

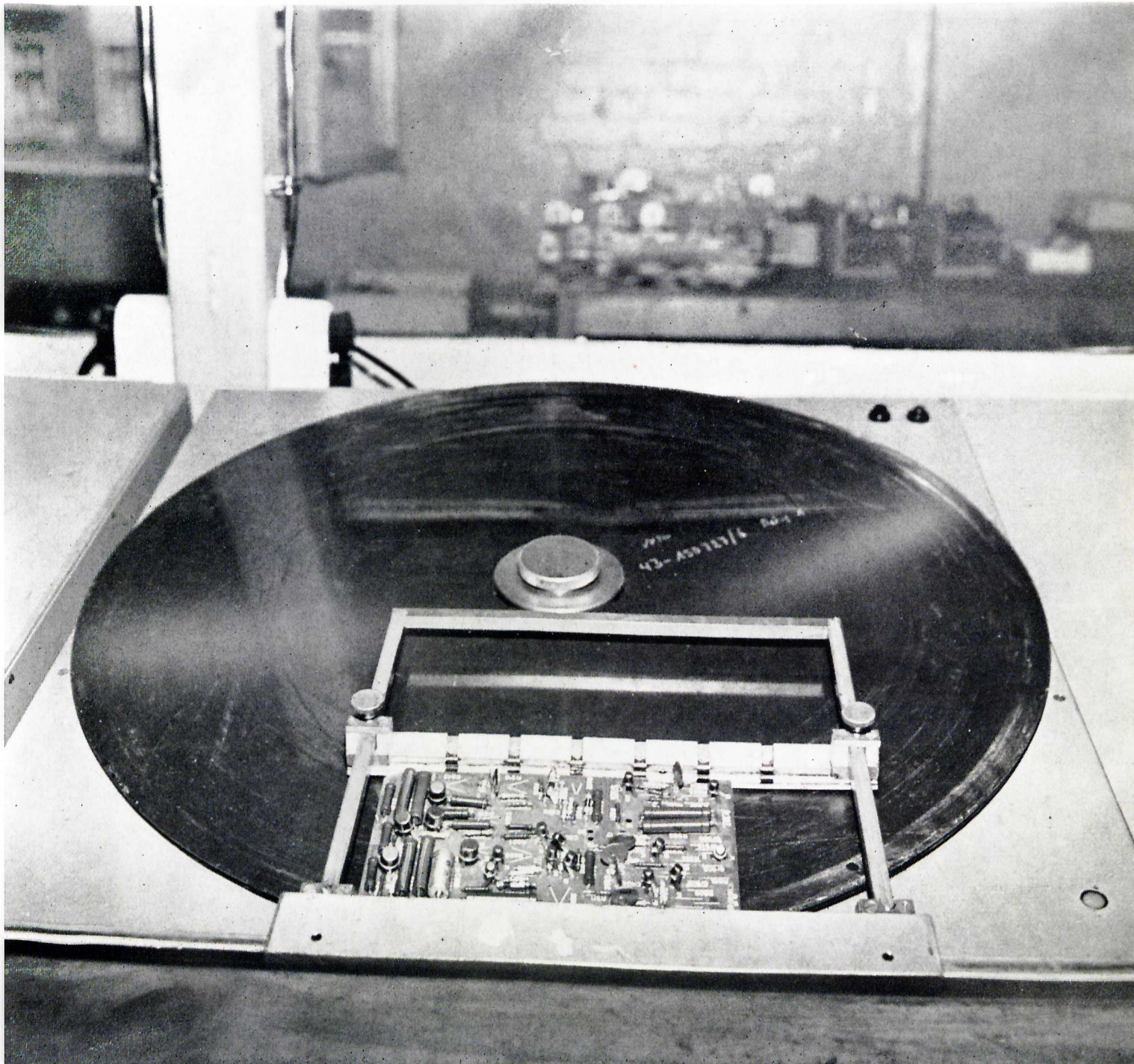
# radio fernsehen elektronik

## 5-73

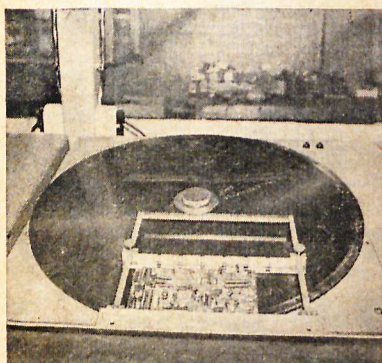
VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

1. Märzheft · Preis 2,00 M  
Postverlagsort Leipzig · Für BRD Berlin

- **Verfahren  
zur Zeichenerzeugung  
auf Katodenstrahlröhren**
- **Bauanleitung:  
Ein klirrarmer  
RC-Generator**
- **Reiseempfänger Selena**



## Sie lesen in diesem Heft



### Zu unserem Titelbild

Auf Seite 155 veröffentlichen wir eine Systemlösung zum rationellen Bestücken und Löten von elektronischen Baugruppen. Unser Bild zeigt den Bestückungs- und Lötwagen sowie den Bestückungsprogrammträger. Werkfoto

### Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Tendenzen im Sortimentsangebot der Konsumgüterelektronik
- Bestimmung der für die Kanaltrennung maßgebenden Winkel bei Stereoschallplatten
- Elektronischer Taktgeber für Kfz
- Bemerkungen zur Projektierung von Gemeinschaftsantennenanlagen
- TT-Empfänger Orljonok 605
- Wir lernten kennen: Kassettenbandgerät ATAKASSETTE

### СОДЕРЖАНИЕ

Методы получения знаков на электроннолучевых трубках	141
Полуавтоматический „плохо/хорошо“ – тестер монолитно интегрированных схем	146
Техника схем включения пар транзисторов	147
Самодельный RC-генератор с низким коэффициентом искажений	149
Информация о полупроводниках 91	151
Антенна AZE 2 для метеорологических станций WES 2	153
Системное решение рационального монтажа и пайки сборочных групп электронных радиодеталей	155
Цветной телевизор 14	157
Реализация управления углом отсечки с помощью простых RC-цепей	160
Дорожный приёмник «Селена»	165
Познакомьтесь: дорожный приёмник «Селена F8-TR 17-B 205»	168
Блок питания 200	169
Прямой привод для фоноустройства	170
Галогенная паросветная лампа HQI 1000 C для телевидения	171
Новая техника: протонная диффузия в полупроводниках	171

### IN THIS ISSUE

Method for Producing Symbols on Cathode Ray Tubes	141
Semi-automatic Good/Bad Tester for Integrated Circuits	146
Complementary Circuitry	147
Instruction for the Home Construction of a Low-Distortion RC Generator	149
Semiconductor Informations 91	151
Antenna AZE 2 for Weather Picture Receiving Stations WES 2	153
Rational Equipping and Soldering of Electronic Units	155
Colour Television Receivers 14	157
Phase Control Realized by Means of Simple RC Networks	160
Portable Receiver Selena	165
Test Report of the Portable Receiver Selena FS-TR17-B205	168
Mains Supply Unit N 200	169
Direct Drive for Record Players	170
Halogen Metal Vapour Lamp HQI 1000 C for Colour Television	171
A New Technique: Proton Diffusion in Semiconductors	171

Verfahren zur Zeichenerzeugung auf Katodenstrahlröhren	141
Halbautomatischer Gut/Schlecht-Tester für monolithisch integrierte Schaltkreise	146
Komplementärschaltungstechnik	147
Bauanleitung: Ein klirrarmer RC-Generator	149
Halbleiterinformationen 91	151
Antenne AZE 2 für Wetterbildempfangsstationen WES 2	153
Systemlösung zum rationellen Bestücken und Löten von elektronischen Baugruppen	155
Farbfernsehempfänger 14	157
Realisierung von Phasenanschnittsteuerungen mit einfachen RC-Gliedern	160
Reiseempfänger Selena	165
Wir lernten kennen: Reiseempfänger Selena	168
Netzteil N 200	169
Direktantrieb für Fonogeräte	170
Halogen-Metalldampf Lampe HQI 1000 C für das Farbfernsehen	171
Eine neue Technik: Protonendiffusion bei Halbleitern	171

### OBSAH

Způsoby zobrazení znaků na oscilografických obrazovkách	141
Poloautomatický zkoušeč „dobrý/špatný“ pro monolitické integrované obvody	146
Technika komplementárních zapojení	147
Stavební návod: generátor RC s nepatrným nelineárním zesílením	149
Informace o polovodičích 91	151
Anténa AZE 2 zařízení pro příjem povětrnostních mapek WES 2	153
Systémové řešení racionálního osazení a pájení elektronických stavebnicových skupin	155
Přijímače barevné televize 14	157
Realizace fázového řízení jednoduchými členy RC	160
Cestovní přijímač Selena	165
Zkušenosti s přijímačem Selena F8-TR17-B205	168
Síťový zdroj N 200	169
Přímý pohon gramofonů	170
Halogenové výbojky s kovovými párami HQI 1000 C pro barevnou televizi	171
Technická novinka: difúze protonů v polovodičích	171

# Ein klirrarmer RC-Generator

WOLFGANG DAMM

Klirrarmer RC-Generatoren werden u. a. für Messungen im NF-Bereich als Signalgeber benötigt. Diese Generatoren müssen günstige Eigenschaften hinsichtlich Bandbreite, Klirrfaktor, Amplitudengang und Frequenzstabilität aufweisen. Für Messungen an hochwertigen NF-Verstärkern muß man z. B. folgende Werte vom Meßgenerator fordern:

- Ausgangsspannung  $U_{a,eff} \geq 1V$  (Normpegel)
- Amplitudengang der Ausgangsspannung  $\Delta U_a \leq 1dB$
- Bandbreite  $\Delta f = 10 Hz$  bis  $100 kHz$
- Klirrfaktor  $k \leq 0,05 \%$

Der niedrige Wert des Klirrfaktors braucht dabei nur bei den Frequenzen eingehalten zu werden, die für Klirrfaktormessungen an NF-Verstärkern interessieren. Dies sind, wie unter [1] ausgeführt, die Frequenzen 40 Hz, 1 kHz und 12,5 kHz.

In der Literatur wurde bereits eine große Anzahl von RC-Generatorschaltungen veröffentlicht, deren transistorisierte Ausführungen jedoch in bezug auf Verzerrungsfreiheit nicht den für Messungen erforderlichen geringen Wert aufweisen, wobei fast ausschließlich nur das Wienbrückenprinzip verwendet wurde.

Beim Durchmessen einiger Generatorvarianten (dreistufig) mit Wiennetzwerk gelang es nicht, bei ausreichender Ausgangsamplitude den Klirrfaktor nennenswert unter 0,1% herabzusetzen. Außerdem störte die nicht sehr große Frequenzstabilität, hervorgerufen durch Rückwirkungen der aktiven Bauelemente auf die frequenzbestimmenden Bauelemente der Schaltung. Die frequenzbestimmenden Bauelemente eines RC-Generators verlangen i. allg. einen zum Wellenwiderstand  $Z_L$  des verwendeten Netzwerkes großen ( $\rightarrow \infty$ ) Abschlußwiderstand und einen niedrigen ( $\rightarrow 0$ ) Quellwiderstand. Bei Nichteinhaltung dieser Forderung ergeben sich Einflüsse der angeschlossenen Transistoren.

Es wurde deshalb ein weniger bekanntes Schaltungsprinzip [4] herangezogen, mit dem sich weitaus günstigere Resultate erreichen ließen.

### Schaltung

Der RC-Generator (Bild 1) besteht aus einem Verstärkerteil mit den Transistoren  $T_1, T_2$  und  $T_3$  sowie einem überbrückten T-Netzwerk [2] mit den Schaltelementen  $P_1, P_2, R_6, R_7, C_1$  und  $C_2$ . Die Schwingbedingung (Mitkopplung) wird über  $C_4, L_{a1}, L_{a2}$  und  $R_1$  gewährleistet. Infolge der

Der in dieser Bauanleitung beschriebene klirrarmer RC-Generator arbeitet mit je einem negativen und positiven Rückkopplungszweig und weist damit im NF-Frequenzbereich von 40 bis 12 500 Hz einen Klirrfaktor von 0,01 bis 0,02% auf.

angegebenen Dimensionierung teilt das überbrückte T-Netzwerk bei der Resonanzfrequenz  $f_0$  die auf die Basis von  $T_1$  zurückgeführte Schwingspannung in einem Verhältnis 1:3. Außerhalb von  $f_0$  geht die Dämpfung des Netzwerkes gegen Null, womit die Gegenkopplung vorhandener Oberschwingungen einsetzt, was gleichbedeutend mit einer Herabsetzung des Klirrfaktors ist.

Transistoren mit einer hohen Transitfrequenz und der relativ niedrige Wert von  $R_3$  gewährleisten eine hohe erreichbare Schwingfrequenz bei geringem Amplitudenabfall. Mit  $R_3$  werden infolge der kapazitiven Gegenkopplung vom Kollektor auf die Basis von  $T_1$  unerwünschte hochfrequente Schwingungen unterdrückt, die durch Phasendrehungen innerhalb des Generators auftreten können. Phasendrehungen entstehen durch ungünstigen, also nichtkapazitätsarmen Aufbau der frequenzbestimmenden Bauelemente und aufgrund des Phasenwinkels zwischen Eingangs- und Ausgangsstrom der verwendeten Transistoren.

$R_4$  und  $R_5$  bestimmen den Arbeitspunkt des Verstärkers und bewirken seine Stabilisierung. Der Einfluß auf das Netzwerk ist aufgrund der hohen Widerstandswerte von  $R_4$  und  $R_5$  vernachlässigbar.

Wie schon erwähnt, ist es zweckmäßig, das frequenzbestimmende Netzwerk aus einer niederohmigen Quelle zu speisen und hochohmig abzuschließen, um die Frequenzkonstanz zu gewährleisten. Die niederohmige Quelle wird aus den Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  in Verbindung mit dem als Arbeitswiderstand eingesetzten Einstellwiderstand  $P_3$  gebildet. Den hochohmigen Abschluß bildet  $T_1$ . Der Eingangswiderstand von  $\geq 100 k\Omega$  ergibt sich aufgrund der entsprechenden Stromverstärkung und der Stromgegenkopplung mit  $R_1$ .

Der Mitkopplungszweig enthält zwei Kleinststecklampen (Kaltleiter) zur Amplitudenstabilisierung.  $R_8$  soll verhindern, daß sich ein zu geringer Lastwiderstand an  $a_1$  auf die Schwingbedingung des Generators und Rückwirkungen infolge einer kapazitiven Last (abgeschirmte Meßkabel) auf die Phasenlage am Netzwerk im obersten Frequenzbereich auswirken.

$P_1$  und  $P_2$  überstreichen die angegebenen Frequenzbereiche im Verhältnis 1:10 (Tafel 1), wobei sich an den Bereichsenden eine erwünschte geringe Überlappung ergibt. Zur Berechnung des überbrückten T-Netzwerkes muß auf die spezielle Lite-

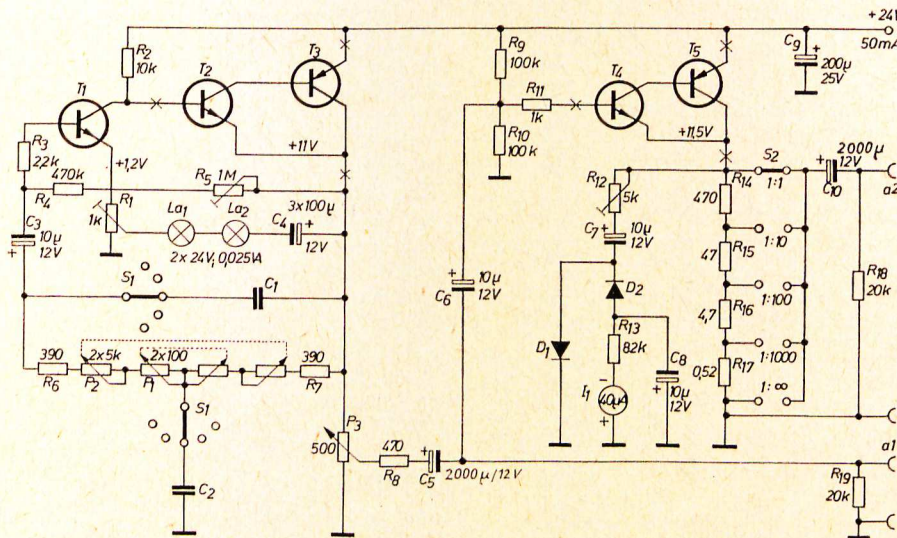


Bild 1: Schaltbild des RC-Generators

Tafel 1: Frequenzbereiche

f	10...100 Hz	100 Hz...1 kHz	1...10 kHz	10...100 kHz	100 kHz...1 MHz
$C_1$	1,5 $\mu F$	0,15 $\mu F$	15 nF	1,5 nF	150 pF
$C_2$	6 $\mu F$	0,6 $\mu F$	60 nF	6 nF	600 pF

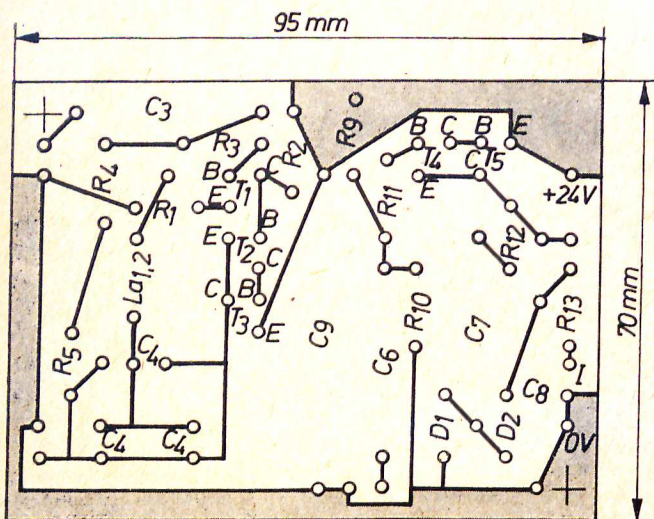


Bild 3: Leiterplatte entsprechend Bild 1

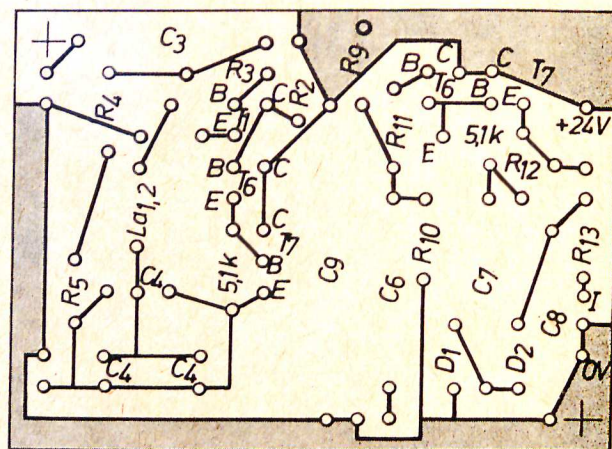


Bild 4: Leiterplatte entsprechend Bild 2

ratur verwiesen werden [2]. Die Resonanzfrequenz errechnet sich aus

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

wobei das Kapazitätsverhältnis die Spannungsdämpfung von  $f_0$  am Ausgang bestimmt. Bei dem vorliegenden Kapazitätsverhältnis von  $C_1:C_2 = 1:4$  beträgt die Spannung von  $f_0$  am Ausgang des Netzwerkes ein Drittel der Eingangsspannung.

In der Praxis sind die Möglichkeit einer ständigen Kontrolle und eine definierte Einstellmöglichkeit der abgegebenen Spannung sehr nützlich. Deshalb sollte auf die Anzeigeschaltung nicht verzichtet werden. Hierfür sind jedoch die Transistoren  $T_4$  und  $T_5$  erforderlich. Als zusätzlicher Vorteil ergibt sich dabei ein zweiter niederohmiger Ausgang. Eine direkte Messung an  $a_1$  ist nicht möglich, da der nicht-lineare Eingangswiderstand der Gleichrichterschaltung Belastungsänderungen und damit einen zusätzlichen Klirrfaktor verursacht. Ein Versuch ergab einen resultierenden Klirrfaktor von 0,6%. Der Einfluß an  $a_2$  ist wegen der niedrigen Quellimpedanzen von  $T_4$  und  $T_5$  ( $\approx 1 \Omega$ ) vernachlässigbar.

Die Anzeigeschaltung (Villard-Schaltung), deren Bandbreiteigenschaft sehr günstig ist, wird über  $R_{12}$  angesteuert. Die damit verbundene Stromsteuerung bewirkt eine Linearisierung der Instrumentenanzeige, so daß eine besondere Eichung entfallen kann.

Für  $T_3$  und  $T_5$  läßt sich, wenn die Betriebs- und Ausgangsspannung um die Hälfte reduziert werden, der sowjetische

Transistor KT 326 A bzw. B einsetzen. Als weitere Variante kann die Schaltung  $T_2, T_3$  bzw.  $T_4, T_5$  von der angegebenen Schaltung mit  $T_6, T_7$  (Bild 2) ersetzt werden. Dabei sind jedoch die Werte nach Tafel 2 nicht zu erreichen. Der Klirrfaktor verdoppelt sich, und der Amplitudengang steigt auf  $\pm 1,5$  dB an. Verbesserungen ergeben sich jedoch, wenn der Widerstandswert von  $P_3$  herabgesetzt wird, wobei aber  $P_{V \max}$  von  $T_7$  zu beachten ist. Schutzwiderstände im Emittierkreis von  $T_3$  und  $T_5$  bzw. im Kollektorkreis von  $T_7$  verschlechterten die erreichten Werte und erwiesen sich als nicht notwendig.

#### Aufbau und Inbetriebnahme

Die verwendeten Transistoren sind nach geringen Restströmen auszusuchen. Die Schaltung kann auf einer Leiterplatte entsprechend Bild 3 oder nach Bild 4 unter Verwendung der Schaltungsvariante nach Bild 2 aufgebaut werden. Die Verdrahtung außerhalb der Leiterplatte muß nach HF-technischen Gesichtspunkten vorgenommen werden, anderenfalls wird der Amplitudenabfall im oberen Frequenzbereich größer. Die Musterplatte wurde Bestandteil des Grätes in [1]. Der dort verwendete 24-V-Netzteil entspricht auch

den Ansprüchen (geringe Welligkeit) dieses RC-Generators.

Für  $P_2$  ist ein gegenüber Schichtpotentiometern im Gleichlauf günstigeres Tandem-Drahtpotentiometer einzusetzen, um die Amplitudenschwankungen gering zu halten. Die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  sind unmittelbar am Schalter  $S_1$  und den Potentiometern  $P_1$  und  $P_2$  anzuordnen.  $P_1$  ist bei Klirrfaktormessungen unbedingt dann erforderlich, wenn im Klirrfaktormeßgerät keine Frequenzfeinabstimmung wie in [1] vorhanden ist.

Die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  müssen in allen fünf Frequenzbereichen im gleichen Verhältnis (1:4) zueinander stehen, da sich sonst bei der Bereichumschaltung größere Ausgangsspannungsschwankungen als angegeben ergeben.

Auf Grund der vorhandenen zwei Potentiometer wurde auf eine Frequenzzeichnung von  $P_1$  und  $P_2$  verzichtet und die Frequenzbestimmung mit einem analogen Frequenzmesser vorgenommen.

Nach dem Anlegen der Betriebsspannung ist mit  $R_5$  der Arbeitspunkt des Verstärkers einzustellen. Dabei sind die angegebenen Gleichspannungen zu kontrollieren. Mit  $R_1$  wird danach eine effektive Ausgangsspannung von 2 V eingestellt. Das Instrument  $I_1$  wird danach mit  $R_{12}$  auf Vollauschlag geeicht.

Die erreichten Daten des Generators genügen den meisten Ansprüchen des Amateurs. Der Klirrfaktor wurde mit einer Meßbrücke nach [1] bestimmt, deren Eigenschaften Messungen bis 0,01% zulassen.

Leider gelangt das Schaltungsprinzip dieses RC-Generators viel zu selten zur Anwendung, obwohl günstige Eigenschaften vorhanden sind.

#### Literatur

- [1] Damm, W.: Millivoltmeter mit Klirrfaktormeßzusatz. radio fernsehen elektronik 20 (1971) H. 23, S. 782-785
- [2] Meinke; Grundlach: Taschenbuch der HF-Technik. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg 1956
- [3] Helbig, R.: RC-Generator mit großem Frequenzbereich und extrem niedrigem Klirrfaktor. Funkschau (1962) H. 3, S. 62
- [4] Assejew, B. P.: Phasenbeziehungen. VEB Verlag Technik, Berlin 1957

#### Tafel 2: Technische Daten

Frequenzbereich:	10 Hz...1 MHz
Ausgangsspannung $U_{a \text{ eff}}$ :	2 V
Amplitudengang der Ausgangsspannung $\Delta U_a$ :	$\leq \pm 0,5$ dB
Klirrfaktor bei	
40 Hz, 1 kHz, 12,5 kHz:	0,01%...0,02% an $a_1$ 0,02%...0,03% an $a_2$
min. $R_{\text{last}}$ :	1000 $\Omega$ an $a_1$ 100 $\Omega$ an $a_2$
Transistoren:	$T_1$ : SF 215, 216 $B \geq 150$ $I_E \approx 1,2$ mA $T_2$ : SF 215, 216 $B \geq 250$ $I_E \approx 500$ $\mu$ A $T_3$ : BFY 64 (KT 326) $B \geq 50$ $I_E \approx 24$ mA $T_4$ : SF 215, 216 $B \geq 200$ $I_E \approx 500$ $\mu$ A $T_5$ : BFY 64 (KT 326) $B \geq 50$ $I_E \approx 24$ mA $D_1, D_2$ : GA 103

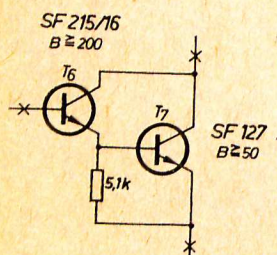


Bild 2: Schaltungsvariante ohne pnp-Transistoren