

VALVO

Schaltungssammlung

Heft 2



Schaltungssammlung

Heft 2

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 Juni 1972

Herausgeber: VALVO GmbH, 2 Hamburg 1, Burchardstraße 19

Verlag: Boysen & Maasch, 2 Hamburg 36, Gerhofstraße 25; ISBN 3/87095/011/0

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

90	Strahlungsthermometer für Temperaturen von 100 bis 500 °C	22. Sept. 1970
91	Temperaturmessung und -steuerung mit Hilfe von PbS-Infrarotdetektoren	11. März 1971
92	Flammenüberwachung mit PbS-Infrarotdetektoren	10. März 1971
93	Gerät zum Aufspüren von Brandherden	21. Sept. 1970
94	Leck-Detektor	13. März 1972
95	Elektronischer Drehzahlmesser	1. März 1972
96	Digitaler Frequenzmesser für den Bereich bis 1 MHz	17. Mai 1971
97	Spannungs-Frequenzwandler	2. März 1972

Steuer- und Regelschaltungen

98	Zündgerät mit Phasenanschnittsteuerung	4. März 1971
99	Funkentstörer 3 kW-Wechselstromsteller	3. März 1972
100	Statischer Wechselstromschalter	19. Okt. 1970
101	Temperatur-Regelschaltung mit Impulsgruppensteuerung (80 bis 100 °C)	11. Nov. 1970
102	Temperatur-Regelschaltung mit Proportionalregelung (bis 150 °C)	10. Nov. 1970
103	Temperatur-Regelschaltung mit Proportionalregelung (bis 800 °C)	9. Nov. 1970
104	Proportional-Temperaturregler mit der integrierten Zündstufe TCA 280	6. März 1972
105	Frequenzselektives lichtelektrisches Relais	25. Sept. 1970
106	Empfindliche lichtelektrische Relaisschaltung mit reduziertem Dunkelstrom	24. Sept. 1970
107	Lichtelektrisch angesteuerte Kippschaltung	23. Sept. 1970
108	Lichtelektrische Gleichstromschalter	17. März 1972
109	Lichtelektrischer Schalter am Wechselstromnetz	20. März 1972
110	Dämmerungsschalter	7. März 1972
111	Schaltung mit induktivem Näherungsschalter VSO	16. Dez. 1970
112	Vergrößerung der Hysterese beim induktiven Näherungsschalter VSO	11. Mai 1971

Schaltungen für die Digitaltechnik

113	Eingangsschaltungen zur Spannungsanpassung	11. Dez. 1970
114	Eingangsschaltungen zur Störunterdrückung	17. Dez. 1970
115	Eingangsschaltung mit FCL 101	15. Dez. 1970
116	Treiber- und Empfangsschaltung mit Hysterese für die DTL-FC-Reihe	9. Dez. 1970
117	Kontrollschaltung bei Doppelübertragung	14. Dez. 1970
118	Monoflop aus zwei DTL-Gattern zur Unterdrückung von Prellstörungen	18. Dez. 1970
119	5 MHz - Taktgenerator	5. März 1971
120	Rechteckgenerator mit Schwellenwertschalter FCL 101	29. Sept. 1970
121	Rechteckgenerator mit der Schaltung TAA 293	30. Sept. 1970
122	Leistungsgatter für die DTL-FC-Reihe	9. März 1971
123	Einfach-Master-Mehrfach-Slave-Flipflop	27. März 1972
124	Asynchrone Teilerschaltungen für beliebige Teilverhältnisse aus Flipflops	22. März 1972
125	Asynchrone Teilerschaltungen für beliebige Teilverhältnisse aus Flipflops und einem Monoflop	23. März 1972
126	Quasisynchroner Dezimalzähler mit paralleler Berücksichtigung des Übertrags der 1. Stufe	28. März 1972



127	TTL-Vorwahl-Dezimalzähler ohne Ziffernanzeige	16. März	1972
128	Asynchroner TTL-Vorwahl-Dezimalzähler mit Ziffernanzeige	14. März	1972
129	Taktgeberschaltungen für die MOS-FD-Reihe	12. Mai	1971
130	Lichtschranke zur Ansteuerung von Digitalschaltungen	1. Okt.	1970
Schaltungen für Rundfunkempfänger und NF-Verstärker			
131	AM-Eingangsschaltung für Autoempfänger mit der Abstimm-diode BB 113	21. März	1972
132	2,25 W - NF - Verstärker	2. Mai	1972
133	3 W - Verstärker	13. Mai	1971
Schaltungen für Hobby und Haushalt			
134	4 Kanal - Ultraschallsender für Diaprojektoren	10. März	1972
135	4 Kanal - Ultraschallempfänger für Diaprojektoren	11. März	1972
136	Digitaluhr in DTL-Technik	15. März	1972
137	Digitaluhr in TTL-Technik	24. März	1972
Schaltungen zur Stromversorgung			
138	Stabilisierungsschaltung 60 V / 40 mA	5. Okt.	1970
139	Stabilisierungsschaltung 100 V / 10 mA	6. Okt.	1970
140	Gleichspannungswandler für 120 V / 25 mA	12. Okt.	1970
141	Gleichspannungswandler 5 V / +12 V, -15 V	29. März	1972
142	Gleichspannungswandler für Ausgangsleistungen $P_o = 2,5$ W bzw. 0,8 W	13. Okt.	1970
143	Gleichspannungswandler für eine Ausgangsleistung $P_o = 2,5$ W	14. Okt.	1970
144	Gleichspannungswandler für eine Ausgangsleistung $P_o = 3$ W	15. Okt.	1970
145	235 W - Gleichspannungswandler	16. Okt.	1970
Generator- und Oszillatorschaltungen, Sender			
146	Rechteckgenerator 250 bis 500 Hz	10. Mai	1971
147	Einfacher Rechteckgenerator mit zwei Bausteinen der Reihe 61	14. Mai	1971
148	Einfache Ultraschallsender	9. März	1972
149	Infrarot-Signalübertragung	8. März	1972
Verstärkerschaltungen			
150	Operationsverstärker mit Feldeffekt-Transistoren in der Eingangsstufe	28. Sept.	1970
151	Differenzverstärker mit der Schaltung TAA 293	8. März	1971

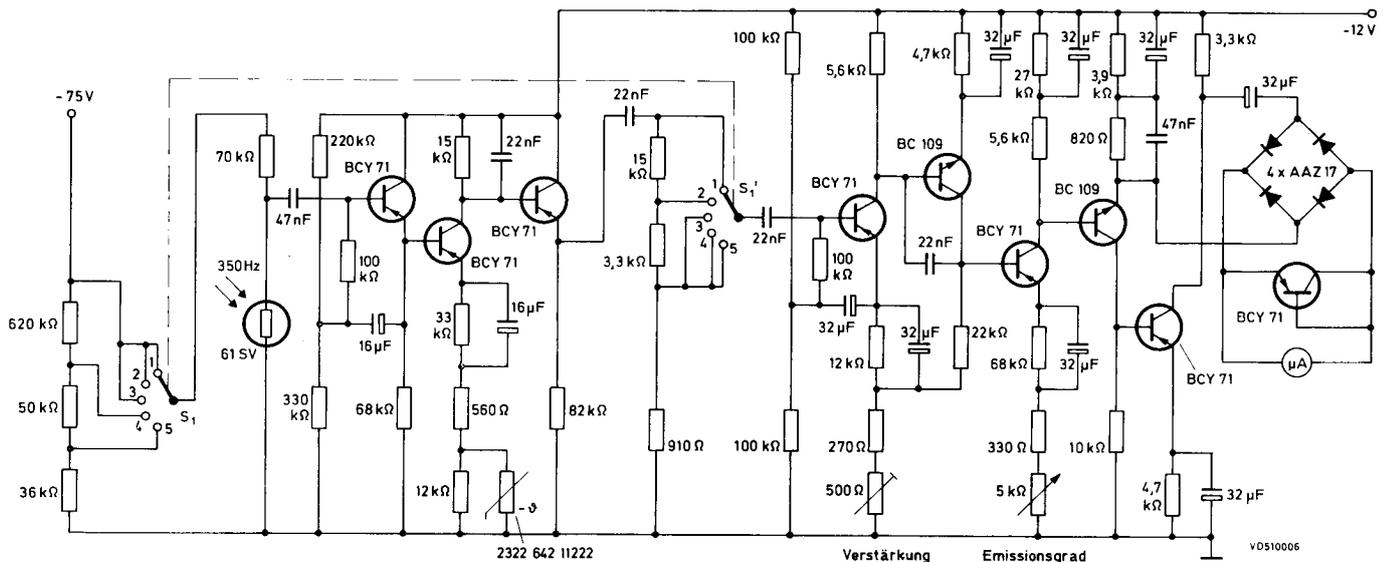


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Strahlungs-
thermometer
für Temperaturen
von 100 bis 500 °C**

22. SEPTEMBER 1970



Das Strahlungsthermometer besitzt als Infrarot-Detektor einen Bleisulfid-Fotowiderstand 61 SV. Damit die Einstrahlung der Umgebung nicht in den Meßwert eingeht, wird die zu messende Strahlung mit einer Frequenz von 350 Hz moduliert. Die sichtbare Strahlung wird durch ein Filter aus Germanium oder Silizium absorbiert.

Bei konstanter Spannung am Fotowiderstand würde im Temperaturbereich von 100 bis 500 °C die Signalgröße um etwa den Faktor 1000 variieren. Der gesamte Meßbereich wird daher in fünf Teilbereiche unterteilt, die durch die Umschalter S_1 und S_1' wählbar sind.

Die Verstärkerschaltung gliedert sich in vier Teile: Der Vorverstärker dient der Anpassung der Schaltung an die Impedanz des Infrarot-Detektors. Zur Kompensation des Einflusses der

Umgebungstemperatur auf die Empfindlichkeit des Detektors ist ein NTC-Widerstand vorgesehen.

Eine folgende Verstärkerstufe mit einstellbarer Verstärkung ermöglicht eine Kalibrierung des Gerätes.

Mit Hilfe eines veränderlichen Widerstandes kann die Verstärkung der nächsten Stufe ebenfalls variiert werden, damit wird das Gerät dann an den Emissionsgrad des jeweils zu untersuchenden Objektes angepaßt.

Aus dem gegengekoppelten Endverstärker wird schließlich ein Brückengleichrichter gespeist, der das Wechselstromsignal in ein Gleichstromsignal umformt. Der Meßwert wird durch ein Drehspulinstrument (Meßbereich 200 μ A) angezeigt.

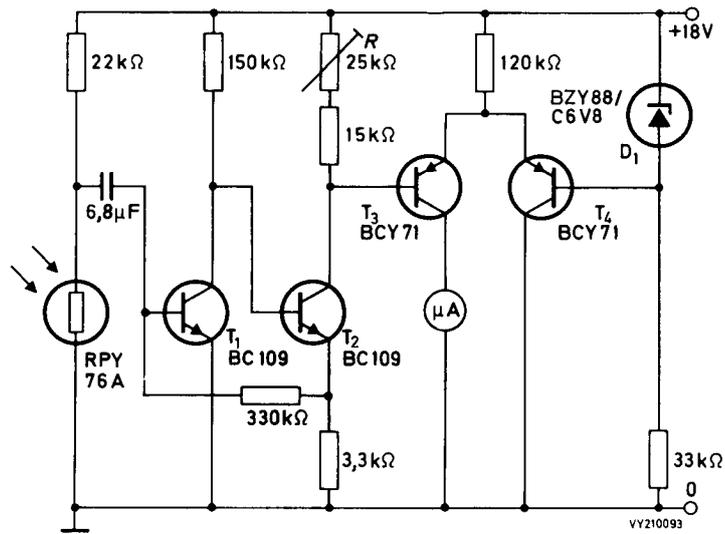


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

SchaltungssammlungTemperatur-
messung und
-steuerung mit Hilfe
von PbS-Infrarot-
detektoren

11. MARZ 1971



Das obenstehende Bild zeigt die Schaltung eines einfachen Schwellenwertmeßgerätes mit dem Infrarotdetektor RPY 76 A. Solche Bleisulfid-Infrarotdetektoren eignen sich zur Messung von Temperaturen über 100 °C. Ein Meßinstrument zeigt die gemessene Temperatur oberhalb eines vorgegebenen Schwellenwertes an. Bei Bedarf kann eine solche Schaltung durch weitere nachfolgende Schaltkreise auch zur Temperaturregelung verwendet werden.

Der ankommende Strahlungsfluß, der durch einen Zerhacker (rotierende Blende) periodisch unterbrochen wird, erzeugt im Detektor ein Wechselstromsignal. Der Infrarotdetektor wird zur Erhöhung der Stabilität mit konstanter Spannung betrieben (Arbeitswiderstand \ll Detektorwiderstand). Die große Koppelkapazität von 6,8 μ F wurde gewählt, um eine möglichst niedrige untere Grenzfrequenz zu erreichen.

Um den Eingangswiderstand des Transistors T_1 herabzusetzen, wird eine Gegenkopplung angewendet. Die Stromverstärkung der aus T_1 und T_2 bestehenden Verstärkerstufe beträgt etwa 100. T_3 und T_4 bilden einen Differenzverstärker. Die Verstärkung ist von der Batteriespannung weitgehend unabhängig. Die Basisvorspannung von T_3 ist so gewählt, daß dieser Transistor im Grundzustand sperrt. Durch T_4 fließt dann ein Strom von ca. 50 μ A. Wenn der Detektorwiderstand bei Strahlungseinfall abnimmt, sinkt das Kollektorpotential von T_2 und damit auch das Basispotential von T_3 . Bei einem bestimmten Wert dieses Potentials, der mit Hilfe des Widerstandes R eingestellt werden kann, beginnt T_3 zu leiten.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 148, Februar 1971



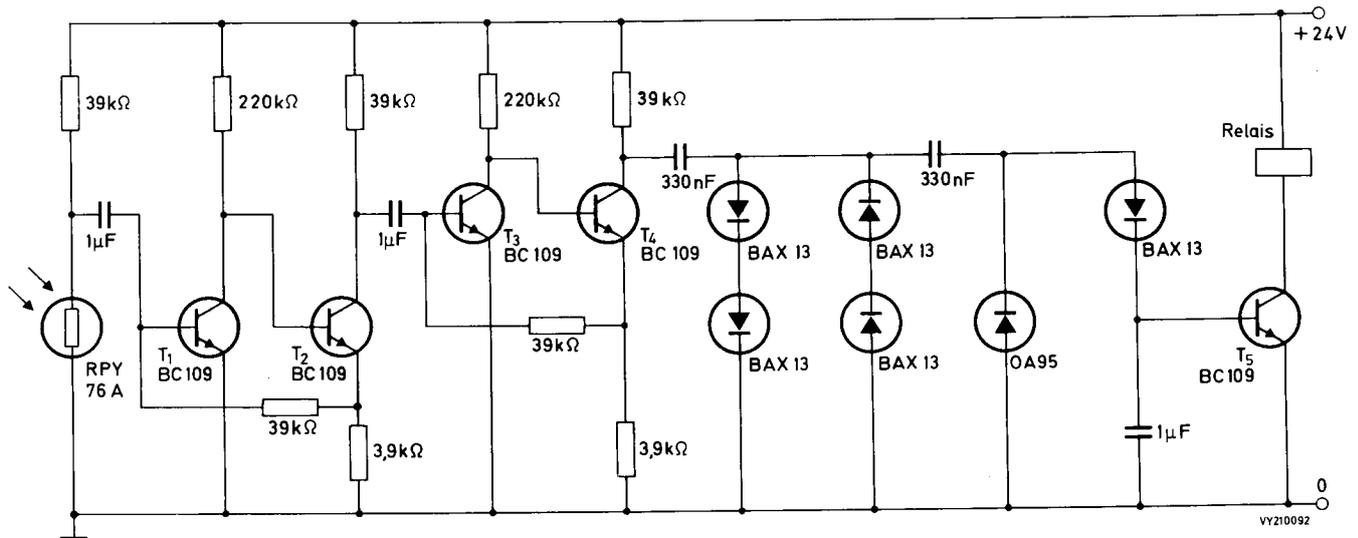
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Flammenüberwachung mit PbS-Infrarotdetektoren

10. MÄRZ 1971



Systeme zur Flammenüberwachung dienen dazu, das Entstehen oder das Erlöschen einer Flamme anzuzeigen. Mit der hier beschriebenen Schaltung wird das Flackern einer Flamme als Wahrnehmungsgröße ausgenutzt.

Da im Zuge der Entwicklung der Ölbrenner und mit zunehmendem Einsatz von Erdgasbrennern die bisher übliche Flammenüberwachung mit Hilfe von Cadmiumsulfid-Widerständen oder Silizium-Fotohalbleitern aufgrund des geringeren Emissionsanteils der Flamme im gelben Spektralbereich zunehmend schwieriger wird, bietet sich die Erfassung der Infrarotemission der Flamme an.

Zur Vermeidung von Falschanzeigen, die bei erloschener Flamme durch weiterhin strahlende Ofenausmauerungen usw. verursacht werden können, ist es erforderlich, mit Wechselspannungsverstärkern zu arbeiten. Es ist jedoch nicht notwendig, die einfallende Strahlung zu zerschneiden, da der selektive Verstärker auf die Frequenz der flackernden Flamme abgestimmt werden kann. Im allgemeinen kann hier mit Frequenzen zwischen 20 und 30 Hz gerechnet werden.

Die Schaltung zeigt einen Flammenwächter für einen gasbeheizten Boiler. Da die Temperatur des Detektors in einem größeren Bereich schwanken kann (etwa zwischen 20 und 50 °C), empfiehlt sich wegen der größeren Stabilität der Betrieb mit konstanter Spannung (Arbeitswiderstand \ll Detektorwiderstand).

In der hier wiedergegebenen Schaltung beträgt die Größe des Arbeitswiderstandes 39 kΩ. Damit wird erreicht, daß

1. der Detektor etwa mit konstanter Spannung arbeitet,
2. die Verlustleistung des Detektors bei einer Speisespannung von 24 V den Wert von 2 mW nicht überschreitet und
3. keine sehr hohen Anforderungen an den nachfolgenden Stromverstärker gestellt zu werden brauchen.

Die Ankopplung des Stromverstärkers erfolgt kapazitiv. Die Zeitkonstante des RC-Gliedes wurde mit 39 ms ($39 \text{ k}\Omega$, $1 \mu\text{F}$) so gewählt, daß die untere Grenzfrequenz bei ca. 5 Hz liegt.



Auch die Forderung einer sofortigen Einsatzbereitschaft des Gerätes nach dem Einschalten wird mit dieser Zeitkonstante erfüllt.

Die Schaltung enthält zwei identische gegengekoppelte Stromverstärkerstufen. Aus dem Verhältnis von Gegenkopplungswiderstand (39 k Ω) und Emitterwiderstand (3,9 k Ω) ergibt sich je Stufe eine 10fache Verstärkung.

Um die Empfindlichkeit der Schaltung gegen Störimpulse herabzusetzen, wird das Signal anschließend begrenzt. Zusätzliche Sicherheit gegen Störungen gibt die große Kapazität an der Basis des Endtransistors.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 148, Februar 1971



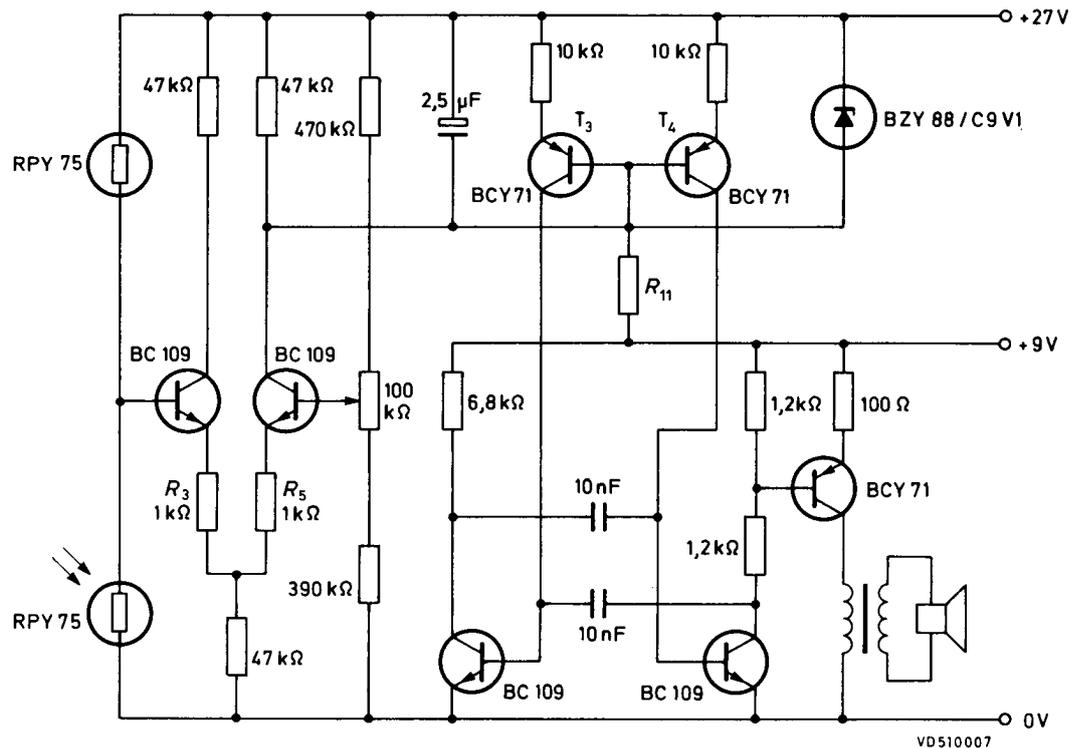
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Gerät zum Aufspüren von Brandherden

21. SEPTEMBER 1970



Das hier beschriebene Gerät stellt ein einfaches Hilfsmittel zur Brandbekämpfung dar. Eine handliche Ausführung wird durch die Verwendung des ungekühlt arbeitenden Bleisulfid-IR-Detektors RPY 75 ermöglicht. Der besondere Nutzen dieses Gerätes ist darin zu sehen, daß in raucherfüllter, undurchsichtiger Umgebung die schnelle Ortung des Brandherdes und damit dessen gezielte Bekämpfung erreicht wird.

Die Anzeige erfolgt durch ein akustisches Signal variabler Frequenz. Das Frequenzmaximum stellt sich ein, wenn das Gerät auf den Brandherd gerichtet ist.

Die Schaltung enthält in der Eingangsstufe zwei IR-Detektoren RPY 75, von denen einer als

Strahlungsempfänger arbeitet, während der zweite zur Temperaturkompensation dient.

Nach Verstärkung in einem Differenzverstärker wird das Gleichstromsignal zur Steuerung der Frequenz eines Multivibrators benutzt. Die Frequenz steigt im Bereich von 100 Hz bis 10 kHz mit zunehmender Strahlungsintensität an.

Um eine ausreichende Bestrahlungsstärke auf dem Strahlungsempfänger zu erzielen, muß die abzutastende Fläche zum Beispiel durch ein Linsensystem auf den Strahlungsempfänger abgebildet werden. Damit läßt sich gleichzeitig eine Einengung des Gesichtsfeldes erreichen, die für die Richtwirkung des Gerätes notwendig ist.

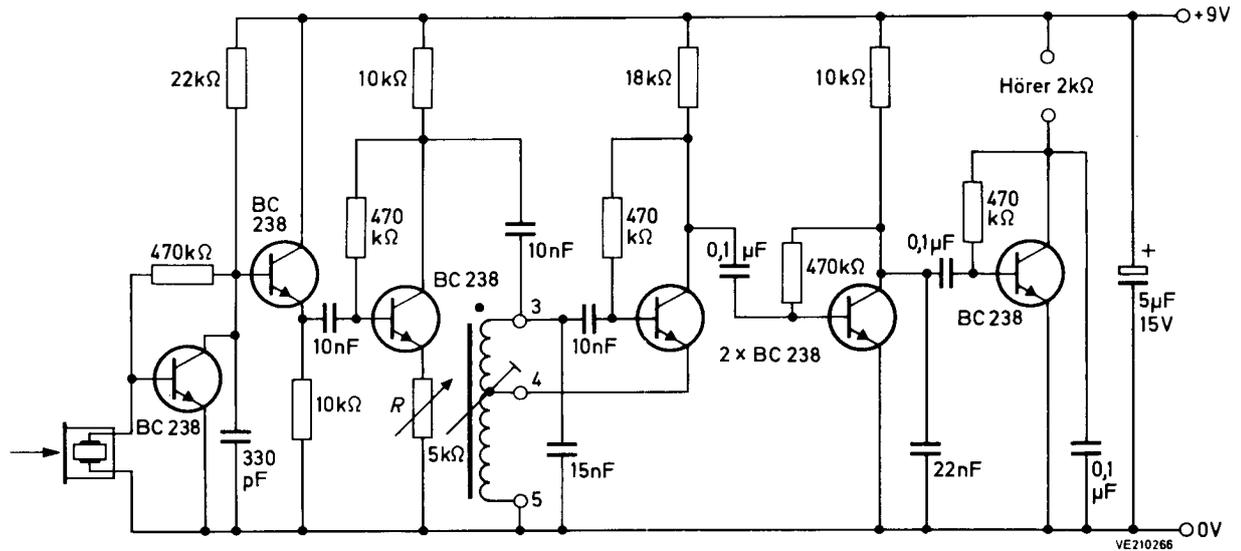


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Leck-Detektor**

13. MÄRZ 1972



Da ausströmende Gase Ultraschall abstrahlen, läßt sich der nachfolgend beschriebene Ultraschallempfänger zur Lecksuche einsetzen. Unter Verwendung eines zusätzlichen Ultraschallsenders kann man Undichtigkeiten an geschlossenen Behältern auch in der Weise feststellen, daß man den Sender innerhalb des Behälters arbeiten läßt. — Der Empfänger eignet sich außerdem zum Aufspüren von Entladungszonen, weil von elektrischen Sprühentladungen ebenfalls Ultraschall erzeugt wird.

Der Ultraschallempfänger enthält einen Oszillator, dessen Frequenz gegenüber der durch den Empfängerwandler Typ 8222 293 15380 bestimmten Empfangsfrequenz um ca. 1 bis 2 kHz verschoben ist. Beim Empfang eines Ultraschallsignals wird ein im Hörbereich liegender Differenzton erzeugt und im Kopfhörer wiedergegeben. Die Empfindlichkeit des Gerätes läßt sich

Spulendaten

VALVO-Miniput-Bausatz

Rahmenkern Ferroxcube 3B 3122 104 91460,

Gewindekern Ferroxcube 3B 4322 020 32250,

Spulenkörper 4312 021 29670

Windungszahlen	$N_{3-4} = 23$ Wdgn.	} 0,07 CuL
	$N_{4-5} = 197$ Wdgn.	

durch den veränderbaren Widerstand $R = 5 \text{ k}\Omega$ variieren, während man durch Ändern der Induktivität des Oszillatorkreises den Differenzton auf eine bestimmte Frequenz bzw. auf größte Lautstärke abgleichen kann.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.169, Januar 1972



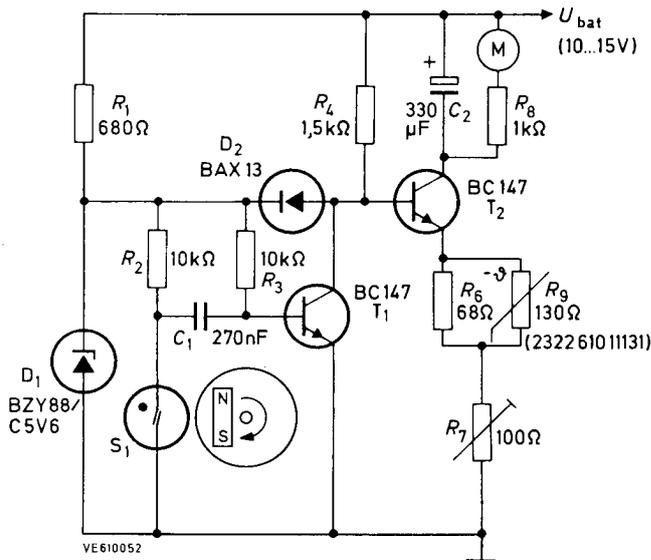
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

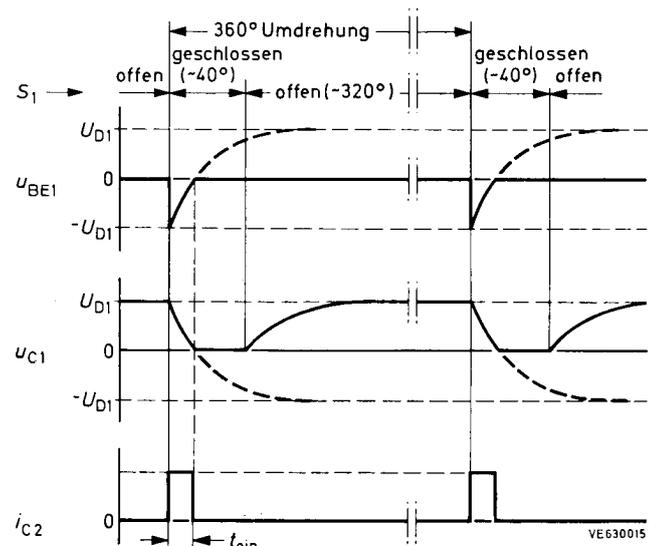
Schaltungssammlung

Elektronischer Drehzahlmesser

1. MÄRZ 1972



(M: Drehspulinstrument 5 mA / 0,6 V, S₁: REED-Kontakt RI-12)



Strom- und Spannungsverläufe an verschiedenen Punkten der Schaltung (Durchlaßspannung U_{BE1} vernachlässigt)

An der Welle, deren Drehzahl gemessen werden soll, ist ein kleiner Stabmagnet befestigt. Dieser dreht sich an einem dicht daneben angebrachten REED-Kontakt vorbei, welcher auf diese Weise bei jeder Umdrehung einmal geöffnet und wieder geschlossen wird.

Die Schaltung arbeitet wie folgt:

Bei offenem Kontakt S₁ erhält der Transistor T₁ über R₁ und R₃ einen so hohen Basisstrom, daß er im Sättigungsbereich arbeitet, was zur Folge hat, daß T₂ gesperrt ist. Der Kondensator C₁ lädt sich dabei über R₂ bis zu der durch die Z-Diode D₁ gegebenen Spannung (abzüglich der Basis-Emitterspannung von T₁) auf. Mit dem Schließen von S₁ wird T₁ durch die jetzt zwischen Basis und Emitter liegende Kondensatorspannung schlagartig gesperrt und damit T₂ in den Sättigungsbereich gesteuert. Gleichzeitig setzt eine Entladung von C₁ über R₃ ein, die nach kurzer

Zeit dazu führt, daß T₁ erneut in den Sättigungsbereich gesteuert und T₂ gesperrt wird. Nach dem Öffnen von S₁ wiederholt sich der geschilderte Vorgang, der durch die im Bild dargestellten Potentialverläufe verdeutlicht wird.

Der Kollektorstrom i_{C2} von T₂ besteht aus rechteckförmigen Stromimpulsen, deren von der Signalfrequenz unabhängige Breite durch das Produkt $R_3 C_1$ festgelegt ist. Durch die Impulse wird C₂ aufgeladen. Der arithmetische Mittelwert der Kondensatorspannung ist der Signalfrequenz proportional. Dies gilt damit auch für den über R₈ und das Anzeigeelement M fließenden Entladestrom. Die Eichung des Instruments wird durch eine einmalige Einstellung von R₇ vorgenommen.

Weitere Erläuterungen

VALVO-Brief vom 25. November 1971



schalter T_3 über die Treiberstufe T_1, T_2 für jeweils 10 ms ein- und ausgeschaltet.

Für das Flipflop 1 b gelten die Eingangsbedingungen

$$J = Q_2' Q_M,$$

$$K = Q_M.$$

Dadurch ist sichergestellt, daß nach Rückkehr des Monoflop FCK 111 in den Ruhezustand $Q_M = \text{HIGH}$ das Flipflop 1 b erst zu Beginn der nächsten Dunkelphase in den Zustand $Q_1 = \text{HIGH}$

übergeht und damit das Gatter G_1 freigibt. Gleichzeitig wird durch die HIGH \rightarrow LOW-Flanke von Q_2 über den Kondensator C_1 und den Inverter der Schaltung FCK 111 ein 200 ns-Rückstellimpuls für den Zähler gewonnen. Der neue Zählvorgang kann beginnen.

Nach 10 ms geht das Flipflop 1 b in den Zustand $Q_1 = \text{LOW}$ zurück, das Monoflop wird gekippt, und das Gatter G_1 wird wieder gesperrt. Dadurch bleiben Zählerstand und Anzeige erhalten (hier etwa 500 ms, entsprechend dem Zeitglied 10 k Ω ; 47 μF), bis das nächste Meßintervall beginnt.



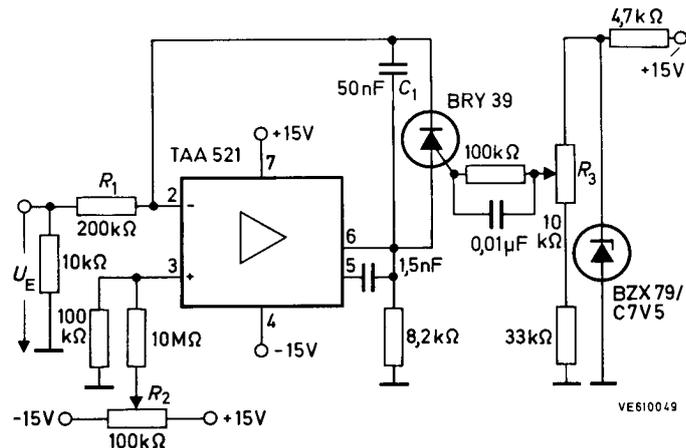
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Spannungs- Frequenzwandler

2. MÄRZ 1972



Der Operationsverstärker TAA 521 arbeitet als Integrator. Ohne Eingangsspannung ($U_E = 0$) ist der Kondensator C_1 praktisch ungeladen. Beim Anlegen einer Spannung (positiver Pol an Masse) fließt ein Ladestrom, der der Eingangsspannung direkt proportional ist. Sobald die Kondensatorspannung die Höckerspannung U_P des als programmierbaren Unijunction-Transistor arbeitenden Thyristors BRY 39 erreicht hat, zündet dieser, und C_1 wird entladen.

Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch. Die Frequenz f_A der am Verstärkerausgang 6 entstehenden Sägezahnspannung steigt linear mit der Eingangsspannung $-U_E$ an. Sie errechnet sich mit Hilfe der Gleichung

$$f_A = \frac{-U_E}{U_P} \frac{1}{R_1 C_1}$$

Das Gerät gleicht man wie folgt ab:

Bei kurzgeschlossenem Eingang wird R_2 so eingestellt, daß die Ausgangsfrequenz den kleinst-

möglichen Wert ($f_A < 1$ Hz) annimmt. Sodann wird eine Gleichspannung von zum Beispiel $-U_E = 10$ V an den Eingang gelegt und die für diese Spannung gewünschte Frequenz an R_3 eingestellt.

Beispielsweise ergibt sich für

$$R_1 = 200 \text{ k}\Omega,$$

$$C_1 = 50 \text{ nF},$$

$$-U_E = 10 \text{ V}$$

und

$$U_P = 5 \text{ V}$$

gemäß der angegebenen Gleichung

$$f_A (10 \text{ V}) = \frac{10}{5} \cdot \frac{1}{2 \cdot 10^5 \cdot 50 \cdot 10^{-9}} \text{ Hz} = 200 \text{ Hz}.$$

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 30. Juli 1971



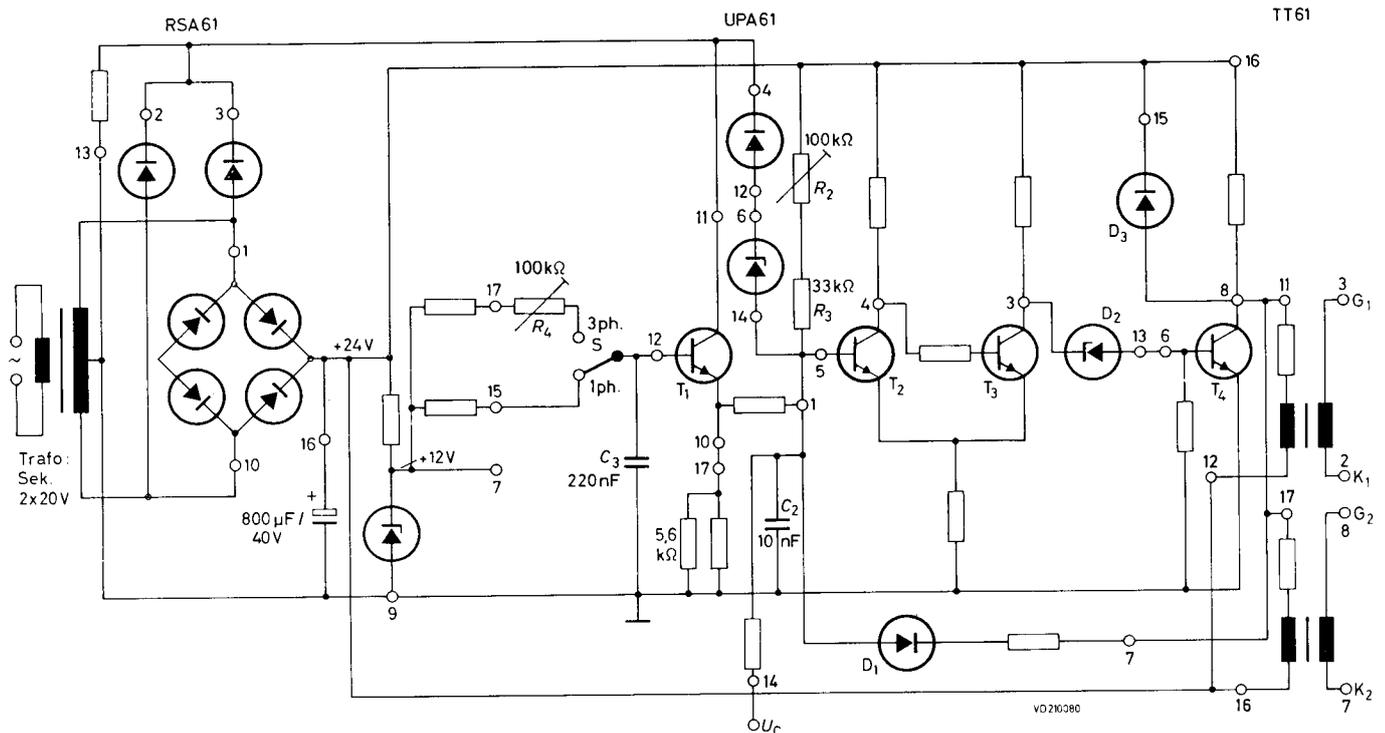
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Zündgerät mit Phasenanschnittsteuerung

4. MÄRZ 1971



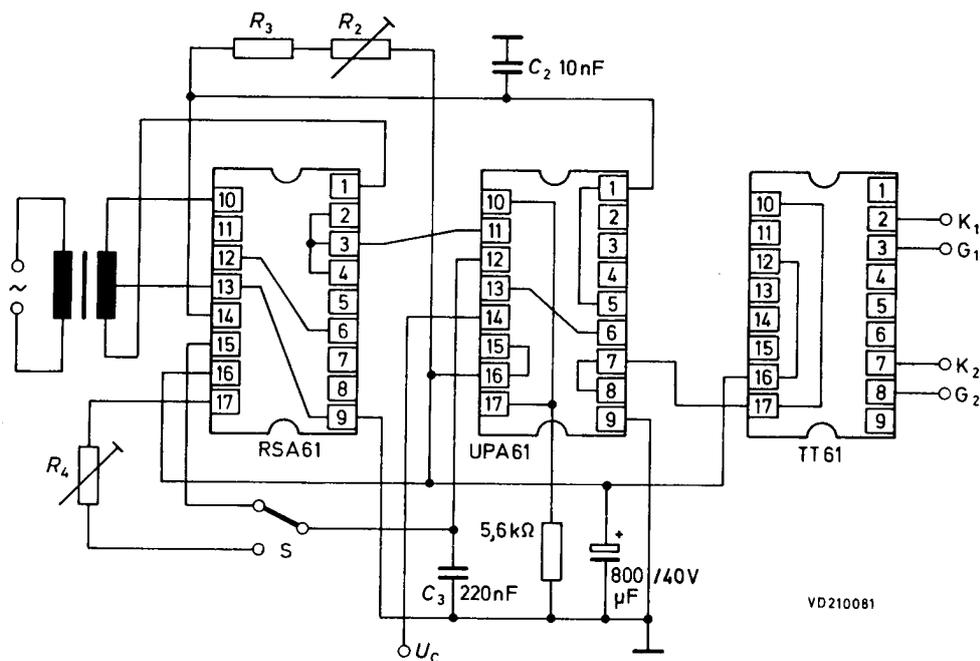
Das mit den Bausteinen RSA 61, UPA 61 und TT 61 aufgebaute Zündgerät ermöglicht den Betrieb von thyristorgesteuerten Ein- und Zweiweggleichrichtern, halbgesteuerten Gleichrichtern in Brückenschaltung sowie Wechselstromstellern. Kombiniert man drei dieser Geräte, dann lassen sich auch halbgesteuerte Dreiphasengleichrichter in Brückenschaltung sowie Drehstromsteller betreiben.

Der Kondensator C_3 liegt beim Einphasenbetrieb über den Anschluß 15 des Bausteins RSA 61 und einen Widerstand an einer stabilisierten Gleichspannung von +12 V. (Bei Dreiphasenbetrieb wird der Schalter S umgelegt und die Ladespannung über den einstellbaren Widerstand R_4 am Anschluß 17 abgenommen.) Es findet eine Aufladung von C_3 statt, wobei die Ladespannung von C_3 gleichzeitig die Basissteuerspannung am Transistor T_1 ist. Der Kollektor des Transistors T_1 liegt an einer 100 Hz-Halbwellenspannung. Am Ende jeder Halbwellen sinkt daher die Kollektorspannung dieses Transistors unter den

Wert der Basisspannung (Spannung an C_3), wodurch eine schnelle Entladung von C_3 über die sich nun im Durchlaßzustand befindliche Kollektor-Basisdiode stattfindet. Da die Kollektorspannung am Ende jeder Halbwellen kurzzeitig auf 0 V absinkt, wird C_3 auf eine Spannung entladen, die etwa um die Durchlaßspannung der Kollektor-Basisdiode, also um einige zehntel Volt, positiv ist. Anschließend beginnt die nächste Aufladung von C_3 .

Am Emittor des Transistors T_1 entsteht auf diese Weise eine sägezahnähnliche Spannung, durch die der aus den Transistoren T_2 und T_3 bestehende Schmitt-Trigger ein- und ausgeschaltet wird. Der Schmitt-Trigger bildet zusammen mit dem nachfolgenden Leistungstransistor T_4 einen Oszillator, da eine positive Rückkopplung vom Kollektor des Transistors T_4 über D_1 auf die Basis von T_2 wirksam ist. Die Schwingungen (Impulse) setzen stets dann ein, wenn die ansteigende Emitterspannung von T_1 den Transistor T_2 in den Ein-Zustand schaltet. Die Frequenz der





entstehenden Impulse wird durch den Wert von C_2 bestimmt. Die am Kollektor von T_4 abgenommenen Impulsfolgen werden über die beiden im Baustein TT 61 befindlichen Trigger-Transformatoren den Steueranschlüssen der Thyristoren zugeführt.

Der Widerstand R_2 wird so eingestellt, daß bei einer Zündwinkelsteuerspannung $U_C = 0$ V die an der Basis von T_2 liegende Sägezahnspannung gerade nicht mehr zur Aufsteuerung von T_2 führt. Erhöht man nun U_C von 0 V aus, dann wird die Einschaltsschwelle von T_2 bei kleinen Werten von U_C nahe dem Scheitelwert der Sägezahnspannung, mit zunehmenden Werten von U_C jedoch zu einem immer früheren Zeitpunkt erreicht. Kleine Werte von U_C bedeuten also späte Zündung (großer Zündwinkel α , kleine Verbraucherleistung), große Werte hingegen frühe Zündung (kleiner Zündwinkel, große Verbraucherleistung).

Durch Variieren von U_C zwischen 0 V und 6 V läßt sich das Aufsteuern des Transistors T_2 und damit das Zünden der Thyristoren im Bereich von 165° bis 15° verschieben.

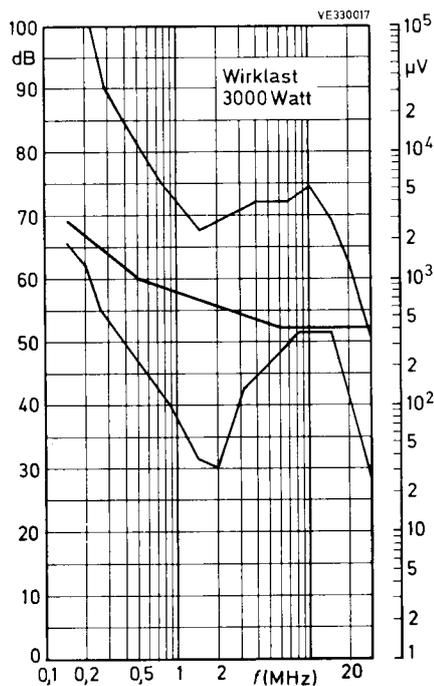
Die beiden in Serie geschalteten, an der Basis von T_2 liegenden Dioden werden am Ende jeder Sinushalbwellen in den Durchlaßzustand gesteuert und beenden dadurch mit Sicherheit die Oszillation des Impulsgenerators zu diesem Zeitpunkt.

Als halbgesteuerter Gleichrichter in Brückenschaltung für den Dreiphasenbetrieb oder als Drehstromsteller, sind 3 Zündgeräte von der beschriebenen Art erforderlich. Um einen Gleichlauf der Zündwinkel für alle 3 Phasen zu erzielen, muß ein Abgleich vorgenommen werden. Die Übereinstimmung der Zündwinkel bei kleiner Steuerspannung U_C wird mit den einstellbaren Widerständen R_2 , bei großen Steuerspannungen mit den Widerständen R_4 vorgenommen. Der Abgleich muß gegebenenfalls mehrfach wiederholt werden, wobei die Messung der Zündwinkel zweckmäßigerweise mit Hilfe eines Oszillografen erfolgt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie
Nr. 144, November 1970





schaltung für den Triac wirkt die aus R_6, C_6 gebildete Reihenschaltung.

Das aus den Kondensatoren C_1 bis C_4 und der Drossel L_1 bestehende Netzwerk dient der Funkentstörung. Die erreichte Entstörung bei Lastwiderständen (Glühlampen) von 3 000 W ist aus Bild 2 ersichtlich. Die dick gezeichnete Kurve gibt den in Deutschland zulässigen Normalstörgrad „N“ an. Die darüber liegende Kurve zeigt den Störgradverlauf ohne Entstörmaßnahmen, während die untere Kurve den Störgradverlauf mit eingeschaltetem Filternetzwerk wiedergibt.

Die Funkstörmessungen an dieser Dimmerschaltung wurden nach den geltenden VDE-Bestimmungen durchgeführt. Bild 3 gibt neben dem in Deutschland zulässigen Funkstörgrad „N“ die entsprechenden Anforderungen für eine Reihe ausländischer Staaten wieder.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 16. Dezember 1971

Bild 2. Störgradverlauf der Dimmerschaltung nach Bild 1

- Deutschland
(0,15 MHz
- 30 MHz)
- Tschechoslowakei
--- Polen
- Schweiz
(0,15 MHz
- 30 MHz)
- Italien
--- Holland } empfohlen
- ++++ Schweden
(0,15 MHz
- 1,6 MHz)
- o-o-o-o Norwegen
(0,5 MHz
- 30 MHz)
- o-o-o-o Finnland
- o-o-o-o England
(0,2 MHz
- 1,6 MHz)
- Australien
(0,15 MHz
- 30 MHz)
- Frankreich
--- Spanien

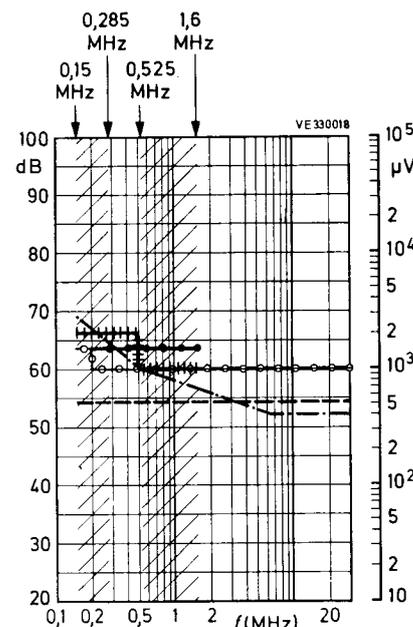


Bild 3. Zulässiger Funkstörgrad für Deutschland und eine Reihe ausländischer Staaten



wird folgendes ausgeführt:

Nach dem Schließen des Schalters S lädt sich der an der Basis von T_2 liegende Kondensator über R_1 soweit auf, daß der aus den Transistoren T_2 und T_3 bestehende Schmitt-Trigger schaltet. T_2 wird in den Sättigungsbereich gesteuert und T_3 gesperrt. Die Spannung am Kollektor von T_3 steigt an, wodurch T_4 über die Z-Diode D_2 ebenfalls aufgesteuert wird. Die Kollektorspannung von T_4 sinkt auf die nur einige zehntel Volt betragende Sättigungsspannung ab, so daß eine schnelle Entladung von C über D_1 , R_2 und T_4 er-

folgt. Sobald die Kondensatorspannung den unteren Schwellenwert des Schmitt-Triggers erreicht, schaltet dieser in den Ausgangszustand zurück, und die Aufladung von C beginnt erneut. Die entstehenden Rechteckimpulse steuern über die Trigger-Transformatoren im Baustein TT 61 die Thyristoren Th_1 und Th_2 .

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 144, November 1970



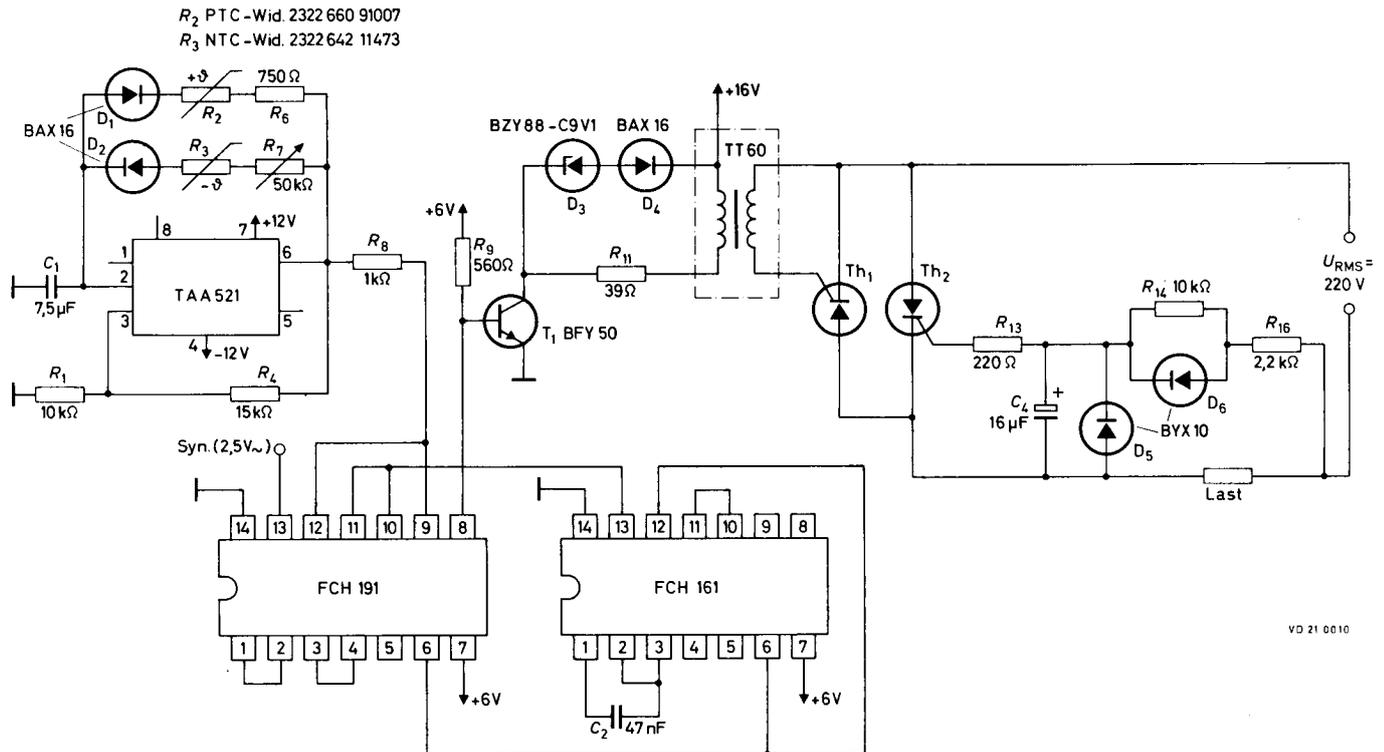
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Temperatur- Regelschaltung mit Impulsgruppen- steuerung (80 bis 100 °C)

11. NOVEMBER 1970



VD 21 0010

Bei der angegebenen Schaltung wird der Verbraucher periodisch ein- und ausgeschaltet. Die Tastfrequenz beträgt etwa 3 Hz, entsprechend einer Periodendauer von $T \approx 330$ ms. Innerhalb jeder Periode ist der Verbraucher für eine bestimmte Zeit (T_1) ein- und für den Rest der Periode (T_2) ausgeschaltet. Die Temperaturregung wird durch ein selbsttätiges Ändern des Tastverhältnisses $\delta = T_1 / (T_1 + T_2)$ vollzogen.

Zur Wirkungsweise: Der Operationsverstärker TAA 521 arbeitet als selbstschwingender Rechteckgenerator. Zur Erklärung der Arbeitsweise geht man beispielsweise von einem Augenblickszustand aus, in dem C_1 entladen ist. Gleichzeitig möge am Ausgang 6 eine hohe positive und daher am nichtinvertierenden Eingang 3 eine ebenfalls positive, dem Spannungsteilverhältnis $R_1 / (R_1 + R_4)$ entsprechend niedrigere Spannung liegen. C_1 wird nun über R_7 , R_3 und D_2 auf eine positive Spannung aufgeladen. Sobald die ansteigende, am invertierenden Eingang 2 liegende

Kondensatorspannung die Spannung am Eingang 3 übersteigt, wechselt der Ausgang 6 abrupt auf ein hohes negatives Potential über. Nunmehr findet eine Umladung von C_1 über R_6 , R_2 und D_1 statt. Sobald die jetzt in negativer Richtung ansteigende Spannung am Eingang 2 die jetzt ebenfalls negative Spannung am Eingang 3 überschreitet, kippt der Generator in den Ausgangszustand zurück. Die geschilderten Vorgänge wiederholen sich periodisch. Die Zeiten T_1 und T_2 errechnen sich aus

$$T_1 = C_1 (R_3 + R_7) \ln (1 + 2 R_1 / R_4)$$

und

$$T_2 = C_1 (R_2 + R_6) \ln (1 + 2 R_1 / R_4)$$

Man erhält ein Tastverhältnis

$$\delta = \frac{T_1}{T_1 + T_2} = (R_3 + R_7) / (R_3 + R_7 + R_2 + R_6)$$

R_2 ist ein PTC-, R_3 ein NTC-Widerstand. Beide Widerstände befinden sich dicht nebeneinander im beheizten Nutzraum des Verbrauchers auf



101

gleicher Temperatur. Jeder Temperatur entsprechen bestimmte Widerstandswerte von R_2 und R_3 , was wiederum ein ganz bestimmtes Tastverhältnis zur Folge hat. An R_7 wird die Solltemperatur eingestellt. Befindet sich der Verbraucher auf Solltemperatur, so liegt ein Tastverhältnis vor, bei dem die zugeführte elektrische Energie gerade den Wärmeverlust des Verbrauchers deckt. Werden dann durch äußere Störgrößen Temperaturabweichungen ausgelöst, so ändern R_2 und R_3 gegensinnig ihre Widerstandswerte in der Richtung, daß das Tastverhältnis im Sinne einer Fehlkompensation verändert wird. Wegen der gegensinnigen Änderung von R_2 und R_3 und damit von T_1 und T_2 bleibt die Periodendauer $T = T_1 + T_2$ annähernd konstant.

Das Dreifach-NAND-Gatter FCH 161 ist als astabiler Multivibrator geschaltet, der auf einer Frequenz von 10 kHz schwingt. Die am Ausgang 6 + 12 abgenommenen Impulse werden über das vierte Gatter des Vierfach-NAND-Gatters FCH 191 (Eingang 6, Ausgang 8) dem Zündtransistor T_1 zugeführt, von dessen Kollektor die Zündimpulse über den Zündtransformator TT 60 an den Thyristor Th_1 gelangen und diesen zünden. Das Gatter FCH 161 kann jedoch nur dann schwingen und damit Zündimpulse liefern, wenn am Anschluß 13 eine von der Synchronisierungsstufe gelieferte positive Spannung von 6 V liegt. Grundsätzlich wäre es möglich, diese Steuerungspannung vom Ausgang des Verstärkers TAA 521 über ein entsprechendes Netzwerk direkt abzunehmen. Dieses hätte aber zur Folge, daß der Thyristor Th_1 zu einem beliebigen Zeitpunkt innerhalb der positiven Netzspannungshalbwellen eingeschaltet werden könnte. Vorteilhafter ist es, wenn das Zünden des Thyristors im Netzspannungs-Nulldurchgang erfolgt, da dann das Entstehen starker hochfrequenter Störschwingungen verhindert wird und sich damit die bei Phasenanschnittsteuerung erforderlichen Stör-schutzmaßnahmen ganz oder zum großen Teil erübrigen.

Die mit dem Gatter FCH 191 aufgebaute Synchronisierungsstufe bewirkt nun, daß die vom Gatter FCH 161 erzeugten 10 kHz-Zündimpulse stets innerhalb einer (auf Th_1 bezogenen) negativen Netzspannungshalbwelle einsetzen, so daß die Zündung von Th_1 jeweils zu Beginn der folgenden positiven Halbwelle erfolgt.

Bisher wurde nur von der Zündung des Thyristors Th_1 gesprochen. Es muß jedoch noch ein weiterer Thyristor benutzt werden, um dem Verbraucher die volle Wechselspannung und nicht nur die positiven Halbwellen zuführen zu können. Der Vorteil dieser Schaltung, das Einschalten des Verbrauchers im Spannungsnull-durchgang, erfordert für das Zünden von Th_2 eine Hilfsschaltung, die folgendermaßen arbeitet:

Während einer positiven Halbwelle, in der Th_1 gezündet ist, liegt an der Last praktisch die volle Netzspannung, die über R_{16} und D_6 eine Aufladung von C_4 verursacht. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Ladung an C_4 ausreicht, um zu Beginn der nachfolgenden Halbwelle den Thyristor Th_2 zu zünden. R_{14} sorgt für die vollständige Entladung von C_4 bis zum Ende der Halbwelle. D_5 verhindert eine negative Aufladung von C_4 und schützt den Steueranschluß von Th_2 vor einer Überlastung in Sperrichtung.

Die Solltemperatur der Anlage wird mit R_7 eingestellt. Der Temperaturbereich, der mit R_7 überstrichen wird, ist relativ klein und beträgt nur etwa 20 grd. Bei einer speziellen Anwendung wurde mit einem auf 90 °C betriebenen Trockenschrank die Temperatur auf besser als $\pm 0,5$ grd konstant gehalten.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 138, Januar 1970



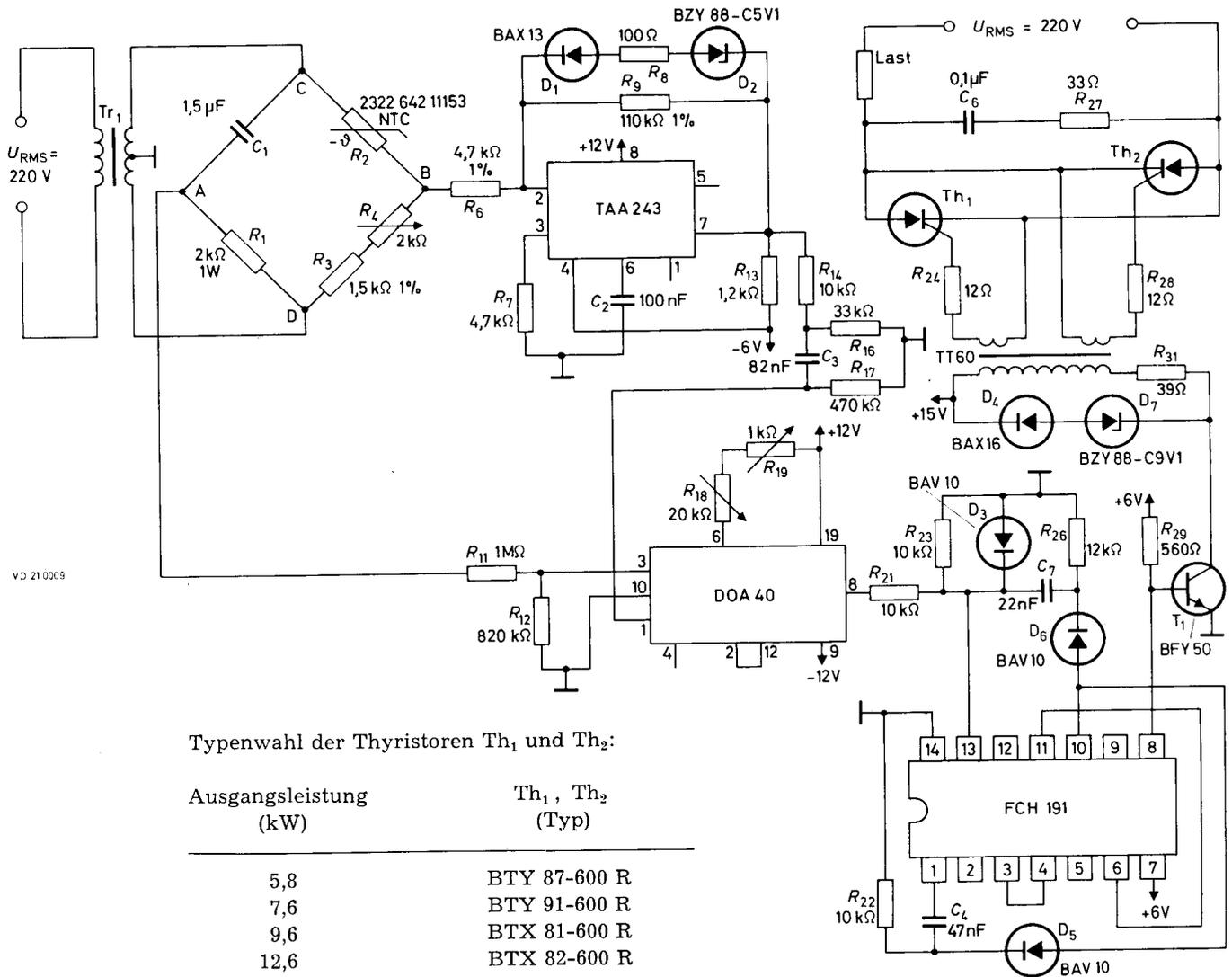
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Temperatur-Regelschaltung mit Proportionalregelung (bis 150 °C)

10. NOVEMBER 1970



Typenwahl der Thyristoren Th₁ und Th₂:

Ausgangsleistung (kW)	Th ₁ , Th ₂ (Typ)
5,8	BTY 87-600 R
7,6	BTY 91-600 R
9,6	BTX 81-600 R
12,6	BTX 82-600 R

Es handelt sich um eine Proportional-Regelschaltung, die mit Phasenanschnittsteuerung arbeitet. Je nach Typ der verwendeten Thyristoren können Heizleistungen bis 12,6 kW geschaltet werden. Als Istwertempfänger dient ein NTC-Widerstand, der für Temperaturen bis 150 °C geeignet ist. In einem Anwendungsfall wurde bei einem auf 110 °C betriebenen Trockenschrank die eingestellte Temperatur auf ± 0,5 grd konstant gehalten.

Ein besonderer Vorteil dieser Schaltung besteht darin, daß die Regelgenauigkeit von Schwankungen der Brückenspeisespannung nicht beeinflußt wird.

Wirkungsweise der Schaltung:

Die an den Punkten C und D zugeführte Brückenspeisespannung beträgt $U_{CD\text{ RMS}} = 10\text{ V}$. Da der Wechselstromwiderstand von C_1 etwa gleich R_1 ist, liegt zwischen Punkt A und Masse die



Spannung $U_{A\text{ RMS}} = 5\text{ V}$. Diese gegen U_{CD} um 90° phasenverschobene Spannung gelangt über R_{11} an den Eingang des Operationsverstärkers DOA 40. Der Verstärker wird stark übersteuert, so daß an seinem Ausgang eine Rechteckspannung entsteht, die über R_{21} dem Eingang 13 des DTL-Gatters FCH 191 zugeführt wird. Das Gatter erzeugt synchron mit den Nulldurchgängen der Eingangssteuerspannung kurze, positive Rechteckimpulse von 0,1 ms Dauer (im Abstand von 10 ms). Diese werden über den Transistor T_1 und den Zündtransformator TT 60 den Steueranschlüssen der Thyristoren zugeführt und bewirken deren abwechselnde Zündung. Der Zündwinkel ist gleich der Phasenverschiebung der am Ausgang 8 des Verstärkers DOA 40 liegenden Rechteckspannung, die in diesem Falle gleich der Phasenverschiebung von U_A , also gleich 90° ist. Dieses gilt jedoch nur für den angenommenen

Sonderfall $R_2 = R_3 + R_4$, bei dem die zwischen Punkt B und Masse liegende Spannung U_B gleich Null ist. In jedem anderen Fall tritt an Punkt B eine Spannung auf, die unterschiedlich groß und gegenüber U_A sowohl um 90° vor- als auch nachteilend sein kann. Diese Spannung gelangt über den Verstärker TAA 243 an den zweiten Eingang des Verstärkers DOA 40 und führt dazu, daß die am Ausgang 8 erscheinende Rechteckspannung gegenüber dem Fall $R_2 = R_3 + R_4$ eine von 90° abweichende Phasenverschiebung erhält. In gleichem Maße ändert sich der Zündwinkel und damit auch die dem Verbraucher zugeführte Leistung.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 138, Januar 1970

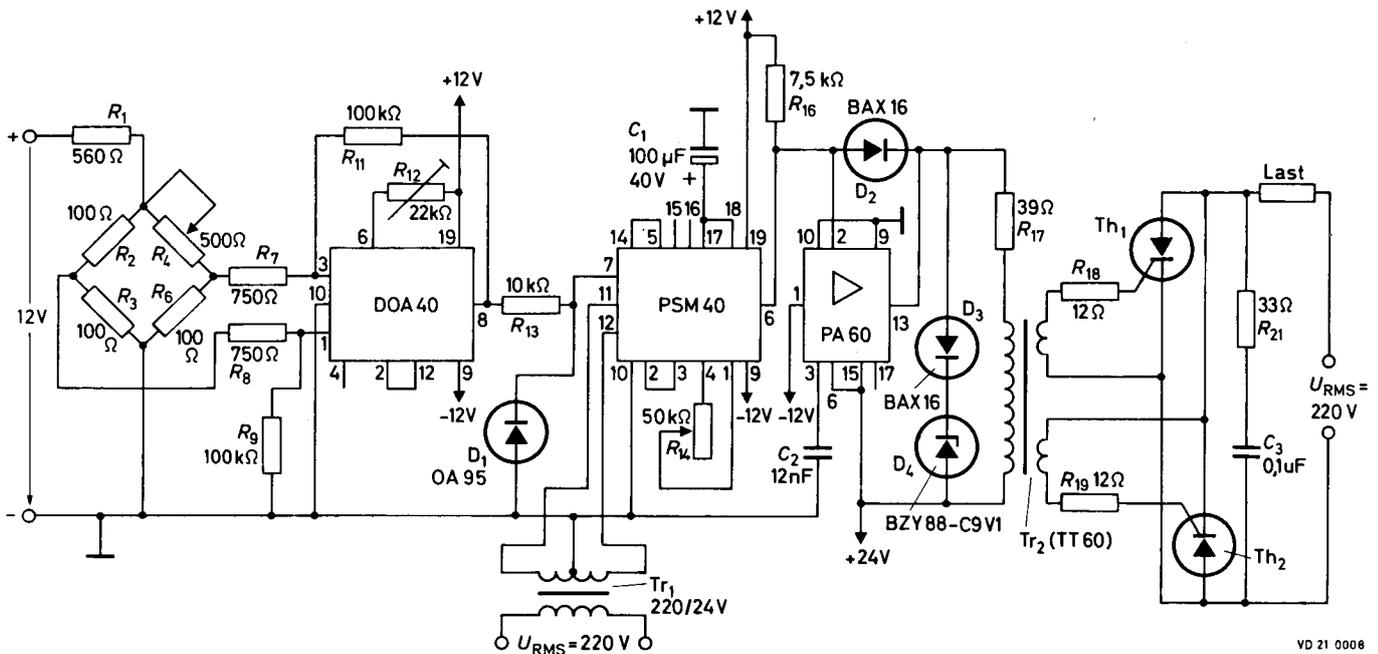


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Temperatur-Regelschaltung mit Proportionalregelung (bis 800 °C)**

9. NOVEMBER 1970



VD 21 0008

Die angegebene, mit Phasenanschnittsteuerung arbeitende Proportionalregelschaltung eignet sich zum Betrieb von Erwärmungsanlagen mit einer Heizleistung bis 12,6 kW in einem Temperaturbereich bis 800 °C. In einem Anwendungsfall wurde bei einem Industrieofen die eingestellte Temperatur von 620 °C mit einer Genauigkeit von besser als ± 1 grd konstant gehalten.

Als Istwertgeber dient ein im Verbraucher eingebauter, temperaturabhängiger Platinwiderstand R_2 . Dieser liegt in dem einen, der variable Widerstand R_4 (Wendelpotentiometer), an dem der Sollwert eingestellt wird, in dem anderen Zweig einer Brücke. Die Brücke wird mit einer stabilisierten Gleichspannung von 12 V betrieben. Solange zwischen R_2 und R_4 eine Widerstandsdifferenz besteht, solange also die Isttemperatur von der Solltemperatur abweicht, liegt am Brückenausgang und damit an den Eingängen 1 und 3 des Differenzverstärkers DOA 40 eine Spannung. Die verstärkte Ausgangsspannung dieses Verstärkers wird über R_{13} dem Phasenschieber-Baustein PSM 40 zugeführt. Die Größe dieser Spannung bestimmt das Tast-

Typenwahl für die Thyristoren Th_1, Th_2 :

Ausgangsleistung (kW)	Th_1, Th_2 (Typ)
5,8	BTY 87-600 R
7,6	BTY 91-600 R
9,6	BTX 81-600 R
12,6	BTX 82-600 R

verhältnis des im Phasenschieber-Baustein erzeugten Rechteck-Ausgangssignals.

Der Leistungsverstärker PA 60 ist als selbstschwingender Oszillator geschaltet, der auf einer Frequenz von 10 kHz schwingt und die zur Zündung der Thyristoren benötigten Impulse erzeugt. Durch die über den Eingang 2 zugeführten, vom Phasenschieber-Baustein gelieferten Rechteckimpulse wird der Verstärker in jeder Netzspannungshalbwelle aufgesteuert und wieder gesperrt. Da der Verstärker nur im aufgesteuerten Zustand schwingen kann, entstehen 100 Zündimpulsfolgen pro Sekunde, die über den



Zündtransformator Tr_2 (TT 60) den Steueranschlüssen der beiden Thyristoren zugeführt werden. Der zeitliche Abstand zwischen einem Netzspannungs-Nulldurchgang und dem jeweils nachfolgenden Aufsteuern des Verstärkers PA 60 entspricht dem Zündwinkel, der durch Ändern des Tastverhältnisses der Rechteckspannungen zwischen 10° und 170° variiert werden kann.

Beide Thyristoren erhalten innerhalb jeder Netzhalbperiode eine Zündimpulsfolge. Es zündet jedoch jeweils nur der Thyristor, dessen Anoden-

spannung in der betreffenden Halbwelle positiv ist. Die vom Netz galvanisch getrennte Schaltung arbeitet auch bei Dauerbetrieb sehr stabil und ist gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur weitgehend unempfindlich.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 138, Januar 1970



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Proportional-
Temperaturregler
mit der integrierten
Zündstufe TCA 280**

6. MÄRZ 1972

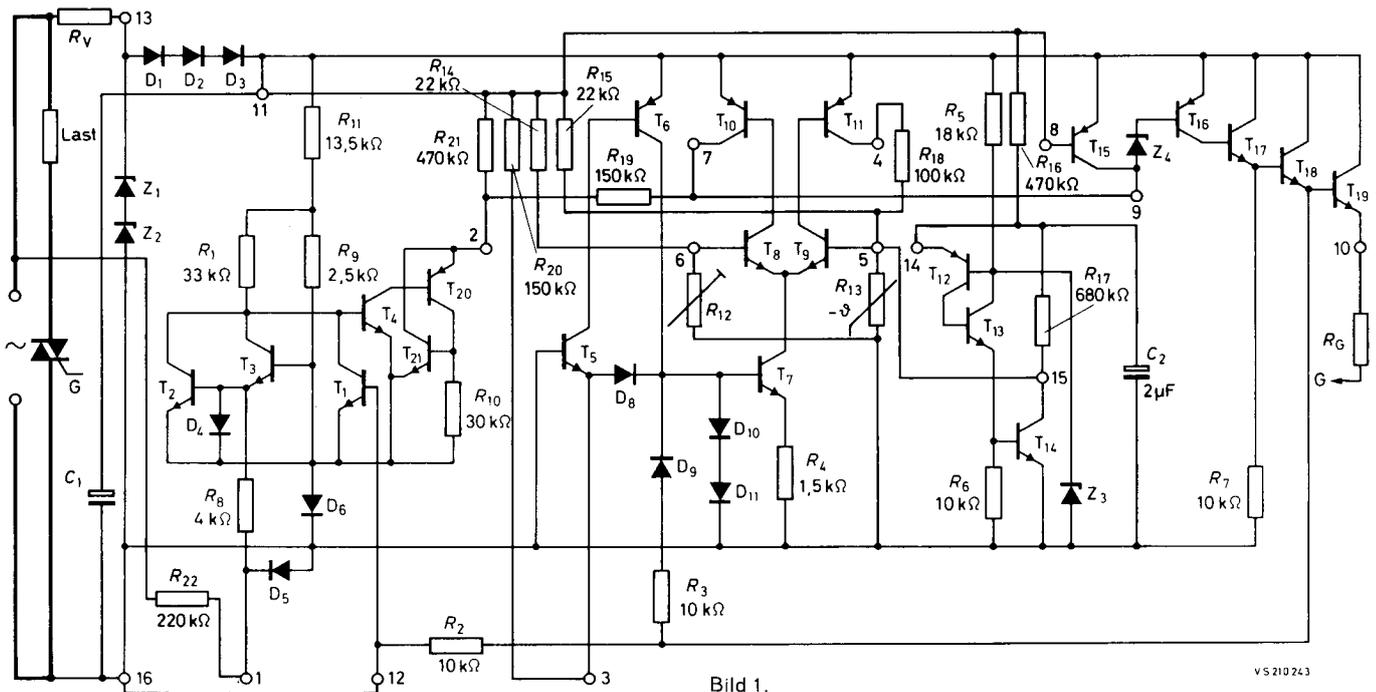


Bild 1.

VS 210 243

Die Schaltung des mit der integrierten Zündstufe TCA 280 aufgebauten Temperaturreglers zeigt Bild 1. Die Temperatur wird mit Hilfe des NTC-Widerstands R_{13} erfaßt, der den einen Zweig einer Widerstandsbrückenschaltung bildet. Beim Einschalten des (kalten) Verbrauchers arbeitet die Schaltung zunächst als Zweipunktregler. Mit Annäherung an die Solltemperatur erfolgt ein Übergang zur Proportionalregelung mit Periodengruppenschaltung.

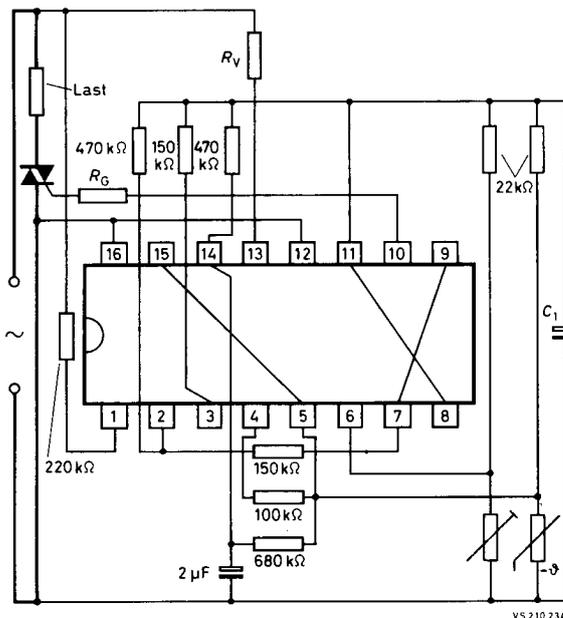
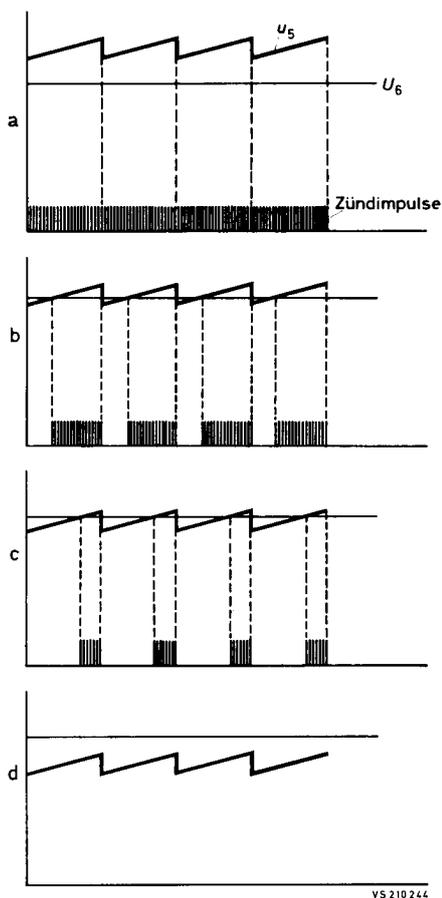
Die Brücke besteht aus den Widerständen R_{12} , R_{13} , R_{14} und R_{15} . Da $R_{14} = R_{15} = 22 \text{ k}\Omega$ gewählt wurde, ist es günstig, einen NTC-Widerstand zu verwenden, dessen Widerstand bei der Solltemperatur ebenfalls etwa $22 \text{ k}\Omega$ beträgt.

Es wird nun zunächst davon ausgegangen, daß der (kalte) Verbraucher auf die Solltemperatur aufgeheizt werden soll. Die Einstellung der Solltemperatur erfolgt mit R_{12} , wobei der eingestellte Widerstandswert aufgrund der Brückensymmetrie ebenfalls etwa $22 \text{ k}\Omega$ beträgt. Da der Widerstandswert von R_{13} in kaltem Zustand wesentlich

über $22 \text{ k}\Omega$ liegt, ist $U_5 > U_6$, wodurch sich T_8 und damit T_{10} in gesperrtem Zustand befinden. Mit der Sperrung von T_{10} ist ein Nebenschluß aufgehoben worden, der den über R_{19} fließenden, für T_{16} erforderlichen Basisstrom freigibt. T_{16} wird nun im Bereich jedes Netzspannungsnulldurchgangs aufgesteuert und damit der Triac laufend gezündet. Der Verbraucher erhält die volle Heizleistung.

Unabhängig hiervon findet eine periodische Aufladung von C_2 über R_{16} mit anschließender Entladung über T_{12} , T_{13} und R_6 statt. Die an Anschluß 14 entstehende Sägezahnspannung von etwa 7 V hat eine Frequenz von etwa 1 Hz. Mit Ausnahme der kurzen Entladezeiten, in denen T_{14} aufgesteuert ist, tritt an Anschluß 15 eine aufgrund der Spannungsteilung durch R_{13} , R_{15} und R_{17} sich ergebende Sägezahnamplitude von etwa 0,1 V auf. Diese Sägezahnspannung ist der am Anschluß 5 liegenden temperaturabhängigen Gleichspannung U_5 überlagert. Mit zunehmender Temperatur wandert U_5 (von höheren positiven





Anschluß- und Verdrahtungsplan des Temperaturreglers

impulsabgabe mehr statt. Der Verbraucher wird abkühlen, womit sich U_s , diesmal von niedrigeren Werten kommend, erneut U_6 nähert. Die Temperatur des Verbrauchers pendelt sich auf die Solltemperatur ein, wobei die Regelung jetzt ausschließlich im Proportionalbereich arbeitet.

Die Werte von R_G , R_V für 220 V - 15 % und C_1 für $\Delta U_{11/16} \approx 0,1$ V hängen von dem verwendeten Thyristor oder Triac ab. Sie ergeben sich aus folgender Übersicht:

Thyristor- und Triactypen	R_G (Ω)	R_V (kΩ)	C_1 (μF)
BT 101	560	24	330
BT 102	110	13	680
BTW 24/30/31/32	33	6,2	1500
BTW 33	27	5,1	1500
BTW 23/34	22	4,3	2200
BTW 47/92	33	6,2	1500
BTX 94	22	4,3	2200

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.164, November 1971

Bild 2. Zeitlicher Zusammenhang zwischen dem Einsetzen der Zündimpulse und der temperaturabhängigen Ist-Spannung

Werten kommend) auf U_6 zu und an U_6 vorbei, wenn das Überschwingen der Temperatur entsprechend groß ist. Bild 2 veranschaulicht die Verhältnisse. Bei Bild 2a ist der Abstand zwischen Ist- und Solltemperatur noch relativ groß; U_s liegt vollständig über U_6 ; die Zündstufe gibt daher laufend Impulse ab. Bild 2b zeigt den Fall, daß U_s nur zu Beginn, Bild 2c, daß U_s bereits für einen großen Teil jedes Sägezahns unter U_6 liegt. Da die Zündimpulse nur bei $U_s > U_6$ abgegeben werden, wird die dem Verbraucher zugeführte Leistung ständig verkleinert. Bei dem Fall Bild 2d findet überhaupt keine Zünd-



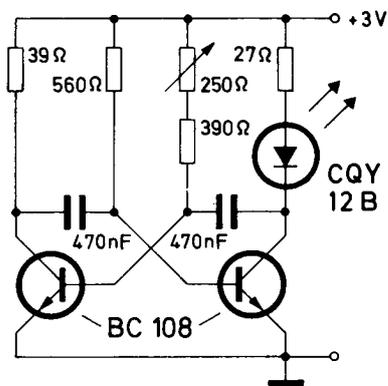
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

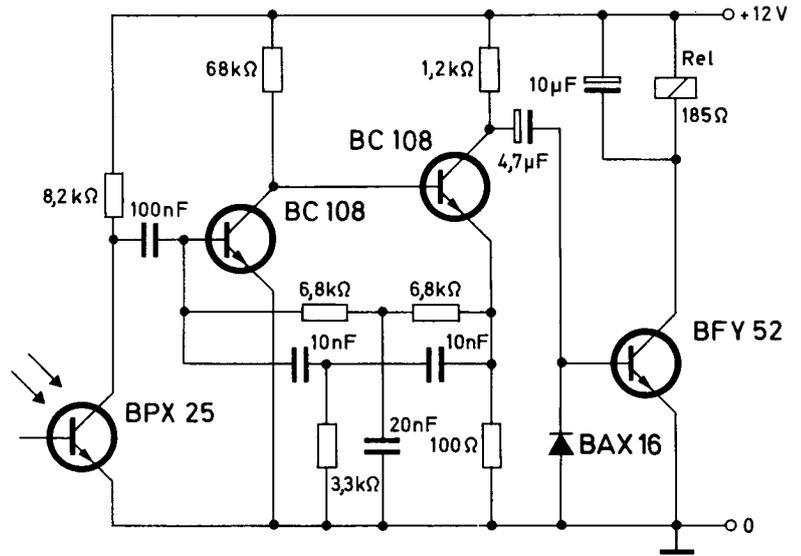
Schaltungssammlung

Frequenzselektives lichtelektrisches Relais

25. SEPTEMBER 1970



Geberschaltung



Empfängerschaltung

Die gezeigten Schaltungen ermöglichen die Steuerung eines Relais mit Hilfe eines modulierten Lichtsignals. Die Modulationsfrequenz beträgt in diesem Beispiel 2,7 kHz.

Der für die Selektivität der Empfängerschaltung maßgebende Teil besteht aus zwei parallel liegenden T-Gliedern. Diese RC-Kombination ist für einen sehr engen Sperrbereich bei 2,7 kHz ausgelegt.

Für Signale anderer Frequenzen erfolgt eine starke Gegenkopplung vom Emittor des zweiten zur Basis des ersten BC 108-Transistors. Ein Schalten des Endtransistors BFY 52 kann demzufolge nur erfolgen, wenn eine mit 2,7 kHz modulierte Strahlung einfällt.

Die Diode BAX 16 ist zur Entladung des 4,7μF-Kondensators zwischen dem Kollektor des zweiten Verstärkertransistors und der Basis des Endtransistors während der negativen Halbwellen erforderlich.

Das linke Bild zeigt die Geberschaltung zur Ansteuerung der oben beschriebenen Schaltung. Als emittierendes Element dient die Galliumarsenid-Lumineszenzdiode CQY 12 B, deren Emissionsmaximum im kurzwelligen Infrarot liegt. Sie liefert in Verbindung mit einem Multivibrator rechteckförmige Lichtimpulse mit einer Frequenz von 2,7 kHz. Die genaue Abstimmung wird mit Hilfe eines verstellbaren Widerstandes vorgenommen.

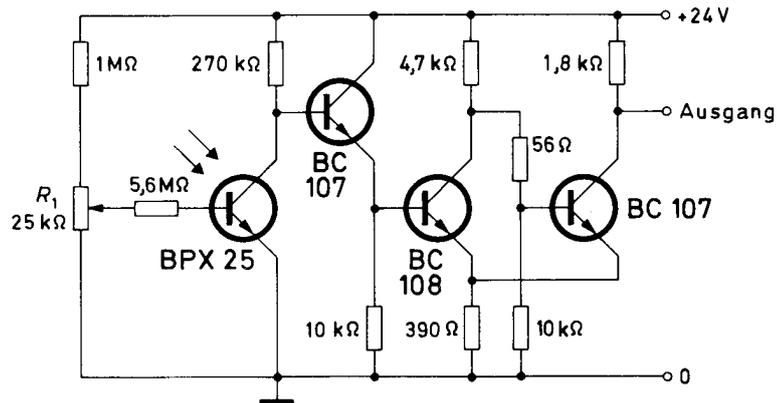


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

SchaltungssammlungEmpfindliche
lichtelektrische
Relaisschaltung
mit reduziertem
Dunkelstrom

24. SEPTEMBER 1970



Diese Schaltung ist zur Verwendung in Lichtschranken geeignet, bei denen die am Empfänger auftretende Beleuchtungsstärke relativ gering ist. Der Schwellenwert der Schaltung liegt bei einer Beleuchtungsstärke von 10 lx. Die höchste zulässige Umgebungstemperatur beträgt 50 °C.

Der Dunkelstrom eines Fototransistors läßt sich dadurch herabsetzen, daß man einen Widerstand zwischen Basis und Emmitter legt. Dieser Widerstand stellt einen Nebenschluß zur Basis-Emmitter-

diode dar; er muß dem Dunkelstrom des Transistors angepaßt sein. Um Streuungen im Dunkelstrom ausgleichen zu können, ist in der Schaltung ein Potentiometer vorgesehen.

Der Endtransistor der Schaltung befindet sich in leitendem Zustand, wenn der Fototransistor mit ausreichender Beleuchtungsstärke (mindestens 10 lx) beleuchtet wird. Der Spannungshub am Ausgang der Schaltung beträgt etwa 19,5 V.



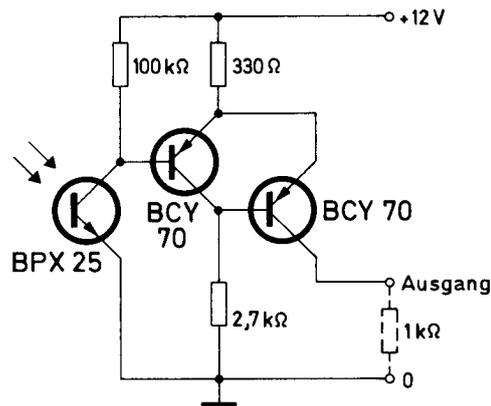
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Lichtelektrisch angesteuerte Kippschaltung

23. SEPTEMBER 1970



Die im Bild dargestellte Schaltung kann als lichtelektrisches Relais in allen Arten von Lichtschranken Verwendung finden. Bei Abdunkelung des Fototransistors BPX 25 liefert der Ausgang einen Strom von 8 mA bei einer Spannung von 8 V. Bei Beleuchtung mit einer Beleuchtungs-

stärke $> 50 \text{ lx}$ kippt die Schaltung, und der Ausgang wird spannungslos.

Die Grenzfrequenz für den Betrieb mit intermittierender Beleuchtung (zum Beispiel in lichtelektrischen Zählwerken) liegt bei 6 kHz.

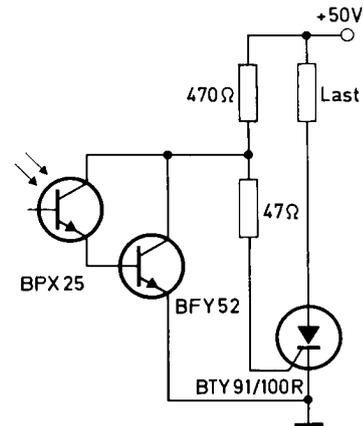
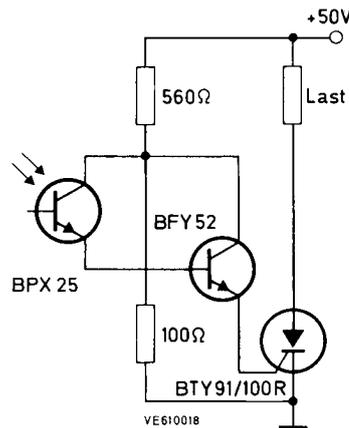
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Lichtelektrische Gleichstromschalter

17. MÄRZ 1972



Es werden zwei Schaltungsvarianten eines lichtelektrischen Gleichstromschalters behandelt. In der Schaltung links im Bild erhält der Transistor BFY 52 bei abgedunkeltem Fototransistor BPX 25 keinen Basisstrom und befindet sich daher im Sperrzustand. Bei Beleuchtung des Fototransistors sinkt dessen Widerstand stark ab, und der Transistor BFY 52 wird aufgesteuert. Der nunmehr fließende Emitterstrom zündet den Thyristor BTY 91 / 100 R und schaltet damit die Last ein.

In der rechten Schaltung befindet sich der Thyristor solange in gesperrtem Zustand, wie Licht auf den Fototransistor fällt. Der Transistor BFY 52 ist dann nämlich aufgesteuert und bildet einen niederohmigen Nebenschluß für den über den Widerstand von $470\ \Omega$ zugeführten Zündstrom. Erst bei Abdunklung des Fototransistors wird der Nebenschluß aufgehoben, womit der

volle Zündstrom über den Widerstand von $47\ \Omega$ in den Steueranschluß des Thyristors fließen und diesen zünden kann.

Für das Einschalten ist in beiden Fällen eine Beleuchtungsstärke von etwa $1000\ \text{lx}$ erforderlich. Der maximal zulässige Laststrom wird durch den verwendeten Thyristor bestimmt; er beträgt im vorliegenden Fall $16\ \text{A}$.

Nach Zünden des Thyristors läßt sich dessen Sperrzustand nur durch Abschalten der Speisenspannung wiederherstellen. Der Schalter arbeitet also in beiden Fällen selbsthaltend. Er eignet sich gut für den Einsatz in Alarmanlagen und Sicherheitssystemen.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 25. Oktober 1971



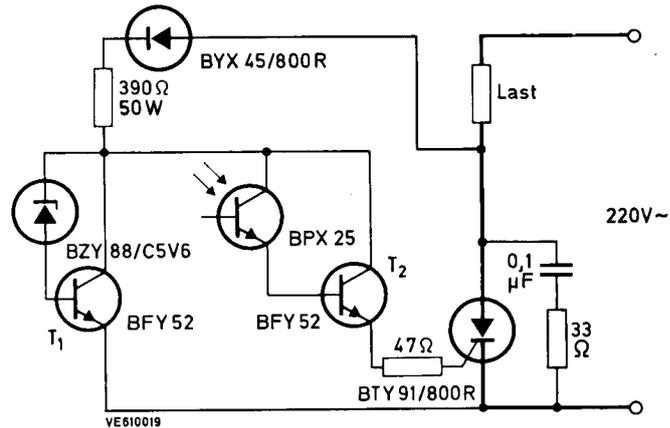
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Lichtelektrischer Schalter am Wechselstromnetz

20. MARZ 1972



Der lichtelektrische Schalter spricht an, wenn die Beleuchtungsstärke mindestens 700 lx beträgt. Über den Fototransistor BPX 25 fließt dann ein so großer Strom in die Basis des Transistors BFY 52, daß dessen Emitterstrom den Thyristor BTY 91/800 R sicher zündet. Die Zündungen wiederholen sich periodisch etwa 6° nach Beginn jeder positiven Halbwelle, solange Licht auf den Fototransistor fällt. Der arithmetische Mittelwert des durch die Last fließenden gleichgerichteten Halbwellenstroms beträgt maximal 16 A.

Die Z-Diode BZY 88 / C 5 V 6 und der Transistor T₁ begrenzen, in Verbindung mit dem Vorwider-

stand von 390 Ω, die Speisespannung für den Zündkreis auf etwa 6 V. Die Diode BYX 45/800 R hält die negative Netzspannungshalbwelle von der Schaltung fern; während die Serienschaltung von R = 33 Ω und C = 0,1 μF die Schutzbeschaltung für den Thyristor bildet. Bei einer Umgebungstemperatur von 50 °C benötigt der Transistor T₁ ein Kühlblech mit einem Wärmewiderstand von $R_{th} \leq 55 \text{ grad/W}$.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 25. Oktober 1971



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Dämmerungsschalter

7. MÄRZ 1972

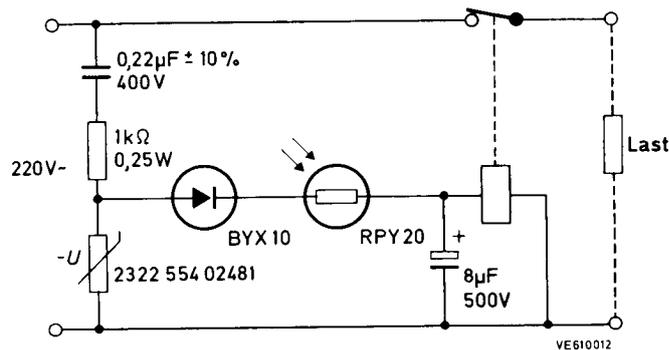


Bild 1. Dämmerungsschalter mit Ruhekontakt

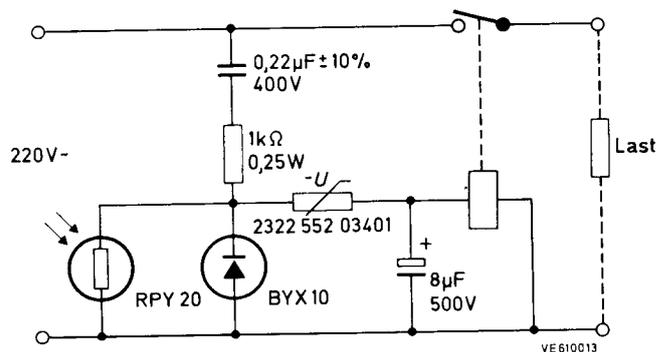


Bild 2. Dämmerungsschalter mit Arbeitskontakt

Dämmerungsschalter sprechen beim Über- oder Unterschreiten bestimmter Beleuchtungsstärken an. Eines ihrer Hauptanwendungsgebiete ist das Einschalten künstlicher Beleuchtung bei abnehmendem Tageslicht.

Die Bilder 1 und 2 zeigen die Schaltungen zweier Dämmerungsschalter für direkten Netzanschluß mit dem Cadmiumsulfid-Fotowiderstand RPY 20. Beide Schaltungen arbeiten mit einem Kondensator als praktisch verlustleistunglosem Vorwiderstand. Der 1kΩ-Widerstand dient zur Unterdrückung von Störimpulsen. Das Relais hat in beiden Schaltungen einen Spulenwiderstand von 21,8 kΩ, eine Anzugspannung von 45 V und eine Abfallspannung von 18 V. Der parallel zum Relais liegende Elektrolytkondensator bildet mit dem Spulenwiderstand ein RC-Glied mit einer

Zeitkonstanten von etwa 0,1 s und macht die Schaltungen damit unempfindlich gegen kurze Lichtblitze. Er glättet außerdem die mit der Gleichrichterdiode BYX 10 gewonnene pulsierende Gleichspannung und verhindert so ein Flattern des Relais.

In der Schaltung nach Bild 1 muß das Relais einen Ruhekontakt haben. Bei großer Helligkeit (Tageslicht) hat der RPY 20 einen sehr niedrigen Widerstand, das Relais hat angezogen, der Ruhekontakt ist geöffnet, und die Last ist abgeschaltet. Mit abnehmender Helligkeit (Abenddämmerung) steigt der Widerstandswert des RPY 20, und bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke fällt das Relais ab, der Ruhekontakt schließt und schaltet die Last ein. Bei wieder zunehmender Helligkeit (Morgendämmerung) sinkt der Wider-

standswert des RPY 20, das Relais zieht an, und der öffnende Ruhekontakt schaltet die Last wieder ab. Der VDR-Widerstand verringert den Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf die Schaltschwellen.

Wird der Dämmerungsschalter nach Bild 1 beim Nennwert der Netzspannung mit Hilfe eines vorgeschalteten variablen Lichtfilters auf eine Einschalt-Beleuchtungsstärke von 10 lx abgeglichen, so können bei Netzspannungsschwankungen von +10 % bis -15 % folgende maximale Streubereiche auftreten:

Einschalt-Beleuchtungsstärke	8,5 ... 11 lx
Ausschalt-Beleuchtungsstärke	31 ... 45 lx

Das Relais des Dämmerungsschalters nach Bild 2 muß einen Arbeitskontakt haben. Bei geringer Helligkeit, wenn der Fotowiderstand RPY 20 hochohmig ist, fließt der durch den Vorschaltkondensator und den VDR-Widerstand begrenzte

Strom fast vollständig durch das Relais und läßt es anziehen. Der Arbeitskontakt schaltet die Last ein. Mit zunehmender Helligkeit sinkt der Widerstandswert des RPY 20, der hier einen Nebenschluß zum Relais-Stromkreis bildet, und bei einer bestimmten Beleuchtungsstärke fällt das Relais ab. Der öffnende Arbeitskontakt schaltet die Last aus.

Ein beim Nennwert der Netzspannung auf eine Einschalt-Beleuchtungsstärke von 20 lx abgeglichener Dämmerungsschalter nach Bild 2 kann bei Netzspannungsschwankungen von +10 % bis -15 % folgende Streubereiche aufweisen:

Einschalt-Beleuchtungsstärke	14 ... 24 lx
Ausschalt-Beleuchtungsstärke	45 ... 70 lx

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 25. Oktober 1971



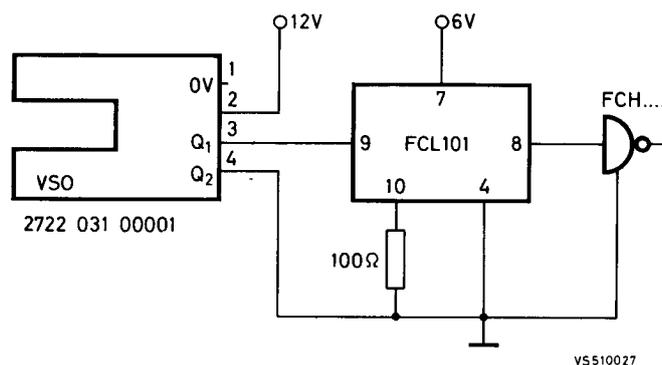
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Schaltung mit induktivem Näherungsschalter VSO

16. DEZEMBER 1970



Der induktive Näherungsschalter VSO (vane switched oscillator) besteht aus einem Oszillator mit veränderbarer induktiver Kopplung und einer Gleichrichterschaltung, die aus einer getrennten, fest angekoppelten Wicklung gespeist wird. Durch Eintauchen einer Metallfahne in den Luftspalt zwischen Oszillator- und Rückkopplungswicklung wird die Kopplung verändert, so daß die Oszillatorschwingung abreißt.

Durch die Schaltung FCL 101 wird das Ausgangssignal des Näherungsschalters VSO an die Eingänge der FC-Schaltungen angepaßt. Der Schalter hat angesprochen, wenn die dem HIGH-Zustand entsprechende Gleichspannung $U_{Q1 Q2}$ verschwindet und LOW-Potential entsteht.

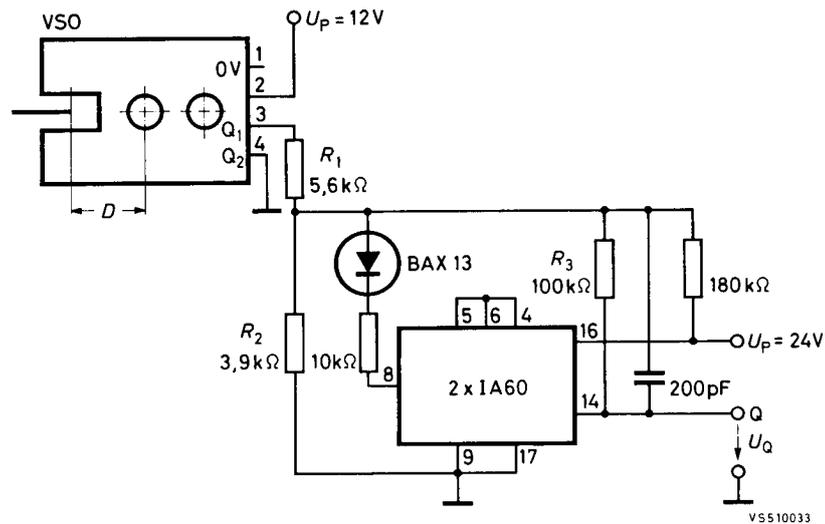


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Vergrößerung der Hysterese beim induktiven Näherungsschalter VSO**

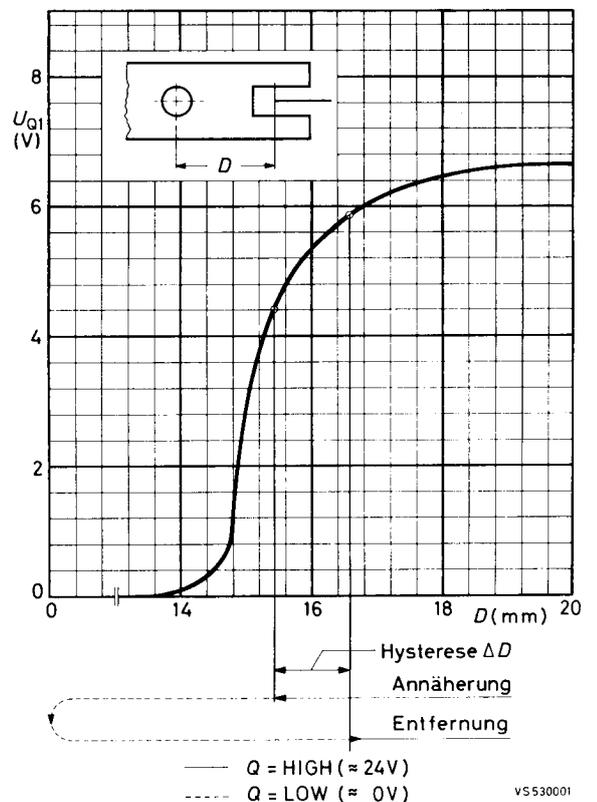
11. MAI 1971



In manchen Fällen, zum Beispiel bei stärkerer Belastung der Ausgänge des Näherungsschalters VSO, ist die Hysterese (das ist die Wegdifferenz zwischen Einschalten und Ausschalten des Oszillators bei Bewegung einer Metallfahne im Schlitz des induktiven Näherungsschalters VSO) für einen sicheren Betrieb zu gering.

Das kann zum Beispiel bei Erschütterungen zu Fehlinformationen führen, die durch Vergrößerung der Hysterese weitgehend vermieden werden können. Diesem Zweck dient die hier angegebene Schaltung, bei der der Umkehrverstärker 2 x IA 60 als Schwellenwertschalter eingesetzt ist.

Die Absolutwerte der Schwellen werden im wesentlichen durch die Spannungsteilung an den Widerständen R_1 und R_2 bestimmt. Der Widerstand R_3 ist für die Hysterese maßgebend. Die grafische Darstellung zeigt die Übertragungskennlinie des Näherungsschalters VSO allein (die in den Daten angegebene Hysterese $H \leq 1$ mm ist hier nicht berücksichtigt). Durch Nachschalten des Umkehrverstärkers 2 x IA 60 als Schwellenwertschalter bleibt die Hysterese von ≈ 1 mm auch bei Belastung erhalten.

**112**

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

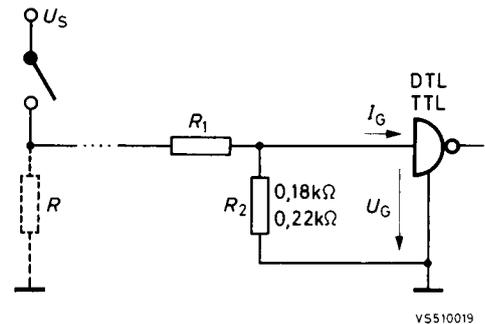
Schaltungssammlung

Eingangsschaltungen zur Spannungsanpassung

11. DEZEMBER 1970

1. Spannungsteiler

R_2 ist durch die Eingangswerte im LOW-Zustand $U_{GL} \leq 0,4 \text{ V}$ und $-I_{GL \max}$ des betreffenden Gatters bei geöffnetem Schalter nach oben begrenzt. Bei geschlossenem Schalter muß die Forderung $3,9 \text{ V} \leq U_{GH} \leq 8 \text{ V}$ bei DTL bzw. $2,4 \text{ V} \leq U_{GH} \leq 5,5 \text{ V}$ bei TTL erfüllt sein. Hierdurch ist R_1 festgelegt.

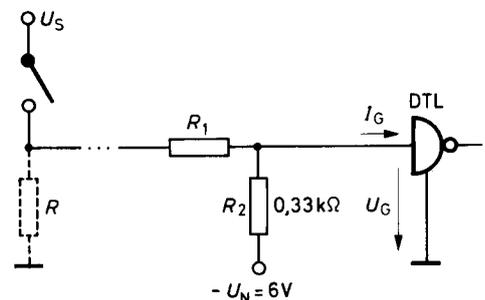


2. Spannungsteiler mit negativer Vorspannung bei DTL

Um auch den Störspannungsabstand im LOW-Zustand M_L zu vergrößern, wird R_2 an $-U_N = 6 \text{ V}$ gelegt. Dadurch wird im LOW-Zustand die Substratdiode leitend. Der Grenzwert $-I_G = 20 \text{ mA}$ darf dabei nicht überschritten werden. Hierbei ist $-U_G = 1,5 \text{ V}$ ($\geq 0,6 \text{ V}$), und es gilt

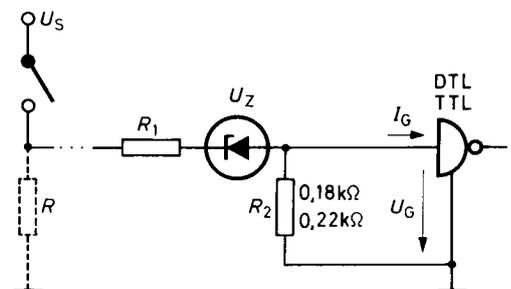
$$M_L \geq 0,8 \text{ V} - (-0,6 \text{ V}) = 1,4 \text{ V},$$

d. h., M_L wird um die Durchlaßspannung der Substratdiode erhöht. Die Werte für R_1 sind mit $-U_N = 6 \text{ V}$ für den maximalen Störspannungsabstand M_H in der Tabelle angegeben.



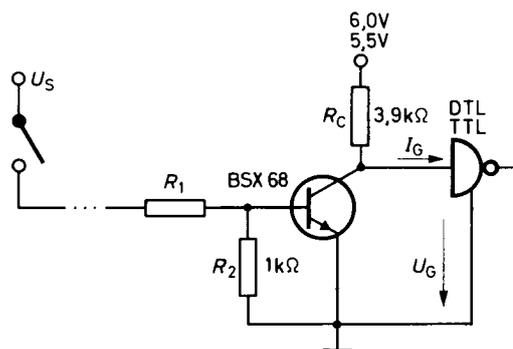
3. Spannungsteiler mit Z-Diode

Der Störspannungsabstand M_L kann stark erhöht werden, wenn man einen Spannungsteiler mit einer Z-Diode verwendet. Am Eingang des Gatters kann sich erst dann HIGH-Zustand einstellen, wenn die Spannung U_S größer als die Durchbruchspannung der Z-Diode wird. Unter Berücksichtigung dieser Durchbruchspannung ist R_1 in der Tabelle angegeben.



4. Spannungsteiler mit Transistor

Diese Schaltung ist bei allen Spannungen U_S für einen Strom $I_1 \leq 1,7 \text{ mA}$ durch R_1 ausgelegt. Im Gegensatz zu den anderen Beispielen wird das Signal durch die Eingangsschaltung invertiert. Zur Erhöhung des Störspannungsabstandes M_L kann wieder eine Z-Diode verwendet werden. Dadurch werden die Widerstandswerte für R_1 entsprechend geringer.



In allen Schaltungen:

Widerstände mit $\pm 10 \%$ Toleranz

Spannungen mit $\pm 5 \%$ Toleranz

(Belastbarkeit bei hohen Spannungen beachten)

Obere Werte für DTL

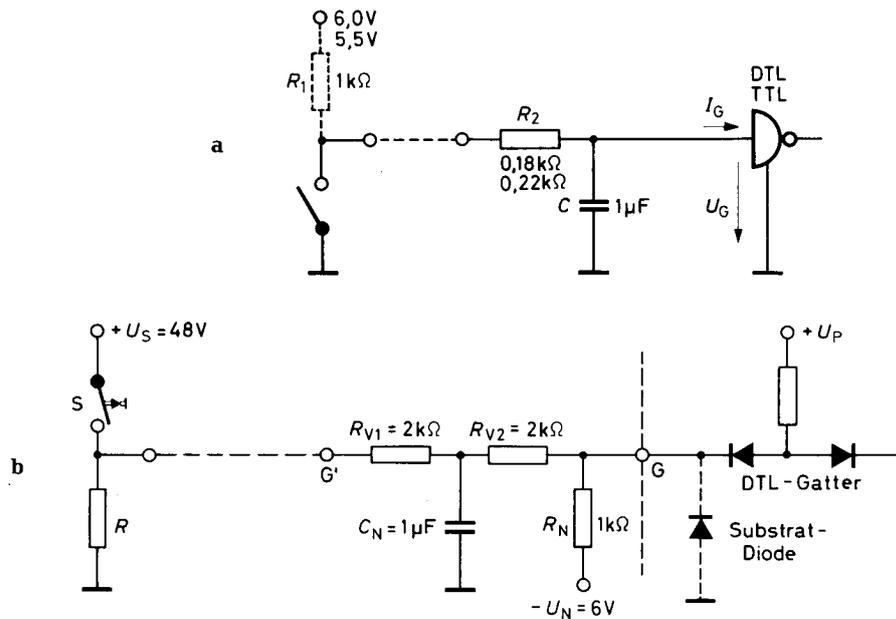
Untere Werte für TTL

Tabelle: Widerstandswerte R_1 bei verschiedenen Spannungen U_S für maximalen Störspannungsabstand im HIGH-Zustand M_H (I_{GH} ist vernachlässigt)

Beispiel	Gatter	U_S/V	9	12	24	48	60
1	DTL	$R_1/k\Omega$	0,047	0,15	0,56	1,2	1,8
	TTL	$R_1/k\Omega$	0,22	0,47	1,0	2,2	3,3
2	DTL	$R_1/k\Omega$	0,047	0,15	0,56	1,5	1,8
3	DTL ¹⁾	$R_1/k\Omega$	0	0	0,27	0,68	1,0
	TTL ¹⁾	$R_1/k\Omega$	0,12	0,18	0,56	1,2	1,8
4	DTL/TTL	$R_1/k\Omega$	4,7	6,8	15	27	33
	DTL/TTL ¹⁾	$R_1/k\Omega$	2,7	2,7	8,2	12	18
¹⁾ mit Z-Diode		BZY 88/C BZX 61/C	3V3	5V6	9V1	22	24



17. DEZEMBER 1970

Unterdrückung höherer Störfrequenzen

VS 51 0030

a) RC-Tiefpaß

b) Siebschaltung mit zusätzlicher Amplitudendiskrimination

Unterscheiden sich Nutz- und Störsignal in der Frequenz, so können sie durch ein Filter getrennt werden. Bei niederfrequenten Nutzsignalen können Störungen mit höherer Frequenz durch einen RC-Tiefpaß nach (a) unterdrückt werden.

Damit am Gattereingang beim Strom $-I_{GL \max}$ die Spannung $U_{GL} \leq 0,4 \text{ V}$ bleibt, müssen folgende Widerstände eingehalten werden

$$\text{DTL: } R_2 \leq 0,18 \text{ k}\Omega$$

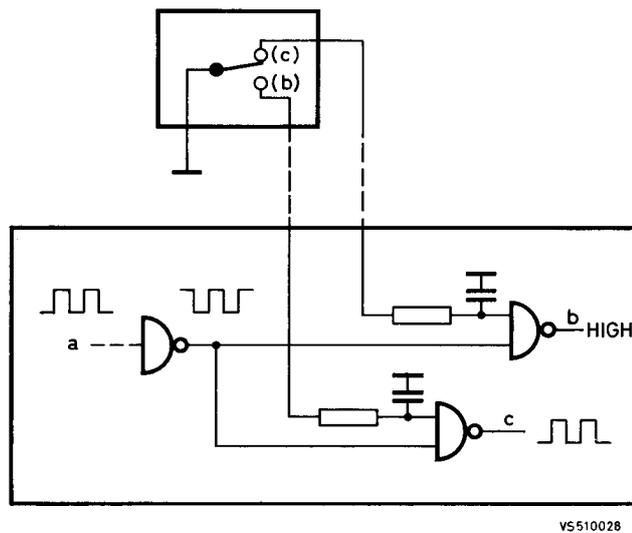
$$\text{TTL: } R_2 \leq 0,22 \text{ k}\Omega .$$

Bei $C = 1 \mu\text{F}$ ergibt sich mit $R_2 \approx 200 \Omega$ eine Zeitkonstante von etwa $200 \mu\text{s}$ und eine untere Grenzfrequenz von 5 kHz , bis zu der Störungen noch unterdrückt werden. Bei niedrigeren Grenzfrequenzen der Störung und höheren Signalspannungen kann man kombinierte Schaltungen wie in (b) verwenden (siehe auch Schaltung Nr. 113, Beispiel 2).

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 140, Mai 1970

Schalten einer Signalleitung



VS510028

Umschalten einer Signalleitung a zwischen zwei Leitungen b und c

Wenn in einem Gerät eine signalführende Leitung von außen geschaltet werden muß, fangen die herausgeführten Leitungsstücke besonders leicht Störungen ein. Man verwendet deshalb eine Schaltung, bei der die Signalleitung nicht herausgeführt ist.

Glieder abgeblockt werden, ohne daß das Frequenzband des Signals dadurch beeinträchtigt wird.

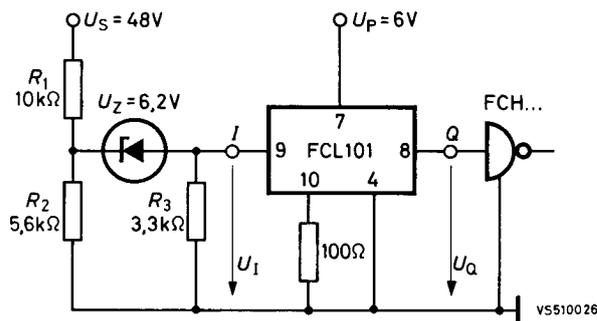
Die herausgeführten Ansteuerleitungen der Gatter können zur Störunterdrückung durch RC-

Im dargestellten Beispiel wird die Leitung a auf die Leitung c geschaltet, indem der zweite Eingang von dem zu b führenden NAND-Gatter geerdet wird; dann liegt b auf HIGH-Potential. Die Verbindung a-c am Schalter mit der Bezeichnung (c) angedeutet.



15. DEZEMBER 1970

Schaltung zur Spannungsanpassung und Störunterdrückung



Schaltung mit Spannungsteiler und Z-Diode mit Werten für ein Beispiel

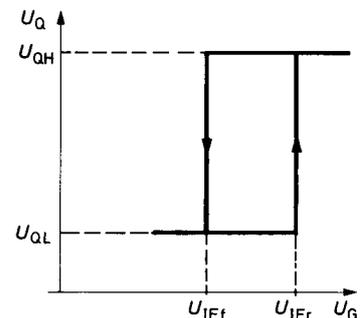
Der Schwellenwertschalter FCL 101 arbeitet nach dem Schmitt-Trigger-Prinzip. In dem Diagramm sind die Grenzen des LOW- und HIGH-Bereiches der Eingangsspannung U_G des normalen DTL-Gatters und des FCL 101 gegenübergestellt. Bei Verwendung der Schaltung FCL 101 ergibt sich eine Vergrößerung der Störspannungsabstände um ΔM_H und ΔM_L . Der kleinere Wert ΔM_L wird durch die Z-Diode und den Widerstand R_2 zusätzlich vergrößert, während R_1 zur Spannungsanpassung dient.

Bei der Berechnung von R_1 und R_2 geht man davon aus, daß der Schwellenwertschalter FCL 101 etwa bei der halben Spannung U_S umschalten soll. Mit $U_D \approx 1$ V und $R_3 = 3,3$ k Ω muß man je nach Anwendungsfall zwei der drei Werte R_1 , R_2 und U_Z vorgeben. Den dritten Wert berechnet man nach

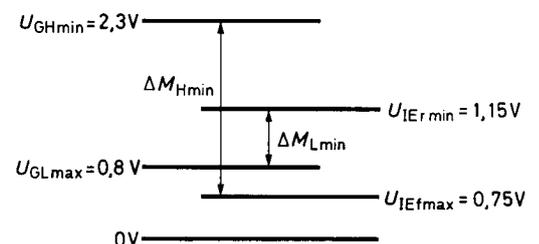
$$\frac{U_S}{2} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_Z + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}\right) U_D.$$

Da der Grenzwert der Eingangsspannung U_I am FCL 101 nicht überschritten werden darf, muß außerdem folgende Bedingung erfüllt sein (I_I vernachlässigt)

$$\frac{U_S}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}} - \frac{\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) U_Z}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_3}} \leq U_{I \text{ grenz}} = 8 \text{ V.}$$



DTL FC... FCL 101



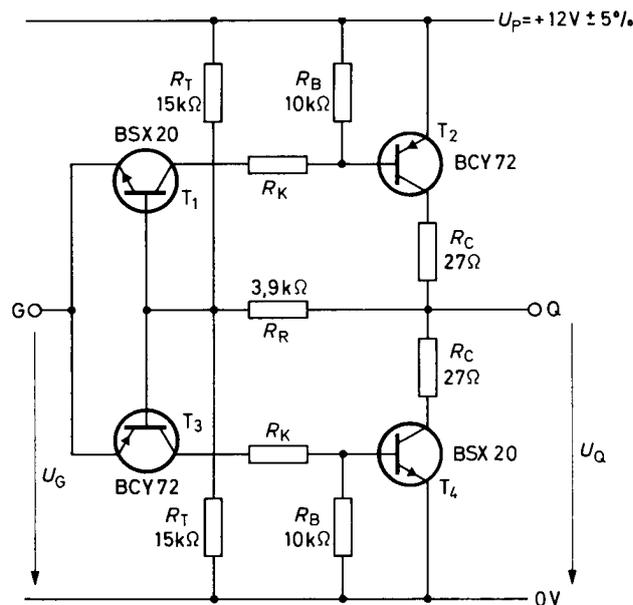
Übertragungskennlinie des FCL 101 und Zunahme der statischen Störspannungsabstände gegenüber einem Standard-DTL-Gatter

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Treiber- und Empfangsschaltung mit Hysterese für die DTL-FC-Reihe**

9. DEZEMBER 1970

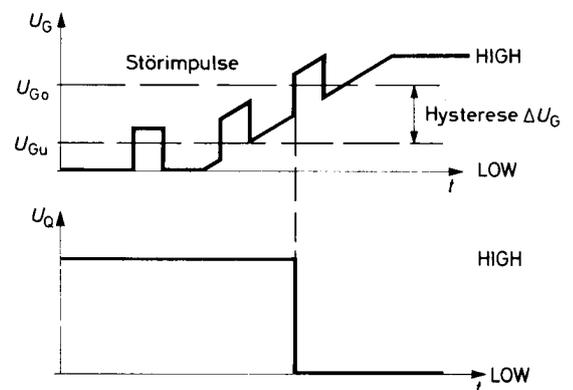


Die symmetrische Inverterschaltung hat zwei Schaltschwellen. Die Ausgangsspannung wird über R_R auf die Basisanschlüsse von T_1 und T_3 rückgekoppelt.

Entsprechend dem Widerstandsverhältnis von R_R zu $R_T/2$ wird die Schwellenspannung U_{Gu} (T_1 und T_2 sperren) in positiver und U_{Gu} (T_3 und T_4

Tabelle: Daten für die Treiber- und Empfangsschaltung

		Treiber-schaltung	Empfangs-schaltung
Widerstand	R_K	1,6 kΩ	8,2 kΩ
Schaltschwelle	U_{Gu}	$\leq 2,4$ V	$\leq 2,2$ V
	U_{Go}	$\geq 9,0$ V	$\geq 9,2$ V
Eingangsstrom	$\pm I_G$	$\leq 9,4$ mA	$\leq 4,6$ mA
Ausgangs-spannungen bei Laststrom	U_{QL}	$\leq 0,95$ V	$\leq 0,35$ V
	$\pm I_Q$	≤ 20 mA	≤ 3 mA
	U_{QH}	$\geq 10,35$ V	$\geq 10,95$ V
	$\pm I_Q$	≤ 20 mA	≤ 3 mA
Hysterese	ΔU_G	$\geq 4,8$ V	$\geq 5,8$ V



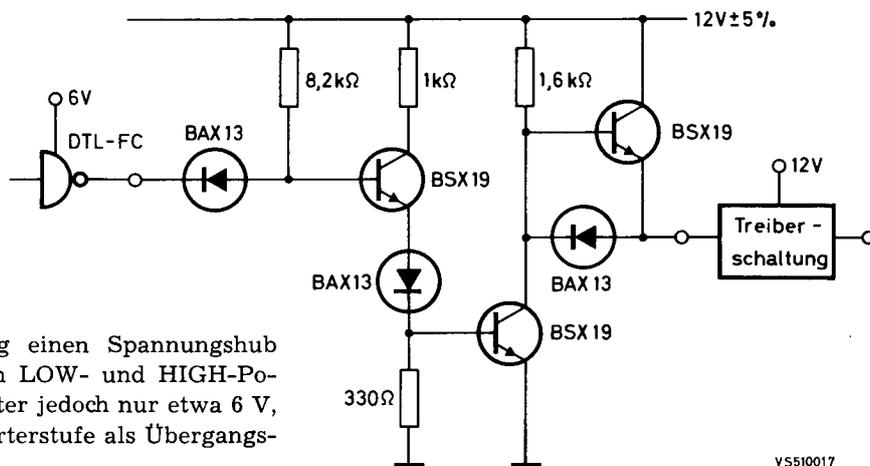
Einfluß der Hysterese auf die Störsicherheit

sperren) in negativer Richtung verschoben. Die Hysterese erhöht die statische Störsicherheit am Eingang der Schaltung. Außerdem wird bei einer langsamen Änderung der Eingangsspannung und Überlagerung von Störimpulsen der Ausgang nur einmal geschaltet, wenn die Störimpulse kleiner sind als die Hysterese. Weitere Vorteile sind der relativ große Spannungshub von nahezu 12 V sowie die für beide Zustände gleich niedrigen Ausgangswiderstände von etwa 30 Ω.



Übergangsschaltungen zur Treiber- und Empfangsschaltung

Übergang: DTL-Gatter — Treiberschaltung



Da die Treiberschaltung einen Spannungshub von etwa 12 V zwischen LOW- und HIGH-Potential hat, ein DTL-Gatter jedoch nur etwa 6 V, verwendet man die Inverterstufe als Übergangsschaltung.

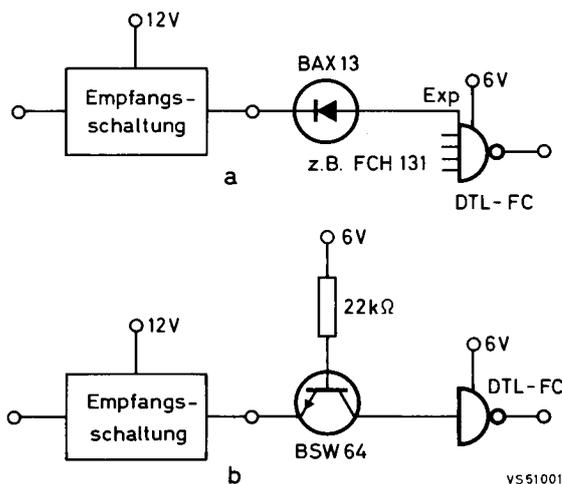
Anpassungsstufe zur Ansteuerung des Treibers durch ein DTL-Gatter

VS510017

Übergang: Empfangsschaltung — DTL-Gatter

In diesem Fall muß das Ausgangssignal der Empfangsschaltung mit etwa 12 V Spannungshub umgesetzt werden auf ein DTL-Eingangssignal von etwa 6 V Spannungshub.

In der Schaltung a wird ein DTL-Gatter mit Expandereingang gebraucht. Die Schaltung b verwendet den Transistor BSW 64, dessen Kollektor-Emitter-Restspannung so niedrig ist, daß auch bei LOW-Potential der Störspannungsabstand $M_{L\ min}$ am Gattereingang nahezu eingehalten wird.



Anpassung der Empfangsschaltung
a) an ein DTL-Gatter mit Expandereingang
b) an ein normales DTL-Gatter

VS510018

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie, „Übertragung von Zählimpulsen mit hoher Stör-sicherheit“, April 1969



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Kontrollschaltung
bei
Doppelübertragung**

14. DEZEMBER 1970

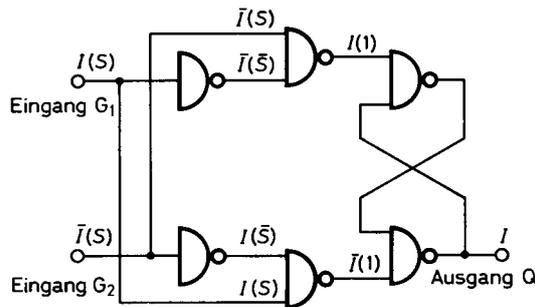


Bild 1. Kontrollschaltung (ungestörter Zustand ohne Klammern, gestörter Zustand mit Klammern)

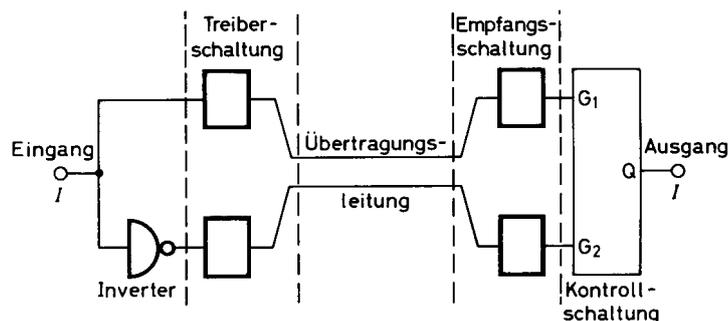


Bild 2. Prinzipschaltbild einer Impulsübertragungseinrichtung

Steht ein Digitalsignal I gleichzeitig auch in invertierter Form \bar{I} zur Verfügung, so können mit der Schaltung nach Bild 1 Störsignale erkannt und korrigiert werden, wenn sie folgende Voraussetzungen erfüllen:

Sie müssen beide Eingänge G_1 und G_2 der Schaltung auf gleiches Potential setzen.

Sie müssen kürzer sein als Wechsel $0 - 1 - 0$ bzw. $1 - 0 - 1$ des Nutzsignals I .

Im ungestörten Fall gelten die in Bild 1 skizzierten nicht eingeklammerten Signalbezeichnungen. Der Ausgang Q folgt jedem Signalwechsel.

Im gestörten Fall haben dagegen beide Eingänge das gleiche Potential (Störsignal S), so daß die eingeklammerten Bezeichnungen gelten. Das NAND-Basis-Flipflop am Ausgang der Kontroll-

schaltung behält jedoch seinen vorherigen Zustand bei, wenn an seine Eingänge die Kombination $1-1$ angelegt wird. Dadurch wird die Störung nicht übertragen, die Information I am Ausgang Q bleibt erhalten.

Die in Bild 2 skizzierte Anordnung stellt eine Anwendung der Kontrollschaltung dar. Die symmetrische Übertragungsleitung soll verdreht und abgeschirmt sein.

Die Treiber- und Empfangsschaltungen (siehe Schaltung Nr. 116) haben eine ausreichende Hysterese, um die von der Kontrollschaltung nicht erfaßten kleineren Störungen auszuschalten.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie, „Übertragung von Zählimpulsen mit hoher Störsicherheit“, April 1969

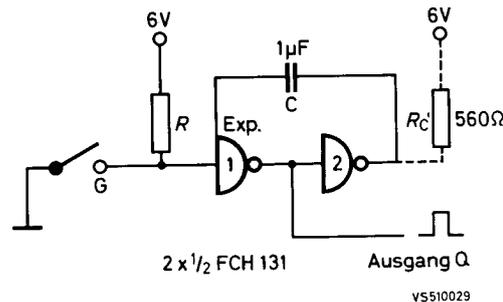


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Monoflop aus zwei DTL-Gattern zur Unterdrückung von Prellstörungen**

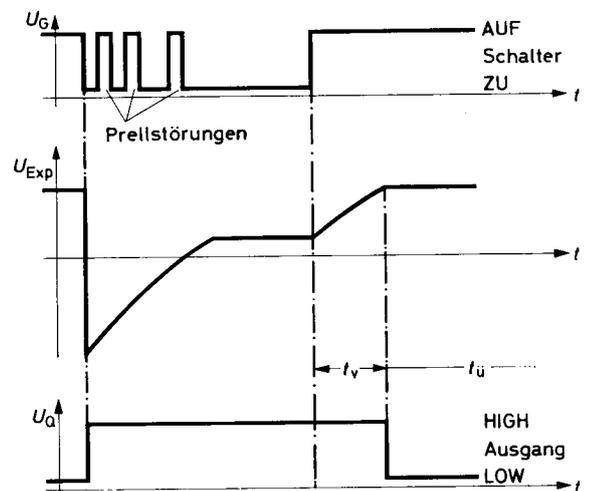
18. DEZEMBER 1970



Mit der vorliegenden Schaltung lassen sich Prellstörungen beim Schließen eines einfachen Schalters vermeiden. Die Spannung am Expander-eingang U_{Exp} springt etwa nach der Zeit $2 t_{pd} \approx 80 \text{ ns}$ ins Negative. Während der anschließenden Entladung des Kondensators C über den internen Gatterwiderstand von Gatter 1 steigt U_{Exp} wieder an. Solange der Transistor von Gatter 1 durch U_{Exp} sicher gesperrt bleibt, wirkt sich das Öffnen und Schließen des Schalters (Prellen) nicht aus. Als Anhaltspunkt für die Berechnung kann man die Zeit vom negativen Sprung der Spannung U_{Exp} bis zum Erreichen der Diodendurchlaßspannung (etwa $0,6 \text{ V}$) benutzen. Bei $C = 1 \mu\text{F}$ dauert diese Phase, also die Unempfindlichkeit der Schaltung gegenüber Kontaktprellungen, etwa 4 ms .

Nach Öffnen des Schalters steigt U_{Exp} mit derselben Zeitkonstante weiter an, so daß die Spannung erst nach einer Zeit $t_v \approx 1$ bis 2 ms den Wert erreicht hat, bei dem Gatter 1 und um t_{pd} später auch Gatter 2 wieder umschalten. Anschließend vergeht noch eine Erholzeit $t_{ü} \approx 15 \text{ ms}$, bis C über den Kollektorwiderstand von

Gatter 2 aufgeladen, d. h. der Ausgangszustand wieder erreicht ist. Durch einen Widerstand $R_C' \geq 560 \Omega \pm 10 \%$ kann man die Zeit $t_{ü}$ verkürzen.



Eingangs-, Ausgangssignal und Expanderspannung

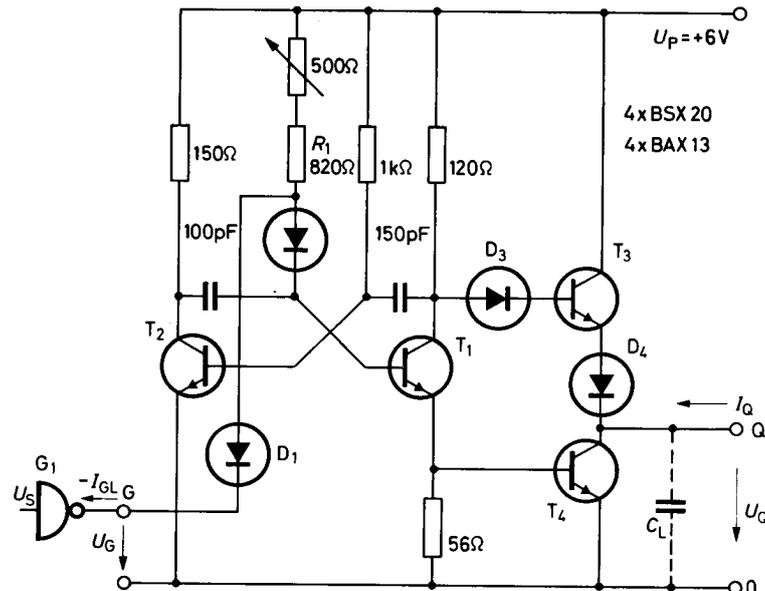


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**5 MHz-
Taktgenerator**

5. MÄRZ 1971



Der im Bild angegebene 5 MHz-Taktgenerator setzt sich aus einem Multivibrator (Transistoren T_1 , T_2) und einer Gegentakt-Ausgangsstufe (Transistoren T_3 , T_4) zusammen. Er wurde für Schaltungen der DTL-FC-Reihe entwickelt.

Der Generator läßt sich im Start-Stop-Betrieb durch einen Baustein der FC-Reihe über die Diode D_1 ansteuern. Bei HIGH-Zustand am Eingang G schwingt der Generator. Bei LOW-Zustand am Eingang G wird der Generator stillgesetzt, und der Ausgang Q führt HIGH-Potential.

Für den Frequenzabgleich ist ein 500 Ω -Einstellwiderstand in Reihe mit R_1 geschaltet.

Die Verzögerungszeit zwischen den auslösenden Flanken der Steuerspannung U_S und dem Verlassen bzw. Erreichen des Zustandes $Q = \text{HIGH}$ beträgt jeweils maximal 100 ns.

Betriebswerte:

Verfügbarer

Ausgangsstrom

bei $U_{QL} = 0,4 \text{ V}$:

$$I_{QLN} \geq 48 \text{ mA (max. Ausgangsverzweigung für FC-Gattereingänge } N = 24)$$

und $U_{QH} = 2,9 \text{ V}$:

$$-I_{QHN} \geq 20 \text{ mA}$$

Schaltzeiten der

Ausgangsspannung:

$$t_r \approx t_f \leq 20 \text{ ns (} I_{QL} = 48 \text{ mA, } C_L = 180 \text{ pF)}$$

Frequenzabweichung:

$$\frac{\Delta f}{f} \leq +7\% \text{ bei Erhöhung der Temperatur von } 0^\circ\text{C auf } 75^\circ\text{C}$$

$$\frac{\Delta f}{f} \leq \pm 1\% \text{ bei } U_P = 6 \text{ V} \pm 10\%$$

Leistungsaufnahme im

Schwingbetrieb bei

 $I_{QL} = 48 \text{ mA}$ und $-I_{QH} = 20 \text{ mA}$:

$$P \leq 0,6 \text{ W}$$

Belastung des Gatters

 G_1 bei $U_G = 0,4 \text{ V}$:

$$-I_{GL} \leq 7,4 \text{ mA}$$

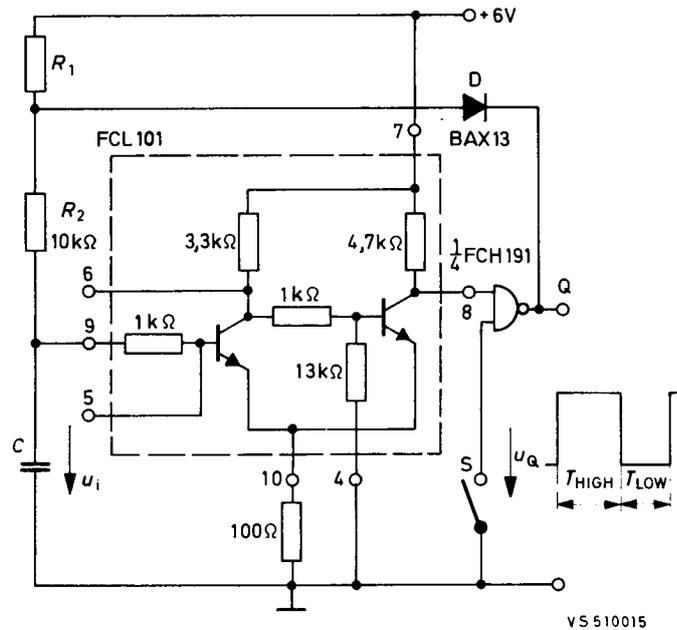


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Rechteckgenerator
mit Schwellenwert-
schalter FCL 101**

29. SEPTEMBER 1970



VS 510015

Der Schwellenwertschalter FCL 101 kann zusammen mit einem Inverter als Rechteckgenerator verwendet werden.

Liegt am Kondensator C eine Spannung $u_i < U_{IS}$, so herrscht am Ausgang Q der Zustand HIGH: Die Diode D ist gesperrt.

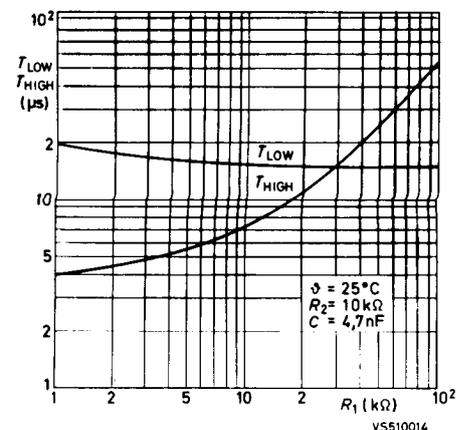
Über die Widerstände R_1 und R_2 kann sich der Kondensator C aufladen, bis die obere Schwellenspannung U_{IS} des Schmitt-Triggers erreicht ist und der Kippvorgang ausgelöst wird. Am Ausgang Q erscheint der Zustand LOW, so daß die Diode leitend wird. Der Kondensator entlädt sich, bis die untere Schwellenspannung des Schmitt-Triggers unterschritten wird und die Schaltung in den Ausgangszustand zurückkippt. Durch Schließen des Schalters S kann die Schwingung unterbrochen werden.

Die Anstiegszeit (10 bis 90 %) am unbelasteten Ausgang Q beträgt 270 ns, die Abfallzeit (90 bis 10 %) 20 ns. Periodendauer und Frequenz sind in nebenstehender Tabelle aufgeführt. Eine Änderung der Versorgungsspannung um $\pm 1V$ bewirkt eine Frequenzänderung um $\pm 3\%$.

Für das Anschließen von Gattern FCH ... der VALVO-DTL-Reihe ist die verfügbare Ausgangsverzweigung 4 für $R_1 \geq 1 k\Omega$.

Periodendauer und Frequenzbei $R_1 = 30 k\Omega$; $R_2 = 10 k\Omega$

C (pF)	$T_{HIGH} + T_{LOW}$ (μs)	f (kHz)
1 000	3,9	256
10 000	32	31,2
100 000	320	3,12
1 000 000	3 100	0,322

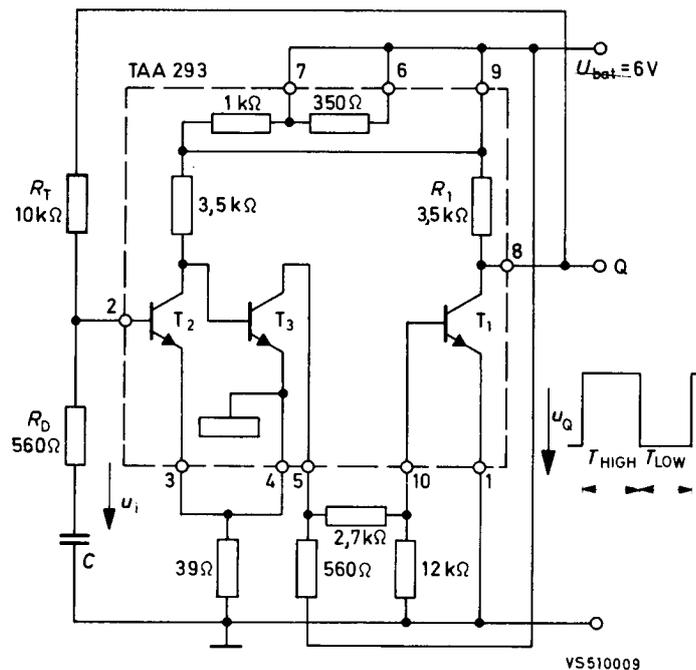
Abhängigkeit der Taktzeiten von R_1 

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Rechteckgenerator
mit der
Schaltung TAA 293**

30. SEPTEMBER 1970



Der Schmitt-Trigger des Schaltungsvorschlages vom 13. 3. 1970 kann als Rechteckgenerator verwendet werden, wenn man ein Rückkopplungsglied C ; R_T hinzufügt. Die Schaltung ist selbstanschwingend.

Liegt am Kondensator C eine Spannung $u_i < U_{IS}$, so sind die Transistoren T_2 und T_1 gesperrt; am Ausgang Q herrscht der Zustand HIGH. Dadurch wird der Kondensator C über R_1 , R_T und R_D aufgeladen, bis er die obere Schwellenspannung U_{IS} des Schmitt-Triggers erreicht und dieser umschaltet. Am Ausgang ergibt sich der Zustand LOW, und der Kondensator C wird über R_D , R_T , T_1 und durch den Basisstrom von T_2 entladen, bis die Eingangsspannung auf den unteren Schwellenwert U_{IT} abgesunken ist, so daß der Schmitt-Trigger in den Ausgangszustand zurückkehrt.

Der Widerstand R_D begrenzt den Basisstrom des Transistors T_2 beim Überschreiten der oberen Schwellenspannung U_{IS} des Schmitt-Triggers.

Eine Messung der Taktzeiten bei drei Temperaturen liefert bei $C = 2 \text{ nF}$ folgende Werte:

ϑ	T_{LOW}	T_{HIGH}
$^{\circ}\text{C}$	μs	μs
0	2,4	1,55
25	2,5	1,45
75	2,6	1,4

Die Taktzeiten für verschiedene Werte von C sind in einer grafischen Darstellung aufgetragen.

Für das Anschließen von Gattern FCH ... der VALVO-DTL-Reihe ist die verfügbare Aus-



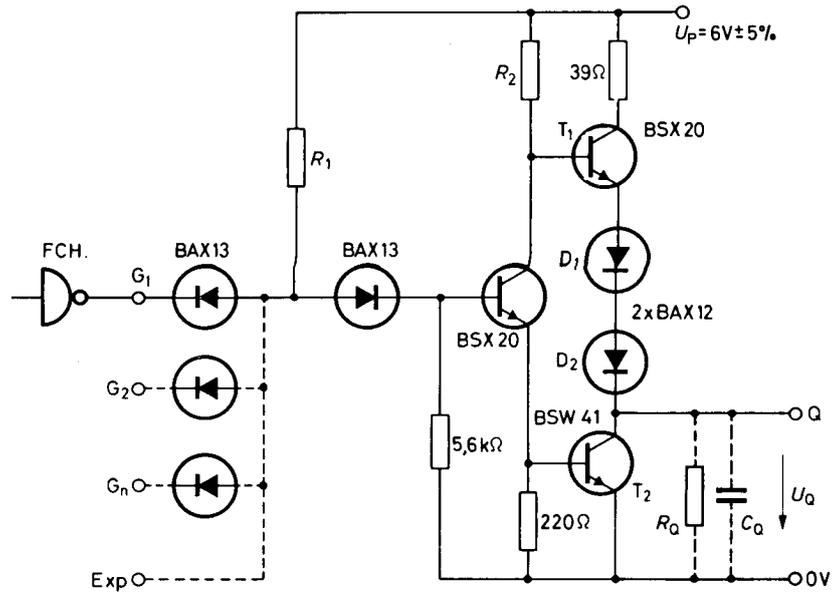
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Leistungsgatter für die DTL-FC-Reihe

9. MÄRZ 1971



Mit der hier angegebenen Treiberstufe lassen sich sehr viele Schaltungen der DTL-FC-Reihe ansteuern, wie z. B. beim Synchronbetrieb oder beim gleichzeitigen Rückstellen zahlreicher Flipflops.

Die Dioden D_1, D_2 sorgen für ein sicheres Sperren des Transistors T_1 im Zustand $Q = \text{LOW}$.

Kennwerte des Gatters sind auf der Rückseite dieses Blattes angegeben.

Die maximale Ausgangsverzweigung der Schaltung wird durch die Widerstände R_1 und R_2 bestimmt. Die Zahlen in der nachfolgenden Tabelle geben an, wie viele Eingänge der bezeichneten Art maximal angeschlossen werden können.

Typ	Art der Eingänge	$R_1 = 3,9 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 470 \text{ }\Omega$	$3,3 \text{ k}\Omega$ $390 \text{ }\Omega$	$2,7 \text{ k}\Omega$ $270 \text{ }\Omega$	$2,2 \text{ k}\Omega$ $220 \text{ }\Omega$
FCH	G	28	56	84	112
FCJ 101	J, K	28	56	84	112
	S	14	28	42	56
	C	8	16	24	32
FCJ 111 FCJ 201	J, K	28	56	84	112
	S	18	36	54	72
	C	14	28	42	56
FCJ 121 FCJ 131 FCJ 191 FCJ 211	J, K	35	70	105	140
	S	8	16	24	32
	C	12	24	36	48



Maximale Ausgangsverzweigung Umgebungstemperatur	$U_P(V)$	ϑ_U	°C	N = 28			N = 56			N = 84			N = 112		
				0	25	75	0	25	75	0	25	75	0	25	75
Eingangsstrom bei $U_G = 0,4 V$	5,7	$-I_{GL\ max}$	mA	1,38	1,4	1,42	1,63	1,65	1,67	2,0	2,02	2,04	2,45	2,47	2,49
	6,3	$-I_{GL\ max}$	mA	1,58	1,6	1,61	1,87	1,89	1,9	2,28	2,3	2,32	2,8	2,83	2,85
Eingangsstrom bei HIGH am Eingang und bei U_G (Nicht benutzte Eingänge an 0 V)	5,7	$I_{GH\ max}$	μA	1,0	1,0	25	1,0	1,0	25	1,0	1,0	25	1,0	1,0	25
		U_G	V	5,2	5,2	4,9	5,2	5,2	4,9	5,2	5,2	4,9	5,2	5,2	4,9
Verfügbarer Ausgangs- strom bei $U_Q = 0,4 V$ und bei $U_{GH\ min}$ am Eingang	5,7	$I_{QL\ min}$	mA	49	46,2	43,4	98	92,4	86,8	147	138,6	130,2	196	184,8	173,6
	6,3	$I_{QL\ min}$	mA	56	53,2	50,4	112	106,4	100,8	168	159,6	151,2	224	212,8	201,6
		$U_{GH\ min}$	V	2,4	2,2	2,0	2,5	2,2	2,0	2,5	2,3	2,1	2,6	2,4	2,2
Minimaler Störspannungs- abstand im LOW-Zustand	5,7	$M_L\ min$	V	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6	0,6
Minimaler Störspannungs- abstand im HIGH-Zustand	5,7	$M_H\ min$	V	2,8	3,0	2,9	2,7	3,0	2,9	2,7	2,9	2,8	2,6	2,8	2,7
FC-Gatter zu Leistungs- gatter	5,7	$M_H\ min$	V	1,3	1,5	1,7	1,3	1,5	1,7	1,3	1,5	1,7	1,3	1,5	1,7
Leistungsgatter zu FC-Gatter	5,7	$U_{QH\ min}$	V	3,6	3,7	3,9	3,6	3,7	3,9	3,6	3,7	3,9	3,6	3,7	3,9
Spannung bei HIGH am Ausgang ($R_Q = 1 M\Omega$) bei $U_G \leq 1 V$	5,7	$-\Delta U_{QH}$	mV	0,04 I_Q			0,04 I_Q			0,04 I_Q			0,04 I_Q		
Spannungsabfall bei $Q = HIGH$ und Bela- stung I_Q (I_Q in μA)		P_{AV}	mW	—	40	—	—	50	—	—	60	—	—	70	—
Typische Leistungsauf- nahme ohne Belastung (Tastgrad 0,5)	6,0	t_{rd}	ns	—	45	—	—	60	—	—	75	—	—	90	—
	6,0	t_{fd}	ns	—	25	—	—	25	—	—	25	—	—	25	—
		C_Q	pF	—	180	—	—	360	—	—	540	—	—	720	—

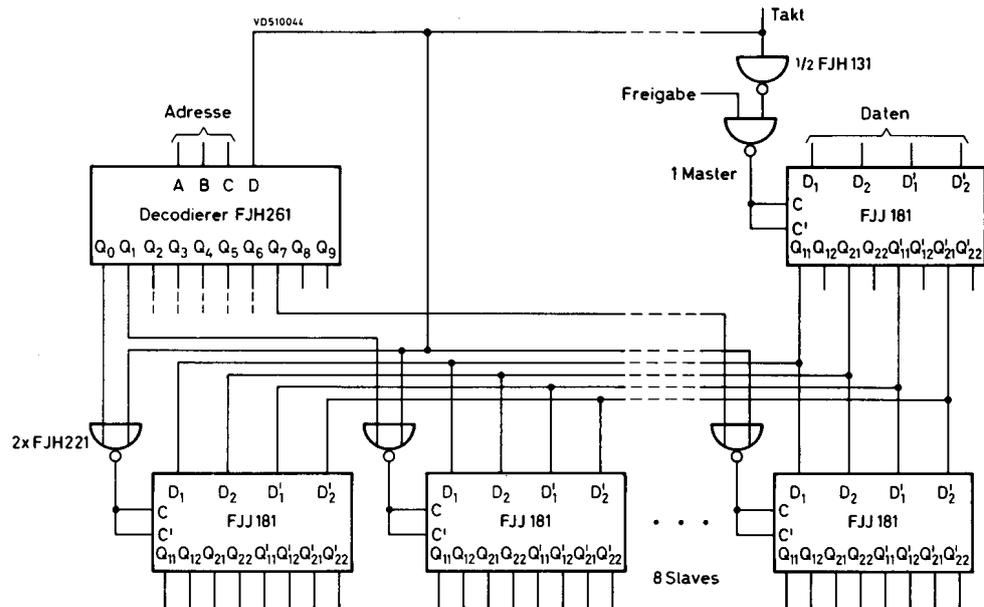


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Einfach-Master-
Mehrfach-Slave-
Flipflop**

27. MÄRZ 1972



Zwei hintereinander geschaltete Auffangflipflops mit zueinander invertiertem Taktsignal können als Master-Slave-Flipflop dienen. Dieses Schema kann erweitert werden, so daß zum Beispiel ein Master mehrere Slaves steuert.

In der angegebenen Schaltung für 4 bit werden TTL-Vierfach-D-Auffangflipflops FJJ 181 als Master und Slaves benutzt. Der Decodierer FJH 261 dient dazu, die 3 bit-Adresse in die Form 1 aus 8 zu decodieren. Seine Ausgänge Q_0 bis Q_7 sind über NOR-Gatter FJH 221 jeweils mit den Takteingängen eines Slaves FJJ 181 verbunden. Der Eingang D des FJH 261 und die NOR-Gatter werden außerdem durch den Takt angesteuert, welcher über zwei weitere Gatter auch auf die Takteingänge des Masters FJJ 181 geführt ist. Die Flipflopausträge des Masters sind parallel auf die entsprechenden D-Eingänge aller Slaves geschaltet. Bei HIGH-Potential am Freigabeeingang ist die Schaltung betriebsbereit.

Wenn der Takteingang sich im LOW-Zustand befindet, sind die 4 Master-Flipflops mit den 4 Flipflops des mit der Adresse gewählten Slaves

verbunden. Die im Master gespeicherte 4 bit-Information wird in den betreffenden Slave übertragen. Die Master-Flipflops sind für die anliegenden Daten gesperrt und die Verbindung zwischen Master und allen übrigen Slaves ist unterbrochen.

Wenn der Takt in den HIGH-Zustand übergeht, und der Freigabeeingang sich auch auf HIGH befindet, wird zunächst über den Decodierer (Eingang D) auch die Verbindung zwischen dem Master und dem adressierten Slave unterbrochen. Dann werden die anliegenden Daten in die Master-Flipflops übernommen. Die fallende Taktflanke trennt wiederum die Master-Flipflops vom Datensignal und verbindet die adressierten Slave-Flipflops mit den Master-Flipflops. Durch LOW-Potential am Freigabe-Eingang kann die gesamte Anordnung gesperrt werden.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie „MSI-Schaltungen und ihre Anwendungen“



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Asynchrone
Teilerschaltungen
für beliebige
Teilverhältnisse
aus Flipflops**

22. MÄRZ 1972

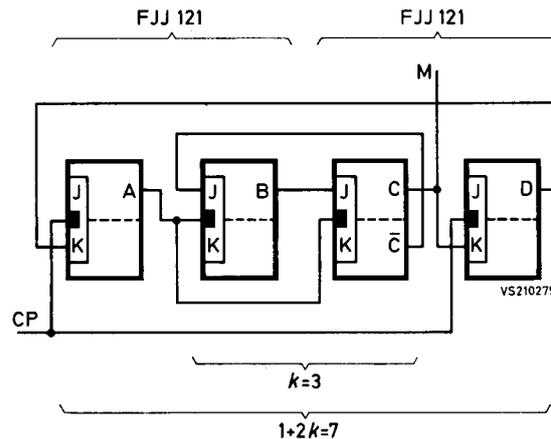


Bild 1. Teilung für das Verhältnis 7

Wenn mehrere digitale Impulsfolgen mit verschiedenen Frequenzen benötigt werden, kann man ganzzahlige niedrigere Frequenzverhältnisse mit Teilerschaltungen aus dem Puls mit der höchsten Frequenz gewinnen. Feste Teilverhältnisse $2^{n-1} < m \leq 2^n$ können mit Zwischenspeicherflipflops ohne zusätzlichen Aufwand realisiert werden, indem man die Bedingungsanschlüsse der Flipflops ausnutzt.

In der in Bild 1 angegebenen Schaltung für das Teilverhältnis 7 (1:7) werden vier JK-Flipflops gebraucht, so daß zwei Schaltungen FJJ 121 benutzt werden können. Die zwei mittleren Flipflops der Schaltung sind als Teiler 3 geschaltet, das heißt, es werden immer nur drei Zustände *) durchlaufen, dann kehrt die Schaltung in den Ausgangszustand zurück. Durch das Flipflop A wird das Teilverhältnis verdoppelt, indem Ausgang A mit dem Takteingang des Teilers 3 verbunden ist. Aus dem Zyklus 3 wird der Zyklus $2 \cdot 3 = 6$. Durch die Zusammenschaltung der drei Flipflops mit dem rechten Flipflop wird der Zyklus 6 genau um einen Zustand zum Zy-

Zustandstabelle

Eingangs- impuls	Ausgänge			
	A	B	C	D
1	0	0	0	0
2	1	0	0	1
3	0	1	0	1
4	1	1	0	1
5	0	0	1	1
6	1	0	1	0
7	1	0	1	1

klus 7 erweitert. Während einer Periode von sieben Eingangsimpulsen entsteht am Ausgang $M = C$ nur ein Ausgangsimpuls, wie auch aus der Zustandstabelle hervorgeht. Das entspricht einer Teilung im Verhältnis 7.

*) Jedes Flipflop kann gemäß dem Potential an seinem Ausgang in der Stellung 0 oder 1 sein. Jede Kombination der Flipflopstellungen aller Flipflops einer Teilerschaltung bezeichnet man als Zustand. Eine periodisch durchlaufene Folge von Zuständen heißt Zyklus.



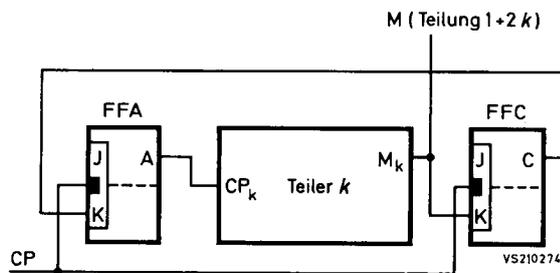
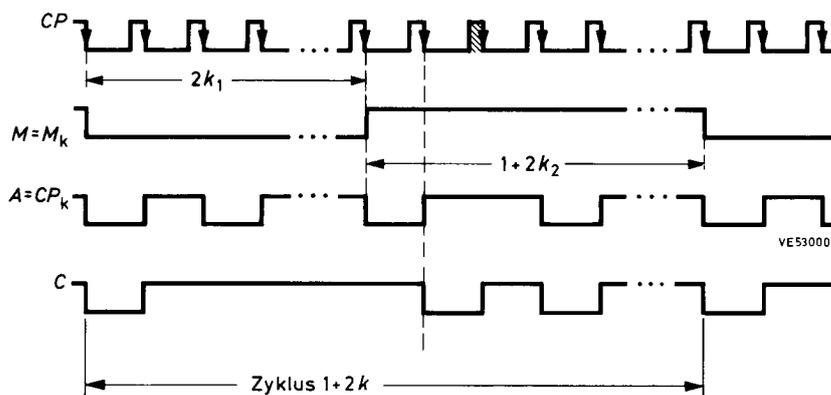
Bild 2. Erweiterung der Teilung k zur Teilung $1+2k$ 

Bild 3. Impulsdiagramm zu Bild 2

Das Prinzip, aus einem Teilverhältnis k die Teilverhältnisse $2k$ und $2k+1$ zu erhalten, ist im folgenden kurz geschildert.

Ein gerades Teilverhältnis kann man ausdrücken durch $m_g = 2k$, ($k = 1, 2, \dots$), ein ungerades Teilverhältnis durch $m_u = 1 + 2k$. Dieses Verfahren kann solange wiederholt werden, bis die kleinsten Teilverhältnisse $k = 2$ (Flipflop) und $k = 3$ (Schaltung der mittleren zwei Flipflops in Bild 1) erreicht sind. Ist die Schaltung für das Teilverhältnis k bekannt, so steuert man sie zur Realisierung von m_g einfach durch ein Flipflop asynchron an. Zur Realisierung von m_u , also für die Teilung $1+2k$, dient die in Bild 2 gezeigte Schaltung.

Durch den Teiler k werde ein Ausgangssignal erzeugt, daß k_1 Takte im 0-Zustand und k_2 Takte im 1-Zustand ist, dann gilt $k = k_1 + k_2$. Durch Vorschalten des Flipflop FFA wird dieses Aus-

gangssignal binär untersetzt, und es gilt $m_g = 2k_1 + 2k_2 = 2k$. Schaltet man Flipflop FFC so wie in Bild 2 gezeigt hinzu, dann läuft der Teilungsvorgang ab, wie es im Impulsdiagramm des Bildes 3 dargestellt ist.

Ausgang M_k geht mit der nach $2k_1$ Eingangsimpulsen entstehenden 1-0-Flanke von A in den 1-Zustand über. Erst mit der nächsten Flanke des Eingangstaktes kann der auf Triggern vorbereitete Flipflop FFC kippen, so daß dann C in den 0-Zustand übergeht, während zugleich A wieder 1 wird. Durch C ist nun Flipflop FFA so vorbereitet, daß es auch nach der nächsten triggenden Flanke im 1-Zustand bleibt. Somit wirkt sich der im Impulsdiagramm schraffierte Eingangsimpuls auf die Teilung nicht aus. Ausgang M bleibt statt $2k_2$ Eingangstakte nun $1 + 2k_2$ Eingangstakte lang im 1-Zustand, und es gilt $m_u = 2k_1 + (1 + 2k_2) = 1 + 2k$.

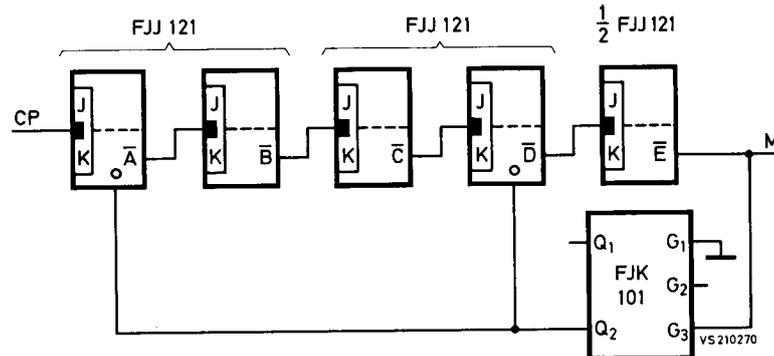


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

SchaltungssammlungAsynchrone Teiler-
schaltungen für be-
liebige Teilverhält-
nisse aus Flipflops
und einem Monoflop

23. MÄRZ 1972



Wenn mehrere digitale Impulsfolgen mit verschiedenen Frequenzen benötigt werden, kann man ganzzahlige niedrigere Frequenzverhältnisse mit Teilerschaltungen aus dem Puls mit der höchsten Frequenz gewinnen. Feste Teilverhältnisse $2^{n-1} < m \leq 2^n$ können mit n Zwischenspeicherflipflops ohne Gatter unter Ausnutzung der Setzeingänge der Flipflops realisiert werden. Man benötigt zusätzlich ein Monoflop.

In der als Beispiel angegebenen Schaltung für das Teilverhältnis 23 ($n = 5$) wird jeweils der invertierte Ausgang eines JK-Flipflop der Schaltung FJJ 121 mit dem Takteingang des nächsten Flipflop verbunden, wodurch eine Binäruntersetzerschaltung (ripple carry counter) entsteht. Ausgehend vom Zustand 00000 *) läuft die Schaltung zunächst als Binäruntersetzter, bis nach der aktiven Flanke des $2^{n-1} = 16$ ten Eingangsimpulses der Zustand 00001 erreicht wird, das heißt, der Ausgang \bar{E} des rechten Flipflop geht in diesem Augenblick von 0 auf 1 über. Dadurch wird das Monoflop FJK 101 getriggert. Durch den an seinem Ausgang Q_2 entstehenden Impuls werden die Ausgänge A und \bar{D} der Flipflops auf 1 gesetzt, so daß die Schaltung vom Zustand 00001 direkt auf 10011 übergeht. Danach läuft sie als Binäruntersetzter weiter, bis nach der aktiven

Zustandstabelle

Eingangs- impuls	Ausgänge				
	\bar{A}	\bar{B}	\bar{C}	\bar{D}	\bar{E}
1	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0
.
.
16	1	1	1	1	0
.	0	0	0	0	1
17	1	0	0	1	1
18	0	1	0	1	1
19	1	1	0	1	1
.
.
23	1	1	1	1	1

Der kurzzeitige Übergangszustand 00001 fällt in die Impulspause zwischen 16. und 17. Eingangsimpuls.

Flanke des 23. Eingangsimpulses wieder der Zustand 00000 erreicht wird (siehe Zustandstabelle). Am Ausgang M entsteht während einer Periode von 23 Eingangsimpulsen nur ein Ausgangsimpuls, was einer Teilung im Verhältnis 23 entspricht (Tastgrad 7/23).

Dieses Prinzip ist für jedes beliebige Teilverhältnis gültig, allgemein gilt: Für das Teilver-

*) Jedes Flipflop kann gemäß dem Potential an seinem Ausgang oder, wie hier an seinem invertierten Ausgang, in der Stellung 0 oder 1 sein. Jede Kombination der Flipflopstellungen aller Flipflops einer Teilerschaltung bezeichnet man als Zustand.



hältnis m werden n Flipflops benötigt. Dabei gilt $n \geq \text{ld } m$ ($\text{ld} = \log$ zur Basis 2) oder $n \geq 3,32 \log m$. Von den 2^n bei Binäruntersetzung möglichen Zuständen müssen genau $2^n - m$ Zustände durch Setzen der Flipflops übersprungen werden, um das Teilverhältnis m zu erhalten. Wenn man sich die Dualzahl $2^n - m$ von links (Stelle der niedrigsten Wertigkeit) nach rechts aufschreibt, so entspricht jede Stelle einem Flipflop in der Schaltung. Man muß diejenigen Flipflops setzen, an deren Stelle in der Dualzahl $2^n - m$ eine 1 steht.

Teilerschaltungen ohne Monoflop:

Bei Teilverhältnissen

$$m = 2^{n-1} + 2^v \quad \text{mit } v = 0, 1, \dots, n-2$$

hat die Dualzahl $2^n - m$ die Form $00 \dots 011 \dots 1$. Eine 1 steht hier nur an den Stellen, die sich bis zum Ende des Zyklus nicht mehr ändern, d. h. die gesetzten Flipflops können solange gesetzt bleiben, bis die Schaltung von selbst wieder in den Zustand $00 \dots 0$ übergeht und damit das Setzsignal verschwindet. Das Monoflop kann bei diesen Schaltungen entfallen.

Beispiel: $n = 5,$
 $v = 3$ also $m = 24$
 $2^n - m = 8 \triangleq 0001$

Das vierte Flipflop muß gesetzt werden und darf bis zum Ende des Zyklus gesetzt bleiben, so daß kein Monoflop benötigt wird.

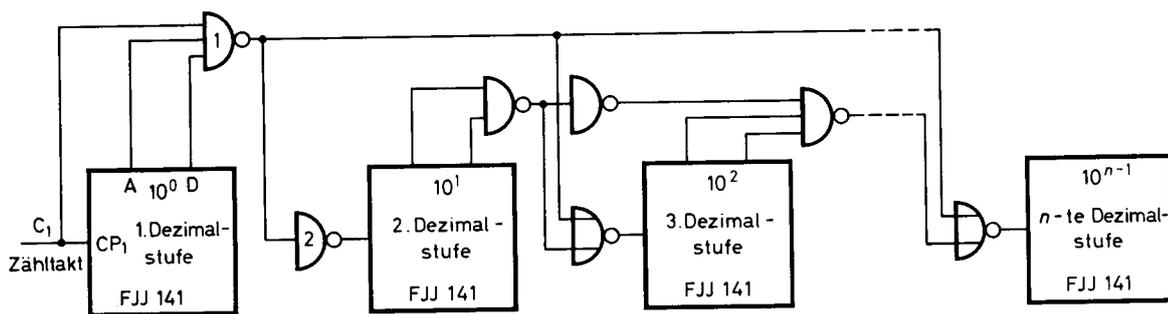


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Quasisynchroner
Dezimalzähler mit
paralleler Berücksichtigung
des Übertrags der 1. Stufe**

28. MÄRZ 1972



VS 210145

Die Schaltung stellt einen TTL-Vorwärts-Dezimalzähler mit asynchronen Zähldekaden FJJ 141¹⁾ dar. Der nach der ersten Stufe gebildete Übertrag gelangt zugleich auf den Takteingang derjenigen Stufen, für die ein Übertrag vorhanden ist. Diese parallele Berücksichtigung des Übertrags der ersten Stufe hat gewisse Ähnlichkeiten mit einer synchronen Übertragsorganisation, so daß man von einem quasisynchronen Dezimalzähler sprechen kann.

Der Übertrag einer jeden Stufe wird durch Decodierung gebildet. Man verwendet dazu die Ausgänge A und D, da beide zugleich nur nach dem 9. Zählimpuls im HIGH-Zustand sind. Jeder 10. Zählimpuls gelangt über zwei hintereinandergeschaltete Gatter (Gatter 1 und 2 bzw. Gatter 1 und jeweils ein NOR-Gatter) parallel auf die durch den Übertrag der vorangehenden Stufen vorbereiteten Takteingänge. Bei unterschiedlichen Verzögerungszeiten dieser beiden Gatter kann sich die Taktimpulsdauer bei HIGH t_{CH} um

$$\Delta t_{CH} = t_{fd \max} + t_{rd \max} - (t_{rd \min} + t_{fd \min})$$

1) Bei Verwendung der Schaltung FJJ 141 als Zähldekade im 8-4-2-1-BCD verbindet man Anschluß 1 mit Anschluß 12, und als Takteingang wird Anschluß 14 verwendet.

2) Die Taktimpulszeiten der Schaltung FJJ 141 sind hier benannt mit

$$t_{CP1H} = \text{Taktimpulsdauer bei HIGH,}$$

$$t_{CP1L} = \text{Taktimpulsdauer bei LOW.}$$

verringern. Für TTL-Gatter gilt

$$\Delta t_{CH} \approx 23 \text{ ns.}$$

Um die für die Dekade FJJ 141 vorgesehene geringste Taktimpulsdauer bei HIGH $t_{CP1H \min}$ ²⁾ einzuschalten, muß für die geringste Taktimpulsdauer bei HIGH $t_{C1H \min}$ des angelegten Zähltaktes gelten

$$t_{C1H \min} = t_{CP1H \min} + \Delta t_{CH}.$$

Die Taktimpulsdauer bei LOW wird erst ab einer relativ hohen Anzahl von Stufen (26) durch die Übertragsbildung eingeschränkt, da man (außer für die erste Stufe) mit einer um den Faktor 10 verringerten Zählfrequenz arbeitet. Deshalb kann auch die für die Dekade FJJ 141 geforderte geringste Taktimpulsdauer bei LOW $t_{CP1L \min}$ für den gesamten Zähler verwendet werden.

Da der Takt über zwei hintereinandergeschaltete Gatter jeder Stufe zugeführt wird, verzögert sich ein Zählimpuls nur um $2t_{pd}$, zuzüglich der längsten Verzögerungszeit in der n -ten Stufe. Die Laufzeit ist wesentlich geringer als bei asynchronen Zählern.

Die technischen Daten des Zählers sind umseitig zusammengestellt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.162, Oktober 1971



Technische Daten

Zählfrequenz- grenze f_{Cgr}	typ	$> \frac{1}{t_{CP1L\ min} + t_{CP1H\ min}}$
	wc	$\frac{1}{t_{CP1H\ min} + \Delta t_{CH} + t_{CP1L\ min}}$
Laufzeit T_d	typ	$2t_{pd} + t_{r, fd} (CP_1 \rightarrow C)$
	wc	$2t_{pd\ max} + t_{r, fd\ max} (CP_1 \rightarrow C)$
Zählfrequenz- grenze f_{Cgr} (MHz)	typ	18
	wc	8,1
Taktimpulsdauer bei HIGH $t_{C1H\ min}$ (ns)	wc	73
Laufzeit T_d (ns)	typ	81
	wc	137
Messungen am vierstufigen Zähler, Ausgänge unbelastet		
Laufzeit T_d (ns)		79
Zählfrequenz- grenze f_{Cgr} (MHz)		19

typ = typisch, wc = worst case.

$t_{r, fd} (CP_1 \rightarrow C)$ ist die Anstiegs- bzw. Abfallverzögerungszeit zwischen triggernder Flanke am Takteingang CP_1 und der Zustandsänderung am Ausgang C des FJJ 141.



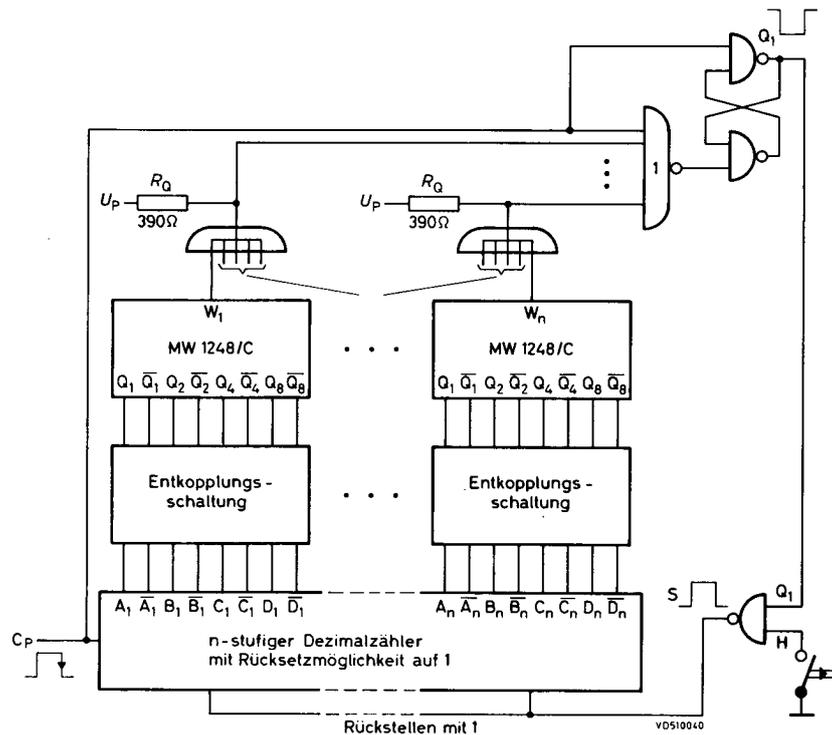
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

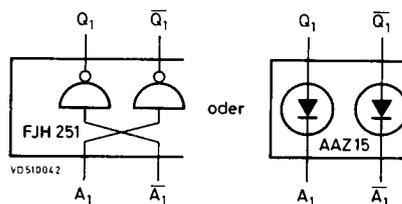
Schaltungssammlung

TTL-Vorwahl- Dezimalzähler ohne Ziffernanzeige

16. MÄRZ 1972

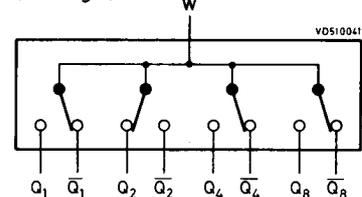


Entkopplungsschaltungen:
(für die B-, C- und D-Ausgänge entsprechend)



Störspannungsab-
stand vermindert

Codierschaltung MW1248/C:
(Stellung 2)

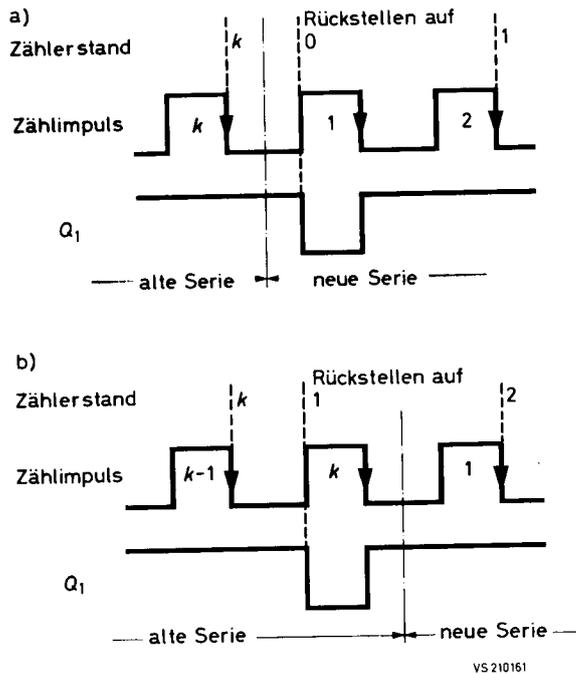


In der angegebenen Schaltung kann jeder TTL-Dezimalzähler verwendet werden, den man in die Stellung 1 zurücksetzen kann. Zur Vorwahl wird pro Dekade ein Miniatur-Vorwahlschalter MW 1248/C verwendet. Um mit diesen Codierschaltern eine Decodierung zu realisieren, sind Gatter zwischen Zähler und Vorwahlschaltern notwendig, welche wegen Benutzung der „wired AND“-Verknüpfung hinter den Vorwahlschaltern einen offenen Kollektor haben müssen.

Durch diese Gatter werden die Zählerausgänge entkoppelt. Außerdem wird die pro Dekade zur Decodierung notwendige UND-Funktion gebildet. Die durch „wired AND“ zusammengefaßten Vorwahlschalteraussgänge werden auf das Gatter 1 geführt. Bei Zählern mit aktiver 1-0-Flanke wird Gatter 1 mit dem Takt aufgetastet, bei Zählern mit aktiver 0-1-Flanke mit dem invertierten Takt. Es schließt sich ein NAND-Basisflipflop an. Wenn nach einer aktiven Flanke des Zähltaktes



an allen Vorwahlschalterausgängen HIGH-Potential liegt, ändert sich der Zustand von Gatter 1 zunächst nicht, da sein anderer Eingang (Takt bzw. invertierter Takt) im LOW-Zustand ist. Erst mit der nächsten Taktflanke schaltet Gatter 1 um, und das Basisflipflop wird gesetzt, so daß an Q_1 ein Ausgangssignal entsteht, welches auch zum Rücksetzen des Zählers verwendet werden kann. Durch diese Verzögerung ist gewährleistet, daß nur bei Übereinstimmung von Zähler- und vorgewählter Stellung ein Ausgangssignal gebildet wird. Codierfehler, die bei anderen Übergängen kurzzeitig auftreten können, werden unterdrückt. Wie man jedoch aus dem Impulsdiagramm a entnehmen kann, würde beim Rücksetzen dieser Anordnung in den Zustand 0 ein Zählimpuls übersprungen werden. Außerdem würde ein solcher Vorwahlzähler nicht die oben gestellte Forderung erfüllen, daß beim Erreichen der Vorwahlstellung k ein Ausgangssignal entsteht, das in der Regel zur Auslösung weiterer Vorgänge benötigt wird. Man kann diese Schwierigkeit nur umgehen, indem man den Zähler in die Anfangsstellung 1 bringt und beim Erreichen der Vorwahlstellung k jeweils auch in die Stellung 1 zurücksetzt. Damit gilt Impulsdiagramm b. Die Anzahl der Zählimpulse entspricht der vorgewählten Zahl, und beim Zählimpuls k wird ein Ausgangssignal Q_1 (LOW) abgegeben. Der Zählerstand kann jedoch nicht angezeigt werden, weil er immer um eins höher ist als die Anzahl der Zählimpulse. Die



Zähldekade FJJ 141 kann man für die erste Dekade dieses Zählers nicht verwenden, da sie nicht auf 1 zurückgesetzt werden kann.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.162, Oktober 1971



mal vorgewählte Zählerstellung kann nicht schon vorher während eines Ablaufs interner Schaltvorgänge vorübergehend auftauchen. Das liegt daran, daß die Flipflops beim Asynchronbetrieb in der Reihenfolge ihrer Binärstellen-Wertigkeit getriggert werden, zuerst das Flipflop mit der Wertigkeit 2^0 , dann das Flipflop mit 2^1 usw. Ein Codierfehler ist also deshalb unmöglich, weil die Änderung eines Binärstellenwertes stets erst dann erfolgt, wenn die Ziffern in allen Stellen niedrigerer Wertigkeit bereits richtig sind.

Bei der gewählten Decodierung ohne die invertierten Zählerausgänge kann, wenn bestimmte Vorwahlstellungen eingestellt sind (z. B. 133), bei

mehreren Zählerstellungen ein Ausgangsimpuls gebildet werden (133, 137, 173, 177). Im 8-4-2-1-BCD ist die erste dieser Zählerstellungen jedoch immer die vorgewählte Stellung (hier also 133), nach deren Erreichen der Zähler auf 0 zurückgesetzt wird. Die anderen kritischen Zählerstellungen (137, 173, 177) werden somit gar nicht erreicht. Für Anwendungen, bei denen der Zähler nach Erreichen der Vorwahlstellung weiterzählen soll, ist die Anordnung nicht geeignet.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.162, Oktober 1971



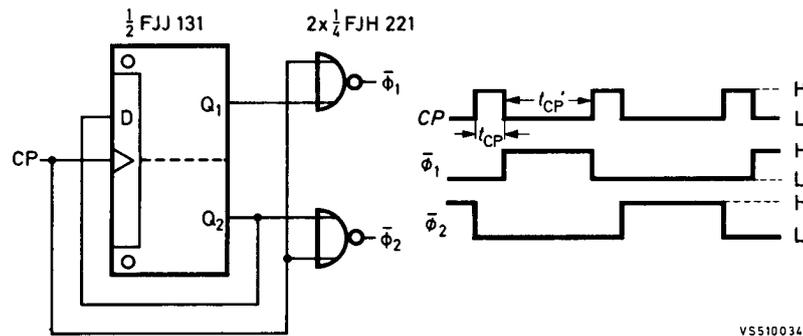
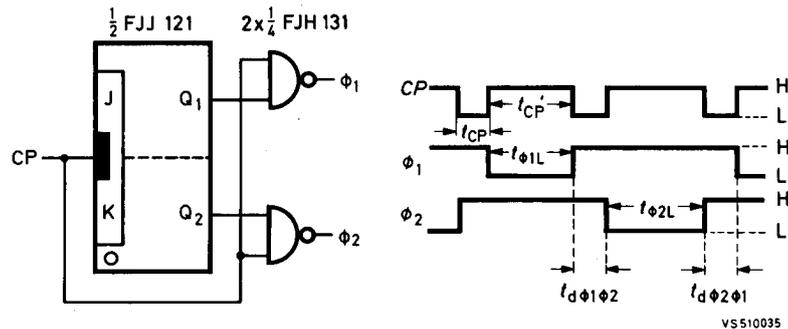
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Taktgeber- schaltungen für die MOS-FD-Reihe

12. MAI 1971



Die angegebenen Schaltungen können als Taktgeber für diejenigen Schaltungen der MOS-FD-Reihe verwendet werden, die eine Zweiphasen-Ansteuerung erfordern. Dabei muß zur Erzeugung des zur Ansteuerung der Takteingänge Φ_1 und Φ_2 erforderlichen Spannungshubes ($\Delta U \geq 22 \text{ V}$) den Taktgebern eine Übergangsschaltung nachgeschaltet werden. Welcher der beiden Taktgeber zweckmäßig gewählt wird, hängt vom Konzept der Versorgungsspannungen ab.

Beide Taktgeber erfüllen die wichtige Bedingung, daß sich die Taktsignale Φ_1 und Φ_2 im LOW-Zustand auch nach Durchlaufen der angeschlossenen Übergangsschaltungen nicht überlappen ($t_{d \Phi_1 \Phi_2} \geq 0$, $t_{d \Phi_2 \Phi_1} \geq 0$).

Mit den Schaltzeiten der jeweils verwendeten Übergangsschaltung ergeben sich unter Vernach-

lässigung der Verzögerungszeiten der TTL-Gatter für das Taktsignal CP die Forderungen

$$t_{CP} \geq t_{rd} + t_r - t_{fd}$$

$$t_{CP}' \geq t_{\Phi_{1,2L}} + t_{fd} + t_f - t_{rd}$$

In jedem Fall muß zur Vermeidung von Störimpulsen mit Rücksicht auf die maximale Verzögerungszeit $C \rightarrow Q$ der Flipflops gelten

$$t_{CP} \geq 40 \text{ ns}$$

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie, Nr. 160



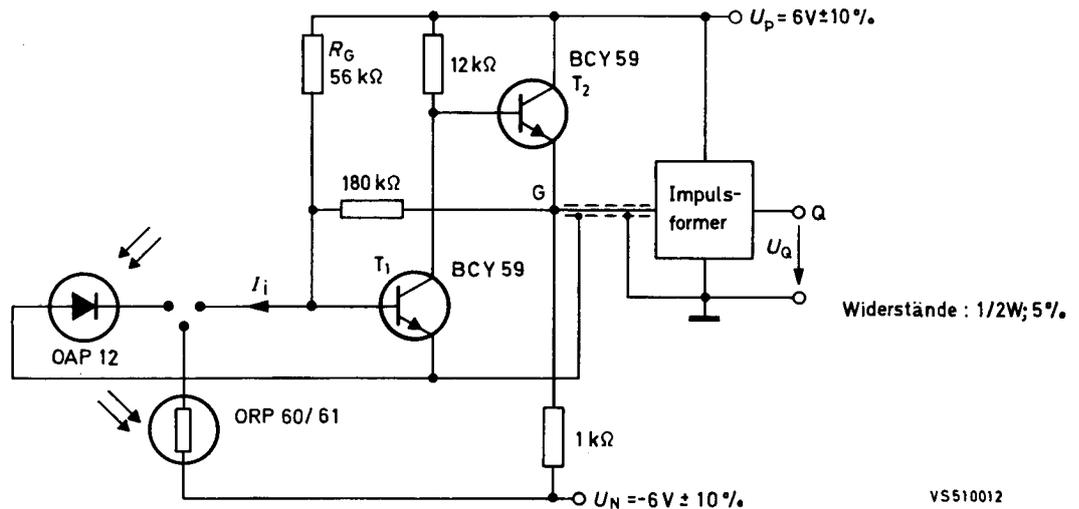
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Lichtschanke zur Ansteuerung von Digitalschaltungen

1. OKTOBER 1970

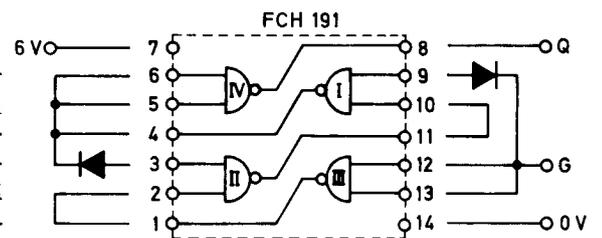


Um systemfremde Signale in Spannungen zu wandeln, deren Amplituden und Schaltzeiten denen der FC-Baureihe entsprechen, ist ein Impulsformer erforderlich. Die Impulsformerschaltung Nr. 30 kann durch den hier angegebenen Vorverstärker zu einer Lichtschranke mit der Fotodiode OAP 12 oder dem Fotowiderstand ORP 60 (frontaler Lichteinfall) bzw. ORP 61 (seitlicher Lichteinfall) erweitert werden.

Bei ausreichender Beleuchtung der fotoelektronischen Bauelemente ist der Eingangstransistor T_1 gesperrt und die Impulsformerschaltung im Zustand HIGH. Die Schwelle der Beleuchtungsstärke liegt bei Verwendung der Fotodiode bei ca. 1600 lx und bei Verwendung des Fotowiderstandes bei ca. 60 lx.

Der Gegenkopplungswiderstand von 180 kΩ ergibt eine geringe Stromhysterese am Eingang

des Verstärkers ($\Delta I_1 \approx 2 \mu A$). Der Transistor T_2 verringert die Kollektorspannung von T_1 um die Basis-Emitter-Spannung U_{BE2} ; damit ist gewährleistet, daß die untere Schwellenspannung U_{iT} des Impulsformers im LOW-Zustand nicht überschritten wird.



Verdrahtungsplan für den Impulsformer nach Schaltung 30 aus dem Heft 1 der Schaltungssammlung

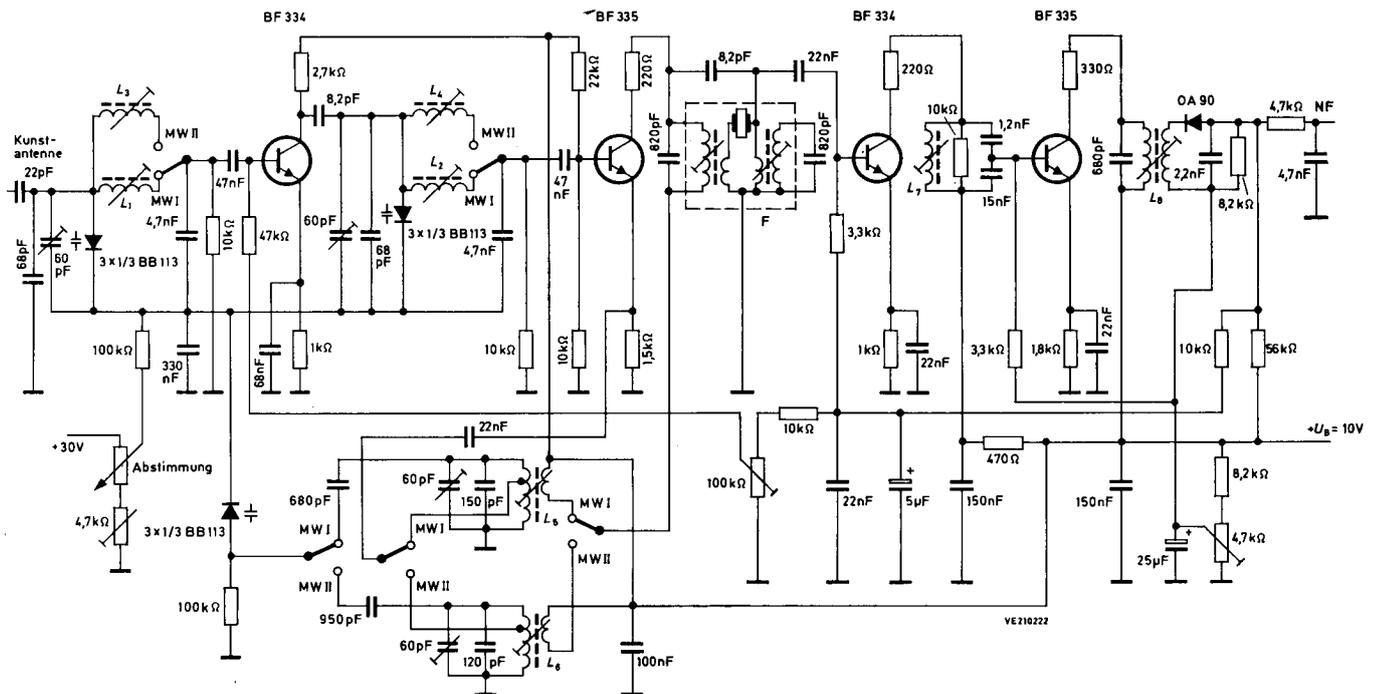


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**AM-Eingangsschaltung für Autoempfänger mit der Abstimm-diode BB 113**

21. MÄRZ 1972



Das Bild zeigt den HF- und ZF-Teil für einen Autoempfänger mit geteiltem Mittelwellenbereich. Die Bereichsgrenzen sind

MW I 520 bis 950 kHz,
MW II 900 bis 1640 kHz.

Die Abstimmung der Kreise erfolgt mit drei Abstimm-dioden BB 113.

Es werden trotz der Bereichsunterteilung drei Teildioden in jedem Kreis benutzt, weil einerseits die relativ große Antennenkapazität dem Eingangskreis parallelgeschaltet ist und andererseits die minimale Abstimmspannung wegen des Großsignalverhaltens nicht zu klein werden sollte. Der untere Wert der Abstimmspannung liegt bei $U_{\text{Abst}} = 3 \text{ V}$. Die Abstimmspannung wird über einen Entkopplungswiderstand von $100 \text{ k}\Omega$ den gemeinsamen Katoden zugeführt.

Der Arbeitspunkt der Vorstufe liegt im ungeregelten Zustand bei $-I_E = 0,3 \text{ mA}$. Die Verstärkung ist damit ausreichend hoch, um ein befrie-

digendes Signal-Rausch-Verhältnis zu erreichen. Hinsichtlich der Aussteuerung der Mischstufe ist die Verstärkung der Vorstufe niedrig genug, so daß auch unter Berücksichtigung eines verzögerten Einsatzes der Vorstufenregelung und bei hohen Modulationsgraden noch ein genügend großer Abstand des Signals an der Basis der Mischstufe von der Übersteuerungsgrenze vorhanden ist.

Für die Mischstufe wurde $-I_E = 1,6 \text{ mA}$ gewählt. Damit wird zwar nicht die optimale Mischverstärkung erreicht, die bei $-I_E = 2 \text{ mA}$ und einer Oszillatorspannung von $U_O = 100 \text{ mV}$ liegt, aber es ergibt sich eine geringere Abhängigkeit der Mischverstärkung von der Oszillatorspannung.

Für die Rückkopplung des Oszillators wird hier eine galvanisch von der Oszillatorspule getrennte Koppelspule benutzt, die mit der Primärspule des ZF-Filters in Serie geschaltet ist, und über deren kapazitiv geerdeten Fußpunkt der Kolle-



torstrom der Mischstufe zugeführt wird. Das ermöglicht die Einsparung eines Umschaltkontaktes, wenn die Mischstufe als FM-ZF-Verstärker mitbenutzt wird, wie es in vielen Geräten üblich ist.

Der ZF-Verstärker besteht aus zwei Stufen, die durch einen Einzelkreis gekoppelt sind. Die ZF-Selektion wird durch ein Blockfilter (zwei LC-Kreise, ein PXE-Resonator) erreicht. Die Regelspannung zur automatischen Verstärkungsregelung wird am Demodulator abgenommen und parallel (über Entkopplungswiderstände) der 1. ZF-Stufe und der HF-Vorstufe zugeführt. Durch die Wahl der Ruhearbeitspunkte ergibt sich, daß

zunächst hauptsächlich die Vorstufe geregelt wird und erst bei größeren Signalen der ZF-Verstärker.

Ein Signal-Rausch-Verhältnis von 26 dB ergibt sich für

MW I ($f_E = 750 \text{ kHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$, $m = 0,3$)
bei $U_{\text{Ant}} = 27,5 \mu\text{V}$,

MW II ($f_E = 1300 \text{ kHz}$, $f_m = 1 \text{ kHz}$, $m = 0,3$)
bei $U_{\text{Ant}} = 20 \mu\text{V}$.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.165,
Dezember 1971

Spulendaten

Spulen-Nr.	Kreis	Drahtsorte	Windungszahlen		Ferritmaterial	
			Kreisspule	Koppelspule	U-Rahmenkern	Abgleichstift
L ₁	MW I Vorkreis	8 x 0,03	122	—	4 A 4	3 D 3
L ₂	MW I Zwischenkreis	8 x 0,03	122	—	4 A 4	3 D 3
L ₃	MW II Vorkreis	8 x 0,03	68	—	4 A 4	3 D 3
L ₄	MW II Zwischenkreis	8 x 0,03	68	—	4 A 4	3 D 3
L ₅	MW I Oszillator	8 x 0,03	96 (Anz. bei 5)	7	4 C 6	4 C 6
L ₆	MW II Oszillator	8 x 0,03	64 (Anz. bei 4)	5	4 C 6	4 C 6
L ₇	ZF-Kreis	6 x 0,04	90	—	4 A 4	3 D 3
L ₈	Demodulatorkreis	8 x 0,03	120	60	4 A 4	3 D 3
F	Blockfilter primär	8 x 0,04	95	5	4 A 4	3 D 3
F	Blockfilter sekundär	8 x 0,04	95	5	4 A 4	3 D 3

Piezokeramischer Resonator (460 kHz) 2422 540 00103



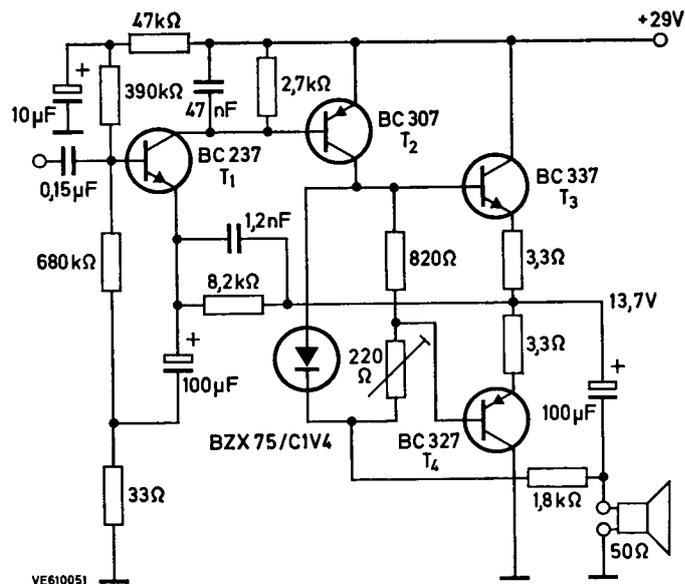
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

2,25 W- NF-Verstärker

2. MAI 1972



Der hier beschriebene NF-Leistungsverstärker ist für den Einsatz im Tonteil von Fernsehempfängern entwickelt. Er eignet sich darüber hinaus für alle Anwendungen, bei denen ein Kleinleistungsverstärker mit guten Übertragungseigenschaften benötigt wird. Der Verstärker ist mit den Silizium-Planar-Epitaxial-Transistoren BC 327 und BC 337 in der Komplementär-Endstufe aufgebaut. Die Vorstufe und die Treiberstufe sind mit den Transistoren BC 237 und BC 307 bestückt. Der Basisspannungsteiler der Vorstufe ist fest eingestellt. Zur Stabilisierung

des Endstufen-Ruhestroms dient ein Stabistor BZX 75 / C1V4 zwischen den Basen der Endtransistoren.

Die Endtransistoren können ohne Kühlkörper betrieben werden; es ist lediglich darauf zu achten, daß die Länge der Anschlußdrähte oberhalb der Leiterplatte nicht mehr als 3 mm beträgt.

Weitere Erläuterungen

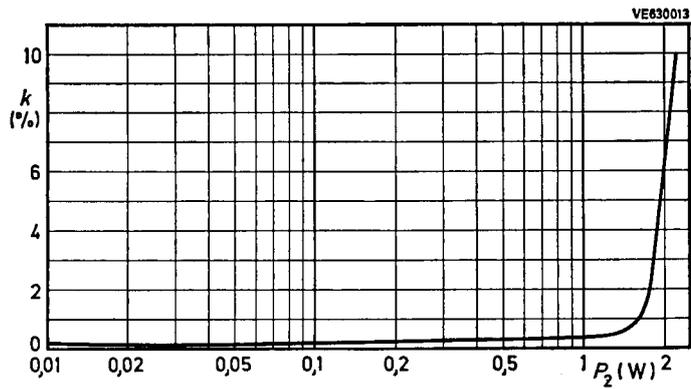
VALVO - Brief vom 1. November 1971

Betriebswerte

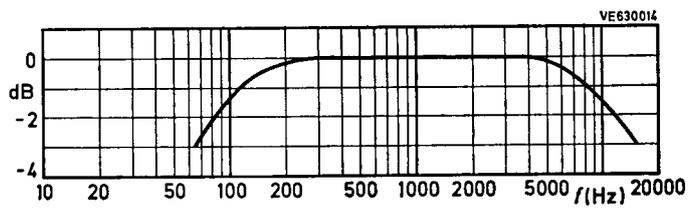
Versorgungsspannung
Ruhestrom der Endstufe
Kollektorstrom der Treiberstufe
Gesamtstromaufnahme
Ausgangsleistung
Klirrfaktor
Eingangsspannung
Eingangsscheinwiderstand

$U_{\text{bat}} = 29 \text{ V}$
 $I = 1,2 \text{ mA}$
 $I_{\text{C Tr}} = 7 \text{ mA}$
 $I_{\text{bat}} = 110 \text{ mA}$ bei $P_2 = 2,25 \text{ W}$
 $P_2 = 2,25 \text{ W}$ bei $k = 10 \%$, $f = 1 \text{ kHz}$
 $k \leq 0,5 \%$ bei $P_2 \leq 1,4 \text{ W}$
 $U_1 = 7 \text{ mV}$ für $P_2 = 50 \text{ mW}$
 $U_1 = 51 \text{ mV}$ für $P_2 = 2,25 \text{ W}$
 $|Z| = 205 \text{ k}\Omega$





Klirrfaktor des 2,25W -Verstärkers bei $f = 1$ kHz



Frequenzgang des NF-Verstärkers gemessen bei $P_2 = 50$ mW

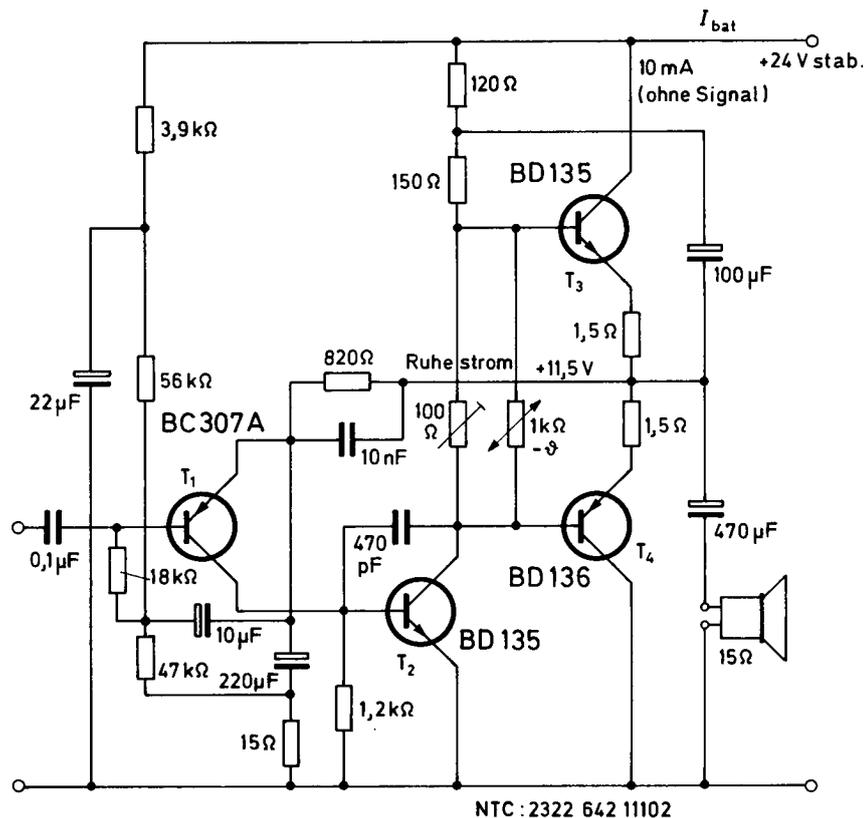


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**3 W-Verstärker**

13. MAI 1971



Der Verstärker ist in der Komplementär-Endstufe mit dem Transistorpaar BD 135 / BD 136 ausgerüstet. Die Vorstufe und die Treiberstufe sind mit den Transistoren BC 307 A und BD 135 bestückt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß in allen Stufen Transistoren aus dem gesamten Streubereich der Stromverstärkung verwendet werden können. Der Basisspannungsteiler kann

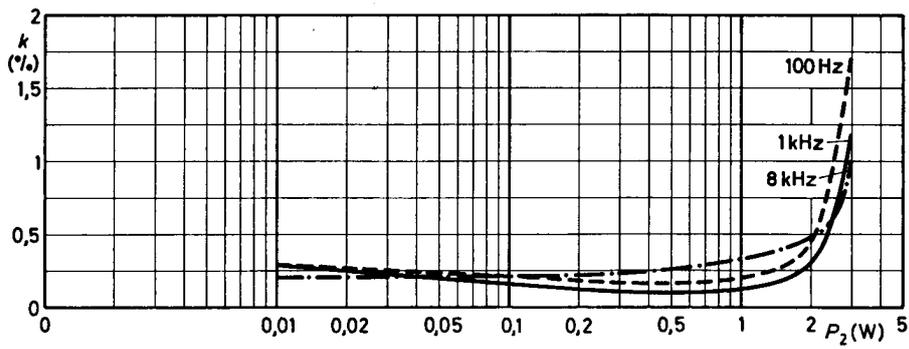
fest gewählt werden; Streuungen der Stromverstärkung in der Vorstufe haben keinen Einfluß auf die Mittenspannung der Endstufe. Für den Betrieb bei Umgebungstemperaturen bis zu 50 °C benötigen die Endtransistoren Kühlelemente mit einem Wärmewiderstand von je $R_{thK} \leq 73 \text{ grd/W}$. Eine zusätzliche Kühlung des Treibertransistors ist nicht erforderlich.

Betriebswerte

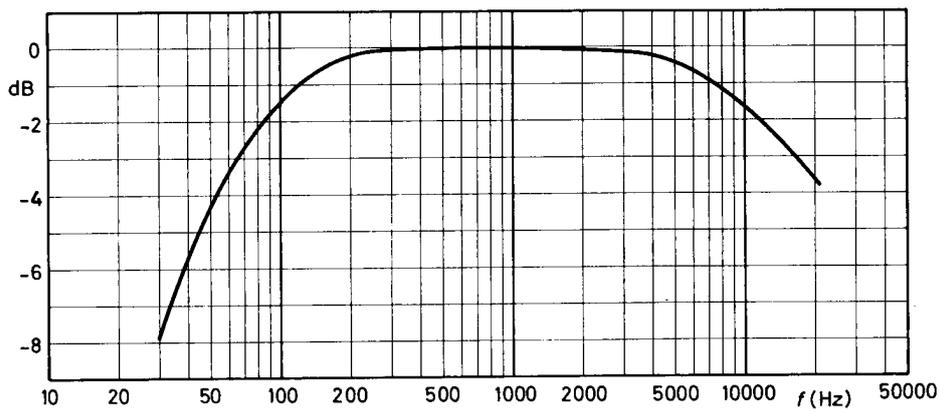
Speisespannung
Ruhestrom
Gesamtstromaufnahme
Ausgangsleistung
Klirrfaktor
Eingangsspannung
(Gegenkopplung 21,2 dB)
Eingangsscheinwiderstand
Geräuschspannungsabstand

$U_{bat} = 24 \text{ V stab.}$
 $I = 10 \text{ mA}$
 $I_{bat} = 250 \text{ mA}$ bei $P_2 = 3 \text{ W}$
 $P_2 = 3 \text{ W}$ bei $k = 3 \%$, $f = 1 \text{ kHz}$
 $k = 0,3 \%$ bei $P_2 = 50 \text{ mW}$
 $U_1 = 19 \text{ mV}$ für $P_2 = 50 \text{ mW}$
 $U_1 = 150 \text{ mV}$ für $P_2 = 3 \text{ W}$
 $|Z_1| = 60 \text{ k}\Omega$
 $= 74 \text{ dB}$ bei $P_2 = 50 \text{ mW}$

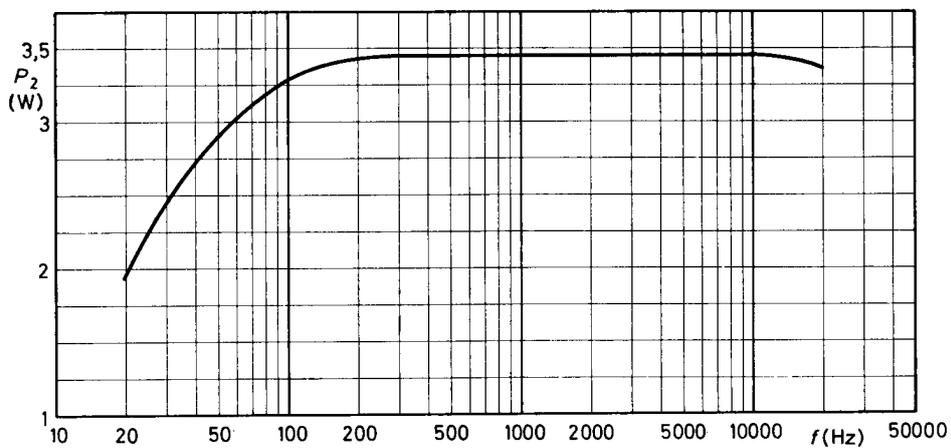
**133**



Klirrfaktor des 3 W - Verstärkers



Frequenzgang bei $P_2 = 0,75$ W (0 dB)



Leistungsfrequenzgang für $k = 3\%$



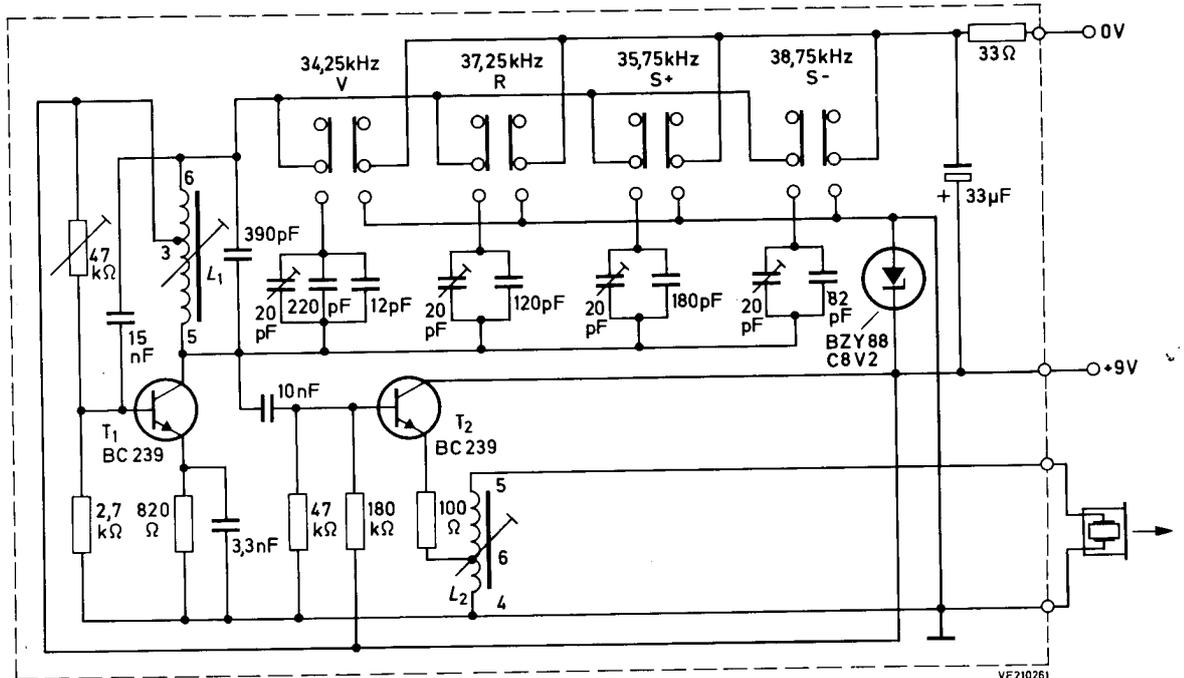
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

4 Kanal- Ultraschallsender für Diaprojektoren

10. MÄRZ 1972



Zur Fernsteuerung von Diaprojektoren werden in der Regel vier Kanäle mit unterschiedlichen Frequenzen benötigt, und zwar für Vorwärtstransport, Rückwärtstransport, „Schärfe vor“ und „Schärfe zurück“. In diesem Schaltungsblatt wird der Sender einer derartigen, mit Ultraschall arbeitenden Fernsteuerungsanlage beschrieben, der mit dem VALVO-Luftultraschallwandler Typ 8222 293 15380 ausgerüstet ist. Von dem dazugehörigen Empfänger dieser Fernsteuerungsanlage handelt die Schaltung Nr. 135.

Der mit dem Transistor T_1 aufgebaute Oszillator arbeitet in Dreipunktschaltung. Die vier Frequenzen werden durch Zuschalten unterschiedlicher Kreiskapazitäten erzeugt, während die Kreisinduktivität L_1 unverändert bleibt. Die Ankopplung des Ultraschallwandlers erfolgt über einen in der Emitterleitung von T_2 liegenden Anpassungstransformator L_2 . Eine Stabilisierung der Versorgungsspannung wird durch die Z-Diode BZY 88 / C 8 V 2 in Verbindung mit dem Vorwiderstand von 33Ω erreicht.

Die Buchstaben unter den Frequenzangaben bedeuten:

- V = Vorwärtstransport
- R = Rückwärtstransport
- S+ = Schärfe vor
- S- = Schärfe zurück

Spulendaten

2 VALVO-Miniput-Bausätze
 Rahmenkern Ferroxcube 3B 3122 104 91460,
 Gewindekern Ferroxcube 3B 4322 020 32250,
 Spulenkörper 4312 021 29670

$L_{1, 5-3} = 35 \text{ mH}$, $L_{1, 3-6} = 79 \mu\text{H}$
 $L_{2, 5-6} = 5,1 \text{ mH}$, $L_{2, 6-4} = 480 \mu\text{H}$

Windungszahlen:

$N_{1, 5-3} = 1150 \text{ Wdgn.}, 0,06 \text{ CuL}$
 $N_{1, 3-6} = 55 \text{ Wdgn.}, 0,06 \text{ CuL}$
 $N_{2, 5-6} = 440 \text{ Wdgn.}, 0,1 \text{ CuL}$
 $N_{2, 6-4} = 140 \text{ Wdgn.}, 0,1 \text{ CuL}$

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.169,
 Januar 1972



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

4 Kanal-Ultraschall-empfänger für Diaprojektoren

11. MÄRZ 1972

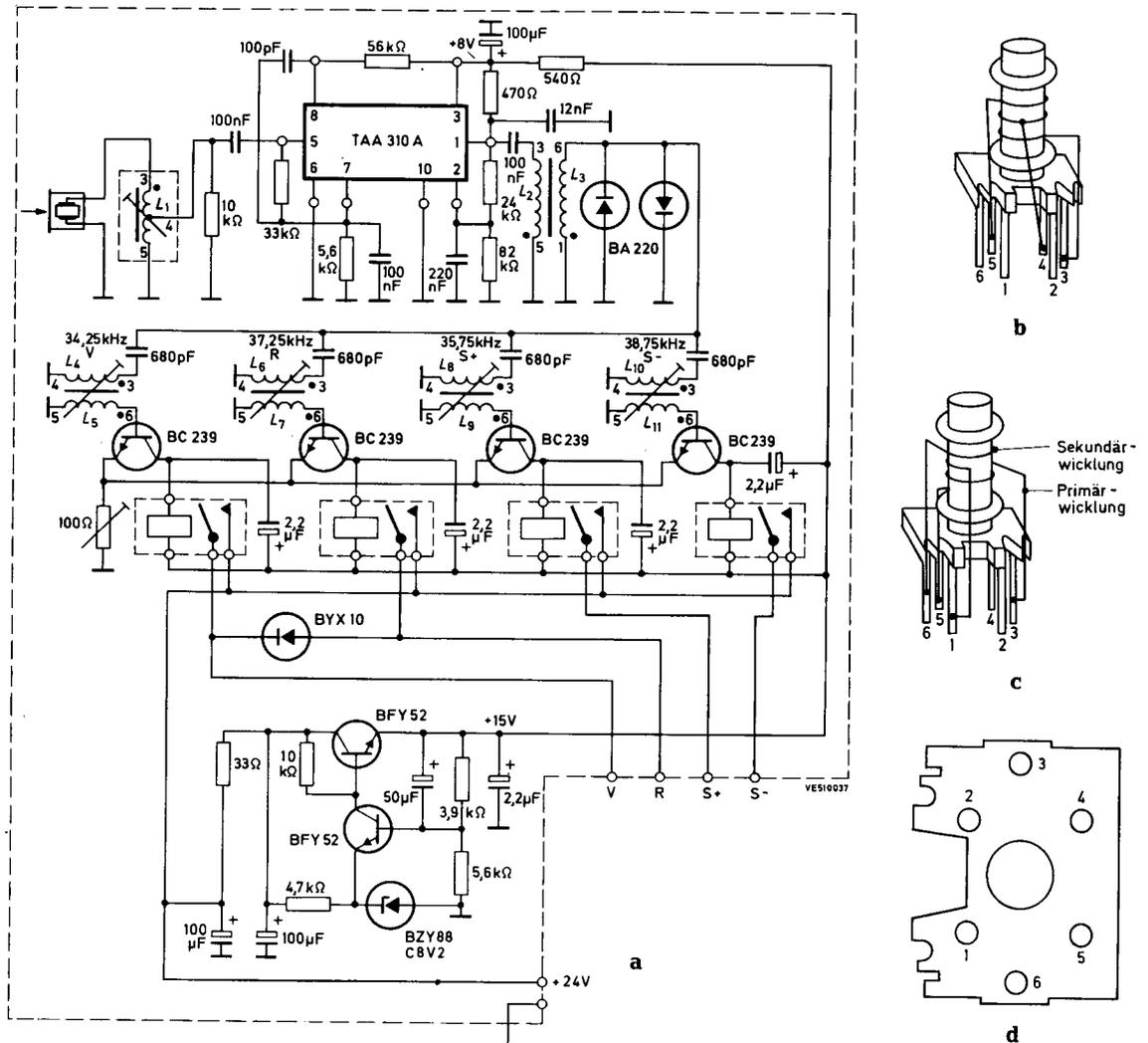


Bild 1. a. Schaltung des 4 Kanal-Ultraschallempfängers, b. Wickelschema der Eingangsinduktivität L_1 , c. Wickelschema des Übertragers L_2 / L_3 , d. Ansicht eines Spulenkörpers von unten

Eingangsinduktivität L_1 : VALVO-Miniput-Bausatz
 Rahmenkern Ferroxcube 3B 3122 104 91460
 Gewindekern Ferroxcube 3B 4322 020 32250
 Spulenkörper 4312 021 29670
 Gehäuse 3122 990 94130
 $L_{1, 3-5} = 7 \text{ mH}$
 $N_{1, 3-5} = 480 \text{ Wdgn.}, 0,1 \text{ CuL (Anzapfg. bei 240 Wdgn.)}$

Übertrager und Schwingungskreise (L_2 bis L_{11}):
 5 VALVO-Makronova-Bausätze
 Rahmenkern Ferroxcube 3D3 4322 020 37030
 Gewindekern Ferroxcube 3D3 4312 020 32150
 Spulenkörper 4312 021 29650

$N_2 = 840 \text{ Wdgn.}$	} 0,09 CuL
$N_3 = 450 \text{ Wdgn.}$	
$N_4 = 1000 \text{ Wdgn.}$	
$N_5 = 65 \text{ Wdgn.}$	} 0,1 CuL
$N_6 = 920 \text{ Wdgn.}$	
$N_7 = 56 \text{ Wdgn.}$	
$N_8 = 960 \text{ Wdgn.}$	
$N_9 = 60 \text{ Wdgn.}$	
$N_{10} = 885 \text{ Wdgn.}$	
$N_{11} = 56 \text{ Wdgn.}$	

Der Widerstand der verwendeten 12 V - Reed-kontaktrelais beträgt ca. 1 k Ω .



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

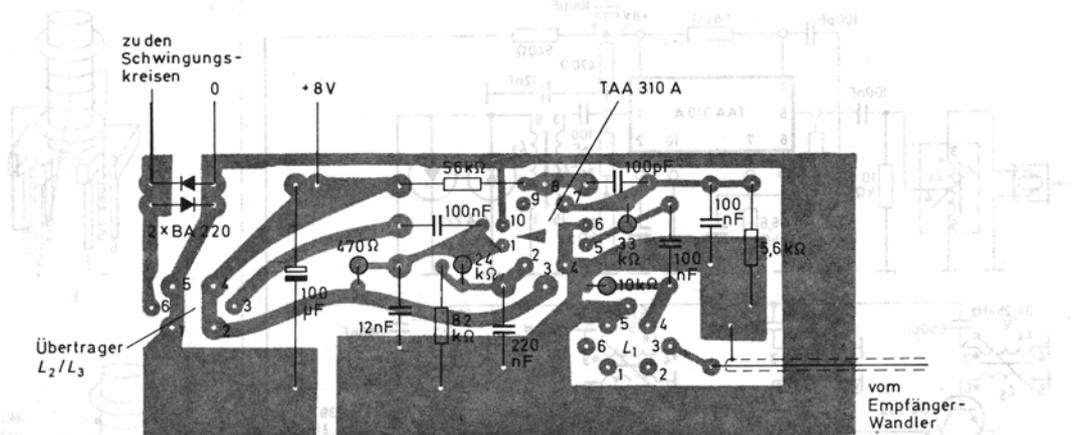


Bild 2. Anordnung des TAA 310 A und der Bauelemente des Eingangsverstärkers in einer gedruckten Schaltung (für die Schaltung nach Bild 1)

Mit diesem 4 Kanal-Ultraschallempfänger, der zusammen mit dem 4 Kanal-Ultraschallsender (Schaltung Nr. 134) als Fernsteuerungsanlage für Diaprojektoren eingesetzt werden kann, läßt sich eine Entfernung von 10 m sicher überbrücken.

Der Empfängerwandler Typ 8222 293 15380 empfängt die Ultraschallsignale und wandelt sie in elektrische Schwingungen um, die dem Eingang des mit der integrierten Schaltung TAA 310 A aufgebauten Verstärkers zugeführt werden. Der Empfangsfrequenzbereich erstreckt sich von 30 bis 45 kHz. Diese relativ große Bandbreite wird durch die angezapfte Induktivität L_1 in Verbindung mit dem Dämpfungswiderstand von 10 k Ω erreicht. An den Verstärkerausgang sind über einen Anpassungstransformator vier parallel liegende, auf die vier Kanalfrequenzen abgestimmte Serienresonanzkreise angeschlossen. Die beiden antiparallel liegenden Dioden BA 220 dienen der Spannungsbegrenzung. Man erreicht damit, daß die an die Resonanzkreise gelieferte Signalamplitude eine von der Entfernung zwischen Oszillator und Empfänger weitgehend unabhängige Größe hat, und daß die Gefahr des gleichzeitigen Ansprechens von mehreren Kanälen verringert wird.

Jedem Kanal ist ein Relais zugeordnet, welches über einen Transistor BC 239 angesteuert wird.

Ohne Eingangssignal sind alle vier Transistoren gesperrt, die Relais stromlos und deren Arbeitskontakte geöffnet. Beim Eintreffen eines Signals wird der betreffende Resonanzkreis erregt und der dazugehörige Transistor in den (auf die Basis bezogenen) positiven Halbwellen periodisch aufgesteuert. Die Kollektorstromimpulse laden den am Kollektor angeschlossenen Kondensator von 2,2 μ F auf und führen bei einer bestimmten Kondensatorspannung zum Ansprechen des Relais. Mit dem einstellbaren Widerstand von 100 Ω kann man erreichen, daß sich beim Ansprechen eines Kanals die Emitterspannungen aller vier Transistoren erhöhen und damit eine Blockierung der drei anderen Kanäle auftritt. Auf diese Weise wird ein gleichzeitiges Ansprechen von zwei Kanälen erschwert, welches durch Frequenzabweichungen oder mangelhaften Abgleich der Resonanzkreise auftreten könnte.

Die räumliche Anordnung der zum Eingangsverstärker gehörenden Bauelemente ist recht kritisch. Es wird daher empfohlen, einen Aufbau entsprechend der in Bild 2 gezeigten Weise vorzunehmen.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr.169, Januar 1972



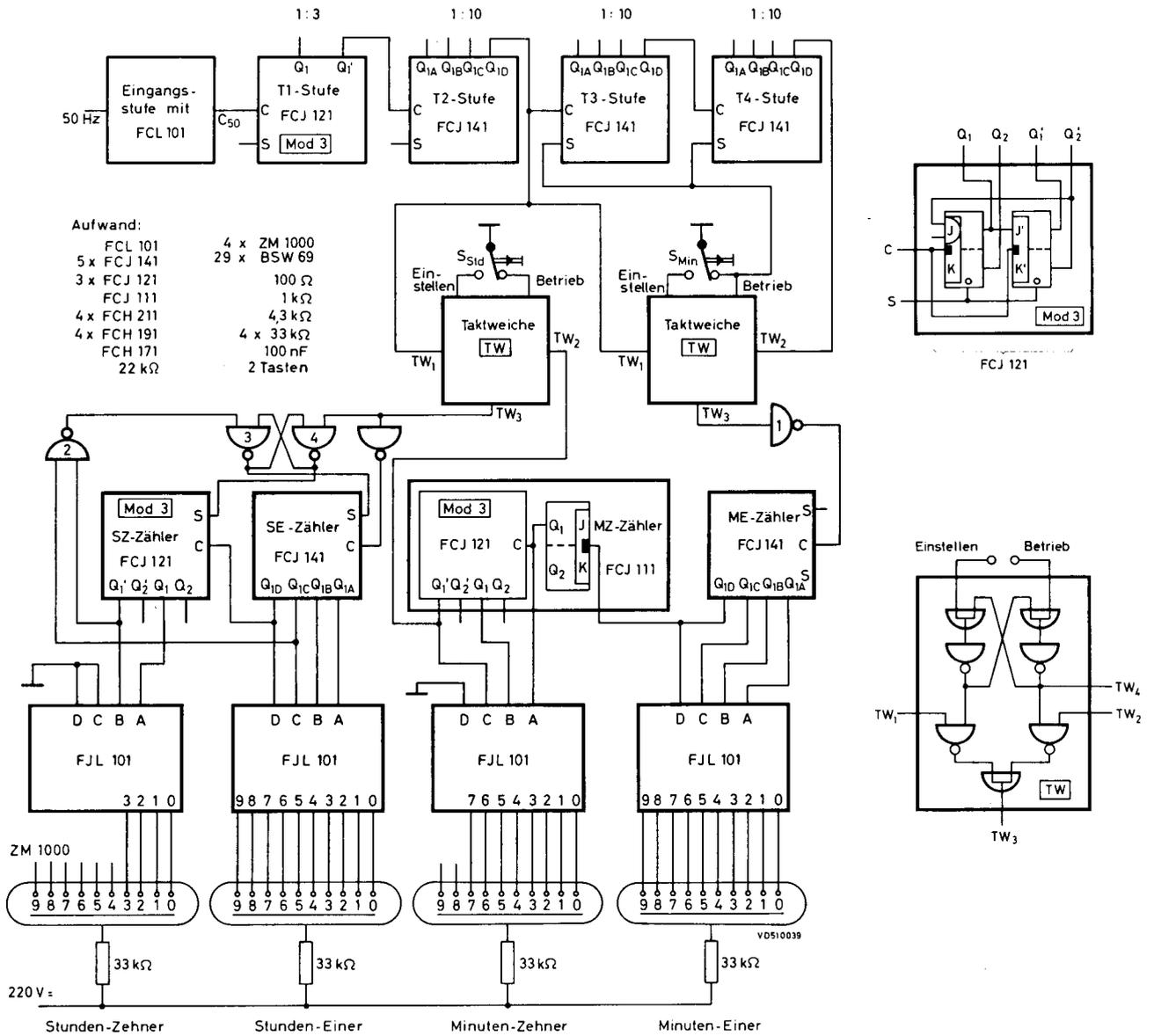
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Digitaluhr in DTL-Technik

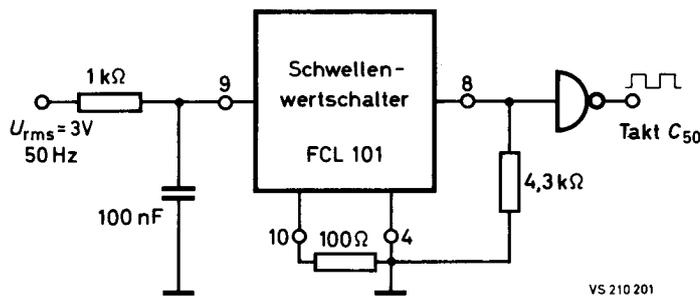
15. MÄRZ 1972



Das rechteckförmige 50 Hz - Eingangssignal C_{50} der angegebenen Schaltung einer Digitaluhr in DTL-Technik wird zunächst durch 3 000 geteilt. Dazu werden die vier Teiler-Stufen T1 bis T4 mit den Verhältnissen 1 : 3, 1 : 10, 1 : 10 und 1 : 10 verwendet. Am Ausgang der T4-Stufe liegt ein Signal mit einer Frequenz von 1/60 Hz. Bei der

im Bild angegebenen Stellung der Taste S_{Min} wird dieser Minutentakt über die rechte Taktweiche auf den Eingang des ME-Zählers (Mod 10) für die Minuteneiner gegeben. Der anschließende MZ-Zähler (Mod 6) für die Minutenzehner besteht aus einem Mod 3 - Zähler, welcher durch ein Einzelflipflop FCJ 111 binär untersetzt wird. Sein





Eingangsstufe aus RC-Tiefpaß und Schwellenwertschalter FCL 101 zur Impulsformung

Ausgang Q_1' ist bei der angegebenen Stellung der Taste S_{Std} über die linke Taktweiche mit dem Eingang des SE-Zählers (Mod 10) für die Stundeneiner verbunden. Es schließt sich der SZ-Zähler (Mod 3) für die Stundenzehner an. Beim Übergang von 23.59 Uhr auf 24.00 Uhr (0-Signal am Ausgang von Gatter 2) bleibt das vom Speicherflipflop (Gatter 3 und 4) gebildete Rückstell-signal genügend lange, nämlich bis zur Vorderflanke des nächsten Stundenimpulses am Ausgang TW_3 , bestehen.

Die Stellungen der vier Zähler für Minuten und Stunden werden, wie angegeben, decodiert (FJL 101 und 6 V Speisespannung) und zur Anzeige gebracht. Die an den Ziffernanzeigeröhren erscheinende vierstellige Zahl entspricht der Zeit in Stunden und Minuten.

Die Taktweichen TW dienen zur Einstellung der Uhr. Durch Drücken der Taste S_{Min} wird das am Ausgang Q_{10} der T2-Stufe liegende Signal direkt auf den ME-Zähler, beim Drücken der Taste S_{Std} direkt auf den SE-Zähler gegeben. Sowohl Minuten als auch Stunden können also mit einem Si-

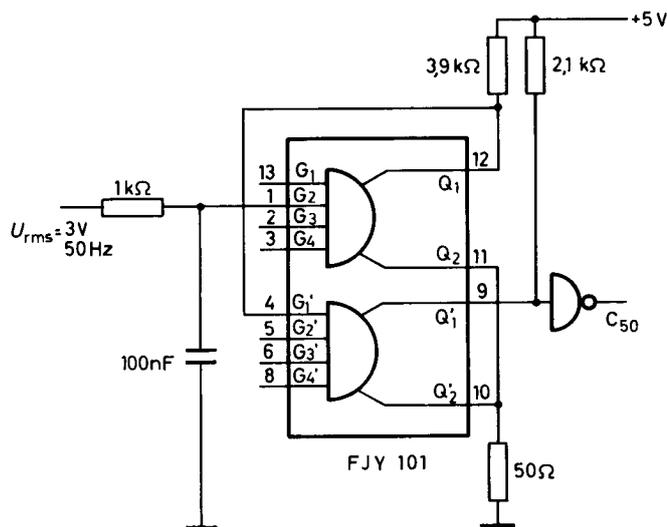
gnal von $1\frac{2}{3}$ Hz eingestellt werden. Man stellt zuerst die Minuten ein, wobei die übersprungenen Teilerstufen auf 0 zurückgesetzt werden und danach die Stunden. Nach Loslassen der Taste S_{Min} mit dem Zeitzeichen ist gewährleistet, daß die Minutenanzeige erst nach Ablauf einer Minute weiterückt.

Das Netzteil muß außer der stabilisierten Speisespannung für die Digitalschaltungen eine Gleichspannung für die Anzeigeröhren liefern. Wird die Netzfrequenz als Zeitnormal verwendet, so muß eine 50 Hz-Wechselspannung geeigneter Amplitude zur Verfügung stehen. Über einen RC-Tiefpaß zur Störunterdrückung (1 kΩ, 100 nF) muß diese Wechselspannung einer Impulsformersstufe zugeführt werden, die aus der Sinusspannung eine Rechteckspannung gleicher Frequenz erzeugt, welche als Eingangssignal C_{50} an die dargestellte Schaltung gelegt werden kann.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 1. Oktober 1971





Eingangsstufe mit Impulsformer

für die Minuteneiner gegeben. Es schließt sich der als Mod 6-Zähler ausgeführte MZ-Zähler für die Minutenzehner an, dessen Übertragungssignal (Ausgang Q_{1D} des FJJ 251) bei der angegebenen Stellung der Taste S_{Std} über die linke Taktweiche TW auf den Eingang des SE-Zählers (Mod 10) für die Stundeneiner geführt wird. Die in der T1- und T4-Stufe nicht benötigten Flipflops A der Schaltungen FJJ 141 und FJJ 251 bilden zusammen den SZ-Zähler (Mod 3) für die Stundenzehner.

Beim Übergang von 23.59 Uhr auf 24.00 Uhr geht der Ausgang Q_{1C} des SE-Zählers in den HIGH-Zustand über, während der Ausgang des zum SZ-Zählers gehörenden Flipflop A der T4-Stufe bereits auf HIGH ist. Durch das über NAND-Gatter angesteuerte Speicherflipflop FF wird für den SE-Zähler und das Flipflop A in der T4-Stufe ein genügend langes Rückstellsignal gebildet.

Die Stellungen der vier Zähler werden, wie angegeben, decodiert und zur Anzeige gebracht. Die an den Ziffernanzeigeröhren erscheinende vierstellige Zahl entspricht der Zeit in Stunden und Minuten.

Die Taktweichen TW dienen zur Einstellung der Uhr. Beim Drücken der Taste S_{Min} wird das am Ausgang Q_{1D} der T2-Stufe liegende Signal direkt auf den ME-Zähler gegeben, beim Drücken der Taste S_{Std} direkt auf den SE-Zähler. Sowohl Minuten als auch Stunden können also mit einem 1 Hz-Signal eingestellt werden, wobei man zuerst die Minuten mit dem Zeitzeichen und erst danach die Stunden einstellt.

Das Netzteil muß außer der stabilisierten Speisespannung für die Digitalschaltungen eine Gleichspannung für die Anzeigeröhren liefern. Wird die Netzfrequenz als Zeitnormal für die Uhr verwendet, so muß eine 50 Hz-Wechselspannung geeigneter Amplitude zur Verfügung stehen. Über einen RC-Tiefpaß zur Störunterdrückung ($1\text{ k}\Omega$, 100 nF) muß diese Wechselspannung einer Impulsformerstufe zugeführt werden, die aus der Sinusspannung eine Rechteckspannung gleicher Frequenz erzeugt, welche als Eingangssignal C_{50} an die dargestellte Schaltung gelegt werden kann.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 1. Oktober 1971

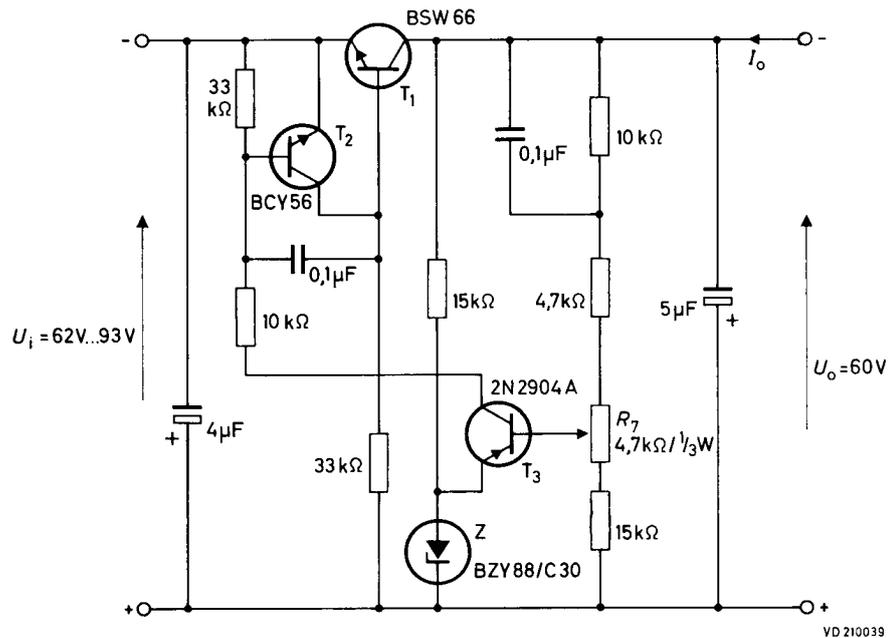


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Stabilisierungsschaltung
60 V/40 mA**

5. OKTOBER 1970



Die Schaltung ist durch die Basisstrombegrenzung des Transistors T_1 kurzzeitig überlastungssicher. Mit dem Potentiometer R_7 wird die Ausgangsspannung auf ihren Nennwert eingestellt.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 133, August 1969, und Nr. 150, März 1971

Kenndaten

Ausgangsspannung	$U_o = 60 \text{ V}$
Ausgangsstrom	$I_o = 40 \text{ mA}$
Eingangsspannung	$U_i = 62 \dots 93 \text{ V}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers von T_1	$R_{th K1} = 50 \text{ grad/W}$

Meßwerte

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Eingangsspannung $U_i = 62 \dots 93 \text{ V}$ ($I_o = 0$)	$\Delta U_o = 20 \text{ mV}$
Ausgangsstrom $I_o = 0 \dots 40 \text{ mA}$ ($U_i = \text{const.}$)	$\Delta U_o = 5 \text{ mV}$
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$	$\Delta U_o = 50 \text{ mV/grad}$



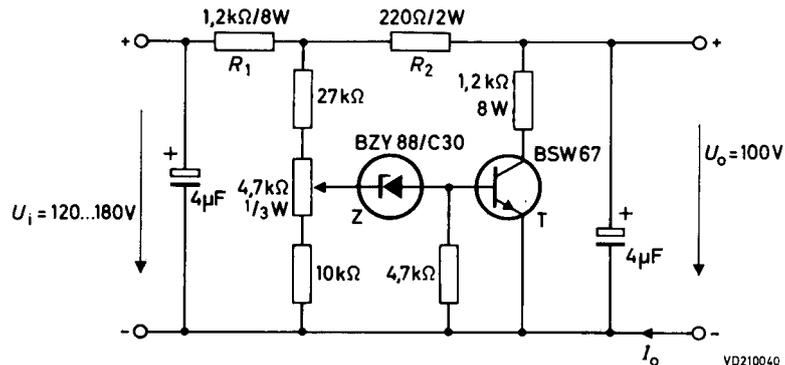
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Stabilisierungsschaltung 100 V/10 mA

6. OKTOBER 1970



Die Schaltung ist leerlaufsicher und in der angegebenen Dimensionierung kurzzeitig kurzschlußfest. Soll die Schaltung für Dauerkurzschluß geeignet sein, dann muß die zulässige Verlustleistung der Widerstände R_1 und R_2 vergrößert werden, und zwar: $R_1 = 1,2 \text{ k}\Omega$, 20 W; $R_2 = 220 \Omega$, 4 W.

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 150, März 1971

Kenndaten

Ausgangsspannung	$U_o = 100 \text{ V}$
Ausgangsstrom	$I_o = 10 \text{ mA}$
Eingangsspannung	$U_i = 120 \dots 180 \text{ V}$
Wärmewiderstand des Kühlkörpers	$R_{th \text{ K}} = 20 \text{ grad/W}$

Meßwerte

Meßbedingung	Änderung der Ausgangsspannung
Eingangsspannung $U_i = 120 \dots 180 \text{ V}$ (Nennlast)	$\Delta U_o = 1 \text{ V}$
$U_i = 120 \dots 180 \text{ V}$ (Leerlauf)	$\Delta U_o = 1,5 \text{ V}$
Ausgangsstrom $I_o = 0 \dots 10 \text{ mA}$ ($U_i = \text{const.}$)	$\Delta U_o = 1,5 \text{ V}$
Umgebungstemperatur $\vartheta_U = 0 \dots 60 \text{ }^\circ\text{C}$	$\Delta U_o = 150 \text{ mV/grad}$



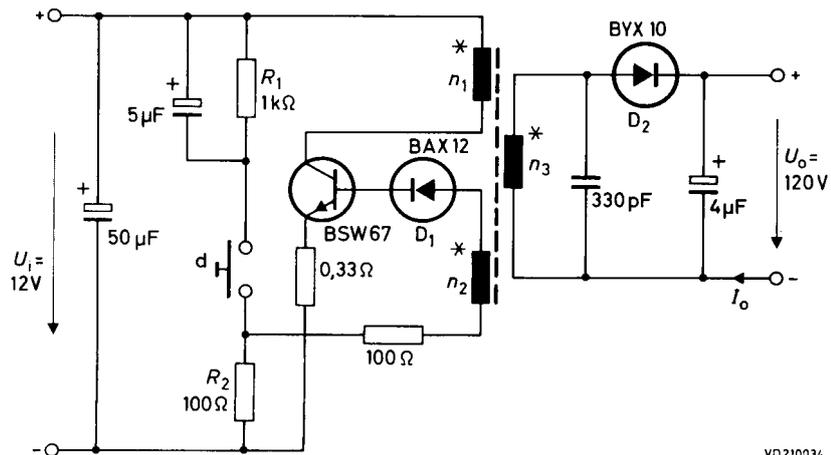
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Gleichspannungswandler für 120 V/25 mA

12. OKTOBER 1970



VD210034

Die angegebene Schaltung ist nach dem Prinzip des Durchflußwandlers aufgebaut, d. h., die Energieabgabe an die Last erfolgt während der Leitzeit des Transistors.

Zum Schutz des Transistors vor unzulässig hohen Basis-Emitter-Sperrspannungen wurde die Diode D_1 eingefügt. Die Anschwingtaste d , die im Betrieb den Spannungsteiler R_1, R_2 unterbricht, dient als Starthilfe. Gleichzeitig verhindert sie bei steigendem Laststrom eine zusätzliche Vergrößerung des Basisstromes und macht die Schaltung daher kurzschlußfest.

Meßwerte

U_o	=	120 V
I_o	=	25 mA
U_{CEM}	=	100 V
I_{CM}	=	600 mA
f	=	13 kHz (Nennlast)
f	=	20 kHz (Leerlauf)
η	≈	0,7

* Punkte gleicher Polarität

Alle Widerstände $0,5 \text{ W} \pm 5 \%$

Wärmewiderstand des Kühlbleches:

$$R_{th \text{ K}} = 20 \text{ grd/W}$$

Transformator: P-Schalenkern P 18/11

$$A_L = 315 \text{ (nH)} \pm 3 \%, 1 \text{ Kammer}$$

$$n_1 = 40 \text{ Wdgn., } 0,32 \text{ CuL}$$

$$n_2 = 12 \text{ Wdgn., } 0,15 \text{ CuL}$$

$$n_3 = 420 \text{ Wdgn., } 0,1 \text{ CuL}$$

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr
150, März 1971



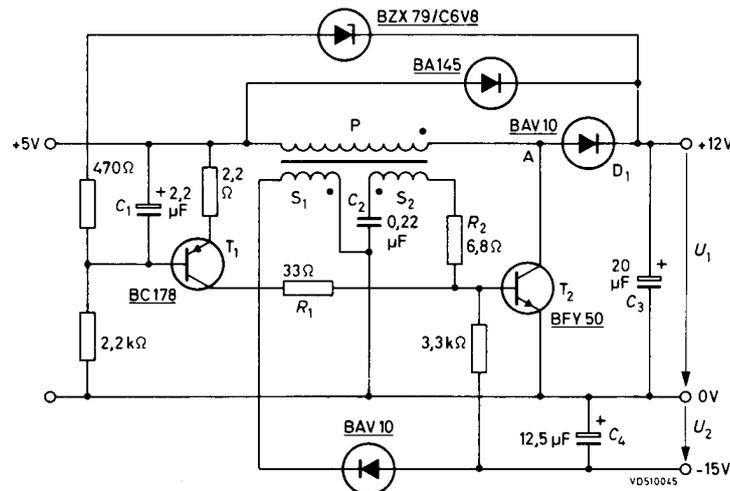
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Gleichspannungswandler 5 V/+ 12 V, - 15 V

29. MÄRZ 1972



In vielen Anwendungsfällen werden TTL- und MOS-Schaltungen in ein und derselben Anlage verwendet. Die höheren Betriebsspannungen der MOS-Schaltungen lassen sich dabei mit Hilfe eines Konverters erzeugen, der seinerseits mit an die für die TTL-Schaltungen erforderliche 5 V-Speisespannung angeschlossen ist.

Nachfolgend wird ein 5 V-Gleichspannungswandler behandelt, dem Ausgangsspannungen von +12 V und -15 V bei einer Gesamtbelastung von 1,5 W entnommen werden können.

Arbeitsweise

Zur Erklärung der Arbeitsweise sei davon ausgegangen, daß sich der Wandler im eingeschwungenen Betriebszustand befindet, C_3 also bereits auf eine Spannung von etwa 12 V aufgeladen ist. Der Transistor T_2 möge sich gerade am Ende einer Stromflußperiode befinden. Da hierbei am Kollektor von T_2 nur wenige zehntel Volt liegen, ist D_1 gesperrt, und der gesamte Strom durch die Primärwicklung des Transformators fließt über T_2 .

Wird nun T_2 gesperrt, dann entsteht an der Primärwicklung eine Spannung, die so hoch ist, daß der Strom jetzt über D_1 weiterfließen und den Kondensator nachladen kann. Die in der Sekun-

därwicklung S_2 induzierte Spannung ist dabei so gepolt, daß die Sperrung von T_2 zunächst aufrechterhalten bleibt. Gleichzeitig wird jedoch der Kondensator C_2 über R_1 , R_2 und S_2 aufgeladen. Die ansteigende Kondensatorspannung führt zu einem Aufsteuern von T_2 . Mit dem Einsetzen des Kollektorstromes tritt über den Transformator eine positive Rückkopplung auf, die dazu führt, daß T_2 schlagartig in den Sättigungszustand übergeht. Die Spannung am Punkt A bricht auf den niedrigen Wert der Sättigungsspannung von T_2 zusammen, D_1 sperrt, und der Strom fließt wieder über T_2 . Gleichzeitig wird C_2 über die Basis-Emitterstrecke von T_2 entladen. Nach zunächst nahezu linearer Zunahme des Stromes kommt es zu einem Anstieg des U_{CE} -Wertes von T_2 , wodurch wiederum über den Transformator ein Rückkopplungsvorgang eingeleitet wird, der zu einer schlagartigen Sperrung von T_2 führt. Damit ist der Ausgangszustand erreicht, und der geschilderte Vorgang wiederholt sich periodisch.

Über die Diode BZX 79/C6V8 wirkt die Ausgangsspannung auf die Basis von T_1 zurück. Änderungen der Ausgangsspannung führen daher zu Änderungen des Kollektorstromes und damit des Tastverhältnisses der erzeugten Recht-



eckspannung. Da die Ausgangsspannung wiederum vom Tastverhältnis abhängt, kommt es zu einer Spannungsstabilisierung. Die Diode BA 145 dient beim Einschalten des Konverters als Starthilfe. Der Widerstand von $3,3 \text{ k}\Omega$ verhindert ein übermäßiges Ansteigen der Ausgangsspannung im Leerlauf.

Technische Daten

Eingangsspannung 5 V konstant:

$$\text{Leerlauf} \quad U_1 = 12,0 \text{ V}, U_2 = -15,6 \text{ V}$$

$$\text{Belastung } 1,5 \text{ W} \quad U_1 = 11,5 \text{ V}, U_2 = -13,8 \text{ V}$$

Belastung 1,5 W konstant,

Eingangsspannung $5 \text{ V} \pm 0,25 \text{ V}$:

$$U_1 = 11,5 \text{ V} \pm 0,3 \text{ V},$$

$$U_2 = -12,0 \text{ V} \pm 0,1 \text{ V}$$

Ausgangsbrummspannung bei Belastung mit jeweils 60 mA:

$$\Delta U_{1 \text{ MM}} = 200 \text{ mV},$$

$$\Delta U_{2 \text{ MM}} = 60 \text{ mV}$$

Betriebsfrequenz:

$$\text{Leerlauf} \quad \text{ca. } 40 \quad \text{kHz}$$

$$\text{Belastung } 1,5 \text{ W} \quad 20\text{--}25 \text{ kHz}$$

Wirkungsgrad $\geq 60 \%$

Transformator:

Kern: P-Schalenkern P 14 AL 250 3H1

Wicklungen: P 44 Wdgn., 0,25 CuL

S₁ 98 Wdgn., 0,16 CuL

S₂ 18 Wdgn., 0,16 CuL



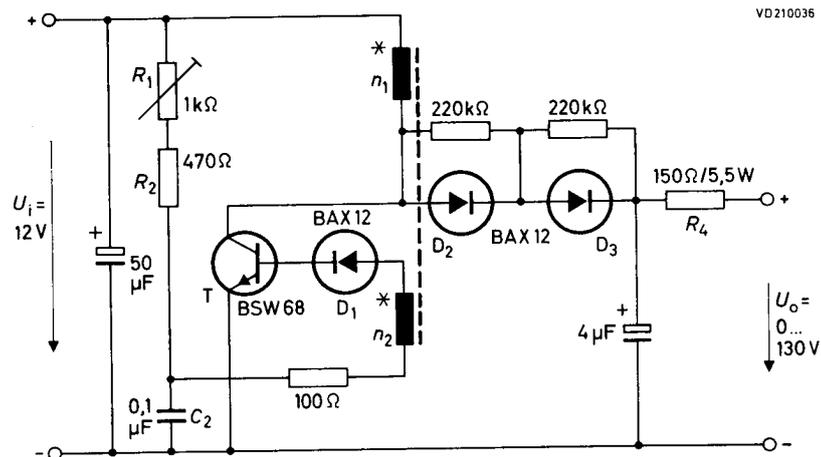
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Gleichspannungswandler für Ausgangsleistungen
 $P_o = 2,5\text{W}$ bzw. $0,8\text{W}$

13. OKTOBER 1970



Die angegebene Schaltung, die wahlweise für Ausgangsleistungen von 2,5 W bzw. 0,8 W ausgelegt werden kann, ist nach dem Prinzip des Sperrwandlers aufgebaut, d. h., die Energieabgabe an die Last erfolgt während der Sperrzeit des Transistors.

Der Spannungsteiler R_1 , R_2 , C_2 sorgt für ein sicheres Anschwingen der Schaltung bei Eingangsspannungen $U_i \geq 2\text{ V}$. Der Widerstand R_4 macht den Wandler kurzschlußfest.

Bei der für $P_o = 0,8\text{ W}$ angegebenen Dimensionierung wird im Leerlauf die zulässige Verlustleistung des Transistors nicht überschritten.

Meßwerte

$P_o = 2,5\text{ W}$	$P_o = 0,8\text{ W}$
$U_o = 0 \dots 130\text{ V}$	$U_o = 0 \dots 130\text{ V}$
$P_T = 1,4\text{ W}$	$P_T = 2,8\text{ W}$
$f \approx 20\text{ kHz}$	$f \approx 40\text{ kHz}$
$\eta = 0,74$	$\eta = 0,65$

* Punkte gleicher Polarität
 Alle Widerstände $0,5\text{ W} \pm 5\%$
 Wärmewiderstand des Kühlbleches:
 $R_{th\ K} = 50\text{ grd/W}$

Transformator: P-Schalenkern P 14/8

$A_L = 160\text{ (nH)} \pm 3\%$, 1 Kammer

$n_1 = 80\text{ Wdgn.}, 0,3\text{ CuL}$

$n_2 = 20\text{ Wdgn.}, 0,1\text{ CuL}$

Für $P_o = 0,8\text{ W}$ ergeben sich folgende Änderungen:

$R_1 = 2,2\text{ k}\Omega / 0,25\text{ W}$

$R_2 = 3,3\text{ k}\Omega$

$R_4 = 150\ \Omega / 2\text{ W}$

$R_{th\ K} = 10\text{ grd/W}$

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 150, März 1971



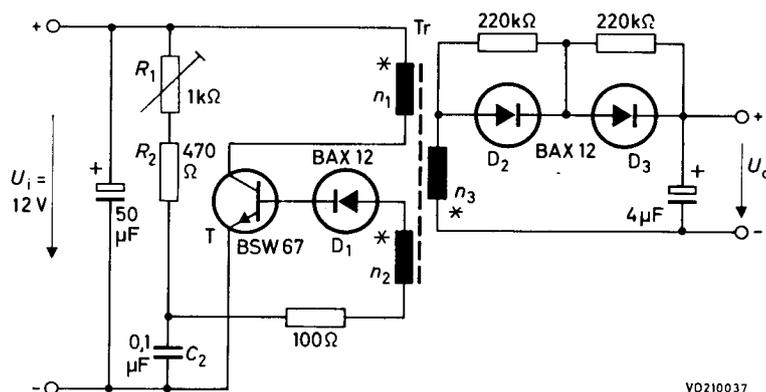
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Gleichspannungswandler für eine Ausgangsleistung $P_o = 2,5 \text{ W}$

14. OKTOBER 1970



VD210037

Die angegebene Schaltung ist nach dem Prinzip des Sperrwandlers aufgebaut, d. h., die Energieabgabe an die Last erfolgt während der Sperrzeit des Transistors.

Der Spannungsteiler R_1 , R_2 , C_2 sorgt für ein sicheres Anschwingen der Schaltung bei Eingangsspannungen $U_i \geq 2 \text{ V}$. Die Schaltung ist kurzzeitig leerlaufsicher, aber nicht kurzschlußfest.

Meßwerte

$P_o = 2,5 \text{ W}$
 $U_o \leq 100 \text{ V}$
 $P_T = 1,3 \text{ W}$
 $f \approx 20 \text{ kHz}$
 $\eta = 0,76$

* Punkte gleicher Polarität
 Alle Widerstände $0,5 \text{ W} \pm 5 \%$
 Wärmewiderstand des Kühlbleches:
 $R_{th \text{ K}} = 50 \text{ grd/W}$

Transformator: P-Schalenkern P 18/11

$A_L = 315 \text{ (nH)} \pm 3 \%$, 1 Kammer
 $n_1 = 50 \text{ Wdgn.}, 0,3 \text{ CuL}$
 $n_2 = 13 \text{ Wdgn.}, 0,1 \text{ CuL}$
 $n_3 = 50 \text{ Wdgn.}, 0,3 \text{ CuL}$

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 150, März 1971

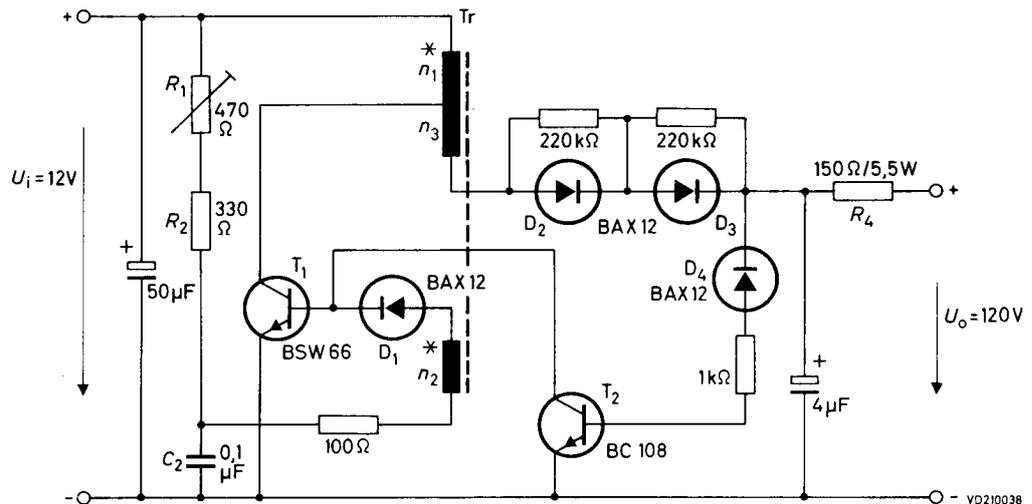


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

SchaltungssammlungGleichspannungs-
wandler für eine
Ausgangsleistung
 $P_o = 3 \text{ W}$

15. OKTOBER 1970



Die angegebene Schaltung ist nach dem Prinzip des Sperrwandlers aufgebaut, d. h., die Energieabgabe an die Last erfolgt während der Sperrzeit des Transistors.

Der Spannungsteiler R_1, R_2, C_2 sorgt für ein sicheres Anschwingen der Schaltung bei Eingangsspannungen $U_i \geq 2 \text{ V}$. Der Widerstand R_4 macht den Wandler kurzschlußsicher. Bei Dauerleerlauf wird die Ausgangsspannung dadurch begrenzt, daß die Diode D_4 in den Durchbruch gelangt, wobei über den Transistor T_2 die Steuerungspannung von Transistor T_1 kurzgeschlossen wird. Hierdurch tritt eine Begrenzung der Ausgangsleerlaufspannung ein, die etwa der Durchbruchsspannung $U_{(BR) R4}$ entspricht ($120 \text{ V} \leq U_{(BR) R4} \leq 175 \text{ V}$ bei $I_R = 1 \text{ mA}$, $\vartheta_J = 25^\circ \text{C}$).

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 150, März 1971

* Punkte gleicher Polarität
Alle Widerstände $0,5 \text{ W} \pm 5\%$
Wärmewiderstand des Kühlbleches:
 $R_{th K1} = 40 \text{ grd/W}$

Transformator Tr: P-Schalenkern P 18/11

$A_L = 315 \text{ (nH)} \pm 3\%$, 1 Kammer

$n_1 = 50 \text{ Wdgn., } 0,3 \text{ CuL}$

$n_2 = 13 \text{ Wdgn., } 0,1 \text{ CuL}$

$n_3 = 50 \text{ Wdgn., } 0,3 \text{ CuL}$

Meßwerte

$P_o = 3 \text{ W}$

$P_{T1} = 1,6 \text{ W}$

$f \approx 20 \text{ kHz}$

$\eta = 0,75$



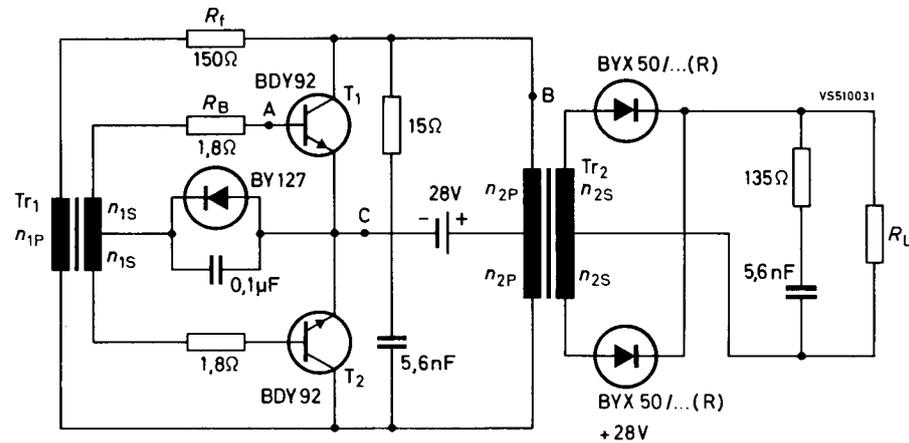
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

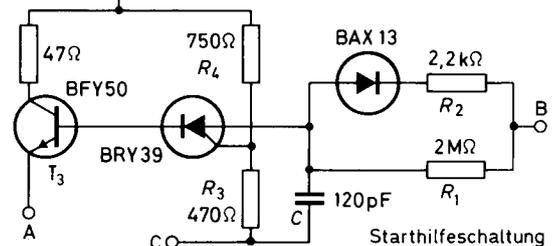
235 W- Gleichspannungs- wandler

16. OKTOBER 1970



Transformator Daten:

- Tr₁ Ferroxcube-Kern H 16
 $n_{1P} = 24$ Wdgn.
 $n_{1S} = 4$ Wdgn.
- Tr₂ Ferroxcube-Kern E 55
 $n_{2P} = 9$ Wdgn.
 $n_{2S} = 85$ Wdgn.



Die Schaltung zeigt einen Gegentakt-Gleichspannungswandler mit Starthilfesaltung. Wegen der hohen Schwingfrequenz von ca. 25 kHz kann der Aufwand an Siebmitteln gering gehalten werden bzw. ganz entfallen. Da auch für die Transformatoren relativ kleine Abmessungen genügen, lassen sich Gewicht und Volumen des Wandlers gegenüber solchen, die bei gleicher Leistung mit niedriger Frequenz arbeiten, stark reduzieren.

Auf die Wirkungsweise der eigentlichen Schwingungsschaltung soll nicht näher eingegangen werden, da sie keine Besonderheiten aufweist. — Die Starthilfesaltung arbeitet in folgender Weise:

Wenn nach dem Einschalten des Wandlers der Oszillator T₁, T₂ nicht anschwingt, dann liegt am Punkt B die volle Batteriespannung von +28 V. Durch diese Spannung wird der Zündkondensator C über R₁ aufgeladen. Sobald die Spannung am Kondensator C, die gleichzeitig die Anodenspannung der Thyristor-Tetrode BRY 39 darstellt, die Spannung am Anodensteueranschluß übersteigt, zündet die Tetrode, und es findet eine Teilentladung von C über die Basis des Transi-

stors BFY 50 statt. Der als Emitterfolger arbeitende Transistor wird kurzzeitig aufgesteuert, wodurch die Basis von T₁ einen zum Anschwingen des Oszillators ausreichend hohen, positiven Impuls erhält.

Wenn der Oszillator schwingt, liegt an Punkt B eine positive Rechteckspannung von etwa $2 U_{Bat}$. Auch diese führt zu einer Aufladung von C über R₁. Die zur Zündung der Tetrode erforderliche Spannung wird aber nicht mehr erreicht, da in den Zeiten, in denen sich die Rechteckspannung (nahezu) auf Nullpotential befindet, eine Entladung von C über die Diode BAX 13 und R₂ erfolgt.

Technische Daten (Batteriespannung 28 V)

Ausgangsleistung (W)	Ausgangsspannung (V)	Schwingfrequenz (kHz)	Gesamtwirkungsgrad (%)
38	253	22	68
88	251	25	79
138	247	25	82
190	245	26,5	85
235	241	28	84



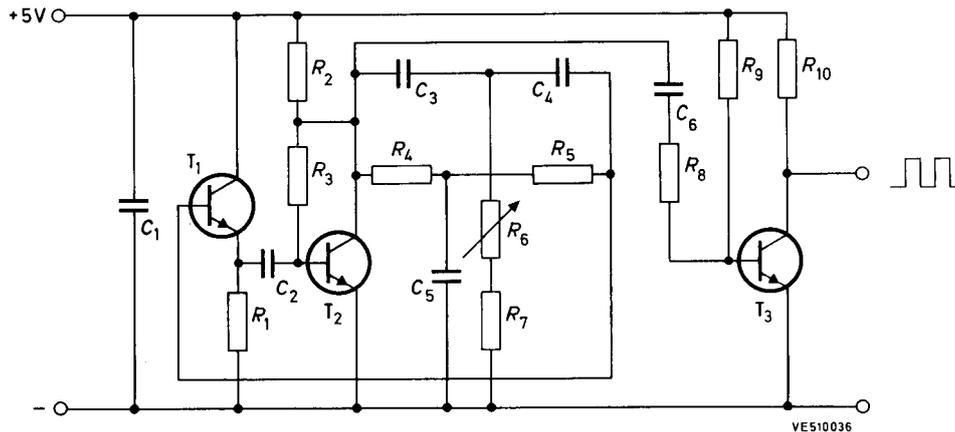
VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Rechteckgenerator 250 bis 500 Hz

10. MAI 1971



R_1	4,7	k Ω
R_2	2,2	k Ω
R_3	180	k Ω
R_4, R_5	47	k Ω
R_6	10	k Ω
R_7	1	k Ω
R_8	12	k Ω
R_9	100	k Ω
R_{10}	1	k Ω
C_1, C_2	0,1	μ F
C_3, C_4	0,022	μ F
C_5	0,047	μ F
C_6	0,68	μ F
T_1, T_2, T_3	BC 147	

Die Schaltung stellt einen einfachen, mit Transistoren bestückten Rechteckgenerator dar. Die Transistoren T_1 und T_2 bilden den eigentlichen Oszillator; T_3 dient der Auskopplung. — Der Emitter von T_1 führt über C_2 an die Basis von T_2 ; während der Kollektor von T_2 über ein Netzwerk wiederum mit der Basis von T_1 verbunden ist. Das Netzwerk besteht aus einem Hochpaß ($C_3, C_4, R_6 + R_7$), dem ein Tiefpaß (R_4, R_5, C_5) parallelgeschaltet ist. Die im Netzwerk auftretende Phasenverschiebung ist frequenzabhängig. Die Selbsterregung des Oszillatorteils erfolgt für diejenige Frequenz, für die eine Phasendrehung in der gesamten Rückkopplungsschleife von 0° (360°) auftritt. Die Schwingfrequenz läßt sich

mit R_6 im Verhältnis 1:2 variieren. Mit der angegebenen Dimensionierung kann man einen Frequenzbereich von etwa 250 bis 500 Hz überstreichen. Über C_6, R_8 wird die Schwingung der Basis des Ausgangstransistors T_3 zugeführt, an dessen Kollektor die durch starke Übersteuerung von T_3 entstehende gewünschte Rechteckschwingung abgenommen werden kann.

Die Ausgangsspannung ist gleich der Betriebsspannung abzüglich der einige zehntel Volt betragenden Sättigungsspannung von T_3 . Mit zunehmender Belastung sinkt die Amplitude der Ausgangsrechteckspannung entsprechend dem an R_{10} auftretenden Spannungsabfall.

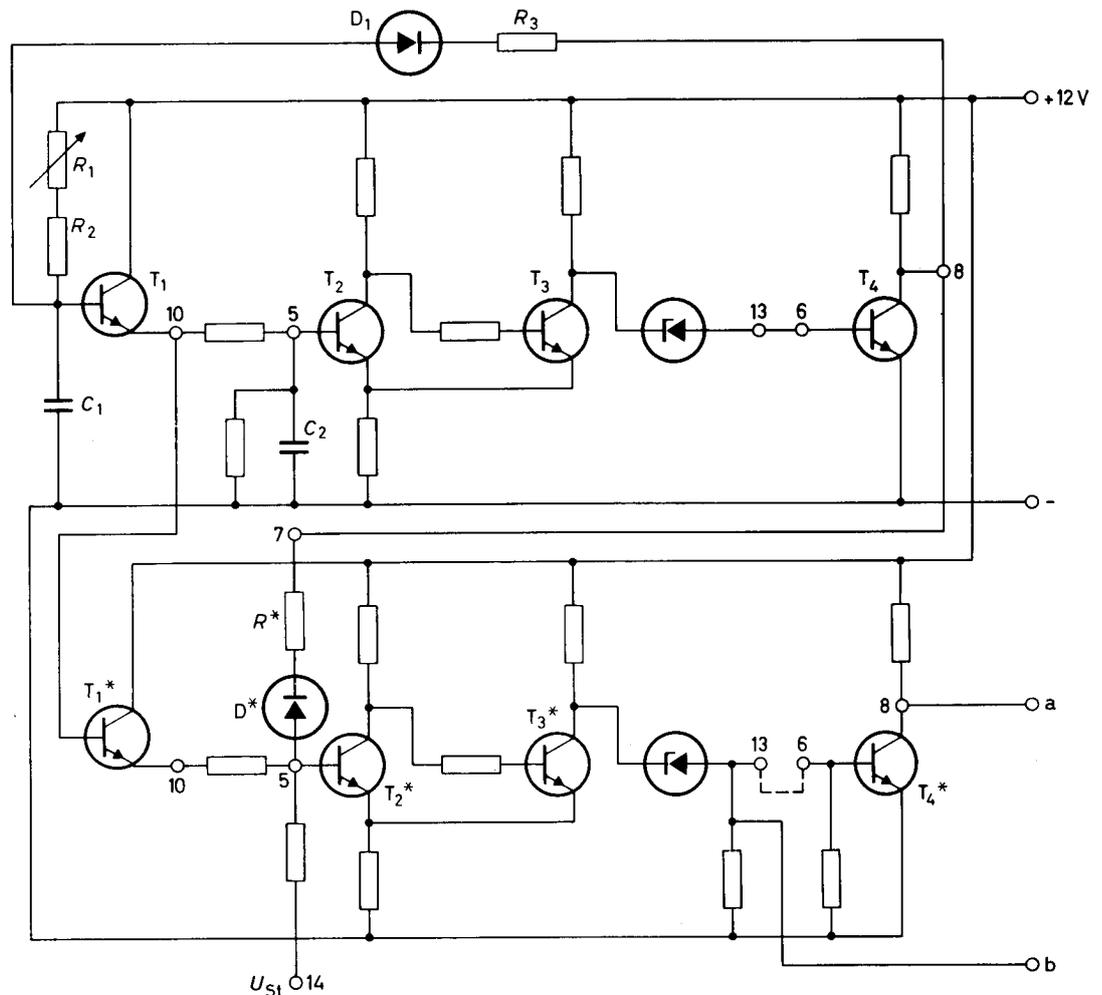


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Einfacher
Rechteckgenerator
mit zwei Bausteinen
der Reihe 61**

14. MAI 1971

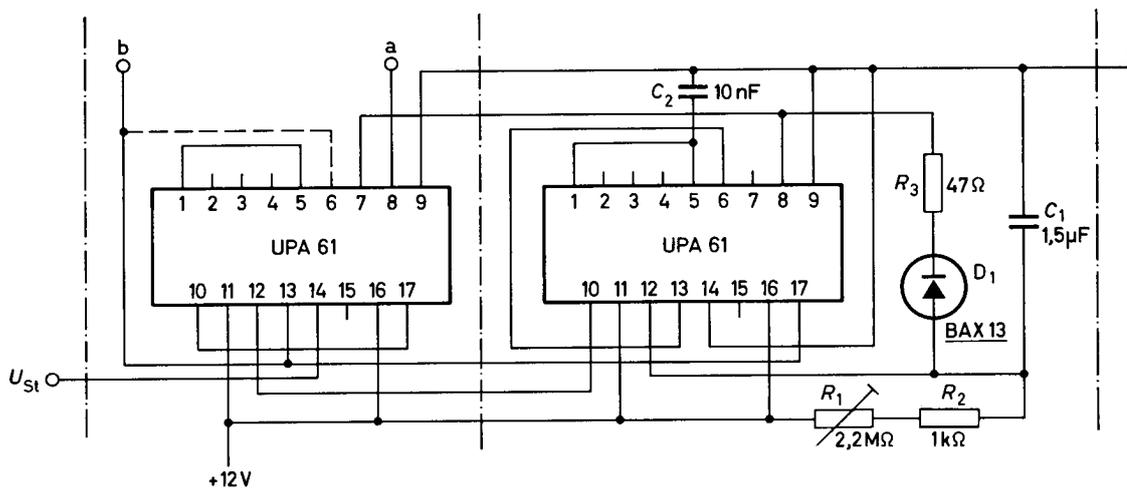


Detaillierte Schaltung des Rechteckgenerators

Der Rechteckgenerator ist mit zwei Bausteinen UPA 61 und wenigen diskreten Bauelementen aufgebaut; er benötigt zum Betrieb eine Gleichspannung von 12 V. Mit der angegebenen Dimensionierung kann man einen Frequenzbereich von etwa 1 bis 1000 Hz überstreichen. Das Tastverhältnis läßt sich durch eine von außen angelegte variable Gleichspannung zwischen 0 % und nahezu 100 % verändern. Die Amplitude der Rechteckausgangsspannung beträgt (bei 12 V Betriebsspannung) 11,7 V; wahlweise kann auch eine invertierte Rechteckspannung von 4,2 V entnommen werden.

Über die Widerstände R_1 und R_2 wird der Kondensator C_1 aufgeladen. Sobald die Kondensatorspannung 5,9 V erreicht, schaltet der aus den Transistoren T_2 und T_3 bestehende Schmitt-Trigger. Als Folge sinkt die Kollektorspannung von T_4 auf die nur wenige zehntel Volt betragende Sättigungsspannung ab, so daß sich C_1 schnell über die Diode D_1 und den Widerstand R_3 entlädt und der Schmitt-Trigger in die Ausgangslage zurückfällt. Nach der Sperrung von T_4 beginnt die nächste Aufladung von C_1 . Am Emitter von T_1 entsteht auf diese Weise eine Sägezahnspannung, deren Frequenz mit R_1 zwischen 1 und

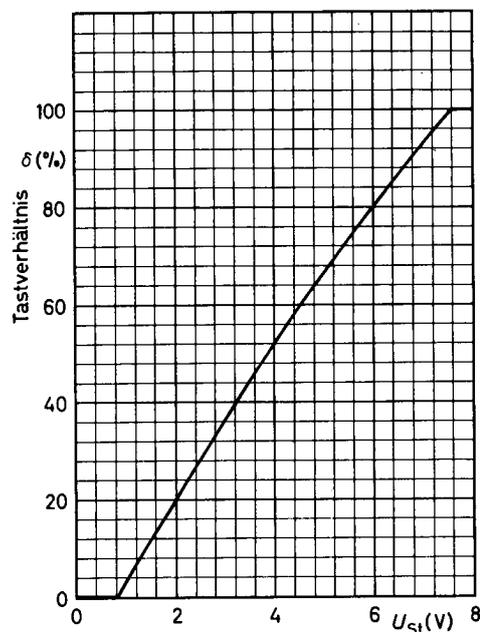




Verdrahtungsplan des aus den beiden Bausteinen UPA 61 aufgebauten Generators

1000 Hz eingestellt werden kann. Die Sägezahnspannung gelangt über T_1^* an die Basis von T_2^* und führt das Schalten des aus T_2^* und T_3^* bestehenden Schmitt-Triggers herbei. Der Zeitpunkt des Schaltens innerhalb einer Sägezahnspannung wird durch die Größe der ebenfalls der Basis von T_2^* zugeführten Steuerspannung U_{St} bestimmt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß mit $U_{St} = 0$ V überhaupt kein Ansprechen des Schmitt-Triggers erfolgt (Tastverhältnis „0“). Mit $U_{St} > 0$ V schaltet der Schmitt-Trigger, wobei der Schalt Augenblick bzw. der Schwellenwert an der Basis von T_2^* um so früher erreicht wird, je größer U_{St} ist. Mit $U_{St} > 7,6$ V liegt der Schwellenwert bereits zu Beginn der Sägezahnspannung vor (Tastverhältnis „1“). Den Zusammenhang zwischen Tastverhältnis $\delta = t_{ein}/(t_{ein} + t_{aus})$ 100 (%) und U_{St} zeigt die grafische Darstellung.

Die am Kollektor von T_4 auftretenden kurzen negativen Rechteckimpulse schalten am Ende jeder Sägezahnspannung über R^* , D^* den Schmitt-Trigger (T_2^* , T_3^*) in die Ausgangslage zurück. Am Ausgang a wird die 11,7 V-Rechteckamplitude (Anschluß 13 mit 6 verbunden), am Ausgang b das gegen Ausgang a invertierte Signal abgenommen.

Abhängigkeit des Tastverhältnisses δ von der Steuerspannung U_{St} 

VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Einfache Ultraschallsender

9. MARZ 1972

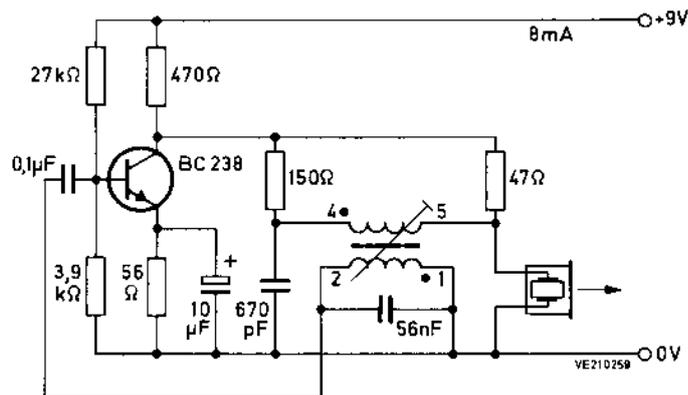


Bild 1. Ultraschallsender mit induktiver Rückkopplung

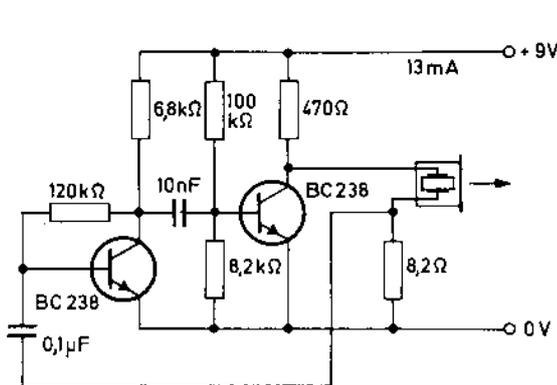


Bild 2. Ultraschallsender mit kapazitiver Rückkopplung

Nachfolgend werden drei einfache Ultraschallsender behandelt, die alle mit dem VALVO-Luftultraschallwandler Typ 8222 293 15380 arbeiten.

Bild 1 zeigt eine Oszillatorschaltung mit induktiver Rückkopplung. Der Abgleich auf maximalen Schalldruck erfolgt durch Ändern der Spuleninduktivität. Man erreicht einen Schalldruck von 0,45 Pa in 1 m Entfernung. Die Frequenz beträgt etwa 35,5 kHz.

In Bild 2 ist eine Oszillatorschaltung abgebildet, bei der zur Rückkopplung ein Teil der Ausgangsspannung über einen Kondensator von 0,1 μ F auf die Basis des linken Transistors zurückgeführt wird. Erreichbarer Schalldruck 0,5 Pa in 1 m Entfernung. Frequenz ca. 36 kHz.

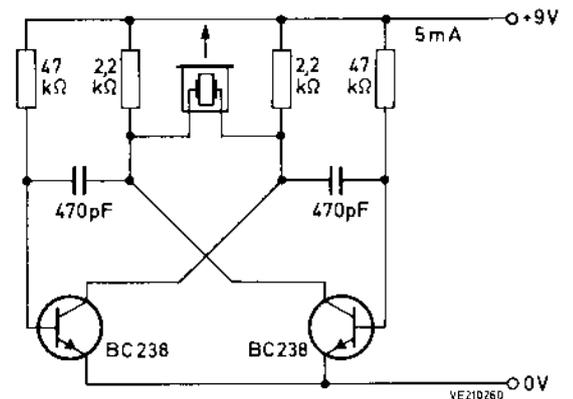


Bild 3. Ultraschallsender in Multivibratorschaltung

Bild 3 zeigt eine Multivibratorschaltung, bei der der Wandler in seiner Parallelresonanzfrequenz (ca. 39 kHz) erregt wird. Der Schalldruck beträgt 0,35 Pa in 1 m Entfernung.

Spulendaten (Bild 1)

1 VALVO-Miniput-Bausatz
 Rahmenkern Ferroxcube 3B 3122 104 91460,
 Gewindekern Ferroxcube 3B 4322 020 32250,
 Spulenkörper 4312 021 29670
 Induktivität: $L_{1-2} \approx 180 \mu\text{H}$
 Windungszahlen: $N_{1-2} = 120$ Wdgn., 0,14 CuL,
 $N_{4-5} = 60$ Wdgn., 0,14 CuL

Weitere Erläuterungen

Technische Informationen für die Industrie Nr. 169,
 Januar 1972



VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung

Infrarot-Signalübertragung

8. MÄRZ 1972

Bild 1.
Modulierte
Infrarot-Strahlungsquelle

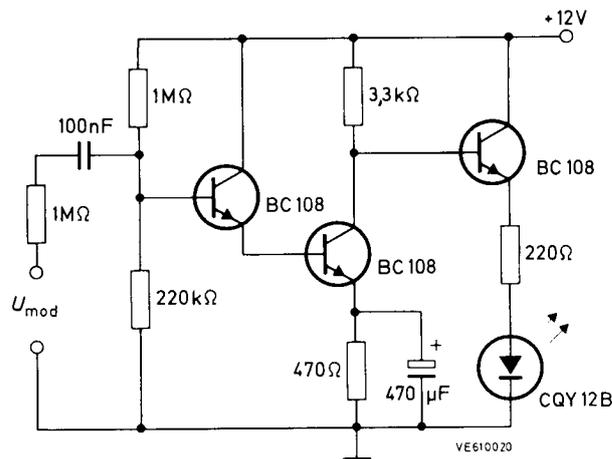
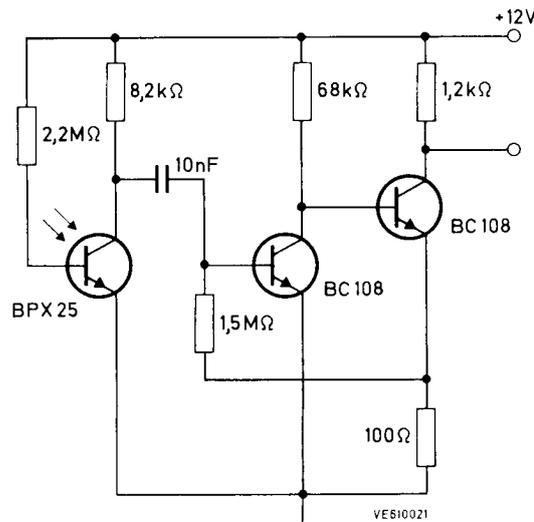


Bild 2.
Detektor für
modulierte Infrarotstrahlung



Die sich bis in den kurzwelligen Infrarotbereich erstreckende Empfindlichkeit des Fototransistors BPX 25 ermöglicht den Aufbau eines sehr einfachen und kompakten Übertragungssystems, das mit modulierter Infrarotstrahlung arbeitet und auch zur galvanischen Trennung von Stromkreisen verwendet werden kann.

Bild 1 zeigt die Schaltung der modulierten Infrarot-Strahlungsquelle mit der Galliumarsenid-Lumineszenz-Diode CQY 12 B, deren Strahlung im Takt des dem dreistufigen Verstärker zugeführten Modulationssignals schwankt. Bei einem Spitzenwert der Eingangsspannung von 150 mV beträgt der Spitzenwert des Dioden-

Durchlaßstroms 10 mA. Die Grenzfrequenz (-3 dB) des Modulationssignals ist 80 kHz.

Die Schaltung des Detektors für die modulierte Infrarotstrahlung zeigt Bild 2. Der Fototransistor BPX 25 steuert einen zweistufigen Verstärker.

Zur Fokussierung des Übertragungsstrahls können, falls erforderlich, normale Glaslinsen verwendet werden, die im kurzwelligen Infrarotbereich noch zufriedenstellend arbeiten.

Weitere Erläuterungen

VALVO Brief vom 25. Oktober 1971

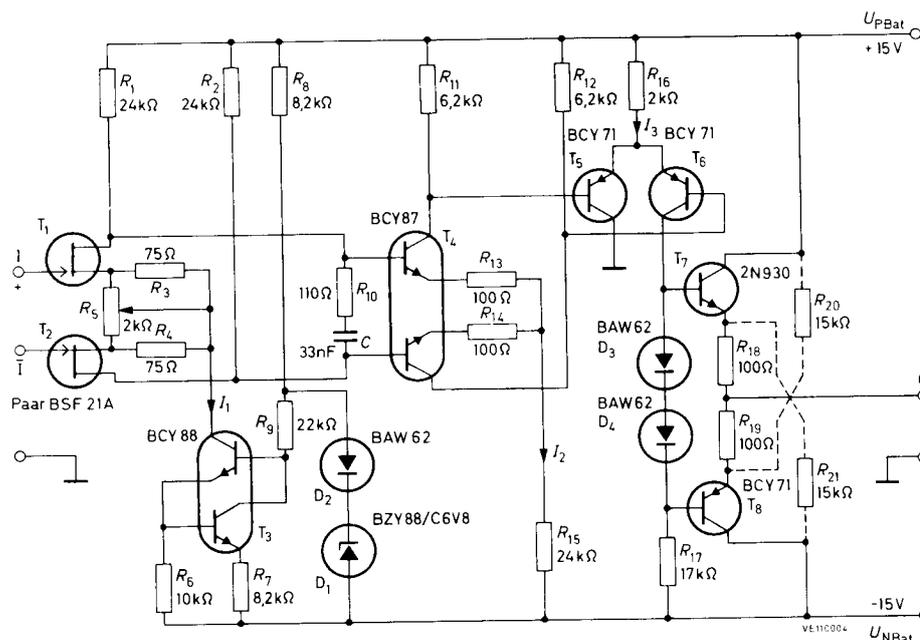


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Operations-
verstärker mit Feld-
effekt-Transistoren
in der
Eingangsstufe**

28. SEPTEMBER 1970

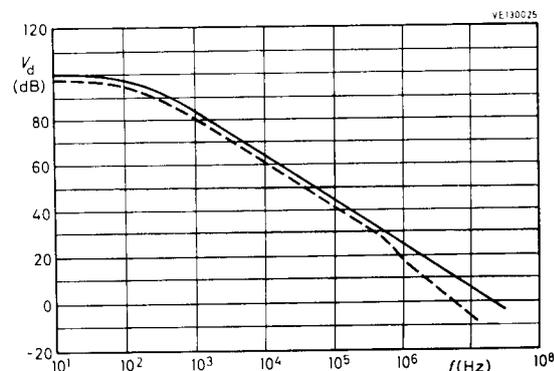

 $R_1, R_2 = 0,1\%$ ige, $R_{11}, R_{12} = 1\%$ ige Metallschichtwiderstände

Bei dem hier angegebenen Operationsverstärker handelt es sich um einen vierstufigen Gleichspannungs-Differenzverstärker mit Eintakt-Ausgang, der in der Eingangsstufe mit Feldeffekt-Transistoren ausgerüstet ist. Dadurch wird eine hohe Eingangsimpedanz und ein sehr niedriger Eingangsruhestrom des Verstärkers erreicht. Die Feldeffekt-Transistoren vom Typ BFS 21 A werden von VALVO als Paare mit möglichst gleichen Daten geliefert. Dies ist wichtig, da die Gleichtaktunterdrückung, die Empfindlichkeit gegen Versorgungsspannungsschwankungen und die Drifteigenschaften des Verstärkers vor allem von den Unterschieden in den Eigenschaften der beiden Feldeffekt-Transistoren abhängen. Der Verstärker besitzt eine innere Frequenzgangkompensation, so daß er auch bei voller (ohmscher) Gegenkopplung stabil bleibt.

Mit dem Potentiometer R_5 zwischen den Source-Anschlüssen der Feldeffekt-Transistoren kann die Eingangsfehlspannung auf Null abgeglichen werden. Der Gleichstrom I_1 für die erste Stufe wird von einer Konstantstromquelle geliefert, die aus einem zweistufigen Verstärker (Doppel-

transistor T_3 , BCY 88) mit voller stromgesteuerter Spannungsgegenkopplung besteht.

Zwischen den Basen der zweiten Differenzverstärkerstufe liegt das frequenzgangkompensierende RC-Glied R_{10}, C . Die Endstufe ist als Komplementärstufe (T_7, T_8) aufgebaut. Damit ein



Frequenzabhängigkeit der Differenzspannungsverstärkung V_d des frequenzgangkompensierten Operationsverstärkers; ausgezogene Kurve bei einem Quellenwiderstand R_G von $100\ \Omega$, gestrichelte Kurve für einen Quellenwiderstand von $100\ k\Omega$

**150**

möglichst glatter Übergang auftritt, ist es zweckmäßig, daß auch bei der Ausgangsspannung Null ein gewisser Emittorstrom in beiden Transistoren fließt. Dies kann erreicht werden, indem die Emittor der Endstufentransistoren über jeweils einen Widerstand (R_{20}, R_{21}) mit der entgegengesetzten Versorgungsspannung verbunden werden.

Die Besonderheit dieses Operationsverstärkers liegt in dem sehr hohen Eingangswiderstand. Dieser Verstärker ist daher für solche Fälle geeignet, wo die Belastung der Eingangsspannungsquelle sehr klein sein muß: Elektrometerversärker,

Weitere Erläuterungen

Overgoor, B. J. M.: Ein Operationsverstärker mit Feldeffekt-Transistoren in der Eingangsstufe, VALVO-Berichte, Band XVI (1970), Heft 1, S. 13 - 33

Technische Daten *)

Spannungsverstärkung

Gleichspannungs-Differenzverstärkung ohne äußere Gegenkopplung, $R_L = 1 \text{ k}\Omega$

$$V_{d0} = 99 \text{ dB}$$

Frequenz- und Zeitverhalten

Einsverstärkungsfrequenz (= Bandbreite-Verstärkungs-Produkt)
Grenzfrequenz für vollen Arbeitsbereich der Ausgangsspannung
maximale Flankensteilheit mit Frequenzgangkompensation

$$f_1 = 10 \text{ MHz}$$

$$f_{og} = 100 \text{ kHz}$$

$$S = 10 \text{ V}/\mu\text{s}$$

Eingangsspannungen

Temperaturkoeffizient der Eingangsfehlspegnung
im Temperaturbereich von 0°C bis 85°C

Äquivalente Eingangsrauschspannung

(Bandbreite 100 kHz, Effektivwert)

Gleichtaktunterdrückung

Empfindlichkeit der Eingangsfehlspegnung

gegenüber Schwankungen der positiven Versorgungsspegnung

gegenüber Schwankungen der negativen Versorgungsspegnung

$$|dU_F/d\vartheta| = 40 \mu\text{V}/\text{grad}$$

$$U_{naeq} = 20 \mu\text{V}$$

$$a_c = 65 \text{ dB}$$

$$a_{FUP} = 500 \mu\text{V}/\text{V}$$

$$a_{FNP} = 15 \mu\text{V}/\text{V}$$

Eingangsströme

Eingangsruhestrom bei 25°C

Eingangsruhestrom bei 85°C

Eingangsfehlspegnung bei 25°C

Eingangsfehlspegnung bei 85°C

$$I_{I0} = 100 \text{ pA}$$

$$I_{I0} = 5 \text{ nA}$$

$$I_F = 10 \text{ pA}$$

$$I_F = 500 \text{ pA}$$

Impedanzen

Differenz-Eingangsimpedanz

Gleichtakt-Eingangsimpedanz

Ausgangswiderstand

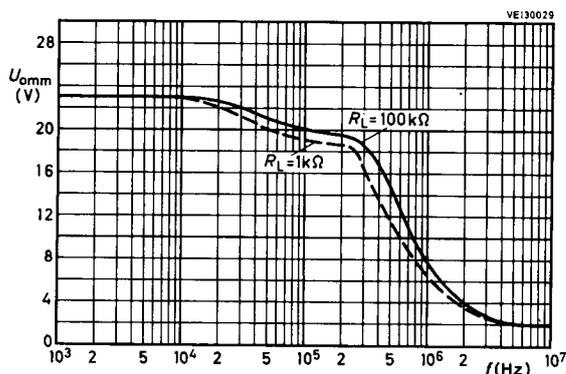
$$z_{id} = 10 \text{ G}\Omega \parallel 10 \text{ pF}$$

$$z_{ic} = 10 \text{ G}\Omega \parallel 10 \text{ pF}$$

$$r_o = 400 \Omega$$

*) Typische Werte für $U_{Pbat} = +15 \text{ V}$ und $U_{Nbat} = -15 \text{ V}$ und 25°C

ker, Impedanzwandler und Differenzverstärker mit hohem Eingangswiderstand, Analogspeicher mit langer Haltezeit.



Frequenzabhängigkeit des Arbeitsbereiches der Ausgangsspannung bei einem Gesamtklirrfaktor von 10 %

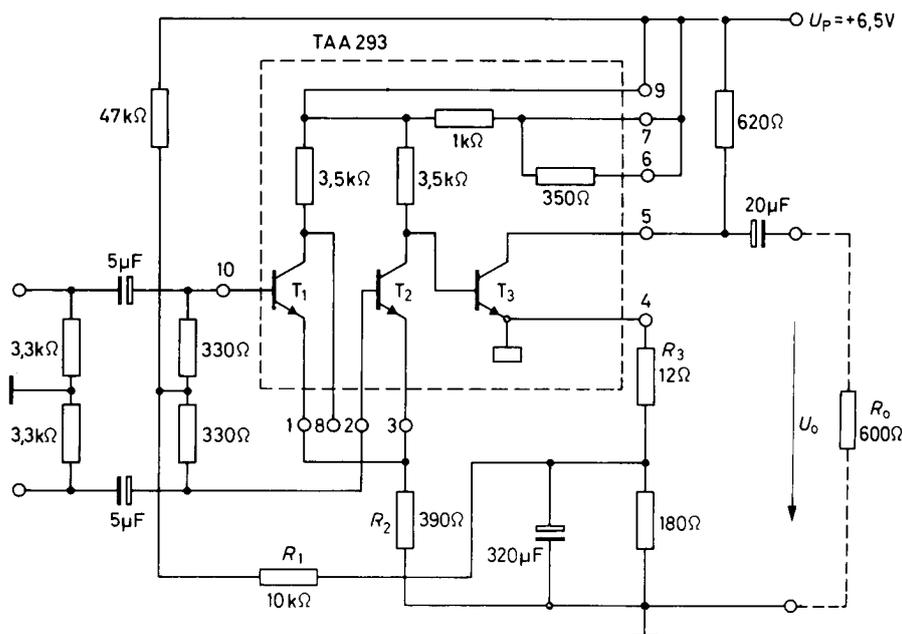


VALVO

BAUELEMENTE FÜR DIE GESAMTE ELEKTRONIK

Schaltungssammlung**Differenzverstärker
mit der Schaltung
TAA 293**

8. MÄRZ 1971



Differenzverstärker haben die Aufgabe, eine relativ kleine Spannung zwischen zwei Meßpunkten (Differenzanteil, Differenz-Eingangsspannung) zu verstärken, wenn beide Meßpunkte mit einer gleichen, relativ hohen Störspannung gegen Masse (Gleichtaktanteil, Gleichtakt-Eingangsspannung) überlagert sind. Eine wichtige Eigenschaft eines Differenzverstärkers ist die Gleichtaktunterdrückung, das Verhältnis von Differenz-Spannungsverstärkung zu Gleichtakt-Spannungsverstärkung.

Baut man Differenzverstärker mit integrierten Schaltungen auf, so hat man den Vorteil weitgehend gleicher Eigenschaften und gleichen Temperaturverhaltens beider Transistoren.

Zur Arbeitspunktstabilisierung ist in der angegebenen Schaltung eine Gleichstromgegenkopp-

lung über $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ auf die Basisanschlüsse der Transistoren T_1 und T_2 vorgesehen. Der Spannungsabfall am gemeinsamen Emittierwiderstand $R_2 = 390 \Omega$ beträgt 1 V. Der nicht überbrückte Emittierwiderstand $R_3 = 12 \Omega$ verbessert die Linearität der Schaltung.

Betriebswerte:

Stromversorgung	6,5 V; 7 mA
Spannungsverstärkung	
bei 1 kHz an $R_o = 600 \Omega$	$\approx 50 \text{ dB}$
Gleichtaktunterdrückung bei	
60 Hz; 120 Hz; 1 kHz	20 dB
Grenzfrequenzen (-3 dB)	75 Hz und 22 kHz
(-6 dB)	45 Hz und 38 kHz
Effektivwert der	
Ausgangsspannung	0,9 V bei $k < 1 \%$
	1 V bei $k < 2 \%$



