

VALVO

Schaltungssammlung

Heft 1



Schaltungssammlung

Heft 1

HERAUSGEGEBEN VON DER VALVO GMBH HAMBURG 1

Die VALVO GmbH übernimmt keine Gewähr, daß die in dieser Schrift angegebenen Schaltungen, Geräte, Maschinen, Anlagen, Bauelemente, Baugruppen oder Verfahren frei von Schutzrechten sind. Die hier angegebenen Ratschläge sind unverbindliche und keine Haftung begründende Empfehlungen.

Nachdruck, auch auszugsweise, ist nicht gestattet.

Ausgabe Juli 1970

Herausgeber: VALVO GmbH, 2 Hamburg 1, Burchardstraße 19

Verlag: Boysen & Maasch, 2 Hamburg 36, Gerhofstraße 25; ISBN 3/87095/223/7

Satz: Damaschke + Co., Großdruckerei und Faltschachtelwerk, 2059 Büchen (Lauenb.)

Druck: Photocopie GmbH, 2 Hamburg 1

Diese Schaltungssammlung enthält sowohl bisher unveröffentlichte neue Schaltungen als auch Nachdrucke aus unseren VALVO-Veröffentlichungen mit verkürzten Erläuterungen. Damit wollen wir dem Anwender eine bequeme Hilfe beim Einsatz unserer Bauelemente und eine erste Anregung für den Entwurf seiner eigenen Schaltungen geben.

VALVO GmbH



Inhalt

Schaltungen für Meßtechnik und Überwachung

- | | | |
|---|--|----------------|
| 1 | Schaltungen für einen Oszillografen mit einem Nennfrequenzbereich von 0 bis 50 MHz, Vertikal-Ablenkverstärker | 21. März 1969 |
| 2 | Schaltungen für einen Oszillografen mit einem Nennfrequenzbereich von 0 bis 50 MHz, Horizontal-Ablenkschaltung | 22. März 1969 |
| 3 | Schaltungen für einen Oszillografen mit einem Nennfrequenzbereich von 0 bis 50 MHz, Trigger-Generator | 24. März 1969 |
| 4 | Y-Verstärker für einen Oszillografen mit einem Nennfrequenzbereich von 0 bis 375 MHz | 25. April 1969 |
| 5 | Ein experimenteller 4 Dekaden-Beleuchtungsmesser | 25. März 1969 |
| 6 | Gleichspannungsverstärker zur Ansteuerung eines Ampere-Stunden-Meters | 26. April 1969 |
| 7 | Referenzspannungsquelle für 6,5 V | 3. Dez. 1969 |

Steuer- und Regelschaltungen

- | | | |
|----|--|----------------|
| 8 | Helligkeitsregler für 200 W | 27. März 1969 |
| 9 | Helligkeitsregler für hohe Leistung | 28. März 1969 |
| 10 | Drehzahlregelung von Wechselstromhauptschlußmotoren kleiner Leistung | 5. Mai 1969 |
| 11 | Thyristor-Triggerschaltung für Pulsbetrieb (burst-firing) | 26. März 1969 |
| 12 | Thyristor-Zündschaltung mit BRY 39 | 29. März 1969 |
| 13 | Einfacher Wechselstromsteller mit dem Triac BTX 94 | 4. Dez. 1969 |
| 14 | Zündschaltung mit BRY 39 zum Betrieb eines Wechselstromstellers | 2. Mai 1969 |
| 15 | Zündschaltung mit BR 100 zum Betrieb eines Wechselstromstellers | 3. Mai 1969 |
| 16 | Einfache Temperatur-Regelschaltung (10 bis 30 °C) | 18. Febr. 1970 |
| 17 | Einfache Temperatur-Regelschaltung (30 bis 90 °C) | 19. Febr. 1970 |
| 18 | Temperatur-Regelschaltung 100 bis 300 °C | 17. Febr. 1970 |
| 19 | Temperatur-Regelschaltung mit Schwellenwertschalter FCL 101 | 2. Dez. 1970 |
| 20 | Statischer Wechselstromschalter | 1. Dez. 1970 |
| 21 | Lichtschranken mit der Schaltung TAA 293 | 17. März 1970 |
| 22 | Lichtschranken mit der Schaltung FCL 101 | 18. März 1970 |
| 23 | Langzeitschalter | 16. Febr. 1970 |
| 24 | Induktiver Annäherungsschalter | 2. Febr. 1970 |

Schaltungen für die Datenverarbeitung

- | | | |
|----|--|---------------|
| 25 | Ausgangsstufen für die DTL-FC-Reihe | 31. März 1969 |
| 26 | Schaltungen gegen Prellstörungen | 1. April 1969 |
| 27 | Verriegelungsschaltungen | 6. Mai 1969 |
| 28 | Überwachungsschaltungen | 7. Mai 1969 |
| 29 | Start-Stop-Schalter für Impulsserien | 8. Mai 1969 |
| 30 | Impulsformerschaltung | 9. Mai 1969 |
| 31 | Schwellenwertschalter mit TAA 293 | 13. März 1970 |
| 32 | Monostabile Schaltung mit Gattern der DTL-FC-Reihe | 2. April 1969 |
| 33 | Monostabile Schaltung mit Gattern der DTL-FC-Reihe | 3. April 1969 |



34	Erzeugung von Impulsen aus Potentialwechselln	10. Mai 1969
35	Multivibratoren mit Gattern der DTL-FC-Reihe	5. April 1969
36	Spannungs-Frequenz-Wandler mit Gattern der DTL-FC-Reihe	11. Febr. 1970
37	Spannungs-Frequenz-Wandler mit der Schaltung FCK 101	10. Febr. 1970
38	Quarzoszillator für 100 kHz	9. Febr. 1970
Schaltungen für Rundfunkempfänger		
39	Kleiner AM-Empfänger mit 6 Transistoren	8. April 1969
40	HF-Teil eines AM-Autoempfängers mit Demodulator	12. Mai 1969
41	Musterschaltung einer geregelten AM-Mischstufe nach dem Prinzip der geregelten Gegenkopplung	13. Mai 1969
42	ZF-Verstärker für FM/AM-Rundfunkempfänger mit Ratiodektor und AM-Demodulator	14. Mai 1969
43	ZF-Verstärker für Stereo-Heimempfänger mit Ratiodektor und AM-Demodulator	9. April 1969
44	UKW-Baustein für FM/AM-Rundfunkempfänger	16. Mai 1969
45	UKW-Baustein für FM/AM-Rundfunkempfänger	17. Mai 1969
46	UKW-Baustein für FM/AM-Rundfunkempfänger	10. April 1969
47	Stereo-Dekoder für Heimempfänger	11. April 1969
NF-Verstärkerschaltungen		
48	Integrierter 1 W-Verstärker	2. März 1970
49	2,8/3,1 W-NF-Verstärker	23. Febr. 1970
50	4 W-Verstärker mit integrierter Vor- und Treiberstufe	3. März 1970
51	8 W-Hi-Fi-Verstärker mit aktivem Klangeinsteller	24. Febr. 1970
52	20 W-Hi-Fi-Verstärker	25. Febr. 1970
53	20 W-Hi-Fi-Verstärker mit Schutzschaltung	26. Febr. 1970
54	35 W-Hi-Fi-Verstärker mit Schutzschaltung	27. Febr. 1970
55	Universalverstärker-Baustein	21. April 1969
56	Trennverstärkerstufe	22. April 1969
57	Mikrofonverstärker	15. April 1969
58	Nadelton-Entzerrer	17. April 1969
59	Aktiver Klangeinsteller	14. April 1969
60	Aktiver Präsenzeinsteller	16. April 1969
61	Mischverstärker-Baustein	12. April 1969
HF-Verstärkerschaltungen		
62	Antennenverstärker für Kanal 4, $P_{o\ max} = 150\ mW$	3. Juni 1969
63	Antennenverstärker für Kanal 9, $P_{o\ max} = 150\ mW$	4. Juni 1969
64	Antennenverstärker für Kanal 9, $P_{o\ max} = 60\ mW$	5. Juni 1969
65	Antennenverstärker für Kanal 9, $P_{o\ max} = 10\ mW$	6. Juni 1969



66	Antennenverstärker für Kanal 55, $P_{o\ max} = 80\ mW$	7. Juni 1969
67	Antennenverstärker für den Fernsehbereich I, $P_{o\ max} = 10\ mW$	9. Juni 1969
68	Antennenverstärker für den UKW-Rundfunkbereich, $P_{o\ max} = 25\ mW$	10. Juni 1969
69	Antennenverstärker für den Fernsehbereich III, $P_{o\ max} = 10\ mW$	11. Juni 1969
70	Zweistufiger Mehrbereichs-Antennenverstärker	12. Juni 1969
71	Vierstufiger Mehrbereichs-Antennenverstärker	13. Juni 1969
72	8 MHz-Verstärker	3. Febr. 1970
73	30 MHz-Verstärker	4. Febr. 1970
Schaltungen zur Stromversorgung		
74	Stabilisierungsschaltung 12 V/5 A	28. Mai 1969
75	Stabilisierungsschaltung 24 V/3 A	29. Mai 1969
76	Stabilisierungsschaltung 48 V/2 A	30. Mai 1969
77	Stabilisierungsschaltung 100 V/1 A	31. Mai 1969
78	Stabilisierungsschaltung 0,6 bis 15 V/2 bis 4 A	2. Juni 1969
79	Stabilisierte Netzgeräte für $U_{bat} = 20\ V$	20. Febr. 1970
80	Thyristorstabilisiertes Netzgerät	23. März 1970
Generator- und Oszillatorschaltungen, Sender		
81	Multivibrator	19. Mai 1969
82	Frequenzverdoppler mit einer Leistungsvaraktordiode, Verdoppler 82,5/165 MHz	20. Mai 1969
83	Frequenzverdoppler mit einer Leistungsvaraktordiode, Verdoppler 116,25/232,5 MHz	21. Mai 1969
84	Frequenzverdoppler mit einer Leistungsvaraktordiode, Verdoppler 232,5/465 MHz	22. Mai 1969
85	Frequenzverdreifacher mit einer Leistungsvaraktordiode, Verdreifacher 77,5/232,5 MHz	23. Mai 1969
86	Frequenzverdreifacher mit einer Leistungsvaraktordiode, Verdreifacher 155/465 MHz	24. Mai 1969
87	Frequenzverdreifacher mit einer Leistungsvaraktordiode, Verdreifacher 150/450 MHz	27. Mai 1969
88	Tragbarer 1 W-Sender für den 160 MHz-Bereich	18. April 1969
89	Fahrbarer 12 W-Sender für den 160 MHz-Bereich	19. April 1969



VALVO

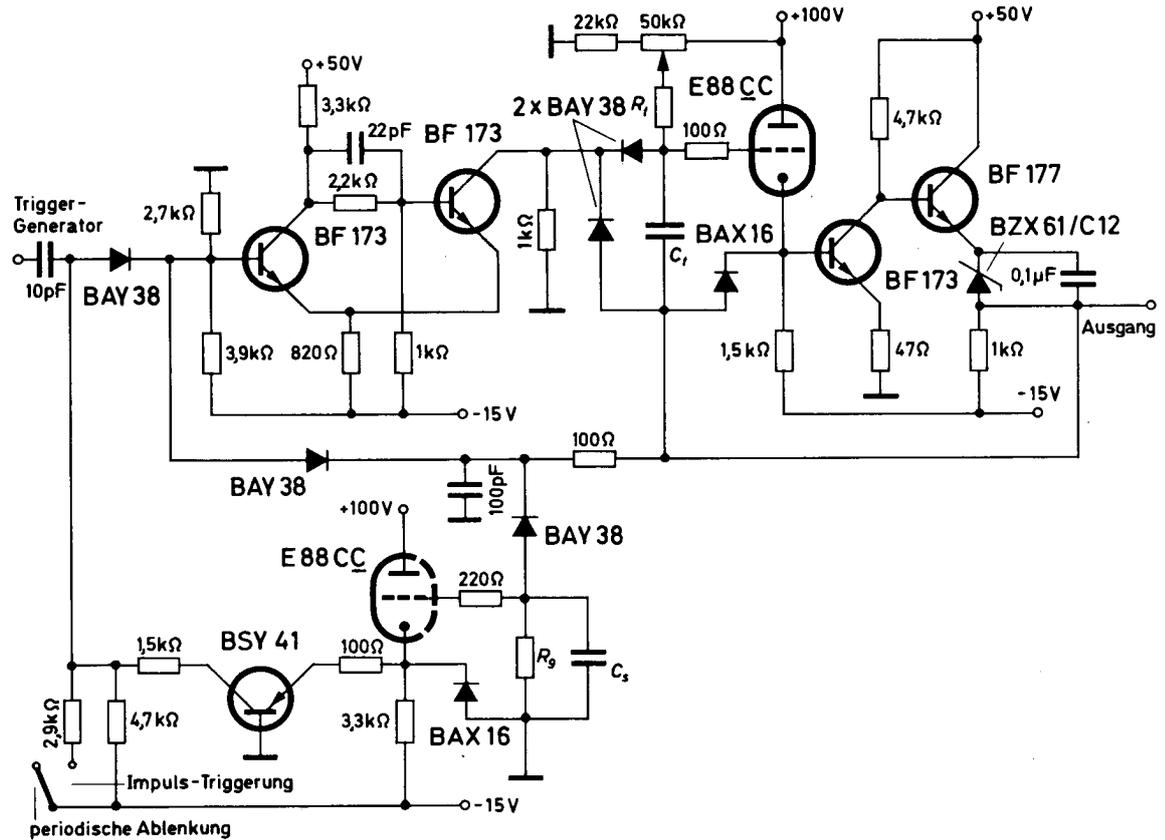
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Schaltungen für einen Oszillografen mit einem Nennfrequenzbereich von 0 bis 50 MHz

22. MÄRZ 1969

Horizontal-Ablenkschaltung



Diese Horizontal-Ablenkschaltung liefert eine Sägezahnspannung, bei der die Abweichung vom linearen Verlauf geringer als 1% ist. Die Ablenkzeit kann zwischen 1 μ s und 50 s variiert werden. Bei einer Bildbreite von 10 cm sind die entsprechenden spezifischen Ablenkzeiten 100 ns/cm und 5 s/cm.

Die Sägezahnspannung wird mit Hilfe eines Miller-Integrators erzeugt, der durch einen Schmitt-Trigger gesteuert wird. Diese Trigger-Schaltung

wiederum kann an einen Trigger-Generator (Impulsformer) angeschlossen werden. In diesem Fall sorgt eine Sperrschaltung dafür, daß während des Rücklaufs der Sägezahnspannung keine Triggerung möglich ist. Die Sperrschaltung bietet andererseits die Möglichkeit einer periodischen Triggerung.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 116, März 1968



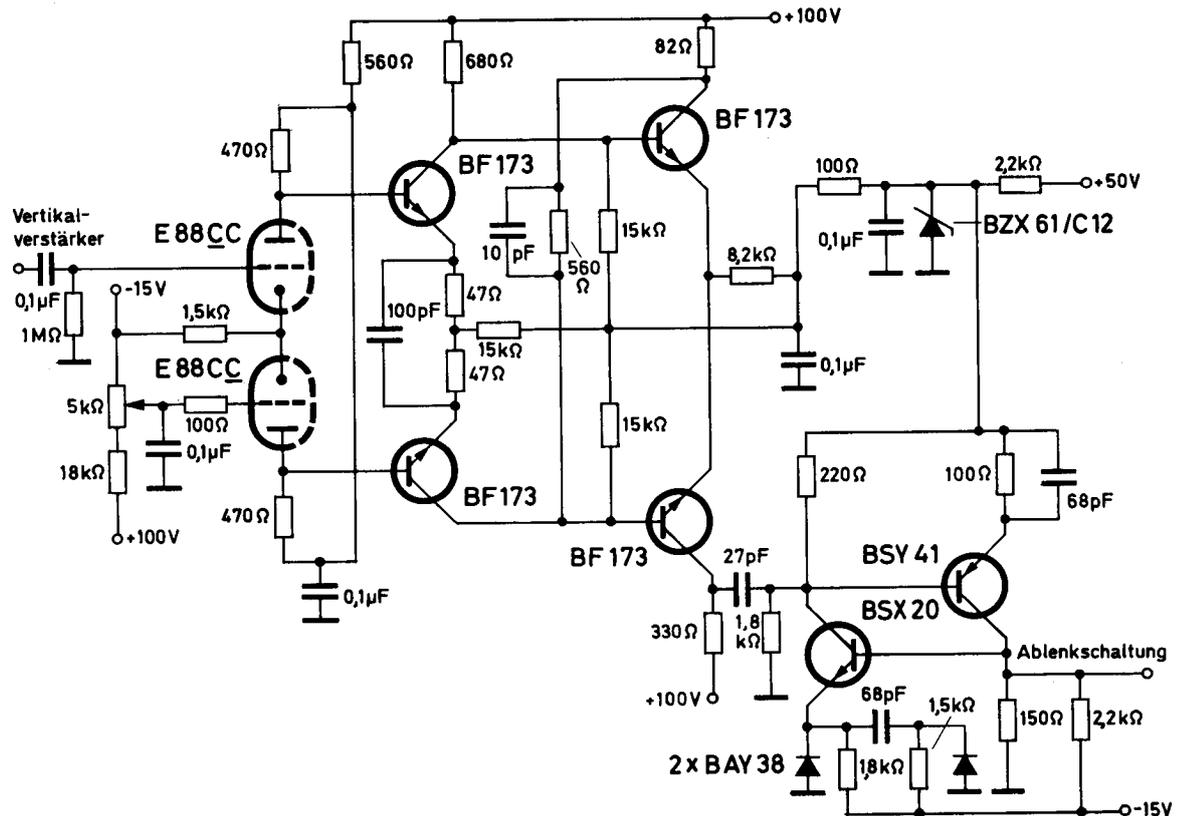
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

SchaltungssammlungSchaltungen für
einen Oszillografen
mit einem Nenn-
frequenzbereich
von 0 bis 50 MHz

24. MARZ 1969

Trigger-Generator



Der Trigger-Generator liefert Impulse mit einer Amplitude von etwa 6 V zur Triggerung der Horizontal-Ablenkung. Bei einer kürzesten Ablenkzeit von $1 \mu\text{s}$ ist eine Folgefrequenz der Trigger-Impulse von höchstens 1 MHz erforderlich. Die Anstiegszeit der Trigger-Impulse ist etwa 3 ns, die Erholzeit der Schaltung etwa 70 ns. Die zur Erzeugung eines Impulses notwendige Spannungsamplitude am Eingang liegt unterhalb von 20 mV.

Die Schaltung besteht aus einer hochohmigen Röhren-Eingangsstufe, die stark übersteuert werden darf, einer Schaltung, die bei niedrigen Frequenzen als Schmitt-Trigger, bei hohen Frequenzen als Verstärker arbeitet, und einer monostabilen Kippschaltung als Endstufe.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 116, März 1968



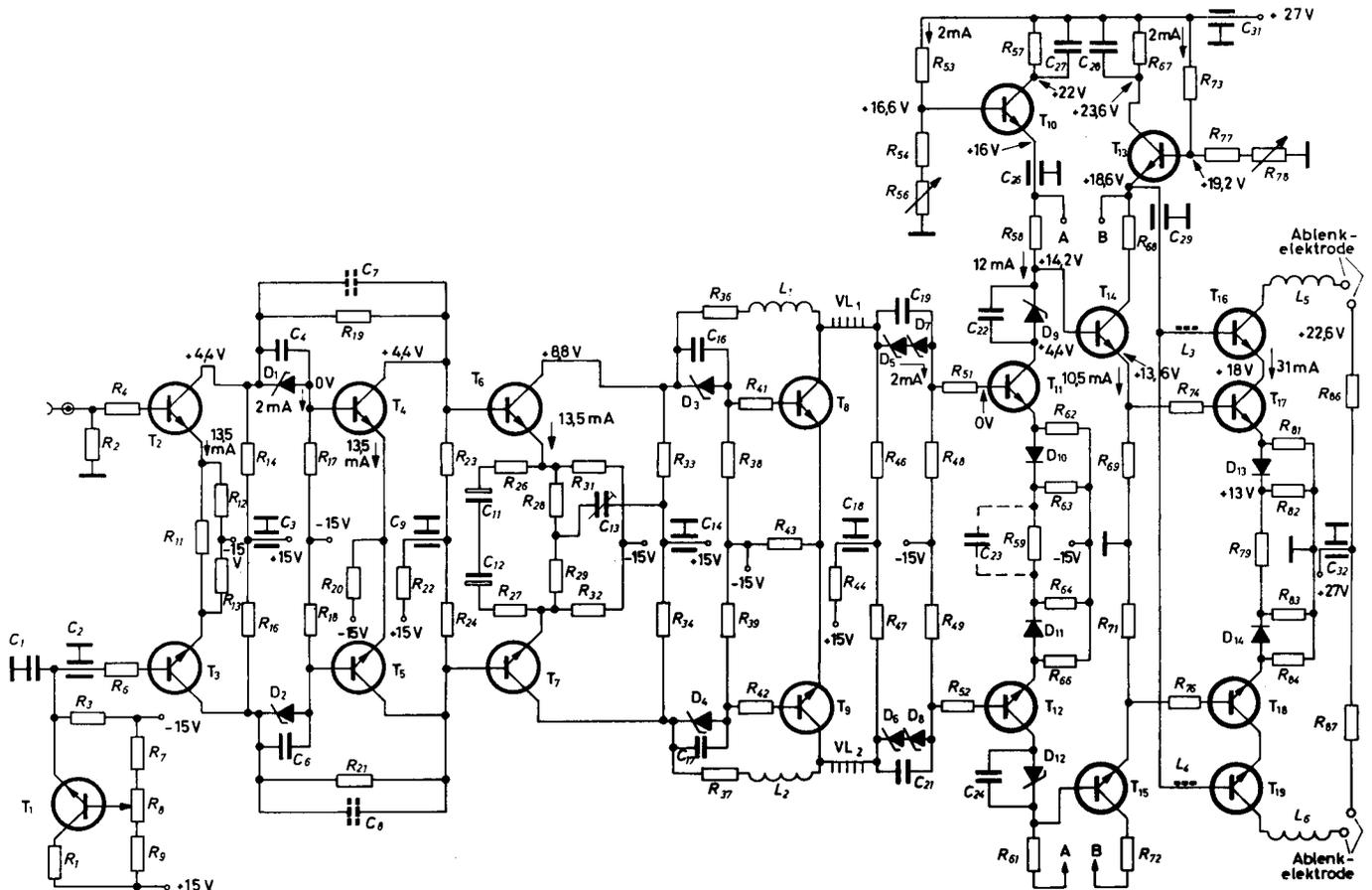
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Y-Verstärker für einen Oszillografen mit einem Nennfrequenzbereich von 0 bis 375 MHz

25. APRIL 1969



$R_1 = 100 \Omega$	$R_{27} = 270 \Omega$	$R_{54} = 8,2 \text{ k}\Omega$	$R_{82} = 430 \Omega$	$C_{21} = 82 \text{ pF}$
$R_2 = 51 \Omega$	$R_{28} = 56 \Omega$	$R_{56} = 2,2 \text{ k}\Omega$	$R_{83} = 430 \Omega$	$C_{22} = 82 \text{ pF}$
$R_3 = 3 \text{ k}\Omega$	$R_{29} = 56 \Omega$	$R_{57} = 200 \Omega$	$R_{84} = 10 \text{ k}\Omega$	$C_{23} = 1,8 \text{ pF}$
$R_4 = 27 \Omega$	$R_{31} = 1,5 \text{ k}\Omega$	$R_{58} = 150 \Omega$	$R_{86} = 150 \Omega$	$C_{24} = 82 \text{ pF}$
$R_6 = 27 \Omega$	$R_{32} = 1,5 \text{ k}\Omega$	$R_{59} = 82 \Omega$	$R_{87} = 150 \Omega$	$C_{26} = 1 \text{ nF}$
$R_7 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_{33} = 330 \Omega$	$R_{61} = 150 \Omega$	$C_1 = 150 \text{ nF}$	$C_{27} = 15 \text{ nF}$
$R_8 = 1 \text{ k}\Omega$	$R_{34} = 330 \Omega$	$R_{62} = 10 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 1 \text{ nF}$	$C_{28} = 15 \text{ nF}$
$R_9 = 10 \text{ k}\Omega$	$R_{36} = 300 \Omega$	$R_{63} = 1,2 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 1 \text{ nF}$	$C_{29} = 1 \text{ nF}$
$R_{11} = 56 \Omega$	$R_{37} = 300 \Omega$	$R_{64} = 1,2 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 82 \text{ pF}$	$C_{31} = 1 \text{ nF}$
$R_{12} = 1,1 \text{ k}\Omega$	$R_{38} = 7,5 \text{ k}\Omega$	$R_{66} = 10 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 82 \text{ pF}$	$C_{32} = 1 \text{ nF}$
$R_{13} = 1,1 \text{ k}\Omega$	$R_{39} = 7,5 \text{ k}\Omega$	$R_{67} = 160 \Omega$	$C_6 = 82 \text{ pF}$	
$R_{14} = 680 \Omega$	$R_{41} = 27 \Omega$	$R_{68} = 39 \Omega$	$C_7 \approx 2 \text{ pF}^{2)}$	
$R_{16} = 680 \Omega$	$R_{42} = 27 \Omega$	$R_{69} = 1,3 \text{ k}\Omega$	$C_8 \approx 2 \text{ pF}^{2)}$	
$R_{17} = 7,5 \text{ k}\Omega$	$R_{43} = 1,5 \text{ k}\Omega + 1,2 \text{ k}\Omega^{1)}$	$R_{71} = 1,3 \text{ k}\Omega$	$C_9 = 1 \text{ nF}$	
$R_{18} = 7,5 \text{ k}\Omega$	$R_{44} = 180 \Omega$	$R_{72} = 39 \Omega$	$C_{11} = 1000 \mu\text{F}$	
$R_{19} = 160 \Omega$	$R_{46} = 100 \Omega$	$R_{73} = 3,6 \text{ k}\Omega$	$C_{12} = 1000 \mu\text{F}$	
$R_{20} = 2 \times 1,1 \text{ k}\Omega^{1)}$	$R_{47} = 100 \Omega$	$R_{74} = 68 \Omega$	$C_{13} = 1,4\text{--}5,5 \text{ pF}$	
$R_{21} = 160 \Omega$	$R_{48} = 7,5 \text{ k}\Omega$	$R_{76} = 68 \Omega$	$C_{14} = 1 \text{ nF}$	
$R_{22} = 2 \times 750 \Omega^{1)}$	$R_{49} = 7,5 \text{ k}\Omega$	$R_{77} = 8,2 \text{ k}\Omega$	$C_{16} = 82 \text{ pF}$	
$R_{23} = 56 \Omega$	$R_{51} = 47 \Omega$	$R_{78} = 2,2 \text{ k}\Omega$	$C_{17} = 82 \text{ pF}$	
$R_{24} = 56 \Omega$	$R_{52} = 47 \Omega$	$R_{79} = 68 \Omega$	$C_{18} = 1 \text{ nF}$	
$R_{26} = 270 \Omega$	$R_{53} = 5,1 \text{ k}\Omega$	$R_{81} = 10 \text{ k}\Omega$	$C_{19} = 82 \text{ pF}$	

1) parallel
2) Leitungskapazität



L_1, L_2 \approx 11 nH Leitungsinduktivität, je 15 mm Anschlußdraht zu beiden Seiten des Widerstandes R_{36} bzw. R_{37}
 L_3, L_4 Leitungsdurchführung durch Dämpfungsperle 4312020 31051
 L_5, L_6 \approx 8 nH Leitungsinduktivität
 VL_1, VL_2 Verzögerungsleitung 50 ns aus Koaxialleitung 93 Ω

$D_1 \dots D_4$	} BZY 88 / C 4 V 3	T_1	} BC 107
D_5, D_6		$T_2 \dots T_9$	
D_7, D_8	} BZY 88 / C 4 V 7	T_{11}, T_{12}	} BFY 90
D_9, D_{12}		T_{14}, T_{15}	
D_{10}, D_{11}	} BAX 13	$T_{16} \dots T_{19}$	} BFW 30
D_{13}, D_{14}		T_{10}, T_{13}	

Oszillografenröhre D 13-500 .. / 01

Die Eingangsstufe dieses Y-Verstärkers für eine Oszillografenröhre vom Typ D 13-500 .. / 01 besteht aus einem Phasenteiler (T_2, T_3) und einem Vorverstärker (T_4, T_5). Der Phasenteiler arbeitet mit Spannungs-, der Vorverstärker mit Strom-Gegenkopplung. Durch diese Abwechslung in der Gegenkopplung, die sich in der folgenden Ansteuerstufe für die Verzögerungsleitung (T_6 bis T_9) wiederholt, wird die Bandbreite des Verstärkers erhöht. Streukapazitäten und -induktivitäten (C_7, C_8 bzw. L_1, L_2) wirken sich korrigierend auf den Frequenzgang aus. Der Kondensator C_{13}

verhindert Oszillationen. Durch das Einfügen des Kondensators C_{23} kann das Verhalten des Verstärkers bei hohen Frequenzen verbessert werden.

Die Ausgangsstufe (T_{16} bis T_{19}) ist ein Gegentakt-Kaskodeverstärker mit niedrigen Eingangs- und Ausgangskapazitäten. Mit Hilfe der Stellwiderstände R_{56} und R_{78} wird die Gleichspannung für die Transistoren $T_{11}, T_{12}, T_{14}, T_{15}$ und T_{16} bis T_{19} eingestellt. Die Emitterfolger mit T_{10} und T_{13} stellen eine niederohmige Spannungsquelle dar. Die schnellen Schaltdioden D_{10}, D_{11}, D_{13} und D_{14} sorgen für eine Begrenzung der Ausgangsspannung, wenn der Verstärker übersteuert wird. Durch die Induktivitäten L_3 und L_4 in den Basiszuleitungen zu T_{16} und T_{19} werden unerwünschte Schwingungen unterdrückt.

Eine Verschiebung des Nullpunktes auf dem Bildschirm erreicht man durch Änderung der Basis-Gleichspannung von T_3 mit Hilfe des Potentiometers R_8 im Basisteil von T_1 .

Die Versorgungsspannungen des Verstärkers sind +15 V, -15 V und +27 V. Um die notwendigen Basisspannungen an den Transistoren sicherzustellen, erfolgt die direkte Kopplung der einzelnen Stufen des Verstärkers durch Z-Dioden.

Eigenschaften des Y-Verstärkers:

Verstärkung	46 dB	
Nennfrequenzbereich (3 dB)	0 ... 375 MHz mit	} Verzögerungsleitung
	0 ... 380 MHz ohne	
Abfall oberhalb des Nennfrequenzbereichs	26 dB/Oktave mit	} Verzögerungsleitung
	25 dB/Oktave ohne	
Phasendrehung	2 grd/MHz mit	} Verzögerungsleitung
	3 grd/MHz ohne	
Eingangswiderstand	50 Ω (unsymmetrisch)	
Eingangs-Ablenkkoeffizient	10 mV/cm	
Ausgangswiderstand	300 Ω zwischen den symmetrischen Ausgängen	
max. Ausgangsspannung	15 V von Spitze zu Spitze	
Ausgangs-Anstiegszeit	ca. 1 ns	
max. zulässige Übersteuerung	3fach	
Signallaufzeit	50 ns	



Erwähnt sei noch die 200 V-Gleichspannungsquelle im Anodenkreis des Fotovervielfachers. Sie ist zur Kompensation des Spannungsabfalles an dem 20 M Ω -Widerstand erforderlich, da sonst die aus der Anode und der letzten Dynode gebildete Endstufe des Fotovervielfachers nicht im Sättigungsbereich arbeiten würde.

Die Spannung am Fotovervielfacher, die schließlich das Maß für die Beleuchtungsstärke darstellt, wird wegen der besseren Ablesegenauigkeit in vier aneinander anschließenden Meßbereichen mit dem Voltmeter V gemessen. Die Potentiometer R_1 bis R_4 dienen zur Einstellung

der Nullpunkte der einzelnen Meßbereiche, die Widerstände R_5 bis R_8 zur Einstellung der Skalenendwerte. Der durch das Meßinstrument fließende Strom muß, ebenso wie der Strom im Fotovervielfacher, klein im Vergleich zu dem Strom durch den Spannungsteiler des Fotovervielfachers sein. Das Instrument wird durch eine Schutzdiodenschaltung vor Überlastung geschützt.

Um die Zündung der in Reihe geschalteten Stabilisatorröhren zu erleichtern, empfiehlt es sich, diese (mit Ausnahme der am höchsten positiven Potential liegenden Röhre) mit je einem hochohmigen Widerstand zu überbrücken.



Es handelt sich hier um einen Differenzverstärker, der am Meßwiderstand R_s eine Spannung von max. ± 100 mV abgreift und sie in einen direkt proportionalen Strom von max. ± 5 mA zum Betreiben eines elektrolytischen Ampere-Stunden-Meters umwandelt.

Über die beiden $10\text{ k}\Omega$ -Widerstände im Differenzverstärkerkreis findet eine Gegenkopplung auf den Stromgenerator statt, wodurch die

Gleichtaktspannungen an den Kollektoren des Transistors BCY 89 stabilisiert werden, ohne daß die differentielle Arbeitsweise des Verstärkers beeinflußt wird.

Ist der Meßwiderstand R_s nicht angeschlossen, so besteht keine Gefahr für den Verstärker.

Das $20\ \Omega$ -Trimpotentiometer dient zum Nullabgleich des Meßstromes ($I_m = 0$), wenn die zu messende Spannung $U_s = 0$ ist.



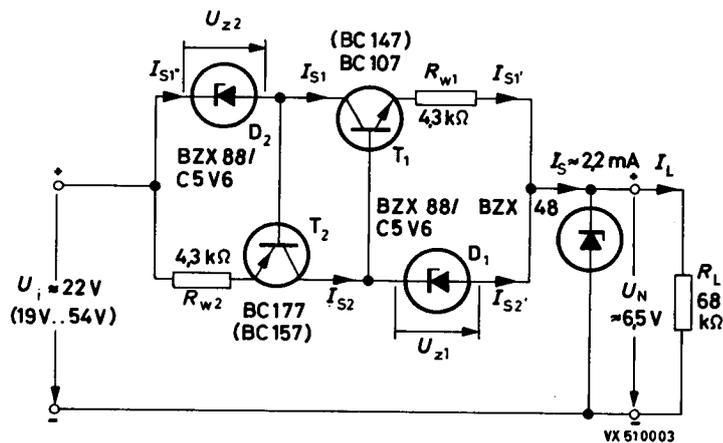
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Referenzspannungsquelle für 6,5 V

3. DEZEMBER 1969



Die hier angegebene Referenzspannungsquelle liefert eine von der Zeit und den Umweltbedingungen weitgehend unabhängige Gleichspannung U_N von ca. 6,5 V. Sie kann daher zur Eichung von Voltmetern verwendet werden und eignet sich vor allem in zahlreichen Meßgeräten (z. B. Digitalvoltmetern) und stabilisierten Strom- und Spannungsversorgungsgeräten als hochwertige Vergleichsspannungsquelle.

Die Referenzspannung U_N wird im wesentlichen von einem Halbleiter-Referenzelement BZX 48 (vgl. Fußnote 2) bestimmt, das zum Betrieb einen möglichst konstanten Strom von ca. 2 mA benötigt. Dieser Strom wird von einem Stromstabilisator geliefert, der aus zwei parallelgeschalteten, komplementären Stromstabilisatoren besteht. Diese arbeiten nach einem einfachen Prinzip: Die am Emitterwiderstand (R_{w1} , R_{w2}) eines Transistors (T_1 , T_2) entstehende Spannung wird mit einer möglichst konstanten Spannung (U_{z1} , U_{z2}) verglichen. Die zwischen Basis und Emitter auftretende Differenzspannung steuert den Transistor so, daß der Kollektorstrom weitgehend unabhängig von der Speisespannung (U_1) und von einer im Kollektorkreis liegenden Last ist. Die Vergleichsspannungen U_{z1} und U_{z2} werden im vorliegenden Fall durch die Z-Dioden D_1 und D_2 stabilisiert, die jeweils vom sehr konstanten Strom des anderen Stromstabilisators durchflossen werden. U_{z1} und U_{z2} sind deshalb, wie erforderlich, von der Speisespannung U_1

nahezu unabhängig, so daß der differentielle Innenwiderstand des (gesamten) Stromstabilisators sehr hoch ist (mehrere Megohm). Da der differentielle Widerstand des Referenzelementes dagegen sehr klein ist ($< 50 \Omega$), übt die Versorgungsspannung U_1 praktisch keinen spürbaren Einfluß mehr auf die Referenzspannung U_N aus.

Die Temperaturabhängigkeit der Referenzspannung U_N wird vor allem durch den sehr kleinen Temperaturkoeffizienten des Referenzelementes BZX 48 bestimmt, sie wird aber auch durch das Temperaturverhalten der Z-Dioden und Transistoren sowie der Widerstände R_{w1} und R_{w2} beeinflusst. Die Auswirkungen des Temperaturverhaltens von Z-Dioden und Transistoren auf U_N kompensieren sich teilweise, und der Einfluß der Widerstände R_{w1} und R_{w2} auf die Temperaturabhängigkeit von U_N kann dadurch genügend klein gehalten werden, daß Metallschichtwiderstände mit einem Temperaturkoeffizienten $|TK_R| < 100 \cdot 10^{-6}/\text{grd}$ verwendet werden.

Gegenüber Normalelementen hat diese Referenzspannungsquelle bei nur wenig schlechterer Stabilität den Vorteil, daß sie belastet werden kann, kurzschlußfest und mechanisch sehr robust ist.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.132, August 1969 und VALVO Brief vom 15. August 1969



Technische Daten

Stabilisierte Ausgangsspannung	$U_N = 6,5 \text{ V} \pm 5 \%$
Ausgangsstrom (Laststrom)	$I_L = \begin{cases} \text{min. } 0 \\ \text{max. } 0,3 \text{ mA } ^1) \end{cases}$
Eingangsspannung (Speisespannung)	$U_1 = \begin{cases} \text{min. } 19 \text{ V} \\ \text{max. } 54 \text{ V} \end{cases}$
Eingangsstrom (stabilisierter Strom)	$I_1 = I_s \approx 2 \text{ mA}$
differentieller Ausgangswiderstand (differentieller Innenwiderstand der Quelle, von der Last gesehen)	$-\frac{dU_N}{dI_N} = r_o = \begin{cases} \text{max. } 50 \Omega \\ \text{typ. } 20 \Omega \end{cases}$
Stabilisierungsfaktor	$\frac{dU_N}{dU_1} = \alpha = \begin{cases} \text{max. } 3 \cdot 10^{-5} \\ \text{typ. } 3 \cdot 10^{-6} \end{cases}$
mittlerer Temperaturkoeffizient ²⁾ der Referenzspannung U_N zwischen 0°C und 70°C	$S_{AV} = \begin{cases} \text{min. } -100 \mu\text{V/grad} \\ \text{max. } +140 \mu\text{V/grad} \\ \text{typ. } +67 \mu\text{V/grad} \end{cases}$
Langzeitstabilität nach 100 Betriebsstunden	$< 1 \text{ mV pro } 1000 \text{ Betriebsstunden}$
Umgebungstemperatur	$\vartheta_U = \begin{cases} \text{min. } 0^\circ\text{C} \\ \text{max. } 70^\circ\text{C} \end{cases}$
Referenzspannungsänderung ΔU_N bei einer Eingangsspannungsänderung $\Delta U_1 = 5 \text{ V}$	$\approx 15 \mu\text{V}$ (typischer Wert)
Referenzspannungsänderung $ \Delta U_N $ bei einer Änderung der Umgebungstemperatur von 0°C auf 70°C	$\approx 4,7 \text{ mV}$ (typischer Wert)
Referenzspannungsänderung ΔU_N bei einer Laststromänderung $\Delta I_L = 100 \mu\text{A}$	$\approx -2 \text{ mV}$ (typischer Wert)

¹⁾ Die angegebene Referenzspannungsquelle kann Ströme bis max. 1,5 mA abgeben, jedoch verschlechtern sich die Stabilisierungseigenschaften bei Lastströmen $I_L > \text{ca. } 0,3 \text{ mA}$ (Vergrößerung des Ausgangswiderstandes und des Temperaturkoeffizienten). Andererseits ist die Schaltung kurzschlußfest ($I_{LS} \approx 2 \text{ mA}$).

Die Referenzspannungsquelle kann auch größere, wenig schwankende (ΔI_L möglichst $< 0,3 \text{ mA}$) Lastströme I_L bis zu einigen Milliampere ohne wesentliche Verschlechterung der Stabilisierungseigenschaften liefern, wenn die Widerstände R_{w1} und R_{w2} entsprechend der Beziehung

$$R_{w1} = R_{w2} \approx \frac{U_z - 0,65}{I_L / 2 + 1}$$

(Z-Diodenspannung $U_z = U_{z1} = U_{z2}$ in V beim Strom $I_L / 2 + 1 \text{ mA}$, I_L in mA und R_{w1} , R_{w2} in $k\Omega$) gewählt werden. Die maximal zulässige Verlustleistung der Transistoren darf nicht überschritten werden.

²⁾ Der mittlere Temperaturkoeffizient S_{AV} ist wie folgt definiert

$$S_{AV} = \frac{U_{N \text{ max}} - U_{N \text{ min}}}{70 \text{ grad}}$$

wobei $U_{N \text{ max}}$ und $U_{N \text{ min}}$ die maximale und minimale Referenzspannung im Temperaturbereich zwischen 0°C und 70°C ist.

Werden an den Temperaturkoeffizienten der Referenzspannung weniger strenge Forderungen gestellt, so kann die angegebene Schaltung auch mit dem Referenzelement BZX 49 oder BZX 50 (anstelle von BZX 48) aufgebaut werden.



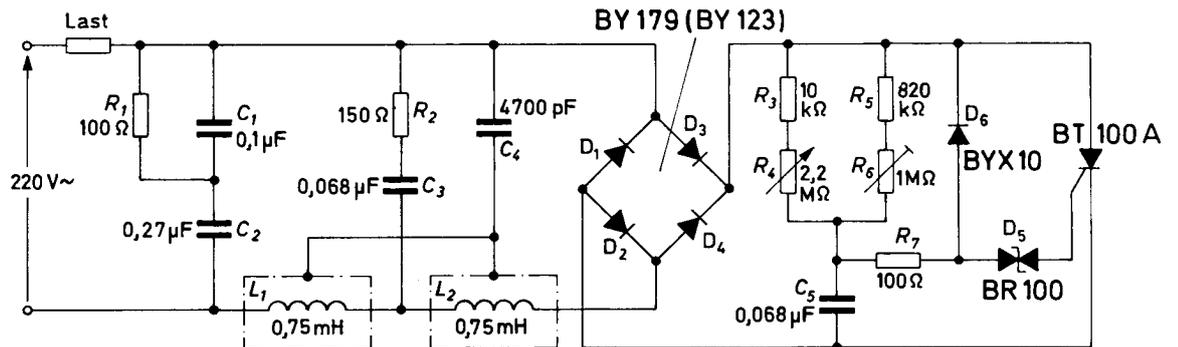
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Helligkeitsregler für 200 W

27. MÄRZ 1969



In jeder Halbwelle wird der Zündkondensator C_5 über die Widerstände R_3, R_4 und R_5, R_6 aufgeladen, bis die Durchbruchspannung der Trigger-Diode BR 100 überschritten und diese leitend wird. Die nunmehr einsetzende Entladung von C_5 über die Trigger-Diode führt zur Zündung des Thyristors BT 100 A. Mit dem einstellbaren Widerstand R_4 kann die Aufladezeit von C_5 und damit der Zündzeitpunkt verändert werden. R_6 dient der einmaligen Einstellung des kleinsten Stromflußwinkels. Die Diode D_6 hat die Aufgabe, bei gezündetem Thyristor eine schnelle Ent-

ladung des Zündkondensators herbeizuführen, um die Aufladung von C_5 in jeder Halbwelle vom (nahezu) ungeladenen Zustand aus beginnen zu können. Vor dem Gleichrichter in Brückenschaltung liegt ein relativ aufwendiges Netzwerk, welches eine besonders wirkungsvolle Entstörung herbeiführt. Es können entsprechend den behördlichen Bestimmungen auch einfachere Entstörungsschaltungen verwendet werden. Die Schaltung gestattet die kontinuierliche Steuerung eines Verbrauchers bis 200 W.

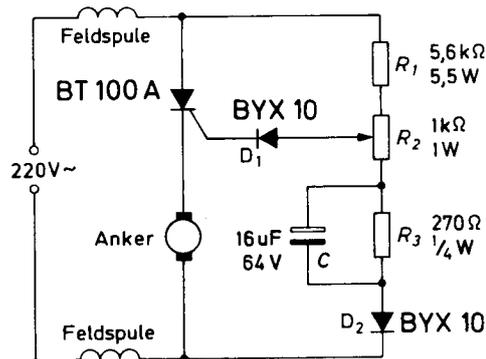


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Drehzahlregelung
von Wechselstrom-
hauptschluß-
Motoren
kleiner Leistung**

5. MAI 1969

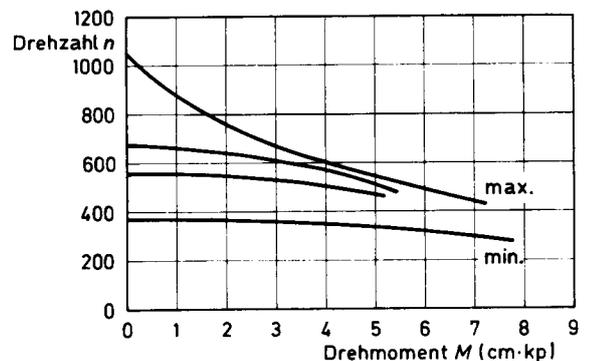


Der mit Halbwellen betriebene Motor liegt mit seinem Anker in der Katodenleitung des Thyristors BT 100 A. Die Zündwinkel- und damit die Drehzeleinstellung wird an R_2 vorgenommen. D_1 schützt den Steueranschluß des Thyristors gegen Überlastungen in den negativen Halbwellen, D_2 setzt die in den Widerständen auftretende Verlustleistung durch Sperrung der negativen Halbwellen herab, und C verschiebt den verfügbaren Zündwinkelbereich zu höheren Werten.

Die Ankergegenspannung stellt für die Katode des Thyristors eine positive, der Drehzahl proportionale Vorspannung dar. Nimmt die Drehzahl beispielsweise durch eine zunehmende Belastung ab, wird der Stromflußwinkel selbsttätig zu höheren Werten hin verschoben und bewirkt damit eine Drehzahlregelung.

Das Diagramm zeigt die Abhängigkeit der Drehzahl vom Drehmoment für verschiedene Einstel-

lungen von R_2 . — Der günstige Einfluß der Drehzahlregelung ist besonders bei niedrigen Drehzahlen deutlich zu erkennen.



Abhängigkeit der Drehzahl vom Drehmoment für verschiedene Einstellungen von R_2



Transformators TT 60; die Größe des am Anschluß 3 liegenden Kondensators legt die Impulsfrequenz fest.

Die Netzspannung wird mit einem Gleichrichter in Brückenschaltung gleichgerichtet. Die entstehenden Halbwellen gelangen über einen Spannungsteiler an die Z-Diode BZY 94. Sofern die Thyristor-Tetrode BRY 39 nicht gezündet ist, liegt am Punkt A eine Spannung gemäß Bild 2 a. Diese Spannung gelangt über $R = 10 \text{ k}\Omega$ an den Anschluß 2 des PA 60, der damit aufgesteuert wird und eine Zündimpulsfolge gemäß Bild 2 b erzeugt, die am Anschluß 13 abgenommen wird. — Bei gezündeter BRY 39 bricht die positive Spannung am Punkt A und damit am Anschluß 2

zusammen, womit ein Schwingen des PA 60 nicht mehr möglich ist.

Wird die Thyristor-Tetrode BRY 39 mit einer Rechteckspannung nach Bild 2 c periodisch gezündet (getastet), so bestimmt das Tastverhältnis die Länge der vom PA 60 erzeugten Zündimpulsfolgen (Bild 2 e) und damit den arithmetischen Mittelwert der an den Verbraucher gelieferten Versorgungsspannung. Durch Ändern des Tastverhältnisses kann eine Steuerung des Verbrauchers erfolgen.

Die beschriebene Art der Steuerung eignet sich naturgemäß nur für relativ „träge“ Verbraucher, wie sie zum Beispiel bei elektrischen Heizungen gegeben sind.



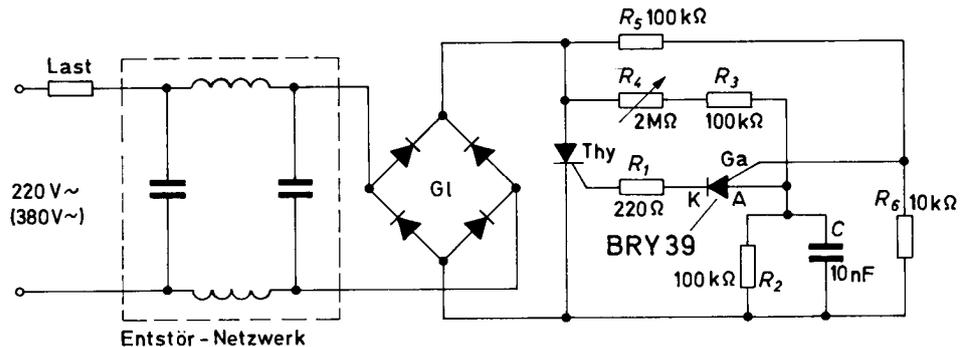
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Thyristor- Zündschaltung mit BRY 39

29. MÄRZ 1969



In jeder Halbwelle wird der Zündkondensator ($C = 10 \text{ nF}$) über die Widerstände R_3 und R_4 aufgeladen. Der Widerstand R_4 ist einstellbar. Mit ihm läßt sich der Ladestrom des Zündkondensators und damit der Zündzeitpunkt verändern.

Die Zündung der Thyristor-Tetrode BRY 39 und damit des Lastthyristors Thy erfolgt, wenn die Anodenspannung des BRY 39 die am Steueranschluß Ga liegende Spannung übersteigt.

Im Gegensatz zu anderen Zündschaltungen ist der eingestellte Zündwinkel gegenüber Netzspannungsschwankungen recht unempfindlich, da

eventuelle Schwankungen an den Anschlüssen A und Ga gleichsinnig auftreten und sich daher in ihrer Wirkung weitgehend aufheben.

Ein weiterer Vorteil dieser Schaltung ist, daß es auch bei Unterspannungen in jedem Fall zur Zündung des Thyristors kommt, da sich am Ende jeder Halbwelle die Spannung an Ga auf den Wert Null zubewegt, während die Kondensatorspannung bis zum Zündzeitpunkt ansteigt.

Für den Gleichrichter G1 und den Thyristor Thy können folgende Bestückungen gewählt werden:

Netzspannung	Leistung	Dioden G1	Thyristor Thy
220 V \sim	1 ... 1,5 kVA	4 x BYX 38 / 600 R	BTY 87 / 600 R
380 V \sim	3 ... 4 kVA	4 x BYX 42 / 1200 R	BTX 47 / 1200 R oder BTX 48 / 1200 R



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Einfacher Wechselstromsteller mit dem Triac BTX 94**

4. DEZEMBER 1969

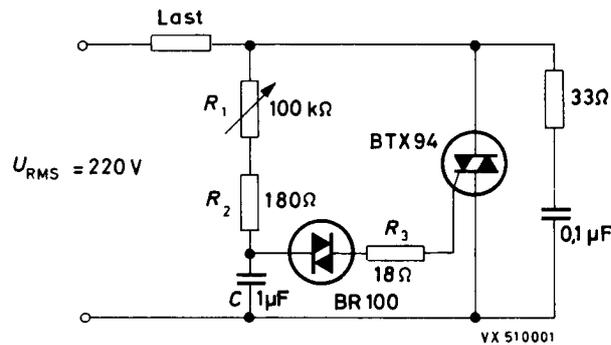


Bild 1.

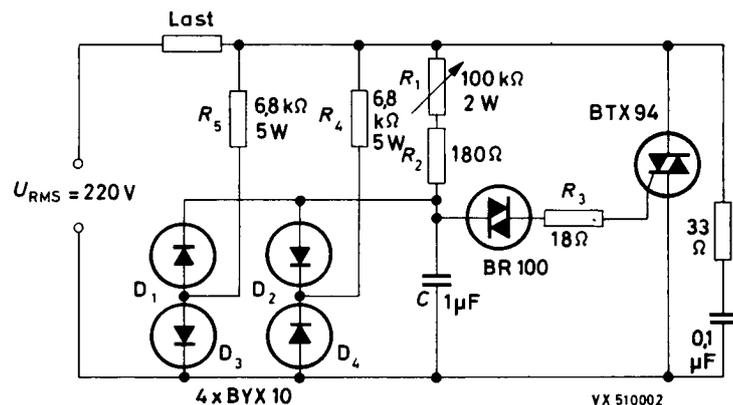


Bild 2.

Diese Schaltungen eignen sich zur kontinuierlichen Leistungssteuerung von Verbrauchern bis 6 kW.

In jeder Halbwelle wird der Zündkondensator C über die Last sowie die Widerstände R_1 und R_2 abwechselnd positiv und negativ aufgeladen. Sobald die Kondensatorspannung die von der Polarität unabhängige Durchbruchspannung der Triggerdiode BR 100 erreicht, zündet diese, und es kommt zu einer Teilentladung von C über die Diode, R_3 und den Steueranschluß des Triac. Der Triac wird damit gezündet und der Verbraucher über den vernachlässigbar kleinen Durchlaßwiderstand des Triac an das Versorgungsnetz geschaltet. Die Zündwinkelseinstellung und damit die Leistungssteuerung wird durch R_1 vorgenommen.

Die Schaltung 1 weist einen Hysterese-Effekt auf, der sich darin zeigt, daß beim Einschalten eines Verbrauchers der Stromflußwinkel von Null auf einen Wert springt, der am 220 V-Netz einen Effektivwert der Spannung von 55 V entspricht. Erst oberhalb dieses Wertes ist eine kontinuierliche Leistungssteuerung bis zu einem Maximalwert von 98 % möglich. Bei einer Reihe von Anwendungen, wie z. B. zur Helligkeitssteuerung, stört dieser Mangel aber nicht. Der geschilderte Hysterese-Effekt läßt sich durch den zusätzlichen Einbau der Widerstände R_4 und R_5 sowie der Dioden D_1 bis D_4 beseitigen, wie es in Bild 2 gezeigt ist.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 135, November 1969

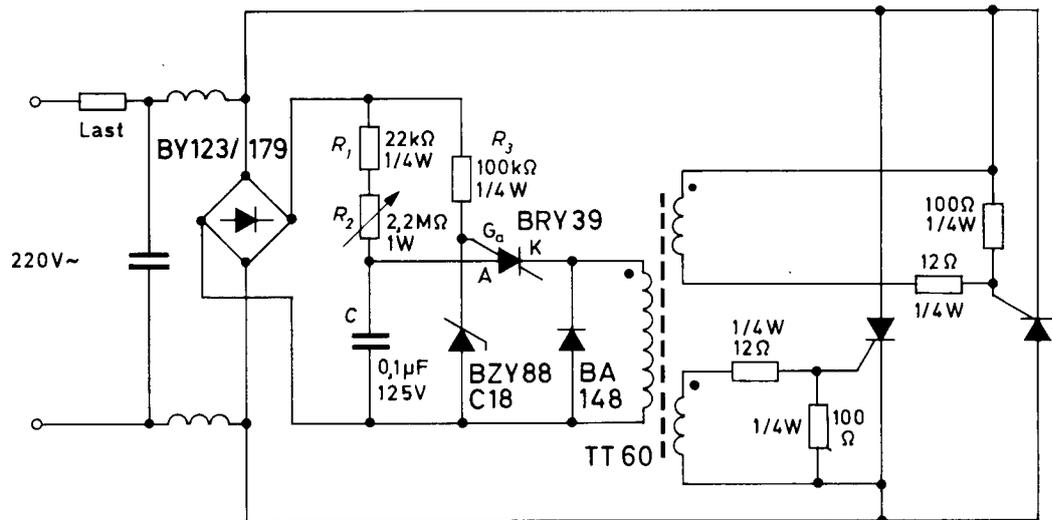


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Zündschaltung
mit BRY 39
zum Betrieb eines
Wechselstrom-
stellers**

2. MAI 1969



Die vom Gleichrichter BY 123/179 gelieferten Halbwellen werden über R_3 dem Anodensteueranschluß G_a der Thyristortetrode BRY 39 zugeführt. Die Z-Diode BZY 88 C 18 bewirkt eine Begrenzung der an G_a liegenden Spannung auf etwa 18 V. Diese Spannung dient als Referenzspannung.

Der Zündkondensator C wird über R_1 und den einstellbaren Widerstand R_2 aufgeladen. Sobald die Spannung an C und damit an der Anode der BRY 39 die an G_a liegende Referenzspannung überschreitet, zündet die BRY 39 und bewirkt die Entladung von C über den Zündtransformator TT 60. Auf diese Weise entsteht in jeder Halbwellen ein Zündimpuls von etwa 20 μ s Dauer, mit dem die beiden antiparallel geschalteten Thyristoren abwechselnd sicher gezündet werden, sofern die Last keine zu große induktive Komponente enthält. Der Zündwinkel kann mit R_2 zwischen ca. 20° und nahezu 180° verändert werden.

Sobald ein Thyristor gezündet ist, sinkt die Spannung am Gleichrichter BY 123/179 für die restliche Dauer der Halbwellen praktisch auf 0 V ab, so daß eine erneute Aufladung von C erst nach dem nächsten Spannungsnulldurchgang erfolgen kann.

Die Schaltung arbeitet sehr stabil und kann bei Umgebungstemperaturen bis zu 45°C betrieben werden. Sie reicht aus, um alle Thyristoren des VALVO-Programms einschließlich der 70 A-Typen zu zünden.

Zündtransformator TT 60

Kern: Ferroxcube X 30-00-3 H1,
Typ 4322 020 23750

Primärwicklung: $n = 39$; 0,4 mm ϕ CuL

Sekundärwicklungen: $2 \times n = 13$;
0,6 mm ϕ CuL

Spannungsfestigkeit zwischen den Wicklungen sowie Wicklungen und Kern: 5 kV

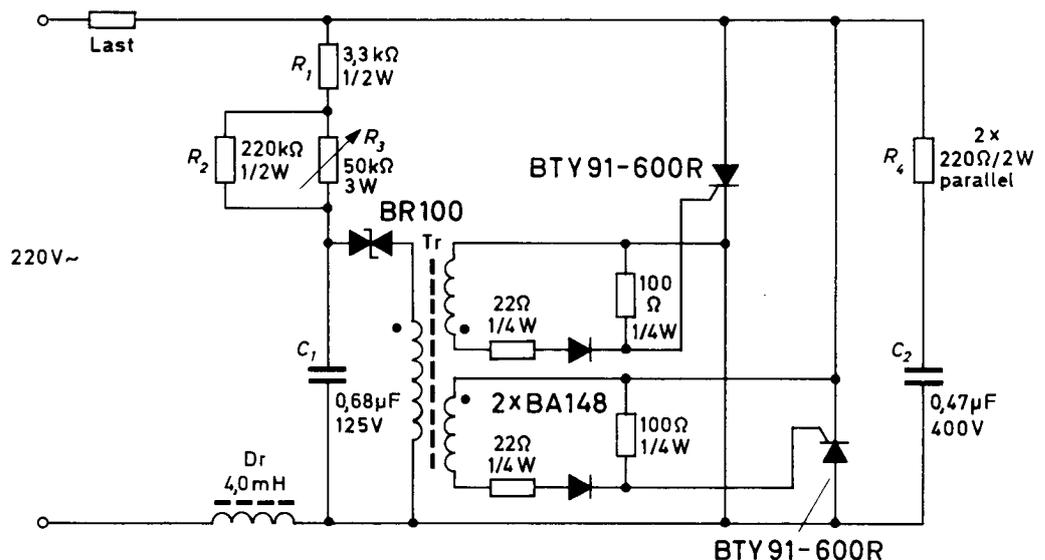


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Zündschaltung
mit BR 100
zum Betrieb eines
Wechselstrom-
stellers**

3. MAI 1969



Der Zündkondensator C_1 wird in jeder Halbwelle über die Widerstandskombination R_1 , R_2 und R_3 abwechselnd positiv und negativ aufgeladen, bis die Durchbruchsspannung der Trigger-Diode BR 100 überschritten und diese leitend wird. Dann entlädt sich C_1 über die Primärwicklung des Zündtransformators.

Die Sekundärwicklungen von Tr sind gegenseitig gepolt, so daß immer abwechselnd nur eine der beiden Dioden BA 148 in Durchlaßrichtung arbeitet und der dazugehörige Thyristor gezündet wird.

Mit dem einstellbaren Widerstand R_3 kann die Ladezeit von C_1 verändert und damit der gewünschte Zündwinkel eingestellt werden.

R_4 und C_2 stellen die Schutzbeschaltung der Thyristoren dar. Die Drossel Dr begrenzt die Strom-

anstiegsgeschwindigkeit. In Verbindung mit zusätzlichen Kondensatoren kann sie zur Entstörung der Schaltung beitragen.

Transformator Tr

Kern: S 25/16 3E1, Typ 4322 020 20611 (2 x)

Primärwicklung: $n = 200$; 0,15 mm ϕ CuL

Sekundärwicklungen: 2 x $n = 100$;
0,2 mm ϕ CuL

Drossel Dr

Kern: P 36/22 3H1, $A_L = 9600 \pm 25\%$ nH,
Typ 4322 022 12200 (2 x)

Wicklung: $n = 20$; 1,5 mm ϕ CuL

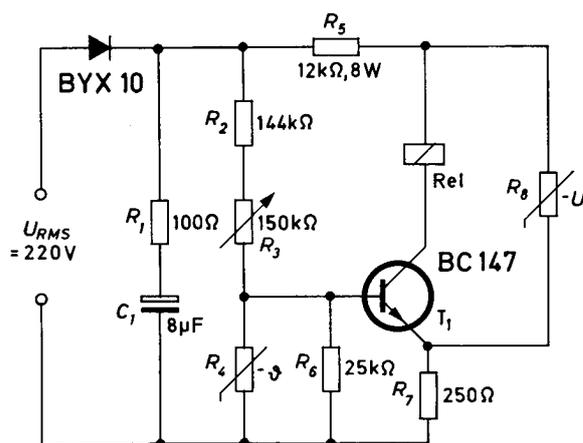


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Einfache
Temperatur-
Regelschaltung
(10 bis 30 °C)**

18. FEBRUAR 1970



Die Schaltung wird aus dem 220 V-Wechselstromnetz gespeist. Nach Gleichrichtung mit der Diode BYX 10 und Glättung durch den Ladekondensator C_1 , steht eine leicht wellige Gleichspannung von etwa 310 V zur Verfügung. Die Basisspannung des Transistors T_1 wird durch die Widerstände R_2 , R_3 , R_4 und R_6 bestimmt. R_3 ist ein in Temperaturwerten geeichter Drehwiderstand zur Einstellung der Solltemperatur. Der NTC-Widerstand R_4 (2322 643 11472) dient als Istwertaufnehmer. R_8 ist ein VDR-Widerstand (2322 555 02301), der eine Stabilisierung der Emitterspannung bewirkt.

Temperaturänderungen von R_4 führen zu Basisspannungs- und damit zu Kollektorstromänderungen von T_1 . Durch den Kollektorstrom wird das Relais beim Unterschreiten der Solltemperatur ein- und beim Überschreiten ausgeschaltet.

Bei dem im Versuchsaufbau benutzten Relais (24 V, 1,2 kΩ) schloß sich der Arbeitskontakt bei 13,8 mA, er öffnet sich bei 5,4 mA. Dieses entspricht bei 30 °C einer Temperaturhysterese von 1,13 grd.

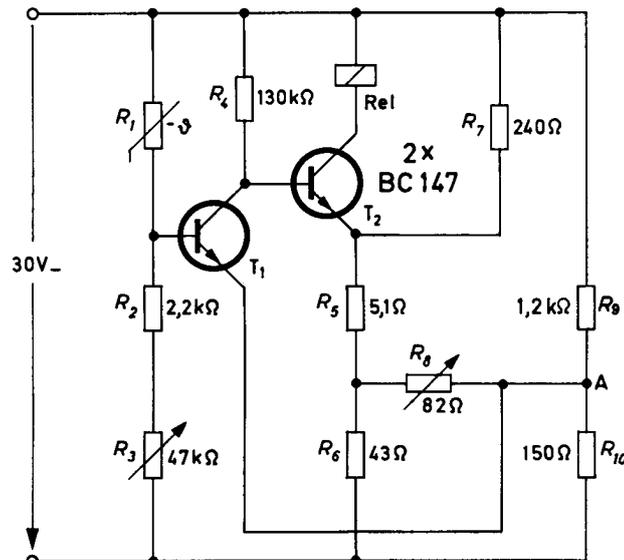


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Einfache
Temperatur-
Regelschaltung
(30 bis 90°C)**

19. FEBRUAR 1970



Diese Temperaturregelschaltung benötigt zu ihrem Betrieb eine Gleichspannung von 30 V. Sie ist für einen Temperaturbereich von 30 bis 90 °C ausgelegt. In einem Anwendungsfall traten im Bereich von 50 bis 90 °C Temperaturabweichungen bis ± 3 grad, im Bereich von 30 bis 50 °C bis ± 2 grad auf. R_3 ist ein in Temperaturwerten geeichter Drehwiderstand zum Einstellen des Sollwertes, der NTC-Widerstand R_1 (2322 636 01154) dient als Istwertaufnehmer.

Beim Einschalten des kalten Verbrauchers hat R_1 einen hohen Widerstand. Die Basisspannung von T_1 liegt dabei so niedrig, daß T_1 gesperrt ist und T_2 im Sättigungsgebiet arbeitet. Durch das Relais (24 V, 1,2 k Ω) fließt ein Strom von etwa 20 mA, der Arbeitskontakt ist geschlossen, und der Verbraucher wird aufgeheizt. Mit ansteigender Temperatur verkleinert sich der Wider-

standswert von R_1 , und die Basisspannung von T_1 steigt an. Beim Erreichen des mit R_3 eingestellten Temperatursollwertes beginnt ein Kollektorstrom durch T_1 zu fließen; die Kollektorspannung von T_1 und der Emitterstrom von T_2 sinken ab. Die Folge ist eine Spannungsabnahme am Punkt A. Hier aber ist der Emitter von T_1 angeschlossen, wodurch eine Rückkopplung wirksam wird, die zu einem abrupten Ausschalten des Relais führt. T_2 ist nunmehr gesperrt, während sich T_1 im Sättigungsgebiet befindet. Beim Abkühlen wird ein entsprechender Rückkopplungsvorgang ausgelöst, der zum erneuten Einschalten des Relais führt. Der über R_7 fließende Strom bewirkt eine gewisse Stabilisierung der Emitterspannung von T_2 . Mit R_8 wird der Rückkopplungsgrad einmalig auf einen für den sicheren Betrieb der Schaltung erforderlichen optimalen Wert eingestellt.



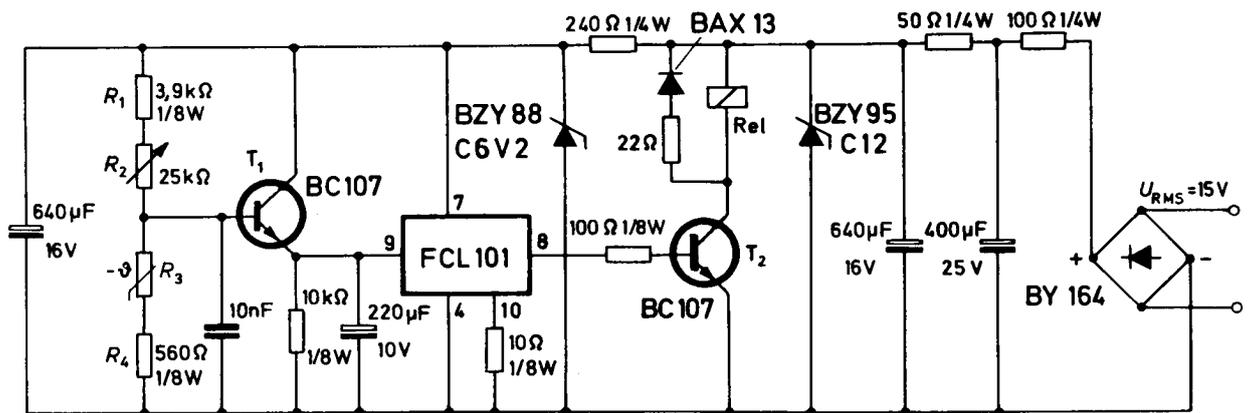
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Temperatur- Regelschaltung 100 bis 300 °C

17. FEBRUAR 1970



Die Schaltung ist für Temperaturregelungen im Bereich von 100 bis 300 °C geeignet. Es handelt sich um eine einfache Zweipunktregelung. R_2 ist ein in Temperaturen geeichter Drehwiderstand, an dem die Solltemperatur eingestellt wird. Der NTC-Widerstand R_3 (2322 627 31104) dient als Istwertaufnehmer.

Beim Einschalten des kalten Verbrauchers besitzt R_3 einen hohen Widerstand, wodurch die Basisspannung von T_1 stark positiv ist. Der als Emitterfolger arbeitende Transistor T_1 schaltet daher den Schwellenwertschalter FCL 101, so daß an dessen Ausgang (8) eine hohe positive Spannung liegt. Diese wiederum bewirkt, daß der Treibertransistor T_2 in das Sättigungsgebiet gesteuert wird und das Relais seinen vollen Strom erhält. Über den geschlossenen Relais-

kontakt wird das Heizelement im Verbraucher direkt oder unter Zwischenschaltung eines elektromagnetischen oder elektronischen Schalters (z. B. Schaltung v. 1. 12. 69) eingeschaltet. Der Verbraucher wird nun aufgeheizt. Beim Erreichen der Solltemperatur ist der Widerstandswert von R_3 und damit die Basisspannung von T_1 soweit gesunken, daß der Schwellenwertschalter ausschaltet, worauf T_2 gesperrt, das Relais stromlos und das Heizelement abgeschaltet wird. Nach Abkühlung des Verbrauchers unter den Sollwert setzt die nächste Heizperiode ein.

Weitere Erläuterungen

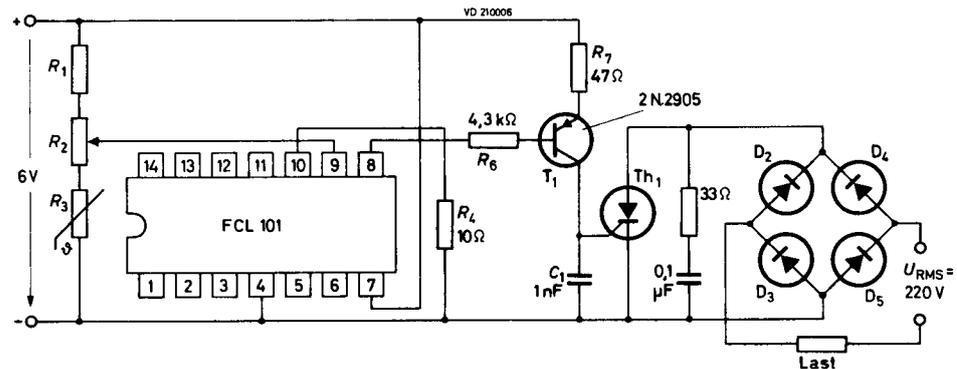
Technische Informationen für die Industrie Nr. 135, November 1969

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

SchaltungssammlungTemperatur-Regel-
schaltung mit
Schwellenwert-
schalter FCL 101

2. DEZEMBER 1969



Es wird eine sehr einfache Schaltung behandelt, bei der die selbsttätige Temperaturregelung eines Verbrauchers durch Ein-/Ausschalten des Verbraucherstromes erfolgt.

Der aus den Widerständen R_1 , R_2 und R_3 bestehende Spannungsteiler liegt an einer Spannungsquelle von 6 V. Als Istwertempfänger dient der PTC-Widerstand R_3 (2322 660 90007). Am Potentiometer R_2 wird die SollwertEinstellung vorgenommen. Die am Schleifkontakt von R_2 abgenommene Spannung liegt am Eingang (9) des Schwellenwertschalters FCL 101. Mit $R_4 = 10 \Omega$ betragen die Schwellenspannungen (typische Werte) bei ansteigender Spannung $U_r = 0,85 \text{ V}$ und bei fallender Spannung $U_f = 0,84 \text{ V}$.

Wird also beispielsweise der „kalte“ Verbraucher eingeschaltet, dann hat R_3 einen relativ kleinen Widerstandswert, und die an R_2 abgegriffene Spannung liegt merklich unter dem Schwellenwert. Am Ausgang (8) des Schwellenwertschalters tritt hierbei eine Spannung auf, die 0,4 V oder weniger beträgt. Dieses niedrige Potential bewirkt, daß der Zündtransistor T_1 im Sättigungsbereich arbeitet. Der Kollektorstrom von T_1 fließt über den Steueranschluß des Thyristors Th_1 und zündet diesen zu Beginn jeder Halbwelle. Der Verbraucher erhält damit praktisch die volle Betriebswechselspannung und wird aufgeheizt.

max. Ausg.-leistg.	D_2 bis D_5	Th_1
1,5 kW	BYX 38 — 600	BTY 79 — 600 R
2,9 kW	BYX 48 — 600	BTY 87 — 600 R
3,8 kW	BYX 42 — 600	BTY 91 — 600 R
4,8 kW	BYX 25 — 600	BTX 81 — 600 R
6,3 kW	BYX 25 — 600	BTX 82 — 600 R

Mit ansteigender Temperatur erwärmt sich auch der PTC-Widerstand R_3 , wodurch sich dessen Widerstand und damit auch die Spannung am Abgriff von R_2 erhöht. Sobald die Schwellenspannung $U_r = 0,85 \text{ V}$ erreicht ist, schaltet der Schwellenwertschalter, und die Spannung am Ausgang (8) steigt auf nahezu 6 V an, wodurch T_1 gesperrt und damit Th_1 gelöscht wird. Der Verbraucher ist nunmehr vom Versorgungsnetz getrennt, und seine Temperatur beginnt abzusinken. Damit erniedrigt sich auch der Widerstandswert von R_3 und die Spannung am Schleifkontakt von R_2 . Erreicht die Eingangsspannung des Schwellenwertschalters den Wert $U_f = 0,84 \text{ V}$, dann schaltet dieser in den Ausgangszustand zurück, und es beginnt die nächste Aufheizperiode. Die Temperatur des Verbrauchers pendelt um den eingestellten Sollwert. Eine allgemeingültige Angabe über die mit dieser Schaltung erzielbare



Regelgenauigkeit läßt sich nicht machen, da diese wesentlich von den thermischen Eigenschaften des Verbrauchers bestimmt wird. In einem Anwendungsfall wurde ein Trockenschrank mit einer Temperatur von 50 °C betrieben. Es traten Temperaturschwankungen bis $\pm 1,2$ °C auf.

Der in der vorliegenden Schaltung verwendete PTC-Widerstand R_3 läßt eine maximale Betriebstemperatur des Verbrauchers von etwa 125 °C zu.

Die Größe von R_2 richtet sich nach dem zu überstreichenden Temperaturbereich. Der Gesamtwiderstand von $R_1 + R_2$ sollte nicht unter 1000 Ω liegen, um die Selbstaufheizung von R_3 gering zu halten.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 138, Januar 1970



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Statischer Wechselstromschalter

1. DEZEMBER 1969

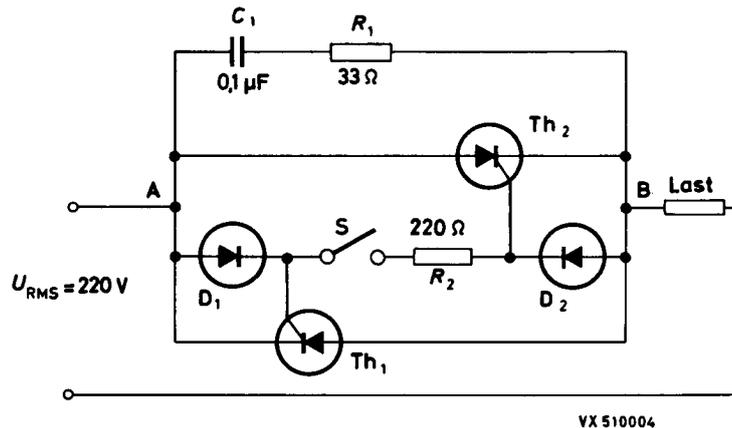


Bild 1.

Mit Thyristoren oder Triacs lassen sich statische Schalter aufbauen, die gegenüber mechanischen Schaltern (Schützen) folgende Vorteile aufweisen:

- kein Verschleiß,
- lautloses Arbeiten,
- geringe Steuerleistung.

Einen statischen Wechselstromschalter, der mit zwei Thyristoren arbeitet, zeigt Bild 1. Nach Schließen des Schalters S gilt:

Zu Beginn einer Halbwelle, bei der z. B. Punkt B positiv gegenüber Punkt A ist, wird Th_1 durch einen Strom über D_2, R_2 gezündet. Ein Zünden von Th_2 ist in dieser Halbwelle nicht möglich, da die zur Zündung erforderliche positive Anodenspannung fehlt. Zu Anfang der nächsten Halbwelle wird dann Th_2 durch einen Strom über D_1, R_2 gezündet. Das wechselseitige Zünden der beiden Thyristoren setzt sich fort, solange der Schalter S geschlossen bleibt.

Für die Bestückung der Schaltung 1 können folgende Thyristoren und Dioden gewählt werden:

Laststrom $I_{N\ RMS}$	Th_1, Th_2	Kühlkörper
4 A	BT 100 A	1,5 mm, 6 x 6 cm ² Al-Kühlblech
9 A	BT 101	
9 A	BT 102	56 256
9 A	BTY 79 — 500 R	56 256
16 A	BTY 87 — 500 R	56 253
16 A	BTX 35 — 500 R	56 253
20 A	BTY 91 — 500 R	56 253
20 A	BTX 36 — 500 R	56 253
25 A	BTX 81 — 500 R	56 253
35 A	BTX 82 — 500 R	56 253
60 A	BTY 95 — 500 R	56 279
60 A	BTX 37 — 500 R	56 279
90 A	BTY 99 — 500 R	56 279
90 A	BTX 38 — 500 R	56 279

Dioden D_1, D_2 : BY 127 oder BYX 10



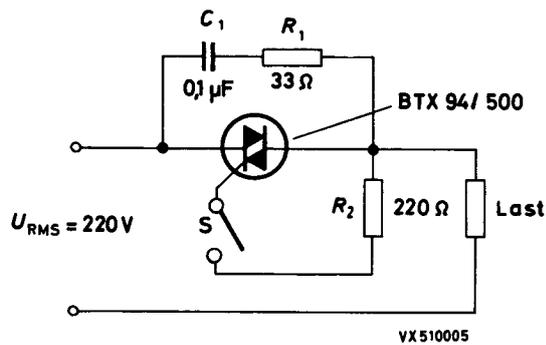


Bild 2.

Anstelle der Thyristoren läßt sich auch ein Triac verwenden. Eine entsprechende Schaltung für $I_{N\text{ RMS}} = \text{max. } 25\text{ A}$ zeigt Bild 2.

Der über den Schalter S fließende Strom ist bei beiden Schaltungen sehr gering. Es empfiehlt sich die Verwendung eines Reed-Relais.

Die Serienschaltung von R_1, C_1 stellt jeweils die Schutzbeschaltung für die Thyristoren bzw. den Triac dar.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.135, November 1969



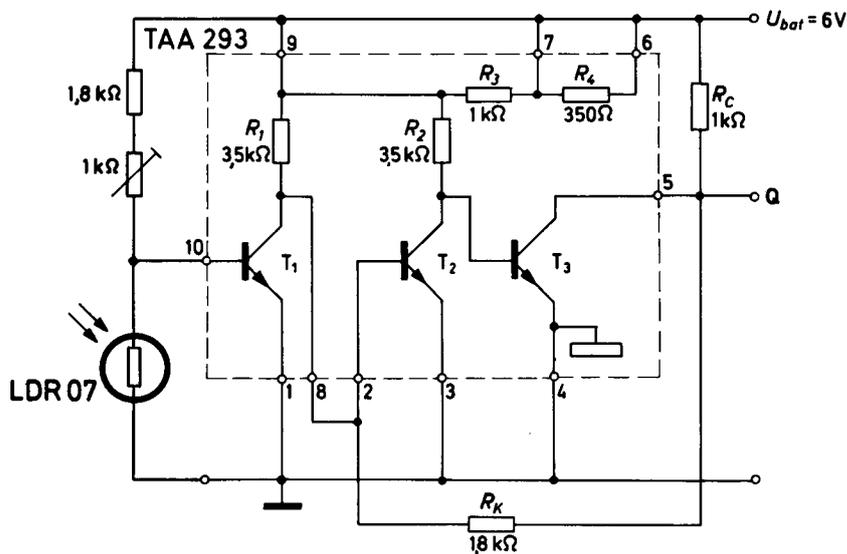
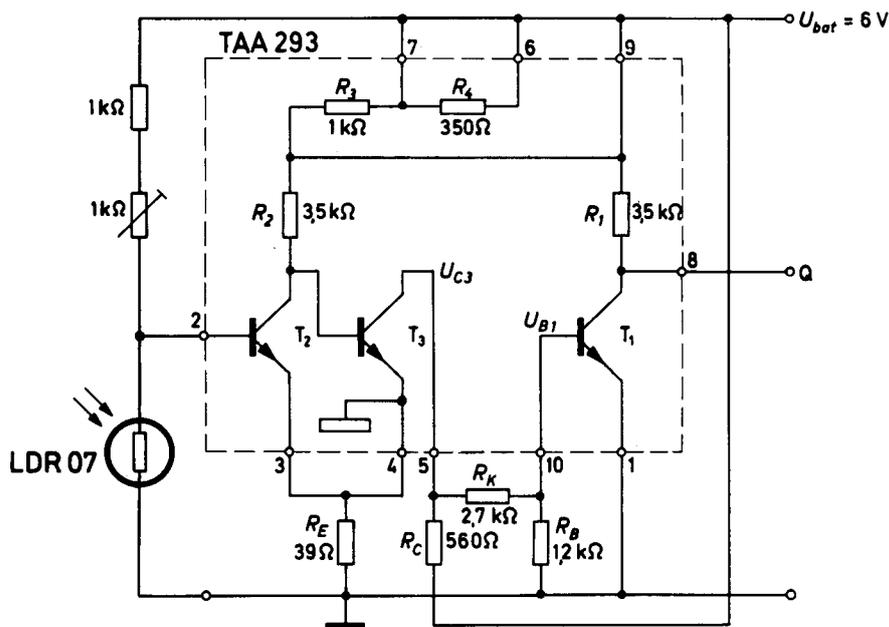
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Lichtschranken mit der Schaltung TAA 293

17. MÄRZ 1970



Die Schaltung TAA 293 wird hier als Schwellenwertschalter betrieben (siehe Schaltungsvorschläge vom 13. 3. 1970). Mit dem 1 kΩ-Einstellwiderstand werden die Störungen des Fotowiderstandes und der Schwellenspannungswerte am Anschluß 2 bzw. 10 abgeglichen.

Für beide Schaltungen gilt

Beleuchtungsstärke	> 1000 lx	< 300 lx
Ausgang Q im Zustand	HIGH	LOW
		($\approx 0V$)



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

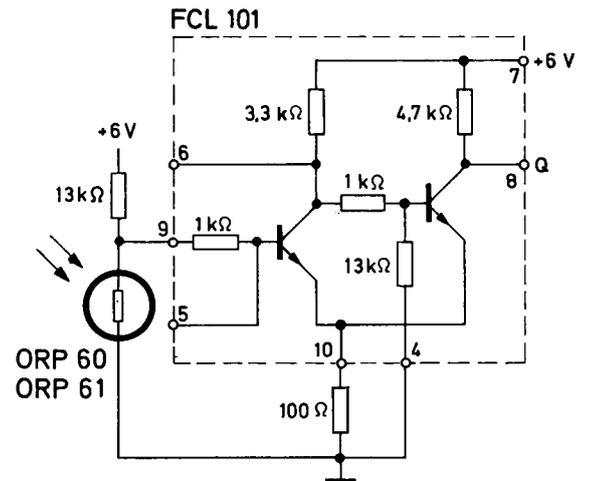
Schaltungssammlung

Lichtschraken mit der Schaltung FCL 101

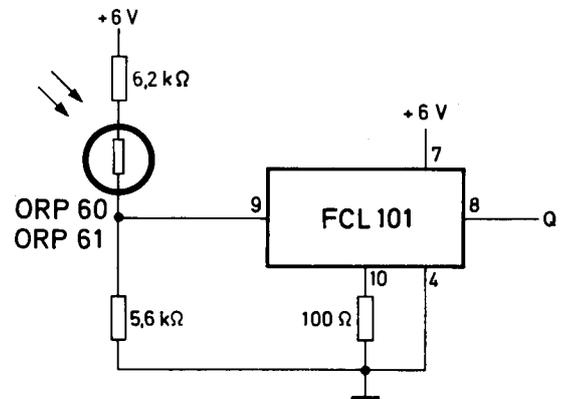
18. MÄRZ 1970

Die Schaltung FCL 101 ist ein Schwellenwertschalter (Schmitt-Trigger) der DTL-FC-Reihe. Bei beliebig langsamer Änderung der Beleuchtungsstärke ändert sich die Spannung am Ausgang Q sprunghaft. Nähere Angaben über die Belastbarkeit der Schaltung FCL 101 befinden sich im VALVO-Handbuch „Integrierte Digital-Schaltungen“.

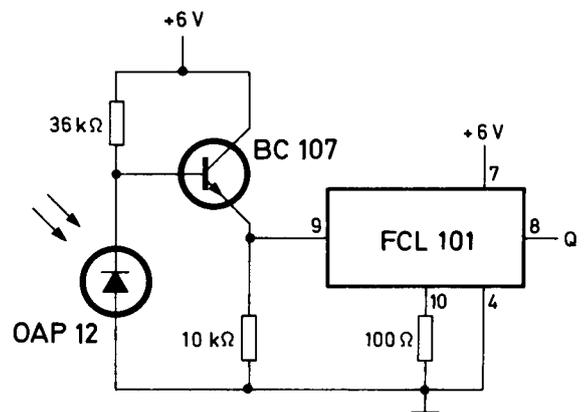
Bei Beleuchtung befindet sich der Ausgang Q im Zustand LOW (Schwelle ca. 250 lx)



Bei Beleuchtung befindet sich der Ausgang Q im Zustand HIGH (Schwelle ca. 100 lx)



Bei Beleuchtung befindet sich der Ausgang Q im Zustand LOW (Schwelle ca. 1600 lx)



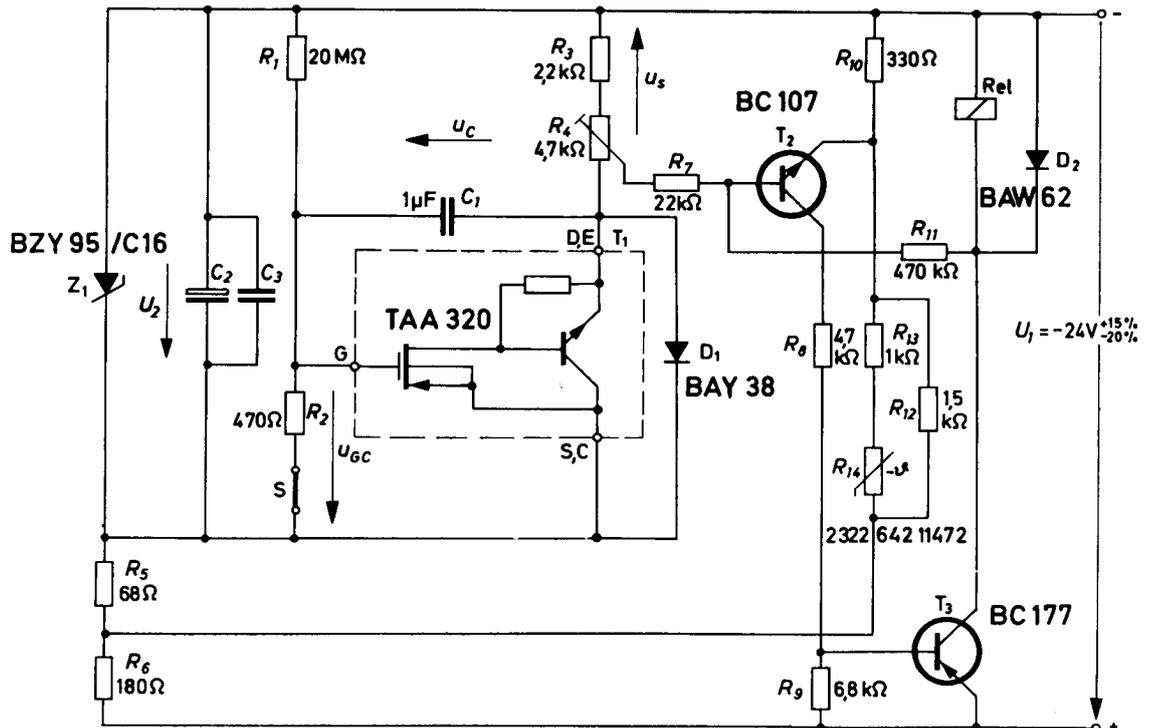
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Langzeitschalter

16. FEBRUAR 1970



Mit dem Öffnen des Schalters S wird ein elektrischer Vorgang eingeleitet, der nach Ablauf der Verzögerungszeit t_v zu einem Ansprechen des Relais Rel führt. Durch das Relais werden dann die eigentlichen, um t_v verzögerten Schaltungsvorgänge beim Verbraucher ausgelöst. Die Verzögerungszeit wird durch die Bemessung von R_1 und C_1 bestimmt. Z. B. gilt für

$$\begin{aligned} R_1 = 20 \text{ M}\Omega, & \quad C_1 = 1 \text{ }\mu\text{F}: t_v \approx 1 \text{ min,} \\ R_1 = 100 \text{ M}\Omega, & \quad C_1 = 6,8 \text{ }\mu\text{F}: t_v \approx 30 \text{ min.} \end{aligned}$$

Bei geschlossenem Schalter S wird C_1 auf die Spannung $u_c = U_1$ aufgeladen. Die Spannung u_{GC} ist Null, so daß sich die integrierte Schaltung TAA 320, die mit C_1 zusammen einen Miller-Integrator bildet, im Sperrzustand befindet. Wegen des fehlenden Spannungsabfalls an R_3 und R_4 ist auch T_2 und als Folge davon T_3 gesperrt und das Relais stromlos. Wird der Schalter geöffnet, erfolgt die Entladung von C_1 über R_1 , und u_{GC} beginnt anzusteigen. Bei Erreichen der

„pinch off“-Spannung $u_{GC} = -U_P$ setzt der Millereffekt ein, der eine Umladung von C_1 einleitet und einen sehr langsam und nahezu linear ansteigenden Strom durch R_3 und R_4 fließen läßt. Bei einer bestimmten, an R_4 einstellbaren Spannung wird T_2 aufgesteuert. Der einsetzende Kollektorstrom von T_2 erzeugt an R_6 eine Basisspannung, die auch T_3 in den leitenden Zustand überführt. Der am Kollektor von T_3 entstehende Spannungsanstieg (in positiver Richtung) gelangt über R_{11} an die Basis von T_2 . Hierdurch wird ein Rückkopplungsvorgang eingeleitet, der zu einem sehr steilen Anstieg des Kollektorstromes von T_3 und damit des Relaisstromes führt. Unregelmäßigkeiten im Schaltverhalten des Relais können sich wegen des sehr steilen Stromanstiegs praktisch nicht auswirken.

Um den Einfluß von Schwankungen der Betriebsspannung auf die Verzögerungszeit möglichst gering zu halten, werden zwei Maßnahmen durchgeführt:



- a) Die Betriebsspannung für den Zeitgeberteil wird mittels einer Z-Diode weitgehend stabilisiert.
- b) Es wird eine Abhängigkeit der durch die Emitterspannung von T_2 bestimmten Schwellenspannung von der Betriebsspannung in der Weise hergestellt, daß die trotz Stabilisierung verbleibenden Spannungsänderungen kompensiert werden.

Änderungen der Betriebsspannung führen wegen der fast konstanten Spannung über der Z-Diode zu einer nahezu gleichgroßen Spannungsänderung an dem aus R_5 , R_6 gebildeten Spannungsteiler, die über die Widerstandskombination R_{12} , R_{13} und R_{14} die Emitterspannung von T_2 beeinflusst. Auf diese Weise erfolgt eine weitgehende Kompensation dadurch, daß z. B. eine Vergrößerung der Verzögerungszeit t_V (durch Erniedrigung von U_1) mittels einer Verkleinerung der Schwellenspannung aufgefangen wird (und umgekehrt).

Die Diode D_1 ist erforderlich, weil beim Schließen des Schalters S durch den geladenen Kondensator C_1 kurzzeitig eine Spannung an die integrierte Schaltung TAA 320 gelegt wird, deren Polarität der Betriebsspannung entgegengesetzt ist. Die Diode D_2 schließt die beim Abschalten des Relais entstehende induktive Spannungsspitze kurz.

Der der Z-Diode parallelliegende Kondensator C_2 ist so groß zu bemessen, daß die Spannung U_2 während der Umladung von C_1 praktisch konstant bleibt. Für die Größe von C_2 gilt als Richtwert $C_2 \approx 100 C_1$. Der Keramikkondensator C_3 schließt Störspannungen höherer Frequenz kurz.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 117, April 1968



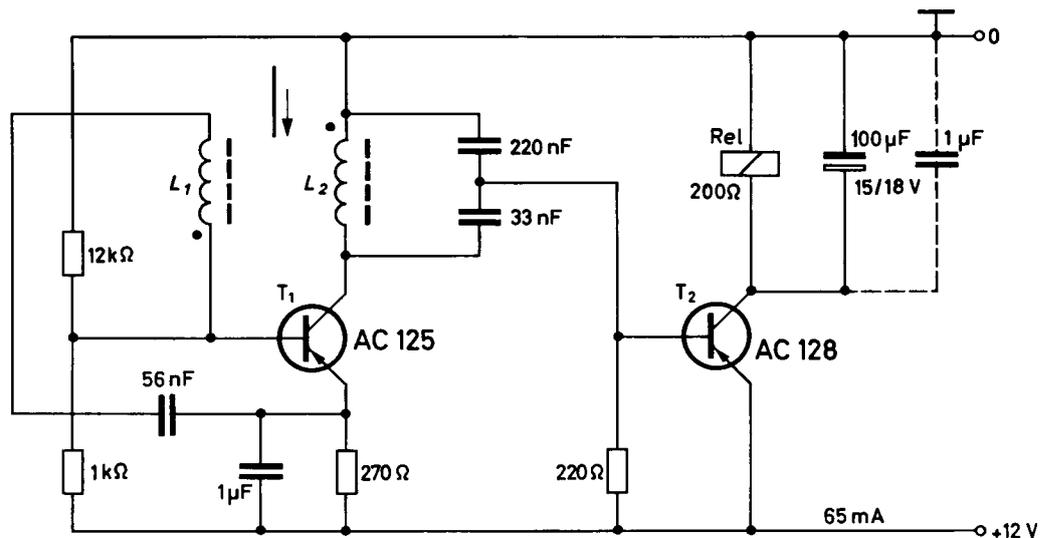
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Induktiver Annäherungsschalter

2. FEBRUAR 1970



Diese Schaltung enthält einen Sinusoszillator (T_1) und einen Schaltverstärker (T_2) zur Betätigung eines Relais ($I_{an} = 50 \text{ mA}$). Wird durch eine zwischen die Spulen geschobene Metallfahne die induktive Rückkopplung und damit die Schwingung des Oszillators unterbrochen, so sperrt der Schalttransistor, und das Relais fällt ab. Die Toleranz der Eintauchtiefe für den Schalterpunkt ist etwa $\pm 2 \text{ mm}$.

Spulendaten

$L_1 = L_2 = 3 \text{ mH}$, 400 Wdgn. 0,2 CuL auf Ferroxcube-Schalenkernhälfte S 18/12, Typ 56 580 34/3B2, mit Spulenkörper VA 900 25. Die Punkte kennzeichnen gleiche Wicklungsenden bei durchweg gleichem Wicklungssinn.

Die Schaltung arbeitet einwandfrei im Temperaturbereich $-20 \text{ }^\circ\text{C}$ bis $+70 \text{ }^\circ\text{C}$, bei Betriebsspannungen von 10 V bis 15 V auch bei Verwendung von Transistoren mit extremen Stromverstärkungsfaktoren sowie bei Zusammentreffen aller ungünstigen Umstände.

Der Sinusoszillator schwingt auf einer Frequenz von 16,5 kHz. Als frequenzbestimmendes Element dient ein fest abgestimmter Schwingkreis im Kollektorkreis. Die Induktivitäten L_1 und L_2 bestehen aus je einer Schalenkernhälfte, auf welcher jeweils ein Spulenkörper befestigt ist. Die Rückkopplung erfolgt induktiv über die beiden Spulen, die sich in einem Abstand von 16 mm $\pm 20 \%$ (lichte Weite) gegenüberstehen.

Der Kollektorstrom des Transistors T_1 ist auf 4,5 mA eingestellt und so stabilisiert, daß auch unter extremen Arbeitsbedingungen eine einwandfreie Funktion der Schaltung gewährleistet ist. Die Schaltung des Oszillators ist derart ausgelegt, daß sich die Verwendung von Elektrolytkondensatoren zur Entkopplung erübrigt.

Bei der gewählten Widerstandsanpassung tritt durch die Belastung des Oszillators mit dem Eingangswiderstand des Schaltverstärkers (T_2) keine Begrenzung der Oszillatoramplitude auf. Damit können auch keine unkontrollierten Schwingungszustände entstehen. Die Ein- und Ausschwingzeit des Oszillators ist kleiner als 2 ms.



Über eine kapazitive Anzapfung des Schwingkreises wird der Schaltverstärker auch unter ungünstigsten Umständen voll angesteuert. Der ungünstigste Fall tritt bei folgenden Arbeitsbedingungen auf: Beide Transistoren besitzen minimalen Stromverstärkungsfaktor, die Betriebsspannung ist 10 V und die Umgebungstemperatur $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$. Wird das Gerät bei Umgebungstempera-

turen von weniger als $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$ betrieben, so empfiehlt sich die (im Schaltbild gestrichelt gezeichnete) zusätzliche Parallelschaltung eines $1\text{ }\mu\text{F}$ -Polyesterkondensators zum Relais. Wenn die Schwingung des Oszillators unterbrochen wird, sperrt der Transistor T_2 , und das Relais fällt ab.



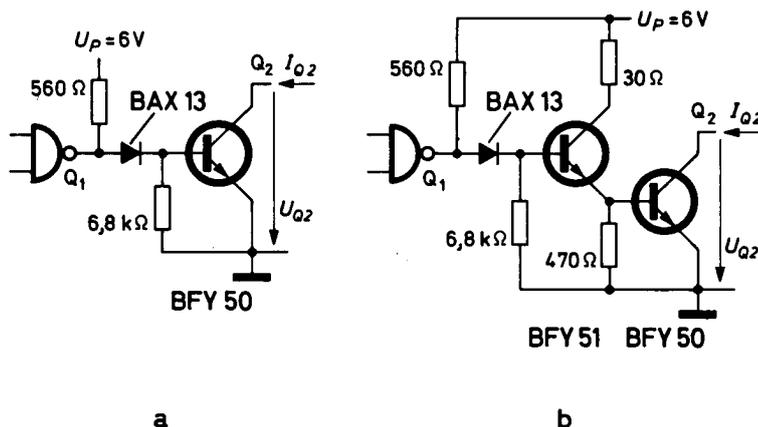
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Ausgangsstufen für die DTL-FC-Reihe

31. MÄRZ 1969



Die hier angegebenen Ausgangsstufen können an DTL-Gatter der FC-Reihe angeschlossen werden. Solche Stufen lassen sich z. B. zum Betreiben von Signallampen oder Relais verwenden.

Zum Ansteuern dieser Stufen und anderer Schaltungen, die nicht zur integrierten DTL-Reihe gehören, sollen stets separate Gatter vorgesehen werden, das heißt die Signale an den Ausgängen Q_1 sollten nicht für weitere Logikoperationen herangezogen werden.

Belastbarkeit

Schaltung nach Bild a

Q_1	0-Signal	L-Signal
U_{Q_2}	max. 35 V	0,2 V
I_{Q_2}	5 μ A	max. 100 mA

Schaltung nach Bild b

Q_1	0-Signal	L-Signal
U_{Q_2}	max. 35 V	1,0 V
I_{Q_2}	5 μ A	max. 1 A



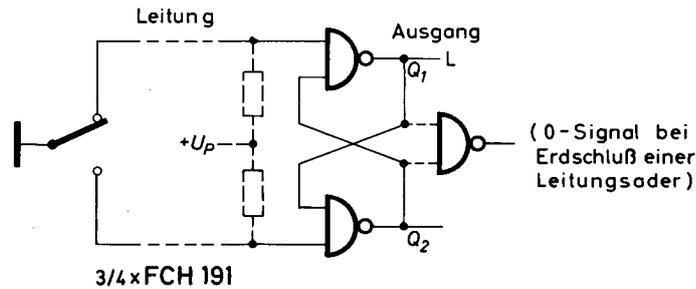
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Schaltung gegen Prellstörungen

1. APRIL 1969



Beim Übergang von mechanisch arbeitenden Schaltern auf elektronische Digitalschaltungen können durch das Prellen der Kontakte Fehlinformationen entstehen. Das läßt sich mit Hilfe der angegebenen Schaltung vermeiden. Die Kontaktgabe eines Relaiskontaktes vor dem ersten Prellen dauert einige Mikrosekunden. Das Speicherflipflop, bestehend aus zwei Gattern der DTL-FC-Reihe, rastet jedoch bereits nach zwei Gatterverzögerungszeiten (zum Beispiel

$2 t_{pd} = 2 \cdot 35 \text{ ns} = 70 \text{ ns}$) ein. An seinem Ausgang erscheint nur ein einziger $0 \rightarrow L$ -Sprung, auch wenn der Schalter beliebig oft prellt, vorausgesetzt, daß er nicht bis auf den gegenüberliegenden Kontakt zurückprellt. Ein Erdschluß der Leitungsadern kann mit einem weiteren NAND-Gatter unter Ausnutzung der Irregulärstellung des Flipflop ($Q_1 = Q_2 = L$) angezeigt werden.

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Verriegelungs- schaltungen

6. MAI 1969

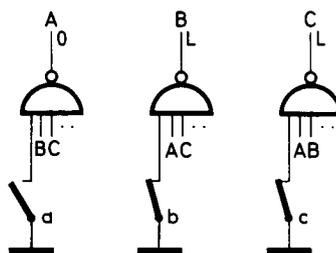


Bild 1. Verriegelungsschaltung für Ruhekontakte mit eigener Speicherwirkung (Drucktasten mit Rasterung), Anschlüsse mit gleichen Buchstaben werden miteinander verbunden. Bei drei Kontakten z. B. realisierbar mit 1 x FCH 171.

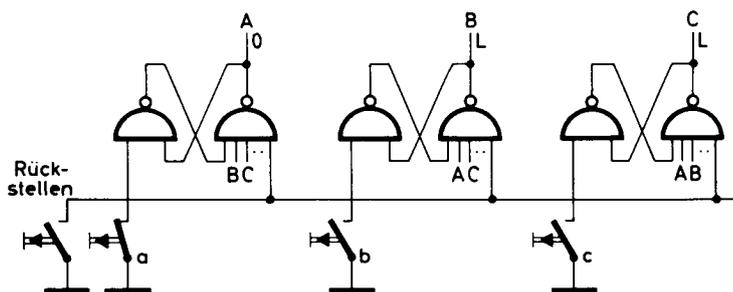


Bild 2. Verriegelungsschaltung für Arbeitskontakte ohne eigene Speicherwirkung (Druckknöpfe), Anschlüsse mit gleichen Buchstaben werden miteinander verbunden. Bei drei Kontakten z. B. realisierbar mit $\frac{3}{4}$ x FCH 191, $1\frac{1}{2}$ x FCH 131.

Häufig soll von mehreren Schaltern, die kurz hintereinander geschlossen oder geöffnet werden, nur der zuerst betätigte wirksam werden. Er muß daher die Wirkung aller übrigen Schalter blockieren oder verriegeln.

Bild 1 zeigt eine hierfür geeignete Schaltung, wenn Ruhekontakte mit mechanischer Speicherwirkung (Drucktasten mit Rasterung) verwendet werden.

Wenn zum Beispiel Kontakt a als erster öffnet, geht Ausgang A auf 0-Potential und sperrt damit alle übrigen NAND-Gatter. Ihre Ausgänge bleiben beim anschließenden Öffnen der Kontakte b, c usw. unverändert auf L-Potential. Es handelt sich um eine multistabile Schaltung, die

bei nur zwei Schaltern in ein Speicherflipflop übergeht. Ihr Ruhezustand ist $A = B = C \dots = L$.

Haben die Kontakte keine eigene Speicherwirkung (zum Beispiel Druckknöpfe), dann muß für jeden Kontakt ein Speicherflipflop nach Bild 2 vorgesehen werden. Die Kontakte a, b, c usw. sind hier Arbeitskontakte. Wird zum Beispiel Kontakt a zuerst betätigt, dann wird Flipflop A gesetzt, und alle übrigen Ausgänge werden durch das Signal $A = 0$ in ihrer Ruhestellung $B = C = \dots = L$ festgehalten. Ein nachträgliches Schließen der Schalter b, c usw. ändert daran nichts und bewirkt lediglich, daß bei dem betreffenden Flipflop für die Dauer der Kontaktgabe an beiden NAND-Gatter-Ausgängen L-Potential herrscht.



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Überwachungs- schaltungen

7. MAI 1969

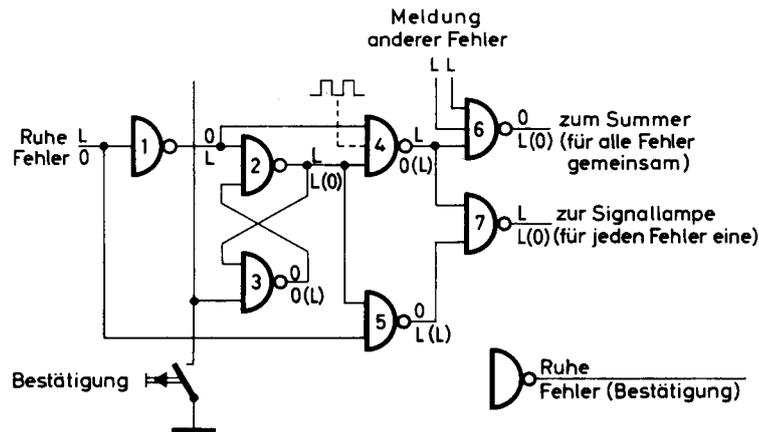


Bild 1. Überwachungsschaltung: Die Ansteuerschaltungen für Summer und Signallampe sind so auszulegen, daß der Summer bei L-Signal am Ausgang von Gatter 6 ertönt und die Lampe bei 0-Signal am Ausgang von Gatter 7 leuchtet; realisierbar (ohne Gatter 6) z. B. mit 1 x FCH 191, $\frac{2}{3}$ x FCH 171

Die in Bild 1 gezeigte Schaltung meldet Fehler in Betriebsüberwachungsanlagen. Der Fehler wird durch 0-Potential angezeigt, damit liegt L-Potential an beiden Eingängen von Gatter 4 und L-Potential am Ausgang von Gatter 6, wodurch ein akustisches Signal (Summer) ausgelöst wird. Durch Drücken der Bestätigungstaste wird ein Speicherflipflop (Gatter 2 und 3) gekippt, der Summer stillgesetzt und eine Signallampe zum Leuchten gebracht. Für jede Fehlerquelle ist eine solche Schaltung (bis auf das Gatter 6) mit einer Signallampe vorgesehen, so daß man den Fehler sofort an der betreffenden Lampe erkennen kann. Der Summer wird dagegen für alle Fehler gemeinsam verwendet. Wird die Bestätigungstaste gedrückt, ohne daß ein Fehler vorliegt, so erscheint für die Dauer der Kontaktgabe an den Ausgängen der Gatter 2 und 3 gleichzeitig L-Potential, ohne daß weitere Folgen eintreten. Es

kann daher für alle Fehlermelder eine gemeinsame Bestätigungstaste verwendet werden. Nach Beseitigung des Fehlers (Ruhesignal L) kippt das Speicherflipflop in seinen Ausgangszustand zurück, und die Lampe erlischt.

Führt man dem Gatter 4 an einem zusätzlichen Eingang eine Rechteckspannung sehr niedriger Frequenz zu, dann ertönt der Summer im selben Takt, und die Lampe blinkt bereits vor dem Drücken der Bestätigungstaste entsprechend. Danach leuchtet sie dauernd, bis der Fehler beseitigt ist.

Ein Nachteil dieser Schaltung ist, daß sie bei kurzzeitig auftretenden Fehlern (Wackelkontakt) bereits wieder in ihren Ruhezustand zurückkehrt, bevor man die Bestätigungstaste drücken und somit den Fehler lokalisieren kann. Das wird bei der in Bild 2 gezeigten Anlage vermieden.

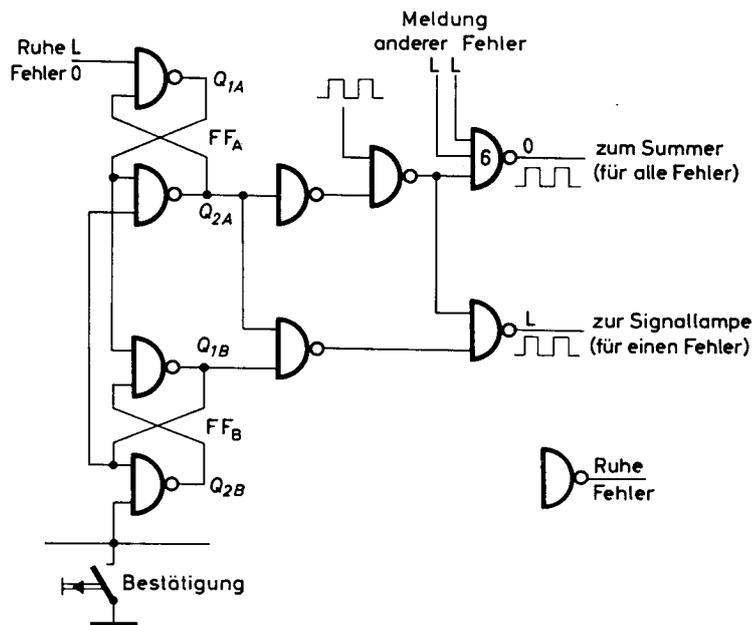


Bild 2. Überwachungsschaltung mit Speicherung des Fehlersignals; realisierbar (ohne Gatter 6) z. B. mit 2 x FCH 191

In dieser Schaltung wird beim Auftreten eines Fehlers (0-Potential) ein zusätzliches Speicherflipflop FF_A gesetzt und damit das Fehlersignal gespeichert, auch wenn es nach kurzer Zeit wieder verschwindet.

Der weitere Wirkungsablauf geht aus der Tabelle hervor. Summer und Signallampe werden

wie beim Beispiel von Bild 1 betätigt. Allerdings ist hier die Rechteckspannung für das Erkennen eines vorübergehenden Fehlers unerlässlich, weil bei einem solchen Fehler nach Drücken der Bestätigungstaste kein Lampensignal mehr gegeben wird, so daß derartige Fehler nur am Blinken der Lampe vor dem Drücken der Bestätigungstaste erkennbar sind.

Flipflopzustände:

	FF_A		FF_B	
	Q_{1A}	Q_{2A}	Q_{1B}	Q_{2B}
Ruhe	0	L	L	0
während und nach einem Fehlersignal	L	0	L	0
während und nach Drücken der Bestätigung, Fehler vorhanden	L	L	0	L
beim Drücken der Bestätigung, kein Fehler	0	L	L	L
nach Drücken der Bestätigung, kein Fehler (= Ruhe)	0	L	L	0



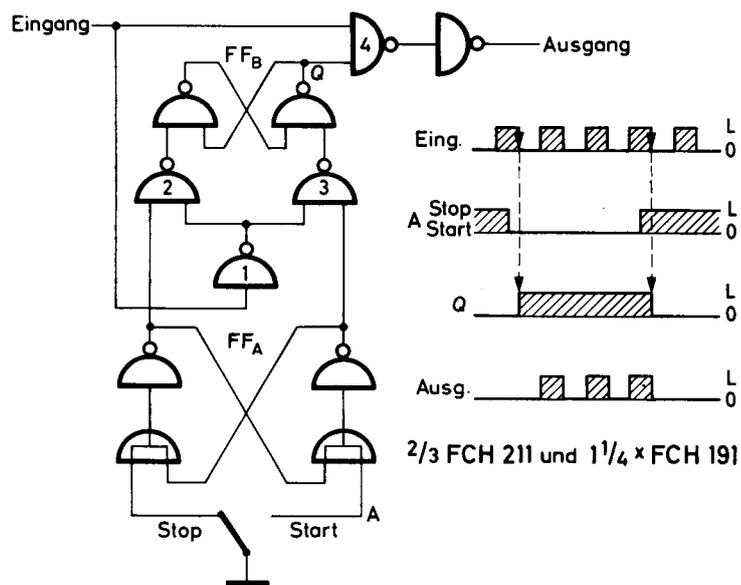
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Start-Stop-Schalter für Impulsserien

8. MAI 1969



Die hier angegebene Schaltung dient zum Ausblenden einer Serie von Impulsen aus einem Pulssignal. Dabei werden erster und letzter Impuls der Serie durch das Start- und Stop-Signal nicht beeinflusst, sie haben also die gleiche Dauer wie die Originalimpulse. Durch das Start- oder Stop-Signal (0-Potential) wird zunächst das Flipflop FF_A gesetzt. Die dadurch gegebene Information kann jedoch vom Flipflop FF_B über-

nommen werden, wenn die Übernahmegatter 2 und 3 vom Ausgang des Inverters 1 durch L-Potential freigegeben sind, wenn also das Eingangssignal 0 ist. Das Signal Q, von dem das Gatter 4 für den Durchgang von Impulsen gesperrt wird oder nicht, kann sich daher nur während der Impulspausen, frühestens mit der Rückflanke (L→0-Flanke) der Eingangsimpulse ändern, so daß am Ausgang stets vollständige Impulse ankommen.

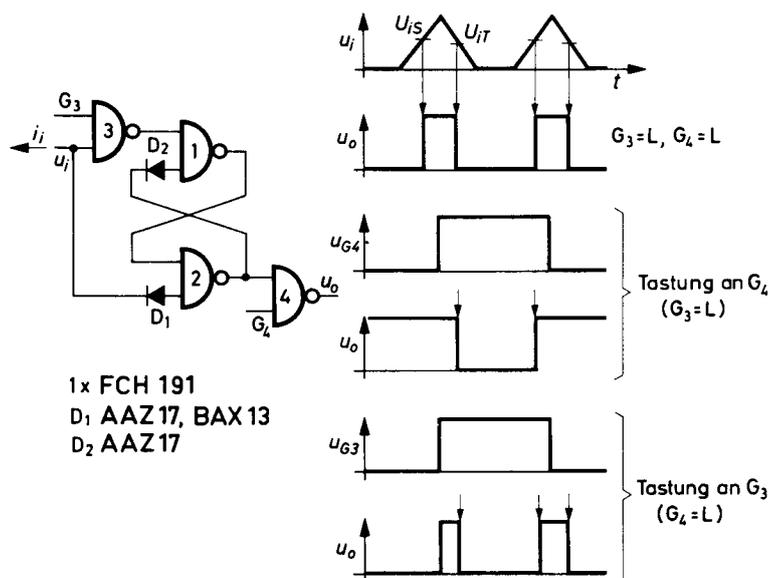
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Impulsformer- schaltung

9. MAI 1969



Zum Umwandeln systemfremder Signale in Digital-Signale mit ausreichender Amplitude und genügend kleiner Schaltzeit kann der hier angegebene Impulsformer aus vier NAND-Gattern (ein Gehäuse) verwendet werden. Ein Speicherflipflop (Gatter 1 und 2) wird beim Überschreiten der Eingangsspannungsschwelle U_{iS} durch 0-Signal am Eingang von Gatter 1 gekippt und beim Unterschreiten der Schwelle U_{iT} durch 0-Signal am Eingang von Gatter 2 wieder in die Ausgangslage gebracht. Durch Verwenden verschiedener Dioden D_1 kann man die Hysterese

$$\Delta U_i = U_{iS} - U_{iT}$$

variieren. Die Diode D_2 sorgt dafür, daß der Eigenkippvorgang des Speicherflipflop beim Unterschreiten der Eingangsschwelle U_{iT} möglichst früh einsetzt. Dadurch ergibt sich eine

steile $L \rightarrow 0$ -Flanke der Ausgangsspannung u_o . Werden die Eingänge G_3 und G_4 nicht zur Tasting benutzt (siehe Impulssdiagramm), so können sie auch mit dem zweiten Eingang des betreffenden Gatters verbunden werden.

Betriebswerte:

Obere Schwellenspannung am Eingang	$U_{iS} \leq 2,3 \text{ V}$
Untere Schwellenspannung am Eingang	$U_{iT} \geq 0,4 \text{ V (AAZ 17)}$ $\geq 0,15 \text{ V (BAX 13)}$
Hysterese	$\Delta U_i \geq 0,2 \text{ V (AAZ 17)}$ $\geq 0,6 \text{ V (BAX 13)}$
Erforderlicher Eingangsstrom bei U_{iT}	$I_i \geq 4,0 \text{ mA}$
Schaltfrequenz	$f_{max} \leq 2,0 \text{ MHz}$

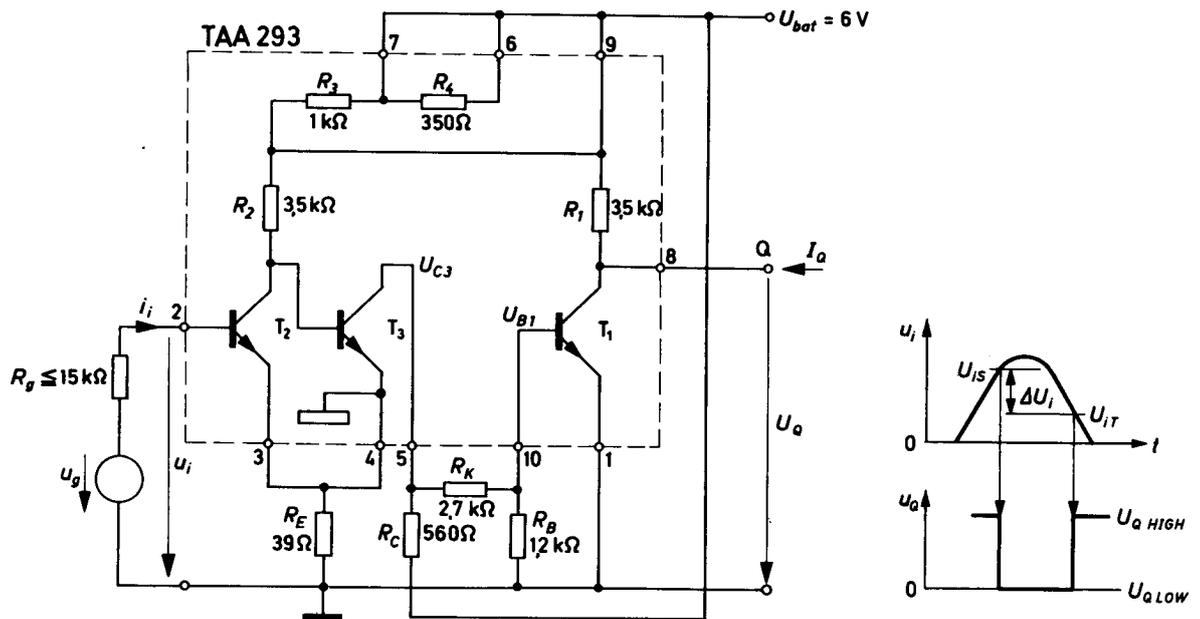


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Schwellenwertschalter mit TAA 293**

13. MÄRZ 1970

Spannungsdiskriminator

Die Transistoren T_2 und T_3 arbeiten als Schmitt-Trigger. Der Inverter mit dem Transistor T_1 stellt an seinem Ausgang Q im LOW-Zustand ein für das Anschließen von Gattern der DTL-FC-Reihe genügend niedriges Ausgangspotential zur Verfügung.

Auch wenn die Eingangsspannung sich beliebig langsam ändert, erfolgt am Ausgang Q der Wechsel zwischen den beiden Potential-Zuständen aufgrund des Eigenkippvorgangs des Schmitt-Triggers sprunghaft. Durch die Hysterese $\Delta U_i = U_{iS} - U_{iT}$ wird bei langsamem Ansteigen der Eingangsspannung ein unerwünschtes Triggern der Schaltung durch Störimpulse vermieden.

Verfügbare Ausgangsverzweigung (fan out) für das Anschließen von Gattereingängen der DTL-FC-Reihe
 $N = 2$,
 bei einem Störabstand $M = 0,45 V$.

Weitere Erläuterungen

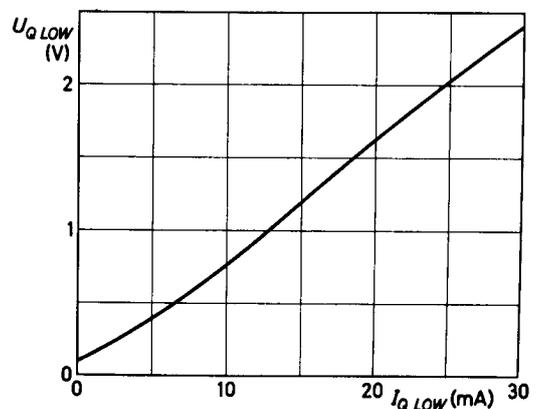
Technische Informationen für die Industrie Nr.127, Oktober 1968

Meßwerte (an einer Schaltung)**Schwellenwerte**

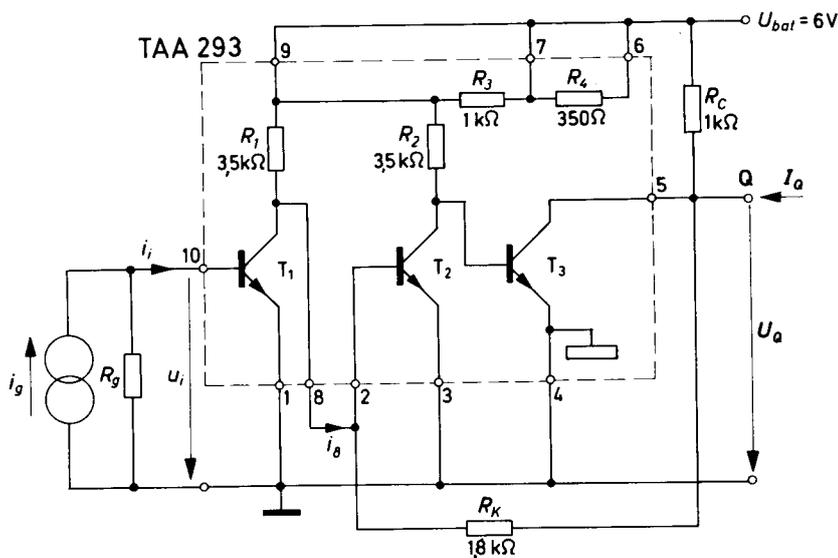
$$0^\circ\text{C}: U_{iS} = 1,30\text{ V}, U_{iT} = 0,85\text{ V}$$

$$25^\circ\text{C}: U_{iS} = 1,25\text{ V}, U_{iT} = 0,80\text{ V}$$

$$75^\circ\text{C}: U_{iS} = 1,15\text{ V}, U_{iT} = 0,75\text{ V}$$



Stromdiskriminator



Beim Über- bzw. Unterschreiten bestimmter Schwellenwerte des Stromes i_8 wird über den Widerstand R_K vorübergehend eine Mitkopplung wirksam. Dadurch erfolgt ein sprunghafter Wechsel zwischen den beiden Schaltzuständen des eigentlichen Stromdiskriminators T_2, T_3 . Dieses Eigenkipperverhalten erfordert, daß die am Punkt 2 angeschlossene Quelle einen Widerstand $>100 \Omega$ hat. Diese Forderung ist hier durch den Widerstand R_1 der Eingangsstufe T_1 erfüllt. Das Verhältnis der Widerstände R_K/R_C ist im Hinblick auf das Anschließen von Schaltungen der DTL-FC-Reihe so festgelegt, daß $U_{Q\text{ HIGH}} \geq 2,3 \text{ V}$ ist.

Meßwerte (an einer Schaltung)

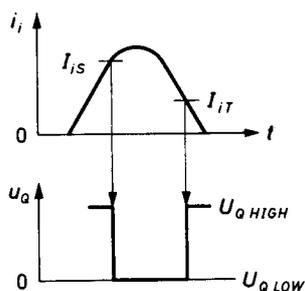
ϑ °C	$I_{Q\text{ LOW}}$ mA	$U_{Q\text{ LOW}}$ V	I_{iS} μA	I_{iT} μA
0	4 ¹⁾	0,38	28	9,5
	25	1,4	30	14
25	3,8 ¹⁾	0,4	25,5	8,5
	25	1,4	27	12
75	3,6 ¹⁾	0,5	18	6
	25	1,8	22	10

¹⁾ Mit diesem Wert wird beim Anschließen der Gatter der DTL-FC-Reihe eine Ausgangsverzweigung (fan out) von 2 erreicht.

I_{iS} und I_{iT} hängen stark von der Stromverstärkung des Eingangstransistors in der Schaltung TAA 293 ab.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.127, Oktober 1968

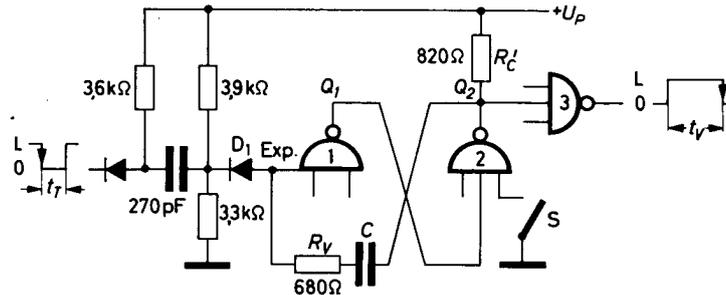


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Monostabile
Schaltung mit
Gattern der
DTL-FC-Reihe**

2. APRIL 1969

Monoflop zur Verzögerung der L→0-Flanke

1x FCH 161
2x BAX 13 (BAY 30)

Mit dieser Schaltung läßt sich die L→0-Flanke eines digitalen Signals verzögern, die bei positiver Logik in der Regel als sogenannte aktive oder triggernde Flanke verwendet wird. Die L→0-Flanke am Eingang versetzt die NAND-Gatter 1 und 2 aus ihrem

Ruhezustand $Q_1 = 0, Q_2 = L$

in den

quasistabilen Zustand $Q_1 = L, Q_2 = 0$.

Das Potential am Expander-Anschluß von Gatter 1 springt um etwa 4 V auf -2 V. Anschließend wird der Kondensator C über den leitenden Transistor des Gatters 2 und den UND-Gatter-Widerstand des Gatters 1 umgeladen, bis das Expanderpotential wieder soweit positiv geworden ist, daß die Schaltung in ihren Ruhezustand zurückkehrt, womit am Ausgang eine um die Zeit t_V verzögerte L→0-Flanke erscheint. Mit dem Schalter läßt sich das Monoflop unabhängig vom Eingangssignal in der Ruhelage festhalten.

Die Diode D_1 verhindert einen Einfluß der 0→L-Flanke am Eingang auf das Ausgangssignal. Daher kann die Zeit t_T beliebig groß sein, auch größer als t_V . Der Widerstand R_C' verkürzt die Erholzeit des Monoflop. Das ist die Zeit, die zwischen der L→0-Flanke am Ausgang und der nächsten triggernden L→0-Flanke am Eingang mindestens vergehen muß. Sie ist dadurch gegeben, daß nach dem Sperren des Transistors in Gatter 2 der Kondensator C wieder aufgeladen werden muß und deshalb Q_2 erst im Verlauf

dieser Ladezeit auf L-Potential ansteigen kann. Die hierfür maßgebende Zeitkonstante wird durch Einfügen von R_C' verkleinert. Der Widerstand R_V ist so bemessen, daß die Eingangsspannung von Gatter 3 bei Beendigung des quasistabilen Zustandes (Sperren des Transistors in Gatter 2) sofort auf den Wert $U_{GL\ min} = 2,3\ V$ springt, so daß eine steile L→0-Flanke am Ausgang entsteht.

Betriebswerte:

Verzögerungszeit $t_V \approx 3\ 000\ C$
(0,1 μs ... 100 ms) (t_V in μs , C in μF)

Erholzeit $t_{rec} \leq 1,8\ t_V$

Temperaturgang von t_V $\frac{\Delta t_V}{t_V} = 1,6 \cdot 10^{-3}/\text{grad}$
(0 ... 75 °C)

Forderungen an das Eingangssignal

L-Potential-Dauer vor $\geq 1,5\ \mu s$
L→0-Sprung $\geq 3\ V$
L→0-Potentialsprung $\geq 3\ V$
Abfallzeit (90 bis 10 %) $\leq 100\ ns$
Amplitude des Eingangstromes $\geq 10\ mA$

Typische Werte der zulässigen Störspannungen (positive oder negative Rechteckimpulse)

Nulleitung $\leq 1\ V$
Speiseleitung (+ U_p) $\leq 1,2\ V$
Eingang $\leq 1,8\ V$
(bei $t_f \geq 10\ ns$)

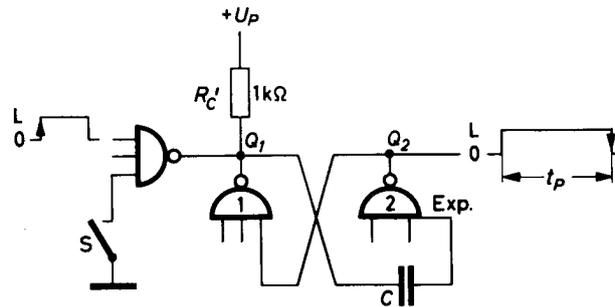


VALVO

UELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Monostabile
Schaltung mit
Gattern der
DTL-FC-Reihe**

3. APRIL 1969

Monoflop zur Impulsverlängerung

1 x FCH 161

Die hier angegebene Monoflop-Schaltung wird durch die 0→L-Flanke der Eingangsspannung getriggert und erzeugt am Ausgang einen positiven Impuls. Der Eingangsimpuls muß stets kürzer sein als die Dauer des quasistabilen Zustandes. Es gilt

Ruhezustand $Q_1 = L, Q_2 = 0$
 quasistabiler Zustand $Q_1 = 0, Q_2 = L$.

Während des quasistabilen Zustandes wird der Kondensator C über den leitenden Transistor im Gatter 1 umgeladen, bis das Potential am Expanderanschluß von Gatter 2 soweit angestiegen ist, daß sein Transistor zu leiten beginnt. Da als Einschaltspannung jedoch zunächst (bis zum Einsetzen des Rückkopplungsvorganges) nur die exponentiell ansteigende Kondensatorspannung wirkt, nimmt die Abfallzeit der Ausgangs-L→0-Flanke mit steigenden C-Werten zu, und zwar gilt dafür näherungsweise die Zahlenwertgleichung

$$t_f \approx 100 C \quad (t_f \text{ in } \mu\text{s}, C \text{ in } \mu\text{F}).$$

Benötigt man steilere Flanken, so muß ein Inverter nachgeschaltet werden. Der Widerstand R_C' dient zur Verkürzung der Erholzeit. Mit dem Schalter S läßt sich das Monoflop in der Ruhelage festhalten.

Betriebswerte:

Impulszeit $t_P \approx 3300 C$
 (0,1 μs ... 100 ms) (t_P in μs , C in μF)

Erholzeit $t_{rec} \leq 0,95 t_P$

Temperaturgang von t_P $\frac{\Delta t_P}{t_P} = 1,6 \cdot 10^{-3}/\text{grad}$
 (0 ... 75 °C)

Typische Werte der zulässigen Störspannungen (positive oder negative Rechteckimpulse)

Nulleitung $\leq 1 \text{ V}$
 Speiseleitung (+ U_P) $\leq 1,2 \text{ V}$



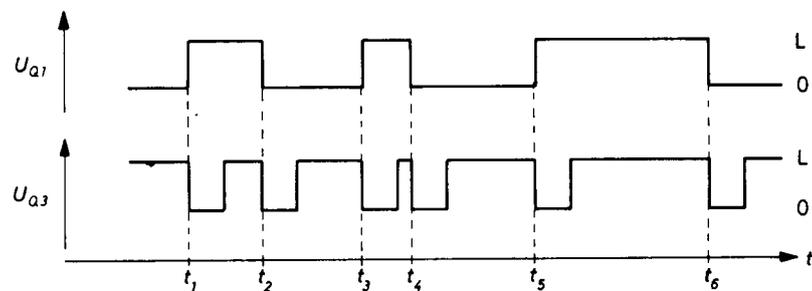
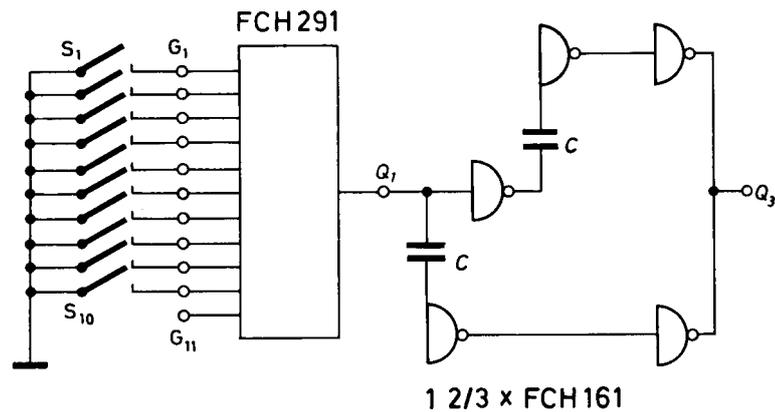
VALVO

ELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Wartungssammlung

Erzeugung von Impulsen aus Potentialwechseln

10. MAI 1969



Impulsdiagramm

Jede Potentialänderung ($0 \rightarrow L$ oder $L \rightarrow 0$) an einem der Eingänge 1 bis 10 der DTL 10-Bit-Paritäts-Kontrollschaltung FCH 291 (mit L-Signal am Auftasteingang G_{11}) erzeugt einen 0-Impuls am Ausgang Q_3 der angegebenen Schaltung.

Beispielsweise erzeugt vielfacher Wechsel der Schalterstellungen eine Impulsfolge, mit der die

Gesamtzahl der Schaltspiele gezählt werden kann. Voraussetzung dafür ist, daß nicht zwei Umschaltungen gleichzeitig stattfinden, weil dann die Kontrollschaltung FCH 291 nicht anspricht, und daß die Zeitkonstante aus dem Kondensator C und einem Gatterwiderstand (ca. $4 \text{ k}\Omega$) so groß ist, daß Kontaktprellungen nicht einzeln registriert werden.

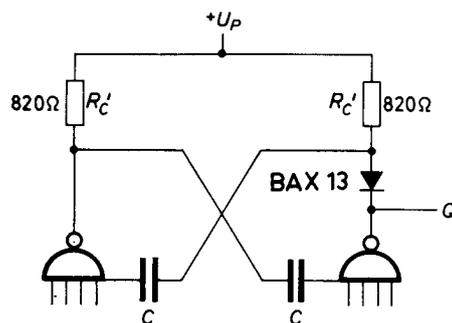
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

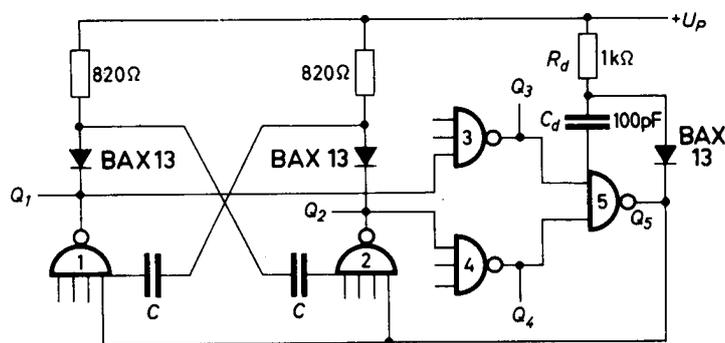
Multivibratoren mit Gattern der DTL-FC-Reihe

5. APRIL 1969



FCH 131

Bild 1. Multivibrator



1 x FCH 131,

1 x FCH 161

Bild 2. Multivibrator mit Anschwinghilfe

Die frequenzbestimmende Umladung der Kondensatoren in dem Multivibrator nach Bild 1 erfolgt durch einen Strom, der vom (hier nicht gezeichneten) Speisepunkt des Gatters mit dem jeweils gesperrten Transistor über dessen UND-Gatter-Widerstand, den Expanderanschluß, den Kondensator C und den leitenden Transistor des anderen Gatters nach Masse fließt. Der Kondensator wird umgeladen, bis das Expanderpotential soweit positiv geworden ist, daß der betreffende Transistor einschaltet. Sein Kollektorpotential springt auf etwa 0 V; damit wird über die Kondensatorkopplung der gegenüberliegende

Transistor gesperrt, und die nächste Halbperiode beginnt.

Während der Sperrzeit des Transistors wird der an seinem Kollektor angeschlossene Kondensator C über den Widerstand R_C' hinreichend schnell umgeladen. Die Entkopplungsdiode BAX 13 trennt diesen Umladeweig (für das linke C) vom Ausgang Q ab, so daß eine steile $0 \rightarrow L$ -Flanke des Ausgangssignals erzielt wird. Durch die Diode dauert der Impuls (L-Potential) am Ausgang Q etwas länger als die Pause (0-Potential), der Tastgrad beträgt etwa 0,54. Die maximale Schwingfrequenz der Schaltung liegt über 5 MHz.



An den Eingängen der beiden Gatter kann der Multivibrator getastet werden. Bei Start-Stop-Betrieb ist stets ein selbständiges Anschwingen des Multivibrators gewährleistet. Bei Normalbetrieb jedoch kann es ungünstige Bedingungen geben (zum Beispiel ein sehr langsames Ansteigen der Speisespannung), die ein sicheres Anschwingen der Schaltung in Frage stellen. Beide Gatter nehmen dann 0-Potential an ihren Ausgängen ein, das heißt beide Transistoren sind leitend, und die Schaltung verharrt in diesem Zustand.

Mit Hilfe einer Zusatzschaltung nach Bild 2 wird ein selbständiges Anschwingen auch unter ungünstigen Bedingungen erreicht. Schwingt der Multivibrator zunächst nicht an ($Q_1 = Q_2 = 0$), so ist auch $Q_3 = 0$, und damit wird $Q_1 = Q_2 = L$. Danach erscheint auch am Punkt Q_5 wieder L-Potential, die Eingänge der Gatter 1 und 2 werden gesperrt, und der Einschaltvorgang des Multivibrators kann neu einsetzen.

Da die Ausgänge Q_1 und Q_2 auch beim regulären Schwingen des Multivibrators im ungünstigsten Fall für eine Zeit $t_{rd} \leq 85$ ns gleichzeitig 0-Potential führen können, muß dafür gesorgt werden, daß die Anschwinghilfe innerhalb dieser Zeit noch nicht anspricht, damit die normale Funktion des Multivibrators nicht gestört wird. Hierzu dient das Glied $C_d R_d$ am Expanderanschluß

von Gatter 5, das den $L \rightarrow 0$ -Sprung an seinem Ausgang genügend verzögert.

Folgende verfügbare Ausgangsverzweigungen gelten bei Bild 2 (für das Anschließen der Eingänge von DTL-FC-Gattern):

Ausgänge Q_1, Q_2 $N = 1$,
Ausgänge Q_3, Q_4 $N = 2$.

Betriebswerte:

Frequenz (50 kHz bis 5 MHz) $f \approx \frac{145}{C}$
(f in MHz, C in pF)

Frequenzänderung mit der Temperatur (25 bis 75 °C)
(Keramikkondensatoren mit $T_K = -750 \cdot 10^{-6}/\text{grad}$)

$$\frac{\Delta f}{f_{25^\circ\text{C}}} = -2,5 \%$$

Frequenzänderung mit der Speisespannung von $U_P = 6$ V auf $U_P = 5,7$ V

$$\frac{\Delta f}{f} = -1,9 \%$$

von $U_P = 6$ V auf $U_P = 6,3$ V

$$\frac{\Delta f}{f} = +1,2 \%$$

Verfügbare Ausgangsverzweigung am Ausgang Q (für Eingänge von DTL-FC-Gattern)

$$N = 2$$



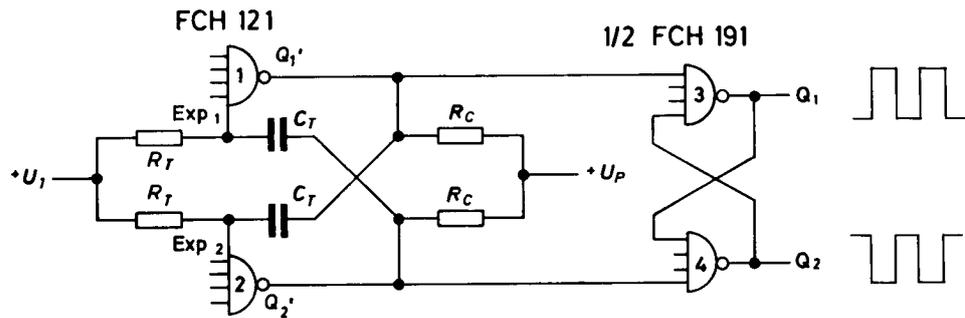
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Spannungs- Frequenz-Wandler mit Gattern der DTL-FC-Reihe

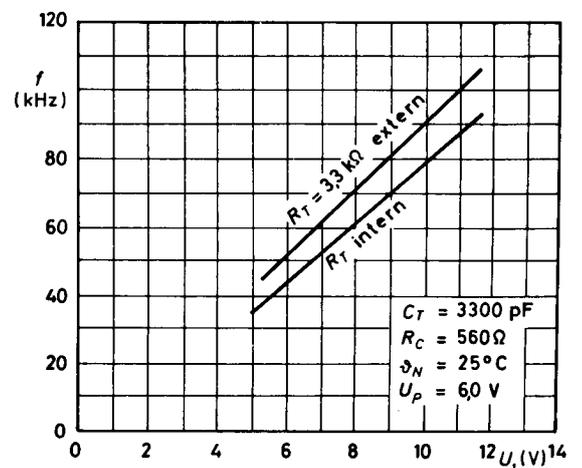
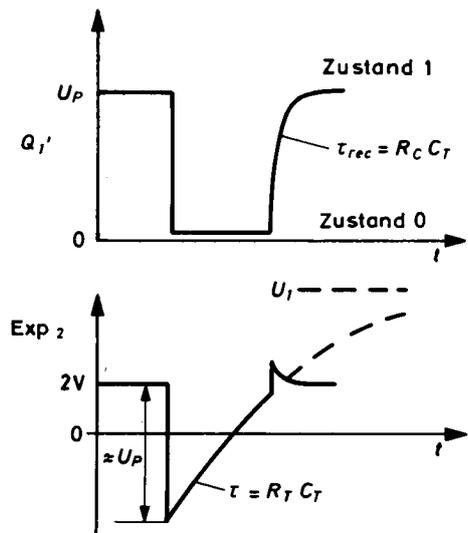
11. FEBRUAR 1970



Die Schaltung besteht aus einem Multivibrator (Gatter 1, 2) und einem Speicher-Flipflop (Gatter 3, 4). Durch Verändern der Ladespannung U_1 für das Zeitglied $R_T C_T$ läßt sich die Asymptote für den exponentiellen Spannungsverlauf am Eingang Exp₁ oder Exp₂ verschieben und damit die Frequenz ändern. Bei Verwendung der internen Gatterwiderstände anstelle der Widerstände R_T wird die Abhängigkeit der Frequenz von der Temperatur größer. Ersetzt man die Widerstände R_T durch Stromgeneratoren, z. B. durch zwei PNP-Transistoren mit eingepprägtem Emittierstrom, dann läßt sich die Linearität zwischen Frequenz und Steuerspannung U_1 wesentlich verbessern.

Mit den externen Kollektorwiderständen R_C , deren Wert bei gegebenem R_T wegen der Belastung der Gatter 1 und 2 (im Zustand $Q' = 0$) nach unten begrenzt ist, wird ein hinreichend schnelles Umladen der Kondensatoren C_T beim $0 \rightarrow 1$ -Übergang der Signale Q' erzielt (Erholzeitkonstante $\tau_{rec} = R_C C_T$). Das Speicher-Flipflop (Gatter 3, 4) wird jeweils durch Erreichen des Zustandes $Q_1' = 0$ bzw. $Q_2' = 0$ gekippt. Es dient zur Verbesserung der Rechteck-Kurvenform und als Trennstufe zwischen Oszillator und Last.

Bei Verwendung externer zeitbestimmender Widerstände R_T bleibt die Speiseklemme P der Gatter 1 und 2 (Gehäuse-Anschluß 7) frei. Bei Verwendung der internen Gatterwiderstände ($\approx 4 \text{ k}\Omega$) entfallen die Widerstände R_T , und die Spannung U_1 wird an die Speiseklemmen P gelegt.

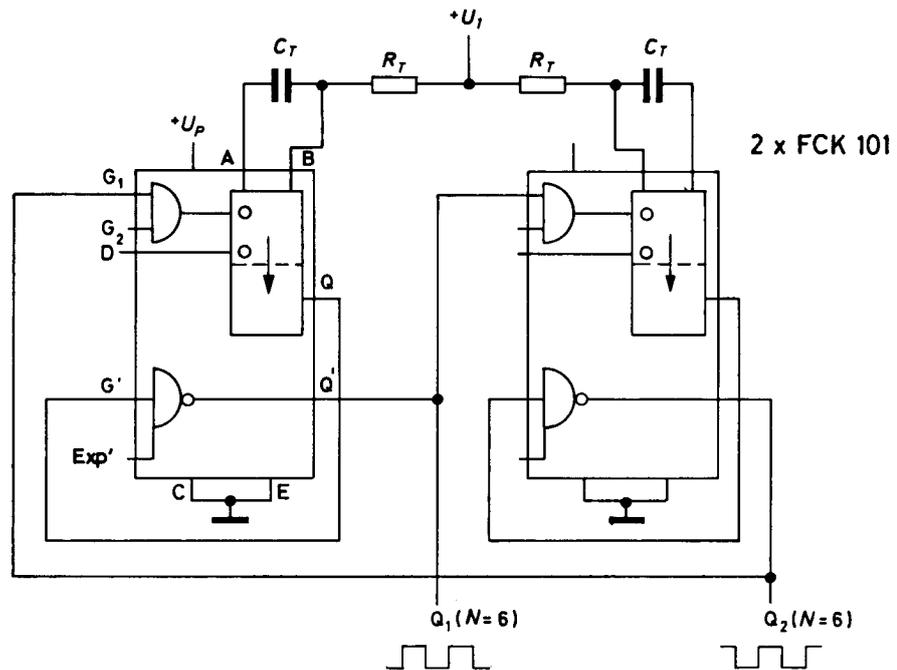


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

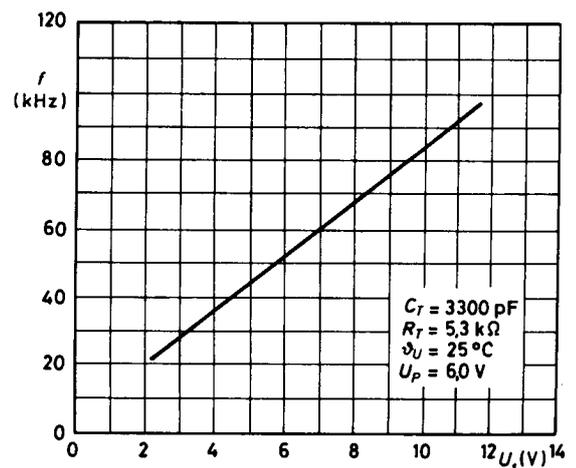
Schaltungssammlung**Spannungs-
Frequenz-Wandler
mit der Schaltung
FCK 101**

10. FEBRUAR 1970



Die Schaltung FCK 101 enthält ein Monoflop und einen Inverter mit Expanderanschluß. Durch einen 1→0-Übergang am Eingang G_1 , G_2 oder D wird das Monoflop in den quasistabilen Zustand $Q = 0$ versetzt. Die Verzögerungszeit bis zum Wiedereintreten des stabilen Zustandes $Q = 1$ kann man mit der Spannung U_1 steuern. Man verschiebt dabei die Asymptote, die für den Spannungsverlauf am Punkt B gültig ist. Am Punkt B liegt die Basis des im quasistabilen Zustand gesperrten Transistors. Sobald seine Basis-Emitter-Einschaltspannung überschritten wird, kippt das Monoflop in seinen Ruhezustand $Q = 1$ zurück. Die dadurch erzeugte 1→0-Flanke am Ausgang Q' des nachgeschalteten Inverters schaltet das andere Monoflop in den quasistabilen Zustand.

Die Ausgänge Q_1 und Q_2 können mit je 6 Eingängen von Gattern der FC-Reihe belastet werden.



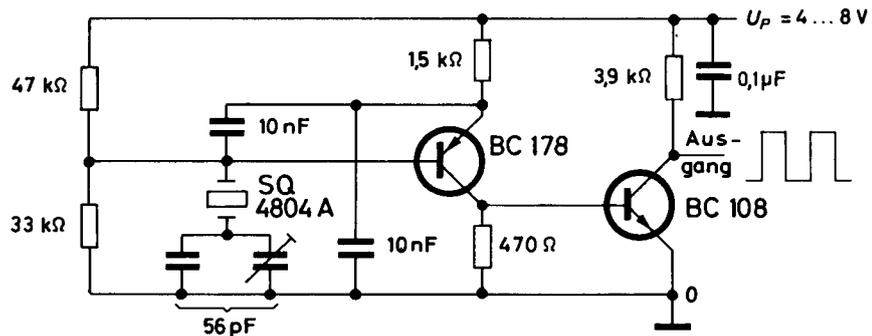
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Quarzoszillator für 100 kHz

9. FEBRUAR 1970



Bei dieser Oszillatorschaltung arbeitet der Quarz in der Nähe seiner Serienresonanzfrequenz. Verwendet wird ein 100 kHz-Eichquarz SQ 4804 A. Durch Übersteuerung der nachgeschalteten Verstärkerstufe (BC 108) entsteht am Ausgang eine Rechteckspannung. Beim Anschließen integrierter Schaltungen der DTL-FC-Reihe beträgt die verfügbare Ausgangsverzweigung $N = 8$ (maximale Anzahl anschließbarer Gattereingänge). Takteingänge des Einflanken-JK-Flipflop FCJ 101 erfordern das Einfügen eines Gatters zur Erhöhung der Flankensteilheit.

Die Temperaturabhängigkeit der Arbeitsfrequenz wird hauptsächlich durch den Temperaturgang des Quarzes bestimmt. Er beträgt $+20 \cdot 10^{-6}$ bis $-65 \cdot 10^{-6}$ im Temperaturbereich zwischen 0 und 60 °C.

Ohne besondere Maßnahmen kann die relative Abweichung der Arbeitsfrequenz von der Nennfrequenz des Quarzes etwa $100 \cdot 10^{-6}$ betragen. Durch eine „Zieh“-Kapazität in Serie mit dem

Quarz läßt sich ein Abgleich auf die Nennfrequenz erzielen. Wo eine Frequenztoleranz von $100 \cdot 10^{-6}$ ausreicht, wählt man als Serienkondensator eine Festkapazität von 56 pF. Für einen genaueren Abgleich ist ein Trimmkondensator vorzusehen, dem eine Festkapazität mit kleinem Temperatur-Koeffizienten parallel geschaltet wird.

Der Abgleich erfolgt durch Vergleich mit einer Normalfrequenz. Ein einfaches Verfahren ist z. B. das Abgleichen auf Schwebungs-Null mit der Trägerfrequenz des Langwellensenders Droitwich (200 kHz, Toleranz 10^{-9}) mit Hilfe eines Rundfunkempfängers.

Bei $U_P = 6$ V sowie bei einer Belastung des Ausgangs mit 2 Gattereingängen der DTL-FC-Reihe und mit $C < 60$ pF gilt für die Flanken der Ausgangsspannung

$$\begin{aligned} \text{Anstiegszeit } t_r &< 1 \mu\text{s}, \\ \text{Abfallzeit } t_f &< 150 \text{ ns}. \end{aligned}$$



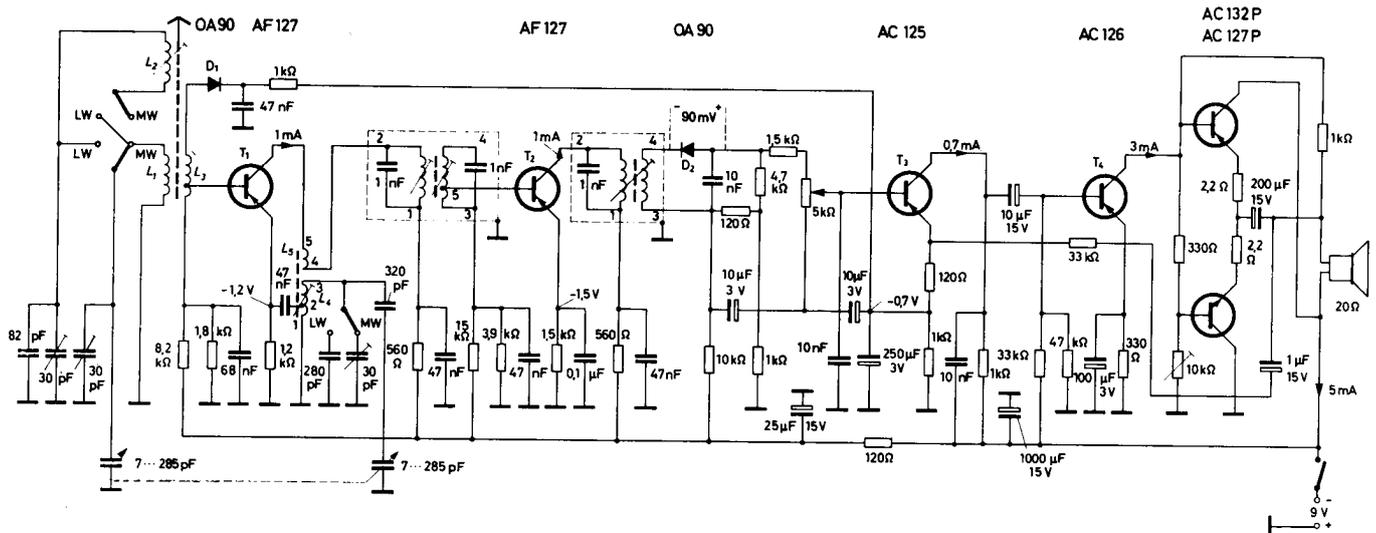
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Kleiner AM-Empfänger mit 6 Transistoren

8. APRIL 1969



Spulendaten

VORKREISE

MW: $L_1 = 55$ Wdgn. $30 \times 0,04$ CuLS,
 $L_3 = 17$ Wdgn. $30 \times 0,04$ CuLS, } über
 Anzapfung bei 3 Wdgn. } L_1 gewickelt
 LW: $L_2 = 140$ Wdgn. $30 \times 0,04$ CuLS
 Kreuzwicklungen auf Ferroxcube-Antennenstab
 200×10 FXC 4B1 (VK 20611)

OSZILLATORKREIS

$L_4 = 83$ Wdgn. $10 \times 0,03$ CuLS,
 Anzapfung bei 3 Wdgn.,
 $L_5 = 7$ Wdgn. $10 \times 0,03$ CuLS, über L_4 gewickelt

ZF-FILTER

primär: 76 Wdgn. $20 \times 0,03$ CuLS,
 sekundär: 76 Wdgn. $20 \times 0,03$ CuLS,
 Anzapfung bei 8 Wdgn.

DEMODULATORKREIS

primär: 76 Wdgn. $10 \times 0,03$ CuLS,
 sekundär: 49 Wdgn. $10 \times 0,03$ CuLS,
 über die Primärwicklung gewickelt
 Oszillatorkreis, Filter und Demodulatorkreis
 Kreuzwicklungen, Liliput-Filter-Bausatz für AM mit
 Ferroxcube-Rahmenkernen FXC 3B

Wellenbereiche: MW 510 bis 1620 kHz
 LW 150 bis 270 kHz

Die Spannung am Eingangskreis wird verzögert über eine Diode geregelt, die im wesentlichen als Dämpfungsdiode wirkt. Für die Erzeugung der Regelspannung wird der erste NF-Transistor ausgenutzt.

Gesamtspannungsverstärkung (Lautsprecher, Basis des Mischtransistors): $20 \log V_u = 100$ dB,
 $(f_0 = 1$ MHz, Modulationsfrequenz 1 kHz, $m = 0,3$)
 9 kHz-Selektivität: 16,6;
 3 dB-Bandbreite: 5,6 kHz.

Ein Signal-Rauschabstand von 26 dB wird bei einer Feldstärke für die Ferritantenne von $800 \mu\text{V/m}$ im Mittelwellenbereich und von $4,5 \text{ mV/m}$ im Langwellenbereich erreicht.

Weitere Erläuterungen

Transistor-Kompodium Teil II, November 1964



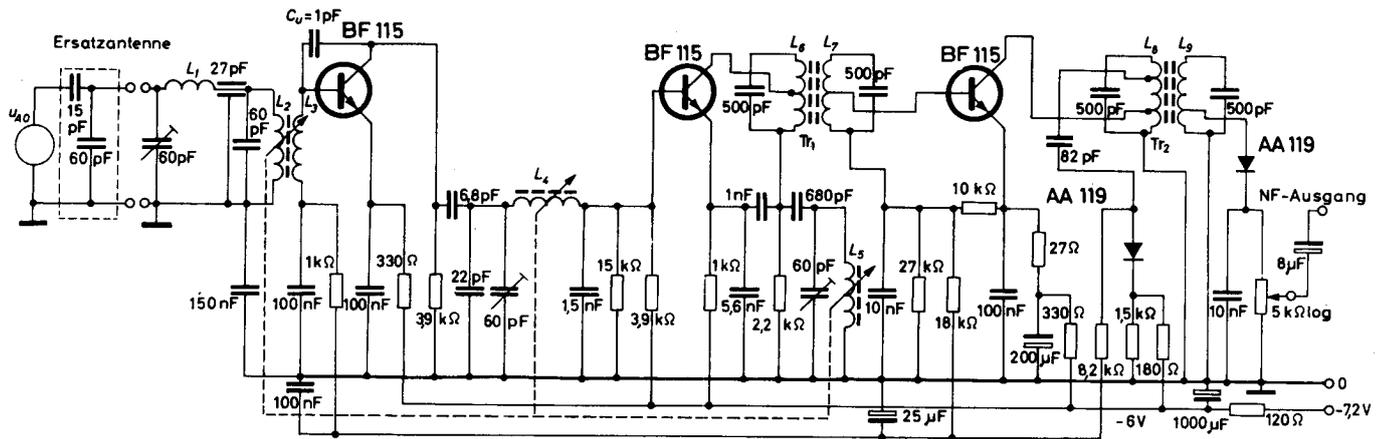
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

HF-Teil eines AM-Autoempfängers mit Demodulator

12. MAI 1969



Die Schaltung ist für den Betrieb an einem 6 V-Auto-Akkumulator vorgesehen und besteht aus Vorstufe, Mischstufe und ZF-Stufe. Wellenbereich MW: 510 kHz bis 1612 kHz. Ein Signal-Rauschabstand von 20 dB wird für eine NF-Spannung am Demodulator von 22 mV bei einer Generator-Urspannung von $U_{A0} = 16 \mu\text{V}$ erreicht ($f_0 = 1 \text{ MHz}$, Modulationsfrequenz = 1 kHz, $m = 0,3$).

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 85, Januar 1966

Spulendaten

VORKREIS

$L_1 = 5 \mu\text{H}$
 $L_2 = 50 \text{ bis } 500 \mu\text{H}$ (Abstimmbereich),
 (primär) 170 Wdgn., 16 x 0,03
 $L_3 =$ (sekundär) 4 Wdgn., 16 x 0,03

ZWISCHENKREIS

$L_4 = 140 \mu\text{H}$ bis 1,4 mH (Abstimmbereich),
 275 Wdgn., 6 x 0,04

OSZILLATORKREIS

$L_5 = 14,7 \text{ bis } 68 \mu\text{H}$ (Abstimmbereich), 64 Wdgn.,
 0,1 ϕ CuL (mit variablem Windungsabstand)

ZF-FILTER (452 kHz) Tr_1

$L_6 = 248 \mu\text{H}$, 100 Wdgn., 16 x 0,04, Anzapfung bei
 83 Wdgn., vom unteren Ende an gezählt,
 $Q_0 = 170$

$L_7 = 248 \mu\text{H}$, 100 Wdgn., 16 x 0,04, Anzapfung bei
 10 Wdgn., vom unteren Ende an gezählt,
 $Q_0 = 170$,

relative Kopplung im unbelasteten Fall $kQ_0 = 1,6$

ZF-FILTER (452 kHz) Tr_2

$L_8 = 248 \mu\text{H}$, 100 Wdgn., 16 x 0,04, Anzapfungen bei 47
 und bei 27 Wdgn., vom unteren Ende an gezählt,
 $Q_0 = 170$

$L_9 = 248 \mu\text{H}$, 100 Wdgn., 16 x 0,04, Anzapfung bei
 30 Wdgn., vom unteren Ende an gezählt,
 $Q_0 = 170$,

relative Kopplung im unbelasteten Fall $kQ_0 = 2,1$

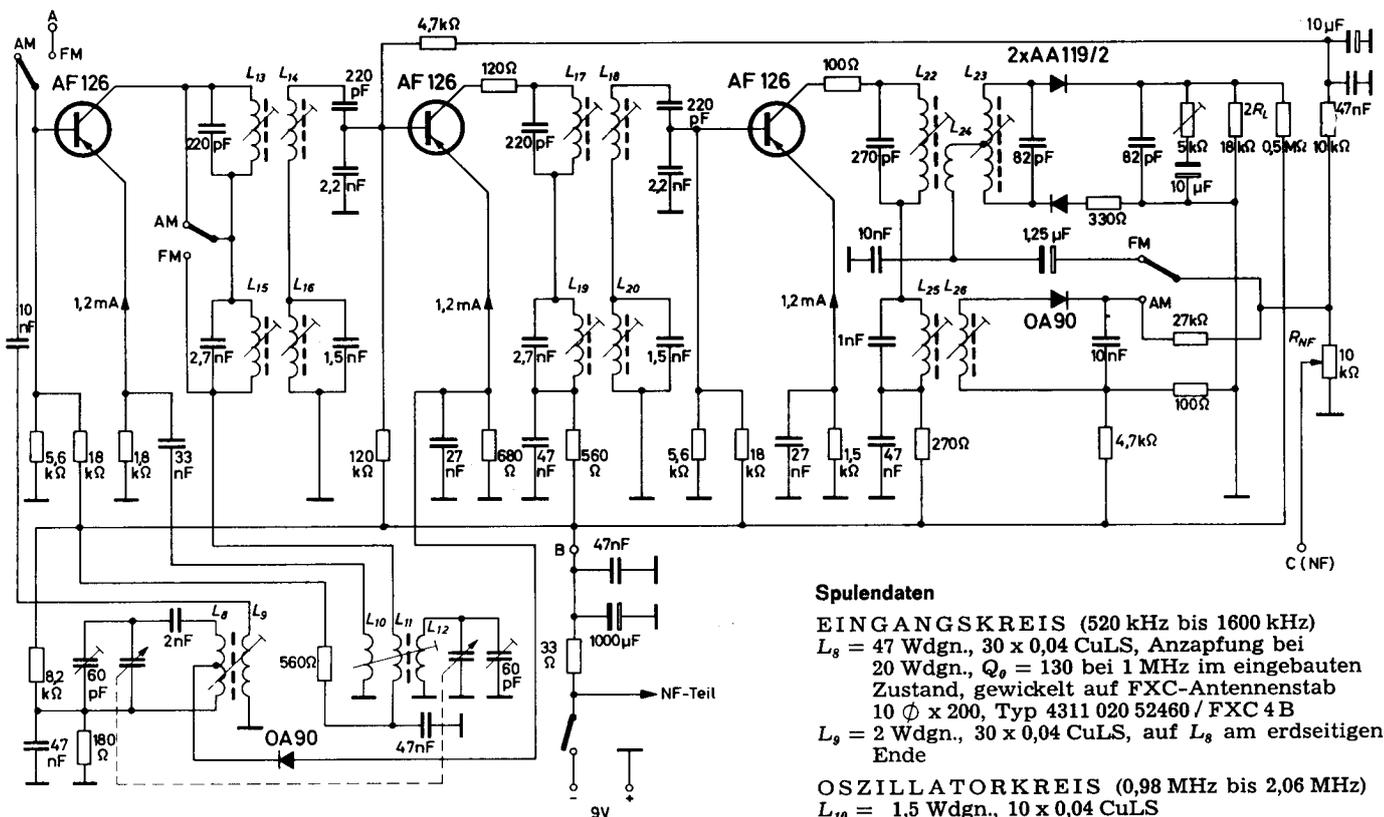


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**ZF-Verstärker für
FM/AM-Rundfunk-
empfänger mit
Ratiodetektor und
AM-Demodulator**

14. MAI 1969



An dem Punkt A wird der UKW-Baustein (einschließlich 1. ZF-Filter) (vgl. auch Schaltung vom 16. Mai 1969) angeschlossen. Die erste Stufe arbeitet bei AM-Empfang als Mischstufe (MW-Bereich).

Spannungsverstärkung bei FM:
 $20 \log V_u = 41 \text{ dB}$
 $(f_0 = 100 \text{ MHz, Hub} = 15 \text{ kHz, Modulationsfrequenz} = 1 \text{ kHz})$

Spannungsverstärkung bei AM:
 $20 \log V_u = 76,5 \text{ dB}$
 (Basis Mischtransistor, $f_0 = 1 \text{ MHz}$, Modulationsfrequenz 1 kHz , $m = 0,3$)

Weitere Erläuterungen
 Transistor-Kompendium Teil II, November 1964

Spulendaten

EINGANGSKREIS (520 kHz bis 1600 kHz)
 $L_8 = 47 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, Anzapfung bei } 20 \text{ Wdgn., } Q_0 = 130 \text{ bei } 1 \text{ MHz im eingebauten Zustand, gewickelt auf FXC-Antennenstab } 10 \text{ } \Phi \times 200, \text{ Typ } 4311 \text{ } 020 \text{ } 52460 / \text{ FXC } 4 \text{ B}$
 $L_9 = 2 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, auf } L_8 \text{ am erdseitigen Ende}$

OSZILLATORKREIS (0,98 MHz bis 2,06 MHz)
 $L_{10} = 1,5 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS}$
 $L_{11} = 6,5 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS}$
 $L_{12} = 76 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 130 \text{ bei } 1 \text{ MHz Ferroxcube-Rahmenkern Typ } 3122 \text{ } 104 \text{ } 91460 / \text{ FXC } 3 \text{ B}$

FM-FILTER (10,7 MHz)
 $L_{13}, L_{14}, L_{17}, L_{18} = 8 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 120, kQ = 1$
 Ferroxcube-Rahmenkern Typ 3122 104 91480 / FXC 4 D 1

AM-FILTER (460 kHz)
 $L_{15}, L_{19} = 48 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 110$
 $L_{16}, L_{20} = 58 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 130, kQ = 1$
 Ferroxcube-Rahmenkern Typ 3122 104 91490

RATIOFILTER
 $L_{22} = 7 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 115$
 $L_{23} = 2 \times 6 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 140, kQ = 0,7 \text{ (biflar)}$
 $L_{24} = 3 \text{ Wdgn., } 0,1 \text{ CuLS, auf } L_{22} \text{ gewickelt (Erdseite) Ferroxcube-Rahmenkern Typ } 3122 \text{ } 104 \text{ } 91460 / \text{ FXC } 3 \text{ B}$

DEMODULATORKREIS
 $L_{25} = 76 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 100$
 $L_{26} = 53 \text{ Wdgn., } 10 \times 0,04 \text{ CuLS, } k \approx 1$
 Ferroxcube-Rahmenkern Typ 3122 104 91460 / FXC 3 B



Spulendaten

FM; 10,7 MHz:

Basiskreis des 1. FM-, ZF-Filters
12 Wdgn., 0,2 CuL
Anzapfung bei 1 Wdg.
Koppelschleife 1 Wdg.
Einzelkreis-Bausatz VALVO EU

2. FM-, ZF-Filter

primär und sekundär
12 Wdgn., 0,2 CuL
primärseitig Anzapfung bei 2 Wdgn.
ZF-Bandfilter-Bausatz VALVO BU

3. FM-, ZF-Filter

primär und sekundär
9 Wdgn., 20 x 0,04 CuL SS
ZF-Bandfilter-Bausatz VALVO BU

Ratiofilter

primär 9 Wdgn., 20 x 0,04 CuL SS
tertiär (über Primärwicklung am kalten Ende) 3 Wdgn.
sekundär 2 x 9 Wdgn., 10 x 0,07 CuLS, bifilar gewickelt
Ratiofilter-Bausatz VALVO RF

AM; 468 kHz:

1. und 2. AM-, ZF-Filter
primär und sekundär
76 Wdgn., 20 x 0,04 CuLS, Kreuzwicklung
ZF-Bandfilter-Bausatz VALVO BZ

Demodulatorkreis

primär und sekundär
76 Wdgn., 10 x 0,03 CuLS, aufeinander gewickelte
Kreuzwicklungen (Sekundärkreis außen)
ZF-Bandfilter-Bausatz VALVO BZ

Der separate Oszillator im unteren Teil ist über dem Punkt A am Emitter des ersten Transistors im oberen Teil angeschlossen. Dieser erste Transistor arbeitet bei AM-Empfang als Mischstufe.

Der Anschluß AVR (FM) ist für eine aufwärts-geregelte Vorstufe im UKW-Baustein vorgesehen. Der Anschluß AFR (FM) bedient eine automatische Frequenzregelung einer entsprechend ausgelegten Mischstufe im UKW-Baustein.

Wellenbereiche AM: LW: 150 bis 270 kHz
MW: 0,51 bis 1,63 MHz
KW: 6 bis 12,5 MHz

Spannungsverstärkung bei FM, bezogen auf die Kollektorspannung einer vor dem Eingang liegenden Mischstufe des UKW-Bausteins:

$20 \log V_u = 53 \text{ dB}$

($f_0 = 98 \text{ MHz}$, Hub 15 kHz, Modulationsfrequenz 1 kHz, Abschlußwiderstand am NF-Ausgang $> 200 \text{ k}\Omega$)

Spannungsverstärkung bei AM, bezogen auf die Ursprungspannung einer Ersatzantenne:

$20 \log V_u = 74 \text{ dB}$

(Ersatzantenne: Reihenschaltung von 400Ω und 200 pF , $f_0 = 1 \text{ MHz}$, Modulationsfrequenz 1 kHz, $m = 0,3$)

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 72, Dezember 1964



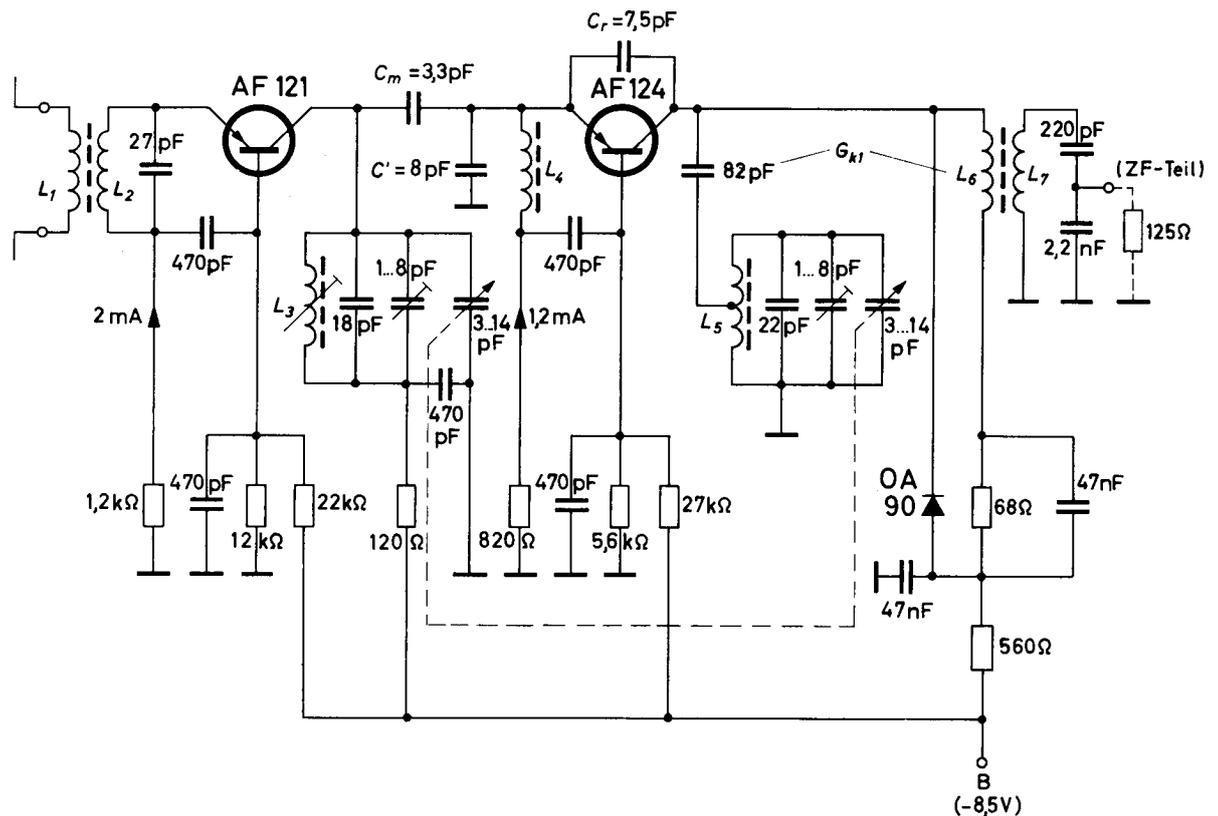
VALVO

WELTELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

UKW-Baustein für FM/AM- Rundfunkempfänger

16. MAI 1969



Der Baustein besteht aus Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe.

Rauschmaß: $10 \log F = 4,2 \dots 5,1 \dots 6,3 \text{ dB}$,

Spannungsverstärkung, bezogen auf die halbe Generatorspannung eines Meßsenders ($R_G = 60 \Omega$):

$$20 \log V_u = 34,5 \text{ dB}.$$

Anstelle einer Regelung wird eine Dämpfungsdiode OA 90 im Kollektorkreis des Mischtransistors verwendet, um eine zu starke Begrenzung des letzten Transistors im ZF-Teil zu vermeiden.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 28, Dezember 1962;

Transistor-Kompendium Teil II, November 1964

Spulendaten

- | | |
|--|---|
| $L_1 = 7 \text{ Wdgn., } 0,3 \text{ mm } \phi \text{ CuLS}$ | } ineinander gewickelt,
FXC-Gewindekern
M 4 x 0,5,
Typ 4312 020 32040 /
FXC 3 D 3 |
| $L_2 = 4 \text{ Wdgn., } 0,3 \text{ mm } \phi \text{ CuLS}$ | |
| $L_3 = 4 \text{ Wdgn., } 1,0 \text{ mm } \phi \text{ Cu vers., } Q_0 = 200$ | |
| $L_4 = 8 \text{ Wdgn., } 0,4 \text{ mm } \phi \text{ CuLS, FXC-Gewindekern}$
M 4 x 0,5, Typ 4312 020 32040 / FXC 3 D 3
($L = 0,5 \mu\text{H}$) | |
| $L_5 = 3 \text{ Wdgn., } 1,0 \text{ mm } \phi \text{ Cu vers., } Q_0 = 200$
(Anzapfung auf Mitte) | |
| $L_6 = 13 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 110$ | |
| $L_7 = 7 \text{ Wdgn., } 30 \times 0,04 \text{ CuLS, } Q_0 = 120$ | |
| L_3, L_5 Spulenkörper $5 \text{ mm } \phi$ und FXC-Gewindekern
M 4 x 0,5, Typ 4312 020 32040 / FXC 3 D 3 | |
| L_6, L_7 Ferroxcube-Rahmenkern | |



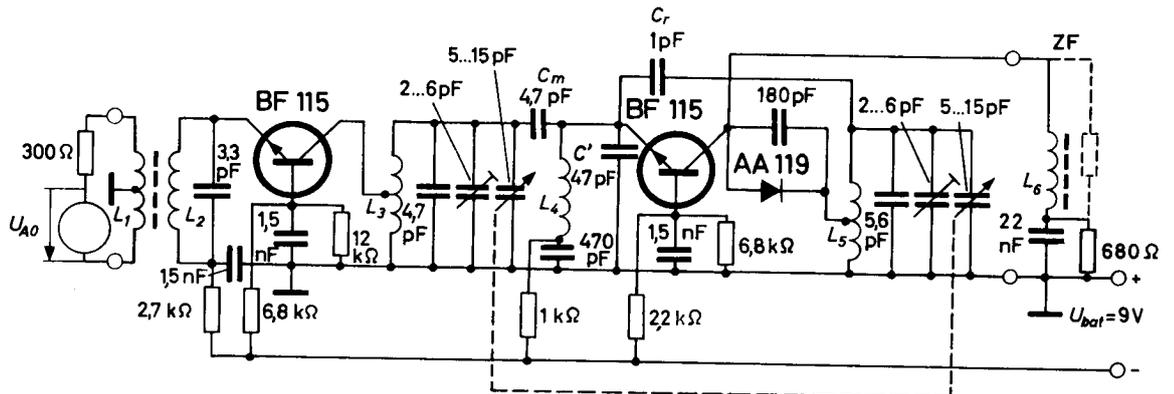
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

UKW-Baustein für FM/AM-Rundfunkempfänger

17. MAI 1969



Der Baustein besteht aus Vorstufe und selbstschwingender Mischstufe.

Rauschmaß: $10 \log F = 4,5 \text{ dB}$,

Leistungsverstärkung (vom ZF-Kreis mit $G_K = 200 \mu\text{S}$ aufgenommene Leistung zur verfügbaren Leistung des Generators mit dem Quellenwiderstand von 300Ω):

$$10 \log V_p = 25 \text{ dB}.$$

Anstelle einer Regelung wird eine Dämpfungsdiode AA 119 im Kollektorkreis des Mischtransistors verwendet, um eine zu starke Begrenzung des letzten Transistors im ZF-Teil zu vermeiden.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 85, Januar 1966

Spulendaten

$L_1 = 5 \text{ Wdgn.}, 0,2 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$

$L_2 = 2 \text{ Wdgn.}, 0,2 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$

$L_3 = 4,5 \text{ Wdgn.}, 1,0 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$, Windungsabstand 1 mm, Anzapfung bei 2,5 Wdgn., von Erdseite an gezählt, Innendurchmesser der Windungen 7 mm

$L_4 = 15 \text{ Wdgn.}, 0,3 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$, eng gewickelt, Innendurchmesser der Windungen 3 mm

$L_5 = 6 \text{ Wdgn.}, 1,0 \text{ mm } \phi \text{ CuL}$, Windungsabstand 1 mm, Anzapfung bei 3,0 Wdgn., von Erdseite an gezählt, Innendurchmesser der Windungen 7 mm

$L_6 = 14 \text{ Wdgn.}, 36 \times 0,03$, eng gewickelt, Einzelkreis, Spulenkörper Typ 3122 999 60430, FXC-Gewindekern Typ 3122 104 93040/FXC 4 D 1



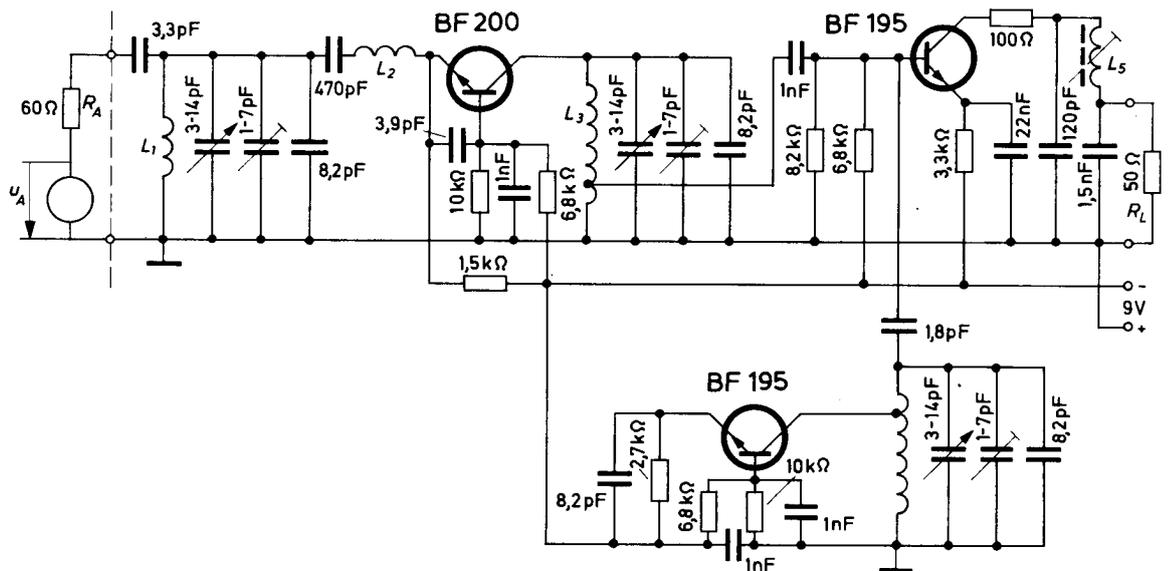
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

UKW-Baustein für FM/AM- Rundfunk- empfänger

10. APRIL 1969



Spulendaten

- $L_1 = 0,11 \mu\text{H}$, 4 Wdgn., 1,0 CuL auf 8 mm ϕ ,
Windungsabstände 2 mm, $Q_0 = 200$, $Q_B = 50$
- $L_2 = 1,1 \mu\text{H}$, 22 Wdgn., 0,2 CuL auf 4 mm ϕ ,
eng gewickelt, $Q_0 = 150$
- $L_3 = 0,11 \mu\text{H}$, 4 Wdgn., 1,0 CuL auf 8 mm ϕ ,
Windungsabstände 2 mm, Anzapfung bei $3/4$
einer Windung von Erdseite an gezählt,
 $Q_0 = 200$, $Q_B = 100$
- $L_4 = 0,14 \mu\text{H}$, $4\frac{1}{2}$ Wdgn., 1,0 CuL auf 8 mm ϕ ,
Windungsabstände 2 mm, Anzapfung bei $3\frac{1}{2}$
Windungen von Erdseite an gezählt, $Q_0 = 200$
- $L_5 = 1,8 \mu\text{H}$, 11 Wdgn., 0,2 CuL,
Windungsabstände 0,4 mm, $Q_0 = 150$,
VALVO Einzelkreis-Bausatz EU
für Frequenzen bis 12 MHz

Der Baustein besteht aus Vorstufe, Mischstufe
und Oszillatorstufe.

Rauschmaß: $10 \log F = 4,5 \text{ dB}$,

Leistungsverstärkung (von R_L aufgenommene
Leistung zur verfügbaren Leistung des Genera-
tors mit dem Quellenwiderstand von 60 Ω):
 $10 \log V_p = 35 \text{ dB}$.

Die Schaltung ist im Hinblick auf unerwünschte
Mischprodukte besonders günstig ausgelegt. Die
maximal zulässige Antennenurspannung ist 1 V,
bei diesem Wert weicht die Oszillatorfrequenz
weniger als 20 kHz ab.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 113, Dezember 1967



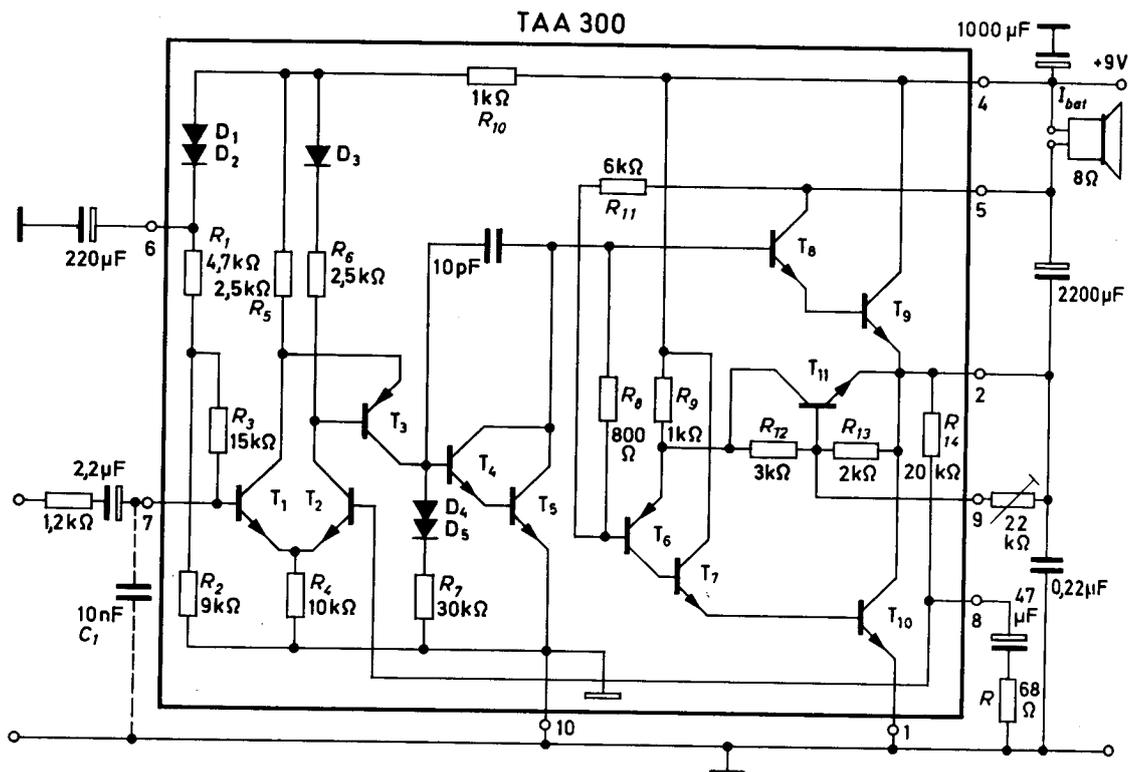
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Integrierter 1W-Verstärker

2. MÄRZ 1970



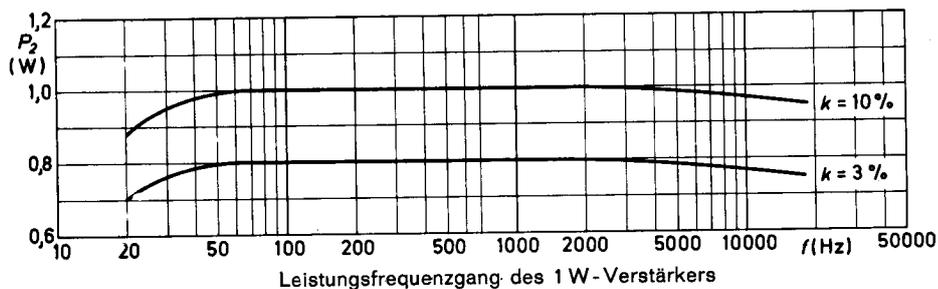
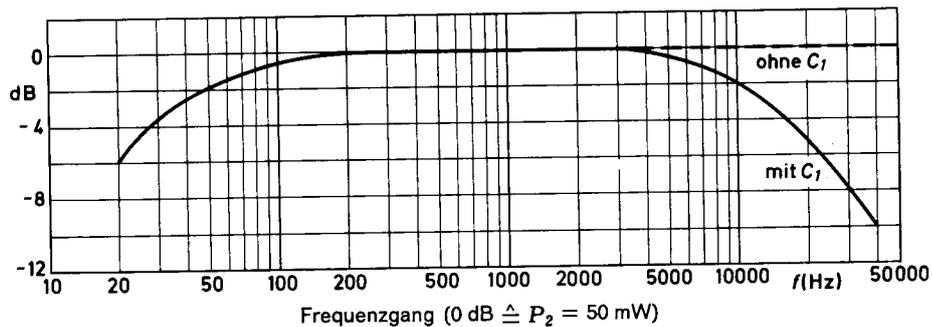
Die integrierte Schaltung TAA 300 enthält in einem Metallgehäuse JEDEC TO-74 die Vor-, Treiber- und Gegentakt-B-Endstufe eines NF-Leistungsverstärkers, der mit einer Speisespannung von 9 V eine Ausgangsleistung von 1 W an einen Lastwiderstand von 8 Ω liefern kann, so daß für den Aufbau eines NF-Verstärkers nur ein Minimum an Bauelementen notwendig ist.

Die Gegentakt-B-Endstufe arbeitet mit NPN-Transistoren in Quasikomplementär-Schaltung. Die Endtransistoren T_9 und T_{10} werden durch die Stromverstärkertransistoren T_7 und T_8 zu Darlington-Paaren ergänzt, deren hohe Stromverstärkung es ermöglicht, den Kollektorstrom der Treiberstufe T_4 , T_5 niedrig zu halten. Der zur Phasenumkehr dienende PNP-Transistor T_6 hat eine Stromverstärkung von $\beta \approx 1$, womit eine gute Symmetrie der Endstufe gewährleistet ist. Eine Stabilisierungsschaltung mit dem Transistor T_{11} hält den Ruhestrom der Endstufe bei Schwankungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur annähernd konstant.

Die Treiberstufe mit den Transistoren T_4 und T_5 ist ebenfalls in Darlington-Schaltung aufgebaut. Mit der Kapazität von 10 pF wird der Übertragungsbereich nach oben begrenzt, um Störungen durch fremde, hochfrequente Signale zu unterdrücken.

Die Eingangsstufe (T_1 , T_2) ist als Differenzverstärker ausgeführt. Diese Schaltung bietet die Möglichkeit, die Mittenspannung der Endstufe durch eine starke Gleichstrom-Gegenkopplung auf die Basis von T_2 zu stabilisieren. Dazu wird der auf die Basis von T_2 zurückgeführte Teil der Mittenspannung mit der von der Speisespannung abgeleiteten Basisspannung von T_1 verglichen. Die Mittenspannung wird in einem weiten Bereich proportional zur Speisespannung gehalten, so daß das Ausgangssignal immer symmetrisch begrenzt und die größtmögliche Ausgangsleistung erreicht wird (gleitende Arbeitspunkteinstellung). Die Kopplung zwischen Vorstufe und Treiberstufe geschieht mit Hilfe des PNP-Transistors T_3 . Damit gelingt es, das Signal von den gleichspan-





nungsmäßig hochliegenden Kollektoren der Transistoren T_1 und T_2 auf die nur etwa 1 V über Masse liegende Basis des Transistors T_4 zu übertragen.

Die Wechselstrom-Gegenkopplung des Verstärkers kann mit einem Widerstand zwischen dem Anschluß 8 und Masse auf das gewünschte Maß eingestellt werden. Der Widerstand muß in Reihe mit einem ausreichend großen Kondensator liegen, damit die Gleichstrom-Gegenkopplung nicht

verändert wird. Aus Stabilitätsgründen darf dieser Gegenkopplungs-Widerstand nicht größer als $1 \text{ k}\Omega$ sein.

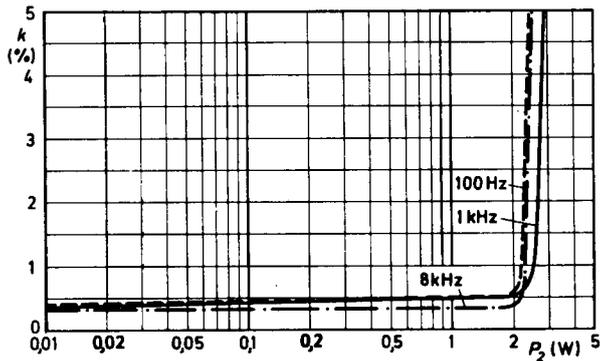
Wegen der niedrigen Ruhestromaufnahme und der gleitenden Arbeitspunkteinstellung ist dieser Verstärker besonders gut für den Einsatz in batteriegespeisten Geräten geeignet. Als NF-Teil tragbarer Rundfunkempfänger z. B. kann er wegen des geringen Eingangsspannungsbedarfs direkt vom Demodulator angesteuert werden.

Betriebswerte

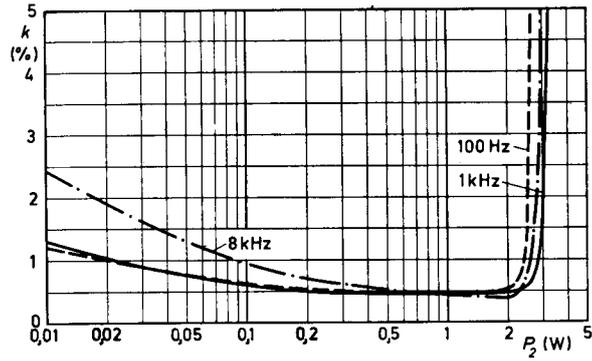
Speisespannung	$U_{\text{bat}} = 9 \text{ V}$
Ruhestrom (mit $22 \text{ k}\Omega$ -Pot. einstellbar)	$I_0 = 8 \text{ mA}$
Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{bat}} = 40 \text{ mA}$ bei $P_2 = 50 \text{ mW}$
	$I_{\text{bat}} = 180 \text{ mA}$ bei $P_2 = 1 \text{ W}$
Ausgangsleistung	$P_2 = 0,8 \text{ W}$ mit $k = 3\%$
	$P_2 = 1 \text{ W}$ mit $k = 10\%$
Eingangsspannung	$U_1 = 2 \text{ mV}$ für $P_2 = 50 \text{ mW}$
	$U_1 = 9,1 \text{ mV}$ für $P_2 = 1 \text{ W}$
Eingangsscheinwiderstand	$Z_1 = 16 \text{ k}\Omega$

Die integrierte Schaltung TAA 300 muß mit einer Kühlschelle 56 265 versehen werden.

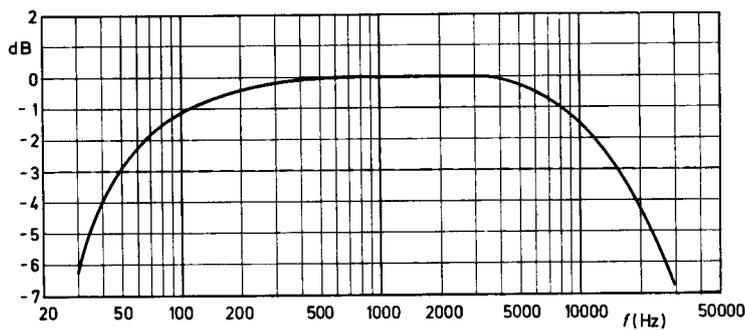




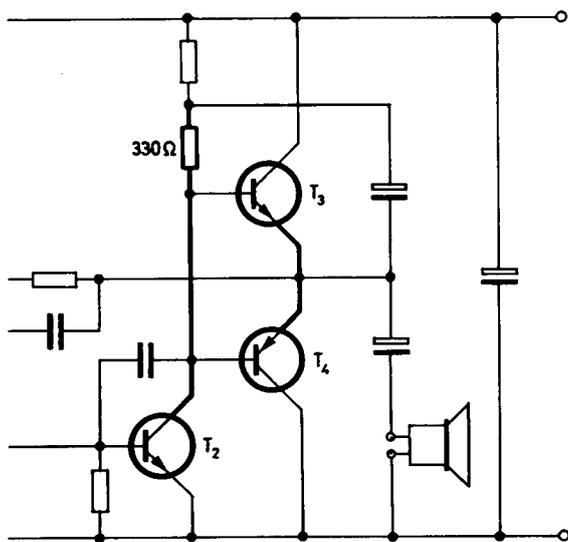
Klirrfaktor des 2,8 W-Verstärkers



Klirrfaktor des 3,1 W-Verstärkers



Frequenzgang des 2,8/3,1 W-Verstärkers bei $P_2 = 0,75 \text{ W}$ (0 dB)



Vereinfachte Version (3,1 W)

Eine Schaltungsvereinfachung ergibt sich, wenn Basen und Emitter der Endtransistoren direkt miteinander verbunden werden. Dabei entfallen 3 Widerstände und der NTC-Widerstand. Mit der vereinfachten Dimensionierung dieser „ruhestromlosen“ Version läßt sich ein Verstärker aufbauen, der bei der Inbetriebnahme keinerlei Einstellarbeiten mehr erfordert. Der durch Transistor-Restströme bedingte Ruhestrom der Endstufe beträgt $610 \mu\text{A}$ bei $\vartheta_U = 20^\circ\text{C}$ und $900 \mu\text{A}$ bei $\vartheta_U = 45^\circ\text{C}$.

Betriebswerte

Speisespannung	$U_{\text{bat}} = 15 \text{ V}$
Stromaufnahme	$I_{\text{bat}} = 330 \text{ mA}$
Ausgangsleistung	$P_2 = 3,1 \text{ W}$
($k = 3 \%$; $f = 1 \text{ kHz}$)	
Geräuschspannungsabstand	74 dB
bei $P_2 = 50 \text{ mW}$	

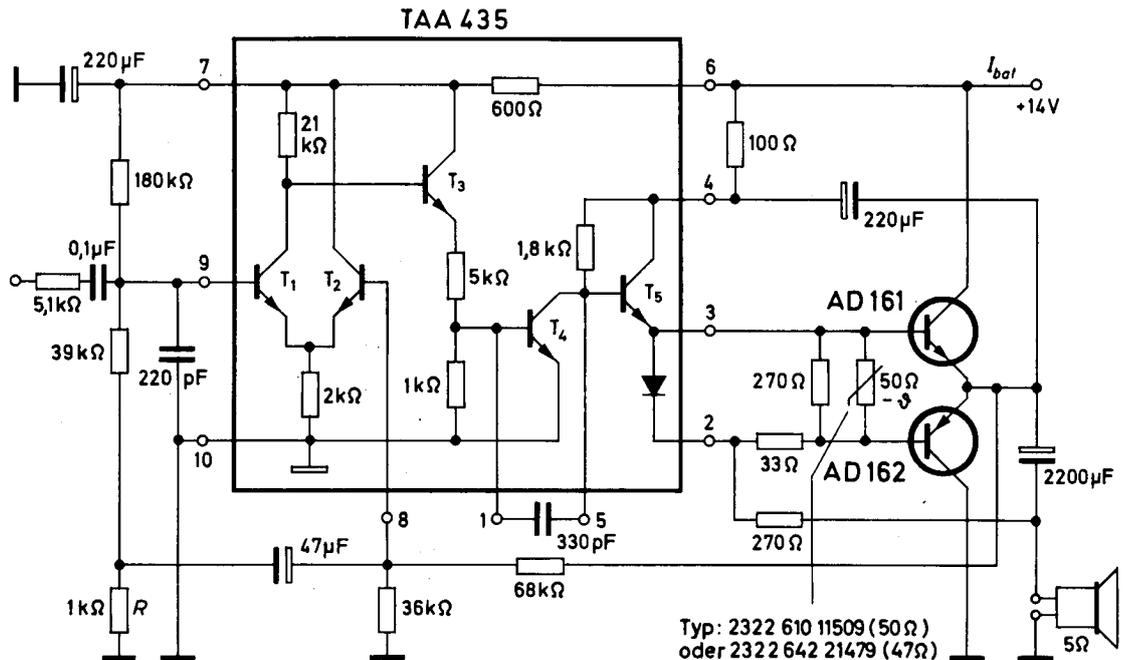


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**4 W-Verstärker
mit integrierter
Vor- und Treiber-
stufe**

3. MÄRZ 1970



Die Endtransistoren AD 161 / AD 162 haben keine Emitterwiderstände, ihre Emitter sind direkt miteinander verbunden. Die Vor- und Treiberstufen sind in der integrierten Schaltung TAA 435 zusammengefaßt. Die Treiberstufe besteht aus dem Spannungsverstärker T_4 und dem zur Stromverstärkung nachgeschalteten Emitterfolger T_5 . Die in der Emitterleitung von T_5 liegende Diode stabilisiert den Ruhestrom der Endstufe gegen Speisespannungsschwankungen.

Die Eingangsstufe (T_1, T_2) ist als Differenzverstärker ausgeführt. Diese Schaltung bietet die Möglichkeit, die Mittenspannung der Endstufe durch eine starke Gleichstrom-Gegenkopplung auf die Basis von T_2 zu stabilisieren.

Die Mittenspannung wird in einem weiten Bereich proportional zur Speisespannung gehalten, so daß das Ausgangssignal immer symmetrisch begrenzt und die größtmögliche Ausgangsleistung erreicht wird (gleitende Arbeitspunkteinstellung).

Der Widerstand R bestimmt den NF-Gegenkopplungsgrad. Die zurückgeführte Spannung wirkt einerseits auf die Basis von T_2 und ruft dadurch eine Gegenkopplung hervor, andererseits aber

auch über den $39\text{k}\Omega$ -Widerstand auf die Basis von T_1 , wodurch eine leichte Mitkopplung entsteht. Ohne Gegenkopplung ($R = 0$) beträgt die Spannungsverstärkung etwa 80 dB.

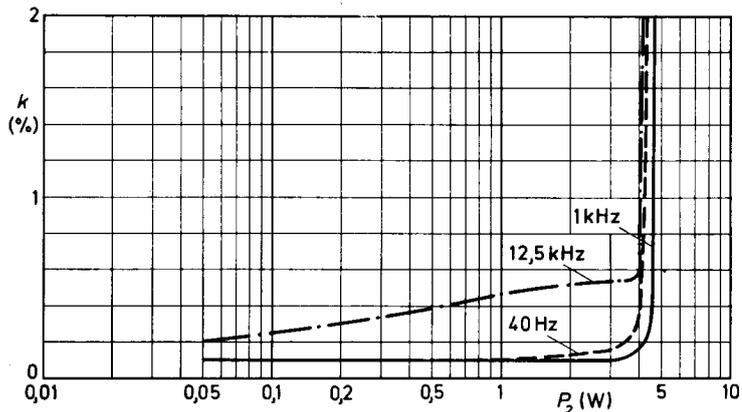
Mit der Kapazität von 330 pF zwischen den Anschlüssen 1 und 5 wird der Übertragungsbereich nach oben auf 30 kHz begrenzt, um Störungen durch fremde, hochfrequente Signale zu unterdrücken. Die parallel zum Eingang liegende Kapazität von 220 pF ist aus Stabilitätsgründen vorgesehen.

Für den Betrieb bei Umgebungstemperaturen bis zu $60\text{ }^\circ\text{C}$ und mit Speisespannungen bis zu 18 V (Grenzwert für die TAA 435) benötigen die Endtransistoren Kühlelemente mit Wärmewiderständen von je $R_{thK} \leq 12,3\text{ grd/W}$. Ein gemeinsames, vertikal angeordnetes Kühlblech der Größe $75\text{ mm} \times 150\text{ mm}$ aus Al 2 mm erfüllt diese Bedingung. Eine zusätzliche Kühlung der TAA 435 ist nicht erforderlich.

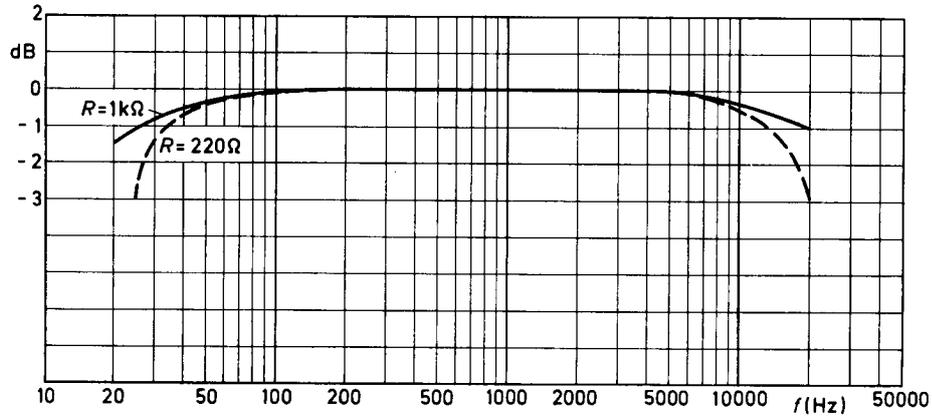
Weitere Erläuterungen

Transistor-Kompodium Teil III,
Niederfrequenz-Verstärker, April 1970

**50**



Klirrfaktor des 4 W-Verstärkers. Der Klirrfaktor ist vom Quellenwiderstand der steuernden Signalquelle abhängig; die Werte gelten für Ansteuerung mit niedrigem Quellenwiderstand ($R_g < 5 \text{ k}\Omega$).

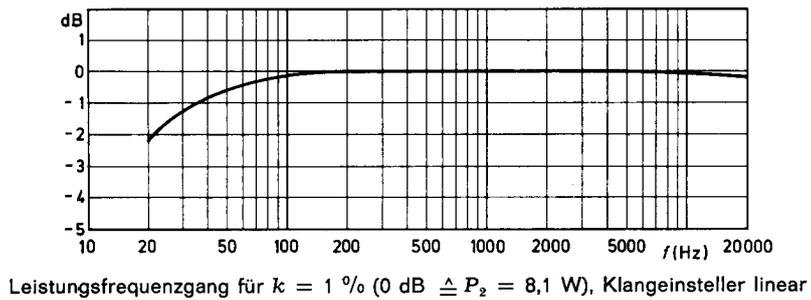
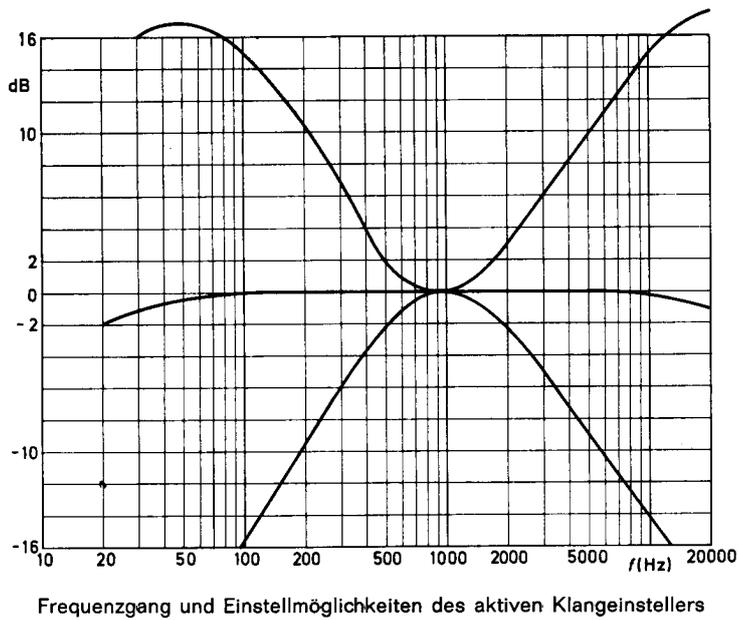
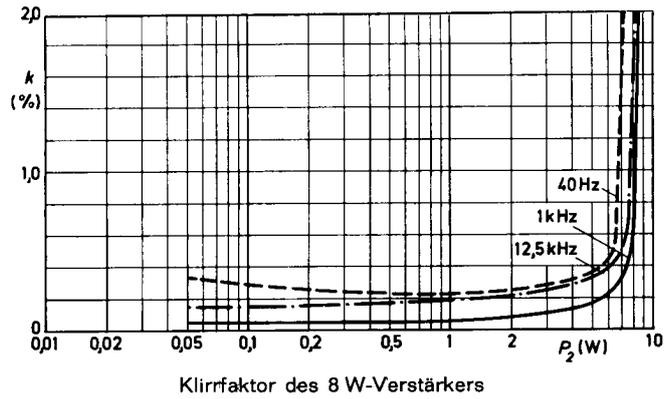


Leistungsfrequenzgang für $k = 1 \text{ ‰}$ ($0 \text{ dB} \triangleq P_2 = 4,6 \text{ W}$)

Betriebswerte

Speisespannung	U_{bat}	=	14	V
Gesamtstromaufnahme	I_{bat}	=	85	mA bei $P_2 = 0$
	I_{bat}	=	500	mA bei $P_2 = 4 \text{ W}$
max. Ausgangsleistung	$P_{2\text{max}}$	=	4,6	W, $k = 1 \text{ ‰}$ bei $f = 1 \text{ kHz}$
Eingangsspannung	U_1	=	7,3	mV für $P_2 = 50 \text{ mW}$
	U_1	=	65	mV für $P_2 = 4 \text{ W}$
Eingangsscheinwiderstand	$ Z_1 $	=	200	k Ω
Ausgangsscheinwiderstand	$ Z_2 $	=	0,11	Ω
Fremdspannungsabstand		=	59	dB bei $P_2 = 50 \text{ mW}$
Geräuschspannungsabstand		=	68	dB bei $P_2 = 50 \text{ mW}$





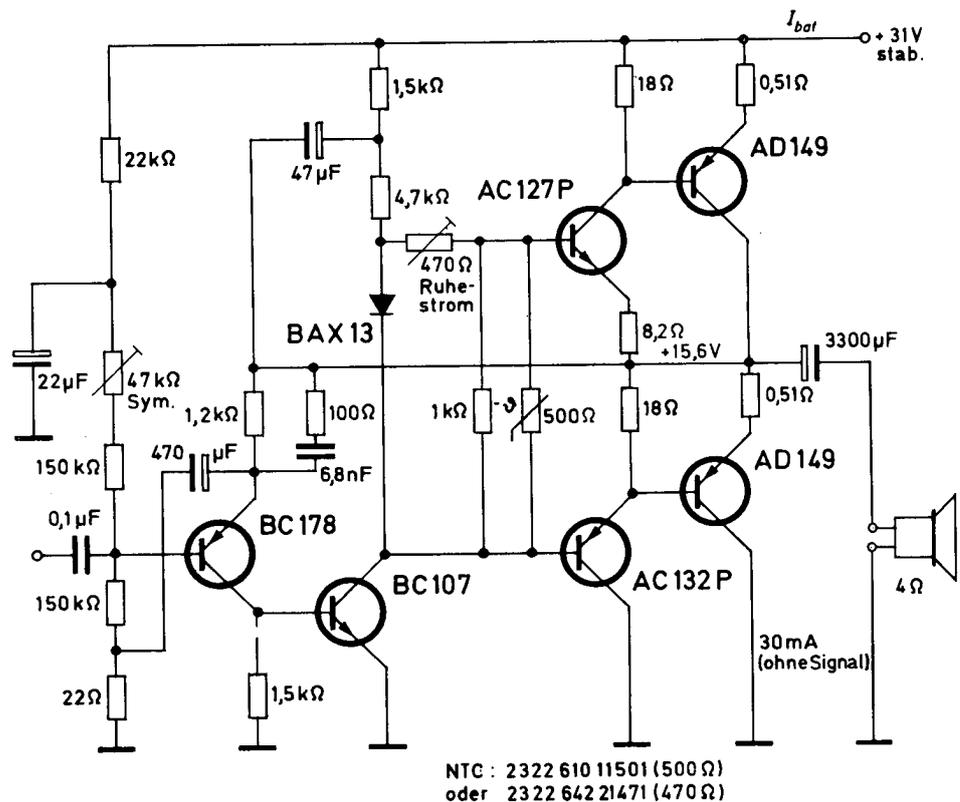
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

20 W- Hi-Fi-Verstärker

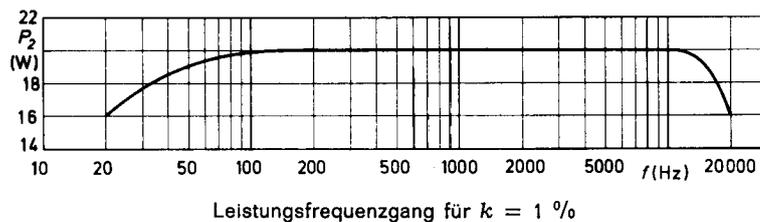
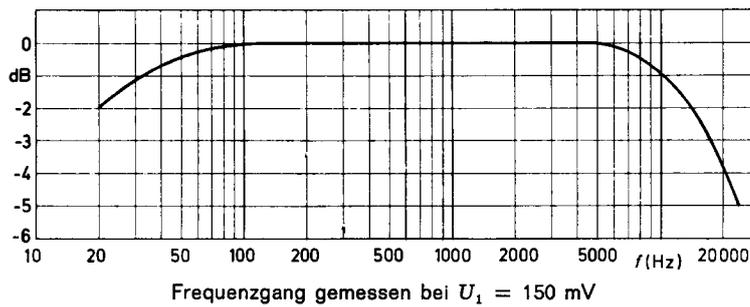
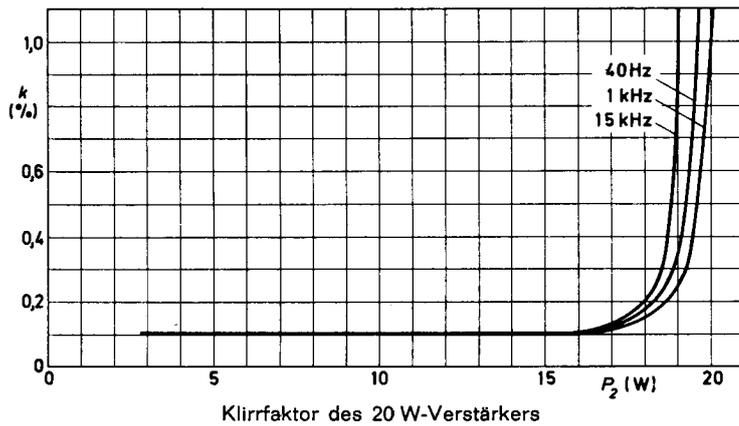
25. FEBRUAR 1970



Der 20 W-Hi-Fi-Verstärker ist mit zwei Transistoren AD 149 und dem Transistorpaar AC 127 P/AC 132 P in der Quasi-Komplementär-Endstufe und mit den Transistoren BC 178 und BC 107 in der Vorstufe und der Vortreiberstufe bestückt. Die Diode BAX 13 im Basiskreis der Treiberstufe stabilisiert die Ruheströme der Treiberstufe und der Endstufe gegen Speisespannungsschwankungen. Die obere Grenzfrequenz des Übertragungsbereichs wird durch ein RC-Glied (100 Ω, 6,8 nF) im Gegenkopplungskreis auf 18 kHz festgelegt.

Für den Betrieb bei Umgebungstemperaturen bis zu 45 °C benötigen die Endtransistoren bei nicht isolierter Montage Kühlelemente mit Wärmewiderständen von je $R_{thK} \leq 2,75 \text{ grad/W}$. Zwei vertikal angeordnete Kühlbleche der Größe 165 mm x 165 mm aus Al 3 mm erfüllen diese Bedingung. Die Treibertransistoren müssen auf vertikal angeordnete Kühlbleche der Größe 35 mm x 35 mm aus Al 2 mm montiert werden.





Betriebswerte

Speisespannung	$U_{\text{bat}} = 31$ V stabilisiert
Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{bat}} = 1$ A bei $P_2 = 20$ W
Ausgangsleistung	$P_2 = 20$ W bei $f = 1$ kHz, $k = 1$ ‰
Klirrfaktor	$k \approx 0,1$ ‰ bei $P_2 < 16$ W
Eingangsspannung	$U_1 = 170$ mV für $P_2 = 20$ W (Gegenkopplungsgrad 42 dB)
Eingangsscheinwiderstand	$ Z_1 = 150$ k Ω
Fremdspannungsabstand	68,5 dB bei $P_2 = 50$ mW 84,5 dB bei $P_2 = 20$ W
Geräuschspannungsabstand	70 dB bei $P_2 = 50$ mW 96 dB bei $P_2 = 20$ W



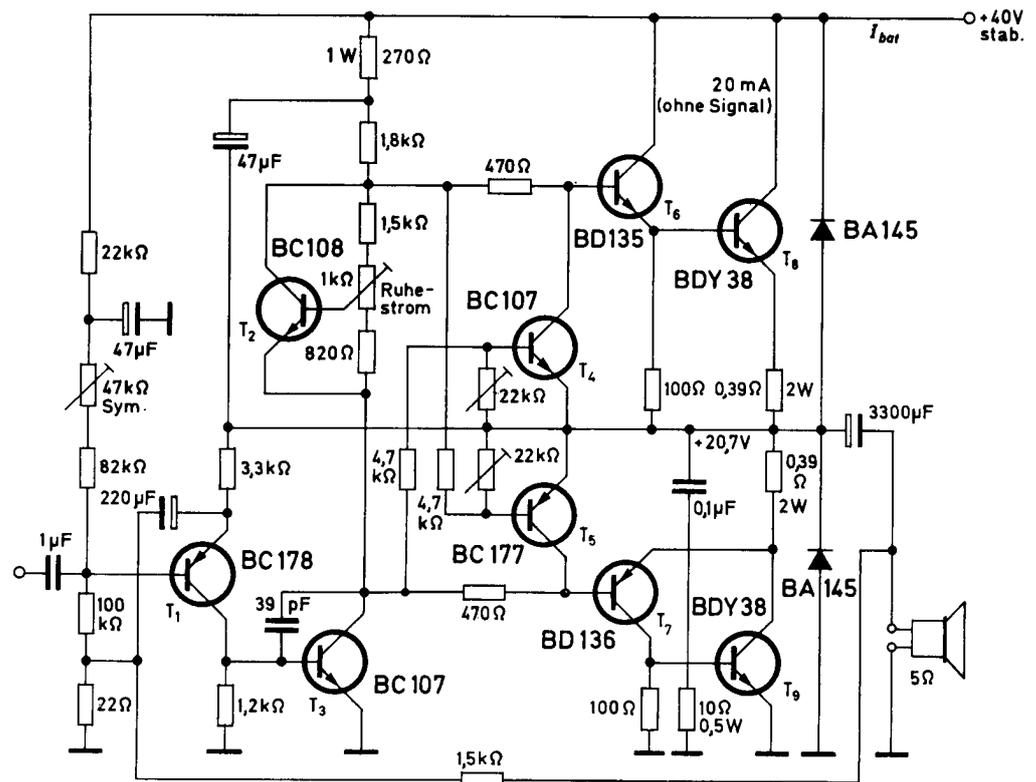
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

20 W- Hi-Fi-Verstärker mit Schutzschaltung

26. FEBRUAR 1970



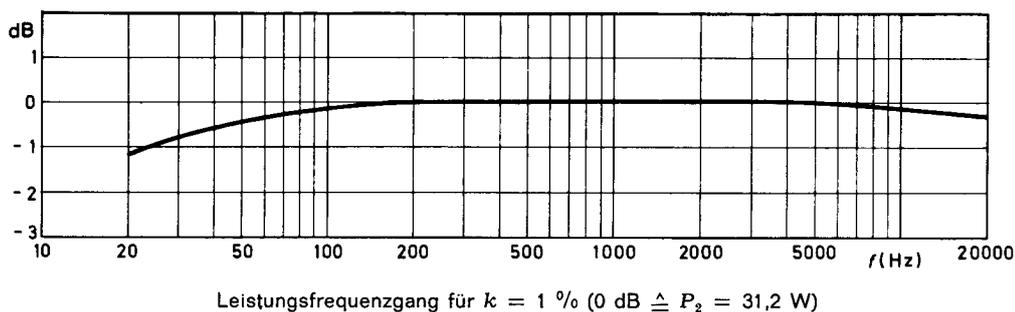
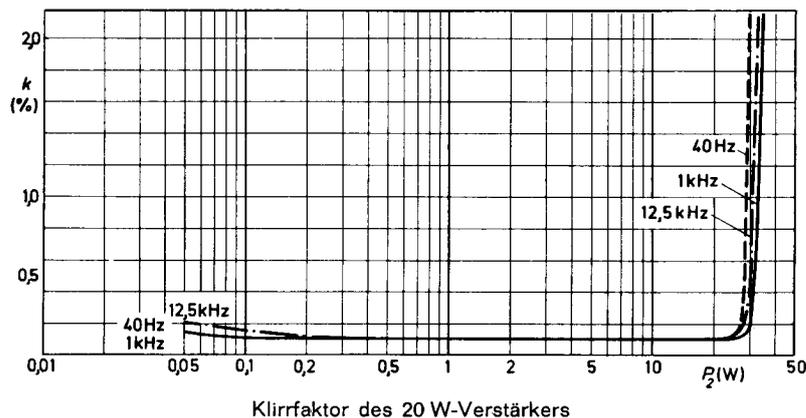
Der 20 W-Hi-Fi-Verstärker mit zwei Transistoren BDY 38 und den NPN/PNP-Transistoren BD 135/BD 136 in der Quasi-Komplementär-Endstufe ist in der Vorstufe und in der Vortreiberstufe mit den Transistoren BC 178 und BC 107 bestückt. Der zwischen den Basen der Treibertransistoren liegende Transistor BC 108 stabilisiert die Ruhestrome der Treiberstufe und der Endstufe gegen Schwankungen der Speisespannung und der Umgebungstemperatur. Mit zunehmender Umgebungstemperatur z. B. steigt der Kollektorstrom des Stabilisierungstransistors bei festgehaltener Basis-Emitter-Spannung an. Dadurch verringert sich der Spannungsabfall am Transistor und damit die Basis-Emitter-Spannung der Treibertransistoren, und die Ruhestrome werden auf ihrem Sollwert gehalten. Bei Speisespannungsschwankungen wird durch den sich mit der Speisespannung ändernden Basis-

strom gleichfalls der Kollektorstrom des Stabilisierungstransistors beeinflusst.

Eine Schutzschaltung mit den Transistoren BC 107 und BC 177 verhindert eine Überlastung der Endtransistoren bei Übersteuerung und Kurzschluß am Ausgang. Nach Überschreiten des mit den 22 k Ω -Potentiometern einzustellenden Schwellenwertes werden die Schutztransistoren leitend und setzen das Steuersignal an den Basen der Treibertransistoren herab. Dadurch wird der Kollektorstrom der Endstufe auf ungefährliche Werte verringert, er kann bis auf den Ruhestrom zurückgehen. Die Schutzschaltung wird so eingestellt, daß das Steuersignal an den Basen der Treibertransistoren zurückgeht, sobald die Gesamtstromaufnahme den Wert 1,5 A erreicht.

Am Ausgang sind zusätzlich zwei schnelle Schalterdioden BA 145 zur Begrenzung von Über-





spannungen eingesetzt. Das parallel zum Lautsprecher liegende Zobel-Glied ($0,1 \mu\text{F}$, 10Ω) dient zur Stabilisierung des Verstärkers.

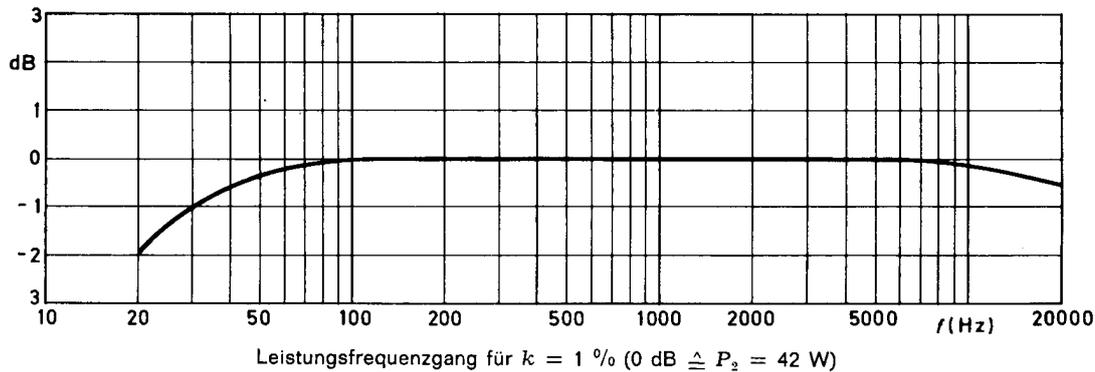
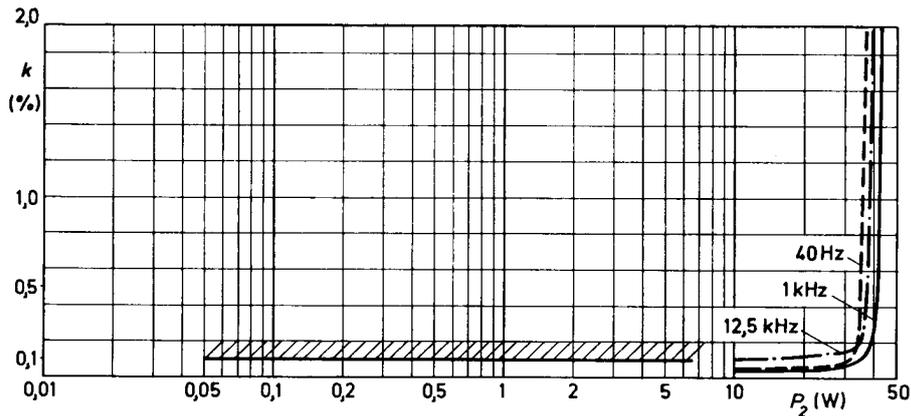
Der Lautsprecher-Koppelkondensator muß in dieser Schaltung statt für die halbe für die volle Speisespannung bemessen werden. Für den Be-

trieb bei Umgebungstemperaturen bis zu 45°C müssen die Endtransistoren auf vertikal angeordnete Kühlbleche der Größe $90 \text{ mm} \times 90 \text{ mm}$ aus Al 2 mm montiert werden. Eine zusätzliche Kühlung der Treibertransistoren ist nicht erforderlich.

Betriebswerte

Speisespannung	$U_{\text{bat}} = 40$	V stabilisiert
Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{bat}} = 1,2$	A bei $P_2 = 20 \text{ W}$
max. Ausgangsleistung	$P_{2\text{max}} = 31,2$	W, $k = 1\%$ bei $f = 1 \text{ kHz}$
Klirrfaktor	$k \leq 0,1$	%
Eingangsspannung	$U_1 = 17$	mV für $P_2 = 50 \text{ mW}$
	$U_1 = 210$	mV für $P_2 = 20 \text{ W}$
Eingangsscheinwiderstand	$ Z_1 = 100$	k Ω
Ausgangsscheinwiderstand	$ Z_2 = 0,06$	Ω
Fremdspannungsabstand	66	dB bei $P_2 = 50 \text{ mW}$
Geräuschspannungsabstand	81	dB bei $P_2 = 50 \text{ mW}$





Betriebswerte

Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{bat}} = 65 \text{ mA}$ bei $P_2 = 0$, $U_{\text{bat}} = 54 \text{ V}$
	$I_{\text{bat}} = 1,2 \text{ A}$ bei $P_2 = 35 \text{ W}$
max. Ausgangsleistung	$P_{2\text{max}} = 42 \text{ W}$ bei $k = 1 \%$ ($f = 1 \text{ kHz}$)
Klirrfaktor	$k \leq 0,1 \%$ bei $P_2 \leq 15 \text{ W}$
Frequenzgang, gemessen 6 dB unter Vollaussteuerung	linear innerhalb $\pm 0,5 \text{ dB}$ im Bereich $20 < f < 20\,000 \text{ Hz}$
Eingangsspannung	$U_1 = 18 \text{ mV}$ für $P_2 = 50 \text{ mW}$ $U_1 = 490 \text{ mV}$ für $P_2 = 35 \text{ W}$
Eingangsscheinwiderstand	$ Z_1 = 100 \text{ k}\Omega$
Ausgangsscheinwiderstand	$ Z_2 = 0,04 \Omega$
Fremdspannungsabstand	65 dB bei $P_2 = 50 \text{ mW}$ 80 dB bei $P_2 = 35 \text{ W}$
Geräuschspannungsabstand	80 dB bei $P_2 = 50 \text{ mW}$ 102 dB bei $P_2 = 35 \text{ W}$



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Universalverstärker-Baustein

21. APRIL 1969

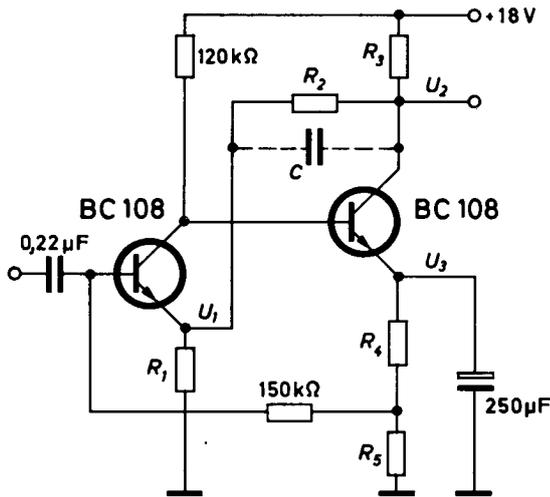


Bild 1. Universalverstärker. Die Dimensionierung ist aus der Tabelle ersichtlich.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines zweistufigen Universal-Verstärkers, die durch Verzicht auf einen extrem hohen Eingangswiderstand mit wenigen Bauelementen auskommt. Zur Stabilisierung gegen Exemplarstreuungen und Temperaturschwankungen dienen zwei Gleichstromgegenkopplungen: vom Emitter der zweiten zur Basis der ersten Stufe und vom Kollektor der zweiten zum Emitter der ersten Stufe. Die Dimensionierung der Schaltung für eine Spannungsverstär-

V_u	dB	10	20	30	40
R_1	kΩ	4,7	1,5	1,5	1
R_2	kΩ	12	15	56	180
R_3	kΩ	1,8	2,2	2,2	2,2
R_4	Ω	470	560	330	680
R_5	Ω	1200	470	270	220
C	pF	—	—	—	10
U_1	V	3,4	0,97	0,4	0,15
U_2	V	10,8	9,3	9,3	9,7
U_3	V	5,6	3,55	2,3	3,4
$ Z_1 $	kΩ	145	140	135	110
$ Z_2 $	Ω	63	140	260	700
f_u	Hz	< 20	< 20	< 20	< 20
f_o	kHz	>> 20	>> 20	>> 20	>> 20

kung V_u von 10, 20, 30 und 40 dB, die Eingangs- und Ausgangswiderstände $|Z_1|$ und $|Z_2|$ sowie die Grenzfrequenzen f_u und f_o des Übertragungsbereichs sind aus der Tabelle ersichtlich.

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors von der Ausgangsspannung sowie der Geräuschspannung am Ausgang vom Generatorwiderstand R_g am Eingang zeigen die Bilder 2 bis 5. Der Klirrfaktor aller vier Versionen bleibt bei Ausgangsspannungen bis zu 3 V unter der 1 %-Grenze. Die Werte der Geräuschspannung am Eingang lassen sich über die Verstärkungsfaktoren berechnen. Die Ausgänge waren bei den Messungen mit Lastwiderständen von 10 kΩ abgeschlossen.

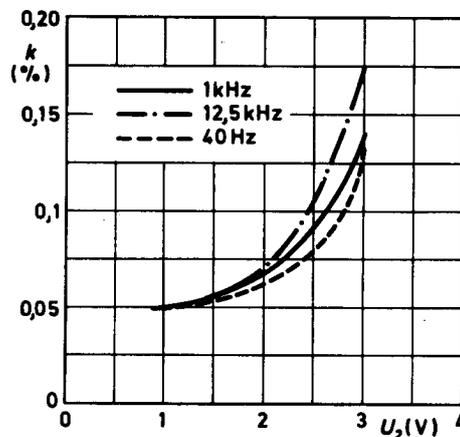
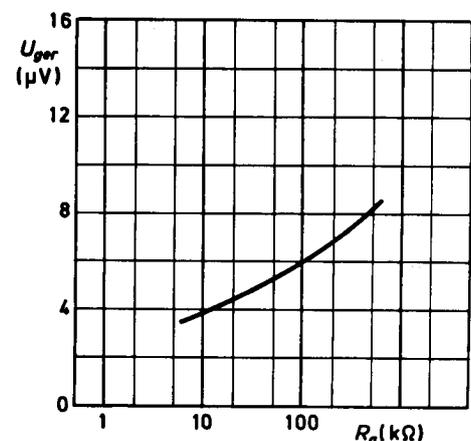


Bild 2. Klirrfaktor und Geräuschspannung am Ausgang des 10 dB-Verstärkers



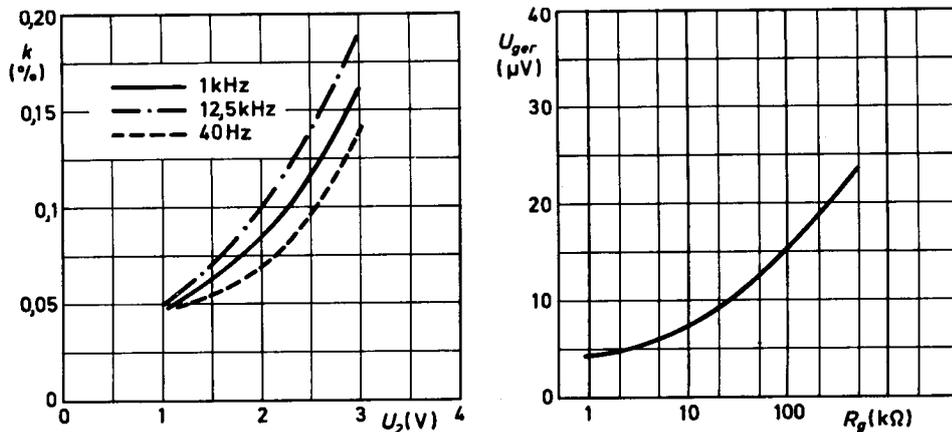


Bild 3. Klirrfaktor und Geräuschspannung am Ausgang des 20 dB-Verstärkers

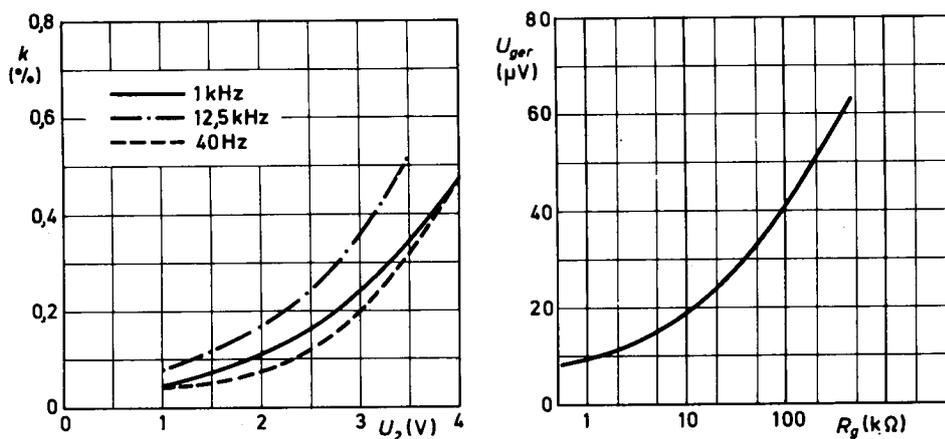


Bild 4. Klirrfaktor und Geräuschspannung am Ausgang des 30 dB-Verstärkers

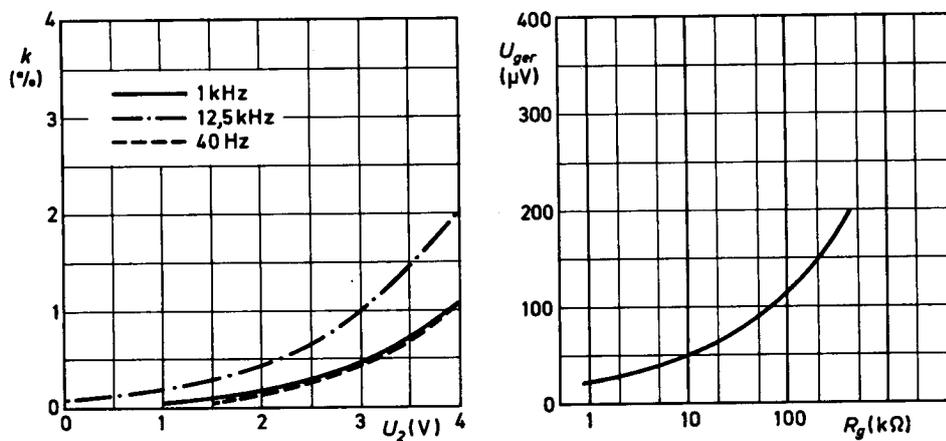


Bild 5. Klirrfaktor und Geräuschspannung am Ausgang des 40 dB-Verstärkers



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Trennverstärkerstufe

22. APRIL 1969

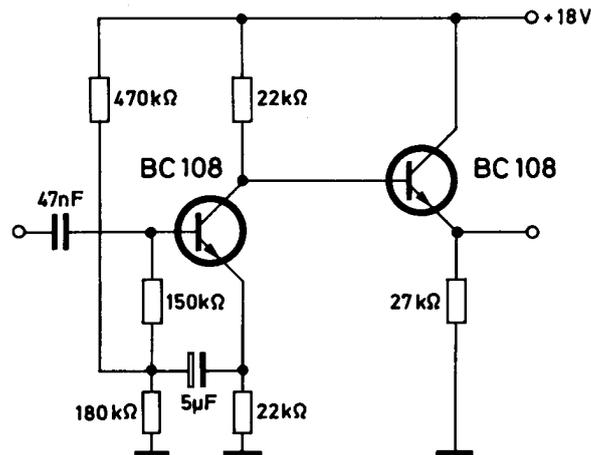


Bild 1. Trennverstärker

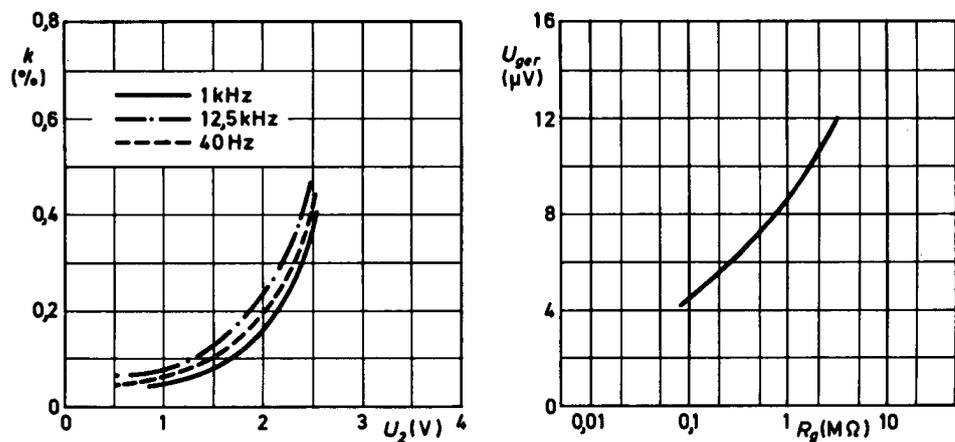


Bild 2. Klirrfaktor und Geräuschspannung am Ausgang des Trennverstärkers

Die erste Stufe dieses zweistufigen Trennverstärkers arbeitet in stark gegengekoppelter Emitter-schaltung, die zweite als Emitterfolger. Damit wird ein hoher Eingangsscheinwiderstand von $|Z_1| = 3,6 \text{ M}\Omega$ und ein niedriger Ausgangsscheinwiderstand von $|Z_2| = 250 \Omega$ erreicht. Die Spannungsverstärkung ist $V_u = 1$. Die Grenzfrequenzen des Übertragungsbereichs sind $f_u < 20 \text{ Hz}$ und $f_o \gg 20 \text{ kHz}$. Bild 2 zeigt den Klirrfaktor und die Geräuschspannung am Ausgang. Der Klirrfaktor bleibt bis zu einer Ausgangsspannung von 2,5 V unter 0,5 %. Der Ausgang war bei den Messungen mit einem Lastwiderstand von 10 k Ω abgeschlossen, der Eingang mit R_g .

quenzen des Übertragungsbereichs sind $f_u < 20 \text{ Hz}$ und $f_o \gg 20 \text{ kHz}$. Bild 2 zeigt den Klirrfaktor und die Geräuschspannung am Ausgang. Der Klirrfaktor bleibt bis zu einer Ausgangsspannung von 2,5 V unter 0,5 %. Der Ausgang war bei den Messungen mit einem Lastwiderstand von 10 k Ω abgeschlossen, der Eingang mit R_g .



VALVO

ELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Mikrofonverstärker

15. APRIL 1969

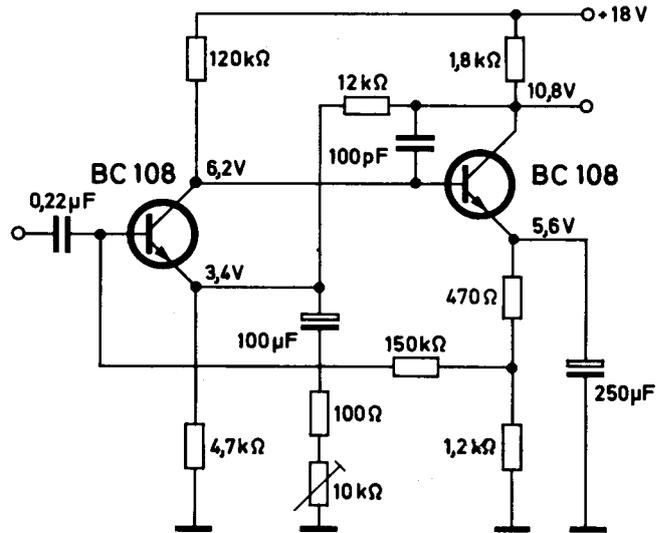


Bild 1. Mikrofonverstärker

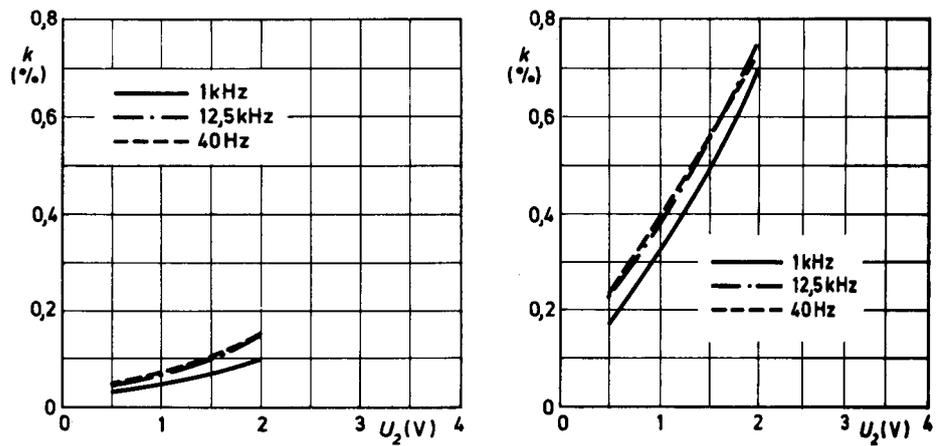


Bild 2. Klirrfaktor des Mikrofonverstärkers für $V_u = 13$ dB (links) und $V_u = 40$ dB (rechts)



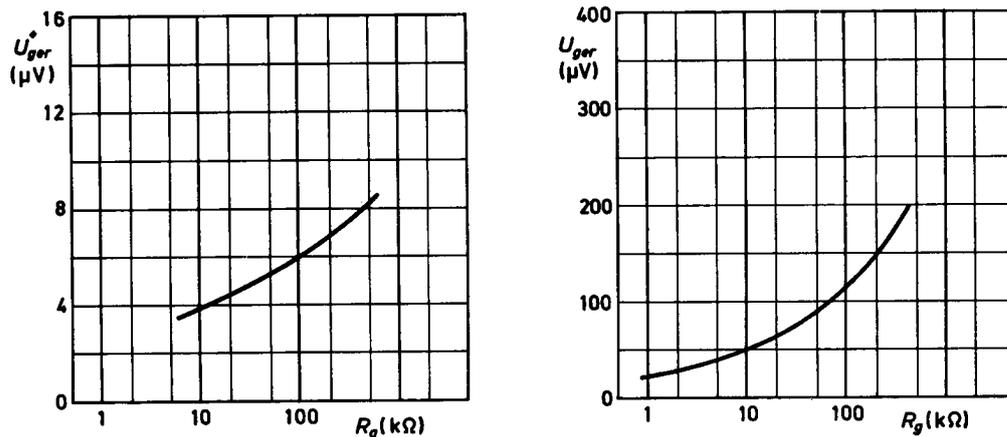
Bild 3. Geräuschspannung am Ausgang des Mikrofonverstärkers für $V_u = 13$ dB (links) und $V_u = 40$ dB (rechts)

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Mikrofonverstärkers, dessen Spannungsverstärkung durch eine veränderliche Gegenkopplung zwischen 13 dB und 40 dB einstellbar ist. Für die Grenzwerte der Spannungsverstärkung zeigt Bild 2 den Klirrfaktor und Bild 3 die Geräuschspannung am Ausgang. Bei einer Ausgangsspannung von 2 V ist der Klirrfaktor 0,75 % mit $V_u = 40$ dB und 0,15 % mit $V_u = 13$ dB. Die Eingangs- und Ausgangsscheinwiderstände sowie die Grenzfrequenzen des Übertragungsbereichs gehen aus folgender Tabelle hervor:

		$V_u = 13$ dB	$V_u = 40$ dB
$ Z_1 $	k Ω	145	120
$ Z_2 $	Ω	47	120
f_u	Hz	< 20	< 20
f_o	kHz	$\gg 20$	$\gg 20$

Der Ausgang war bei den Messungen mit einem Lastwiderstand von 1,5 k Ω abgeschlossen.



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Nadelton-Entzerrer**

17. APRIL 1969

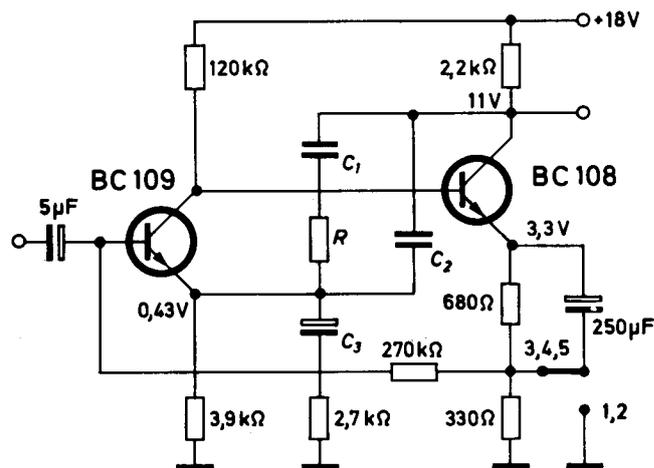


Bild 1. Nadelton-Entzerrer für magnetische Tonabnehmer.
Die Dimensionierung ist aus der Tabelle im Text ersichtlich.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Nadelton-Entzerrers für magnetische Tonabnehmer. Die Entzerrung der Schallplatten-Schneidkennlinien wird durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung erreicht. Die Dimensionierung für fünf Entzerrer-Frequenzgänge ist aus der folgenden Tabelle ersichtlich:

		Entzerrer-Frequenzgänge				
		1*)	2*)	3	4	5
R	kΩ	56	56	56	47	47
C ₁	nF	12	5,6	6,8	6,8	6,8
C ₂	nF	0	0	3,9	1,5	2,2
C ₃	μF	25	25	1,5	3,2	5

*) Für die Entzerrer-Frequenzgänge 1 und 2 ist der 250 μF-Kondensator im Emittterkreis des Transistors BC 108 an Masse zu legen

Die fünf Entzerrer-Frequenzgänge sind in den Bildern 2 und 3 dargestellt. Mit ihnen wird eine Anpassung an alle wichtigen Schneidkennlinien ermöglicht, die zu verschiedenen Zeiten in der Schallplatten-Herstellung angewandt wurden.

Der Entzerrer-Frequenzgang 1 entspricht mit einer Übergangsfrequenz von 250 Hz der alten europäischen Schneidkennlinie vor Einführung der Mikrorille. Die zum Entzerrer-Frequenzgang 2 gehörende Schneidkennlinie mit einer Übergangsfrequenz von 500 Hz wurde vor dem Zweiten Weltkrieg in den USA und bis etwa 1950 von europäischen Firmen angewandt. Der Entzerrer-Frequenzgang 3 entspricht der NARTB-Schneidkennlinie, die in den USA Ende der 50er Jahre verwendet wurde. Der Entzerrer-Frequenzgang 4 entspricht der Schneidkennlinie mit den Zeitkonstanten 3 180 μs, 318 μs, 50 μs, die in der deutschen Schallplattenfertigung zwischen 1952 und 1955 verwendet wurde. Der Entzerrer-Frequenzgang 5 entspricht der heute international üblichen Schneidkennlinie mit den Zeitkonstanten 3 180 μs, 318 μs, 75 μs. Diese Schneidkennlinie ist in DIN 45 536 und DIN 45 537 für Mono-Schallplatten sowie in DIN 45 546 und DIN 45 547 für Stereo-Schallplatten festgelegt. Die Abweichungen der Entzerrer-Frequenzgänge vom Sollverlauf sind vernachlässigbar gering, sie betragen beim Entzerrer-Frequenzgang 5 maximal -0,5 dB bei 30 Hz und +0,7 dB bei 15 kHz.



Die Spannungsverstärkung bei 1 kHz und die Eingangs- und Ausgangsscheinwiderstände des Nadelton-Entzerrers zeigt die folgende Tabelle:

		Entzerrer-Frequenzgänge				
		1	2	3	4	5
V_u 1 kHz	dB	30	30	25	27	26
$ Z_1 $	k Ω	250	250	250	250	250
$ Z_2 $	Ω	160	160	190	240	240

Der Klirrfaktor für 1 kHz ist bei 4 V Ausgangsspannung $k = 0,25\%$, bei Ausgangsspannungen unter 1,5 V sinkt er auf $k < 0,1\%$.

Die Geräuschspannung am Ausgang beträgt $22\ \mu\text{V}$, gemessen mit einem Generatorwiderstand von 1 k Ω am Eingang. Der Ausgang war bei den Messungen mit einem Lastwiderstand von 47 k Ω abgeschlossen.

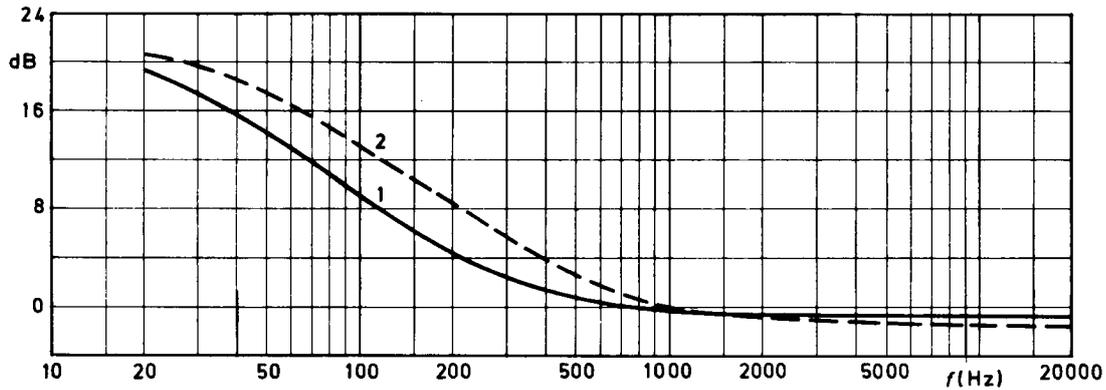


Bild 2. Entzerrer-Frequenzgänge 1 und 2 des Nadelton-Entzerrers

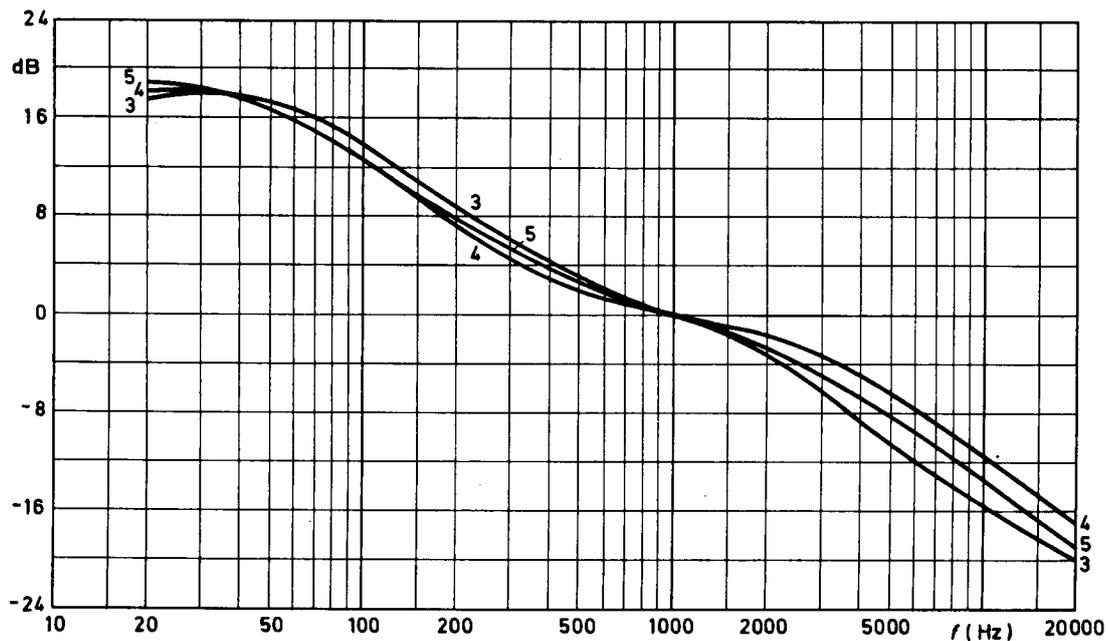


Bild 3. Entzerrer-Frequenzgänge 3, 4 und 5 des Nadelton-Entzerrers



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Aktiver Klangeinsteller

14. APRIL 1969

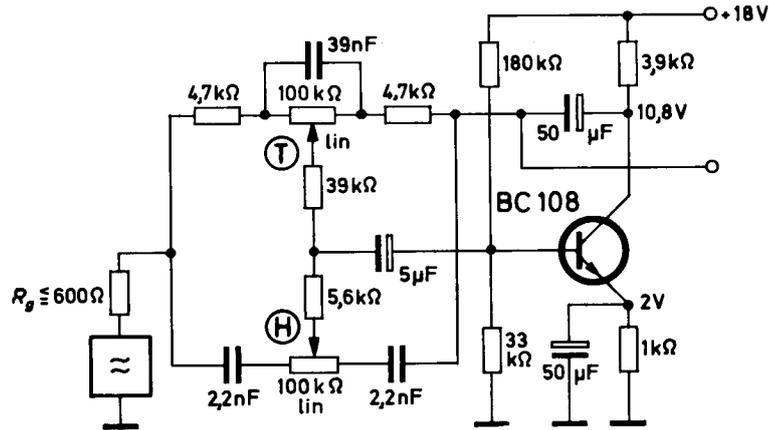


Bild 1. Aktiver Klangeinsteller

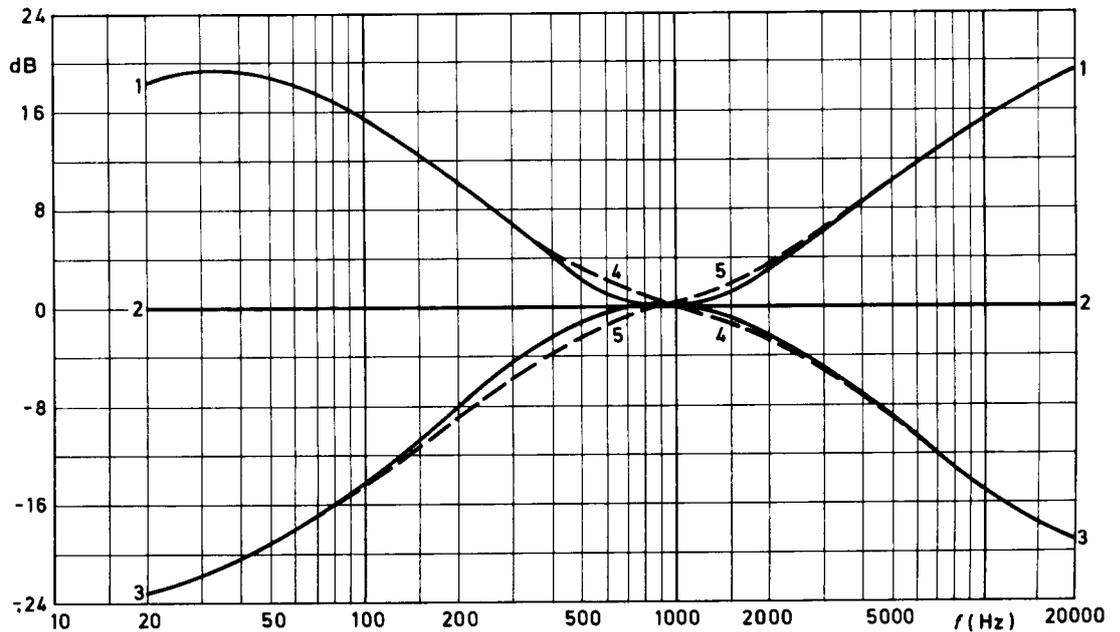


Bild 2. Einstellmöglichkeiten des aktiven Klangeinstellers

- | | |
|---|--|
| Kurve 1: maximale Tiefenanhebung,
maximale Höhenanhebung | Kurve 4: maximale Tiefenanhebung,
maximale Höhenabsenkung |
| Kurve 2: Mittelstellung (linearer Frequenzgang) | Kurve 5: maximale Tiefenabsenkung,
maximale Höhenanhebung |
| Kurve 3: maximale Tiefenabsenkung,
maximale Höhenabsenkung | |



Der hier angegebene aktive Klangeinsteller (Bild 1) arbeitet im Gegensatz zu bekannten frequenzabhängigen Spannungsteiler-Schaltungen mit einer frequenzabhängigen Gegenkopplung vom Kollektor zur Basis eines Transistors. Der Ausgangsscheinwiderstand einer vorgeschalteten Spannungsquelle sollte unter 600Ω liegen. Führt der Ausgang der vorgeschalteten Spannungsquelle ein höheres Gleichspannungspotential als die Basis des Transistors BC 108, muß der $5 \mu\text{F}$ -Koppelkondensator umgepolt werden. Die Verwendung eines Kunststoffolien-Kondensators an dieser Stelle erlaubt das Anschalten von Spannungsquellen mit beliebigem Gleichspannungspotential an den Eingang.

Die Einstellmöglichkeiten des aktiven Klangeinstellers zeigt Bild 2. Der Einstellumfang ist $+19,5$ bis -22 dB bei 30 Hz und $+19,5$ bis -19 dB bei 20 kHz. Der lineare Frequenzgang (Kurve 2) stellt sich bei der mechanischen Mittelstellung der Potentiometer ein. Die Spannungsverstärkung ist dann $V_u = 0,91$. Bild 3 zeigt den Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsspannung für die Frequenzen 40 Hz, 1 kHz und $12,5$ kHz, gemessen bei Einstellung auf linearen Frequenzgang. Bei kleiner Aussteuerung ($U_2 < 250$ mV) bleibt der Klirrfaktor unter $0,1\%$, bei einer Ausgangsspannung von 2 V steigt er für $12,5$ kHz

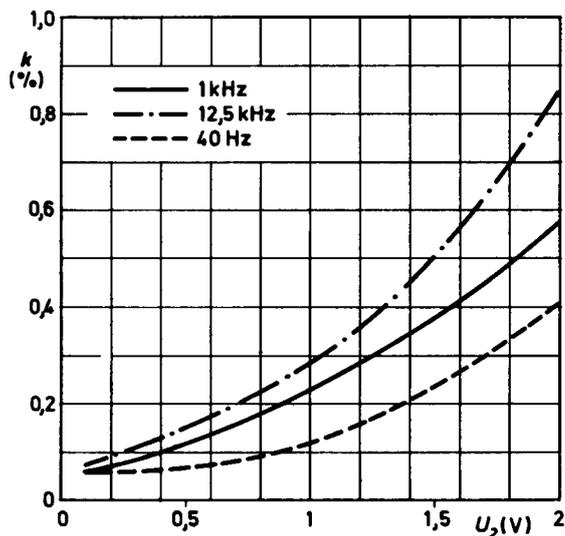


Bild 3. Klirrfaktor des aktiven Klangeinstellers, gemessen bei Einstellung auf linearen Frequenzgang (Kurve 2)

auf $0,85\%$ an. Die Eingangs- und Ausgangsscheinwiderstände bei 1 kHz sind $|Z_1| = 40$ k Ω und $|Z_2| = 180 \Omega$. Der Ausgang war bei den Messungen mit einem Lastwiderstand von 10 k Ω abgeschlossen.



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Aktiver Präsenzeinsteller

16. APRIL 1969

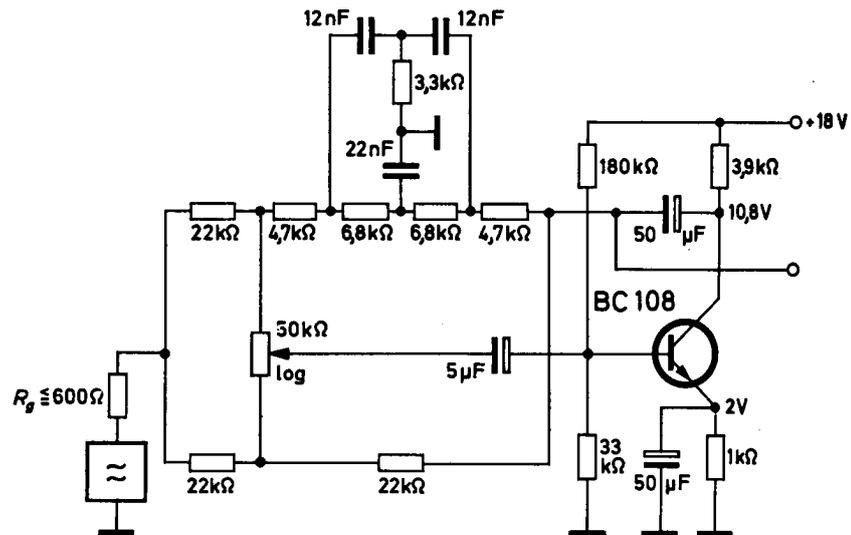


Bild 1. Aktiver Präsenzeinsteller

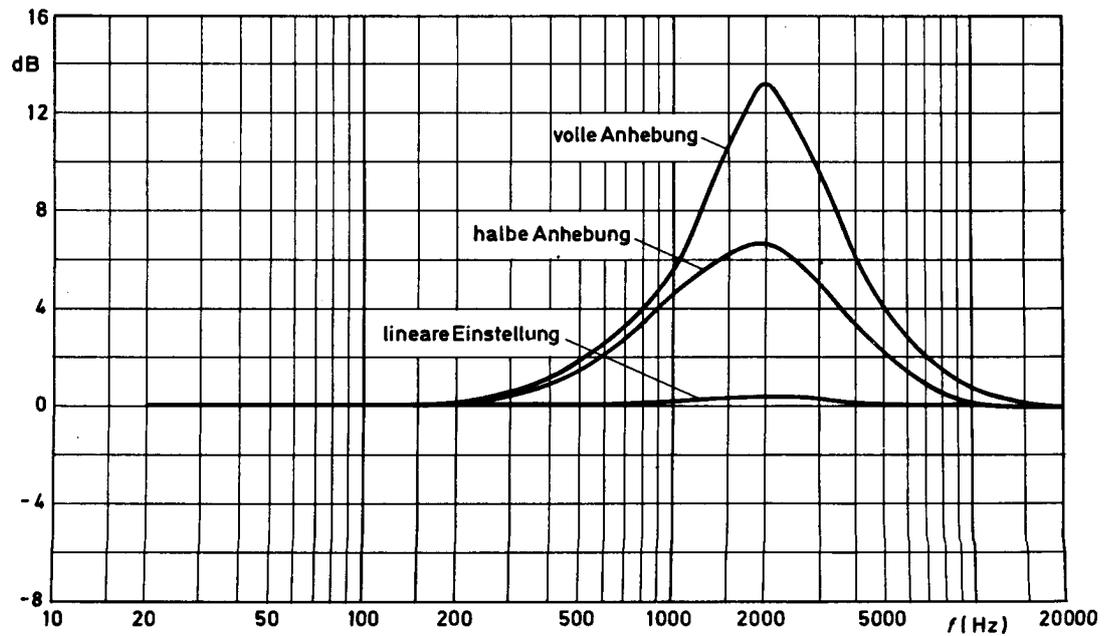


Bild 2. Frequenzgang des aktiven Präsenzeinstellers



Mit Präsenz wird die Eigenschaft einer Teilschallquelle bezeichnet, sich aus dem gesamten Klangbild hervorzuheben. Dies ist durch eine Anhebung des betreffenden Frequenzgebietes erreichbar. Die Schaltung eines besonders für die Korrektur von Sprachübertragungen geeigneten aktiven Präsenzeinstellers zeigt Bild 1. Zur Anhebung der Mittellagen dient eine frequenzabhängige Gegenkopplung vom Kollektor zur Basis eines Transistors. Im Gegenkopplungszweig liegt ein für 2 kHz dimensioniertes Doppel-T-Glied. Der Ausgangsscheinwiderstand einer vorgeschalteten Spannungsquelle sollte unter 600Ω liegen. Führt der Ausgang der vorgeschalteten Spannungsquelle ein höheres Gleichspannungspotential als die Basis des Transistors BC 108, so muß der $5 \mu\text{F}$ -Koppelkondensator umgepolt werden. Die Verwendung eines Kunststoffolien-Kondensators an dieser Stelle erlaubt das Anschalten von Spannungsquellen mit beliebigem Gleichspannungspotential an den Eingang.

Bild 2 zeigt den Frequenzgang des aktiven Präsenzeinstellers für volle und halbe Anhebung. Die maximal mögliche Anhebung bei 2 kHz beträgt 13 dB.

Der Vorteil des Präsenzeinstellers gegenüber einem üblichen Klangeinsteller ist, daß nur das für die Sprachverständlichkeit wichtige Frequenzgebiet betont wird. Mit entsprechend dimensionierten Doppel-T-Gliedern läßt sich der Präsenzeinsteller selbstverständlich auch für den Ausgleich raumakustischer oder übertragungstechnischer Mängel bei Musikübertragungen einsetzen.

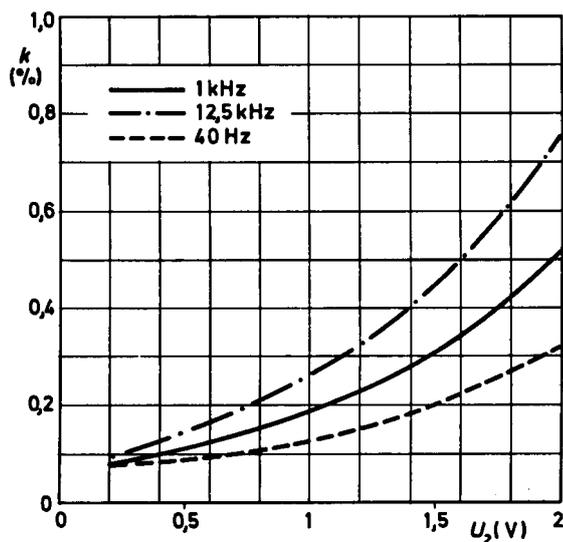


Bild 3. Klirrfaktor des aktiven Präsenzeinstellers, gemessen bei Einstellung auf linearen Frequenzgang

Der Klirrfaktor des aktiven Präsenzeinstellers bleibt bei Einstellung auf linearen Frequenzgang bis zu Ausgangsspannungen von 250 mV unter 0,1 % (Bild 3) und erreicht bei 2 V für 12,5 kHz den Wert 0,75 %. Die Spannungsverstärkung bei Einstellung auf linearen Frequenzgang ist $V_u = 0,95$. Die Eingangs- und Ausgangsscheinwiderstände sind $|Z_1| = 12 \text{ k}\Omega$ und $|Z_2| = 100 \Omega$. Der Ausgang war bei den Messungen mit einem Lastwiderstand von $10 \text{ k}\Omega$ abgeschlossen.



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Mischverstärker-Baustein

12. APRIL 1969

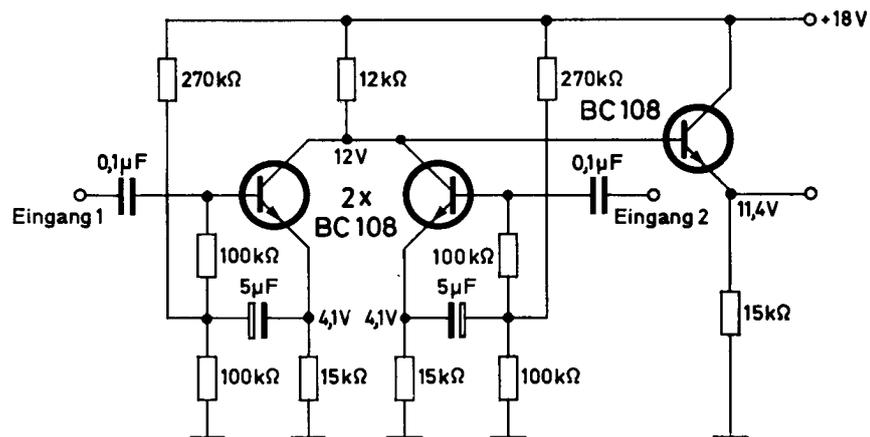


Bild 1. Mischverstärker mit zwei Eingängen

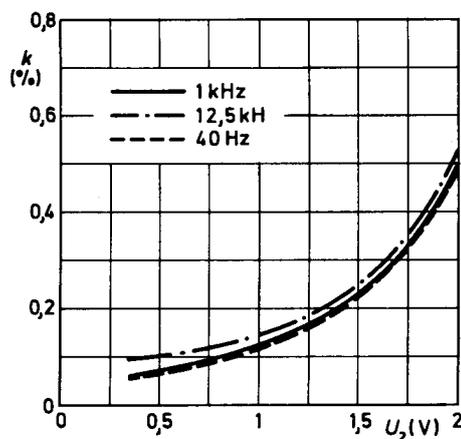


Bild 2. Klirrfaktor des Mischverstärkers bei Ansteuerung eines Eingangs und Kurzschluß des zweiten Eingangs

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Mischverstärkers mit zwei Eingängen, die jeweils durch einen Transistor entkoppelt sind. Beide Transistoren arbeiten auf einen gemeinsamen Kollektorzustand. Ein Emitterfolger sorgt für einen niedrigen Ausgangsscheinwiderstand von $|Z_2| = 70 \Omega$. Der Eingangsscheinwiderstand ist $|Z_1| = 2,5 \text{ M}\Omega$. Die Spannungsverstärkung ist für jeden Eingang $V_u = 1$. Bild 2 zeigt den Klirrfaktor des Misch-

verstärkers bei Ansteuerung eines Eingangs und Kurzschluß des zweiten Eingangs. Der Klirrfaktor beträgt 0,5 % bei einer Ausgangsspannung von 2 V und sinkt auf $k < 0,1 \%$ bei $U_2 < 0,5 \text{ V}$. Für einen Klirrfaktor von 0,5 % darf daher die Spannung an jedem Eingang maximal 1 V betragen, sonst tritt bei Vollaussteuerung beider Eingänge Übersteuerung auf.

VALVO

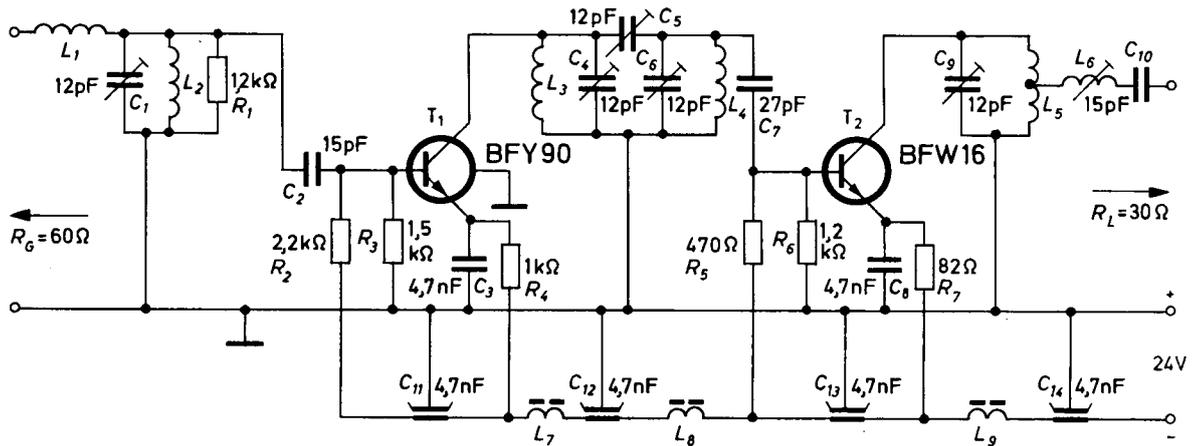
AUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Antennenverstärker für Kanal 4

 $P_{o\max} = 150 \text{ mW}$

3. JUNI 1969



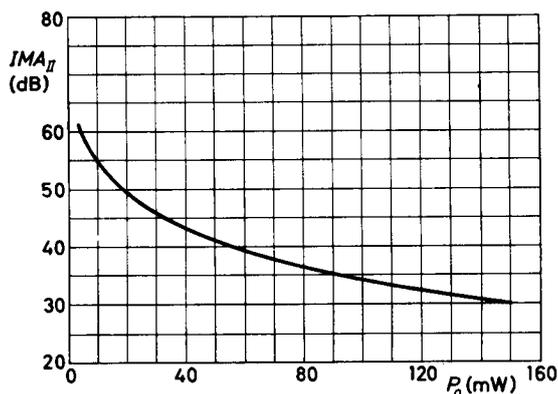
Der zweistufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 16 bestückt, die speziell für die Anwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Diese Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei großen Ausgangsleistungen klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal für den beschriebenen Verstärker im Bild auf der folgenden Seite angegeben.

Die beiden Verstärkerstufen sind über ein Bandfilter miteinander gekoppelt. Mit Hilfe des Eingangsfilters wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt die Anpassung des Lastwiderstandes $R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende 60Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.

Spulendaten

- L_1 = Luftspule 450 nH, 13 Wdgn.
0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 5 mm,
Steigung pro Wdgn. 0,5 mm
- L_2 = Luftspule 400 nH, 12 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 1,5 mm
- L_3 = Luftspule 300 nH, 10 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,0 mm
- L_4 = Luftspule 165 nH, 6 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,0 mm
- L_5 = Luftspule 275 nH, 10 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,5 mm,
Anzapfung 4,5 Wdgn. vom geerdeten
Ende
- L_6 = Luftspule 300 nH, 7 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 12 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,0 mm
- L_7, L_8, L_9 = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701 mit Kern aus
Ferroxcube FXC 4 B 1





Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

Abgleich

Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektoranschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $240 \Omega \parallel 10 \text{ pF}$ ersetzt und das

Technische Daten

Frequenzbereich
 Versorgungsspannung
 Übertragungs-Leistungsverstärkung
 Ausgangsleistung pro Signal
 bei einem Intermodulationsabstand
 Rauschzahl
 Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang
 innerhalb des Kanals 4
 Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang
 innerhalb des Kanals 4

Ausgangsfiler so abgeglichen, daß am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis s_o im ganzen Kanal 4 unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und des Bandfilters erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Eingang im gesamten Kanal 4 ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_4 und C_6 das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärkerausgang innerhalb des Kanals 4 unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß die Durchlaßkurve sich nicht in unerwünschter Weise ändert.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

61 bis 68 MHz

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

$V_{pu} = 50 \text{ dB}^1)$

$P_o = 150 \text{ mW}^1)$

$IMA_{II} = 30 \text{ dB}^2)$

$F = 7 \text{ dB}^1)$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode



VALVO

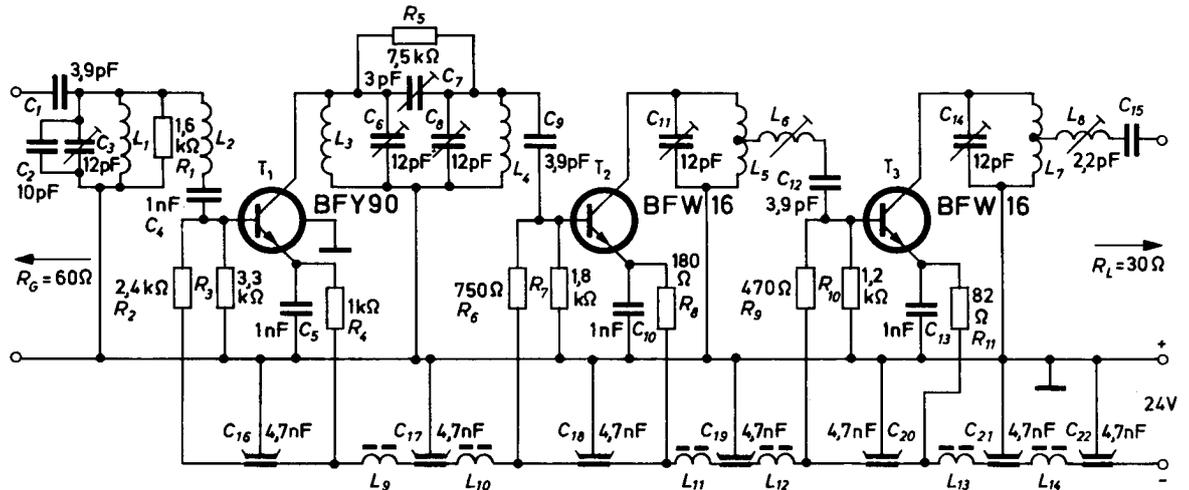
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Antennenverstärker für Kanal 9

 $P_{o\max} = 150 \text{ mW}$

4. JUNI 1969



Der dreistufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 16 bestückt, die speziell für die Anwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Diese Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei großen Ausgangsleistungen klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal für den beschriebenen Verstärker im Diagramm auf der nächsten Seite angegeben.

Die beiden ersten Verstärkerstufen sind über ein Bandfilter, die Treiber- und Endstufe dagegen über ein Filter, das aus einem Parallel- und einem Serienkreis besteht, miteinander gekoppelt. Mit Hilfe des Eingangsfilters wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt die Anpassung des Lastwiderstandes $R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende

Spulendaten

- L_1, L_3, L_4 = Luftspulen 35 nH, 2 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_2 = Luftspule 120 nH, 5,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_5 = Luftspule 35 nH, 2 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm,
Anzapfung 3/4 Wdg. vom geerdeten
Ende
- L_6 = Luftspule 100 nH, 4,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_7 = Luftspule 60 nH, 3 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm,
Anzapfung 3/4 Wdg. vom geerdeten
Ende
- L_8 = Luftspule 165 nH, 5,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 11 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_9 bis L_{14} = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701 mit Kern aus
Ferroxcube FXC 4 B 1



63

60 Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.

Abgleich

Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektoranschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $220 \Omega \parallel 5,6 \text{ pF}$ ersetzt und das Ausgangsfilter so abgeglichen, daß am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis s_o im ganzen Kanal 9 unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und der Filter zwischen den Stufen erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Verstärkereingang im gesamten Kanal ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_e , C_s und C_{II} das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärkerausgang innerhalb des Kanals 9 unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß die Durchlaßkurve sich nicht in unerwünschter Weise verändert.

Technische Daten:

Frequenzbereich

Versorgungsspannung

Übertragungs-Leistungsverstärkung

Ausgangsleistung pro Signal

bei einem Intermodulationsabstand

Rauschzahl

Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang

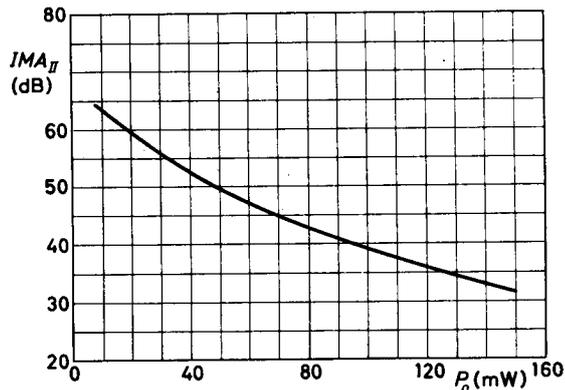
innerhalb des Kanals 9

Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang

innerhalb des Kanals 9

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode



Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

202 bis 209 MHz

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

$V_{pu} = 44 \text{ dB}^1)$

$P_o = 150 \text{ mW}^1)$

$IMA_{II} = 30 \text{ dB}^2)$

$F = 6,3 \text{ dB}^1)$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$



VALVO

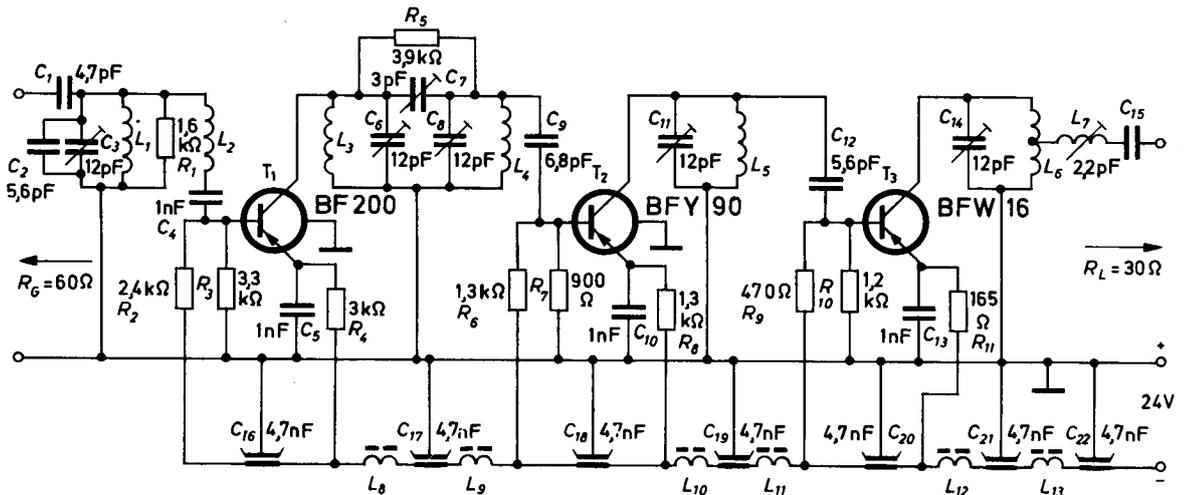
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Antennenverstärker für Kanal 9

 $P_{o\max} = 60 \text{ mW}$

5. JUNI 1969



Der dreistufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BF 200, BFY 90 und BFW 16 bestückt, von denen die beiden letzteren speziell für die Anwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Diese Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei relativ großen Ausgangsleistungen sehr klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal für den beschriebenen Verstärker im Bild auf der nächsten Seite angegeben.

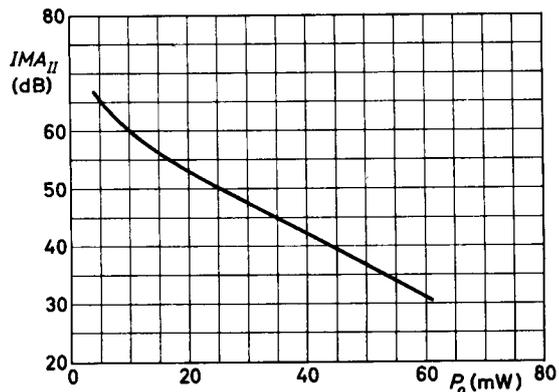
Eingangs- und Treiberstufe sind über ein Bandfilter miteinander gekoppelt; zwischen Treiber- und Endstufe liegt dagegen nur ein einfacher Parallel-Schwingungskreis. Mit Hilfe des Eingangsfilters wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt die Anpassung des Lastwiderstandes

Spulendaten

- L_1, L_3, L_4, L_5 = Luftspulen 35 nH, 2 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_2 = Luftspule 120 nH, 5,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_6 = Luftspule 60 nH, 3 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm,
Anzapfung bei 3/4 Wdg. vom
geerdeten Ende
- L_7 = Luftspule 165 nH, 5,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 11 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_8 bis L_{13} = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701 mit Kern aus
Ferroxcube FXC 4 B 1

$R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende 60 Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.





Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

Abgleich

Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektoranschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $390 \Omega \parallel 5,6 \text{ pF}$ ersetzt und das

Ausgangsfiler so abgeglichen, daß am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis s_o im ganzen Kanal 9 unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und der Filter zwischen den Stufen erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Verstärkereingang im gesamten Kanal ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_6 , C_8 und C_{11} das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärkerausgang innerhalb des Kanals 9 unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß die Durchlaßkurve sich nicht in unerwünschter Weise verändert.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

Technische Daten

Frequenzbereich
 Versorgungsspannung
 Übertragungs-Leistungsverstärkung
 Ausgangsleistung pro Signal
 bei einem Intermodulationsabstand
 Rauschzahl
 Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang
 innerhalb des Kanals 9
 Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang
 innerhalb des Kanals 9

202 bis 209 MHz

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

$V_{pu} = 48 \text{ dB}^1)$

$P_o = 60 \text{ mW}^1)$

$IMA_{II} = 30 \text{ dB}^2)$

$F = 5,7 \text{ dB}^1)$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode



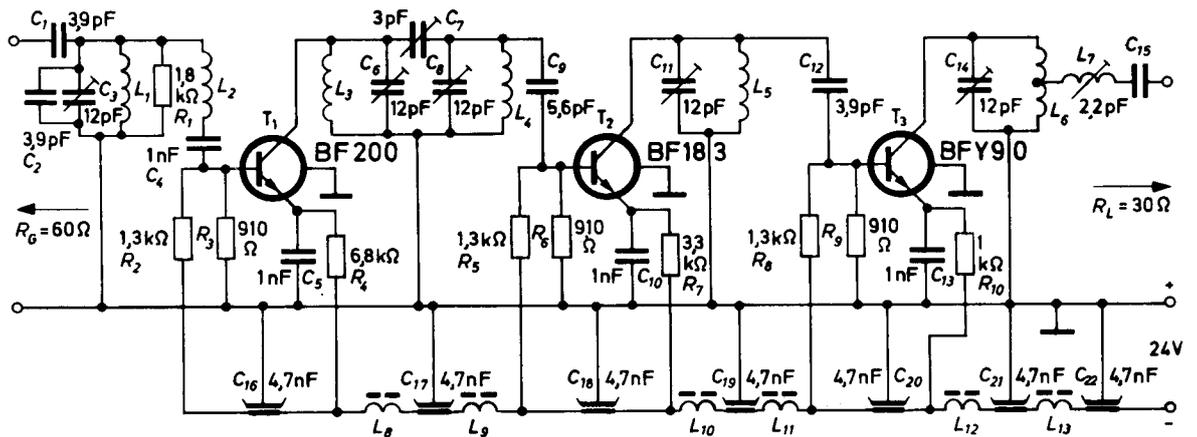
VALVO

WEELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Antennenverstärker
für Kanal 9**

$$P_{o\max} = 10 \text{ mW}$$

6. JUNI 1969



Der hier angegebene dreistufige Verstärker ist für die Verwendung in kleineren Gemeinschafts-Antennenanlagen vorgesehen. Er ist deshalb in der Vor- und Treiberstufe mit den preislich günstigen Standardtypen BF 200 und BF 183 aufgebaut und nur in der Endstufe mit dem professionellen Transistor BFY 90 bestückt. Der Typ BFY 90 besitzt eine so große Leistungsverstärkung und so lineare Übertragungseigenschaften, daß er sich bei kleinen Ausgangsleistungen auch als Endstufentransistor eignet. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} , der ein Maß für die im Verstärker entstehenden nichtlinearen Verzerrungen darstellt und zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen benutzt wird, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal für den beschriebenen Verstärker im Diagramm auf der nächsten Seite angegeben.

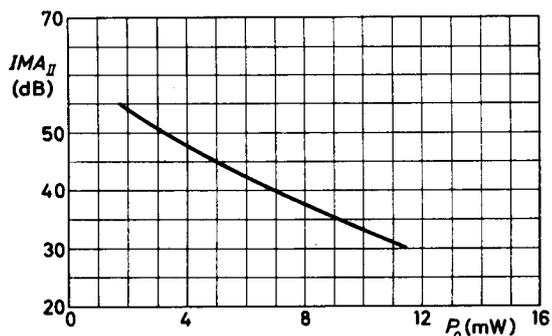
Eingangs- und Treiberstufe sind über ein Bandfilter miteinander gekoppelt; zwischen Treiber- und Endstufe liegt dagegen nur ein einfacher Parallel-Schwingungskreis. Mit Hilfe des Eingangsfilters wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter

Spulendaten

- L_1, L_2, L_4, L_5 = Luftspulen 35 nH, 2 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_2 = Luftspule 120 nH, 5,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm
- L_6 = Luftspule 60 nH, 3 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm
- L_7 = Luftspule 165 nH, 5,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 11 mm.
Steigung pro Wdg. 2,0 mm,
Anzapfung 0,5 Wdg. vom geerdeten
Ende
- L_8 bis L_{13} = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701 mit Kern aus
Ferroxcube FXC 4 B 1

erfolgt die Anpassung des Lastwiderstandes $R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende 60Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.





Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

kerausgang das Stehwellenverhältnis s_o im ganzen Kanal 9 unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und der Filter zwischen den Stufen erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Verstärkereingang im gesamten Kanal ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_6 , C_8 und C_{11} das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärker Ausgang innerhalb des Kanals 9 unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß die Durchlaßkurve sich nicht in unerwünschter Weise verändert.

Abgleich

Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektoranschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $560 \Omega \parallel 1,8 \text{ pF}$ ersetzt und das Ausgangsfilter so abgeglichen, daß am Verstär-

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

Technische Daten

Frequenzbereich

202 bis 209 MHz

Versorgungsspannung

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

Übertragungs-Leistungsverstärkung

$V_{pu} = 49 \text{ dB}^1)$

Ausgangsleistung pro Signal

$P_o = 10 \text{ mW}^1)$

bei einem Intermodulationsabstand

$IMA_{II} = 30 \text{ dB}^2)$

Rauschzahl

$F = 5,5 \text{ dB}^1)$

Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang

$s_i \leq 2$

innerhalb des Kanals 9

Stehwellenverhältnis am Verstärker Ausgang

$s_o \leq 2$

innerhalb des Kanals 9

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode



VALVO

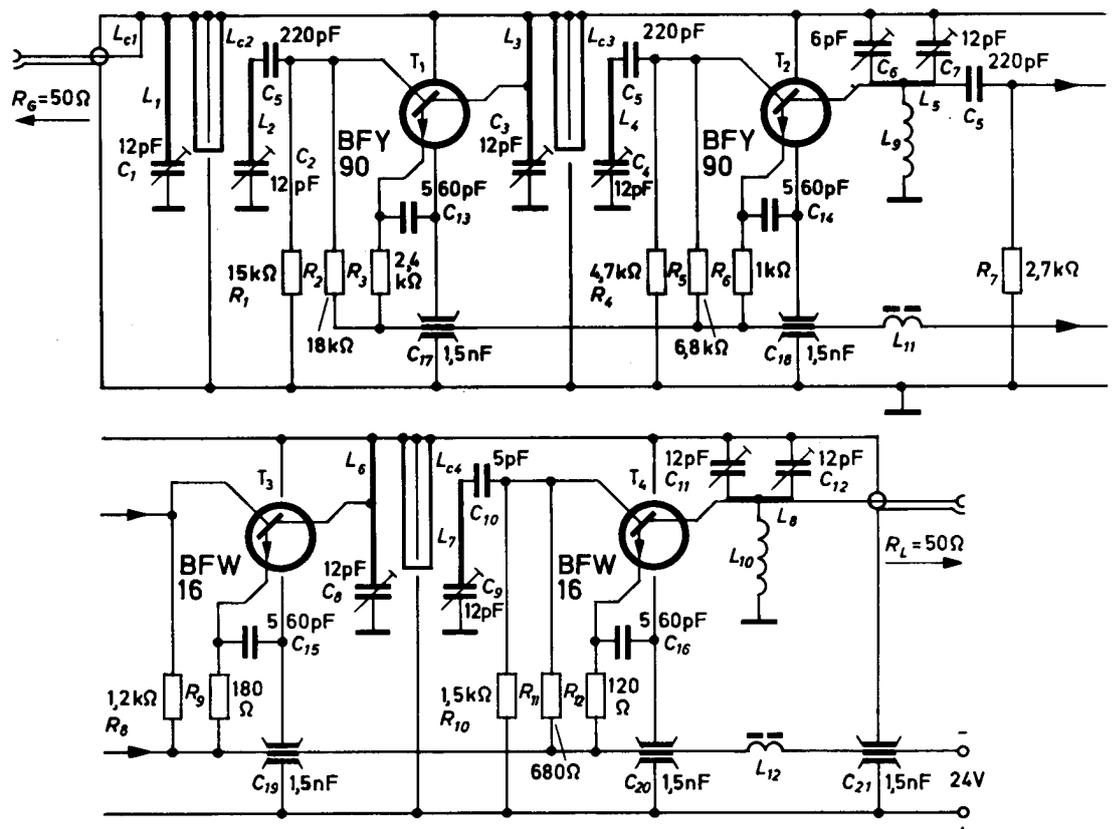
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Antennenverstärker für Kanal 55

 $P_{o\max} = 80 \text{ mW}$

7. JUNI 1969



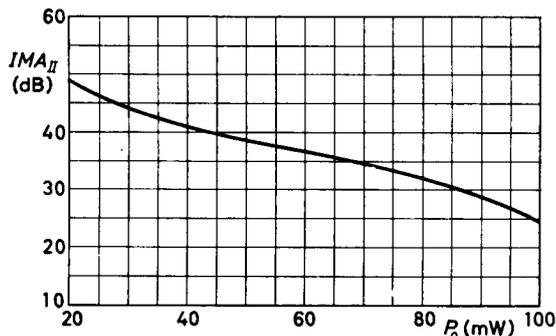
Der vierstufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 16 bestückt, die speziell für die Verwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Diese Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei großer Ausgangsleistung sehr klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal für den beschriebenen Verstärker im Diagramm auf der folgenden Seite angegeben.

Die Verstärkerstufen sind über Bandfilter miteinander gekoppelt. Mit Hilfe des Eingangsfilt-

Spulendaten

- L_1, L_3, L_6 = versilbertes Kupferband
24 mm x 4 mm x 0,5 mm
- L_2, L_4, L_7 = versilbertes Kupferband
15 mm x 4 mm x 0,5 mm
- L_5 = versilbertes Kupferband
24 mm x 4 mm x 0,5 mm
- L_8 = versilbertes Kupferband
10 mm x 5 mm x 0,5 mm
- L_9, L_{10} = Luftspulen 40 nH, 4 Wdgn.
0,7 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 3 mm,
Steigung pro Wdg. 1,5 mm
- L_{11}, L_{12} = je 4 Dämpfungspulsen aus Ferroxcube
FXC 3 D 3, Typ 4312 020 31051
- L_{c1} = Koppelschleife 1 mm ϕ Cu vers.,
Drahtlänge 28 mm
- L_{c2} bis L_{c4} = Koppelschleifen 1 mm ϕ Cu vers.,
Schleifenlänge 23 mm, Schleifenbreite
12 mm





Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

ters wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand R_G (50 Ω) angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt eine Anpassung des Lastwiderstandes R_L (50 Ω) an die Ausgangsimpedanz der Endstufe.

Abgleich

Dieser Verstärker wird zunächst auf maximale Verstärkung und die gewünschte Durchlaßkurve abgestimmt. Dazu werden die Transistoren T_1 , T_2 und T_3 ausgebaut, ein Wobbelnsignal an den Kollektoranschluß von T_3 gelegt und die Trimmkapazitäten C_8 , C_9 , C_{11} und C_{12} sowie die Koppelschleife L_{c4} abgeglichen. Darauf wird der Transistor T_3 eingebaut, das Wobbelnsignal an den Kollektoranschluß von T_2 gelegt und die Treiber- und Endstufe abgestimmt. Indem man in

entsprechender Weise mit dem Abgleich so von Stufe zu Stufe zum Eingang hin fortschreitet, wird schließlich erreicht, daß der gesamte Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve und die maximale Verstärkung erhält.

Der Abgleich zur Erzielung des größten Intermodulationsabstandes geht daraufhin auf folgende Weise vor sich: Die Wobbelnsignal am Antenneneingang wird solange vergrößert, bis die Ausgangsspannung nicht mehr proportional zur Eingangsspannung ansteigt oder eine merkliche Verformung der Durchlaßkurve auftritt. Durch Abgleich der Trimmkondensatoren und Koppelschleifen können beide Effekte, die ein Zeichen für die Übersteuerung eines Transistors sind, beseitigt werden. Dieses Verfahren setzt man fort, bis die Ausgangsleistung P_o in Kanalmitte 425 mW beträgt und dabei die Leistungsverstärkung möglichst groß ist. Um eine Beschädigung oder Zerstörung des Endstufentransistors zu vermeiden, darf bei einer erkennbaren Übersteuerung die Eingangsspannung erst nach Beseitigung der Signalbegrenzung weiter erhöht werden.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

Technische Daten

Frequenzbereich
 Versorgungsspannung
 Übertragungs-Leistungsverstärkung
 Ausgangsleistung
 bei einem Intermodulationsabstand
 Rauschzahl
 Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang
 innerhalb des Kanals 55
 Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang
 innerhalb des Kanals 55

742 bis 750 MHz
 $U_{bat} = 24$ V
 $V_{pu} = 30$ dB ¹⁾
 $P_o = 80$ mW ¹⁾
 $IMA_{II} = 30$ dB ²⁾
 $F = 7$ dB ¹⁾
 $s_i \leq 2$
 $s_o \leq 2$

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode

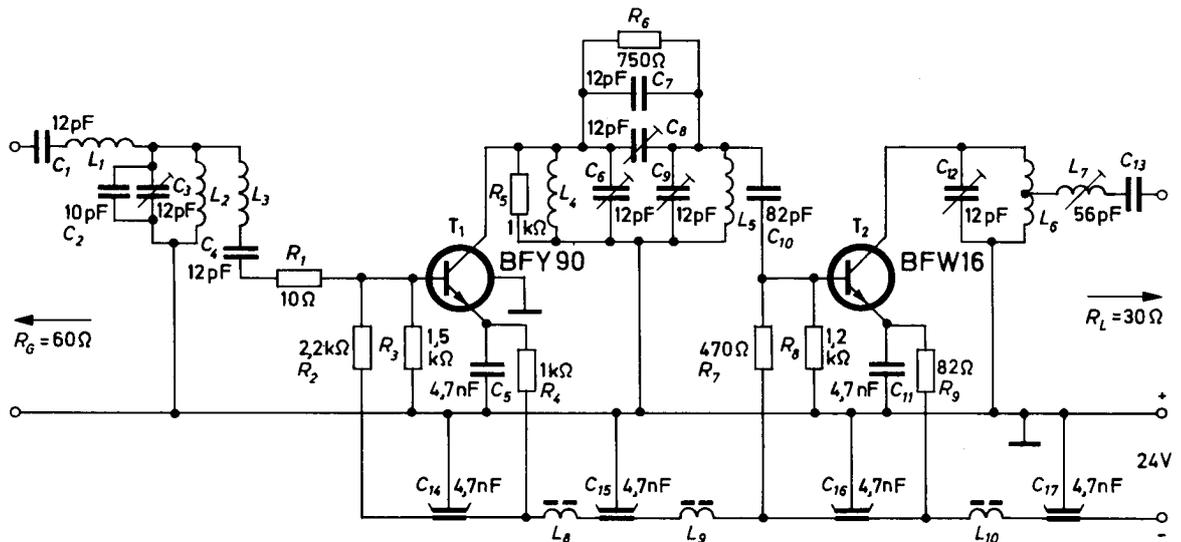


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Antennenverstärker
für den
Fernsehbereich I** $P_{o\max} = 10 \text{ mW}$

9. JUNI 1969



Dieser zweistufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 16 bestückt, die speziell für die Anwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Diese Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei relativ großen Ausgangsleistungen sehr klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal für den beschriebenen Verstärker im Diagramm auf der folgenden Seite angegeben.

Die beiden Verstärkerstufen sind über ein Bandfilter miteinander gekoppelt. Mit Hilfe des Eingangsfilters, das hier aus einem Parallel- und zwei Serienkreisen besteht, wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt die Anpassung des Lastwi-

Spulendaten

- | | |
|--------------------|--|
| L_1, L_3 | = Luftpulen 500 nH, 21 Wdgn.
0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 4 mm,
Steigung pro Wdg. 0,5 mm |
| L_2 | = Luftpule 200 nH, 13 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 4 mm,
Steigung pro Wdg. 1,5 mm |
| L_4 | = Luftpule 200 nH, 8 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 1,5 mm |
| L_5 | = Luftpule 85 nH, 4 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm |
| L_6 | = Luftpule 240 nH, 11 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm, Anzapfung
4,5 Wdgn. vom geerdeten Ende |
| L_7 | = Luftpule 75 nH, 3 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,0 mm |
| L_8 bis L_{10} | = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701 mit Kern aus
Ferroxcube FXC 4 B 1 |



derstandes $R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende 60Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.

Abgleich

Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektoranschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $240 \Omega \parallel 10 \text{ pF}$ ersetzt und das Ausgangsfilter so abgeglichen, daß am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis s_o im oben angegebenen Frequenzbereich unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und des Bandfilters erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Eingang in seinem Arbeitsbereich ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_6 und C_7 das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärkerausgang innerhalb des oben angegebenen Frequenzbereiches unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß sich die Durchlaßkurve nicht in unerwünschter Weise verändert.

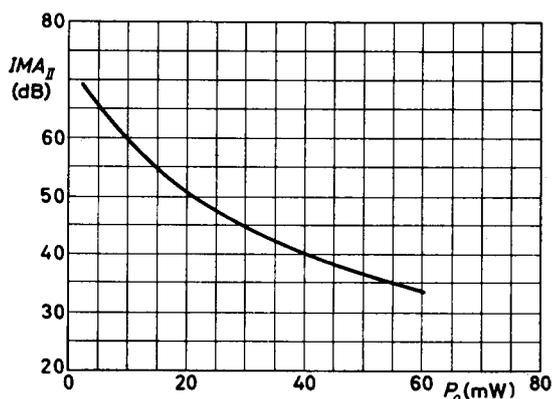
Technische Daten

Frequenzbereich
 Versorgungsspannung
 Übertragungs-Leistungsverstärkung
 Ausgangsleistung
 bei einem Intermodulationsabstand
 Rauschzahl
 Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang
 innerhalb des oben angegebenen Frequenzbereiches
 Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang
 innerhalb des oben angegebenen Frequenzbereiches

47 bis 68 MHz
 $U_{bat} = 24 \text{ V}$
 $V_{pu} = 52 \text{ dB}^1)$
 $P_o = 10 \text{ mW}^1)$
 $IMA_{II} = 60 \text{ dB}^2)$
 $F = 6 \dots 6,5 \text{ dB}$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$



Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode

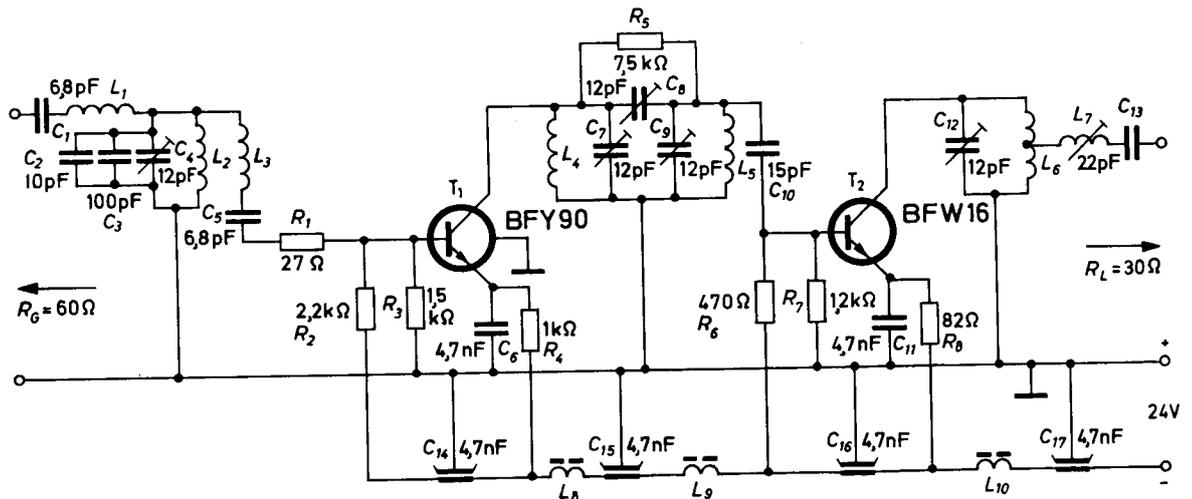


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Antennenverstärker
für den UKW-
Rundfunkbereich** $P_{o\max} = 25 \text{ mW}$

10. JUNI 1969



Der zweistufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 16 bestückt, die speziell für die Anwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Diese Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei relativ großen Ausgangsleistungen sehr klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal im Diagramm auf der folgenden Seite angegeben.

Die beiden Verstärkerstufen sind über ein Bandfilter miteinander gekoppelt. Mit Hilfe des Eingangsfilters, das hier aus einem Parallel- und zwei Serienkreisen besteht, wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt die Anpassung des Lastwiderstandes $R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende

Spulendaten

- L_1, L_3 = Luftspulen 380 nH, 14 Wdgn.
0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 4 mm,
Steigung pro Wdg. 0,5 mm
- L_2 = Luftspule 28 nH, 2 Wdgn.
1,0 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 4 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm
- L_4, L_5 = Luftspulen 135 nH, 5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm
- L_6 = Luftspule 135 nH, 5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2,5 mm, Anzapfung
2,5 Wdgn. vom geerdeten Ende
- L_7 = Luftspule 70 nH, 2 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdg. 2 mm
- L_8 bis L_{10} = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701 mit Kern aus
Ferroxcube FXC 4 B 1



60 Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.

Abgleich

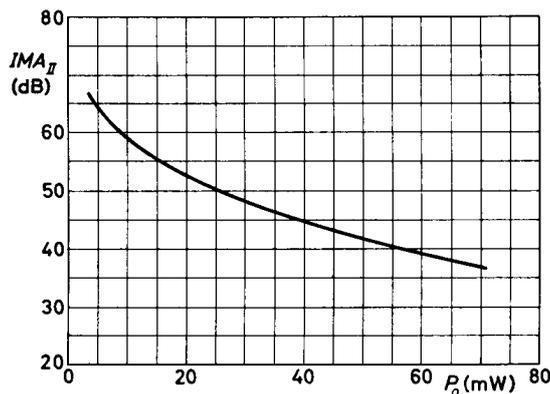
Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektoranschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $200 \Omega \parallel 8,2 \text{ pF}$ ersetzt und das Ausgangsfilter so abgeglichen, daß am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis s_o im ganzen Bereich II unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und des Bandfilters erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Eingang im UKW-Rundfunkbereich (Bereich II) ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_7 und C_9 das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärkerausgang innerhalb des Bereiches II unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß sich die Durchlaßkurve nicht in unerwünschter Weise verändert.

Technische Daten

Frequenzbereich (Bereich II) 87,5 bis 108 MHz
 Versorgungsspannung $U_{bat} = 24 \text{ V}$
 Übertragungs-Leistungsverstärkung $V_{pu} = 43 \text{ dB}^1)$
 Ausgangsleistung pro Signal $P_o = 25 \text{ mW}^1)$
 bei einem Intermodulationsabstand $IMA_{II} = 50 \text{ dB}^2)$
 Rauschzahl $F = 6 \dots 6,5 \text{ dB}$
 Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang
 innerhalb des Bereiches II $s_i \leq 2$
 Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang
 innerhalb des Bereiches II $s_o \leq 2$

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode



Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.



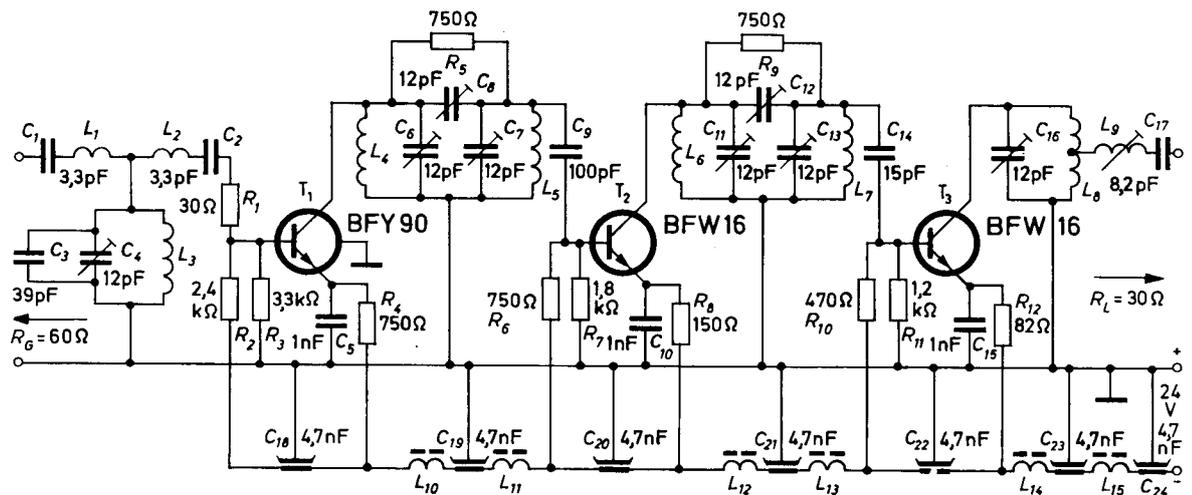
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Antennenverstärker
für den
Fernsehbereich III**

$$P_{o\max} = 10 \text{ mW}$$

11. JUNI 1969



Der dreistufige Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 16 bestückt, die speziell für die Anwendung in Antennenverstärkern entwickelt wurden. Die Transistoren haben besonders lineare Übertragungseigenschaften, so daß die störenden, im Verstärker entstehenden Intermodulationssignale auch bei relativ großen Ausgangsleistungen sehr klein bleiben. Der Intermodulationsabstand IMA_{II} nach der Zwei-Sender-Meßmethode, der ein Maß zur Charakterisierung der Intermodulationsstörungen darstellt, ist in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal im Diagramm auf der nächsten Seite angegeben.

Die Verstärkerstufen sind über Bandfilter miteinander gekoppelt. Mit Hilfe des Eingangsfilters, das hier aus einem Parallel- und zwei Serienkreisen besteht, wird die Eingangsimpedanz der ersten Stufe auf den Generatorwiderstand $R_G = 60 \Omega$ angepaßt. Durch das Ausgangsfilter erfolgt die Anpassung des Lastwiderstandes $R_L = 30 \Omega$ (zwei parallelliegende 60Ω -Stammleitungen) an die optimale Ausgangsimpedanz

Spulendaten

- | | |
|-----------------------|--|
| L_{11}, L_{12} | = Luftspulen 190 nH, 9 Wdgn.
0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 4 mm,
Steigung pro Wdgn. 1 mm |
| L_3 | = Luftspule 14 nH, 1 Schleife aus einem
20 mm langen, 0,6 mm dicken Cu-Draht |
| L_4, L_6 | = Luftspulen 35 nH, 2 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,0 mm |
| L_5, L_7 | = Luftspulen 20 nH, 1 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm |
| L_8 | = Luftspule 60 nH, 3 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,5 mm, Anzapfung
1,75 Wdgn. vom geerdeten Ende |
| L_9 | = Luftspule 50 nH, 2,5 Wdgn.
1,3 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 8 mm,
Steigung pro Wdgn. 2,5 mm |
| L_{10} bis L_{15} | = Breitband-Drosselspulen,
Typ 4312 020 36701,
mit Kern aus Ferroxcube FXC 4 B 1 |



der Endstufe hinsichtlich des Intermodulationsabstandes.

Abgleich

Der Verstärkerabgleich erfolgt in drei Schritten. Zunächst wird der Endstufentransistor zwischen Emitter- und Kollektorschlußpunkt durch die Ersatzadmittanz $180 \Omega \parallel 5,6 \text{ pF}$ ersetzt und das Ausgangsfilter so abgeglichen, daß am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis in dem oben angegebenen Frequenzbereich unter dem Wert 2 liegt. Nach dem Wiedereinbau des Endstufentransistors wird im zweiten Schritt durch Abstimmen des Eingangsfilters und der Bandfilter erreicht, daß der Verstärker die gewünschte Durchlaßkurve erhält und das Stehwellenverhältnis s_i am Verstärkereingang innerhalb seines Arbeitsbereiches ≤ 2 wird. Schließlich wird durch Nachgleichen der Kapazitäten C_6 , C_7 , C_{11} und C_{18} das Stehwellenverhältnis s_o am Verstärkerausgang innerhalb des Fernsehbereiches III unter den Wert 2 gebracht; dabei ist darauf zu achten, daß sich die Durchlaßkurve nicht in unerwünschter Weise verändert.

Technische Daten

Frequenzbereich
 Versorgungsspannung
 Übertragungs-Leistungsverstärkung
 Ausgangsleistung
 bei einem Intermodulationsabstand
 Rauschzahl
 Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang
 innerhalb des oben angegebenen Frequenzbereiches
 Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang
 innerhalb des oben angegebenen Frequenzbereiches

174 bis 230 MHz

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

$V_{pü} = 39 \text{ dB}^1)$

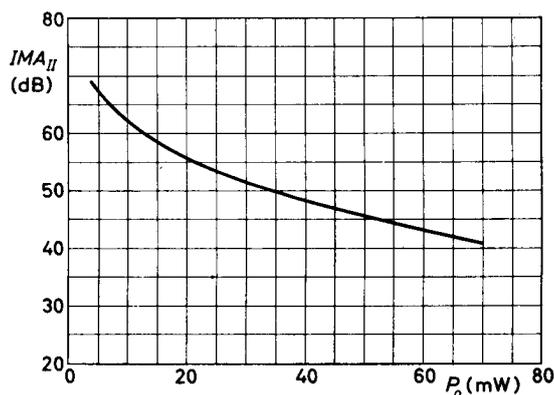
$P_o = 10 \text{ mW}^1)$

$IMA_{II} = 60 \text{ dB}^2)$

$F = 6,2 \dots 6,7 \text{ dB}$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$



Intermodulationsabstand IMA_{II} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung P_o pro Signal

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
 Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode

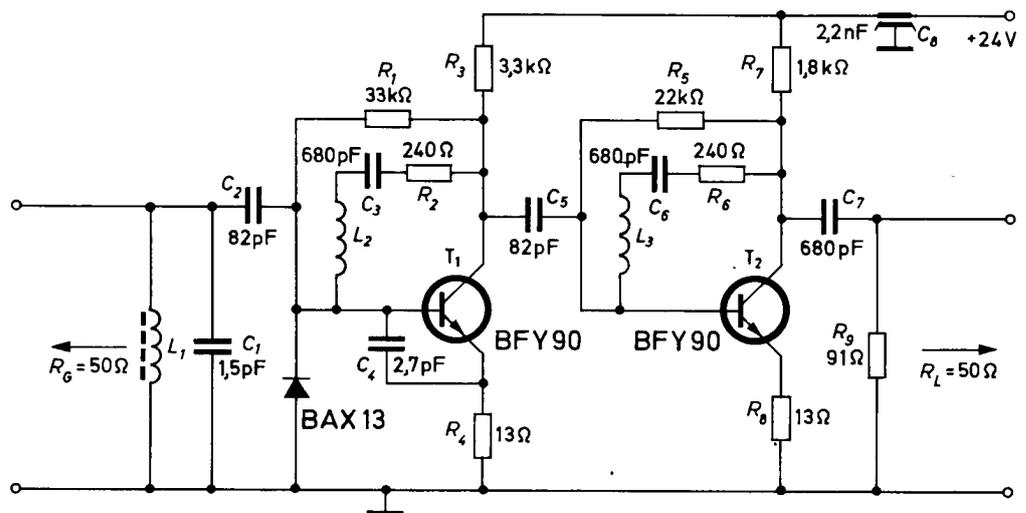


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Zweistufiger
Mehrbereichs-
Antennenverstärker**

12. JUNI 1969



Der Mehrbereichs-Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 ausgerüstet. Diese Transistoren haben auch bei hohen Frequenzen so lineare Übertragungseigenschaften, daß der Verstärker bei einem Intermodulationsabstand IMA_{II} (nach der Zwei-Sender-Meßmethode) von 60 dB noch eine Ausgangsspannung von 30 mV pro Signal an 50 Ω abgibt.

Es handelt sich um einen RC-gekoppelten Breitbandverstärker, dessen einzelne Stufen in Emitterschaltung aufgebaut sind. Der im Diagramm angegebene Frequenzgang des Verstärkers wird weitgehend durch die verwendeten Serien- und Parallelgegenkopplungen bestimmt (Emitterwiderstände R_4 und R_8 , Widerstände R_2 und R_6 zwischen Kollektor und Basis). Durch eine Kapazität (C_4) zwischen Basis und Emitter der ersten Stufe entsteht außerdem eine Anhebung des Frequenzganges bei etwa 750 MHz, wodurch die obere Grenzfrequenz auf über 800 MHz hinausgeschoben wird. Um den angegebenen Frequenzgang zu erhalten, muß die Induktivität der Emitterzuleitungen so klein wie möglich sein; aus diesem Grund sollen Emitter- und Gehäuse-

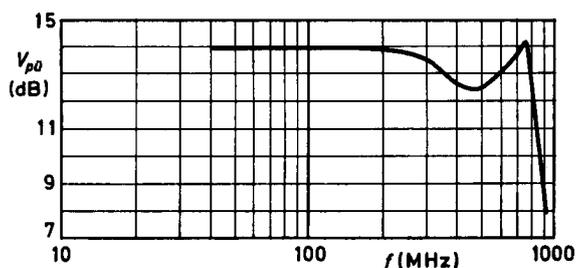
Spulendaten

- L_1 = Drosselspule Typ 3122 108 20150
- L_2 = Luftspule 50 nH, 5 Wdgn. 0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 3 mm, Steigung pro Wdg. 0,5 mm
- L_3 = Luftspule 30 nH, 3 Wdgn. 0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 3 mm, Steigung pro Wdg. 0,5 mm

anschlußdraht der Transistoren parallelliegend verlötet und die Emitterzuleitung so kurz wie möglich gehalten werden.

Durch eine geeignete Kombination von Serien- und Parallelgegenkopplungen gelingt es, sowohl eine günstige Anpassung der Stufen untereinander als auch zwischen dem Generatorwiderstand und der Verstärker-Eingangsimpedanz zu erreichen. Um auch am Verstärkerausgang das Stehwellenverhältnis s_0 innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches unter den Wert 2 zu bringen, ist parallel zum Ausgang der Widerstand R_9 geschaltet.





Frequenzabhängigkeit der Übertragungs-Leistungsverstärkung V_{pu}

Die Induktivität L_1 soll statische Antennenauf-ladungen ableiten, und durch die Diode BAX 13 am Verstärkereingang wird der Verstärker vor induzierten Blitzspannungen geschützt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulations-erscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

Technische Daten

Frequenzbereich (Bereich I bis V)

Versorgungsspannung

Übertragungs-Leistungsverstärkung

Ausgangsspannung an 50Ω

bei einem Intermodulationsabstand

Rauschzahl

Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang

innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches

Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang

innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches

40 bis 860 MHz

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

$V_{pu} = 13,5 \text{ dB}^1)$

$U_o = 30 \text{ mV}^1)$

$IMA_{II} = 60 \text{ dB}^2)$

$F = 6,3 \dots 10 \text{ dB}$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode

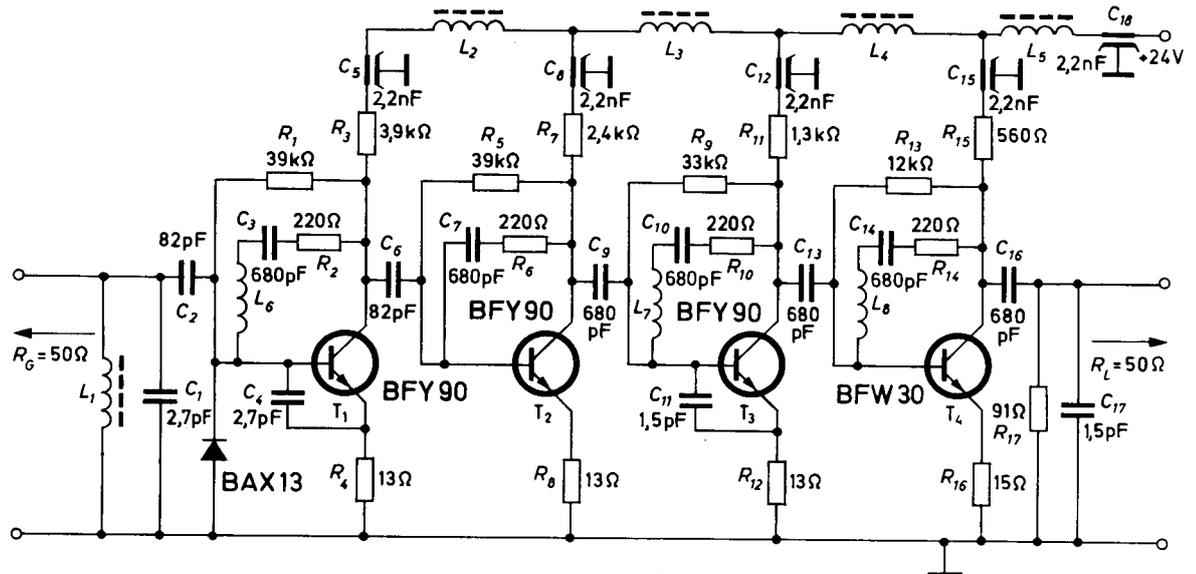


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Vierstufiger
Mehrbereichs-
Antennenverstärker**

13. JUNI 1969



Der Mehrbereichs-Antennenverstärker ist mit den modernen Transistoren BFY 90 und BFW 30 bestückt. Der Endstufentransistor BFW 30 ist speziell für die Verwendung in Mehrbereichs-Antennenverstärkern entwickelt. Er besitzt eine kleine Rückwirkungskapazität ($-C_{12e}$) und hat auch bei großen Emitterströmen noch eine hohe Transitfrequenz. Beide Transistortypen haben auch bei hohen Frequenzen so lineare Übertragungseigenschaften, daß der Verstärker bei einem Intermodulationsabstand IMA_{11} (nach der Zwei-Sender-Meßmethode) von 60 dB noch eine Ausgangsspannung von 70 mV pro Signal an 50 Ω abgibt.

Es handelt sich um einen RC-gekoppelten Breitbandverstärker, dessen einzelne Stufen in Emitterschaltung aufgebaut sind. Der im Diagramm angegebene Frequenzgang des Verstärkers wird weitgehend durch die verwendeten Serien- und Parallelgekopplungen bestimmt (Emitterwiderstände R_4 , R_8 , R_{12} und R_{16} ; Widerstände R_2 , R_6 , R_{10} und R_{14} zwischen Basis und Kollektor). Durch die Kapazitäten C_4 und C_{11} zwischen Basis

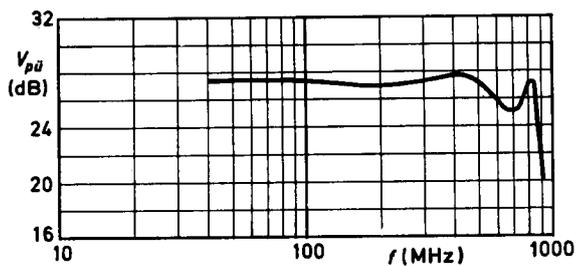
Spulendaten

- L_1 bis L_5 = Drosselspulen, Typ 3122 108 20150
 L_6 , L_7 = Luftspulen 40 nH, 4 Wdgn.
 0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 3 mm,
 Steigung pro Wdg. 0,5 mm
 L_8 = Luftspule 30 nH, 3 Wdgn.
 0,5 mm ϕ CuL, Innen- ϕ 3 mm,
 Steigung pro Wdg. 0,5 mm

und Emitter der ersten und dritten Stufe entsteht außerdem eine Anhebung des Frequenzganges bei ca. 800 MHz, wodurch die obere Grenzfrequenz auf etwa 900 MHz hinausgeschoben wird. Um den angegebenen Frequenzgang zu erhalten, muß die Induktivität der Emitterzuleitungen so klein wie möglich sein; aus diesem Grund sollen Emitter- und Gehäuseanschlußdraht der Transistoren parallel liegend verlötet und die Emitterzuleitung so kurz wie möglich gehalten werden.

Durch eine geeignete Kombination von Serien- und Parallelgekopplungen gelingt es, sowohl





Frequenzabhängigkeit der Übertragungsleistungsverstärkung $V_{pü}$

eine günstige Anpassung der Stufen untereinander als auch zwischen dem Generatorwiderstand und der Verstärker-Eingangsimpedanz zu erreichen. Mit Hilfe des Widerstandes R_{17} und der

Kapazität C_{17} , die parallel zum Verstärkerausgang liegen, wird erreicht, daß das Stehwellenverhältnis s_o am Ausgang bis zu Frequenzen von 750 MHz unter dem Wert 2 liegt.

Die Induktivität L_1 soll statische Antennenauf Ladungen ableiten, und durch die Diode BAX 13, die zwischen Basis und Masse der Eingangsstufe liegt, wird der Verstärker vor induzierten Blitzspannungen geschützt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 130, April 1969.

Allgemeine Erörterung der Intermodulationserscheinungen in Antennenverstärkern in: Technische Informationen für die Industrie Nr. 129, April 1969.

Technische Daten

Frequenzbereich

Versorgungsspannung

Übertragungs-Leistungsverstärkung

Ausgangsspannung an 50Ω

bei einem Intermodulationsabstand

Rauschzahl

Stehwellenverhältnis am Verstärkereingang innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches

Stehwellenverhältnis am Verstärkerausgang bis 750 MHz

40 bis 860 MHz

$U_{bat} = 24 \text{ V}$

$V_{pü} = 26 \text{ dB}^1)$

$U_o = 70 \text{ mV}^1)$

$IMA_{17} = 60 \text{ dB}^2)$

$F = 6,9 \dots 10 \text{ dB}$

$s_i \leq 2$

$s_o \leq 2$

¹⁾ typische Werte

²⁾ Intermodulationsabstand nach der Zwei-Sender-Meßmethode



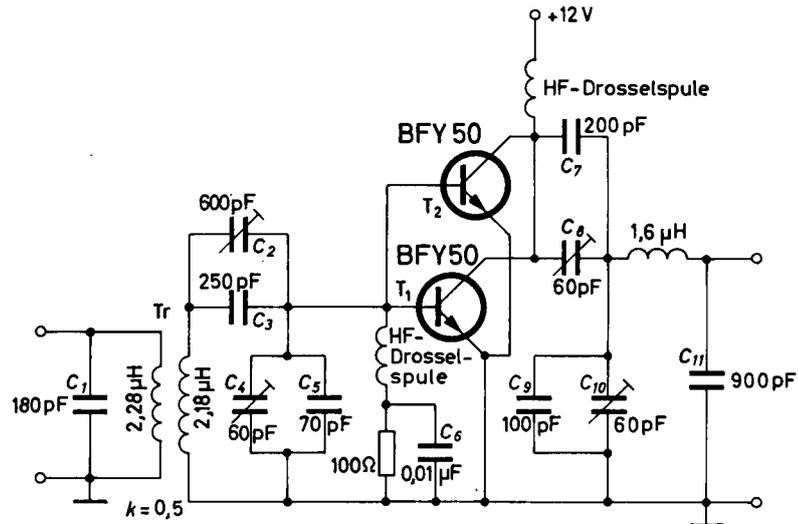
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

8 MHz-Verstärker

3. FEBRUAR 1970



In diesem Verstärker arbeiten zwei parallelgeschaltete Transistoren in Emitterschaltung. Die Anpassung des 50 Ω-Eingangs an den Eingangswiderstand der Transistoren erfolgt mit Hilfe des Übertragers Tr und der Kondensatoren C_2 (Abstimmung), C_3 , C_4 (Anpassung) und C_5 . Am Ausgang dient der Kondensator C_8 zum Abstimmen und der Kondensator C_{10} zum Anpassen.

Betriebswerte

Eingangswiderstand	50 Ω
Ausgangswiderstand	50 Ω
Ausgangsleistung	3 W
Leistungsverstärkung	8 ... 9 dB
Wirkungsgrad	61 %



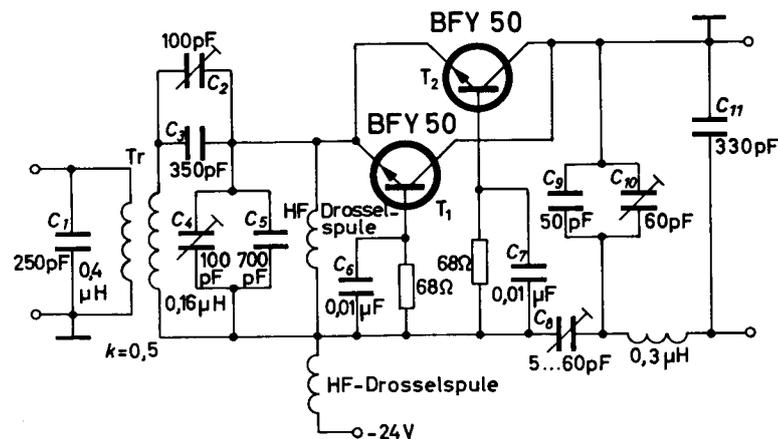
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

30 MHz-Verstärker

4. FEBRUAR 1970



Diese Schaltung ist ähnlich aufgebaut wie der 8 MHz-Verstärker (Schaltung v. 3. 2. 70). Für die beiden parallelgeschalteten Transistoren wird hier jedoch die Basisschaltung verwendet. Die Transistoren haben getrennte Basiswiderstände, womit die Kollektorströme von T_1 und T_2 etwa gleich groß werden. Abstimmung und Anpassung erfolgen in gleicher Weise wie beim 8 MHz-Verstärker, am Eingang mit den Kondensatoren C_2 und C_4 und am Ausgang mit C_8 und C_{10} .

Durch Erdung der Kollektoren und Verwenden einer gegen Masse negativen Speisespannung ist

ein guter Wärmekontakt zwischen den Kollektoren und dem Chassis möglich, und dieses kann gleichzeitig zur Kühlung dienen.

Betriebswerte

Eingangswiderstand	50 Ω
Ausgangswiderstand	50 Ω
Ausgangsleistung	3 W
Leistungsverstärkung	7 dB
Wirkungsgrad	48 %



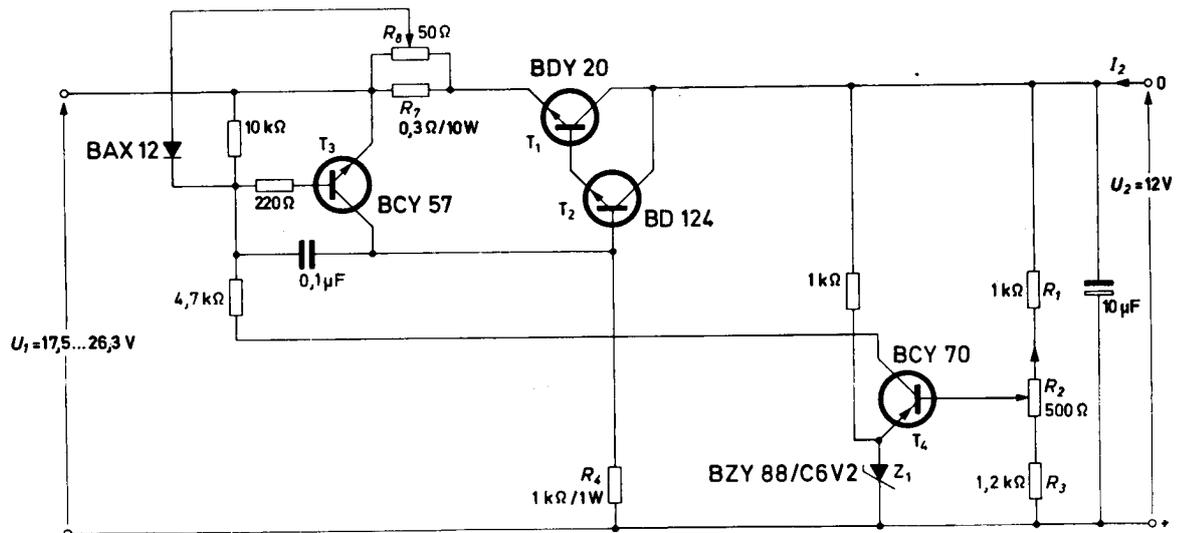
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Stabilisierungsschaltung 12V/5A

28. MAI 1969



In dieser Schaltung findet neben der Begrenzung von Stromspitzen auf einen durch den Widerstand R_4 bestimmten Wert auch eine Begrenzung des Gleichstromwertes des Ausgangsstromes über die Diode BAX 12 statt. Dieser Wert kann mit dem Trimpotentiometer R_8 eingestellt werden.

Mit dem Trimpotentiometer R_2 wird die Ausgangsspannung auf ihren Nennwert eingestellt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 133, August 1969

Kenndaten:

Ausgangsspannung	$U_2 = 12 \text{ V}$
Ausgangsstrom	$I_2 = 5 \text{ A}$
Eingangsspannung	$U_1 = 17,5 \dots 26,3 \text{ V}$
Innenwiderstand	$R_g \leq 40 \text{ m}\Omega$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_1	$R_{thK} \leq 0,7 \text{ grad/W}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_2	$R_{thK} \leq 20 \text{ grad/W}$

Kühlkörper für T_1 vom Typ 26231 mit einer Länge $\geq 15 \text{ cm}$

Meßwerte:

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$	$\Delta U_2 = 24 \text{ mV}$
Ausgangsstrom $I_2 = 0 \dots 5 \text{ A } (U_1 = \text{const.})$	$\Delta U_2 = 170 \text{ mV}$
Eingangsspannung $U_1 = 17,5 \dots 26,3 \text{ V } (I_2 = 0)$	$\Delta U_2 = 10 \text{ mV}$

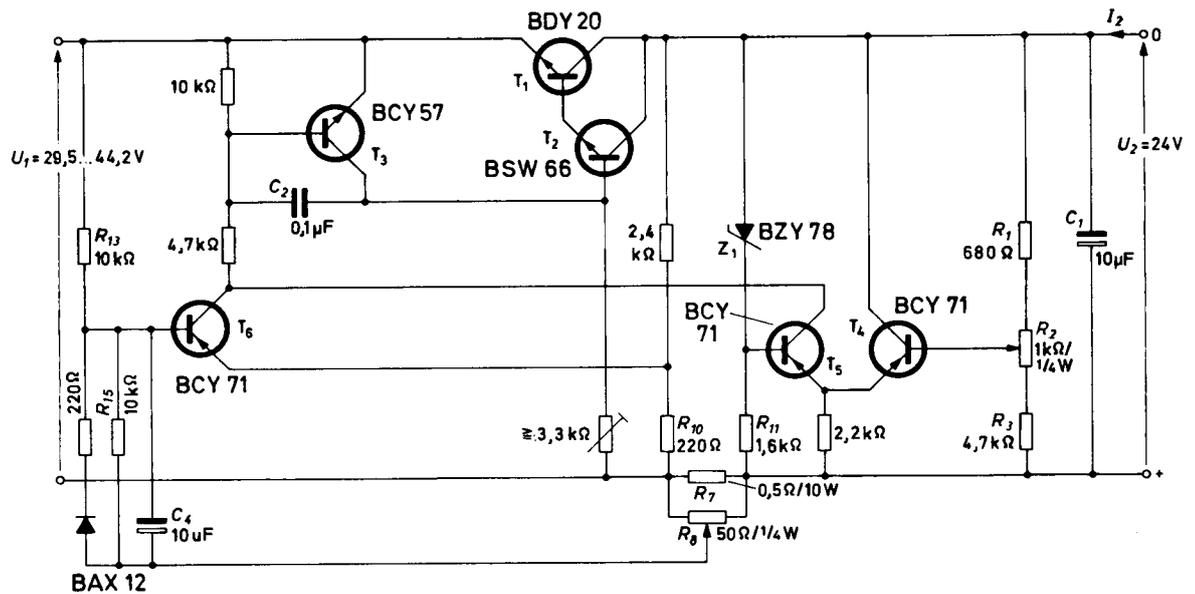


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Stabilisierungsschaltung 24V/3A**

29. MAI 1969



In dieser Schaltung wird mit Hilfe des Differenzverstärkers T_4 , T_5 eine besonders geringe Temperaturabhängigkeit der geregelten Spannung U_2 erzielt. Die Anordnung aus den Transistoren T_3 , T_4 , T_5 und T_6 zeigt bistabiles Verhalten. Beim Überschreiten eines bestimmten Laststromes, der mit dem Trimpotentiometer R_8 eingestellt werden kann, kippt die Schaltung. Die Transistoren T_3 und T_6 werden leitend und damit T_1 und T_2 gesperrt. Der Laststrom ist abgeschaltet, und die Schaltung ist erst nach Beseitigung des Fehlers und kurzer Abschaltung der Eingangsspannung wieder betriebsbereit.

Das Trimpotentiometer R_2 dient zur Einstellung der Ausgangsspannung auf den Nennwert. Mit dem Kondensator C_1 wird der Ausgang wechsellastmässig kurzgeschlossen. Der Kondensator C_4 verhindert das Ansprechen der Sicherung beim Einschalten des Gerätes, und mit C_2 unterdrückt man hochfrequente Regelschwingungen.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 133, August 1969

Kenndaten:

Ausgangsspannung	$U_2 = 24$ V
Ausgangsstrom	$I_2 \leq 3$ A
Eingangsspannung	$U_1 = 29,5 \dots 44,2$ V
Innenwiderstand	$R_g = 40$ m Ω
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_1	$R_{thK} \leq 0,18$ grd/W
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_2	$R_{thK} \leq 20$ grd/W

Kühlkörper für T_1 vom Typ 56230 mit einer Länge ≥ 20 cm

Meßwerte:

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60$ °C	$\Delta U_2 \leq 10$ mV
Ausgangsstrom $I_2 = 0 \dots 3$ A ($U_1 = \text{const.}$)	$\Delta U_2 = 120$ mV
Eingangsspannung $U_1 = 29,5 \dots 44,2$ V ($I_2 = 0$)	$\Delta U_2 = 18$ mV

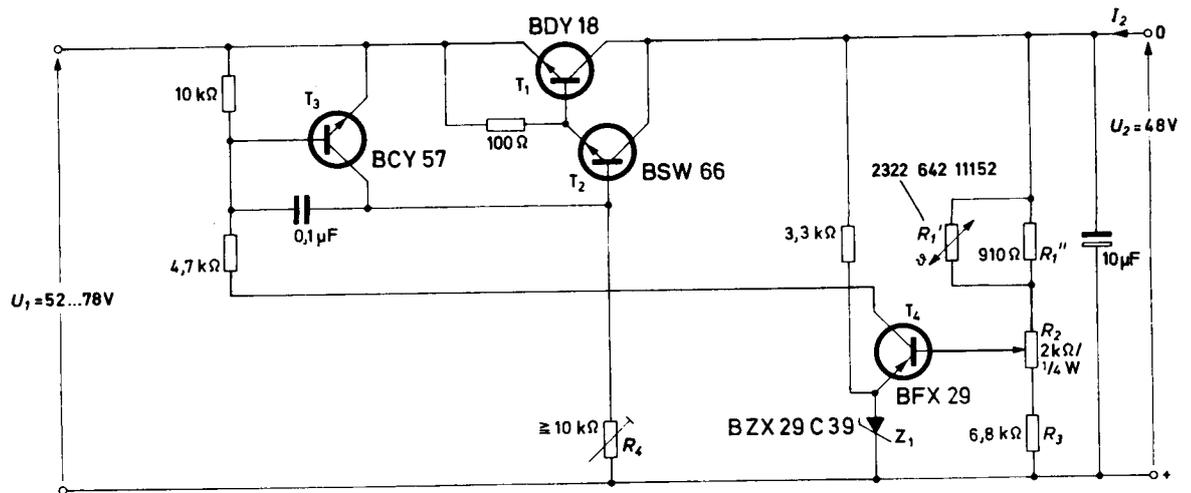


VALVO

WELLEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Stabilisierungsschaltung 48V/2A**

30. MAI 1969



In dieser Schaltung wird die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Temperatur durch einen NTC-Widerstand R_1' weitgehend kompensiert. Spitzen des Ausgangsstromes werden auf einen durch den Widerstand R_4 bestimmten Wert begrenzt. Damit ist die Schaltung gegen kurzzeitige Überlastungen geschützt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 133, August 1969

Kenndaten:

Ausgangsspannung	$U_2 = 48$	V
Ausgangsstrom	$I_2 \leq 2$	A
Eingangsspannung	$U_1 = 52 \dots 78$	V
Innenwiderstand	$R_g \leq 40$	m Ω
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_1	$R_{thK} \leq 0,63$	grd/W
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_2	$R_{thK} \leq 20$	grd/W

Kühlkörper für T_1 vom Typ 56231 mit einer Länge ≥ 20 cm

Meßwerte:

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60$ °C	$\Delta U_2 = 100$ mV
Ausgangsstrom $I_2 = 0 \dots 2$ A ($U_1 = \text{const.}$)	$\Delta U_2 = 80$ mV
Eingangsspannung $U_1 = 52 \dots 78$ V ($I_2 = 0$)	$\Delta U_2 = 30$ mV



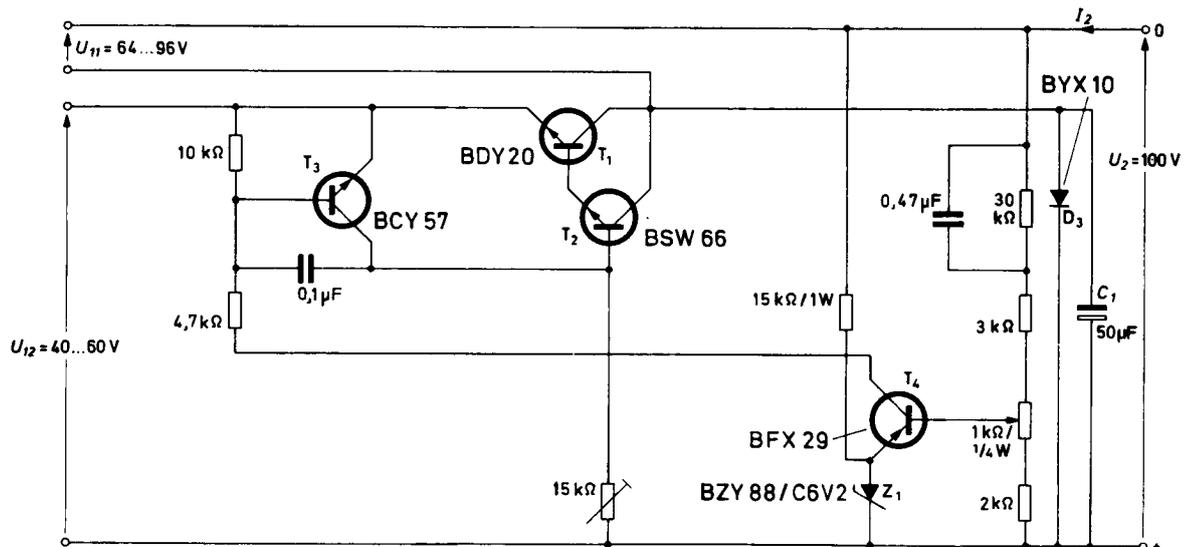
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Stabilisierungsschaltung 100V/1A

31 MAI 1969



In dieser Schaltung wird nur ein Teil der Ausgangsspannung U_2 in Abhängigkeit von Änderungen der Gesamtspannung geregelt. Diese setzt sich aus zwei Teilspannungen U_{11} und U_{12} zusammen, so daß sie größer als der Grenzwert $U_{CE0 \max}$ des Längstransistors T_1 eingestellt werden kann.

Die Schaltung ist gegen kurzzeitige Überlastungen geschützt. Die Quellen beider Teilspannungen müssen mit dem maximalen Laststrom belastbar sein.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 133, August 1969

Kenndaten:

Ausgangsspannung	$U_2 = 100 \text{ V}$
Ausgangsstrom	$I_2 \leq 1 \text{ A}$
Eingangsspannung	$U_{11} = 64 \dots 96 \text{ V}$
Eingangsspannung	$U_{12} = 40 \dots 60 \text{ V}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_1	$R_{thK} \leq 0,8 \text{ grd/W}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_2	$R_{thK} \leq 80 \text{ grd/W}$

Kühlkörper für T_1 vom Typ 56230 mit einer Länge $\geq 20 \text{ cm}$

Meßwerte:

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$	$\Delta U_2 = 200 \text{ mV}$
Ausgangsstrom $I_2 = 0 \dots 1 \text{ A } (U_1 = \text{const.})$	$\Delta U_2 = 45 \text{ mV}$
Eingangsspannung $U_{11} = 64 \dots 96 \text{ V}$ $U_{12} = 40 \dots 60 \text{ V} \} (I_2 = 0)$	$\Delta U_2 = 60 \text{ mV}$



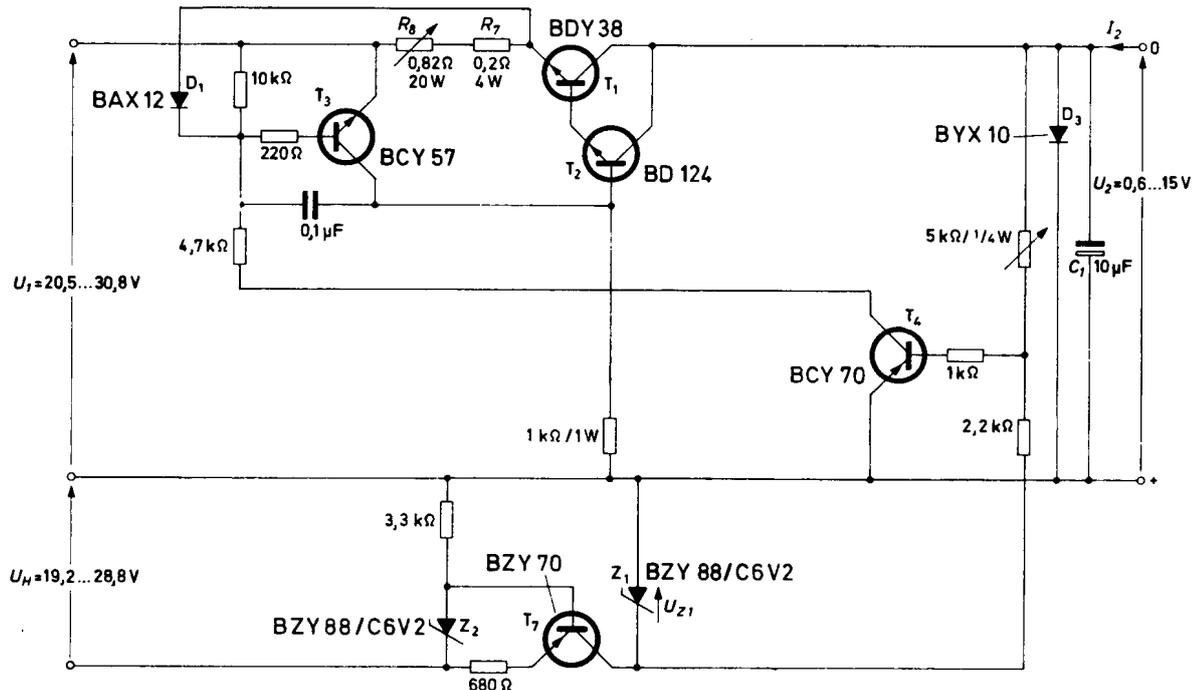
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Stabilisierungsschaltung 0,6 bis 15V/2 bis 4 A

2. JUNI 1969



Durch Verwendung einer Hilfsspannung U_H können sehr kleine Ausgangsspannungen bis herab zu $U_2 = 0,6$ V stabilisiert werden. Der Strom für die Vergleichsspannungsquelle U_{Z1} wird von einem stabilisierten Stromgenerator (Z_2 , T_7) geliefert.

Die Diode D_3 ist eingefügt, damit der Kondensator C_1 beim Einschalten des Gerätes von der Hilfsspannung nicht mit falscher Polarität aufgeladen wird. Mit dem Potentiometer R_8 kann man die Begrenzung des Laststromes so einstellen, daß die maximale Verlustleistung des Transistors T_1 nicht überschritten wird. Das Diagramm auf der nächsten Seite zeigt die zulässige Strombelastung der Stabilisierungsschaltung als Funktion der Ausgangsspannung.

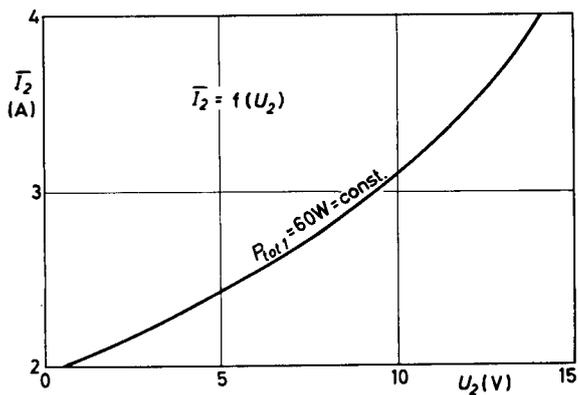
Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 133, August 1969

Kenndaten:

Ausgangsspannung	$U_2 = 0,6 \dots 15$ V
Ausgangsstrom	$I_2 = 2 \dots 4$ A (s. Diagramm)
Eingangsspannung	$U_1 = 20,5 \dots 30,8$ V
Hilfsspannung	$U_H = 19,2 \dots 28,8$ V
Innenwiderstand	$R_g = 40$ mΩ
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_1	$R_{thK} \leq 0,64$ grad/W
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_2	$R_{thK} \leq 10$ grad/W
Kühlkörper für T_1 vom Typ 56231 mit einer Länge ≥ 22 cm	





Meßwerte:

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$ ($U_2 = 15 \text{ V}$)	$\Delta U_2 = 28 \text{ mV}$
Ausgangsstrom $I_2 = 0 \dots 4 \text{ A}$ ($U_1 = \text{const.}$) ($U_2 = 15 \text{ V}$)	$\Delta U_2 = 160 \text{ mV}$
Eingangsspannung $U_1 = 20,5 \dots 30,8 \text{ V}$ Hilfsspannung $U_H = 19,2 \dots 28,8 \text{ V}$	$\Delta U_2 = 12 \text{ mV}$ ($I_2 = 0$)



VALVO

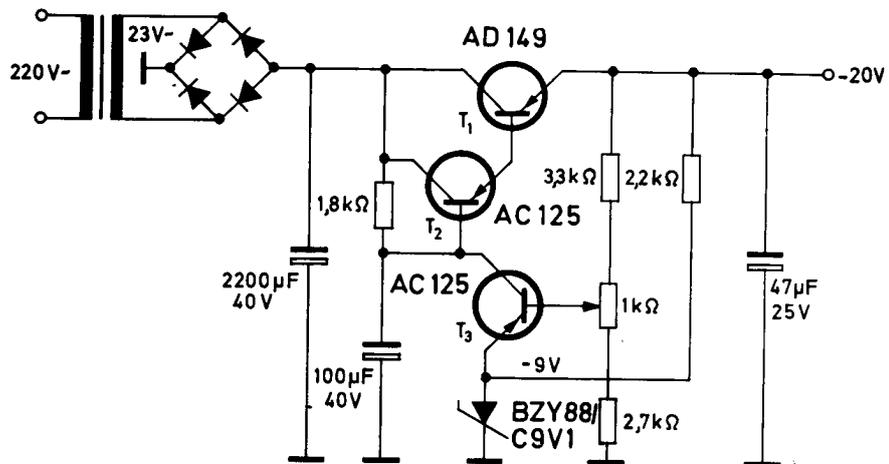
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Stabilisierte Netzgeräte für $U_{\text{bat}} = 20 \text{ V}$

20. FEBRUAR 1970

Stabilisiertes Netzgerät für 20 V/850 mA



Die maximale Verlustleistung des Stellgliedtransistors T_1 beträgt 5,6 W. Obwohl dafür ein Transistor AD 139 oder AD 162 ausreichen würde, wird der einfacheren Kühlung wegen der Typ AD 149 eingesetzt, der ein Kühlelement mit einem Wärmewiderstand von $R_{\text{thK}} \leq 7,3 \text{ grad/W}$ benötigt. Ein vertikal angeordnetes Kühlblech der Größe 100 mm x 100 mm aus Al 2 mm erfüllt diese Bedingung. Der Stromverstärkungs transistor T_2 muß mit einer Kühlschelle 56 227 versehen werden.

Die stabilisierte Speisespannung kann mit dem an der Basis des Steuertransistors liegenden

Transformator:

Kern M 65; Dyn.-Blech IV; 0,35 mm
primär 1600 Wdgn., 0,25 mm ϕ CuL
sekundär 180 Wdgn., 0,7 mm ϕ CuL

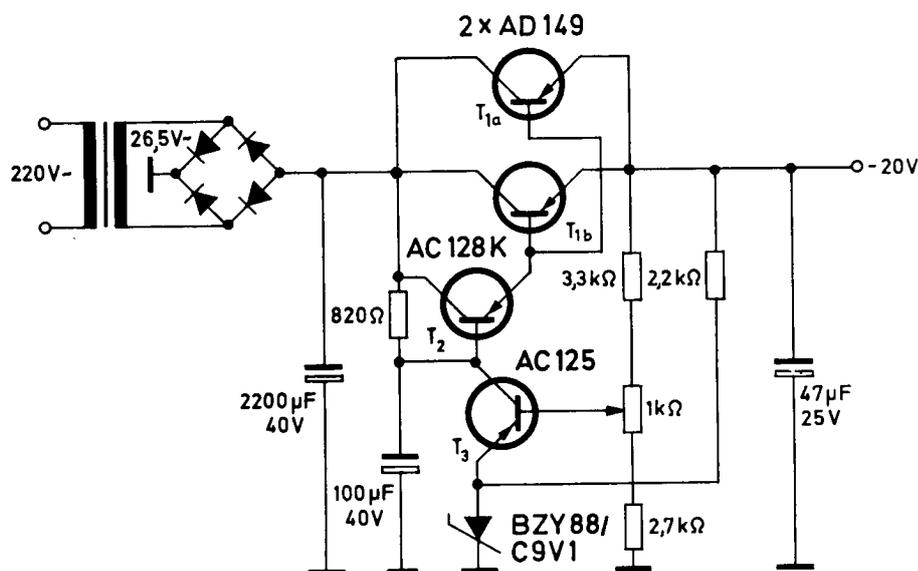
1 k Ω -Potentiometer auf den Sollwert von 20 V eingestellt werden.

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß sowohl Netzspannungsschwankungen als auch Laständerungen ausgeregelt werden.

Stabilisiertes Netzgerät für 20 V/1,7 A siehe Rückseite



Stabilisiertes Netzgerät für 20 V/1,7 A



Die maximale Verlustleistung der Stellgliedtransistoren T_{1a} , T_{1b} beträgt 14,5 W. Jeder der beiden Transistoren AD 149 benötigt ein Kühlelement mit einem Wärmewiderstand von $R_{thK} \leq 4,8$ grd/W. Zwei vertikal angeordnete Kühlbleche der Größe 120 mm x 120 mm aus Al 2 mm erfüllen diese Bedingung. Der Stromverstärkungstristor T_2 muß auf ein vertikal angeordnetes Kühlblech der Größe 35 mm x 35 mm aus Al 2 mm montiert werden. Der Steuertransistor T_3 muß mit einer Kühschelle 56 227 versehen werden.

Die stabilisierte Speisespannung kann mit dem an der Basis des Steuertransistors liegenden

Transformator:

Kern M 74; Dyn.-Blech IV; 0,35 mm
primär 1190 Wdgn., 0,35 mm ϕ CuL
sekundär 145 Wdgn., 0,8 mm ϕ CuL

1 k Ω -Potentiometer auf den Sollwert von 20 V eingestellt werden.

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß sowohl Netzspannungsschwankungen als auch Laständerungen ausgeregelt werden.



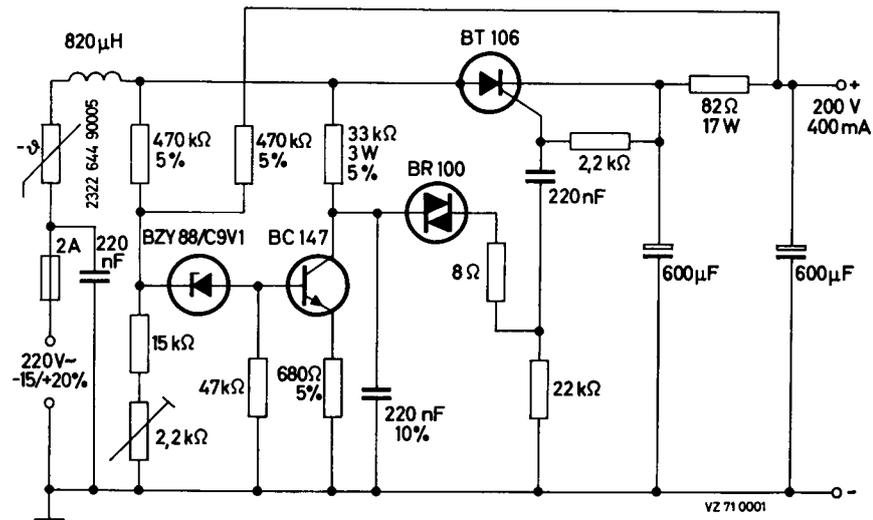
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Thyristor-stabilisiertes Netzteil

23. MÄRZ 1970

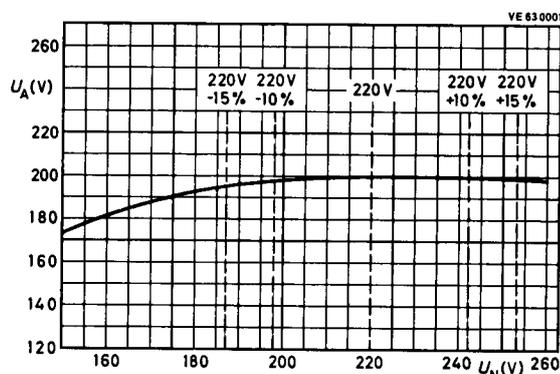


Mit einem als gesteuerter Einweggleichrichter arbeitenden Thyristor, dessen Zündzeitpunkt in der zweiten Hälfte der positiven Halbwelle liegt, läßt sich eine stabilisierte Gleichspannung von 200 V ohne Verwendung eines Netztransformators direkt aus der 220 V-Netzwechselspannung gewinnen.

Eine einfache Regelschaltung stabilisiert die Ausgangsgleichspannung gegen Netzspannungs- und Laststromschwankungen. Der 2,2 kΩ-Einstellwiderstand dient zum Ausgleich von Bauelemente-Toleranzen. Die kurze Zündzeit des Thy-

ristors von 2 bis 3 µs hält die Verlustleistung klein. Im Durchlaßzustand fließt ein hoher Stromimpuls in den Ladekondensator. Zur Unterdrückung der Störstrahlung dient die 820 µH-HF-Drossel zusammen mit dem über den Eingangsklemmen liegenden 220 nF-Kondensator. Dieses Netzwerk schützt gleichzeitig den Thyristor gegen Überspannungsimpulse aus dem Netz. Der Einschaltstromstoß wird durch den NTC-Widerstand abgeflacht.

Die Welligkeit der Ausgangsspannung (Spitze-Spitze-Wert) beträgt etwa 500 mV. Da in den aktiven Bauelementen des hier beschriebenen Netzteils keine übermäßige Erwärmung auftritt, ist eine wirtschaftliche Auslegung für Netzspannungen von 220 V und 240 V möglich. Bei Eingangsspannungen zwischen 198 V und 264 V wird die Ausgangsgleichspannung von 200 V auf 1 % konstant gehalten. Der Verlauf der Ausgangsspannung ist stetig bis zu sehr niedrigen Netzspannungen, da der Thyristor auch in diesem Spannungsbereich noch während jeder positiven Halbwelle zündet.



Ausgangsspannung als Funktion der Netzspannung

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 20. November 1969



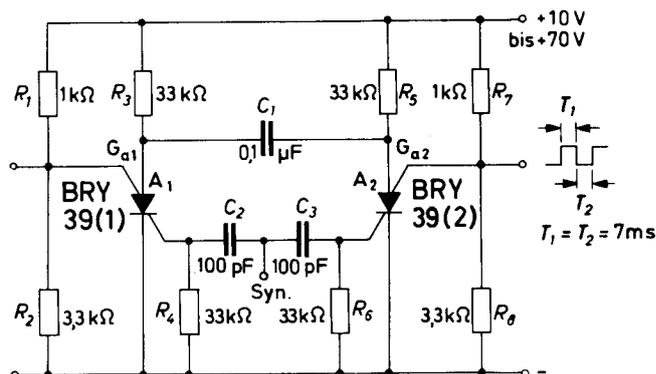
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Multivibrator

19. MAI 1969



Dieser Multivibrator erzeugt Rechteckimpulse bis zu 50 V, wobei durch entsprechende Dimensionierung ein Tastverhältnis $T_1/(T_1 + T_2)$ von 0,001 bis 0,999 möglich ist. Das gewählte Tastverhältnis ist von der eingestellten Frequenz völlig unabhängig.

Das Gerät arbeitet mit zwei Thyristor-Tetroden BRY 39. Das gewünschte Tastverhältnis ergibt sich aus der Wahl von R_3 und R_5 . Die Kapazität C_1 bestimmt (zusammen mit R_3 und R_5) die Frequenz. Im Schaltbild wurde $R_3 = R_5$ gewählt, womit man ein Tastverhältnis von 0,5 (das heißt $T_1 = T_2$) erhält.

Zur Funktion der Schaltung sei folgendes gesagt: Beginnt man beispielsweise zu einem Zeitpunkt, in dem sich die BRY 39 (1) im Durchlaßzustand befindet: Die Anode A_1 liegt dann um den geringen Durchlaß-Spannungsabfall über dem Minuspotential; die Spannung an G_{a1} ist noch etwas niedriger. Wird nun durch einen negativen Impuls über C_1 die Spannung an A_1 kurzzeitig

unter diejenige von G_{a1} abgesenkt, geht die BRY 39 (1) in den Sperrzustand über. Die Spannung an G_{a1} springt auf den durch den Spannungsteiler R_1, R_2 vorgegebenen Spannungswert, während die Spannung an A_1 , entsprechend der Zeitkonstanten $\tau_1 \approx R_3 \cdot C_1$ langsam ansteigt. Sobald die Spannung an A_1 den Spannungswert an G_{a1} übersteigt, zündet die BRY 39 (1), und die Spannungen an A_1 und G_{a1} sinken schlagartig auf die niedrigen Durchlaßwerte. Über C_1 wird dabei ein starker negativer Impuls auf die Anode A_2 der BRY 39 (2) übertragen und löst hier den Sperrzustand aus. Die Spannung an G_{a2} springt auf den durch den Spannungsteiler R_7, R_8 vorgegebenen Spannungswert, während die Spannung an A_2 entsprechend der Zeitkonstanten $\tau_2 \approx R_5 \cdot C_1$ langsam ansteigt. Sobald die Spannung an A_2 den Spannungswert an G_{a2} übersteigt, zündet die BRY 39 (2). Der nun an A_2 entstehende starke negative Impuls löscht (über C_1) die BRY 39 (1), und der oben geschilderte Vorgang wiederholt sich.

VALVO

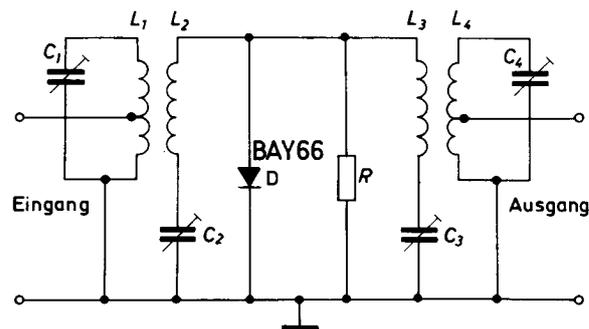
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Frequenzverdoppler mit einer Leistungs- varaktordiode

20. MAI 1969

Verdoppler 82,5/165 MHz



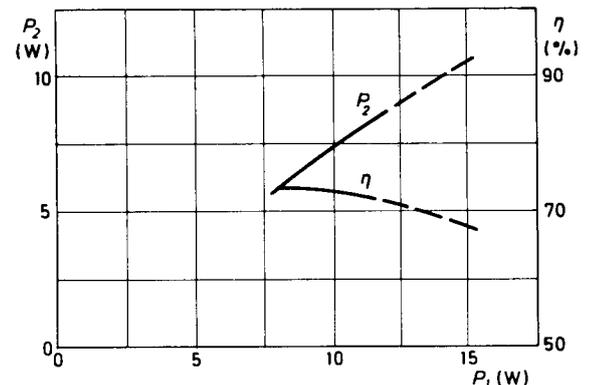
Mit Hilfe von Leistungsvaraktordioden ist es möglich, bei relativ hohem Wirkungsgrad eine Frequenzverdopplung bei einem Leistungsniveau von mehreren Watt (zum Beispiel bis zu 20 W) durchzuführen. Ein Generator relativ niedriger Frequenz kann durch Nachschalten eines Frequenzvervielfachers in einen Generator mit hoher Frequenz umgewandelt werden. Die Leistungsverstärkung geschieht auf niedrigem Frequenzniveau.

Das hier gezeigte Beispiel hat eine Eingangs- und Ausgangsimpedanz von 50Ω . Die Betriebsgüte der Bandfilter ist ca. 10; dieser Wert bietet einen guten Kompromiß bezüglich niedriger Kreisverluste und der Unterdrückung der Harmonischen (Dämpfung ≈ 40 dB). Der Widerstand R bewirkt eine automatische Diodenvorspannung. Der Widerstandswert muß niedrig genug gewählt werden, damit instabile Schwingungsformen vermieden werden. R sollte einen Wert zwischen $15 \text{ k}\Omega$ und $100 \text{ k}\Omega$ haben, der optimale Wert hängt von der Eingangsleistung ab; je höher die Eingangsleistung ist, um so kleiner ist R zu wählen. In den Bandfiltern sollte zweckmäßig kritische Kopplung eingestellt werden. Das Diagramm zeigt die Abhängigkeit zwischen Ausgangs- und Eingangsleistung (P_2 , P_1) und den Verlauf des Wirkungsgrades.

Die Kreisverluste betragen etwa 15 %, die Verluste der Varaktordiode steigen bei $P_1 = 15 \text{ W}$ nicht über 3 W an.

$R = 100 \text{ k}\Omega$ $C_3 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer)
 $C_1 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_4 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer)
 $C_2 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_5 = 1 \dots 2 \text{ pF}$

$L_1 = 2$ Wdgn. $1 \text{ mm } \phi$ Cu, Innen- ϕ 11 mm, Anzapfung bei $1/2$ Wdg. vom masseseitigen Ende
 $L_2 = 4$ Wdgn. $1 \text{ mm } \phi$ Cu, Innen- ϕ 12 mm
 $L_3 = 2$ Wdgn. $1 \text{ mm } \phi$ Cu, Innen- ϕ 10 mm
 $L_4 = 2$ Wdgn. $1 \text{ mm } \phi$ Cu, Innen- ϕ 8 mm, Anzapfung bei $1/2$ Wdg. vom masseseitigen Ende



Ausgangsleistung P_2 und Wirkungsgrad η als Funktionen der Eingangsleistung P_1

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 28. April 1969



VALVO

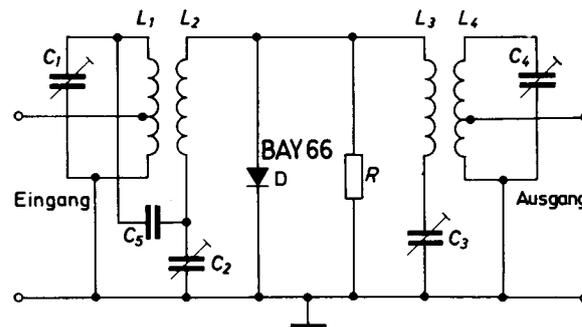
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Frequenzverdoppler mit einer Leistungsvaraktordiode

21. MAI 1969

Verdoppler 116,25/232,5 MHz



Mit Hilfe von Leistungsvaraktordioden ist es möglich, bei relativ hohem Wirkungsgrad eine Frequenzverdopplung bei einem Leistungsniveau von mehreren Watt (zum Beispiel bis zu 20 W) durchzuführen. Ein Generator relativ niedriger Frequenz kann durch Nachschalten eines Frequenzvervielfachers in einen Generator mit hoher Frequenz umgewandelt werden. Die Leistungsverstärkung geschieht auf niedrigem Frequenzniveau.

Das Schaltungsbeispiel zeigt einen Frequenzverdoppler für 116,25 auf 232,5 MHz. Die Meßergebnisse, gewonnen mit mehreren Dioden, zeigen eine große Ähnlichkeit mit denen des Verdopplers der Schaltung vom 20. Mai 1969. In den Dia-

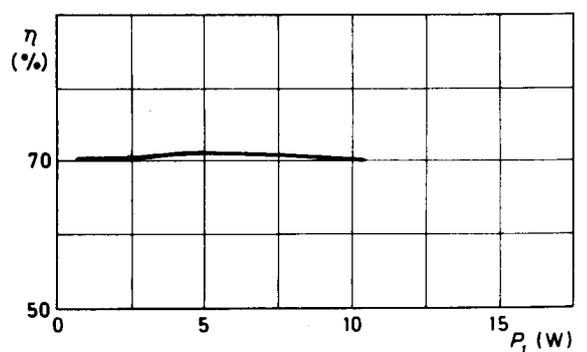
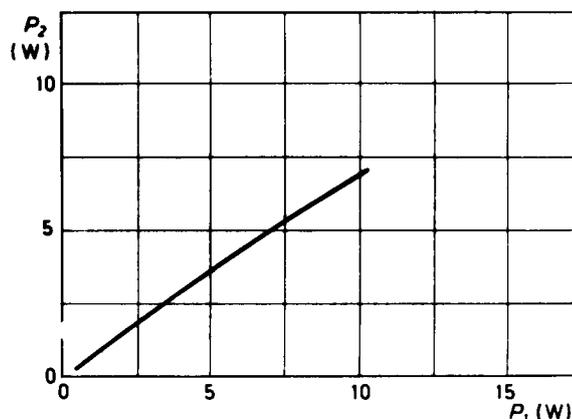
$R = 100 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_3 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer)
 $C_2 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_4 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer)

$L_1 = 3 \text{ Wdgn. } 1,5 \text{ mm } \phi \text{ CuL, Innen-}\phi \text{ } 12 \text{ mm, Anzapfung bei } 3/4 \text{ Wdg. vom masseseitigen Ende}$
 $L_2 = 7 \text{ Wdgn. } 1,5 \text{ mm } \phi \text{ CuL, Innen-}\phi \text{ } 12 \text{ mm}$
 $L_3 = 4 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \phi \text{ Cu, Innen-}\phi \text{ } 10 \text{ mm}$
 $L_4 = 2 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \phi \text{ Cu, Innen-}\phi \text{ } 10 \text{ mm, Anzapfung bei } 1/2 \text{ Wdg. vom masseseitigen Ende}$

grammen ist die Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der Eingangsleistung und der Verlauf des Wirkungsgrades über der Eingangsleistung angegeben.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 28. April 1969



Ausgangsleistung P_2 und Wirkungsgrad η als Funktionen der Eingangsleistung P_1



VALVO

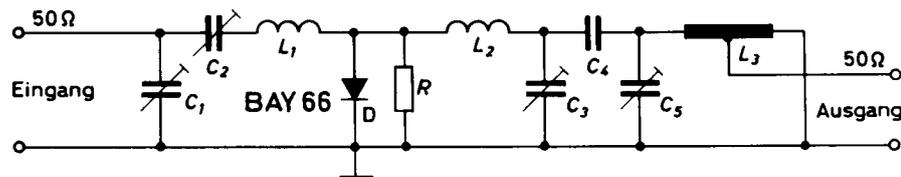
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Frequenzverdoppler mit einer Leistungsvaraktordiode

22. MAI 1969

Verdoppler 232,5/465 MHz



Mit Hilfe von Leistungsvaraktordioden ist es möglich, bei relativ hohem Wirkungsgrad eine Frequenzverdopplung bei einem Leistungsniveau von mehreren Watt (zum Beispiel bis zu 20 W) durchzuführen. Ein Generator relativ niedriger Frequenz kann durch Nachschalten eines Frequenzvervielfachers in einen Generator mit hoher Frequenz umgewandelt werden. Die Leistungsverstärkung geschieht auf niedrigem Frequenzniveau.

$$\begin{array}{ll} R = 100 \text{ k}\Omega & C_3 \leq 3 \text{ pF} \\ C_1 \leq 25 \text{ pF} & C_4 \leq 0,4 \text{ pF} \\ C_2 \leq 6 \text{ pF} & C_5 \leq 6 \text{ pF} \end{array}$$

$$\begin{array}{l} L_1 = 0,17 \text{ }\mu\text{H, 4 Wdgn. 1,5 mm } \phi \text{ Cu vers.,} \\ \text{Innen-}\phi \text{ 10 mm} \\ L_2 = 0,07 \text{ }\mu\text{H, 2 Wdgn. 2 mm } \phi \text{ Cu vers.,} \\ \text{Innen-}\phi \text{ 10 mm} \\ L_3 = 0,03 \text{ }\mu\text{H, (Z } \approx 130 \text{ }\Omega) \text{ 4 mm x 1,5 mm} \\ \text{Ms vers., 60 mm lang, Chassisabstand 8 mm,} \\ \text{Anzapfung bei 14,5 mm vom masseseitigen} \\ \text{Ende} \end{array}$$

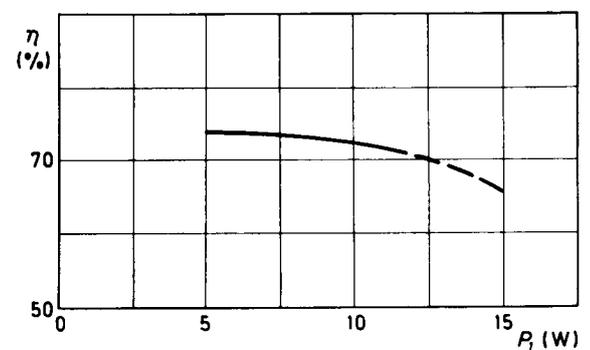
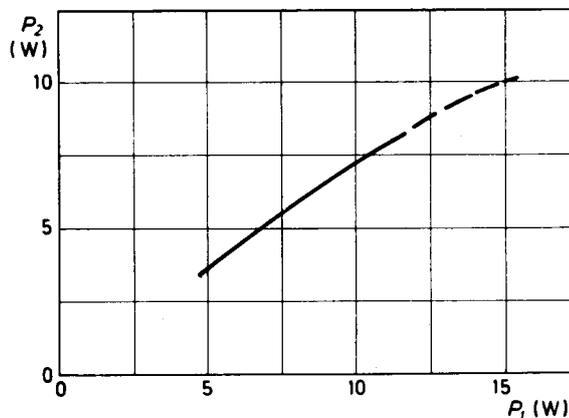
Der Eingangskreis des Frequenzverdopplers für 232,5 auf 465 MHz ist mit diskreten Bauelementen aufgebaut; die Ausgangsinduktivität ist als Bandleitung ausgeführt.

Die Diagramme zeigen den Verlauf der Ausgangsleistung und des Wirkungsgrades als Funktion der Eingangsleistung. Wird für die Kreisverluste ein Wert von etwa 10 bis 15 % angenommen und geht man von einem Dioden-Wir-

kungsgrad von 70—80 % bei einer Eingangsleistung von 15 W aus, so kann man überschlagsweise die Verluste in der Diode zu etwa 20—30 % (von 15 W) also bis zu 5 W ermitteln. Dies kommt dem maximal zulässigen Wert nahe.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 28. April 1969

Ausgangsleistung P_2 und Wirkungsgrad η als Funktionen der Eingangsleistung P_1 

VALVO

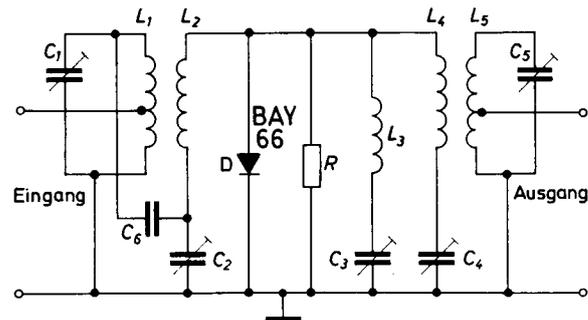
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Frequenz- verdreifacher mit einer Leistungs- varaktordiode

23. MAI 1969

Verdreifacher 77,5/232,5 MHz



Mit Hilfe von Leistungsvaraktordioden ist es möglich, bei relativ hohem Wirkungsgrad eine Frequenzvervielfachung bei einem Leistungsniveau von mehreren Watt (zum Beispiel bis zu 20 W) durchzuführen. Ein Generator relativ niedriger Frequenz kann durch Nachschalten eines Frequenzvervielfachers in einen Generator mit hoher Frequenz umgewandelt werden. Die Leistungsverstärkung geschieht auf niedrigem Frequenzniveau.

Der Zwischenkreis L_3, C_3 des Frequenzverdreibers für 77,5 auf 232,5 MHz ist auf die zweite Harmonische der Eingangsfrequenz (155 MHz) abgestimmt. Das Diagramm zeigt die Ergebnisse von Leistungsmessungen. Dargestellt ist die Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsleistung und der Verlauf des Wirkungsgrades. Die gesamten Kreisverluste betragen etwa 20 % der

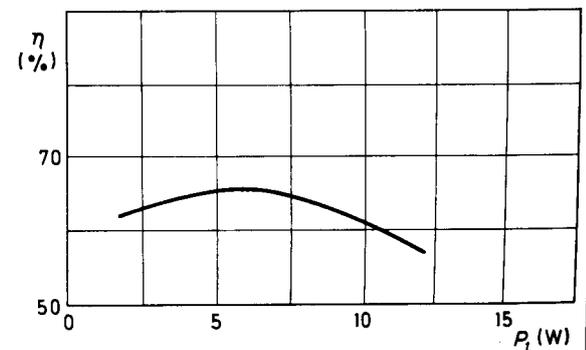
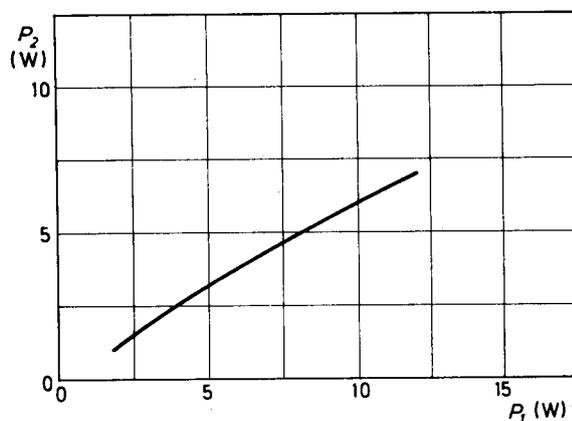
$R = 100 \text{ k}\Omega$
 $C_1 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_4 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer)
 $C_2 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_5 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer)
 $C_3 = 25 \text{ pF}$ (Trimmer) $C_6 = 1 \dots 2 \text{ pF}$

$L_1 = 4 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu, Innen-}\varnothing 11 \text{ mm, An-}$
 zapfung bei $7/8$ Wdg. vom masseseitigen Ende
 $L_2 = 9 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu, Innen-}\varnothing 12 \text{ mm}$
 $L_3 = 4 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu, Innen-}\varnothing 11 \text{ mm}$
 $L_4 = 2 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu, Innen-}\varnothing 10 \text{ mm}$
 $L_5 = 2 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu, Innen-}\varnothing 8 \text{ mm, An-}$
 zapfung bei $1/2$ Wdg. vom masseseitigen Ende

Eingangsleistung (bei 12 W). Der Dioden-Wirkungsgrad beträgt dann etwa 85 %. In der Diode werden also bei $P_1 = 12 \text{ W}$ etwa 1,8 W verbraucht, ein Wert, der unterhalb des zulässigen Maximalwertes liegt.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 28. April 1969

Ausgangsleistung P_2 und Wirkungsgrad η als Funktionen der Eingangsleistung P_1 

VALVO

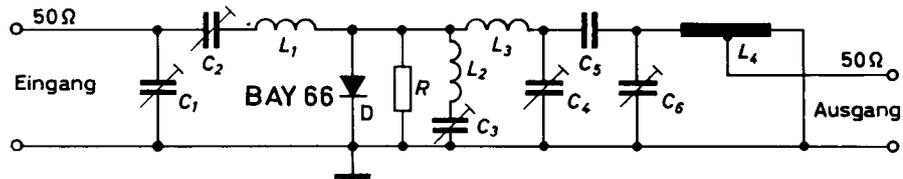
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Frequenzverdreifacher mit einer Leistungsvaraktordiode

24. MAI 1969

Verdreifacher 155/465 MHz



Mit Hilfe von Leistungsvaraktordioden ist es möglich, bei relativ hohem Wirkungsgrad eine Frequenzvervielfachung bei einem Leistungsniveau von mehreren Watt (zum Beispiel bis zu 20 W) durchzuführen. Ein Generator relativ niedriger Frequenz kann durch Nachschalten eines Frequenzvervielfachers in einen Generator mit hoher Frequenz umgewandelt werden. Die Leistungsverstärkung geschieht auf niedrigem Frequenzniveau.

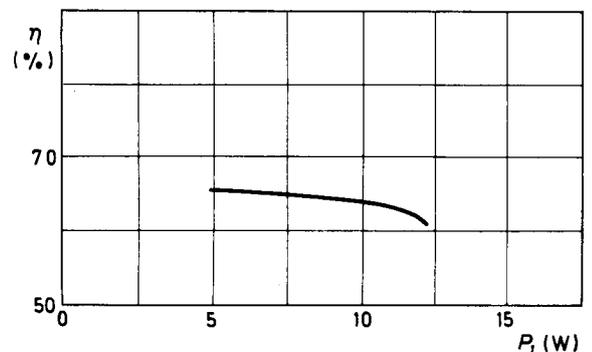
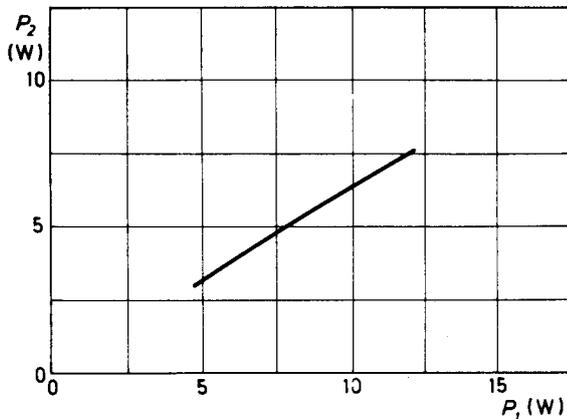
Die Schaltung eines Frequenzverdreifachers für 155 auf 465 MHz entspricht bis auf die Abstimmung des Eingangskreises und dem zusätzlichen Zwischenkreis (auf 310 MHz abgestimmt) weitgehend der Frequenzverdopplerschaltung vom 22. Mai 1969. Die Diagramme zeigen den Verlauf der Ausgangsleistung und des Wirkungsgrades. Geht man von einem Wert von 18 % für die Kreisverluste aus und beträgt der Dioden-

- | | |
|-----------------------------|------------------------------|
| $R = 100 \text{ k}\Omega$ | $C_4 \approx 3 \text{ pF}$ |
| $C_1 \approx 25 \text{ pF}$ | $C_5 \approx 0,4 \text{ pF}$ |
| $C_2 \approx 6 \text{ pF}$ | $C_6 \approx 6 \text{ pF}$ |
| $C_3 \approx 3 \text{ pF}$ | |
- $L_1 = 0,33 \text{ }\mu\text{H}$, 6 Wdgn. 1 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 11 mm
 $L_2 = 0,13 \text{ }\mu\text{H}$, 4 Wdgn. 1,5 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 9 mm
 $L_3 = 0,05 \text{ }\mu\text{H}$, 2 Wdgn. 2 mm ϕ Cu vers., Innen- ϕ 7 mm
 $L_4 = 0,03 \text{ }\mu\text{H}$, ($Z \approx 130 \Omega$) 4 mm x 1,5 mm Ms vers., 60 mm lang, Chassisabstand 8 mm, Anzapfung bei 14,5 mm vom masseseitigen Ende

wirkungsgrad bei $P_1 = 12 \text{ W}$ etwa 80 %, so ist die von der Diode aufgenommene Verlustleistung etwa 2,4 W.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 28. April 1969



Ausgangsleistung P_2 und Wirkungsgrad η als Funktionen der Eingangsleistung P_1



VALVO

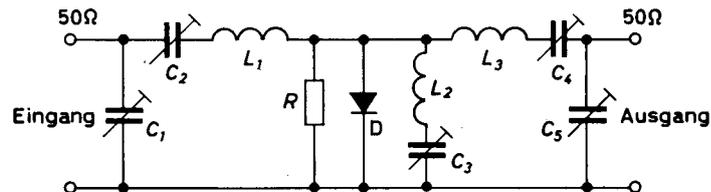
BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Frequenz- verdreifacher mit einer Leistungs- varaktordiode

27. MAI 1969

Verdreifacher 150/450 MHz



Mit Hilfe von Leistungsvaraktordioden ist es möglich, bei relativ hohem Wirkungsgrad eine Frequenzvervielfachung bei einem Leistungsniveau von mehreren Watt (zum Beispiel bis zu 20 W) durchzuführen. Ein Generator relativ niedriger Frequenz kann durch Nachschalten eines Frequenzvervielfachers in einen Generator mit hoher Frequenz umgewandelt werden. Die Leistungsverstärkung geschieht auf niedrigem Frequenzniveau.

Der Verdreifacher für 150 auf 450 MHz ist mit der Diode BAY 96 bestückt und für den Betrieb mit relativ hohen Eingangsleistungen geeignet.

Die Diagramme zeigen den Verlauf der Ausgangsleistung und des Wirkungsgrades als Funktion der Eingangsleistung.

D = BAY 96
R = 100 kΩ

$C_1 = 7 \dots 100$ pF
 $C_2 = 2 \dots 13$ pF
 $C_3 = 2 \dots 13$ pF
 $C_4 = 2 \dots 13$ pF
 $C_5 = 2 \dots 25$ pF

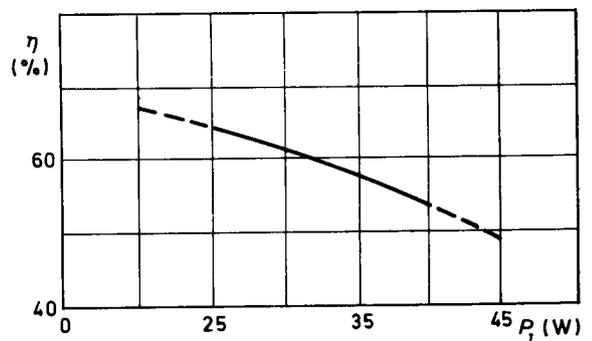
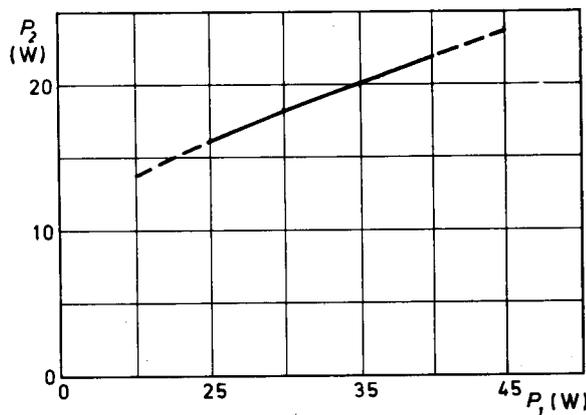
$L_1 = 6,5$ Wdgn. 1,3 mm ϕ Cu,
14,3 mm lang, Innen- ϕ 7,5 mm

$L_2 = 2$ Wdgn. 2 mm ϕ Cu,
7,9 mm lang, Innen- ϕ 6,7 mm;

$L_3 =$ Kupferband 0,5 mm x 6,3 mm,
25,4 mm lang, Chassisabstand 14,3 mm

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 28. April 1969

Ausgangsleistung P_2 und Wirkungsgrad η als Funktionen der Eingangsleistung P_1 

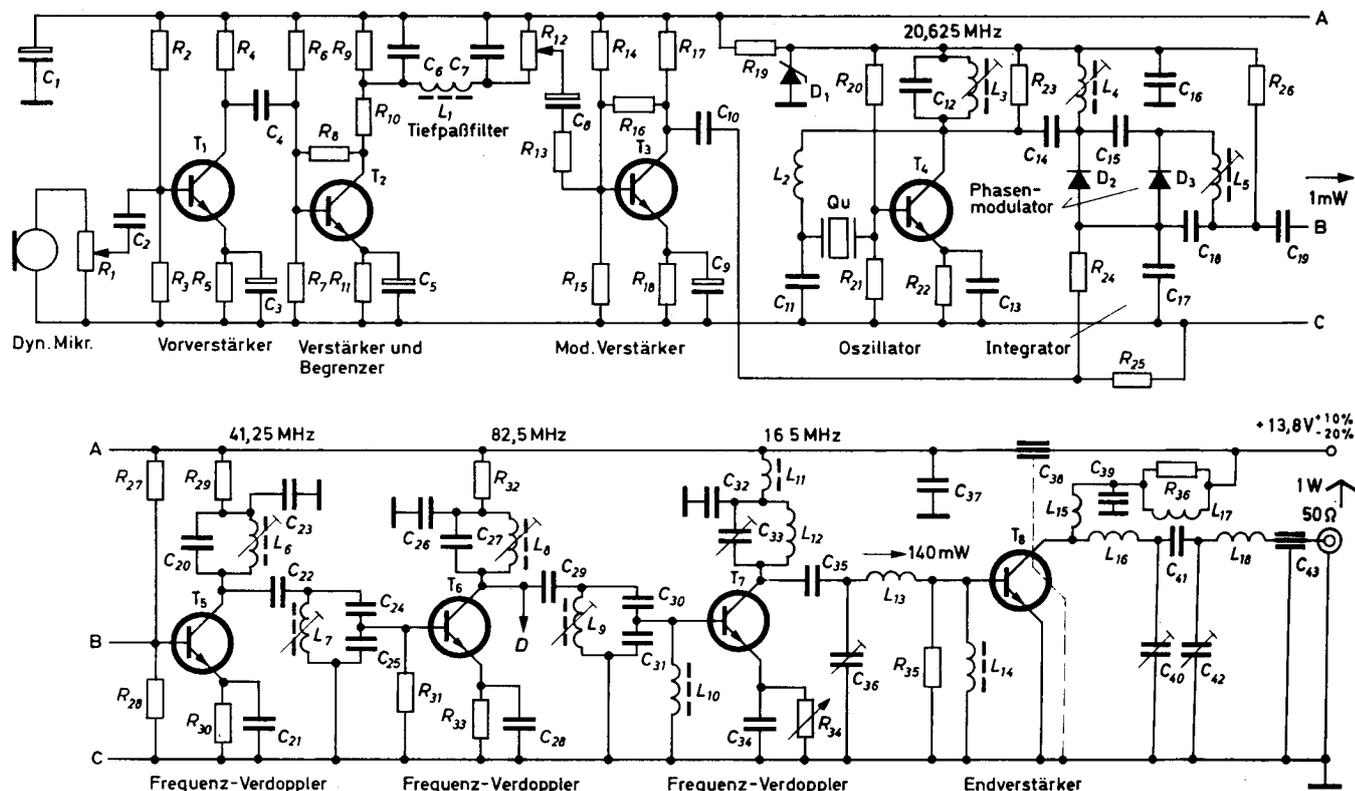
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Tragbarer 1 W-Sender für den 160 MHz-Bereich

18. APRIL 1969



D: zum Schutzkreis (nur bei angebaurem 12 W-Verstärker)

$C_1 = 125 \mu\text{F}; 16 \text{ V}$	$C_{23} = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$	$R_{19} = 330 \Omega$
$C_2 = 390 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{24} = 18 \text{ pF}; 5 \%$	$R_2 = 180 \text{ k}\Omega$	$R_{20} = 12 \text{ k}\Omega$
$C_3 = 80 \mu\text{F}; 4 \text{ V}$	$C_{25} = 56 \text{ pF}; 5 \%$	$R_3 = 39 \text{ k}\Omega$	$R_{21} = 1,8 \text{ k}\Omega$
$C_4 = 2,7 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{26} = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$R_4 = 6,8 \text{ k}\Omega$	$R_{22} = 390 \Omega$
$C_5 = 80 \mu\text{F}; 4 \text{ V}$	$C_{27} = 27 \text{ pF}; 5 \%$	$R_5 = 2,2 \text{ k}\Omega$	$R_{23} = 4,7 \text{ k}\Omega$
$C_6 = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{28} = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$R_6 = 390 \text{ k}\Omega$	$R_{24} = 47 \text{ k}\Omega$
$C_7 = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{29} = 1,8 \text{ pF}; \pm 0,25 \text{ pF}$	$R_7 = 82 \text{ k}\Omega$	$R_{25} = 18 \text{ k}\Omega$
$C_8 = 2,5 \mu\text{F}; 64 \text{ V}$	$C_{30} = 33 \text{ pF}; 5 \%$	$R_8 = 1,2 \text{ M}\Omega; 10 \%$	$R_{26} = 3,3 \text{ k}\Omega$
$C_9 = 80 \mu\text{F}; 4 \text{ V}$	$C_{31} = 82 \text{ pF}; 5 \%$	$R_9 = 5,6 \text{ k}\Omega$	$R_{27} = 56 \text{ k}\Omega$
$C_{10} = 220 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{32} = 1,8 \text{ nF}; 20 \%$	$R_{10} = 22 \text{ k}\Omega$	$R_{28} = 8,2 \text{ k}\Omega$
$C_{11} = 39 \text{ pF}; 5 \%$	$C_{33} = 25 \text{ pF}$	$R_{11} = 8,2 \text{ k}\Omega$	$R_{29} = 330 \Omega$
$C_{12} = 47 \text{ pF}; 5 \%$	$C_{34} = 1,8 \text{ nF}; 20 \%$	$R_{12} = 4,7 \text{ k}\Omega$	$R_{30} = 1,2 \text{ k}\Omega$
$C_{13} = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{35} = 1,5 \text{ pF}; \pm 0,25 \text{ pF}$	$R_{13} = 2,2 \text{ k}\Omega$	$R_{31} = 820 \Omega$
$C_{14} = 1 \text{ pF}; \pm 0,25 \text{ pF}$	$C_{36} = 25 \text{ pF}$	$R_{14} = 220 \text{ k}\Omega$	$R_{32} = 390 \Omega$
$C_{15} = 1,2 \text{ pF}; \pm 0,25 \text{ pF}$	$C_{37} = 22 \text{ nF}; 10 \%$	$R_{15} = 39 \text{ k}\Omega$	$R_{33} = 150 \Omega$
$C_{16} = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{38} = 4,7 \text{ nF}$	$R_{16} = 270 \text{ k}\Omega$	$R_{34} = 100 \Omega; \text{ Draht}$
$C_{17} = 22 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{39} = 100 \text{ pF}; 5 \%$	$R_{17} = 6,8 \text{ k}\Omega$	$R_{35} = 330 \Omega$
$C_{18} = 56 \text{ pF}; 5 \%$	$C_{40} = 25 \text{ pF}$	$R_{18} = 2,2 \text{ k}\Omega$	$R_{36} = 10 \Omega$
$C_{19} = 1,8 \text{ nF}; 20 \%$	$C_{41} = 1,5 \text{ pF}; \pm 0,25 \text{ pF}$		
$C_{20} = 18 \text{ pF}; 5 \%$	$C_{42} = 25 \text{ pF}$		
$C_{21} = 10 \text{ nF}; 10 \%$	$C_{43} = 39 \text{ pF}; 10 \%$		
$C_{22} = 2,2 \text{ pF}; \pm 0,25 \%$			

Alle Widerstände $\pm 5 \%$ (Kohleschicht)



$L_1 = 400 \text{ mH}$ P-Schalenkern P 18/11, FXC 3 H 1, $\mu_e = 220$,
 930 Wdgn. 0,11 mm ϕ CuL
 $L_2 = 10 \mu\text{H}$
 $L_3 = 17$ Wdgn. 36 x 0,03 mm HF-Litze
 Hülle 3122 990 94131
 Schraubkern 3122 104 91631
 $L_4 = 25$ Wdgn. 36 x 0,03 mm HF-Litze, Ausführung wie L_3
 $L_5 = 27$ Wdgn. 36 x 0,03 mm HF-Litze, Ausführung wie L_3
 $L_6 = 13$ Wdgn. 0,3 mm ϕ CuL, Ausführung wie L_3
 $L_7 = L_6$
 $L_8 = 5$ Wdgn. 0,8 mm ϕ CuL, Ausführung wie L_3
 $L_9 = L_8$
 $L_{10} =$ Breitband-Drossel 4312 020 36640
 $L_{11} = 4,7 \mu\text{H}$
 $L_{12} = 2$ Wdgn. 1 mm ϕ Cu, innen 8 mm ϕ , 1,8 mm Steigung
 $L_{13} = 2$ Wdgn. 1 mm ϕ Cu, innen 6 mm ϕ , 2,5 mm Steigung
 $L_{14} = L_{10}$
 $L_{15} = 12$ Wdgn. 0,4 mm ϕ CuL, innen 4,5 mm ϕ
 $L_{16} = 5$ Wdgn. 1 mm ϕ Cu, innen 8 mm ϕ , 1,8 mm Steigung
 $L_{17} = 13$ Wdgn. 0,4 mm ϕ CuL, gewickelt auf R_{36}
 $L_{18} = 4$ Wdgn. 1 mm ϕ Cu, innen 8 mm ϕ , 1,8 mm Steigung

T_1, T_2, T_3 BC 108
 T_4, T_5, T_6 BF 115
 T_7 BSX 20
 T_8 2 N 3924

 D_1 BZY 88 - C9 V1
 D_2, D_3 BA 102

 Qu Quarz, dritte Oberwelle, 20,625 MHz

Der 1 W-Sender kann mit einer Batterie (Nennspannung 13,8 V +10 % / -20 %), zum Beispiel einer Autobatterie, betrieben werden. Der Sender ist voll mit Transistoren bestückt, durch einen zusätzlichen Verstärker kann der 1 W-Sender zu einem fahrbaren 12 W-Sender ausgebaut werden (vgl. Schaltung 19. April 1969).

Im Schaltbild sind die einzelnen Stufen gekennzeichnet: NF-Vorverstärker für dynamische Mikrofone mit nachfolgender Differenzierstufe C_4, R_4, \dots danach ein Begrenzer mit T_2 (BC 108), der bei einer Kollektorspannung von $u_{c_{ss}} \approx 12 \text{ V}$ ($U_B = 13,8 \text{ V}$) anspricht. Das folgende Tiefpaßfilter hat eine obere Grenzfrequenz von 3 kHz. Der Verstärker mit T_3 (BC 108) arbeitet mit Gegenkopplung über R_{16} . Eine solche Schaltung ermöglicht eine lautstärkeabhängige Regelung der Modulation. Mit R_{12} kann der maximale Frequenzhub von $\pm 5 \text{ kHz}$ am Modulator ($f = 20,625 \text{ MHz}$) eingestellt werden.

Der quartzgesteuerte Oszillator (dritte Oberton-Serienresonanz) erhält eine stabilisierte Speisespannung. Der Phasenmodulator mit den Kapazitätsdioden D_2, D_3 ist zweistufig aufgebaut. Alle Frequenzverdopplerstufen arbeiten im C-Betrieb

(Emitter-Basis-Schaltung). Die Endstufe arbeitet im B-Betrieb. In der Kollektorspeiseleitung liegt ein Netzwerk, das zur Unterdrückung von Störschwingungen dient. Das Ausgangsfilter ist abgeschirmt vom übrigen Aufbau montiert.

Angaben zu Leistungen und Störschwingungen

Die Störschwingungen werden stärker als 80 dB unterdrückt.

Harmonische Frequenzen (MHz)	Dämpfung
41, 25; 61, 875; 82,5	70 dB
330	75 dB
495	83 dB
660	96 dB
825	98 dB

Ausgangsleistungen bei Speisespannungsänderungen

U_B (V)	P_2 (W)	η (%)
11,0	0,6	45
12,0	0,72	45
12,4	0,78	45
13,8 (Nominalwert)	1,0	44
15,2	1,2	42

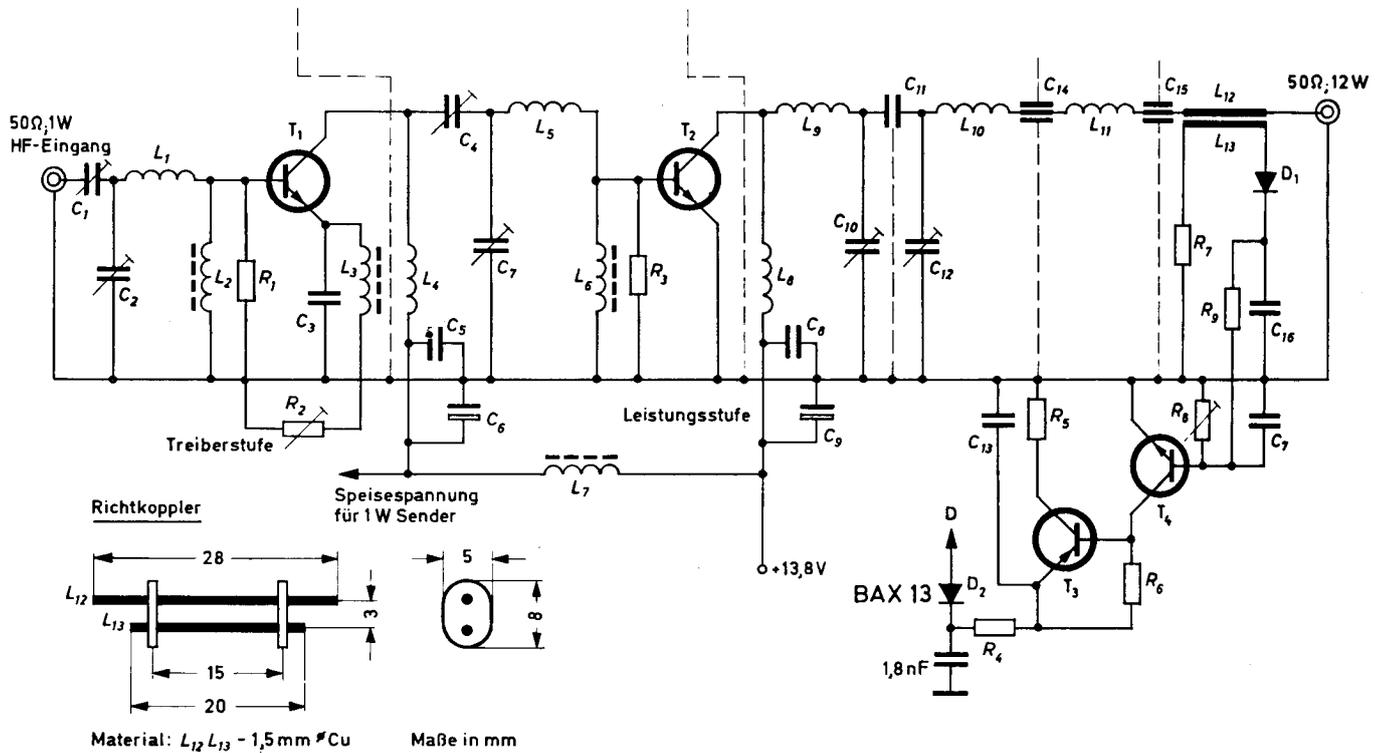


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Fahrbarer
12 W-Sender
für den
160 MHz-Bereich**

19. APRIL 1969



- $C_1 = 25 \text{ pF}$; Trimmer (isoliert)
 $C_2 = 25 \text{ pF}$; Trimmer (nicht isoliert)
 $C_3 = 120 \text{ pF}$; 5 % (500 V)
 $C_4 = C_1$
 $C_5 = C_3$
 $C_6 = 6,4 \text{ } \mu\text{F}$; 25 V
 $C_7 = C_2$
 $C_8 = C_3$
 $C_9 = C_6$
 $C_{10} = C_2$
 $C_{11} = 1,8 \text{ pF}$; $\pm 0,25 \text{ pF}$ (500 V)
 $C_{12} = C_2$
 $C_{13} = 47 \text{ nF}$; 10 %, 250 V
 $C_{14} = 68 \text{ pF}$; Durchführ.-Kond. (Keramik), 20 %, 350 V
 $C_{15} = 22 \text{ pF}$; Durchführ.-Kond. (Keramik), 10 %, 350 V
 $C_{16} = C_3$
 $C_{17} = C_3$

- $R_1 = 820 \text{ } \Omega$
 $R_2 = 5 \text{ } \Omega$; Draht, 10 %
 $R_3 = 180 \text{ } \Omega$
 $R_4 = 5,6 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 180 \text{ } \Omega$
 $R_6 = 820 \text{ k}\Omega$
 Alle Widerstände $\pm 5 \%$ (Kohleschicht)

- $L_1 = 1 \text{ Wdg. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu}$, innen 10 mm \varnothing ,
 2 x 10 mm Zuleitungen
 $L_2 = \text{Breitband-Drossel VALVO 4312 020 36640}$
 $L_3 = L_2$
 $L_4 = 10 \text{ Wdgn. } 0,7 \text{ mm } \varnothing \text{ CuL}$, eng gewickelt,
 innen 4 mm \varnothing
 $L_5 = 1 \text{ Wdg. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu}$, innen 6 mm \varnothing ,
 2 x 10 mm Zuleitungen
 $L_6 = L_2$
 $L_7 = L_2$
 $L_8 = L_4$
 $L_9 = 3 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu}$, Abstand 1 mm,
 innen 8 mm \varnothing , 2 x 10 mm Zuleitungen
 $L_{10} = L_9$
 $L_{11} = 2 \text{ Wdgn. } 1 \text{ mm } \varnothing \text{ Cu}$, Abstand 1 mm,
 innen 6 mm \varnothing , 2 x 5 mm Zuleitungen

- $T_1 = 2 \text{ N } 3924$
 $T_2 = 2 \text{ N } 3927$
 $T_3 = \text{BC } 107$
 $T_4 = \text{BCY } 71$
 $R_7 = 270 \text{ } \Omega$
 $R_8 = 2,2 \text{ k}\Omega$; 20 %
 $R_9 = 150 \text{ } \Omega$

 $D_1, D_2 = \text{BAX } 13$ **89**

Der hier beschriebene Verstärker dient als Zusatz zu dem 160 MHz/1 W-Sender, der als Vorverstärker arbeitet (vgl. Schaltung 18. 4. 69). Die Speisespannung beträgt 13,8 V +10 % / -20 %, sie kann beispielsweise von einer Autobatterie abgenommen werden. Die Leistungsstufe ist nicht mit einem Gleichspannungswandler ausgerüstet.

Die Treiberstufe arbeitet in Klasse C-Betrieb. Der Transistor T_1 ist auf das Chassis mit Hilfe einer Scheibe sehr hoher thermischer Leitfähigkeit zu montieren (zum Beispiel Bornitrid- oder Berylliumoxid-Scheiben). Die Antennenausgangsleistung 12 W kann mittels R_2 eingestellt werden. Die Ausgangsstufe arbeitet in B-Betrieb (Transistor T_2 : 2 N 3927, TO 60-Gehäuse). Zur Entkopplung von Transistorbasis und Kollektor ist eine besondere Abschirmung vorgesehen. Nach dem doppelt abstimmbaren Bandpaßfilter folgt eine π -Anordnung zur Unterdrückung von Harmonischen. (Die Durchführungskondensatoren C_{14} , C_{15} müssen sehr niedrige Induktivitäten haben.)

Die Endstufe enthält eine Schutzschaltung: Bei fehlangepaßtem Ausgang erscheint am Richtkoppler eine der rücklaufenden Welle proportionale Spannung, und über T_3 , T_4 wird die Diode D_2 geöffnet, so daß über Punkt D im 1 W-Sender ein Teil der Leistung in R_4 , R_5 verbraucht wird

und nicht mehr zum Aussteuern der übrigen Stufen verfügbar ist. Zur Einstellung des Schutzkreises über R_6 wird ein Welligkeitsfaktor am Ausgang $s = 2$ eingestellt. R_6 wird so justiert, daß der Einfluß auf die Spannung am Punkt D bei einer weiteren Änderung gerade verschwindet. Die reflektierte Leistung ist dann auf etwa 2 W begrenzt.

Der Wärmewiderstand zwischen Kühlblech (Chassis) und Umgebung (Transistoren T_1 , T_2) darf 2 grad/W nicht übersteigen, wenn Dauerbetrieb bei 60 °C Umgebungstemperatur möglich sein soll.

Harmonische und Störschwingungen

Das Ausgangssignal wurde im Frequenzbereich von 20,625 MHz (Oszillatorfrequenz) bis zu 990 MHz (sechste Harmonische der Trägerfrequenz), untersucht. Alle Störkomponenten sind stärker als 85 dB unterdrückt; die zweite Harmonische ausgenommen, die um 75 dB gedämpft ist.

Ausgangsleistungen bei Speisespannungsänderungen

U_B (V)	P_2 (W)	η (%)
11,0	6,8	58
12,4	9,5	59
13,8 (Nominalwert)	12,0	58
15,2	14,5	57



