

# Verzerrungsarme RC-Generatoren

Manfred Zollner

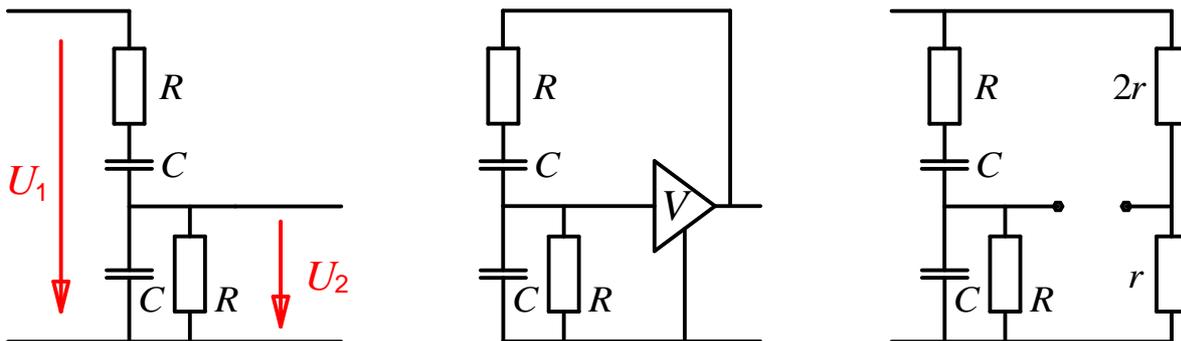
RC-Generatoren bieten in ihrer einfachsten Form eine preiswerte Möglichkeit, eine klirrarmer Sinusschwingung zu erzeugen. Während im HF-Bereich eher LC-Generatoren zur Anwendung kommen, verzichtet man im NF-Bereich auf Induktivitäten – sie wären zu groß und zu störanfällig für magnetische Einkopplungen. Die Schwingfrequenz wird beim RC-Generator von einem RC-Filter zweiter Ordnung definiert, dazu kommt ein Regelkreis zur Amplitudenregelung der Rückkopplung, sowie ein Ausgangsverstärker mit Spannungsteiler. Der folgende Artikel stellt 7 verschiedene Generatorkonzepte vor.

Im Audiolabor ist der verzerrungsarme Sinusgenerator (auch Tongenerator genannt) eines der wichtigsten Messgeräte. Für Klirrfaktormessungen, aber auch zur Bestimmung der Übertragungsfunktion nach Betrag und Phase, für Leistungs- und Impedanzmessungen, Hörversuche, Schwingungsanalysen, u.v.a. mehr. Noch vor einigen Jahrzehnten waren derartige Geräte, so sie in professioneller Qualität auftraten, groß, grün und schwer. Und nicht ganz billig: Nach heutigem Geld musste man schon 10.000.- bis 20.000.- Euro für einen guten grünen Generator ausgeben. Doch die Zeiten haben sich geändert, die Preise auch, und zwar nach unten. Wenn die Anforderungen nicht ganz so professionell sein müssen, können aber auch 1000 € als zu hoch angesehen werden, und dann stellt sich vielleicht die Frage: Gebraucht kaufen, oder selbst bauen? Einfache Generatorschaltungen brauchen nur wenige Bauteile, da ist der erfolgreiche Selbstbau schnell im Bereich des Möglichen.

Grundsätzlich ist zwischen rein analogen und digital/analogen Geräten zu unterscheiden. Es gibt inzwischen sehr gute Digital/Analog-Wandler (DACs), die Auswahl fällt aber nicht leicht. Weil z.B. nirgendwo im Datenblatt der Klirrfaktor spezifiziert wird. Oder wenn, dann nur für eine Frequenz. Z.B. sagenhafte  $k = 0.0001\%$ ! Dummerweise erfährt man erst nach längerem Blättern, dass dieser DAC für maximal 250 Hz ausgelegt ist. Es geht natürlich auch anders:  $k < 0.0002\%$  (20 Hz – 20 kHz), das sollte doch reichen? Doch dann kommen beim Betrachten der 'Data Sheets' leichte Zweifel: Muss man wirklich alle diese Seiten durchlesen? Alle 156 Seiten – für einen einzigen DA-Wandler? Und natürlich wollen alle 40 Pins dieses ICs mit den richtigen Signalen versorgt werden, also: das wird wohl nichts an einem Wochenende! Dann doch lieber die rein analoge Lösung? Ein OP, zwei Kondensatoren, drei Widerstände, ein Lämpchen, und schon schwingt die Schaltung. Nein, nicht bei 5 MHz, sondern planmäßig bei 1 kHz. Mit gar nicht mal schlechten Verzerrungswerten ( $k = 0.01\%$ ), für weniger als 10 €. Doch mit dem Erfolg wachsen auch die Anforderungen: Frequenz durchstimmbar, Amplitude in weiten Bereichen einstellbar, Klirrfaktor noch geringer. Hierfür gibt es viele Realisierungsmöglichkeiten, mit sehr unterschiedlichen Daten, aber auch sehr unterschiedlichem Aufwand. Auf den folgenden Seiten werden hierzu 7 verschiedene Schaltungskonzepte vorgestellt und anhand der zugehörigen Messdaten erläutert.

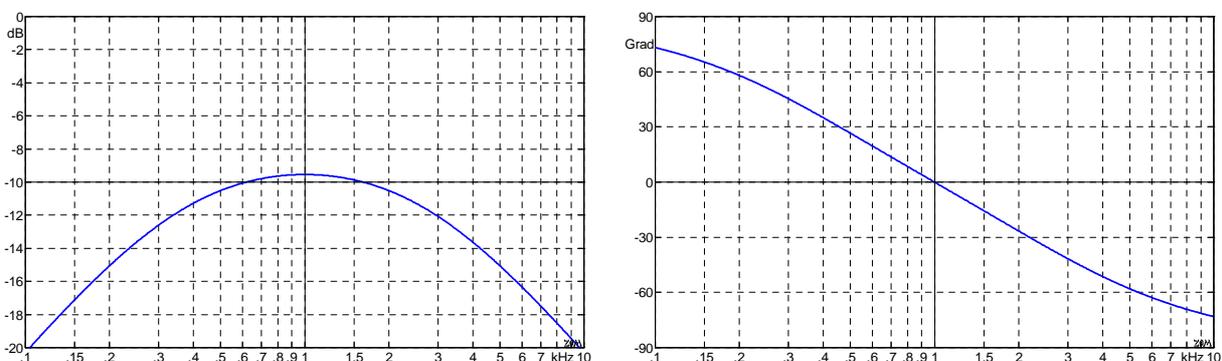
## Grundig TG-20

Der Grundig TG-20 ist ein einfacher aber gleichwohl sehr guter Generator. Die Verstärkung erledigen (der Entstehungszeit geschuldet) 9 diskrete Silizium-Transistoren und 1 JFET, die Amplitude wird wirkungsvoll von einer kleinen Glühlampe geregelt. Das frequenzbestimmende Netzwerk ist ein sog. **Wien-Glied** (Max Wien 1866 –1938), ein aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren bestehender passiver Bandpass 2. Ordnung (**Abb. 1**). Bei der angegebenen Schaltung werden die beiden Kondensator- und Widerstandswerte jeweils gleich gewählt, dies ist aber nicht zwingend. Die Übertragung ganz tiefer Frequenzen ( $f \rightarrow 0$ ) sperrt der obere Kondensator, die Übertragung ganz hoher Frequenzen ( $f \rightarrow \infty$ ) der untere, woraus ein **Bandpassverhalten** resultiert.



**Abb. 1:** Wien-Glied (links), RC-Generator (Mitte), Wien-Brücke (rechts).

**Abb. 2** zeigt die Übertragungsfunktion der Schaltung aus Abb. 1 (links) in üblicher Bode-Darstellung. Bei der Polfrequenz  $f_x = 1/(2\pi RC)$  erreicht die Übertragungsfunktion  $H$  ihren Maximalwert von  $1/3$  (entsprechend  $-9.54$  dB). Viel wichtiger als der Betragsfrequenzgang ist jedoch der Phasenfrequenzgang: nur bei der Polfrequenz beträgt die Phasendrehung genau  $0^\circ$ . Koppelt man den Ausgang ( $U_2$ ) über einen Verstärker auf den Eingang ( $U_1$ ) zurück, entsteht eine Rückkopplungsschleife\* (mittleres Bild). Für  $V = 3$  wird der vom Wien-Glied erzeugte Spannungsverlust genau kompensiert, in der Schaltung entsteht eine sinusförmige Schwingung der Frequenz  $f_x$ . Ist die Verstärkung  $V$  auch nur minimal kleiner als 3, ebbt diese Schwingung ab, ist sie auch nur minimal größer als 3, wächst die Schwingungs-Amplitude immer weiter an, bis Nichtlinearitäten für eine Begrenzung sorgen. Für eine verzerrungsarme Sinusschwingung muss die Verstärkung folglich einen höchst präzisen Wert annehmen, der nicht fest eingestellt werden kann, sondern nur über eine Amplitudenregelung erreicht wird. Die erforderliche Teilsysteme sind also: Ein frequenzbestimmendes Netzwerk (das auch eine andere Topologie haben kann), und ein Verstärker mit automatischer Verstärkungsregelung.



**Abb. 2:** Betrag- und Phasenfrequenzgang des in Abb. 1 dargestellten Wien-Gliedes ( $f_x = 1$  kHz, Leerlauf).

\* Mitkopplung für positive  $V$ -Werte, Gegenkopplung für negative  $V$ -Werte.

Einen genial einfachen Amplitudenregler hat sich William Hewlett 1939 einfallen lassen: eine Glühlampe! Ihr Widerstand hängt von der Glühdraht-Temperatur ab, die ihrerseits von der anliegenden Spannung abhängt; steigt die Spannung, steigt auch der Widerstand. Damit lässt sich sehr leicht ein Regelverstärker aufbauen, und zusammen mit einem Wien-Glied ein Generator (z.B. Hewlett-Packards erstes Messgerät, der HP-200A).

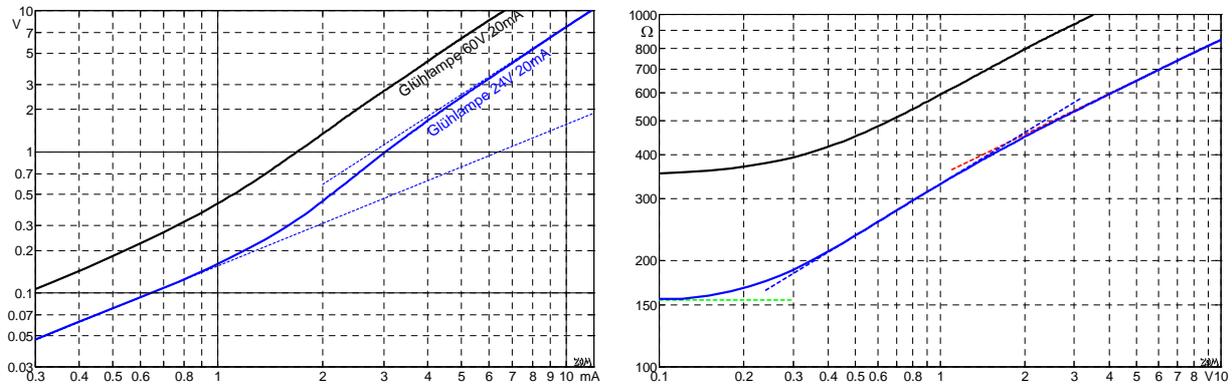


Abb. 3: Strom-Spannungskurve zweier kleiner Glühlampen (links), Spannungs-Widerstandsverlauf (rechts).

In Abb. 3 sind Messwerte kleiner Glühlampen dargestellt. Bis ca. 150 mV ist der Widerstand näherungsweise konstant, für höhere Spannungen nimmt er zu. Die Kurven in Abb. 3 wurden mit Gleichstrom gemessen. Bei Wechselstrom niedriger Frequenz wird der Widerstand zeitabhängig, die Glühdrahttemperatur folgt tendenziell dem Betrag der anliegenden Spannung. Erst bei mittleren und höheren Audiofrequenzen ist die thermische Trägheit des Glühdrahtes groß genug, sodass sich ein nahezu konstanter Widerstandswert ergibt. Bei tiefen Frequenzen führt die Spannungsabhängigkeit des Lampenwiderstandes deshalb zu nichtlinearen **Verzerrungen** (Abb. 4). Um diese Art der Verzerrung zu reduzieren, sollte folglich eine Lampe mit wuchtigem (trägem) Glühwendel eingesetzt werden, die aber gleichwohl relativ hochohmig sein muss, um übliche Transistorschaltungen nicht zu sehr zu belasten. Es sei betont, dass Abb. 4 nur Orientierungswerte liefern kann – die individuellen Daten streuen stark.

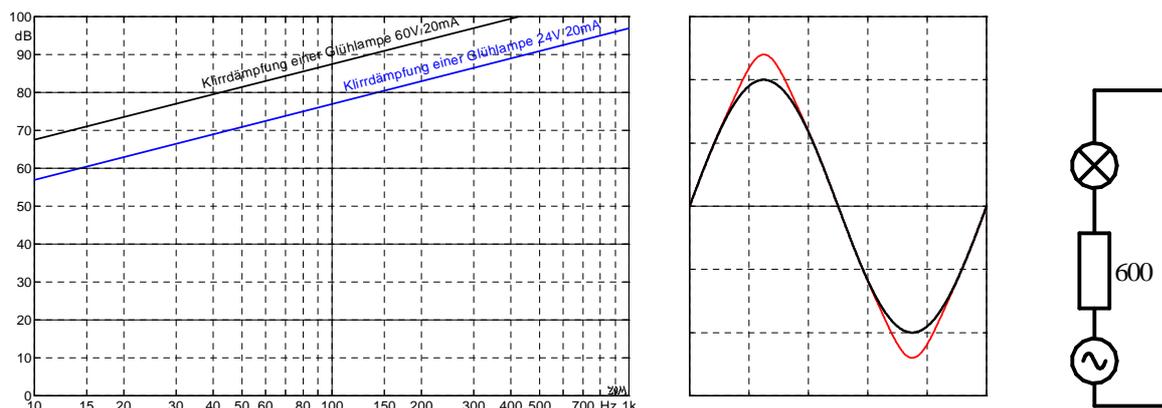
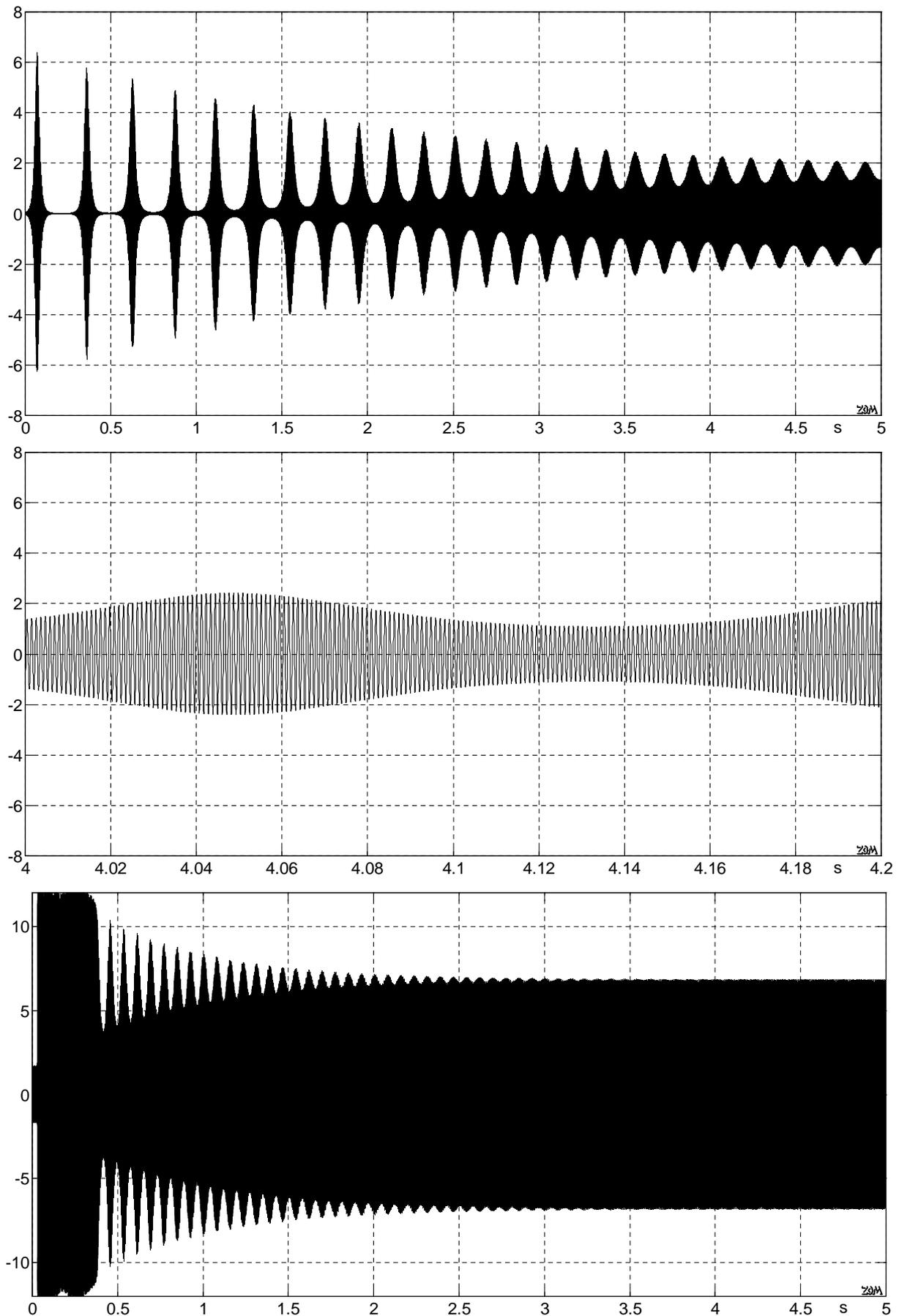


Abb. 4: Nichtlineare Verzerrungen zweier Glühlampen: Kubische Klirrdämpfungen (links) für  $U_{\text{gen}} = 4V_{\text{eff}}$ , unverzerrter Sinus (Mitte, schwarz), verzerrter Sinus (stark übertrieben, rot). Messschaltung (rechts).

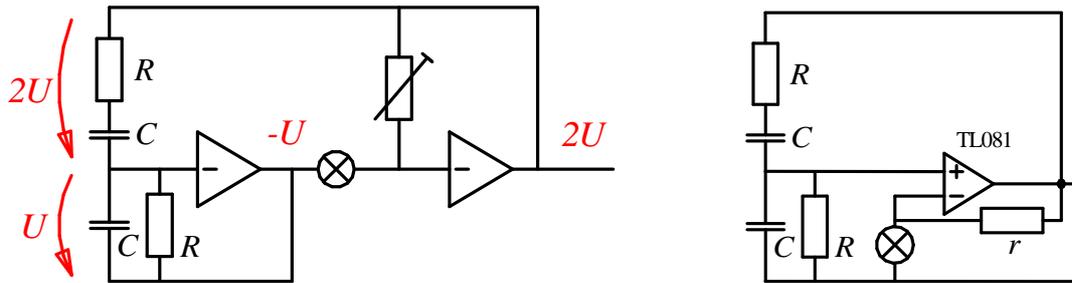
Die thermische Trägheit des Glühdrahtes bewirkt aber noch einen weiteren Effekt: Von ihr hängt auch ab, wie schnell die Schaltung nach Änderungen (z.B. Frequenzumschaltung) wieder zu einem stationären Zustand zurückkehrt (**Einschwingverhalten**). Je träger die Lampe reagiert, desto kleiner sind die nichtlinearen Verzerrungen, aber desto länger dauert es, bis sich eine Sinusschwingung mit stabiler Amplitude einstellt (Abb. 5, nichtlinearer Regelkreis).



**Abb. 5:** Einschwingvorgänge nach Amplitudenänderungen. Verkleinerung (oben, Mitte), Vergrößerung (unten).

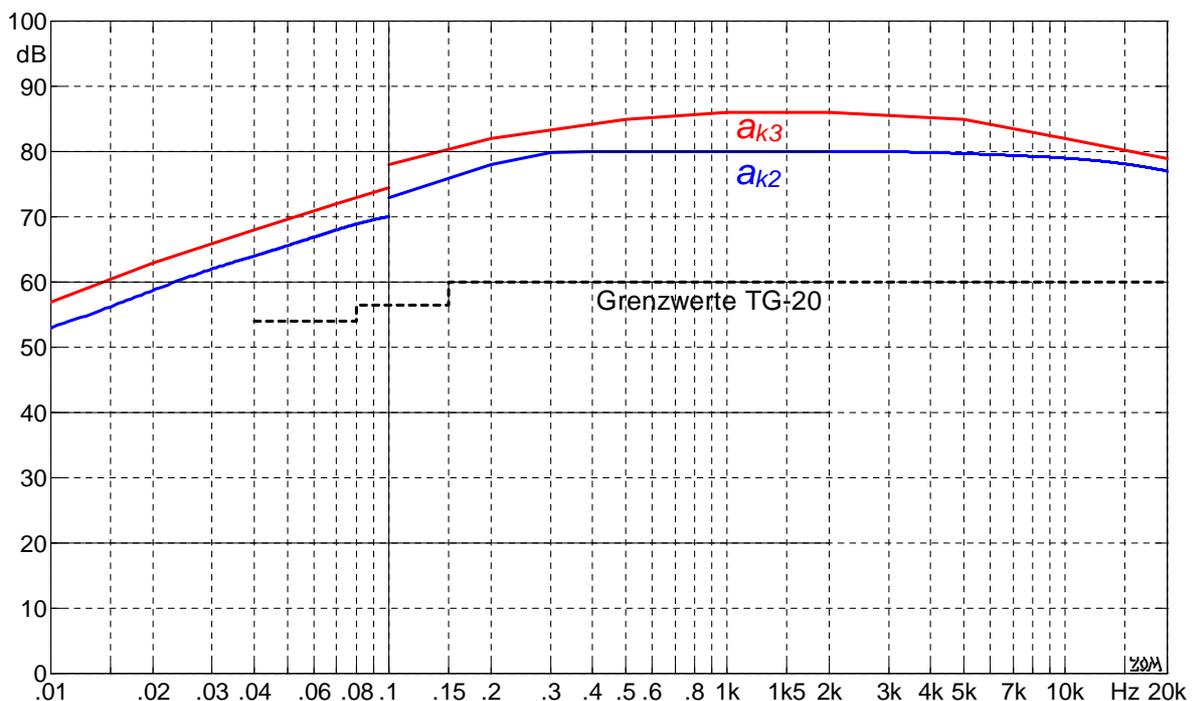
Die Amplitudenregelzeit lässt sich etwas verkürzen, wenn man die Signalamplitude knapp über dem Sollwert begrenzt (Dioden bzw. Betriebsspannung). Die Überschwinger können dann keine großen Werte annehmen, die Regelung konvergiert schneller.

**Abb. 6** zeigt ein Blockschaltbild des TG-20 (vollständiger Schaltplan im Anhang). Die Verstärkung des ersten Verstärkers ist ca.  $-500$ , seine Eingangsspannung ist deshalb sehr klein (idealisiert 0). Der 2. Verstärker verstärkt mit  $-2$ . Am Wien-Glied liegen zwei gleichphasige Signale (Pfeilrichtung beachten) im Amplitudenverhältnis 1:2. Trotz dieser einfachen Schaltung erreicht der TG-20 respektable Verzerrungswerte (Herstellerangabe  $k < 0.1\%$ ).



**Abb. 6:** Blockschaltbild des TG-20 (links), einfache Ersatzschaltung (rechts).

In **Abb. 7** sind Verzerrungs-Messwerte eines vom Autor nachgebauten TG-20 angegeben. Die tieffrequenten Verzerrungen haben ihre Ursache in der Glühlampe, die mittel- und hochfrequenten Verzerrungen stammen von der doch recht einfachen Transistorschaltung. Rechts in Abb. 6 ist eine weitere Vereinfachung der TG-20-Schaltung angegeben – noch weniger geht nicht. Die Lampe hatte im Versuchsaufbau 24 V 20 mA, hierzu passte  $r = 400 - 800 \Omega$ . Bei 1 kHz erreichte diese Schaltung  $a_{k2} = 78 \text{ dB}$  und  $a_{k3} = 100 \text{ dB}$ . Der verwendete OP-Amp kann den für die Lampe benötigten Strom ohne Gefahr der Beschädigung erzeugen, ist hierbei aber nicht besonders klirrfarm. Mit stärkeren OPs bzw. einer nachgeschalteten Komplementär-Endstufe (in die Gegenkopplung integriert) lässt sich die Klirrdämpfung weiter verbessern.



**Abb. 7:** Klirrdämpfungen eines TG-20-Nachbaus, sowie die von Grundig angegebenen Grenzwerte.

RC-Generatoren eignen sich sehr gut, mit einfachen Mitteln einen weiten Frequenzbereich durchzustimmen. Während beim LC-Generator die Frequenz von  $\sqrt{LC}$  abhängt und zur Frequenzhalbierung  $L$  oder  $C$  zu vervierfachen ist, muss hierfür beim RC-Generator  $R$  oder  $C$  nur verdoppelt werden. Üblich sind zur Abstimmung entweder feste (schaltbare) Widerstände und kontinuierlich veränderliche Kapazitäten (Tandem-Drehkondensator), oder feste (schaltbare) Kondensatoren und durchstimmbare Widerstände (Tandem-Potentiometer). Beide Varianten haben Vor- und Nachteile.

Der TG-20 verwendet schaltbare Widerstände und einen **Tandem-Drehkondensator**. Der war zur Bauzeit des TG-20 Standard in jedem Mittelwellenempfänger, und in guter Qualität zu bekommen (ca. 10 DM). Heute ist das schwieriger, da muss man auf Gebrauchtverkäufe hoffen (30 €), oder (für denselben Betrag ☺) einen kompletten TG-20 ersteigern. Typische Kapazitätsbereiche sind  $2 \times 15 \dots 500$  pF, damit ließe sich theoretisch die Frequenzrelation 1:33 durchstimmen. Wegen unvermeidlicher Schaltungskapazitäten sollte man sich aber nicht mehr als 1:15 erhoffen (Grundig realisiert beim TG-20 sogar nur 1:12). Das Problem bei derart kleinen Kapazitätswerten: die Schaltung wird für tiefe Frequenzen ziemlich hochohmig, da ist eine gute Abschirmung unerlässlich (500 pF, 10 Hz  $\rightarrow$  32 M $\Omega$ ). Der Gleichlauf guter Drehkondensatoren ist akzeptabel, zumeist kann die äußere Blechplatte für einen individuellen Abgleich auch noch verbogen werden.

Die Alternative zum Tandem-Drehkondensator sind schaltbare Kondensatoren und ein **Tandem-Potentiometer**. Dessen Gleichlauftoleranz ist aber häufig sehr schlecht, da sollte man echtes Geld investieren. Die Konsequenz einer großen Gleichlauftoleranz: eine frequenzabhängige Amplitude. Die hiervon verursachte Frequenzabweichung ist hingegen kein Problem, weil man die Frequenzskala zweckmäßigerweise erst beim fertigen Gerät ausmisst.

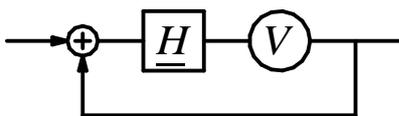
Die **Übertragungsfunktion** des unbelasteten Wien-Gliedes (Abb. 1) ergibt sich mit  $p = j\omega$  zu:

$$\underline{H} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{pRC}{1 + 3 \cdot pRC + (pRC)^2}; \quad \omega_x = \frac{1}{RC}$$

Für die Schwingfrequenz ( $f_x$ ) erhält man den reellen Wert  $H = 1/3$ . Nullsetzen des Nenners von  $\underline{H}$  liefert die beiden reellen Pole  $p_x$  der Übertragungsfunktion:

$$p_x = \frac{1}{2RC}(-3 \pm \sqrt{5}); \quad \text{Güte } Q = 1/3$$

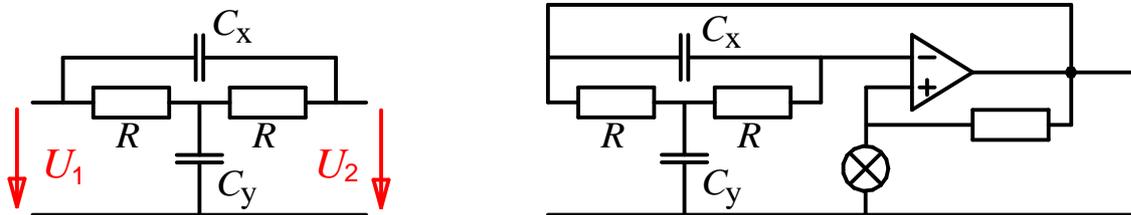
Schließt man die Rückkopplungsschleife (**Abb. 8**) über einen Verstärker mit der reellen Verstärkung  $V = 3$ , wird die Schleifenverstärkung  $\underline{H} \cdot V$  für die Schwingfrequenz  $f_x$  zu 1. Die beiden Pole dieses rückgekoppelten Systems liegen konjugiert auf der imaginären Achse, das System ist **grenzstabil**: jede noch so kleine Anregung führt zu Eigenschwingungen.



**Abb. 8:** Rückkopplungsschleife mit Wien-Glied und Verstärker.

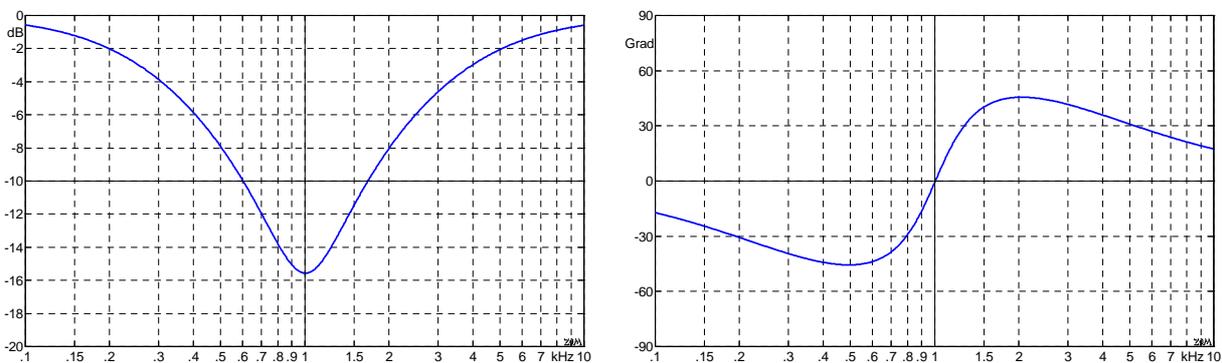
## Heathkit IG-18

Heathkit war ein US-Unternehmen, das sich mit Bausätzen für Radioapparate und Messgeräte einen Namen gemacht hatte. Z.B. mit dem IG-18, einem Sinus/Rechteckgenerator mit dezimaler Frequenzeinstellung. Wie beim TG-20 wird die Amplitude mit einer Glühlampe stabilisiert, das frequenzbestimmende Filter hat aber eine andere Struktur (**Abb. 9**).



**Abb. 9:** Überbrücktes T-Glied (links); Heathkit IG-18 (schematisch, rechts). Der mit einem Dreieck gezeichnete Differenzverstärker ist beim IG-18 kein OP-Amp, sondern mit 5 Transistoren diskret aufgebaut.

Heathkit schreibt: *"The notch filter, which passes all frequencies except the one to which it is tuned, provides the negative feedback..."*. Zumeist bezeichnet "Notch-Filter" eine Bandsperre, d.h. ein Filter, das mit großer Güte einen sehr kleinen Frequenzbereich sperrt. Wie ja auch mit *"passes all frequencies except"* beschrieben. So richtig groß ist die Güte eines überbrückten T-Gliedes aber nicht (**Abb. 10**). Wichtiger als die Dämpfung ist auch hier wieder, wie schon beim TG-20, die **Phasendrehung**: bei der Polfrequenz genau  $0^\circ$ . Hier dämpft das Filter um 15.6 dB, und wenn die lampengeregelt Rückkopplung denselben Betrag als Verstärkung erzeugt, schwingt der Generator mit  $f_x$ .



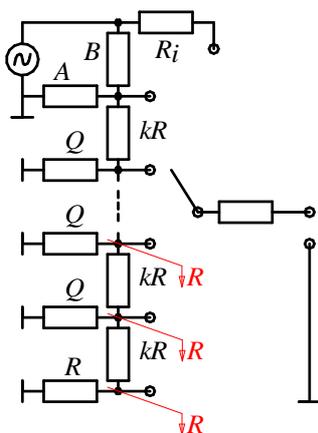
**Abb. 10:** Betrag und Phase des überbrückten T-Gliedes,  $H = U_2 / U_1$ ,  $C_y = 10 \cdot C_x$ .

Im Gegensatz zum TG-20 ist beim IG-18 die Frequenz nicht kontinuierlich durchstimmbar – sie wird stattdessen an zwei Schaltern zweistellig dezimal eingestellt\*. Durch Umschalten der Kondensatoren ist ein Multiplikator wählbar:  $\times 1$ ,  $\times 10$ ,  $\times 100$ ,  $\times 1000$ . Dabei werden von den vorhandenen 5 Kondensatoren immer zwei ausgewählt (500 pF & 5 nF, 5 nF & 50 nF, usw.). Ähnlich ökonomisch ist die Widerstandsanschaltung: die Werte 100k (1 Hz), 50k (2 Hz), 33.3k (3 Hz) und 25k (4 Hz) werden vom Wahlschalter direkt angewählt, die restlichen durch Parallelschaltung:  $25k//100k = 20k$ ,  $25k//50k = 16.7k$ ,  $25k//33.3k = 14.3k$ ,  $25k//33.3k//100k = 12.5k$ ,  $25k//33.3k//50k = 11.1k$ ,  $25k//33.3k//50k//100k = 10k$ . Das war zu Zeiten, als 1%-ige "Messwiderstände" teuer waren, eine Möglichkeit – so man den doch sehr speziellen Umschalter hatte. Hat man heute so gut wie nicht mehr, und weil inzwischen 1%-ige Metallfilmwiderstände Standard sind, kauft man einen 2x12-Schalter und 20 Widerstände.

\* Nur zur Feineinstellung ist zusätzlich ein Tandem-Potentiometer vorhanden.

Von den nichtlinearen Verzerrungen dieses Generators darf man keine Wunder erwarten, die Schaltung ist schlicht: Zwei NPN-Transistoren bilden einen einfachen Differenzverstärker, danach ein PNP-Treiber vor einer ganz einfachen Komplementärstufenstufe, fertig. Heathkit gibt für den Bereich 10 Hz – 100 kHz einen Klirrfaktor von  $k < 0.1\%$  an, das geht angesichts des geringen Aufwandes voll in Ordnung.

Kurz Erwähnung finden sollte die **Frequenzgenauigkeit** derartiger Generatoren. Man könnte meinen, mit 1%-igen Filterbauteilen müsste eine entsprechende Frequenzgenauigkeit erreichbar sein, doch das stimmt nicht. Schon im Filter (Spannungsteiler) verdoppelt sich der Fehler: Vergrößert man alle Filterbauteilwerte um 1%, erniedrigt sich die Schwingfrequenz um 2%. Dazu kommt aber noch die Phasendrehung des Verstärkers: Im ersten Schritt wird man zur Berechnung  $0^\circ$  (bzw.  $180^\circ$ ) annehmen, aber bei jedem realen Verstärker bleibt die Phase bei hohen Frequenzen zurück. Selbst bei dem mit immerhin 3 MHz Transitfrequenz angegebenen TL-081 beträgt (auf  $v = 6$  gegengekoppelt) bei 100 kHz die Phasendrehung bereits  $-11^\circ$ , das ergibt (ohne die o.a. Filtertoleranzen) eine Frequenzabweichung von 8%. Dazu kommen im (vor allem) hohen Frequenzbereich die Eingangskapazitäten des Differenzverstärkers, und die durch den Schaltungsaufbau bedingten Kapazitäten. Zur Zeit (2017) kosten 1%-ige Widerstände ca. 6 Cent; 0,1%-ige kosten ca. 35 Cent. 1%-ige Kondensatoren sind mit 2 – 4 € schon merklich teurer, und die Preise 0,1%-iger Kondensatoren will man vorsichtshalber gar nicht wissen. Sofern ein präzises Kapazitätsmessgerät zur Verfügung steht, kann man die benötigten Werte auch ausmessen bzw. abgleichen (TK und Verlustfaktor berücksichtigen!). Oder man gleicht den fertigen Generator mit dem Frequenzzähler ab.



Zum Teilen der Ausgangsspannung bietet sich ein Leiternetzwerk an (**Abb. 11**). Sein Innenwiderstand ist in allen Stellungen konstant, seine Dämpfung erhöht sich stufenweise um jeweils denselben Wert. Zur rekursiven Berechnung beginnt man unten:  $R$  und  $kR$  legen die Stufendämpfung fest. Soll diese (wie in der Messtechnik üblich) 10 dB betragen, bieten sich  $464\Omega$  und  $1\text{ k}\Omega$  an, oder  $1.5\text{ k}\Omega$  und  $2.2\text{ k}\Omega$ . Der Querwiderstand  $Q$  wird dann so berechnet, dass die Parallelschaltung von  $Q$  und  $(R+kR)$  genau wieder  $R$  ergibt (im Bild rot angedeutet),  $R$  und  $Q$  können dabei aus der E24-Reihe gewählt werden. Mit dem Widerstand zwischen Schalter und Ausgangsbuchse lässt sich der gewünschte Generator-Innenwiderstand abgleichen (z.B.  $600\Omega$ ).

**Abb. 11:** Spannungsteiler

Mit  $R = 464\Omega$ ,  $kR = 1000\Omega$  und  $Q = 680\Omega$  erhält man  $353\Omega$  Teiler-Innenwiderstand und  $9.98\text{ dB}$  Stufendämpfung;  $A = 796\Omega$ ,  $B = 1112\Omega$ . Mit 1%-igen Widerständen können pro Teiler maximal 1.4% Fehler entstehen, das entspricht  $0.12\text{ dB}$ . Bei sehr hohen Genauigkeitsanforderungen können auch 0.1%-ige Widerstände aus der E96-Reihe verwendet werden.

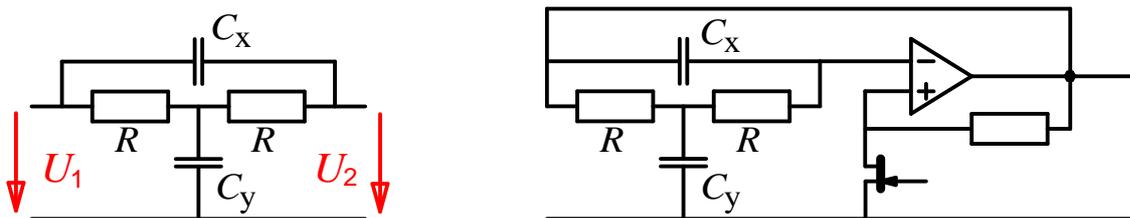
$$Q = \frac{\sqrt{10} \cdot R}{\sqrt{10} - 1} = 1.4625 \cdot R; \quad k = \sqrt{10} - 1 = 2.162 \quad \text{für } 10\text{ dB Stufendämpfung}$$

$$R_i = \frac{\sqrt{10} \cdot R}{\sqrt{10} + 1} = 0.7597 \cdot R \quad A = \frac{(1+k)^2 \cdot R}{k^2 + k - 1} \quad B = \frac{(1+k)^2 \cdot R}{k + 2}$$

Spezielle Parallelschaltungen:  $353 = 620 // 820$ ;  $464 = 560 // 2700$ ;  $796 = 1000 // 3900$ ;  $1112 = 1500 // 4300$ .

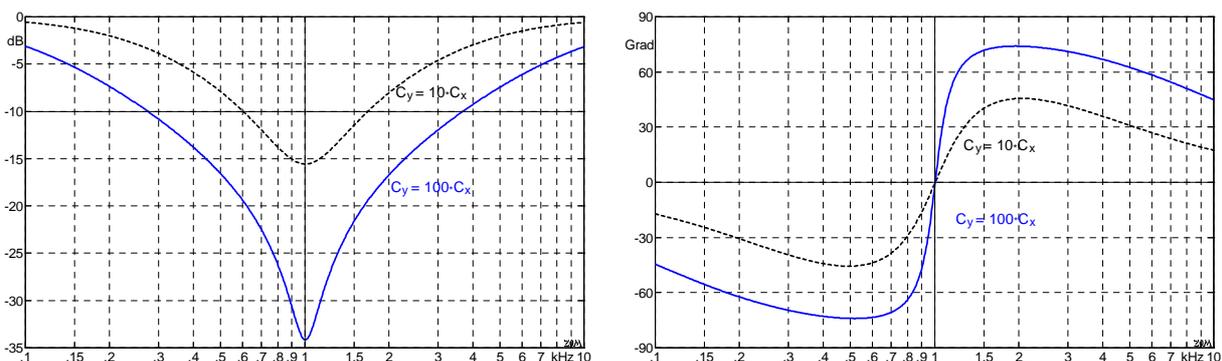
## Hewlett-Packard HP-239A

Als die Herren Hewlett und Packard 1939 ihr erstes Produkt, den HP-200A, vorstellten, war 1% Klirrfaktor ein guter Wert. Jedoch wuchsen die Anforderungen im Lauf der Zeit, anstelle von Röhren kamen Transistoren, und mit dem HP-239A kamen kleinere Klirrfaktoren. Sehr viel kleinere:  $k < 0.0018\%$ . Die Schwingfrequenz definiert hierbei wieder das schon aus dem IG-18 bekannte überbrückte T-Glied, aber mit  $C_y = 100 C_x$ . Und die Amplitude regelt nicht mehr eine Glühlampe, sondern ein **Feldeffekt-Transistor** (JFET). Damit war die unveränderliche thermische Trägheit des Lampen-Glühdrahts überwunden, und man konnte – je nach Frequenzbereich – individuelle Regel-Zeitkonstanten zuordnen. Mit der Konsequenz, dass nun auch im Bereich tiefer Frequenzen der Klirrfaktor klein gehalten werden konnte. So klein, dass im Manual "Low Distortion Generator" irgendwie unpassend gewesen wäre. Deshalb: "**Ultra-low Distortion Oscillator**".



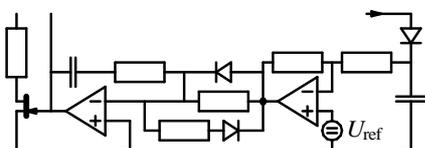
**Abb. 12:** Überbrücktes T-Glied (links); HP-239A (schematisch, rechts). Der mit einem Dreieck gezeichnete Differenzverstärker ist ein Hochfrequenz-OP-Amp mit 100 MHz Transitfrequenz (HA-2625).

**Abb. 12** zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild des HP-239A, der JFET wird hier als spannungsgesteuerter Widerstand verwendet. Siliconix hatte für diese Anwendung spezielle JFETs (hier: VCR2N) im Angebot, die einen sehr niedrigen On-Widerstand ( $60 \Omega$ ) und eine gute Linearität gewährleisteten. Bei sehr kleiner Drain-Source-Spannung! – denn schon bei 1 V wären die Verzerrungen untragbar [1]. Weil aber das überbrückte T-Glied bei der Schwingfrequenz um 34 dB dämpft, und HP dem JFET noch einen Widerstand vorschaltet, bleibt die Drain-Source-Spannung unter 100 mV, und die Nichtlinearität gering (aka. ultra-low).



**Abb. 13:** Betrag und Phase des überbrückten T-Gliedes,  $H = U_2 / U_1$ , zwei verschiedene Kapazitätsverhältnisse.

**Abb. 14** zeigt den Amplitudenregelkreis. Die rechte Diode lädt den Kondensator auf den Spitzenwert, der Komparator vergleicht diesen mit der Referenz, der nachfolgende Integrator glättet das Signal (die antiparallelen Dioden treten nur bei großen Abweichungen in Aktion).



**Abb. 14:** Amplitudenregelung

HP gibt für den Bereich 20 Hz – 20 kHz die Amplitudenkonstanz mit  $< \pm 0.1 \text{ dB}$  an (10 Hz – 110 kHz  $< \pm 0.2 \text{ dB}$ ). Einige Bauteilewerte im Regelkreis werden je nach Frequenzbereich umgeschaltet.

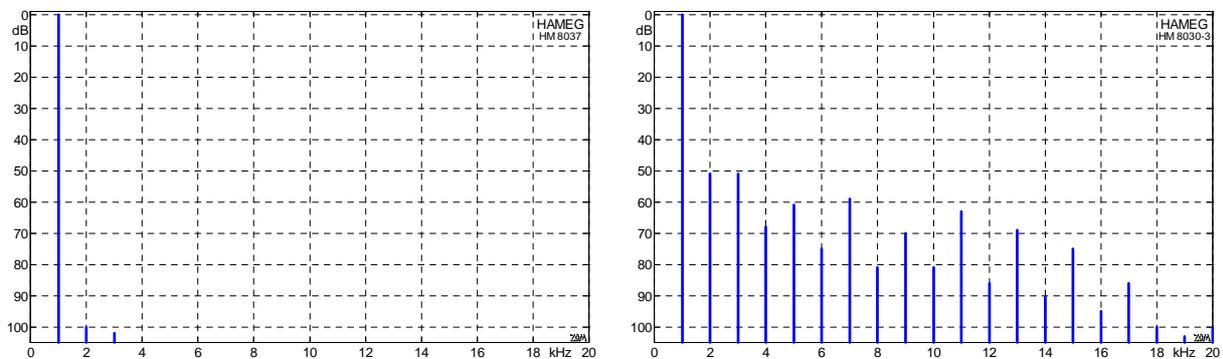
## Hameg HM-8037

Das Mainhausener Unternehmen *Hameg Instruments GmbH* (1957 – 2016) war für preiswerte und gute Messgeräte bekannt. Beim "**Low Distortion Generator**" HM-8037 kann man die Frequenz in vier umschaltbaren Dekaden (5 Hz – 50 kHz) kontinuierlich durchstimmen. Im Frequenzbereich 20 Hz – 10 kHz ist gemäß Datenblatt der Klirrfaktor  $k < 0.01\%$ , gute Geräte erreichen typischerweise ca. 0.002%. Also: haarscharf an "ultra-low Distortion" vorbei.

Die Amplitudenregelung übernimmt ein Siliconix U441 (ein Doppel-JFET), verstärkt wird mit einem Vierfach-OP (Texas TL-074), zusammen mit zwei diskreten Kleinleistungs-Transistoren (Motorola MPSU-51, MPSU-01). Zum kontinuierlichen Frequenz-Durchstimmen gibt es ein Tandem-Potentiometer – dabei bleibt der Pegelfehler  $< \pm 0.1$  dB. Einen funktionsfähigen gebrauchten HM-8037 kann man für  $< 200\text{€}$  bekommen, dazu ist aber die Stromversorgung HM-8001 (bzw. ein entsprechendes Netzteil) erforderlich.

## Hameg HM-8030

Auch der HM-8030 kann eine sinusförmige Spannung erzeugen – aber nicht "low Distortion". Denn der HM-8030 ist ein **Funktionsgenerator**. Bei derartigen Geräten wird zunächst ein Dreieckssignal erzeugt (z.B. mit Schmitt-Trigger und Integrator), und daraus formt eine nicht-lineare Kennlinie näherungsweise ein Sinussignal. Vorteil: Im selben Gerät stehen Dreieck, Rechteck und Sinus zur Verfügung; Nachteil: der Sinus ist merklich verzerrt. **Abb. 15** zeigt links das Verzerrungsspektrum des HM-8037, rechts das des HM-8030. Der hier gemessene HM-8037 arbeitet (beim Autor) seit 30 Jahren fehlerfrei, er braucht sich vor einem HP-239A nicht zu verstecken.



**Abb. 15:** Verzerrungsspektren (Messwerte): HM-8037 (links), HM-8030 (rechts).

Auch einen HM-8030 kann man für unter 200 € auf dem Gebrauchtmarkt finden, wie auch das zwei Einschübe aufnehmende Grundgerät (Netzteil) HM-8001. Damit hat man dann einen hochwertigen Doppelgenerator für  $< 600 \text{€}^*$ .



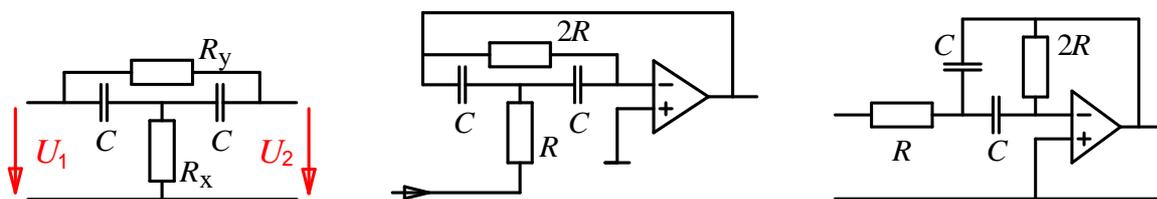
Beide Geräte sind mit bedrahteten Bauteilen aufgebaut, sodass im Notfall eine Reparatur mit einfachen Werkzeugen möglich ist. Das nebenstehende Bild (**Abb. 16**) zeigt das Innenleben der geöffneten Generatoren.

\* ein Rigol DG1032 kostet aber auch nicht mehr

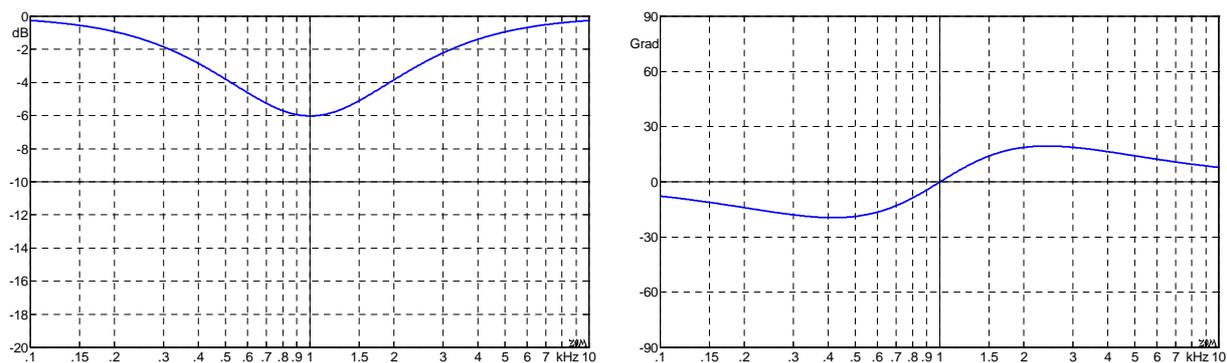
**Abb. 16:** Hameg HM-8037 und HM-8030.

## Krohn-Hite 4400A

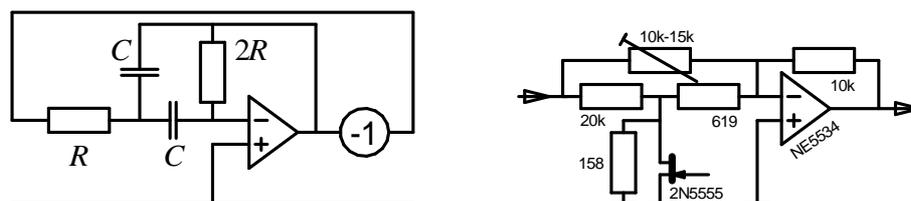
Der 4400A hat Ähnlichkeit mit dem HP-239A, nur dass er im Bereich 1 Hz – 110 kHz arbeitet, und bei mittleren Frequenzen  $k < 0.0003\%$  erreicht. Die Amplitudenregelung übernimmt ein JFET, die Filterung ein überbrücktes T-Glied, aber ein anders als beim HP-239A: beim 4400A haben Widerstände und Kondensatoren ihre Plätze vertauscht (**Abb. 17**), der Längswiderstand ist doppelt so groß wie der Querswiderstand ( $R_y = 2 \cdot R_x$ ). Aber: Krohn-Hite verwendet dieses Filter gar nicht in üblicher Weise, sondern koppelt am Fußpunkt ein, und schließt die Gegenkopplungsschleife über das Filter. Das darf man immer noch als überbrücktes T-Glied bezeichnen, besser wäre allerdings, von einem aktiven Filter mit Mehrfachgegenkopplung (**MGK-Filter**) zu sprechen [2]. In dieser Konfiguration wirkt die Schaltung als **Bandpass** zweiter Ordnung, mit  $Q = \sqrt{2}/2$  und einer Maximalverstärkung von  $-1$ . Dieser MGK-Bandpass ist stabil. Damit eine Schwingung entstehen kann, ist eine Signalerückführung über einen Inverter erforderlich (**Abb. 19**), dessen Verstärkung JFET-geregt ist.



**Abb. 17:** Überbrücktes T-Glied (links), Einspeisung am Fußpunkt (Mitte), umgeformtes MGK-Filter (rechts).



**Abb. 18:** Betrag und Phase des überbrückten T-Gliedes mit  $R_y = 2 \cdot R_x$ .



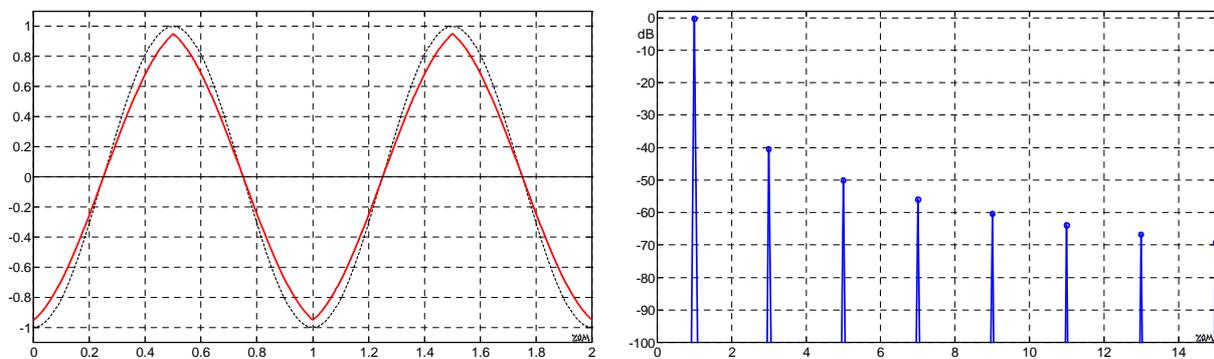
**Abb. 19:** Schematische Generatorschaltung (links), JFET-geregelter Inverter (vereinfacht, rechts).

Man merkt der Krohn-Hite-Schaltung an, dass ein großer Aufwand zur Klirrfaktor-Minimierung getrieben wurde. Als Grenzwert wird  $k = 0.001\%$  (10 Hz – 10 kHz) spezifiziert, typisch ist  $k < 0.0003\%$  (10 Hz – 3 kHz). Die Weiterentwicklung, der **Krohn-Hite 4402B**, verzerrt noch weniger: Verzerrungs-Grenzwert (lt. Hersteller)  $k = 0.0005\%$  (1 Hz – 10 kHz), und sagenhafte  $k \approx 0.0001\%$  (1 kHz – 10 kHz).

## Wavetek

Wavetek (1963 – 1998) war vor allem für die in vielen Varianten hergestellten Funktionsgeneratoren bekannt. Ein Beispiel ist der 5-MHz-Phase-Lock-Generator "**Model 186**". Er ist ein Funktionsgenerator mit sehr vielen Funktionen, darunter auch ein Sinus, allerdings kein klirrarmer. Um mit den positiven Eigenschaften zu beginnen: Sinus, Dreieck, Rechteck, Rampe, Puls/Impuls, AM, FM, und alle Signale mit variabler Symmetrie. 0.1 mHz – 5 MHz in 10 überlappenden Bändern, je Band 1:1000 durchstimmbar. Der Klirrfaktor beim Sinus? Nun ja, artgerechte  $k < 0.5\%$  (10 Hz – 50 kHz). Der Sinus entsteht aus dem Dreieck über einen Kurvenformer, da sind keine wesentlich besseren Werte zu erwarten. Das Dreieck wird aus einer steuerbaren Konstantstromquelle ( $\pm I$ ) erzeugt, die einen Kondensator umlädt. Jeweils an der oberen und unteren Spannungsgrenze schaltet ein Schmitt-Trigger die Polarität der Stromquelle um. Im Kurvenformer mühen sich 10 Dioden redlich, um aus einer Geraden einen Sinus zu erzeugen, und die Zeitfunktion sieht auch sinusförmig aus; das Spektrum offenbart aber deutliche Verzerrungen.

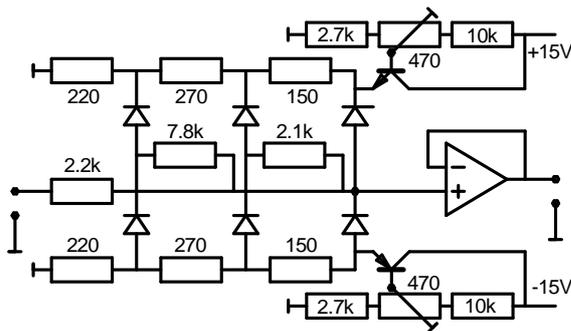
Um aus einem bipolaren Dreieck einen Sinus zu erzeugen, ist eine S-förmige Kennlinie erforderlich (Sinuskennlinie von  $-\pi/2$  bis  $\pi/2$ ). Sie wird meistens als "verrundetes Polygon" realisiert, das z.B. dadurch entsteht, dass mit steigendem Spannungsbetrag über Dioden immer mehr Widerstände parallelgeschaltet werden. Weil dieses Polygon nur eine Näherung für die exakte Sinuskurve ist, entsteht auch nur ein angenäherter Sinus. Doch selbst wenn die Polygonkennlinie *perfekt* wäre: Auch das Dreieck muss hohen Anforderungen genügen. Bei nur 1% Amplitudenfehler des Dreiecks ergäbe sich bereits ein Sinus-Klirrfaktor von 0.3%. Und diese Genauigkeit muss für den ganzen Frequenz- und Temperaturbereich (!) eingehalten werden. In **Abb. 20** ist die Auswirkung einer zu kleinen Dreiecksamplitude dargestellt. Für das linke Bild wurde die Dreiecksamplitude um 20% zu klein angenommen, der Sinus (rot) ist in den Extremwerten zu spitz. Für das Spektrum wurde der Amplitudenfehler auf 4% verringert, was in der Zeitfunktion kaum mehr zu sehen ist – im Spektrum sehr wohl.



**Abb. 20:** Zeitfunktion eines verzerrten Sinussignals, erzeugende Dreiecksfunktion um 20% zu klein (rot, links), Spektrum eines verzerrten Sinussignals, erzeugende Dreiecksfunktion um 4% zu klein (rechts), Mit korrekter Dreiecksamplitude würde bei diesem idealen Kurvenformer ein verzerrungsfreier Sinus (bzw. -cos) entstehen.

Wenn ein Funktionsgenerator mit verschiedenen Kurvenformen gebraucht wird, bietet sich heute die digitale Realisierung an. Bei geringen Anforderungen kann auch ein Generator-IC infrage kommen, z.B. der ICL-8038 (Restbestände ca. 3 €/ Stück). Mit etwas Glück bleibt der Klirrfaktor der damit erzeugten Sinusschwingung unter 1%.

Daten zu Wavetek-Produkten: [www.wavetek.com](http://www.wavetek.com) (User- and Service-Manuals).



Die links angegebene Schaltung wandelt eine Dreieckschwingung in einen angenäherten Sinus um [3]. Die Autoren geben hierfür einen Klirrfaktor von 0.42% an.

Abb. 21: Dreieck-Sinus-Wandler.

## ICL-8038

Der ICL-8038 ist ein IC, der mit sehr wenig externer Beschaltung unterschiedliche Signalformen mit Frequenzen zwischen 0.001Hz – 300kHz erzeugen kann. Hierzu wird ein frequenzbestimmender Kondensator mit konstantem Strom geladen. Erreicht seine Spannung einen vordefinierten Grenzwert, schaltet sich eine zweite Stromquelle mit entgegengesetztem Vorzeichen zu; dies entlädt den Kondensator, bis eine zweite Grenze erreicht wird, woraufhin die zweite Stromquelle wieder abgeschaltet wird – und der Zyklus beginnt von vorne. Sind beide Ströme betragsgleich, entsteht eine Dreiecksspannung mit 50% Tastverhältnis, sowie ein Rechteck (das Steuersignal der Stromquelle). Mit ungleichen Strömen ist das Tastverhältnis zwischen 2% – 98% einstellbar. Aus dem Dreieck formt ein Polygonzug ein sinus-ähnliches Signal (Abb. 22). Dessen Klirrfaktor bleibt aber nur unter 1%, wenn das Tastverhältnis exakt 50% beträgt – was bei Frequenzänderung nicht ganz leicht einzuhalten ist.

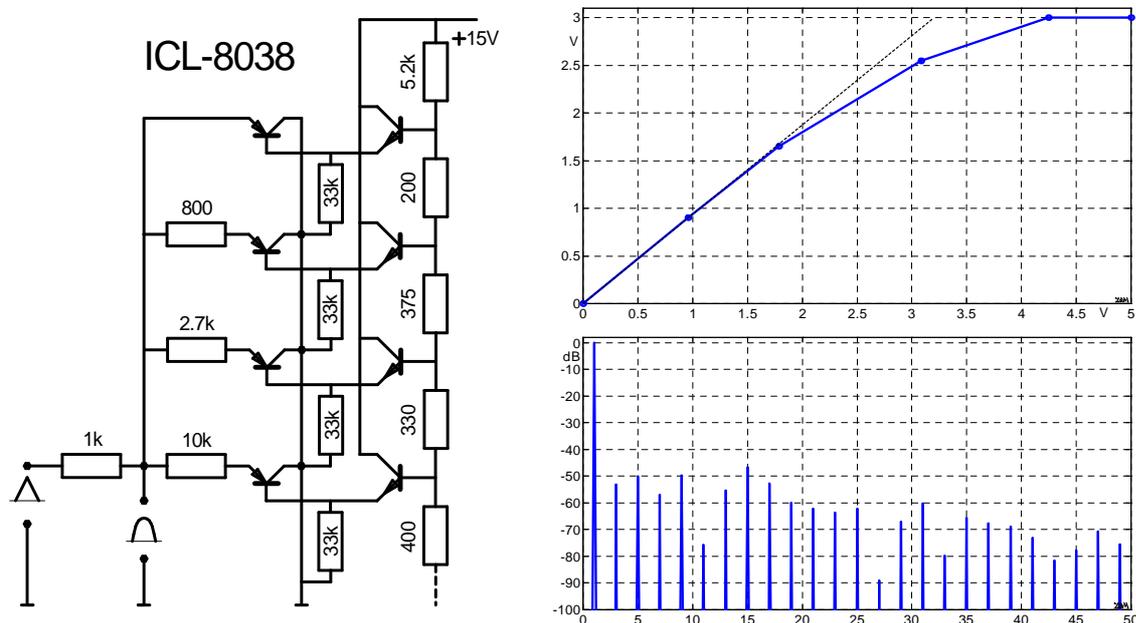


Abb. 22: Der Dreieck/Sinus-Wandler des ICL-8038 (nur für eine Halbwelle gezeichnet; für die negative Halbwelle ist eine entsprechende Schaltung erforderlich). Rechts unten das Verzerrungsspektrum, für die ideale Knickkennlinie berechnet. Die Transistoren verrunden die Knicke, das reduziert die Verzerrungen noch etwas.

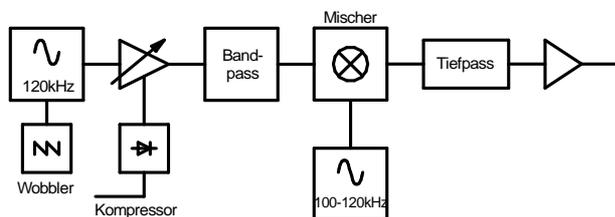
Der im Schaltplan rechts gezeichnete Spannungsteiler legt die Polygon-Knickpunkte fest, mit steigender Eingangsspannung werden immer mehr Transistoren leitend und begrenzen den Anstieg. Durch die geschickte Kombination von NPN- und PNP-Transistoren spielt die Sperrschichtspannung nur eine untergeordnete Rolle.

## Brüel&Kjaer 1022

Der Urahn der Audiomesstechnik. Kaum ein Audiolabor kam in den Sechzigerjahren an den hellgrünen Messgeräten des dänischen Marktführers vorbei, oft stand der unübersehbare 1022 (53x48x21 cm, 22 kg) mittendrin. Wie viele der Wavetek-Generatoren konnte auch er drei Frequenzdekaden in einem Bereich durchstimmen, aber nicht irgendwie, sondern: genau! Das Manual nennt für die Frequenz (20 Hz – 20 kHz) eine Genauigkeit von  $\pm 1\% \pm 1\text{Hz}$ , einzustellen an einer gigantischen Skala. Und auch der Klirrfaktor war für die damalige Zeit gut:  $k < 0.1\%$  (150 Hz – 3 kHz), bzw.  $k < 0.2\%$  (50 Hz – 10 kHz).

Der 1022 ist ein '**Beat-Frequency-Oscillator**', im deutschen Sprachraum auch Schwebungssummer genannt. Das ist der Unterschied zu allen bisher vorgestellten Generatoren: Beim 1022 erzeugt ein Oszillator eine Sinusschwingung fester Frequenz (120 kHz), und ein zweiter Oszillator eine Sinusschwingung mit von 100 kHz bis 120 kHz einstellbarer Frequenz: Beide Signale werden 'gemischt', d.h. an einer nichtlinearen Kennlinie zusammengeführt, sodass als Ergebnis eine Summen- und eine Differenzfrequenz entsteht. Die Summe wird weggefiltert, die Differenz ist das Generatorsignal. Durch dieses Überlagerungsprinzip muss der variable Oszillator nicht über drei Dekaden durchgestimmt werden, sondern nur über 20%. Was nun aber nicht bedeutet, dass der Aufbau trivial ist. Denn wegen des geringen Frequenzabstandes der beiden Generatoren besteht die Gefahr, dass sie sich gegenseitig 'mitziehen'. Die Spulen der beiden LC-Generatoren sind nämlich auch dann induktiv gekoppelt, wenn man das nicht möchte (und sie z.B. 5cm voneinander entfernt montiert). Aber bei nur 0.017% Frequenzabstand (120000 Hz : 119980 Hz für  $f = 20\text{ Hz}$ ) reichen schon minimale Kopplungen, und die Frequenzen sind nicht mehr stabil, sondern leicht zeitvariant: FM, Nebenlinien, Verzerrungen. Ein Grund, dass der Klirrfaktor zu tiefen Frequenzen hin ansteigt (1% bei 20 Hz); ein anderer Grund könnte sein, dass im Ausgang eine EL84 mit einem Spartrafo als Impedanzwandler arbeitet. Denn natürlich ist der 1022 ein Röhrengerät, grün & schwer (aka. brüll & klirr).

**Abb. 23** zeigt ein vereinfachtes Blockschaltbild. Links oben der 'Festoszillator', der gleichwohl ein klein wenig variabel sein kann – wenn man die Wobbelfunktion einschaltet. Dann verändert eine von einem Sperrschwinger angesteuerte Reaktanzröhre die Schwingkreisimpedanz, und die Frequenz wird leicht moduliert. Auch die Amplitude kann moduliert werden, wenn über den Kompressor-Eingang ein Steuersignal zugeführt wird. Über einen Bandpass, der höhere Harmonische ausfiltert, gelangt das Signal des 'Festoszillators' zum Mischer. Desse zweiten Eingang erhält das Sinussignal des einstellbaren Oszillators, und über einen Tiefpass gelangt von den Mischprodukten nur mehr die Differenzfrequenz zum Ausgang.



**Abb. 23:** Blockschaltbild und Ansicht des B&K 1022.

Die Nachfolgegeräte des B&K 1022 waren der **B&K 1023** ( $k < 0.1\%$ , 20 Hz – 20 kHz), und **B&K 1027** ( $k < 0.015\%$ , 20 Hz – 20 kHz) sowie **B&K 1051** ( $k < 0.0016\%$ , 20 Hz – 20 kHz). 1990 konnte man dafür noch echtes Geld verlangen: DM 13.650.- (B&K 1023), DM 23.720.- (B&K 1027), und DM 22.162.- (B&K 1051). Umrechnung: 1000 DM (1990) = 800 €(2017).

## Brüel&Kjaer 1023

1967 kommt der Nachfolger des 1022, der 1023. Von 10Hz bis 20kHz mit wahlweise linearer oder logarithmischer Skala. Wieder ist es ein BFO, der durch Mischung eines Fest-Frequenz-Oszillators (120kHz) und eines Gleit-Frequenz-Oszillators (100 – 120kHz) die Differenzfrequenz erzeugt. Im Gegensatz zum 1022 arbeitet der VCO nun aber bei 1.0 – 1.2 MHz, und teilt diese Frequenz vor dem Mischen durch 10. Der 1022 hat seine Wurzeln noch im Überlagerungsverfahren der Radiotechnik, die "gemischten" Signale sind sinusförmig. Anders beim 1023: Hier erzeugt nur der Festoszillator einen Sinus, das andere Signal ist ein Rechteck (Abb. 24). Der nachfolgende Tiefpass begrenzt auf 20kHz und gewährleistet  $k < 0.04\%$ .

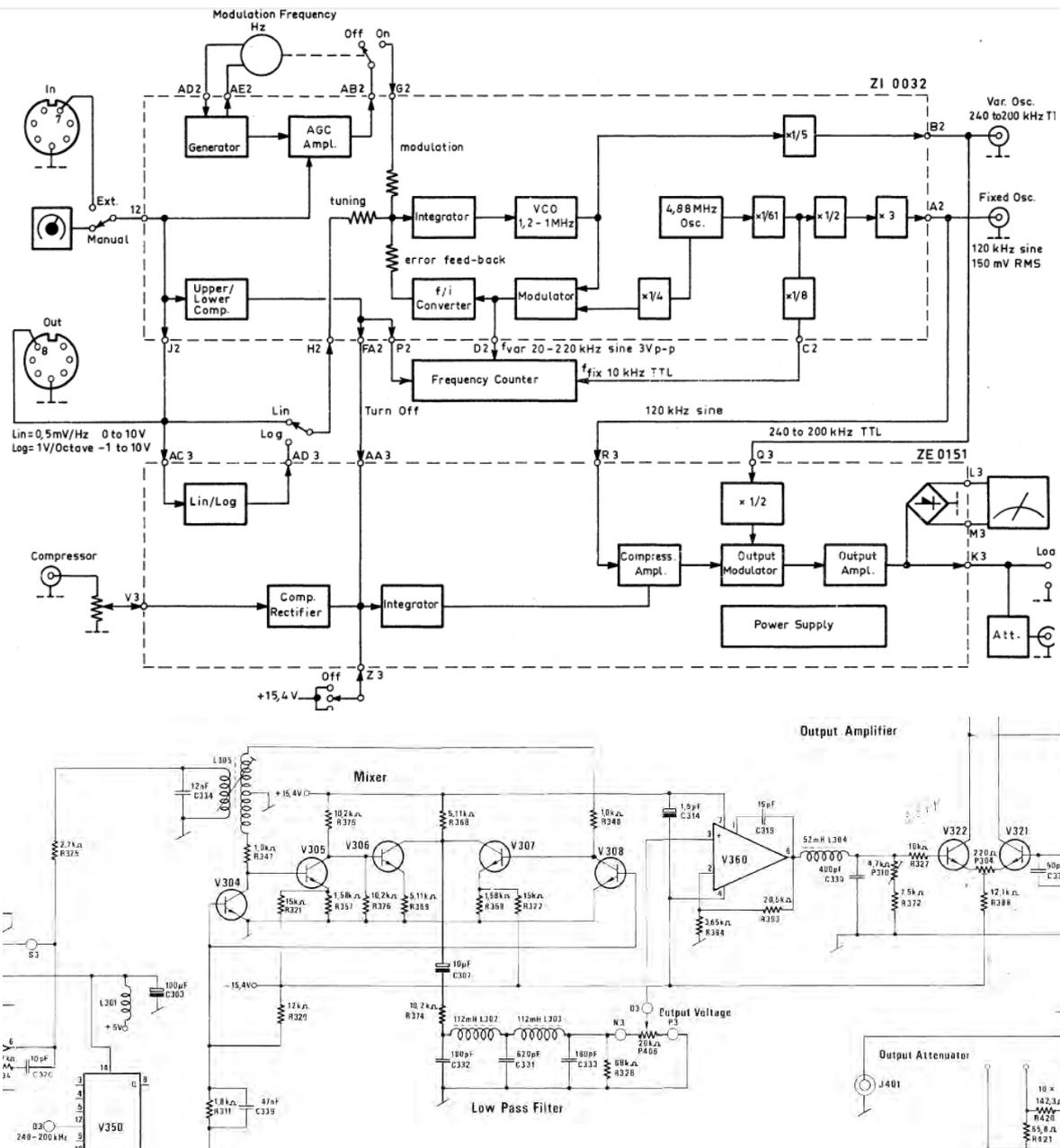
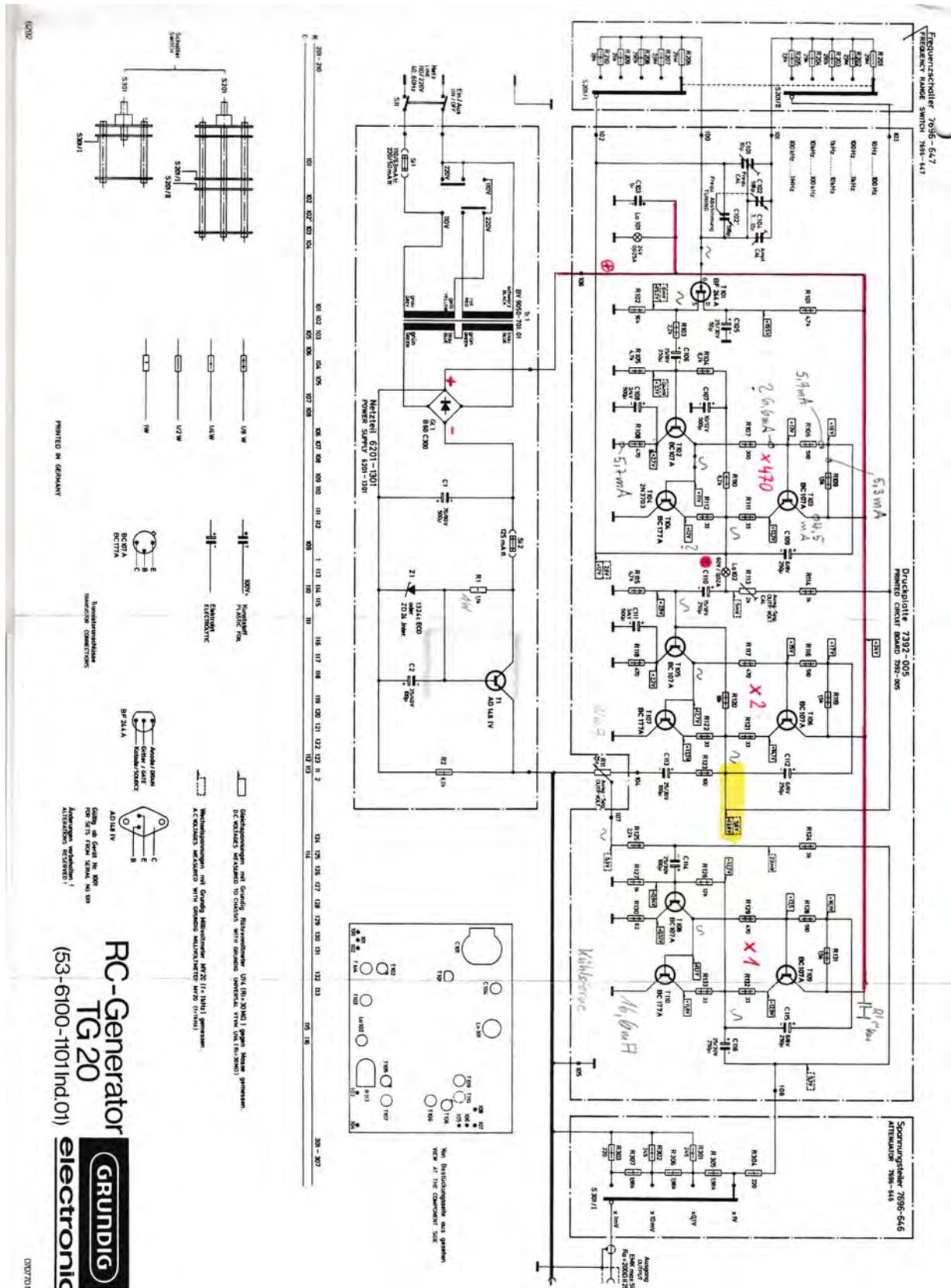


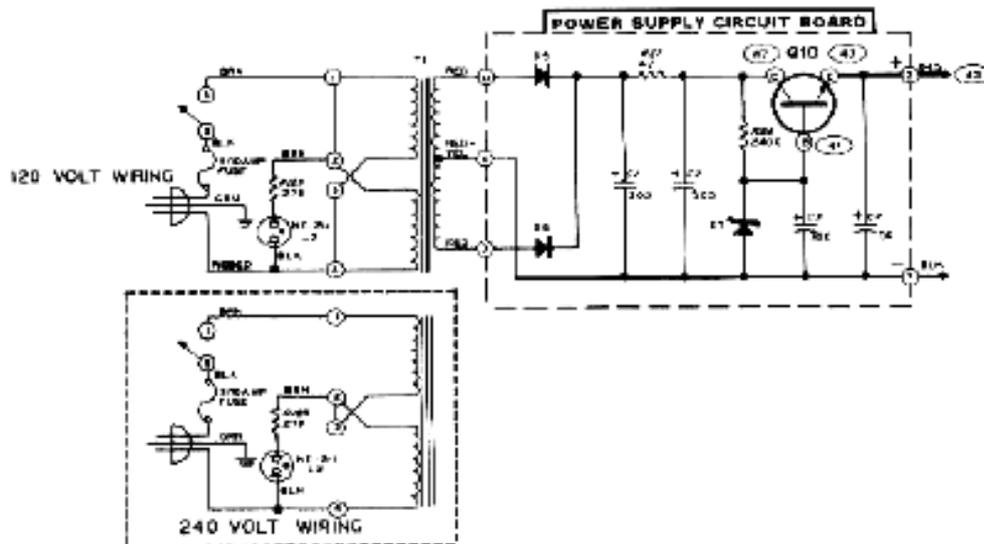
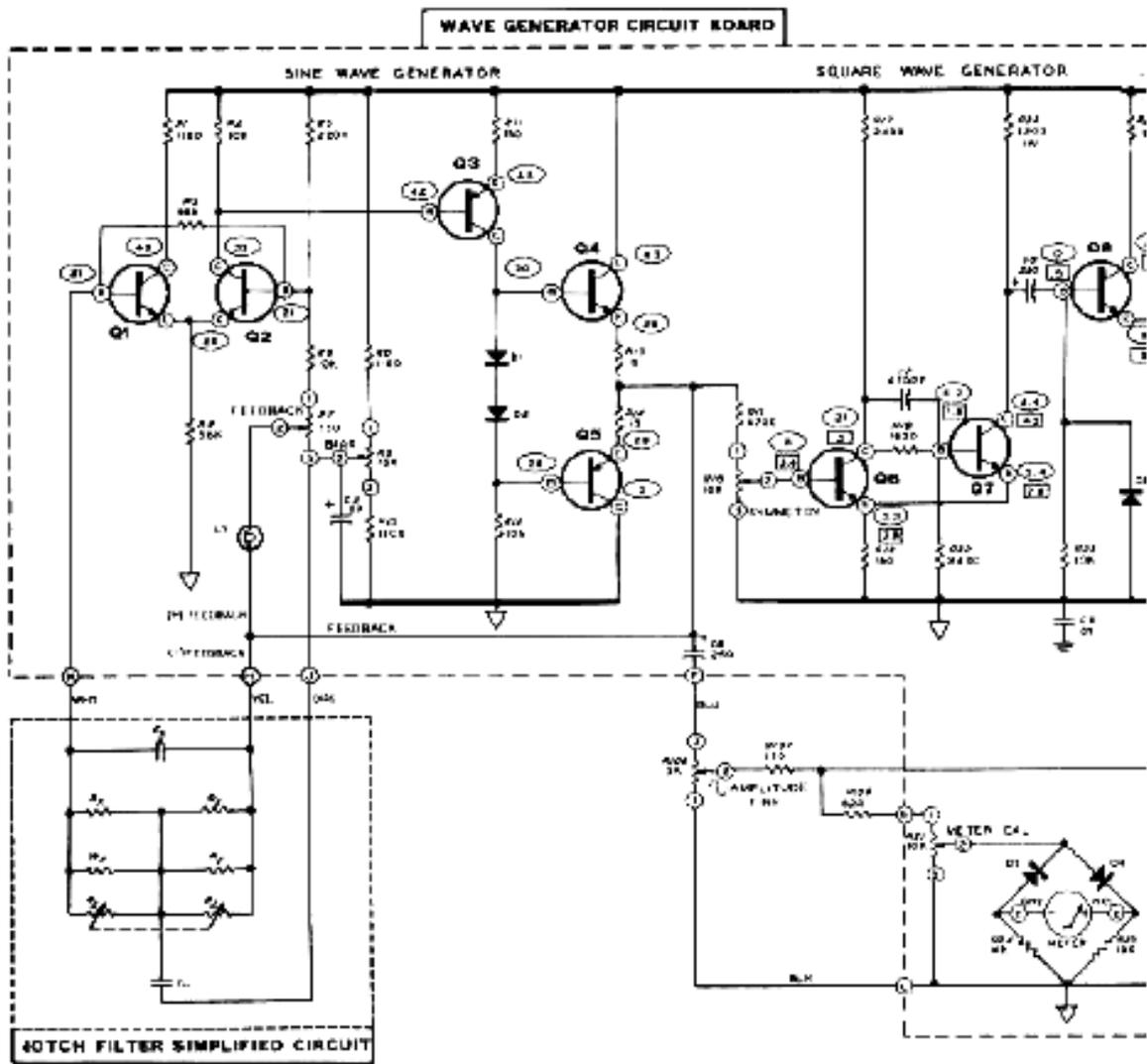
Abb. 24: B&K 1023; spannungssteuerbarer VCO, 10Hz – 20kHz, 0.5mV/Hz (lin) oder 1V/Oct. (log), mit FM-Option. Schaltpläne von [www.ArtekManuals.com](http://www.ArtekManuals.com).



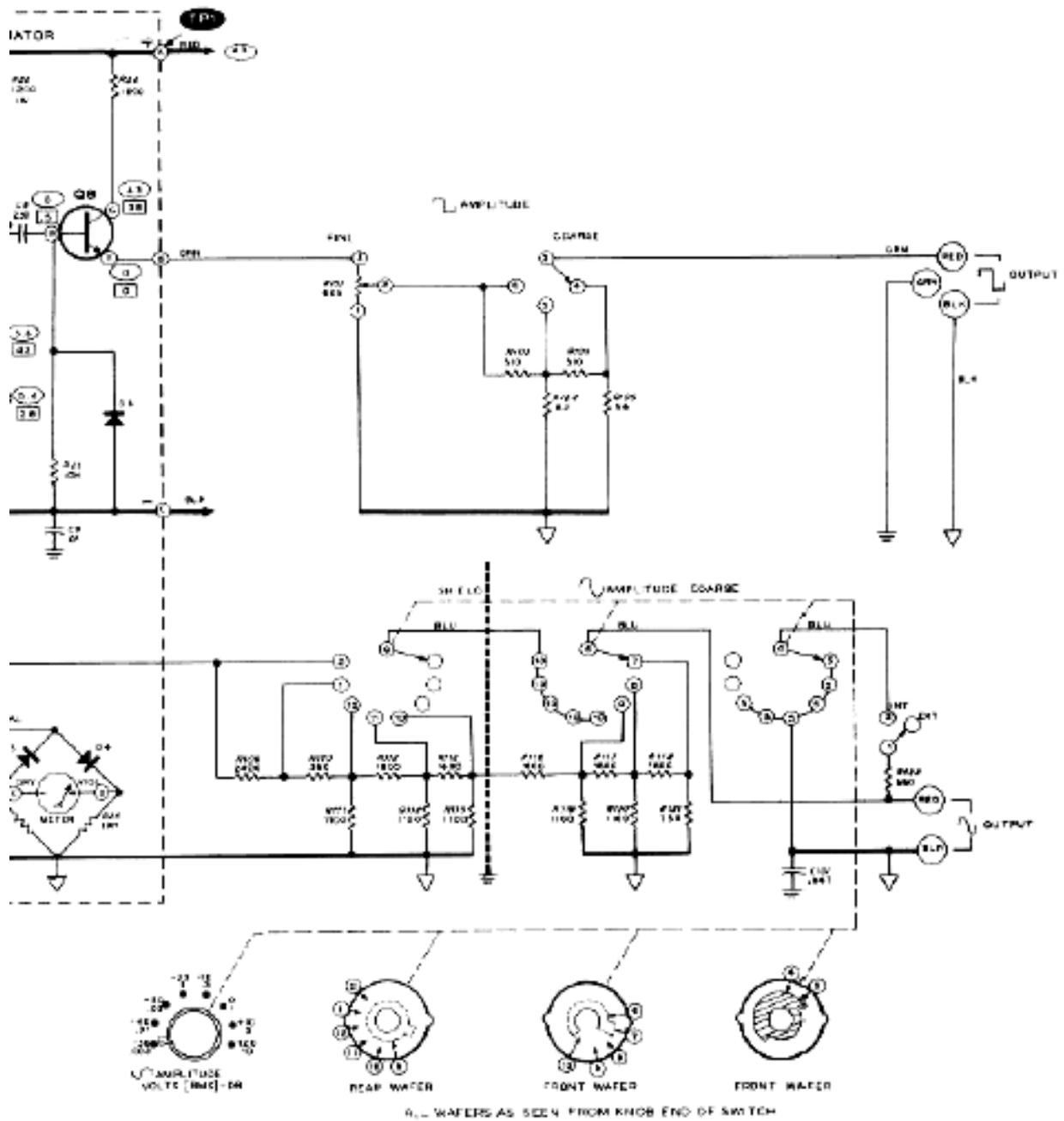
Anhang



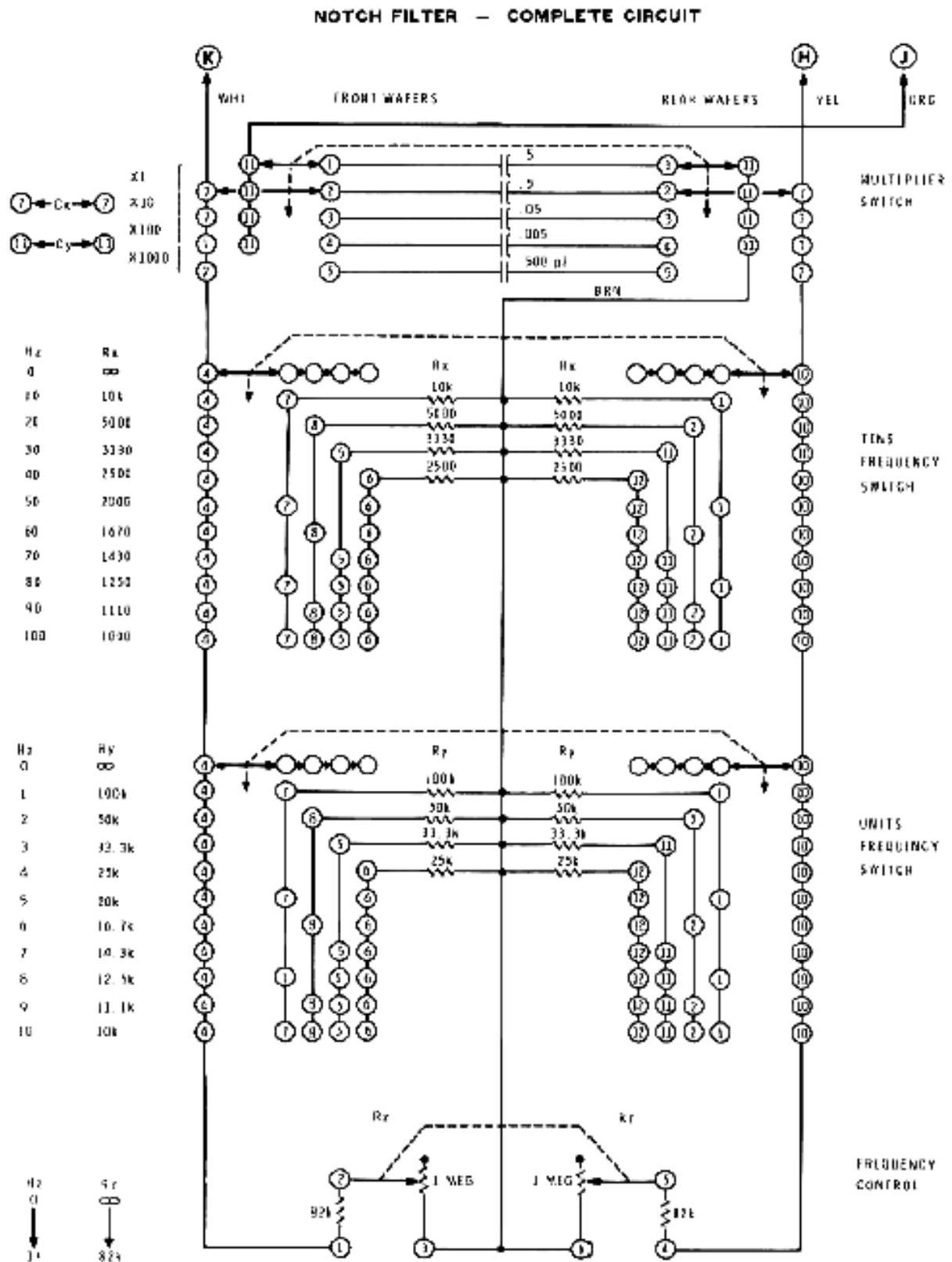
Grundig TG-20



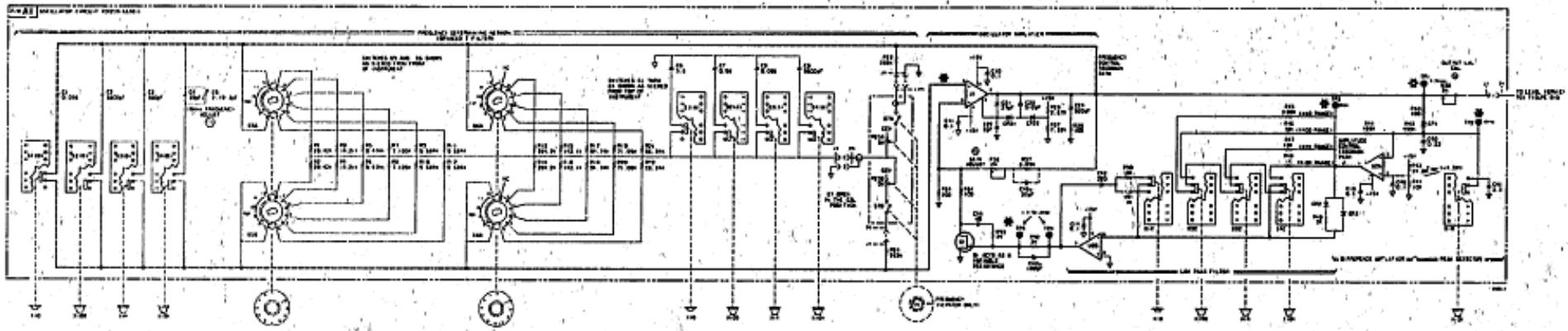
Heathkit IG-18 (Teil 1)



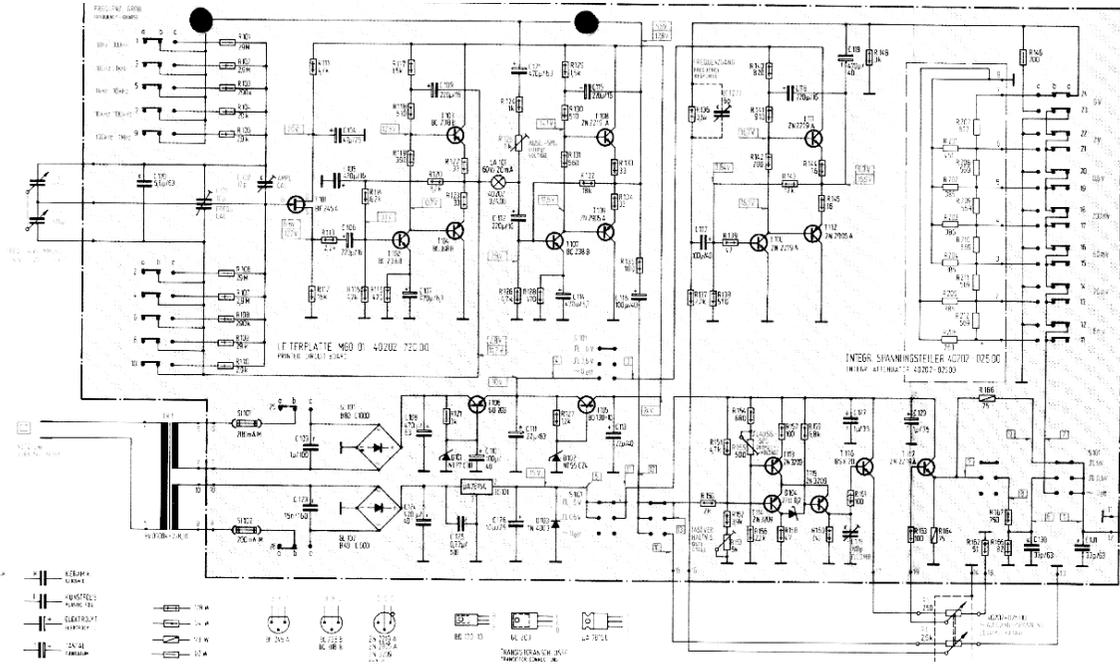
Heathkit IG-18 (Teil 2)



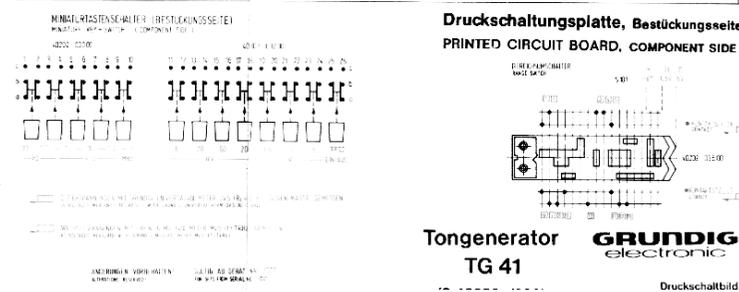
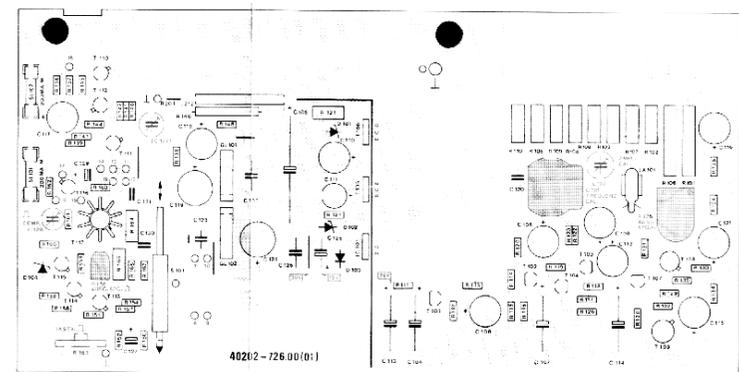
Heathkit IG-18 (Teil 3)



HP 239A



Grundig TG-41







Zwei RC-Generatoren, zu Studenienzeiten gebaut. Sicherheitsaspekte hatten offenbar noch keine hohe Priorität.

#### Literatur:

- [1] Zollner M.: **Der JFET als steuerbarer Widerstand**, [www.gitarrenphysik.de](http://www.gitarrenphysik.de)
- [2] Zollner M.: **Aktive Filter**, Vorlesungs-Skriptum, OTH Regensburg, 1995.
- [3] Tietze U., Schenk C.: **Halbleiter-Schaltungstechnik**, Springer, 2016.

Fachartikel in [www.gitarrenphysik.de](http://www.gitarrenphysik.de)

1 Gitarren-Lautsprecher	21 Der Lautsprecher-Phasengang
2 Studio-Lautsprecher	22 Negative Gruppenlaufzeit
3 Welche ECC83 darf's denn sein?	23 Der LDR als steuerbarer Widerstand
4 Reamping and Reguitaring	24 Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co.
5 Gitterstrom bei Trioden	25 Der JFET als steuerbarer Widerstand
6 Der Verzerrer	26 Messdaten eines Nahfeld-Monitors
7 Der Range-Master rauscht	27 Bündelung: Studio- und Heimplautsprecher
8 Raumakustik	28 Bündelung: Hörner
9 Saitenalterung	29 Bündelung: Instrumentallautsprecher
10 Lautsprecherkabel	30 Lautsprecher-Parameter: Datensammlung
11 Schaltungsvarianten für das Reguitaring	31 Lautsprecher-Parameter: Messverfahren
12 Verzerrungen: gerade oder ungerade?	32 Lautsprecher-Parameter: Strahlungsimpedanz
13 Die Basswiedergabe beim Studio-Monitor	33 Bundhöhen (in Vorb.)
14 Vom Sinn und Unsinn der CSD-Wasserfälle	34 Federhall-Systeme (in Vorb.)
15 Artefakte bei Wasserfall-Spektrogrammen	35 Alnicomagnet-Tonabnehmer (in Vorb.)
16 Equalizer und Allpässe, Teil 1 – 3	36 Der Lace "Holy Grail" (in Vorb.)
17 Studio- und Messmikrofone, Teil 1 – 5	37 Batterien für Effektgeräte (in Vorb.)
18 Die Dummy-Load als Lautsprecher-Ersatz	38 Verzerrungsarme RC-Generatoren (in Vorb.)
19 Nichtlineare Modelle	39 Millivoltmeter mit echter RMS-Anzeige (in Vorb.)
20 Wie misst man Elkos?	40 Einfache RC-Schaltungen (in Vorb.)