

Michael Arnoldt

Linearer elektronischer Wobbelgenerator 1 Hz bis 1 MHz 1. Teil

Die obere und untere Wobbelgrenze des im folgenden beschriebenen Wobbelgenerators sind getrennt von Hand einstellbar. Dabei ist das Frequenzverhältnis bis 1000 (max. 80 000 bei geringerer Linearität) beliebig wählbar. Die kleinste sinnvoll anwendbare Auflösung beträgt 1...2‰ der Mittenfrequenz.

Als Anwendungsgebiete bieten sich an: Filter im Nf-, Zf- und Hf-Bereich bis 1 MHz, Nf-Verstärker, Weichen sowie Lautsprecher. Zusätzlich wird ein für diesen Wobbelgenerator entworfener Frequenzzähler mit LED beschrieben.

Arbeitsweise des Funktionsgenerators

Der Funktionsgenerator erzeugt Schwingungen durch die Auf- und Entladung eines externen Kondensators. Diese Vorgänge sind im Fall der hier verwendeten IS ICL 8038 mittels der Widerstände R_a und R_b einstellbar. Die Summe aus Anstiegs- und Abfallzeit der Kondensatorspannung bildet die Periodendauer T , deren Kehrwert die Frequenz.

$$T = t_1 + t_2 \quad f = 1/T = 1/(t_1 + t_2)$$

Die Aufladung erfolgt über die Konstantstromquelle $K1$, bis der Schwellwert des Comparators 1 mit $2/3 U_B$ erreicht ist (Bild 1). Dann wird das Flipflop FF gekippt und die Konstantstromquelle $K2$ zugeschaltet. Diese nimmt den Entladestrom auf. Beim Erreichen des unteren Schwellwertes $1/3 U_B$ wird das FF über Comparator 2 zurückgestellt, und die Aufladung beginnt erneut. Die Schwellwerte sind über gleiche Widerstände $R8, R9, R10$ intern festgelegt (Bild 2). Daher beträgt der Spannungshub an C_{ext} :

$$\Delta U = 2/3 U_B - 1/3 U_B = 1/3 U_B$$

Über die Verstärker und den Sinusumformer stehen die Signale in Rechteck-, Dreieck- und Sinusform zur Verfügung. Zur Berechnung der Frequenz über die Zeiten $t_{1,2}$ sind vorerst die Anschlüsse 7 und 8 miteinander zu verbinden (Bild 3). $R1$ und $R2$ teilen U_B im Verhältnis 1:4, so daß an der Basis von $T1$ $1/5 U_B$ anliegen. Da die Basis-Emitter-Spannungen von $T1$ und $T2$ bzw. $T3$ entgegengesetzt und annähernd gleich sind, tritt die Spannung $1/5 U_B$ auch an den Emittern $T2$ und $T3$ auf. Der Strom durch R_a und R_b errechnet sich dann zu:

$$I_a = \frac{U_B - \frac{4}{5} U_B}{R_a} = \frac{1}{5} \cdot \frac{U_B}{R_a} \quad (1)$$

$$I_b = \frac{U_B - \frac{4}{5} U_B}{R_b} = \frac{1}{5} \cdot \frac{U_B}{R_b} \quad (2)$$

Während $I_a = I_1$ ist, wird I_b über die Wilson-Konstantstromquelle $T10...T13$ verdoppelt: $I_2 = 2 I_b$.

Für die Aufladzeit ergibt sich aus der Ladung:

$$q_1 = C_{ext} \cdot \Delta U = I_1 \cdot t_1 \quad (3)$$

Mit $\Delta U = 1/3 U_B$ wird:

$$t_1 = \frac{1}{3} \cdot \frac{U_B}{I_1} \cdot C_{ext} \quad (4)$$

und mit $I_1 = I_a = \frac{1}{5} \cdot \frac{U_B}{R_a}$

$$\text{wird: } t_1 = \frac{1}{3} C_{ext} \cdot \frac{U_B}{\frac{1}{5} \cdot \frac{U_B}{R_a}} = \frac{5}{3} R_a \cdot C_{ext} \quad (5)$$

Entsprechend gilt für die Entladung:

$$t_2 = C_{ext} \cdot \frac{\Delta U}{I_{entl}}$$

mit: $I_{entl} = I_2 - I_1 = 2 I_b - I_a =$

$$\frac{2}{5} \cdot \frac{U_B}{R_b} - \frac{1}{5} \frac{U_B}{R_a} = \frac{1}{5} U_B \left(\frac{2}{R_b} - \frac{1}{R_a} \right)$$

$$\text{wird: } t_2 = \frac{C_{ext} \cdot \Delta U}{\frac{1}{5} U_B \left(\frac{2}{R_b} - \frac{1}{R_a} \right)} = \frac{5}{3} C_{ext} \frac{R_a R_b}{2 R_a - R_b} \quad (6)$$

Und für die Frequenz ergibt sich:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{5}{3} C_{ext} \cdot R_a \left(1 + \frac{R_b}{2 R_a - R_b} \right)} \quad (7)$$

Verwendet man gleiche Widerstände

$$R_a = R_b = R:$$

$$f = \frac{0.3}{R \cdot C_{ext}} \quad (8)$$

In diesem Fall sind Lade- und Entladestrom durch C_{ext} annähernd gleich und das Tastverhältnis wird 50%.

Benutzt man anstelle von R_a und R_b einen einzigen Widerstand R und verbindet die Anschlüsse 4 und 5 miteinander, erhält man:

$$f = \frac{0.15}{R \cdot C_{ext}} \quad (9)$$

Um nun das Tastverhältnis zu beeinflussen, muß ein veränderbarer Widerstand $R5$ zwischen die Anschlüsse 4

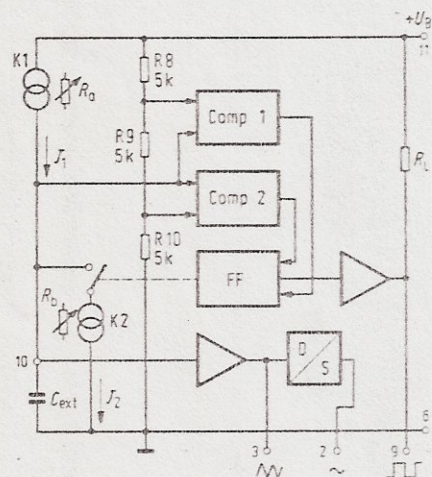


Bild 1. Blockschaltbild des Funktionsgenerators

und 5 gelegt werden, dessen Mittelabgriff über R mit $+U_B$ zu verbinden ist.

Die Beschränkung auf einen Widerstand bzw. ein Potentiometer verringert zwar den Materialaufwand, jedoch rät der Hersteller, diese Beschaltung nur für einfache Zwecke zu verwenden. In Fällen, die höhere Präzision verlangen, werden getrennte Widerstände empfohlen. Diese Überlegungen haben gezeigt, wie die Frequenzeinstellung durch R_a, R_b und C_{ext} vorgenommen werden kann.

Spannungsgesteuerter Oszillator (VCO)

Wie die Gleichungen (1) und (2) gezeigt haben, beeinflusst die Spannung an Anschluß 8 die Ströme I_a und I_b . Somit kann durch Variation von U_B eine zusätzliche Frequenzeinstellung vorgenommen werden. In diesem Fall arbeitet

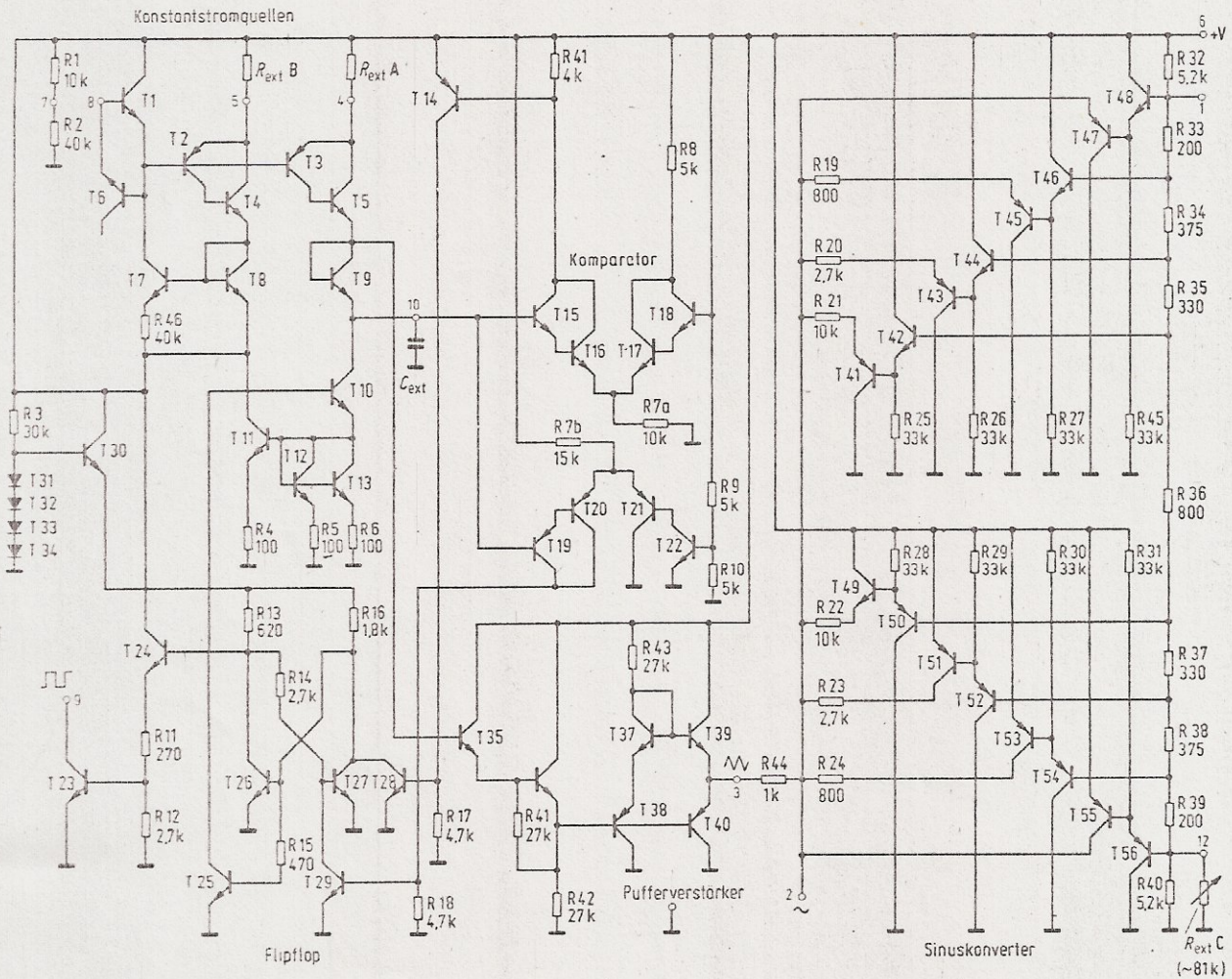


Bild 2. Gesamtschaltbild des Funktionsgenerators

der Funktionsgenerator als VCO. Diese Möglichkeit wird für den Betrieb als Wobbler ausgenutzt. Anstelle (1) und (2) gilt nun:

$$I_{A, B} = \frac{U_B - U_8}{R_{a, b}} \quad (10)$$

Wendet man den vorherigen Rechengang analog an, wird:

$$f = \frac{1}{C_{ext} \cdot \frac{1}{3} U_B \cdot R_a \left(1 + \frac{R_B}{2 R_a - R_b} \right)} \quad (11)$$

und mit $R_a = R_b = R$:

$$f = \frac{U_B - U_8}{R \cdot C_{ext} \cdot \frac{2}{3} U_B} \quad (12)$$

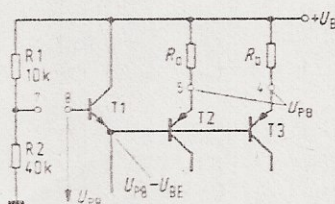


Bild 3. Teilschaltbild des Funktionsgenerators

Die Frequenz sinkt also mit steigender Spannung am Anschluß 8 und umgekehrt. Zudem ist der Zusammenhang $f(U_8)$ linear, was auch die Praxis beweist. Bezieht man U_8 nicht auf Masse, sondern auf U_B , wird mit $U_8' = U_B - U_8$ anschaulicher:

$$f = \frac{1,5}{R \cdot C_{ext}} \cdot \frac{U_8'}{U_B}$$

In der Praxis erfährt der untere Wert von U_8 eine Begrenzung durch die Tatsache, daß

1. die Schwelle von Comp 1 bei $\frac{2}{3} U_B$ liegt, C_{ext} also bis zu diesem Punkt aufladbar sein muß, und
2. die Kollektor-Emitter-Spannungen von T5 und T9 nicht beliebig klein werden können. Damit ergibt sich der Variationsbereich:

$$\frac{2}{3} U_B \leq U_8 \leq U_B.$$

Das somit erzielbare Frequenzverhältnis ist sehr groß, es umfaßt mehrere Oktaven. Daraus ergeben sich für eine gute Frequenzkonstanz folgende Forderungen:

1. Die Frequenz ist abhängig von den Strömen I_a und I_b , die aus der Differenz $U_B - U_8$ abgeleitet werden. Daher ist die eingestellte Spannung gegen U_B und nicht gegen Masse konstant zu halten. Das ist dann von besonderer Bedeutung, wenn eine nicht stabilisierte Spannungsquelle Verwendung finden soll.
2. Die Spannung U_8 und ihre Grenzen beim Wobbeln werden durch veränderbare Widerstände eingestellt. Da Trimmer und Potentiometer größere Schwankungen als Festwiderstände aufweisen, empfiehlt es sich, die kontinuierliche Veränderbarkeit auf einen hinreichend kleinen Bereich zu beschränken (z. B. 1 Oktave) und den größeren Teil des Spannungsabfalls im Bereich $\frac{2}{3} U_B \dots U_B$ durch Festwiderstände zu erzeugen.

Der Funktionsgenerator weist auch als VCO eine sehr geringe Spannungs- und Temperaturabhängigkeit auf. Der Grund ist in der Tatsache zu suchen, daß Spannungsschwankungen sowohl die Schwellwerte als auch die Ströme in fast glei-

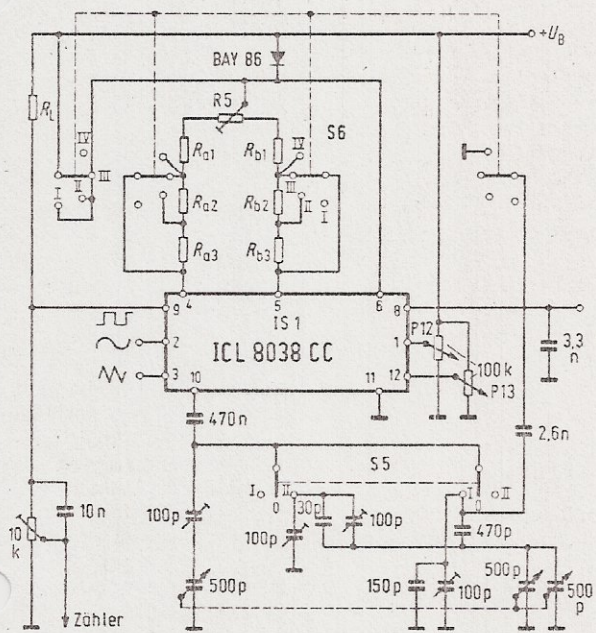


Bild 4. Beschaltung des Funktionsgenerators

chem Maß verändern, wodurch sich diese Einflüsse praktisch aufheben.

Beschaltung des Funktionsgenerators

Die Beschaltung (Bild 4) mittels R_a , R_b und C_{ext} ist für den vorliegenden Fall so gestuft, daß der Bereich 1...1000 kHz in neun Teilen überstrichen werden kann. Die Frequenzangaben beziehen sich jeweils auf die obere Wobbelgrenze. Zur eigentlichen Frequenzvariation dient der Dreifach-Drehkondensator C 1, C 2, C 3. Mit dem Schalter S 6 wird die Teilung im Verhältnis 10 : 1, mit S 5 in den Stufungen 10...5, 5...2, 2...1 vorgenommen. Die Tabelle 1 zeigt die oberen Wobbelgrenzen und die zugehörigen Schalterstellungen.

Der Wobbelhub bestimmt jeweils die untere Frequenzgrenze. Die Potentiometer P 12, P 13 dienen zur Verringerung der Sinusverzerrungen.

Tabelle 1. Obere Frequenzgrenzen

S 6	S 5	C_{max}	C_{min}
I (x 1)	I	1 kHz	2 kHz
I	II	2 kHz	5 kHz
I	0	5 kHz	10 kHz
II (x 10)	I	10 kHz	20 kHz
II	II	20 kHz	50 kHz
II	0	50 kHz	100 kHz
III (x 100)	I	100 kHz	200 kHz
III	II	200 kHz	500 kHz
III	0	500 kHz	1000 kHz
IV	I	20 Hz	20 kHz

Tabelle 2. Obere Wobbelgrenzen

In Stellung	ergeben sich als Wobbelgrenzen
„Min“	$(0,8...0,9) f_0...f_0$ (S 2 betätigt)
„1 Oktave“	$0,5 f_0...f_0$ (S 1, S 2 nicht betätigt)
„Max“	$(1/20...1/25) f_0...f_0$ (S 1 betätigt)
„1000“	$1/1000 f_0...f_0$

Neben der Feineinstellung der Wobbelgrenzen f_o , f_u ist im Steuergenerator eine Grobschaltung vorgesehen (S 1, S 2) (Tabelle 2).

Da die Frequenzwahl automatisch (beim Wobbeln) und von Hand über P 1, P 2 vorgenommen werden kann, arbeitet das Gerät auch als reiner NF- bzw. HF-Generator zwischen 20 Hz und 1 MHz. Darüber hinaus erlaubt die Vergrößerung von C_{ext} bzw. R_a und/oder R_b das Absenken der unteren Frequenzgrenze. Eine weitere Frequenzerhöhung ist bis etwa 1300 kHz ebenfalls möglich. Wegen der damit verbundenen Linearitätsabnahme ist jedoch hier der Betrieb als Wobbler nicht zu empfehlen.

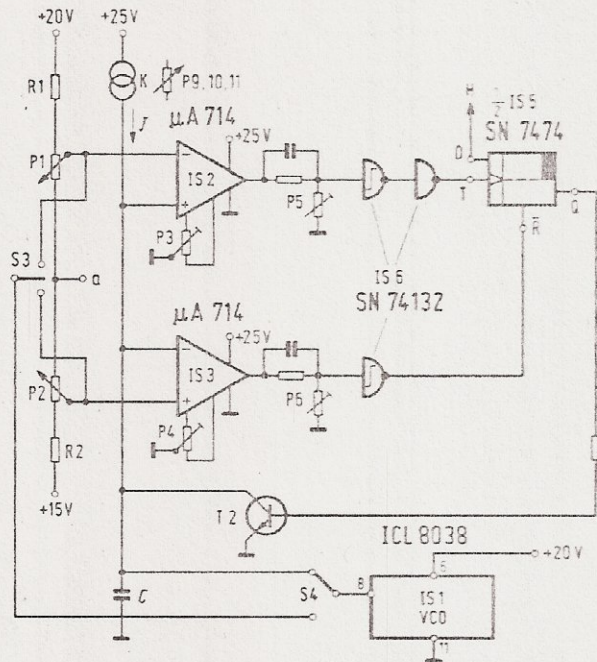


Bild 5. Steuergenerator (vereinfacht)

Steuergenerator

Zum VCO wird eine Schaltung benötigt, die die VCO-Spannung sägezahnförmig innerhalb definierter Grenzen periodisch verändert und dabei den VCO über einen bestimmten Frequenzbereich durchstimmt (wobbelt). Dieser Steuergenerator arbeitet im Prinzip ähnlich wie der Funktionsgenerator, mit dem Unterschied, daß die freie Wahl der Vergleicherschwelwerte möglich ist. Bild 5 zeigt das vereinfachte Schaltbild.

Der Kondensator C wird über die Konstantstromquelle K aufgeladen, bis der durch P 1 vorgegebene Schwellwert erreicht ist. Dann steigt die Spannung am Ausgang des Vergleichers IS 2

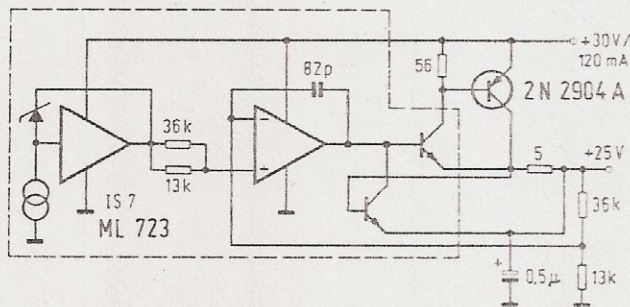
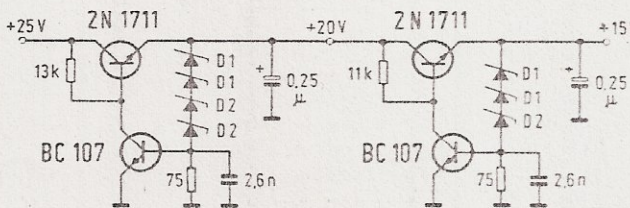


Bild 6. Stabilisierungsspannung



Z-Dioden:
D1 = 8ZX 83 4,7V
D2 = 8ZX 83 5,1V

schnell an und gibt über den Schmitt-Trigger 1/4 SN 74132 und den Inverter 1/4 SN 74132 eine positive Flanke an den Takteingang des Delay-FF 1/2 SN 7474, das dabei den H-Zustand seines D-Eingangs an den Ausgang Q überträgt. Damit wird T 2 leitend, entlädt den Kondensator, wobei er auch den Ladestrom aufnimmt, bis der untere Schwellwert P 2 erreicht ist. Das Ausgangspotential des Vergleichers IS 3 schnell dabei hoch, der nachgeschaltete Schmitt-Trigger 1/4 SN 74132 gibt ein L-Signal an den Rückstelleingang R des FF. Dieses kippt zurück und der Ladevorgang beginnt von vorn.

An C wird über S 4 die Steuerspannung für den VCO abgegriffen. Da der Ladestrom für C konstant ist und die Linearität zwischen U_C und f besteht, ist auch die Frequenzänderung zeitproportional. Dabei nimmt die Frequenz mit steigender Spannung U_C ab.

Die Widerstände R 1, R 2 schränken den Wobbelhub ein. Die Potentiometer P 1, P 2 können in % der Mittenfrequenz

geeicht werden. Die Mittenfrequenz liegt vor, wenn man die VCO-Spannung am Punkt a abgreift. Wird häufiger ein kleinerer Wobbelhub als eine Oktave benötigt, empfiehlt es sich, durch Vergrößern von R 1, R 2 den einstellbaren Bereich zu verkleinern, die %-Skala somit zu dehnen.

Die Trimmer P 3, P 4 dienen zur Nullspannungskompensation. Sie und die Trimmer P 5 und P 6 sind so einzustellen, daß die Schmitt-Trigger schalten, wenn die Differenzeingangsspannung der Operationsverstärker Null ist.

Spannungsstabilisation

Da die Auflösungsgrenze bei Minimalhub letztlich durch ungewollte Frequenzschwankungen begrenzt wird und mangelnde Spannungs Konstanz derartige Schwankungen hervorrufen kann, sollte an Stabilisierungsmaßnahmen nicht gespart werden. Neben einer einfachen 5-V-Stabilisation enthält der Wobbler je eine weitere für + 15 V, + 20 V und + 25 V (Bild 6). (Fortsetzung folgt)

Der Verstärker sollte mit leicht zu beschaffenden Bauteilen möglichst raumsparend aufgebaut werden.

Die entwickelte Schaltung ist im Bild dargestellt. Das Eingangssignal gelangt zum nicht invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers und nach weiterer Verstärkung in einem zweiten Operationsverstärker IS 1 b zu den beiden Endstufenverstärkern IS 2 a und IS 2 b. Diese sind mit je einem invertierenden und einem nicht invertierenden Eingang über 10-k Ω -Widerstände miteinander verbunden, so daß an ihren beiden Ausgängen das Nutzsignal mit um 180° gedrehter Phasenlage auftritt. Auf diese Weise steht für die Primärwicklung des Ausgangsübertragers die doppelte Ausgangsspannung eines Einzelverstärkers zur Verfügung. Der Übertrager hat zwei Sekundärwicklungen, an der einen kann das Ausgangssignal erdfrei und symmetrisch abgenommen werden. Die zweite liefert eine Gegenkopplungsspannung, von welcher ein mit dem Pot. P 2 einstellbarer Teil dem invertierenden Eingang von IS 1 a zugeführt wird. Damit ist eine sehr weitgehende Beseitigung der Verzerrungen der Endstufen und des Ausgangsübertragers möglich.

Dr. Götz Corinth

Ein einfacher Nf-Verstärker mit symmetrischem Ausgang

Oft ist man gezwungen, elektroakustische Übertragungs- und Aufnahme-einrichtungen aus mehreren Einzelgeräten zusammenzustellen. Dabei erweist sich oft die korrekte „Nullung“ als ein schwieriges Problem. Unerklärliche Brummstörungen und geheimnisvolle Verkopplungen können viel Mühe und manchen Ärger verursachen. Nicht umsonst verwendet die kommerzielle Übertragungstechnik zur Verbindung mehrerer Geräte fast ausschließlich erdfreie und symmetrische Leitungen, deren Ankopplung über Transformatoren erfolgt. Als Pegel auf diesen Leitungen hat sich im Tonstudiobetrieb + 6 dBm (entspricht 1,55 V) allgemein in Deutschland eingeführt, während für die Impedanz Werte um 200 Ω üblich sind.

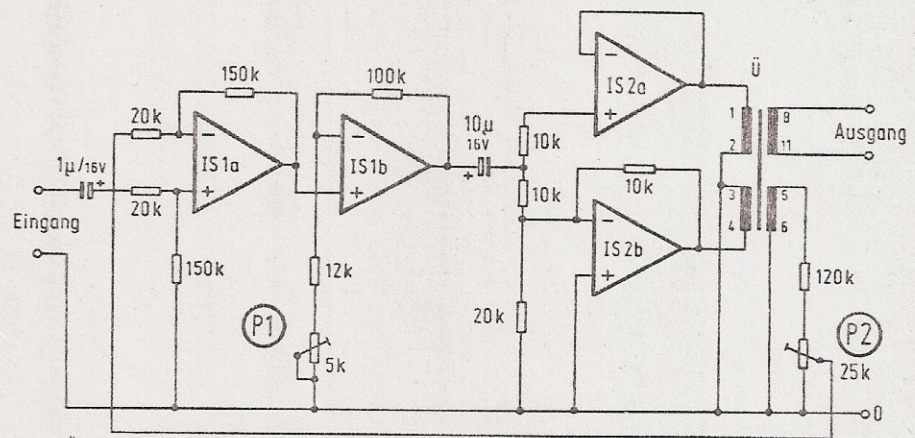
Die allgemeine Anwendung dieser Technik wurde durch die früher sehr teuren, schweren und großen Übertrager verhindert. Diese sind heute allerdings bei mindestens gleicher Güte sehr viel kleiner und billiger geworden. In der herkömmlichen Transistortechnik mit diskreten Bauteilen ist die Endstufe, welche den Ausgangsübertrager speist, in der Auslegung und Dimensionierung bei hohen Anforderungen an Stabilität und Verzerrungsfreiheit recht kritisch. Wesentlich günstiger erscheint eine Verwendung von integrierten Schaltungen.

Nachfolgend wird ein Leitungsausgangsverstärker beschrieben, der folgende Bedingungen erfüllen sollte:

- Frequenzbereich: 40...15 000 Hz \pm 1 dB
- Eingang asymmetrisch, Impedanz > 10 k Ω
- Eingangsspannung für Nennausgangspegel: 100 mV
- Nennausgangspegel: + 6 dBm (1,55 V) an 200 Ω reell
- Klirrfaktor beim Nennpegel < 0,5 % im gesamten Übertragungsbereich
- Übersteuerungsreserve (bis $k=1$): min. 10 dB
- Fremdspannung am Ausgang: max. 0,5 mV_{eff}
- Speisespannung: \pm 15 V

Tabelle der am Versuchsmuster gemessenen elektrischen Daten

- Nennpegel am Eingang: 100 mV_{eff}
- Nennpegel am Ausgang: + 6 dBm (1,55 V) an 200 Ω Last
- Klirrfaktor beim Nennpegel: (Meßabschluß 200 Ω)
 - bei 40 Hz: $k = 0,3 \%$
 - bei 1000 Hz: $k = 0,08 \%$
 - bei 6300 Hz: $k = 0,05 \%$
- Übersteuerungsreserve (bis $k = 1$): 12 dB über Nennpegel im gesamten Übertragungsbereich
- Fremdspannung am Ausgang: 0,25 mV_{eff}
- Geräuschspannung am Ausgang: 0,22 mV_{SS}
- Frequenzgang: 20...20 000 Hz \pm 1 dB
- Stromverbrauch bei Nennpegel und Abschluß mit 200 Ω : 10 mA pro Zweig der Versorgungsspannung
- Übertragung von 1-ms-Rechteckimpulsen: ohne sichtbares Überspringen



Ü: Haufe ST 3078
Schaltbild des beschriebenen Leitungsverstärkers mit erdfreiem und symmetrischem Ausgang. Ausgangsübertrager: Typ ST 3078 von Fa. Dipl.-Ing. Hellmut Haufe