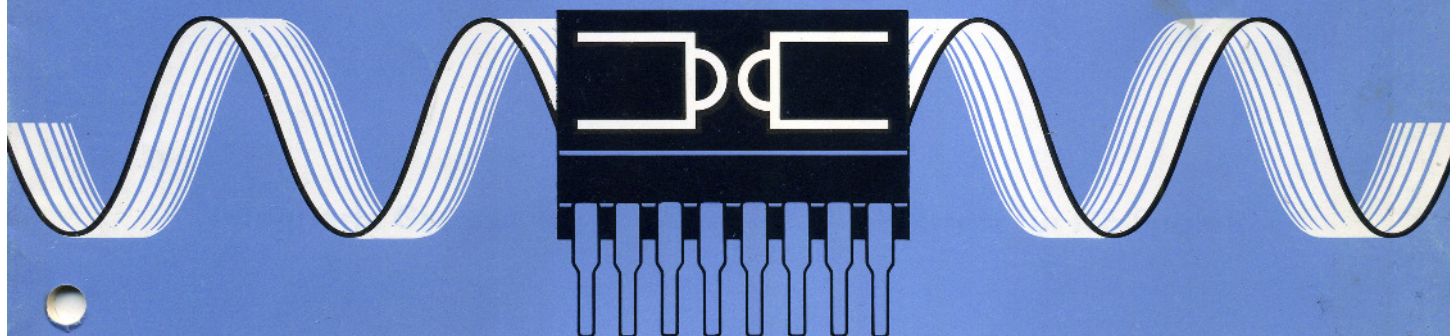




Handwritten signature in purple ink.



VALVO

Technische Informationen für die Industrie

**Integrierte Gyrator-Schaltung TCA 580
als Ersatz für NF-Spulen**

177

Es wird keine Gewähr übernommen, daß die in dieser Schrift angegebenen Schaltungen, Geräte, Maschinen, Anlagen, Bauelemente, Baugruppen oder Verfahren frei von Schutzrechten sind.

Die Ratschläge in unseren „Technischen Informationen“ stützen sich auf Versuche in unseren Applikations-Laboratorien; sie sind unverbindliche und keine Haftung begründende Empfehlungen.

Dieses Informationsheft ist nicht für Weiterveröffentlichung bestimmt. Nachdruck, auch auszugsweise, ist nicht gestattet.

APRIL 1973

Alle den Inhalt und den Versand der VALVO Technischen Informationen betreffenden Zuschriften sind an die VALVO GmbH, Hamburg 1, Burchardstraße 19, zu richten.

Integrierte Gyrator-Schaltung TCA 580 als Ersatz für NF-Spulen

1. Überblick	1
2. Simulation einer Spule	2
3. Der ideale Gyrator	3
4. Impedanzinversion, Übertragungssymmetrie	4
5. Der Gyrator als verlustfreies Zweitor	4
6. Der Gyrator TCA 580	5
6.1. Schaltungsprinzip	5
6.2. Maßnahmen für die Genauigkeit	5
6.3. Schaltung TCA 580	7
6.4. Eigenschaften der Schaltung TCA 580	9
7. Anwendungsbeispiele	17
7.1. Cauer-Parameter-Tiefpaß 0 bis 3,4 kHz	18
7.2. Stromversorgung bei Gyrator-Filtern	19
7.3. Variables Filter konstanter Bandbreite	20
7.4. NF-Oszillator	21
Literaturverzeichnis	24

1. Überblick

Spulen für Niederfrequenz-Filter sind groß und teuer. Jedoch lassen sich Induktivitäten auch auf andere Weise realisieren. Eine elegante Möglichkeit besteht in der Verwendung eines Gyrators, der mit einem Kondensator abgeschlossen ist. Da bei dieser Methode – im Gegensatz zu manchen anderen – keine Differenzbildung von Dämpfung und Entdämpfung vorgenommen wird, können wesentlich geringere Anforderungen an die Toleranzen der Bauelemente gestellt werden, ohne die Stabilität zu gefährden. Andererseits ist der Schaltungsaufwand für einen diskret aufgebauten

Gyrator recht erheblich, insbesondere dann, wenn man verlangt, daß die Gyrator-Anschlüsse, an denen die simulierte Induktivität erscheint, elektrisch schwebend, also erdfrei sind. Dieser hohe Aufwand lohnte sich bisher in vielen Fällen nicht.

Mit der integrierten Schaltung TCA 580 steht nun ein Gyrator in einem Gehäuse SOT 38 (dual-in-line) mit 16 Anschlüssen zur Verfügung, den man extern nur noch mit einem Kondensator und zwei Widerständen zu beschalten braucht, um eine Induktivität zu simulieren [7]. Einen weiteren Widerstand braucht man zum Einstellen des Ruhestroms.



Eigenschaften der Schaltung TCA 580

- Simulierte Induktivität ist erdfrei (halbschwabender Gyrator)
- Geringe Toleranz ($\pm 0,2\%$) der simulierten Induktivität
- Hohe Güte (> 500) im gesamten Frequenz- und Temperaturbereich
- Kein Einfluß der Speisespannung auf Induktivität und Güte
- Niedriger Temperatur-Koeffizient ($10^{-4}/\text{grad}$) der Induktivität
- Gute Linearität der Induktivität bei Signalamplituden bis zu 4,6 V
- Niedrige Verlustleistung (10 mW für eine Signalamplitude von 1,6 V)
- Großer Speisespannungsbereich (8 bis 25 V), abhängig von der geforderten Maximal-Aussteuerung
- Ruhestrom einstellbar auf minimale Verlustleistung bei gegebener Maximal-Aussteuerung
- Aussteuerbereich durch externe Dioden erweiterbar
- Kleine Verzerrungen
- Geringes Rauschen
- Frequenzbereich 0 bis 10 kHz (bis 50 kHz mit ein-einfacher Kompensation)
- Kleine Fehlspannung (< 25 mV), kleiner Fehlstrom (< 9 μA)
- Temperaturbereich -20 bis $+ 70^\circ\text{C}$

Mit dem Gyrator TCA 580 lassen sich erdfreie Induktivitäten mit hervorragenden Eigenschaften und damit hochwertige komplexe spulenlose LC-Filter höherer Ordnung realisieren. Dabei können wesentlich höhere Toleranzen der Bauelemente zugelassen werden als bei anderen aktiven Filtern, ohne daß ein Abgleich nötig ist (Abschn. 7). Der Aufbau des Gyrtors mit Hilfe spannungsgesteuerter Stromgeneratoren (Zerlegung der Leitwertmatrix) gewährleistet Stabilität bei hohen Frequenzen. Externe Gyrtationswiderstände bieten den Vorteil, daß sie frei gewählt werden können und daß bei hinreichend engen Toleranzen dieser Widerstände und des Kondensators sowie aufgrund der nahezu idealen Übertragungseigenschaften der Schaltung TCA 580 eine gewünschte Induktivität ohne Abgleich realisiert werden kann. Dabei lassen sich sehr hohe Werte wie zum Beispiel 10^6 Henry erreichen.

Die simulierte Induktivität hat bei Temperatur-Unabhängigkeit der Gyrtationswiderstände und des Kondensators einen sehr niedrigen Temperatur-Koeffizienten, weil im Gyrator TCA 580 Differenzverstärker mit besonderen Eigenschaften verwendet werden. Durch die extrem hohen Gütewerte, die mit Spuleninduktivitäten keinesfalls erzielbar sind, ist bei Filtern höherer Ordnung im Durchlaßbereich eine geringe Welligkeit auch ohne Abgleich erzielbar. Die simulierte Induktivität ist unempfindlich gegenüber fremden Magnetfeldern und erzeugt auch selbst kein Streufeld.

Die für den Betrieb der Schaltung erforderliche Gleichstromleistung ist gering, gemessen an der Aussteuerbarkeit der Induktivität und dem hohen Signal/Rausch-Verhältnis (z. B. 90 dB in einem Telefoniefilter).

Schließlich wurden bei der TCA 580 Fehlspannung und Fehlstrom durch besondere Schaltungsmaßnahmen niedrig gehalten. Das ist wichtig, damit bei Kaskadenschaltung mehrerer Gyrtoren in Filtern sich der Arbeitspunkt nicht verschiebt und die Aussteuerbarkeit nicht eingeschränkt wird.

2. Simulation einer Spule

Die Wirkung einer Spule beruht auf der Speicherung von Energie. Daher benötigt man, um eine Spule zu ersetzen, in jedem Fall einen anderen Energiespeicher. Hierfür eignet sich ein Kondensator.

Für die Spule gilt

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (1a)$$

und für den Kondensator

$$i_C = C \frac{du_C}{dt} \quad (1b)$$

d. h. Strom und Spannung vertauschen ihre Rollen. Um eine Induktivität mit Hilfe einer Kapazität zu simulieren, muß man also den Strom i_C in eine Spannung u_L und die Spannung u_C in einen Strom i_L überführen

$$u_L = R_{01} i_C, \quad i_L = \frac{1}{R_{02}} u_C, \quad (2)$$

wobei R_{01} und R_{02} reelle Widerstände sind.

Aus den Gln. (1) und (2) folgt für eine in dieser Weise simulierte Induktivität

$$L = R_{01} R_{02} C. \quad (3)$$

Zum Beispiel erhält man mit $R_{01} = R_{02} = 1$ M Ω und $C = 1$ μF die simulierte Induktivität $L = 1$ MH.

Zur Realisierung der Transformationen (2) benötigt man ein Zweitor (Vierpol) mit der Leitwertmatrix

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_{02}} \\ -\frac{1}{R_{01}} & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{TCA 580}) \quad (4a)$$

oder mit der Leitwertmatrix

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{R_{02}} \\ \frac{1}{R_{01}} & 0 \end{pmatrix} \quad (4b)$$

Die entsprechenden Gleichungen lauten

$$i_1 = \frac{1}{R_{02}} u_2, \quad i_2 = -\frac{1}{R_{01}} u_1 \quad (\text{TCA 580}) \quad (4a)$$



oder

$$i_1 = -\frac{1}{R_{02}} u_2, \quad i_2 = \frac{1}{R_{01}} u_1. \quad (4b)$$

Hierbei gilt das in Bild 1 angegebene Bezugspfeilsystem. Für die Schaltung TCA 580 treffen die Gln. (4a) mit $g_{12} > 0$ und $g_{21} < 0$ zu.



Bild 1. Festlegung der Bezugspfeile am Zweitor (Vierpol)

Schließt man am Ausgang eines solchen Zweitors eine Impedanz Z_L an, so erscheint am Eingang die Impedanz

$$Z_1 = R_{01} R_{02} \frac{1}{Z_L}. \quad (5)$$

Man nennt das Impedanzinversion. Bei rein kapazitivem Abschluß $Z_L = 1/j\omega C_L$ erhält man

$$Z_1 = j\omega R_{01} R_{02} C_L$$

und somit die simulierte Induktivität

$$L_1 = R_{01} R_{02} C_L. \quad (6)$$

Die zwischen Kondensator und Zweitor pendelnde Energie wird also vom Zweitor so transformiert, daß es an seinem Eingang wie ein induktiver Energiespeicher wirkt. Es läßt sich zeigen, daß alle frequenzunabhängigen Zweitore, die eine Induktivität mit Hilfe einer Kapazität simulieren sollen, Leitwertmatrizen der Form (4a) oder (4b) haben müssen.

3. Der ideale Gyrator

Ein durch die Matrix (4a) oder (4b) beschriebenes Zweitor wird idealer Impedanz-Inverter genannt [3]. Die Impedanz-Inversion ist insofern ideal, als sie ohne Phasendrehung und ohne Fehler, d. h. ohne additives Glied in Gl. (5), erfolgt. Für das erstere müssen die Nebendiagonal-Elemente y_{12} und y_{21} der Matrix (4) reell sein, das letztere wird durch die Bedingung $y_{11} = y_{22} = 0$ erfüllt. Die in der Praxis auftretenden Abweichungen von diesen Ideal-Bedingungen beeinflussen die Güte der simulierten Induktivität und begrenzen den Frequenzbereich [5].

Für den Sonderfall

$$R_{01} = R_{02} = R_0 \quad (7)$$

geht der ideale Impedanz-Inverter in den idealen Gyrator über [1], der sich gegenüber dem allgemeinen Impedanz-Inverter ($R_{01} \neq R_{02}$) dadurch auszeichnet, daß er verlustfrei und passiv ist, d. h. die Summe der Augenblickswerte von aufgenommener und abgege-

bener Energie ist stets Null (Abschn. 5). R_0 wird als Gyrationwiderstand bezeichnet.

Das Symbol für einen Gyrator ist in Bild 2 dargestellt. Durch Hinzufügen eines mit dem Gyrationleitwert beschrifteten Pfeils kann man angeben, ob die Matrix (4a) oder (4b) gilt. Zum Beispiel trifft Bild 3a für den Gyrator TCA 580 mit der Matrix (4a) zu. Bei Umkehr des Pfeils müßte $-1/R_0$ an den Pfeil geschrieben werden. Anstelle des Gyrationleitwertes kann man auch den Gyrationwiderstand angeben. Bei der Pfeilrichtung von Bild 3a müßte man für den Gyrator TCA 580 dann $-R_0$ schreiben.

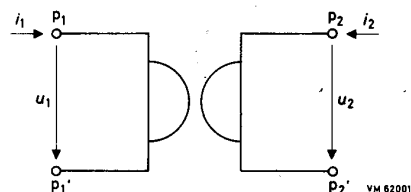


Bild 2. Allgemeines Symbol für einen Gyrator

Vielfach wird allerdings auch im Fall

$$R_{01} \neq R_{02} \quad (8)$$

von einem Gyrator gesprochen [5], und wir werden das im folgenden ebenfalls tun, weil die für die Praxis wichtigste Eigenschaft des Gyration, die Impedanzinversion nach Gl. (5), erhalten bleibt. Bild 3b zeigt einen Vorschlag für die symbolische Darstellung eines Impedanz-Inverters, deren Prinzip in diesem Heft benutzt werden soll.

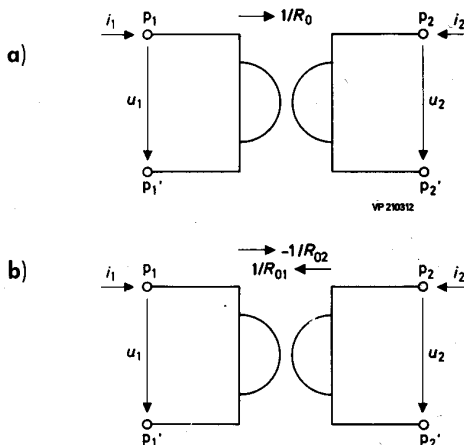


Bild 3. a) $i_1 = \frac{1}{R_0} u_2$ (TCA 580) b) $i_2 = -\frac{1}{R_{02}} u_2$
 $i_1 = -\frac{1}{R_0} u_1$ $i_2 = \frac{1}{R_{01}} u_1$

Beispiele für die symbolische Darstellung der Gleichungen von Gyrationen und Impedanzinvertoren



4. Impedanzinversion, Übertragungssymmetrie

Für die (positive) Impedanzinversion ist erforderlich, daß die Elemente y_{12} und y_{21} aus der Matrix (4) entgegengesetztes Vorzeichen haben¹⁾. Das bedeutet, für den Gyrator gilt nicht der sogenannte Reziprozitäts- oder Umkehrungssatz, der besagt, daß der Betriebsübertragungsfaktor bei beliebigen Abschlußwiderständen unabhängig von der Betriebsrichtung ist. Hierfür müßte die Bedingung

$$y_{12} = y_{21} \quad (9)$$

erfüllt sein. Beim Gyrator ist jedoch $y_{12} \neq y_{21}$. Er gehört somit prinzipiell nicht zu den Zweitoren mit sogenannter Kopplungs- oder Übertragungssymmetrie [4]. Man sagt abgekürzt, der Gyrator ist nicht reziprok oder nicht umkehrbar.

Das heißt nicht, daß die Impedanzinversion in beiden Richtungen verschieden ist. Sie ist im Gegenteil von Tor 1 nach Tor 2 dieselbe wie von Tor 2 nach Tor 1. Wie Bild 4 zeigt, kann man zum Beispiel die simulierte Induktivität $R_0^2 C$ entweder am Tor 1 oder am Tor 2 erhalten, wenn man am jeweils anderen Tor mit C abschließt. Das gilt sinngemäß auch bei beliebigen Abschlußimpedanzen und für den Fall $R_{01} \neq R_{02}$ sowie unabhängig davon, ob Matrix (4a) mit $y_{21} < 0$ oder Matrix (4b) mit $y_{12} < 0$ vorliegt, weil die Impedanzinversion durch das Produkt von y_{12} und y_{21} bestimmt wird.

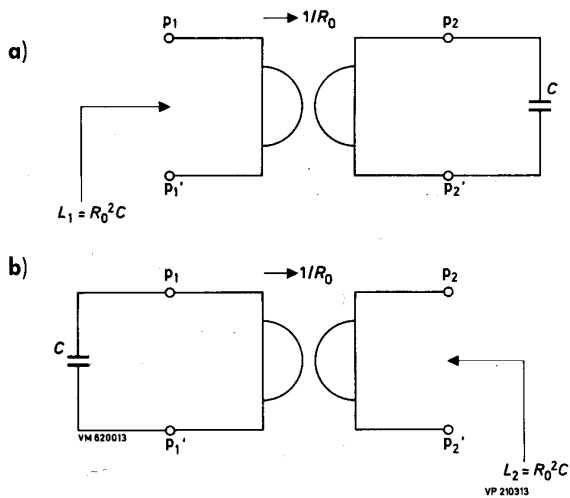


Bild 4. Simulation einer Induktivität mit Gyrator und Kapazität. Links-rechts- und Rechts-links-Übertragung liefern dasselbe.

¹⁾ Bei gleichem Vorzeichen von y_{12} und y_{21} erfolgt zwar ebenfalls eine Impedanzinversion, jedoch mit negativem Vorzeichen. Man erhält dann einen Negativ-Impedanzinverter [3], während der Gyrator in diesem Sinn ein Positiv-Impedanzinverter ist.

Da jedoch bei Gyratorschaltungen oft nur eines der beiden Tore erdfrei ist (halbschwebender oder halb erdfreier Gyrator), wird die Induktivität meistens an diesem Tor simuliert, weil man häufig erdfreie Induktivitäten benötigt. Am anderen Tor ist dann der Kondensator angeschlossen.

5. Der Gyrator als verlustfreies passives Zweitor ohne Energiespeicher

In den meisten Anwendungsfällen dient der Gyrator zur Simulation einer Induktivität, d. h. er ist lediglich als ein Zweipol mit der übrigen Schaltung wie z. B. einem Filter verbunden und ist nicht mit seinen beiden Toren als Eingang und Ausgang zwischen Quelle und Verbraucher eingefügt, worauf u. a. in [6] eingegangen wird²⁾. Auf eine für diesen praktisch weniger bedeutsamen Betriebsfall wichtige Eigenschaft soll trotzdem kurz eingegangen werden, weil sie den Gyrator gegenüber anderen Zweitoren auszeichnet.

Aus Gl. (4a) oder (4b) erhält man

$$u_1 i_1 = -\frac{R_{01}}{R_{02}} u_2 i_2. \quad (10)$$

Das bedeutet, die am Eingang des Zweitors aufgenommene Leistung $u_1 i_1$ ist verschieden von der am Ausgang abgegebenen Leistung ($-u_2 i_2$). Nur im Sonderfall des idealen Gyrators

$$R_{01} = R_{02} \quad (11)$$

wird bei beliebiger Außenschaltung ebensoviel Leistung aufgenommen wie abgegeben. Der ideale Gyrator stellt ein verlustfreies passives Zweitor, also den Grenzfall zwischen passivem und aktivem Zweitor, dar³⁾. Verlustfreie Zweitore werden sonst ausschließlich aus reinen Blindwiderständen (verlustfreien Kondensatoren, Spulen, Übertragern) aufgebaut und dann als Reaktanzzweitore bezeichnet. Der ideale Gyrator ist dagegen ein verlustfreies Zweitor, das keine Energiespeicher enthält⁴⁾.

Auch im allgemeineren Fall $R_{01} \neq R_{02}$ (Impedanzinverter) kann keine Energie gespeichert werden. Bei

²⁾ So könnte man z. B. durch Hintereinanderschalten zweier Gyratoren (Kettenschaltung) einen Übertrager realisieren, der keine Energiespeicher enthält und ein von der Frequenz unabhängiges Übersetzungsverhältnis bis herab zu $f = 0$ aufweist (differentieller Gleichstrom-Übertrager).

³⁾ Trotzdem wird der Gyrator, abweichend von der in [4] gegebenen Definition, manchmal als aktive Schaltung bezeichnet, weil er aktive, d. h. verstärkende Elemente wie Transistoren enthält [2].

⁴⁾ Dasselbe gilt an sich auch für den als ideal definierten Übertrager. Bei seiner Realisierung ist man jedoch auf die magnetische Kopplung und damit auf den Energiespeicher Spule (Magnetisierungsstrom) angewiesen. Beim Gyrator dagegen gelingt die praktische Realisierung, ohne auf Energiespeicher zurückgreifen zu müssen.

zum Beispiel rein kapazitivem Abschluß können zwar die Augenblickswerte von $u_1 i_1$ und $u_2 i_2$ unterschiedlich sein, ihr zeitlicher Mittelwert bleibt jedoch Null. Bei beliebigem Abschluß und $R_{01} \neq R_{02}$ ist der Impedanz-Inverter – abhängig von der Übertragungsrichtung – aktiv oder passiv; und zwar ist, wie Gl. (10) zeigt, bei gegebenem Verhältnis R_{01}/R_{02} die Leistungsverstärkung in der einen Richtung dem Betrag nach ebenso groß wie die Dämpfung in der entgegengesetzten Richtung.

6. Der Gyrtator TCA 580

6.1. Schaltungsprinzip, Stabilität

Eine zweckmäßige Realisierung eines Gyrtators ergibt sich durch Zerlegung der Leitwertmatrix. Für die Schaltung TCA 580 mit $g_{12} > 0$ und $g_{21} < 0$ geschieht das in der Form

$$(Y) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_{02}} \\ -\frac{1}{R_{01}} & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{R_{02}} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -\frac{1}{R_{01}} & 0 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Die Teilmatrizen sind durch Zweitore mit spannungsgesteuerten Stromquellen darstellbar. Die Eingangs-

geschlossen wird. Das System in Bild 5 stellt dann eine geschlossene Schleife mit folgenden Gleichungen dar

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{1}{R_{02}} u_2', & u_1 &= -\frac{1}{j\omega C_1} i_1, \\ i_2 &= -\frac{1}{R_{01}} u_1, & u_2'' &= -\frac{1}{j\omega C_2} i_2. \end{aligned}$$

Hierbei sind u_2' und u_2'' die Spannungen am Eingang bzw. Ausgang der aufgetrennten Schleife. Die Schleifenverstärkung

$$\frac{u_2''}{u_2'} = \frac{1}{\omega^2 R_{01} R_{02} C_1 C_2} \quad (13)$$

nimmt mit dem Quadrat der Frequenz ab; die Schaltung ist bei hohen Frequenzen stabil. Baut man den Gyrtator analog zu Bild 5 jedoch aus antiparallel geschalteten stromgesteuerten Spannungsquellen auf, so erhält man bei beidseitigem kapazitivem Abschluß eine mit ω^2 zunehmende Schleifenverstärkung, die zur Hochfrequenz-Instabilität führen kann.

6.2. Maßnahmen für eine genaue Spannungs-Strom-Transformation

Die im Gyrtator TCA 580 verwendeten spannungsgesteuerten Stromgeneratoren werden durch die PNP-Transistoren T_1, T_1' und die NPN-Transistoren T_2, T_2'

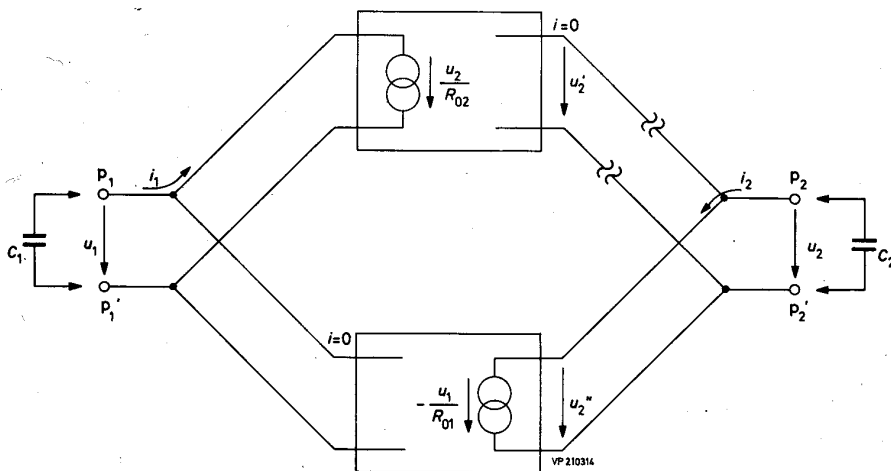


Bild 5. Realisierung eines Gyrtators aus zwei spannungsgesteuerten Stromgeneratoren

leitwerte dieser Zweitore sind Null. Das Pluszeichen bedeutet Parallelschaltung der Zweitore gemäß Bild 5.

Bei einem nach diesem Prinzip aufgebauten Gyrtator kann keine Instabilität eintreten, wenn er, wie in der Praxis meistens üblich, auf beiden Seiten kapazitiv ab-

T_2' gebildet, die, wie Bild 6 zeigt, als zwei antiparallel geschaltete Differenzverstärker angeordnet sind [7]. Die Ruhestrome dieser Transistoren werden durch 4 Stromgeneratoren I_E an den Emitttern eingepreßt und durch 4 weitere Stromgeneratoren I_C an den Kollektoren wieder abgeführt, damit Eingang und Ausgang



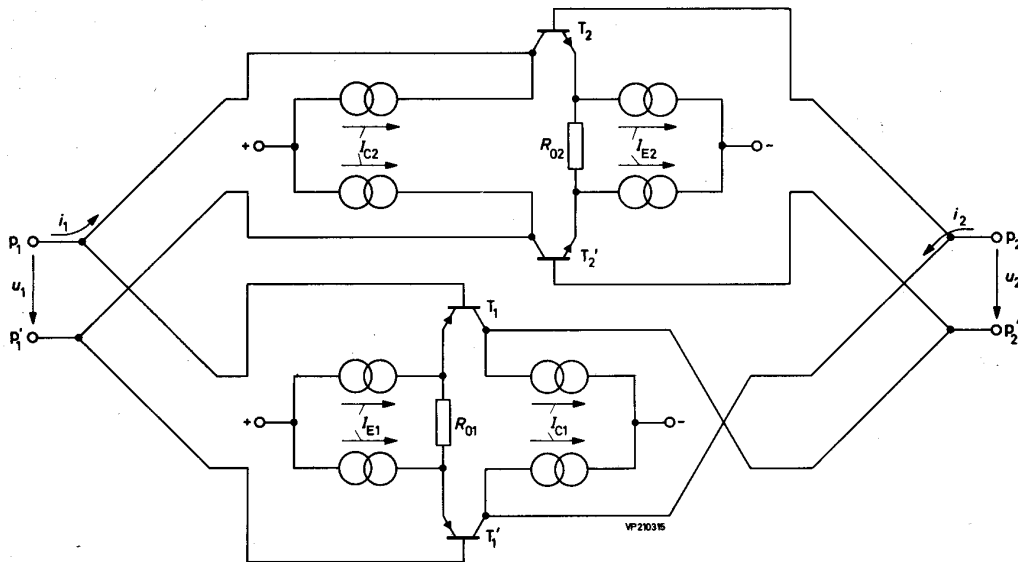


Bild 6. Prinzipschaltung des Gytrators TCA 580 mit Ruhestromquellen

des Gytrators weitgehend gleichstromfrei bleiben.

In Bild 7 ist die für Signale wirksame Prinzipschaltung angegeben. Damit die durch die Gl. 4a gegebene Spannungs-Strom-Transformation möglichst genau erfolgt, muß

$$u_1 \approx u_{q1} \text{ bzw. } u_2 \approx u_{q2} \quad (14)$$

und

$$i_1 \approx i_1^* \text{ bzw. } i_2 \approx i_2^* \quad (15)$$

sein. Die erste Forderung läßt sich erfüllen durch eine große Steilheit der Transistoren (kleine differentielle Basis-Emitter-Widerstände), die zweite durch eine hohe Stromverstärkung der Transistoren. Deshalb wurde jeder der vier Transistoren in Bild 7 durch eine Kombination mehrerer, zum Teil gegengekoppelter

Transistoren realisiert (Bild 8). Dabei mußte berücksichtigt werden, daß in einem Standard-Integrationsprozeß für monolithische Schaltungen die Stromverstärkung der vertikalen NPN-Transistoren β_N wesentlich höher ist als die der lateralen PNP-Transistoren β_P . Für die Konfigurationen in Bild 8 erhält man die resultierenden Stromverstärkungen

$$\beta_{NPN} \approx \beta_N^3 \beta_P, \quad \beta_{PNP} \approx \beta_N^2 \quad (16)$$

und die Steilheiten

$$g_{m \text{ NPN}} \approx g_{m \text{ PNP}} \approx \beta_N \frac{U_T}{I_E} \quad (17)$$

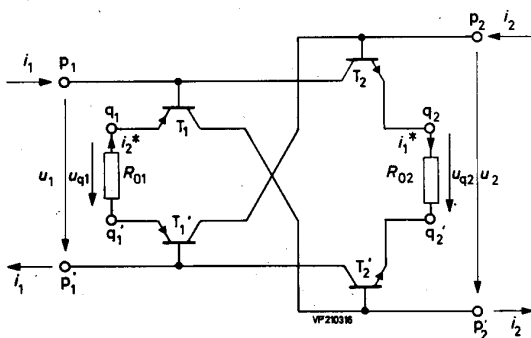


Bild 7. Prinzipschaltung des Gytrators TCA 580 für kleine Aussteuerungen; u_1 und i_2 sind gegenphasig, u_2 und i_1 sind gleichphasig (vgl. Bild 10)

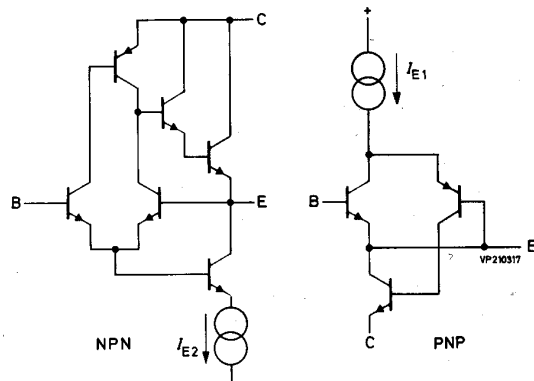


Bild 8. Praktische Realisierung der Transistoren für die Differenzverstärker des Gytrators TCA 580. Zusätzlich sind die in Bild 6 angegebenen Ruhestromquellen eingezeichnet.

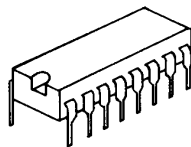
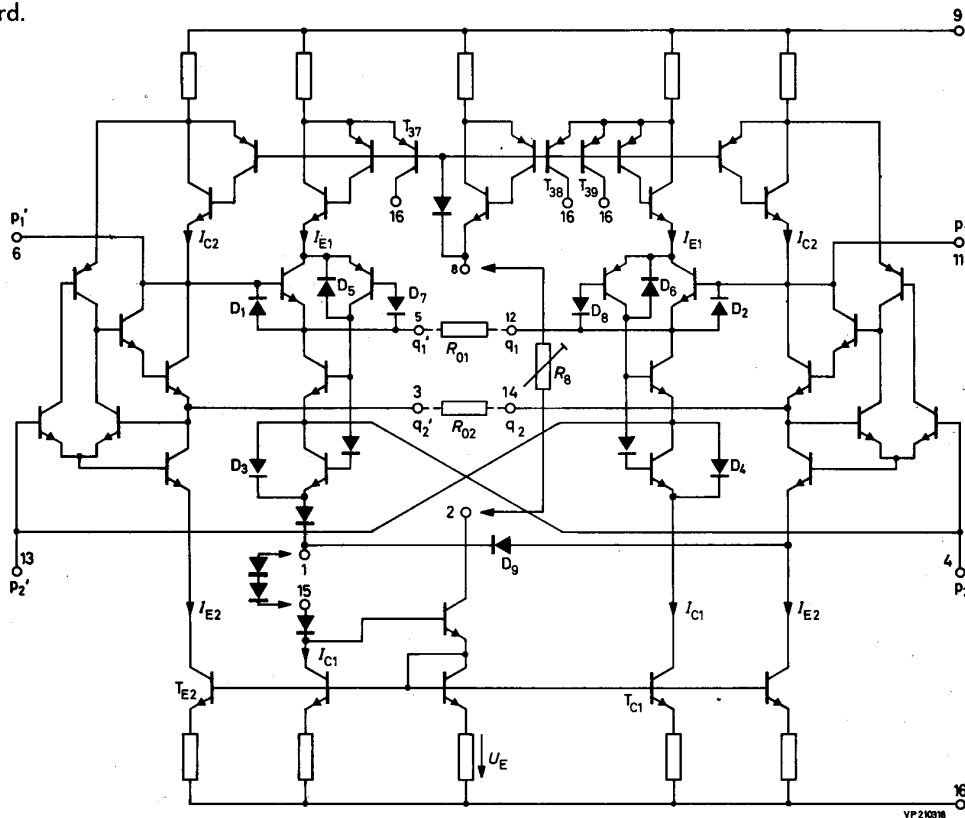
mit der Temperaturspannung $U_T = 26 \text{ mV}$ (bei $25 \text{ }^\circ\text{C}$). Außerdem werden durch die Verwendung dieser Transistor-Kombinationen die Nichtlinearität und die Temperaturabhängigkeit der Spannungs-Strom-Transformationen verringert.

Die Gyrationenwiderstände R_{01} und R_{02} werden aus Gründen der Genauigkeit nicht mit integriert, sondern an den Anschlüssen q_1, q_1' bzw. q_2, q_2' extern hinzugefügt. Somit ist die Strom-Spannungs-Transformation beim Gyator TCA 580 praktisch nicht mehr von den Widerständen der integrierten Schaltung abhängig. Der sonst bei Gyatoren übliche Inverter, der zur Antiparallelschaltung der Stromgeneratoren (Bild 5) benötigt wird und der eine widerstandsabhängige Ungenauigkeit verursacht, wird beim Gyator TCA 580 vermieden, weil hier die Antiparallelschaltung in einfacher Weise durch direkte und einmal überkreuzte Kopplung der beiden Differenzverstärkerstufen erreicht wird.

6.3. Schaltung TCA 580

Die vollständige Schaltung des Gyators TCA 580 ist in Bild 9 angegeben. Die Stromgeneratoren für die Ruhestrome haben Emitterwiderstände zur Verminderung des Rauschens [8].

Die Stromgeneratoren für je zwei Ströme I_{C2} und I_{E1} (vgl. Bild 6) befinden sich im Bild 9 oben, während unten je zweimal die Ströme $I_{E2} \approx I_{C2}$ und $I_{C1} \approx I_{E1}$ erzeugt werden. Es gibt somit vier durchgehende Stromzweige zwischen den Anschlüssen 9 und 16, deren Ströme durch galvanische Kopplung der Basisanschlüsse weitgehend übereinstimmen. Dazu kommt ein fünfter, vom gleichen Strom durchflossener Zweig, zwischen dessen Anschlüsse 2 und 8 ein externer Widerstand R_8 zur Einstellung der Ruhestrome geschaltet werden kann.



1:1

Bild 9. Vollständige Schaltung des Gyators TCA 580. Die Anschlüsse p und q entsprechen denen der Bilder 1 bis 7. Ferner sind die Ruhestrome eingezeichnet (vgl. Bild 6).



TECHNISCHE INFORMATIONEN FÜR DIE INDUSTRIE

T I 177

Die Schaltung TCA 580 ist ein sogenannter halb-schwebender Gyrator. D. h. nur eines der beiden Tore, und zwar p_1-p_1' , ist innerhalb eines begrenzten Potentialbereiches zwischen Plus (Anschluß 9) und Minus (Anschluß 16) als erdfrei anzusehen, während das andere Tor dadurch festliegt, daß Anschluß p_2 gegenüber dem Minuspol (Anschluß 16) eine feste Spannung hat. Sie beträgt, wenn man die Anschlüsse 1 und 15 verbindet, $U_E + 5 U_D$, wobei U_D die Durchlaßspannung einer Diode oder Basis-Emitter-Strecke ist. Über den externen Gyrationswiderstand zwischen q_2 und q_2' liegt p_2' auf demselben Ruhepotential wie p_2 . Bei Aussteuerung schwankt nur p_2' , während p_2 in Ruhe bleibt. Die Aussteuerungsgrenze wird mit einer Amplitude von 1,6 V dadurch erreicht, daß bei der negativen Halbwelle an p_2' die Kollektor-Basis-Spannungen der Transistoren T_{E2} und T_{C1} zu klein werden. Man kann den Aussteuerbereich durch Einfügen von Dioden zwischen 1 und 15 erweitern. Auf diese Weise wird die Ruhespannung zwischen p_2, p_2' und den Basis-

anschlüssen von T_{E2}, T_{C1} mit jeder zwischengeschalteten Diode um ca. 0,6 V vergrößert.

Mit Hilfe der Dioden D_1 bis D_4 und mit D_9 wird erreicht, daß sich nach dem Einschalten der Speisespannung der gewünschte Ruhezustand der Schaltung einstellt. Ohne diese Dioden gäbe es zahlreiche stabile Ruhezustände, in denen die Schaltung jedoch nicht als Gyrator wirkt.

Die Dioden D_5 bis D_8 verhindern HF-Schwingungen.

Die Transistoren T_{37}, T_{38}, T_{39} dienen zur Reduktion der Fehlströme. Durch Basisstrom-Kompensation wird weitgehende Übereinstimmung der Ströme I_{E1} und I_{C1} erzielt, so daß die Anschlüsse p_1, p_1' und q_1, q_1' nahezu frei von Gleichstrom (Fehlstrom) bleiben [7].

Die Schaltung TCA 580 wird in einem Standardprozeß integriert und hat eine Chipfläche von 3,4 mm². Sie ist in einem dual-in-line-Gehäuse aus Kunststoff mit 16 Anschlüssen untergebracht, wovon 2 Anschlüsse nicht benutzt sind.

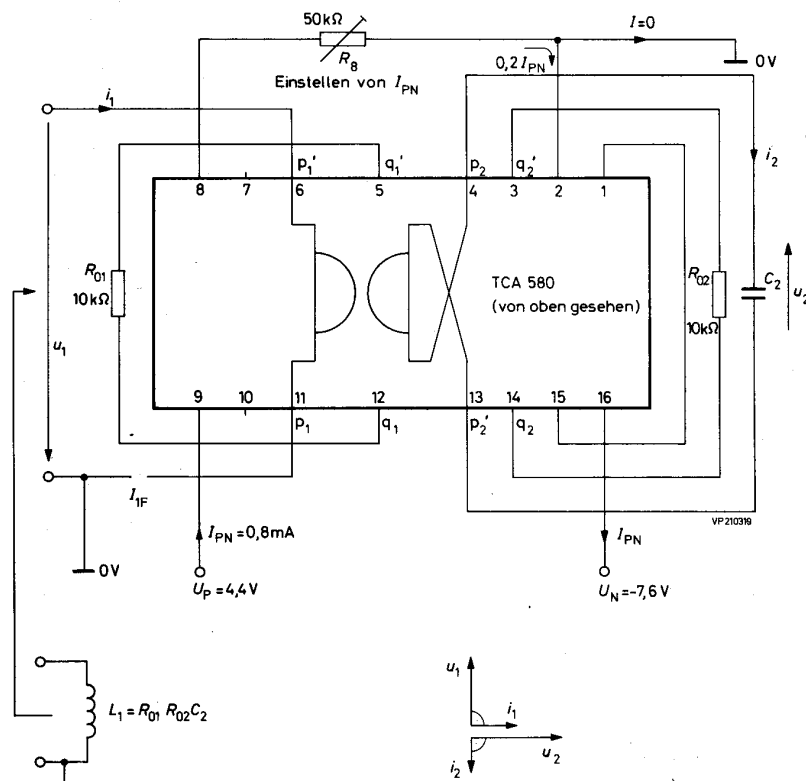


Bild 10. Testschaltung zur Simulation einer Induktivität; Zeigerdiagramm der Signalgrößen am Eingang und Ausgang

6.4. Eigenschaften der Schaltung TCA 580

6.4.1. Meßergebnisse einer Testschaltung

Betreibt man den Gyrator TCA 580 nach Bild 10 mit

- $R_{01} = R_{02} = 10 \text{ k}\Omega$
- $U_P = +4,4 \text{ V}$
- $U_N = -7,6 \text{ V}$
- $I_{PN} \approx 0,8 \text{ mA}$, einstellbar mit R_8
- $f = 0 \dots 10 \text{ kHz}$
- Kondensator C_2 am Ausgang p_2-p_2' (p_2 oder p_2' darf nicht geerdet werden)

dann erhält man

- Induktivität an p_1-p_1' (erdfrei) $L_1 = R_0^2 C_2 \pm 0,2 \%$
- Güte von L_1 (C_2 verlustfrei) $Q_0 \geq 500$
- max. Aussteuerungs-Amplitude a. p_1-p_1' od. p_2-p_2'
- Spannung $U_{pm} \leq 1,6 \text{ V}$
- Strom $I_{pm} \leq 0,16 \text{ mA}$
- Wirkungsgrad = $\eta = 1,3 \%$
- Fehlsp. b. Gleichstr.-Leerlauf a. Eing. p_1-p_1' $U_{1F} \leq 25 \text{ mV}$
- Fehlstrom vom Eingang p_1 oder p_1' nach Masse (0 V) $I_{1F} \leq 9 \mu\text{A}$
- Rauschfaktor [8, 9] $F = 50 + 50\,000/f$

(f in Hz)

Zu diesen Daten sollen folgende Erläuterungen gegeben werden.

6.4.2. Arbeitspunkt

6.4.2.1. Mindestwerte von U_P , U_N , I_{PN} bei vorgegebener Aussteuerung

Damit der Gyrator nicht übersteuert wird, müssen die Spannungen U_P und U_N (Bild 11) sowie der Strom I_{PN} bestimmte Mindestwerte haben, die durch die maximalen Amplituden von Signalspannung und Signalstrom und die Gyrationen gegeben sind. Außerdem kann die Spannungsaussteuerbarkeit durch Einfügen von Dioden zwischen den Anschlüssen 1 und 15 gesteigert werden. Mit jeder eingefügten Diode nimmt die zulässige Spannungsamplitude gemäß Tabelle 1 um eine Dioden-Durchlaßspannung U_D zu, sofern auch die Werte von U_P , U_N und I_{PN} entsprechend erhöht werden. Der Diodenstrom I_D ist gleich dem Strom I_8 , beträgt also ein Fünftel des Gesamtstroms I_{PN} ⁵⁾.

⁵⁾ Bei den Dioden BA 314 und BA 315 ist der Streubereich der Durchlaßspannung auch noch für die hier vorkommenden, relativ niedrigen Ströme im Datenblatt angegeben.

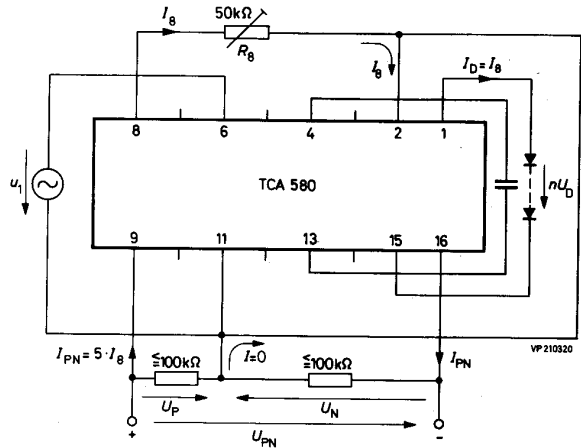


Bild 11. Speisespannungen und Speiseströme für den Gyrator TCA 580; Dioden zur Erhöhung der Aussteuerbarkeit mit dem Signal u_1 . Der mit R_8 einstellbare Strom I_{PN} ändert sich hier mit der Spannung U_P .

Tabelle 1 Anhaltswerte für die maximale Signalamplitude am Gyrotoreingang oder -ausgang beim Einfügen von n Siliziumdioden zwischen den Anschlüssen 1 und 15

$U_{1m \max}$ in V	1,6	2,2	2,8	3,4	4,0	4,6
n	0	1	2	3	4	5

Für die Mindestwerte der Spannungen U_P und U_N gelten beim Gyrator TCA 580 mit kapazitivem Abschluß am Ausgang p_2-p_2' etwa die Zahlenwertgleichungen

$$U_{P \min} \approx 1,5 \text{ V} + 1,6 I_{PN} + U_{1m \max} \quad (18)$$

$$-U_{N \min} \approx 3,9 \text{ V} + 1,6 I_{PN} + 1,5 U_{1m \max} + n U_D \quad (19)$$

(U in V, I in mA).

Für den Mindestwert des Stroms I_{PN} zwischen den Anschlüssen 9 und 16 gilt folgendes. Wenn die Spannungsamplitude $U_{1m \max}$ sowohl am Eingang als auch am Ausgang des Gyrotors TCA 580 nicht überschritten wird, so erreichen die Stromamplituden am Eingang und Ausgang nach Gl. (4a) und bei $R_{01} = R_{02} = R_0$ den maximalen Wert $I_{m \max} = U_{1m \max} / R_0$. Jeder der 4 Differenzverstärkerzweige (Bild 6) muß dann einen mindestens ebenso großen Ruhestrom führen, so daß einschließlich des fünften (mittleren) Zweiges ein Gesamtstrom

$$I_{PN \min} = 5 \frac{U_{1m \max}}{R_0} \quad (20)$$

benötigt wird. Setzt man diesen Wert in Gl. (18) und (19) ein, so erhält man als kleinstmögliche Spannungen für eine gegebene Aussteuerung bei kapazitivem Abschluß am Ausgang p_2-p_2'

$$U_{P \text{ opt}} \approx 1,5 \text{ V} + U_{1m \max} \left(1 + \frac{8}{R_0}\right) \quad (21)$$



$$-U_{N \text{ opt}} \approx 3,9 \text{ V} + U_{1 \text{ m max}} \left(1,5 + \frac{8}{R_0} \right) + nU_D \quad (22)$$

(U in V, R_0 in $k\Omega$).

Diese beiden Gleichungen sind in Bild 12 für $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$ aufgetragen. Für die Gesamtspannung gilt bei kapazitivem Abschluß am Ausgang p_2-p_2'

$$U_{PN \text{ opt}} \approx 5,4 \text{ V} + U_{1 \text{ m max}} \left(2,5 + \frac{16}{R_0} \right) + nU_D. \quad (23)$$

(U in V, R_0 in $k\Omega$).

Das Produkt $U_{PN \text{ opt}} I_{PN \text{ min}}$ gibt die kleinstmögliche Verlustleistung an, bei der eine verzerrungsfreie Aussteuerung des Gytrators bis zur Amplitude $U_{1 \text{ m max}}$ gewährleistet ist.

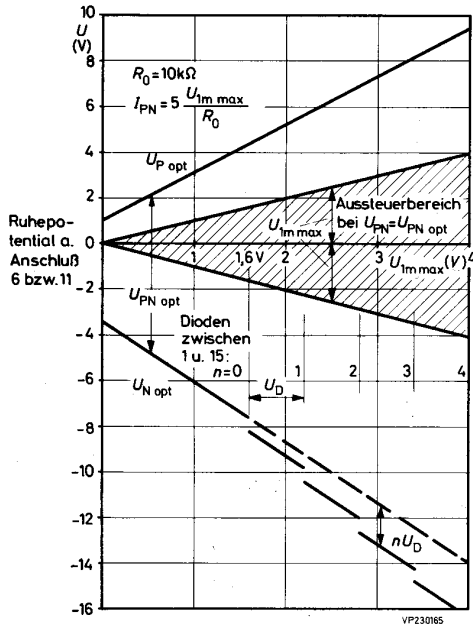


Bild 12. Optimale Speisespannungen nach den Gln. (21) und (22) als Funktion der maximalen Signalamplitude am Eingang p_1-p_1' bei kapazitivem Abschluß am Ausgang p_2-p_2' (Schaltung Bild 11). Behält man die Spannung $U_{PN} = U_{PN \text{ opt}}$ auch bei Amplituden $< U_{1 \text{ m max}}$ bei, dann darf das Ruhepotential am Anschluß 11 bzw. 6 verschoben werden, sofern bei der Aussteuerung die Grenzen des schraffierten Bereichs nicht überschritten werden.
 n Anzahl der Siliziumdioden zwischen Anschluß 1 und 15

6.4.2.2. Wirkungsgrad

Im Gegensatz zur einfachen Spule muß bei der Simulation einer Induktivität aus Gytrator und Kondensator eine Verlustleistung aufgebracht werden, um die Transistoren im Gytrator in ihrem aktiven Arbeitsbereich zu halten. Die Transistoren arbeiten im A-Betrieb, d. h. mit einem theoretisch erreichbaren Wirkungsgrad von 25% (A-Betrieb mit Widerstandslast), für eine Differenzstufe ergeben sich daraus 12,5%, und bei den

zwei Differenzstufen dieses Gytrators bleiben nur noch 6,25%. Ferner treten Verluste in den Emitterwiderständen der Stromgeneratoren, in den Basis-Emitter-Strecken und im mittleren, für die Stromeinstellung notwendigen Zweig (Bild 9) auf.

Der Wirkungsgrad eines elektronischen Gytrators [8] ist definiert durch

$$\eta = \frac{P_{1 \text{ max}}}{P_V} \quad (24)$$

mit

$P_{1 \text{ max}}$ Signalleistung (bei kapazitiv abgeschlossenenem Gytrator eine Blindleistung),
 P_V Versorgungsleistung.

Bei optimaler Einstellung auf $U_{P \text{ opt}}$, $U_{N \text{ opt}}$ und $I_{PN \text{ min}}$ wird $I_{1 \text{ max}} = U_{1 \text{ max}}/R_0$ und somit

$$\eta_{\text{opt}} = \frac{U_{1 \text{ max}}^2 / (2 R_0)}{U_{PN \text{ opt}} I_{PN \text{ min}}} \quad (25)$$

Mit (20) und (23) folgt als Zahlenwertgleichung für die Schaltung TCA 580

$$\eta_{\text{opt}} = \frac{U_{1 \text{ m max}}}{54 \text{ V} + U_{1 \text{ m max}} \left(25 + \frac{160}{R_0} \right) + 10 n U_D} \quad (26)$$

(U in V, R_0 in $k\Omega$).

Hieraus ergibt sich beim Gytrator TCA 580 bei $R_0 = 10 \text{ k}\Omega$ für den Bereich $U_{1 \text{ m max}} = 1,6$ bis $4,6 \text{ V}$ (Tabelle 1) noch ein Wirkungsgrad zwischen 1,3 und 1,7%.

6.4.2.3. Einstellen des Arbeitspunktes

Wie Bild 11 zeigte, kann man die Spannungen U_P und U_N mit einem Spannungsteiler erzeugen, dessen Abgriff man mit Anschluß 11 (bzw. 6) verbindet. Der Strom I_8 und damit auch der Gesamtstrom $I_{PN} = 5 I_8$ läßt sich mit der Spannung zwischen den Anschlüssen 8 und 9 bzw. durch einen geeigneten Widerstand vor Anschluß 8 einstellen, dessen anderes Ende auf festem Potential liegt. Wählt man hierfür den Spannungsteilerabgriff und verbindet mit diesem Punkt auch den Anschluß 2, dann fließt I_8 bei Anschluß 2 wieder hinein, am Spannungsteilerabgriff fließt kein Strom (bis auf den Fehlstrom I_{1F} , Abschnitt 6.4.1), seine Widerstände können relativ groß sein, und die Batterie U_{PN} braucht praktisch nur den Strom $5 I_8$ zu liefern.

Aus Bild 13 geht hervor, warum der Anschluß 2 – weitgehend unabhängig von seinem Potential – einen Strom vom Wert I_8 aufnimmt; denn zwischen den Anschlüssen 2 und 16 liegt einer der internen Stromgeneratoren (Bild 9), die durch den Strom I_8 aktiviert werden. Man kann Anschluß 2 daher auch am Pluspol und R_8 am Minuspol der Batterie anschließen, wie es in Bild 13 dargestellt ist. Zusammen mit den zwischen 9 und 16 wirksamen Stromgeneratoren der 4 Differenzverstärkerzweige erhöht sich dann jedoch die Batteriebelastung gegenüber der Schaltung Bild 11 um 20% (Querstrom im Spannungsteiler vernachlässigt).

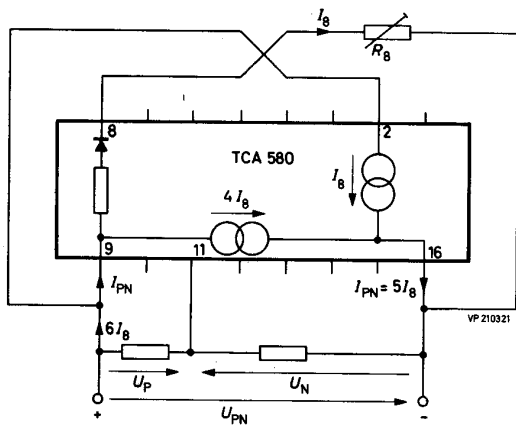


Bild 13. Ruhestromzweige der Schaltung TCA 580. Der Stromverbrauch bei dieser externen Schaltung ist um 20 % höher als bei der Schaltung Bild 11

6.4.3. Simulierte Induktivität

6.4.3.1. Erdfreiheit

Die am Eingang p_1-p_1' simulierte Induktivität ist innerhalb eines bestimmten Potentialbereichs erdfrei (elektrisch schwebend), während der Ausgang p_2 ein festes Potential gegenüber dem Minuspol (Anschluß 16) hat. Die Schaltung TCA 580 ist demnach ein sogenannter halbschwebender Gyrator. Die einseitige Potentialfestlegung des an p_2-p_2' angeschlossenen Kondensators stört jedoch im allgemeinen nicht. Der „erdfreie“ Potentialbereich für den Eingang p_1-p_1' ist durch die Größen U_P , U_N und I_{PN} begrenzt. Er liegt symmetrisch zu dem durch $U_{P\min}$ bzw. $U_{N\min}$ definierten Potential am Eingang p_1-p_1' . Seine Breite ist identisch mit $2 U_{1m\max}$. Sie ist in Bild 12 für den Fall optimaler Einstellung schraffiert eingetragen. Das bedeutet, das Ruhepotential von Anschluß 11 bzw. 6 darf innerhalb des schraffierten Bereichs verschoben werden, wenn man die Signalamplitude U_{1m} so weit reduziert, daß die Grenzen des schraffierten Bereichs nicht überschritten werden.

6.4.3.2. Toleranzen

Ein geeignetes Maß für die Änderung der simulierten Induktivität ist die Resonanzfrequenz

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi R_0 C} + \delta f$$

eines Parallel-Schwingkreises nach Bild 14. Sie läßt sich bis auf einen Fehler

$$\delta f < 0,1\%$$

durch die Werte von R_0 und C bestimmen, wird also

meistens durch die Toleranzen der externen Gyrationswiderstände R_0 und Kapazitäten C gegeben sein.

An einem Schwingkreis nach Bild 14 mit

$$C = 80 \text{ nF}, \quad R_0 = 10 \text{ k}\Omega,$$

$$U_P = 4,4 \text{ V}, \quad U_N = -7,6 \text{ V},$$

$$I_{PN} = 0,8 \text{ mA},$$

wurde die Abhängigkeit der Resonanzfrequenz

$$f_{res} \approx 200 \text{ Hz}$$

von folgenden Größen gemessen:

Speisestrom

$$I_{PN} = 0,8 \text{ mA} \pm 0,32 \text{ mA} \quad \frac{\Delta f_{res}}{f_{res}} = 1,4 \cdot 10^{-3}$$

$$\left(\frac{\Delta f_{res}}{f_{res}}\right) / \left(\frac{\Delta I_{PN}}{I_{PN}}\right) = 17 \cdot 10^{-6} \%$$

Aussteuerung

$U_{1\max} = 1,6 \text{ V}$ bis $4,6 \text{ V}$ (bei entsprechender Diodenanzahl zwischen 1 und 15 sowie Optimalwerten von I_{PN} , U_P und U_N nach Bild 12)

$$\frac{\Delta f_{res}}{f_{res}} = 10^{-3}$$

Temperatur

$$\vartheta_U = 0 \text{ bis } 60^\circ\text{C}$$

$$\frac{\Delta f_{res}}{f_{res}} = 3 \cdot 10^{-3}$$

$$\left(\frac{\Delta f_{res}}{f_{res}}\right) / \Delta\vartheta = 50 \cdot 10^{-6} / \text{grad.}$$

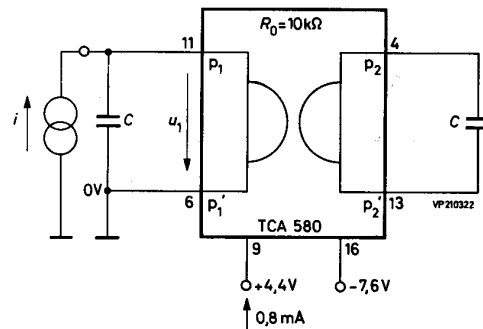


Bild 14. Parallelschwingkreis mit dem Gyrator TCA 580 zur Messung der Eigenschaften der simulierten Induktivität

Die Temperatur-Koeffizienten der bei dieser Messung verwendeten externen Elemente betragen nach Datenblattangabe

für die Gyrationswiderstände $+ 100 \cdot 10^{-6} / \text{grad.}$
 für die Kondensatoren $-100 (\pm 50) \cdot 10^{-6} / \text{grad.}$

Da die Änderung der Induktivität, aufgrund der Temperaturabhängigkeit der Schaltung TCA 580 allein, im



Bereich von -20°C bis $+80^{\circ}\text{C}$ kleiner ist als $0,2\%$, wird die Induktivitätsänderung in der Praxis meistens durch die externen Komponenten bestimmt.

Speisespannung

Eine Abhängigkeit der Resonanzfrequenz von den Spannungen U_P und U_N ist nicht meßbar, sofern der Speisestrom, z. B. durch Nachstellen von R_B , konstant gehalten wird.

6.4.4. Güte

6.4.4.1. Güte der simulierten Induktivität bei tiefen Frequenzen

Im Gegensatz zum idealen Gyrator mit $y_{11} = y_{22} = 0$ (Gl. (4)) hat der wirkliche Gyrator einen Eingangs- und Ausgangsleitwert, der von Null verschieden und bei tiefen Frequenzen reell ist, d. h.

$$y_{11} = g_{11}, \quad y_{22} = g_{22}. \tag{27}$$

Ein Blick auf Bild 6 zeigt, daß g_{11} und g_{22} beim Gyrator TCA 580 durch die Eingangswiderstände der Diffe-

stellen. Da die Gyrationwiderstände R_{01} und R_{02} klein gegenüber $1/g_{11}$ und $1/g_{22}$ gewählt werden, ist $R_p \gg R_r$ und $L_G \approx L_1$. Die Spulengüte

$$Q_L = \frac{R_G}{\omega L_G} = \frac{R_p \omega L_1}{R_r R_p + (\omega L_1)^2} \tag{28}$$

steigt nach Bild 16 bei tiefen Frequenzen ($\omega L_1 \ll \sqrt{R_r R_p}$) mit f an und nimmt bei hohen Frequenzen ($\omega L_1 \gg \sqrt{R_r R_p}$) mit $1/f$ ab. Dazwischen erreicht sie bei der Frequenz

$$f^* = \frac{\sqrt{R_r R_p}}{2\pi L_1} = \frac{\sqrt{g_{22}/g_{11}}}{2\pi \sqrt{R_{01} R_{02}} C} \tag{29}$$

ein Maximum,

$$Q_{L,max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_p}{R_r}}. \tag{30}$$

Im Gegensatz zur Spule, die zwar einen ähnlichen Güte-Frequenzgang hat, kann jedoch bei der vom Gyrator simulierten Induktivität das Gütemaximum innerhalb eines gewissen Frequenzbereichs verschoben werden, indem man geeignete Werte von R_{01} , R_{02} und C wählt.

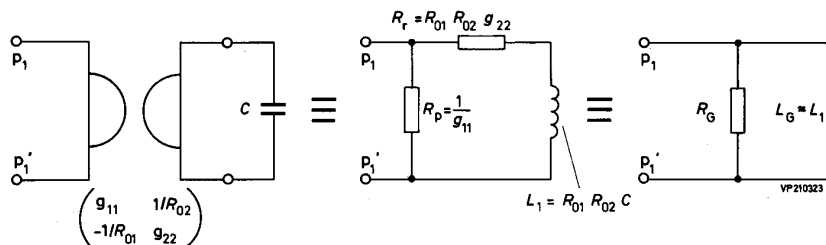


Bild 15. NF-Ersatzschaltung der simulierten Induktivität bei verlustfreiem Kondensator C und einem Gyrator mit Verlusten, gegeben durch g_{11} und g_{22}

renzverstärkerstufen, die Kollektorwiderstände ihrer Transistoren und die Quellenwiderstände der Stromgeneratoren I_{C1} und I_{C2} bestimmt werden.

Die Verluste der simulierten Induktivität lassen sich durch die in Bild 15 angegebene Ersatzschaltung dar-

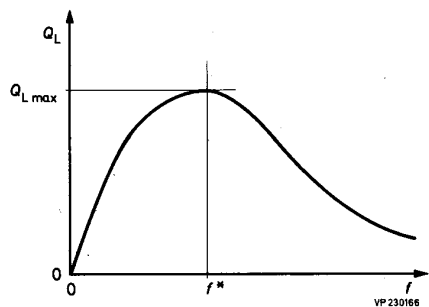


Bild 16. Güte-Frequenzgang einer simulierten Induktivität nach Bild 15

6.4.4.2. Gyratorgüte

Ein Parallelschwingkreis mit einem Gyrator hat die Resonanzfrequenz

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi \sqrt{C L_1}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_{01} R_{02}} C} \tag{31}$$

wenn man, wie in Bild 17 angegeben, am Eingang mit dem gleichen Kondensator abschließt wie am Ausgang.

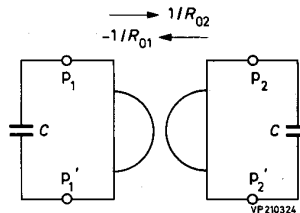


Bild 17. Gyrator als Parallelschwingkreis



Vergleicht man mit Gl. (29), so zeigt sich, daß bei $g_{11} = g_{22}$, d. h. bei Widerstandssymmetrie [4] des Gyrotors,

$$f_{\text{res}} = f^* \tag{32}$$

wird. Mit anderen Worten, eine Induktivität, die durch einen mit der Kapazität C abgeschlossenen widerstandssymmetrischen Gyrotor simuliert wird, erreicht ihre maximale Güte bei der Resonanzfrequenz des Parallelschwingkreises, der entsteht, wenn man den Gyrotor am Eingang ebenfalls mit der Kapazität C abschließt. Diese Güte soll hier als Gyrotorgüte $Q_{G \text{ res}}$ bezeichnet werden (C verlustfrei). Für den widerstandssymmetrischen Gyrotor gilt also

$$Q_{G \text{ res}} = Q_{L \text{ max}} \tag{33}$$

$Q_{G \text{ res}}$ ist somit die Kreisgüte des gemäß Bild 17 verlustfrei beschalteten Gyrotor-Parallelschwingkreises. Sie läßt sich aus der 3 dB-Bandbreite (Bild 18) dieses Kreises bestimmen

$$Q_{G \text{ res}} = \frac{f_{\text{res}}}{b_{3\text{dB} G}} \tag{34}$$

Für tiefe Frequenzen gilt mit Gl. (30) und den in Bild 15 angegebenen Beziehungen für R_p und R_r

$$Q_{G \text{ res NF}} = \frac{1}{2 \sqrt{g_{11} g_{22} R_{01} R_{02}}} \tag{35}$$

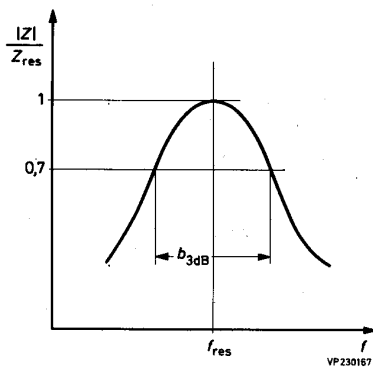


Bild 18. Resonanzkurve eines Parallelschwingkreises

Die Gyrotorgüte ist also bei tiefen Frequenzen unabhängig von der Frequenz und nimmt mit steigendem Gyrotationswiderstand ab, sofern g_{11} und g_{22} (Speisestrom I_{PN}) konstant bleiben. Da man jedoch bei gleichbleibender Aussteuerung den Strom I_{PN} nach Gl. (20) mit zunehmendem Gyrotationswiderstand reduzieren kann und dadurch die Verlustleitwerte g_{11} , g_{22} kleiner werden, fällt die Gyrotorgüte weniger als mit $1/\sqrt{R_{01} R_{02}}$ bzw. $1/R_0$ (s. Bild 21).

6.4.4.3. Betriebsgüte

Die Betriebsgüte eines Schwingkreises berücksichtigt alle im Betrieb auftretenden Verluste einschließlich der Quellenwiderstände. Sie ist maßgebend für die Betriebsbandbreite

$$b_{3 \text{ dB Betr}} = \frac{f_{\text{res}}}{Q_{\text{Betr}}} \tag{36}$$

Die in Bild 19 angegebene Schaltung hat die Betriebsgüte

$$Q_{\text{Betr}} = \frac{1}{\omega_{\text{res}} L_1 \left(\frac{1}{R_B} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{R_G} \right)} \tag{37}$$

Hierbei beschreibt der Widerstand

- R_G Verluste im Gyrotor (Bild 15),
- R_C Verluste in beiden Kondensatoren C,
- R_B Verluste in der übrigen Schaltung.

Führt man anstelle von R_G die Gyrotorgüte $Q_{G \text{ res}} = R_G/(\omega_{\text{res}} L_1)$ und anstelle von R_C den Verlustwinkel δ_C der Kondensatoren ein, dann erhält man mit $\delta_C \ll 1$ und Gl. (31)

$$Q_{\text{Betr}} = \frac{1}{\frac{1}{R_B} \sqrt{R_{01} R_{02}} + 2 \delta_C + \frac{1}{Q_{G \text{ res}}}} \tag{38}$$

Wegen der sehr hohen Werte von $Q_{G \text{ res}}$ beim Gyrotor TCA 580 und der kleinen Verlustwinkel technischer Kondensatoren gilt für die Betriebsgüte meistens

$$Q_{\text{Betr}} \approx \frac{R_B}{\sqrt{R_{01} R_{02}}} \tag{39}$$

und bei $R_{01} = R_{02} = R_0$

$$Q_{\text{Betr}} \approx \frac{R_B}{R_0} \tag{40}$$

Die Betriebsgüte wird also im wesentlichen bestimmt durch das Verhältnis des parallel zum Gyrotoreingang p_1-p_1' liegenden Widerstandes zum Gyrotationswiderstand.

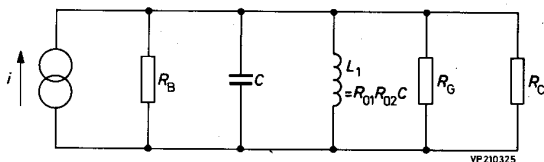
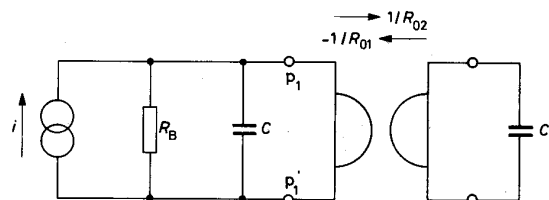


Bild 19. Gyrotor-Schwingkreis mit externen Verlusten und Ersatzschaltung für tiefe Frequenzen



6.4.4.4. Einfluß von Frequenz, Aussteuerung und Speisespannung auf die Gyratorgüte

Die Frequenzabhängigkeit der Gyratorgüte beruht im wesentlichen darauf, daß die Nebendiagonal-Elemente y_{12} und y_{21} eine Phasendrehung verursachen. Anstelle der reellen Gyrationleitwerte $1/R_{01}$ und $1/R_{02}$ in Matrix (4) treten also aufgrund der Phasendrehungen der Differenzstufen komplexe Werte. Es gilt dann nicht mehr die einfache Ersatzschaltung Bild 15. Wie bei den meisten Gyrotoren wirken diese Phasendrehungen entdämpfend, d. h. die Güte $Q_{G\text{res}}$ steigt mit der Frequenz an. Bild 20 zeigt den Güte-Frequenzgang der Schaltung TCA 580. Die zunehmende Entdämpfung führt zu unendlich hoher und schließlich zu negativer Güte, so daß Selbsterregung eintreten kann. Trotzdem besteht bei Anwendungen des Gyrotors in Filtern keine Schwinggefahr, weil dort stets eine starke Dämpfung durch die Abschlußwiderstände des Filters vorliegt. Eine hohe negative Güte kann sogar dazu dienen, die Verluste anderer Filterkomponenten zu kompensieren.

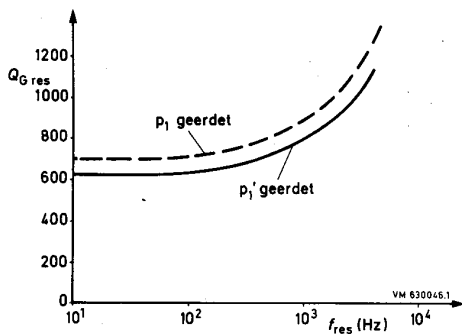


Bild 20. Güte des Gyrotors TCA 580 als Funktion der Frequenz (Schaltung nach Bild 14 mit $C = 1/(2\pi f_{\text{res}} R_0)$)

Man kann den Frequenzbereich des Gyrotors erweitern, indem man den Speisestrom I_{PN} erhöht oder die Gyrationwiderstände erniedrigt. Zur Simulation einer bestimmten Induktivität sind dann jedoch größere Kondensatoren nötig, das kann evtl. im Hinblick auf die Miniaturisierung oder den Verlustfaktor der Kondensatoren unerwünscht sein. Andererseits wirken sich bei hohen Gyrationwiderständen parasitäre Kapazitäten stärker aus, und es ergeben sich kleinere Gütewerte, wie aus den Gln. (35) und (40) sowie aus Bild 21 hervorgeht. Einen günstigen Kompromiß erhält man für den Gyrotor TCA 580 beim Gyrationwiderstand

$$R_0 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Dabei können Werte im Bereich

$$R_0 = 5 \dots 20 \text{ k}\Omega$$

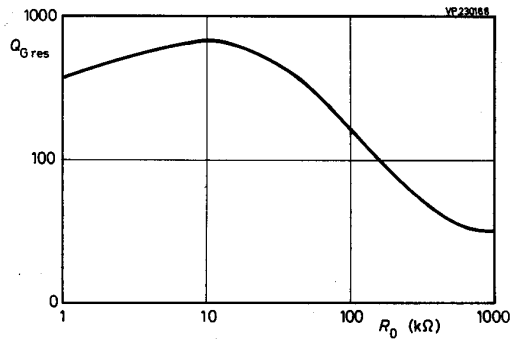


Bild 21. Beispiel für die Güte des Gyrotors TCA 580 als Funktion des Gyrationwiderstandes (Messung an einem Einzel-Exemplar) bei
 $R_{01} = R_{02} = R_0$
 $f_{\text{res}} = \text{const.} = 200 \text{ Hz}$
 $C_1 = C_2 = C = 1/(2\pi f_{\text{res}} R_0)$
 $U_{1m} = 1,6 \text{ V}$
 I_{PN}, U_P und U_N nach Gln. (20), (21) und (22) eingestellt

fast ebenso günstig sein, weil die Kurve Bild 21 dort relativ flach verläuft und außerdem exemplarabhängig ist.

Bild 22 zeigt den Einfluß des Gyrationwiderstandes und des Speisestroms auf die Gyratorgüte und ihren frequenzabhängigen Anstieg sowie die Erweiterung des Frequenzbereiches mit Hilfe einer Kompensationskapazität parallel zu einem der Gyrationwiderstände. Mit der hierdurch bei der jeweiligen Resonanzfrequenz erzeugten Phasendrehung

$$\delta_K \approx \omega_{\text{res}} C_K R_0 \tag{41}$$

werden die oben erwähnte, entdämpfende Phasendrehung und der dadurch verursachte Güteanstieg kompensiert. Für die durch Kompensation reduzierte Güte $Q_{G\text{res}K}$ gilt bei $\delta_K \ll 1$

$$\frac{1}{Q_{G\text{res}K}} \approx \frac{1}{Q_{G\text{res}}} + \delta_K. \tag{42}$$

Mit $\omega_{\text{res}} = 1/(R_0 C)$ folgt

$$\frac{1}{Q_{G\text{res}K}} \approx \frac{1}{Q_{G\text{res}}} + \frac{C_K}{C}. \tag{43}$$

Bild 23 zeigt, daß die Gyratorgüte auch bei großer Aussteuerungsamplitude und entsprechend vielen Dioden zwischen den Anschlüssen 1 und 15 noch sehr hohe Werte (> 400) erreicht. Die Änderung der Güte wird hier ebenso wie bei der in Bild 21 dargestellten Messung im wesentlichen durch die Speisestromänderung verursacht.

Bei konstantem Strom I_{PN} (Nachstellen von R_8) und Änderung der Speisespannungen U_P und U_N bleibt die Güte praktisch unverändert.



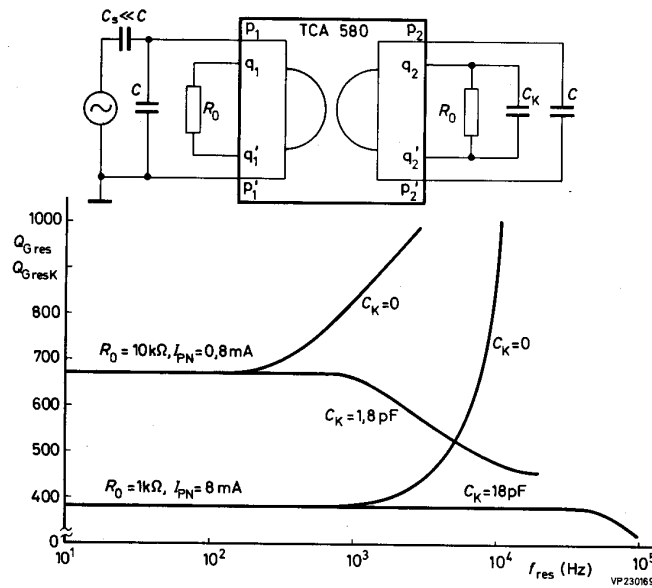
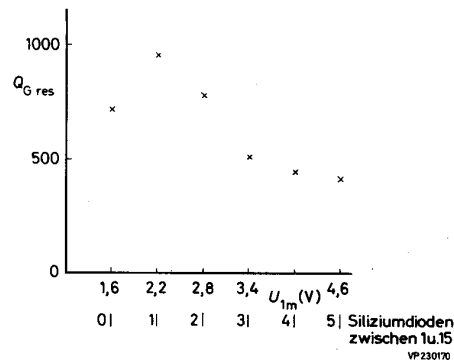


Bild 22. Frequenzgang der Gyratorgüte bei 2 verschiedenen Gyrationenwiderständen sowie mit Kompensation durch einen Kondensator \$C_K\$.

$C = 1/(2\pi f_{res} R_0)$
 $U_{1m} = 1,6\text{ V}$
 U_P und U_N nach Gln. (21), (22)

Bild 23. Beispiel für die Gyratorgüte bei verschiedener Signal-Aussteuerung und 0 bis 5 Dioden zwischen Anschluß 1 und 15 (Messung an einem Einzel-Exemplar)

$R_{01} = R_{02} = 10\text{ k}\Omega$
 $C_1 = C_2 = 80\text{ nF}$
 $I_{PN} = \frac{5 U_{1m}}{10\text{ k}\Omega}$ (U_{1m} in V, I_{PN} in mA)
 U_P und U_N nach Gln. (21), (22)



6.4.5. Signal-Aussteuerung

6.4.5.1. Zulässige Amplituden

Die Übersteuerung des Gyrtors TCA 580 durch das Signal kann sowohl am Eingang als auch am Ausgang auftreten und durch die Signalspannung oder den Signalstrom verursacht werden. Begrenzt man z. B. die Eingangsspannung allein, so reicht das noch nicht aus. Man muß außerdem eine weitere Signalamplitude einhalten. Ist das zum Beispiel der Eingangsstrom, dann liegen auch die Maximal-Amplituden am Ausgang aufgrund der Gyratorbeziehungen fest

$U_{2m\ max} = I_{1m\ max} R_{02}$, (44)

$I_{2m\ max} = \frac{U_{1m\ max}}{R_{01}}$. (45)

Bei einer Signalbegrenzung durch den Speisestrom I_{PN} würde nach Abschnitt 6.4.2.1 die Aussteuerbarkeit für die Ströme

$I_{1m\ max} = I_{2m\ max} = \frac{1}{5} I_{PN}$

und für die Spannungen

$U_{1m\ max} = \frac{1}{5} I_{PN} R_{01}$, (46)

$U_{2m\ max} = \frac{1}{5} I_{PN} R_{02}$ (47)



betragen. Die zulässigen Spannungs-Amplituden am Eingang und Ausgang wären in diesem Fall also nur bei $R_{01} = R_{02} = R_0$ gleich groß.

6.4.5.2. Auftretende Amplituden

Im allgemeinen werden die durch Gl. (44) und Gl. (45) gegebenen Werte bei der Aussteuerung nicht gleichzeitig erreicht. Das hängt von der externen Beschaltung des Gytrators ab. Als Beispiel wird der in Bild 24 dargestellte Parallel-Schwingkreis bei unsymmetrischer Beschaltung des Gytrators betrachtet. Bei frequenzunabhängigem Quellenstrom i_g nehmen die Größen u_1, i_1, u_2, i_2 alle bei der Resonanzfrequenz

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_{01} R_{02} C_1 C_2}} \quad (48)$$

ihre Maximalwerte an, die im allgemeinen voneinander verschieden sind. Man kann jedoch das Verhältnis C_1/C_2 so wählen, daß entweder die Ströme oder die Spannungen am Eingang und Ausgang bei Resonanz gleich sind.

Macht man

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_{02}}{R_{01}},$$

dann stimmen die Amplituden der Ströme am Eingang und Ausgang bei Resonanz überein

$$I_{1 \text{ res}} = I_{2 \text{ res}},$$

während die Spannungsamplituden verschieden sind

$$U_{2 \text{ res}} = \frac{R_{02}}{R_{01}} U_{1 \text{ res}}.$$

Macht man dagegen

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{R_{01}}{R_{02}},$$

dann sind die Spannungsamplituden am Eingang und Ausgang bei Resonanz gleich groß

$$U_{1 \text{ res}} = U_{2 \text{ res}},$$

und es gilt für die Stromamplituden

$$I_{1 \text{ res}} = \frac{R_{01}}{R_{02}} I_{2 \text{ res}}.$$

Nur bei symmetrischer Beschaltung des Gytrators, d. h. bei

$$R_{01} = R_{02} = R_0$$

und

$$C_1 = C_2 = C,$$

sind die Amplituden von Eingangsstrom und Ausgangsstrom sowie von Eingangsspannung und Ausgangsspannung gleich. In diesem Fall gilt bei einer Quellenstromamplitude I_g und der Betriebsgüte Q_{Betr}

$$U_{1 \text{ res}} = U_{2 \text{ res}} = I_g R_0 Q_{\text{Betr}},$$

$$I_{1 \text{ res}} = I_{2 \text{ res}} = I_g Q_{\text{Betr}} \text{ (Resonanzüberhöhung).}$$

Bei der Signalfrequenz Null ist die Aussteuerung durch folgende Beträge der Signalgrößen gegeben

$$\begin{aligned} I_1 &= I_g, & U_1 &= 0, \\ I_2 &= 0, & U_2 &= R_0 I_g. \end{aligned}$$

6.4.5.3. Messung der Übersteuerung

Eine Übersteuerung des Gytrators TCA 580 bewirkt in einem Resonanzkreis (Bild 24) zunächst keine merklichen Verzerrungen der Spannungen u_1 und u_2 . Sie bleiben lediglich konstant mit weiter steigendem Strom i_g .

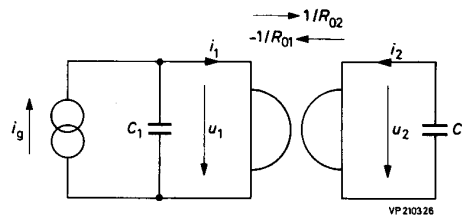


Bild 24. Unsymmetrisch beschalteter Gytrator als Parallelschwingkreis (vgl. Bild 10)

Kleine Übersteuerungen können jedoch deutlich an den Spannungen zwischen folgenden Anschlüssen erkannt werden

zwischen 3 und 13, wenn die Spannung U_N oder $n \cdot U_D$ (Zusatzdioden) zu klein ist,

zwischen 4 und 16, wenn die Spannung U_P oder $n \cdot U_D$ zu klein ist.

In Bild 25 sind einige typische Kurvenformen dargestellt.

6.4.6. Rauschen

Ein symmetrisch abgeschlossener, zum Parallelschwingkreis ergänzter Gytrator (z. B. Bild 14) hat nach [8] eine Rauschspannung (mittleres Rauschspannungsquadrat)

$$\overline{u_r^2} = \frac{2kT}{C} (1 + F) Q_{\text{Betr}} \quad (Q_{\text{Betr}} \gg 1) \quad (49)$$

mit

F Rauschzahl des Gytrators,

Q_{Betr} Betriebsgüte (Gl. (37)),

$$2kT = 0,82 \cdot 10^{-20} \text{ Ws}.$$

Dieses Rauschspannungsquadrat ist um den Faktor $2(1 + F) Q_{\text{Betr}}$ größer als bei einem Schwingkreis mit Spuleninduktivität [10]. Das zusätzliche Rauschen besteht aus zwei Anteilen: die bei $F = 0$, also bei rauschfreiem Gytrator, gegebene Erhöhung um den Faktor $2 Q_{\text{Betr}}$ ist durch das thermische Rauschen der Gytrationswiderstände bedingt. Der Anteil $2F Q_{\text{Betr}}$ wird durch Widerstände, Dioden und Transistoren in der

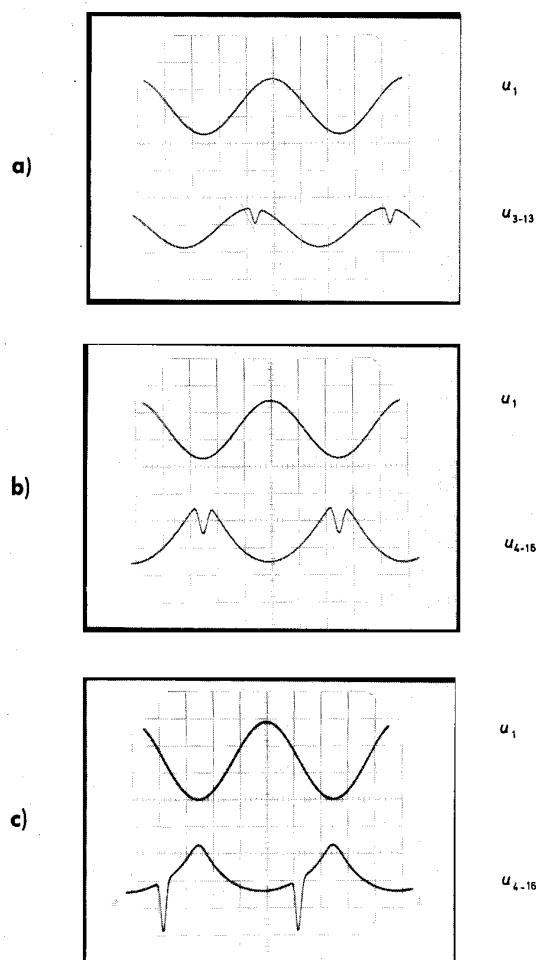


Bild 25. Spannung u_1 am Schwingkreis (Bild 24) und kritische Spannungen bei Übersteuerung
 u_1 : 2 V/Tlg.
 u_{3-13}, u_{4-16} : 20 mV/Tlg.
 Zeitachse: 0,5 ms/Tlg.
 $f = 400$ Hz
 a) U_N zu klein
 b) U_P zu klein
 c) $n \cdot U_D$ (Zusatzdioden) zu klein

Gyrator-Schaltung verursacht. Bei der Schaltung TCA 580 wurde durch relativ große Widerstände in den Stromgeneratoren die Rauschzahl

$$F = 50 + \frac{50\,000}{f} \quad (f \text{ in Hz}) \quad (50)$$

erreicht. Der zu $1/f$ proportionale Anteil ist durch Funkelrauschen (Halbleiterrauschen) bedingt. Der Signal/Rausch-Abstand beträgt zum Beispiel für einen Schwingkreis nach Bild 14 mit den Werten

$$\begin{aligned} C &= 80 \text{ nF,} \\ f_{\text{res}} &= 200 \text{ Hz,} \end{aligned}$$

$$Q_{\text{Betr}} = 40 \text{ (durch externen, im Bild 14 nicht dargestellten Dämpfungswiderstand von } 400 \text{ k}\Omega),$$

$$U_{1m} = 1,6 \text{ V,}$$

$$\frac{U_{1\text{eff}}^2}{U_r^2} \approx 10^9 \triangleq 90 \text{ dB.}$$

Oberhalb von 1 kHz spielt das Funkelrauschen keine wesentliche Rolle mehr. Das Rauschspannungsquadrat nach Gl. (49) steigt dann bei gleichbleibender Güte proportional mit der Frequenz f_{res} , weil die Kapazität C nach Gl. (31) umgekehrt proportional zu f_{res} ist, sofern man R_0 konstant hält. Bei Aussteuerung mit gleichbleibender Amplitude U_{1m} nimmt daher der Signal/Rausch-Abstand bei Verzehnfachung der Frequenz um 10 dB ab. Mit anderen Worten, um bei hohen Frequenzen einen ausreichenden Signal/Rausch-Abstand zu gewährleisten, muß die Aussteuerbarkeit des Gytrators durch externe Dioden (Bild 11) und die zugeführte Gleichstromleistung erhöht werden [8].

7. Anwendungsbeispiele

Beim Aufbau von Filtern mit Gytratoren geht man am besten so vor, daß man zunächst ein LC-Filter mit den gewünschten Eigenschaften entwirft und anschließend die Induktivitäten in diesem Filter durch Gytratoren mit Kapazitäten ersetzt. Geeignete Tabellen für den Filterentwurf finden sich z. B. in [11], [13], [14].

Der Frequenzgang konventioneller LC-Filter (in Kaskadenschaltung) mit beidseitigem reellen Abschluß ist wesentlich unempfindlicher gegenüber Bauelemente-Toleranzen und Temperaturschwankungen als bei aktiven RC-Filtern, und diese Empfindlichkeit nimmt bei LC-Filtern nicht so stark mit dem Grad des Filters und der Selektivität zu [16]. Der Gytrator bietet nun die einzigartige Möglichkeit, diese Toleranz- und TK-Vorteile von LC-Filtern im NF-Bereich nicht nur ohne Spulen, sondern auch mit besserem Erfolg zu nutzen.

Die dabei erreichten Eigenschaften lassen sich mit praktisch keinem anderen Filtertyp erzielen. Zum Beispiel dürfen die für eine vorgesehene Selektivität und maximale Durchlaßdämpfung einzuhaltenden Toleranzen bei LC-Filtern 10- bis 100mal so groß sein wie für entsprechende aktive Filter [5]. Das gilt für den Fall, daß kein nachträglicher Abgleich erfolgt. Bei Abgleichmöglichkeit können zwar höhere Toleranzen zugelassen werden, jedoch sind Gytratorfilter wesentlich einfacher abzugleichen als aktive Filter, wodurch für das Gytratorfilter ein zusätzlicher Vorteil entsteht, und zwar um so mehr, je höher der Grad des Filters ist. Schließlich wirkt sich die gegenüber Spuleninduktivitäten wesentlich höhere Güte der vom Gytrator simulierten Induktivität günstig auf die Filtereigenschaften aus.



7.1. Cauer-Parameter-Tiefpaß 0 bis 3,4 kHz

Beim Cauer-Parameter-Tiefpaß hat der Frequenzgang der Dämpfung sowohl im Durchlaß- als auch im Sperrbereich eine Welligkeit. Die Abschlußwiderstände des Filters und die Gyrationwiderstände sollten etwa gleich groß sein. Dann ergeben sich auch etwa gleiche Kapazitätswerte an beiden Toren der Gyratoren und annähernd gleiche Aussteuerungen.

In Bild 26 ist die Wechselstromschaltung eines Cauer-Parameter-Tiefpasses vom Typ C 07 10 59 dargestellt; diese Bezeichnung hat nach [12] folgende Bedeutung:

- Cauer-Parameter-Filter
- Grad (Anzahl der Zweige) $n = 7$
- maximaler Reflexionsfaktor im Durchlaßbereich $P_D = 10\%$
- Modulwinkel $\theta = 59^\circ$
- Hieraus ergeben sich bei einer Durchlaßgrenze $f_D = 3415\text{ Hz}$
- folgende Filtereigenschaften für den Idealfall [12]:

maximale Dämpfung im Durchlaßbereich

$$\alpha_D = -20 \log \sqrt{1 - \rho_D^2} \approx 4,34 \rho_D^2,$$

$$\alpha_D = 0,043 \text{ dB},$$

normierte Sperrgrenze

$$\Omega_S = \frac{1}{\sin \theta} = 1,166,$$

Sperrgrenze

$$f_S = \Omega_S f_D = 3984 \text{ Hz},$$

minimale Sperrdämpfung (gegeben durch ein von Ω_S , n und ρ_D abhängiges Diagramm in [12])

$$\alpha_S = 43,5 \text{ dB}.$$

Bild 27 zeigt den Frequenzgang eines entsprechend dimensionierten und mit drei Gyratoren TCA 580 realisierten Tiefpasses. Ein Abgleichen ist nicht erforderlich. Die Sperrdämpfung besitzt bis zu mehreren 100 kHz den theoretisch zu erwartenden Verlauf. Die Durchlaßdämpfung ist wegen der Toleranzen der Bauelemente und der Gyrtatorverluste etwas größer als 0,043 dB. Um jedoch dieselben Filtereigenschaften mit Spulen zu erzielen, wären Spulengüten von 2000 er-

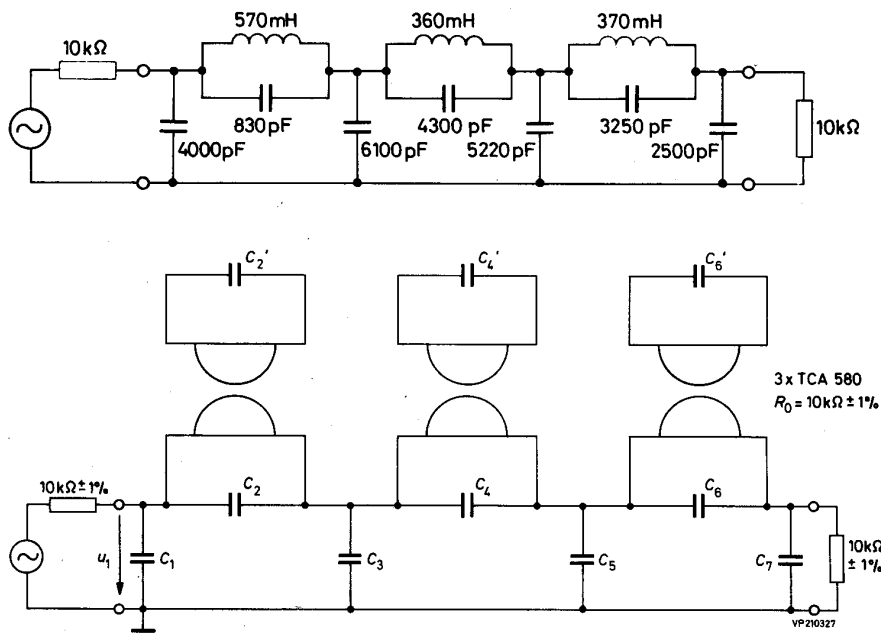


Bild 26. Cauer-Parameter-Tiefpaß C 07 10 59 für Fernsprechanwendungen 0 bis 3,4 kHz
 Metall-Schichtwiderstände MR 31 E, 1% $TK_R = 25 \cdot 10^{-6}/\text{grad}$
 Kunststoffolien-Kondensatoren KS, 1% $TK_C = -140 \cdot 10^{-6}/\text{grad}$
 $Q_C > 5000$ (1 kHz)

C	1	2	2'	3	4	4'	5	6	6'	7
pF	4000	830	5700	6100	4300	3600	5220	3250	3700	2500



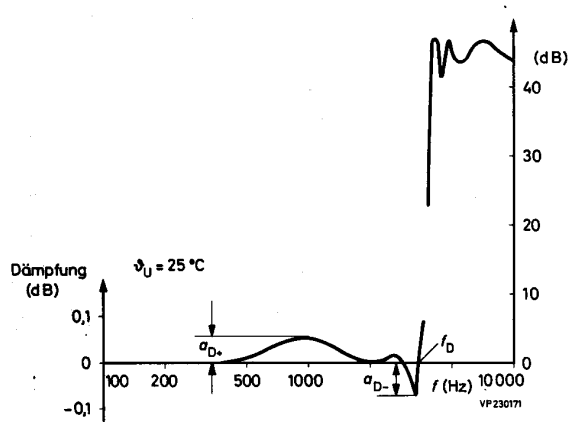


Bild 27. Frequenzgang zum Tiefpaß von Bild 26

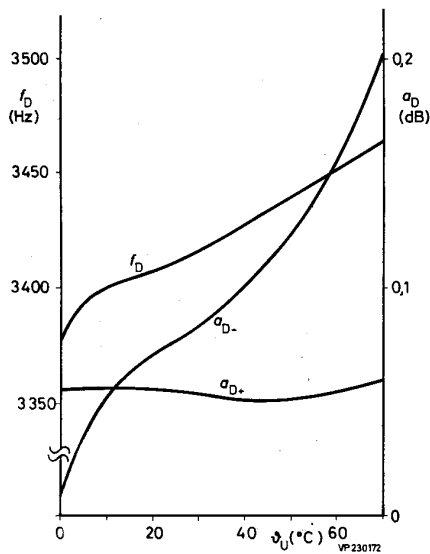


Bild 28. Abhängigkeit der Cauer-Parameter-Tiefpaß-Charakteristik (Bild 27) von der Temperatur

forderlich; solche Gütewerte lassen sich heute selbst bei sehr großen Spulen nicht realisieren.

Die Temperaturabhängigkeit des Frequenzgangs ist in Bild 28 dargestellt.

Weitere Daten:

Verlustleistung (für alle 3 Gyrtatoren) 30 mW ,
 Signal/Rausch-Abstand,
 psophometrisch bewertet [15],
 bei $U_{1\text{ rms}} = 300\text{ mV}$ 90 dB .

7.2. Stromversorgung bei Filtern mit schwebenden Gyrtator-Eingängen

Bei Filtern mit erdfreien Induktivitäten und dementsprechend schwebenden Gyrtator-Eingängen 11 und 6 ist folgendes zu beachten (Bild 29):

1. Das Ruhepotential am Filtereingang oder am Filterausgang oder an beiden muß festgelegt werden. Hierfür sind die in Abschnitt 6.4.2.1 behandelten Spannungen U_P und U_N maßgebend. Der Spannungsteiler dafür (in Bild 29 nicht eingezeichnet) kann wegen des niedrigen Eingangsfehlstroms der Schaltung TCA 580 relativ hochohmig sein.
2. Auf etwa dasselbe Potential sollen die Anschlüsse 2 aller Gyrtatoren im Filter gelegt werden.
3. Filtereingang und -ausgang müssen für das Signal mit dem Filter-Anpassungswiderstand R_T nach Masse hin abgeschlossen werden.

Die Versorgung mit den Spannungen U_P und U_N wird in der Praxis entweder aus einer einzigen, einseitig geerdeten Spannung vorgenommen oder aus einer Quelle mit geerdetem Abgriff zwischen den Spannungen U_P und U_N .

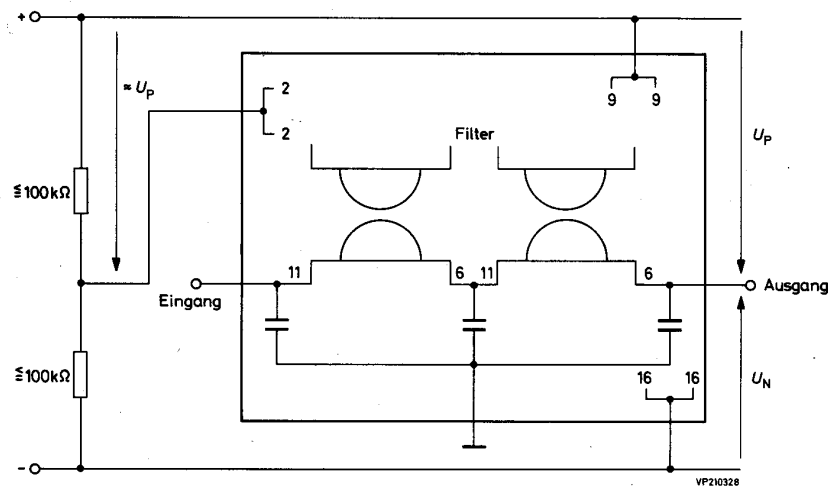


Bild 29. Prinzip der Stromversorgung von Gyrtatorfiltern mit schwebenden Induktivitäten



In Bild 30 sind einige Beispiele für den Fall dargestellt, daß Minuspol und Masse miteinander verbunden sind. Bei den Schaltungen 30a und b sind Quelle und Last gleichstromfrei. Die Festlegung des Ruhepotentials braucht nur auf einer Seite des Filters, wie in Bild 30a zum Beispiel durch den Spannungsteiler R_3, R_4 , zu erfolgen. Dabei kann die Wechselstrom-Anpassung an das Filter

bei $R_L \gg R_T$ durch $R_3 \parallel R_4 = R_T$

oder

bei $R_3 \parallel R_4 \gg R_T$ durch $R_L = \hat{R}_T$

oder auch durch irgendeinen Wert dazwischen vorge-nommen werden.

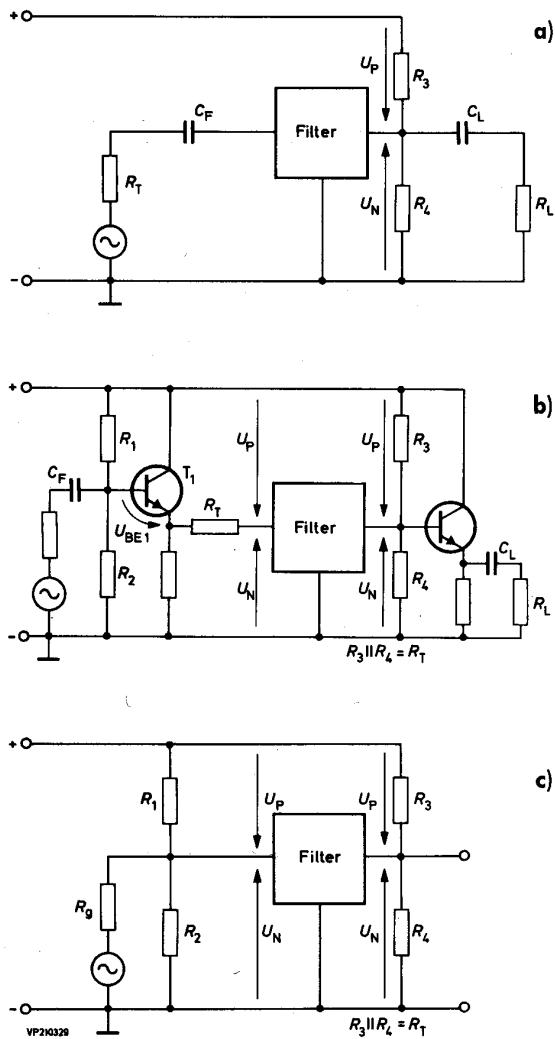


Bild 30. Beispiele für die Gleich- und Wechselstrombeschaltung von Filtereingang und -ausgang, wenn nur eine Versorgungsspannung vorhanden ist und Minus an Masse liegt; die Gyratoranschlüsse 2, 9 und 16 werden wie in Bild 29 versorgt.

Unter Verwendung von Emitterfolgern (Bild 30b) kann man – bei gleichen Werten von C_F und C_L – den Übertragungsbereich zu tiefen Frequenzen hin erweitern. In diesem Fall muß der Arbeitspunkt des Emitterfolgers T_1 mit Hilfe von R_1, R_2 so eingestellt werden, daß am Filtereingang (unter Berücksichtigung von U_{BE1}) dasselbe Ruhepotential wie am Filterausgang herrscht.

Die Schaltung 30c hat die untere Grenzfrequenz Null. Die Quelle muß jedoch einen Gleichstromweg haben, der Ausgang ist nicht gleichstromfrei. Damit der Widerstand R_G das Ruhepotential am Filtereingang nicht zu stark beeinflußt, sollte

$$R_G \gg R_1 \parallel R_2$$

sein. In diesem Fall ist dann die Anpassung am Eingang im wesentlichen durch den Innenwiderstand des Spannungsteilers R_1, R_2 gegeben.

Die Wechselstrombeschaltung des Filters wird besonders einfach, und die untere Grenzfrequenz der Übertragung wird Null, wenn der gemeinsame Bezugspunkt der Spannungen U_P und U_N nach Bild 31 geerdet werden kann (Speisespannungsquelle mit Abgriff).

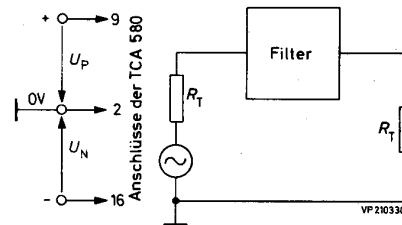


Bild 31. Beschaltung eines Gyratorfilters bei einer Spannungsversorgung mit geerdetem Abgriff für U_P und U_N

7.3. Ein variables Filter mit konstanter Bandbreite

Die Schaltung in Bild 32 stellt einen Parallel-Schwingkreis mit variabler Resonanzfrequenz dar. Die am Gyratoreingang $p_1 - p_1'$ simulierte Induktivität

$$L_1 = R_{01} R_{02} C$$

wird durch Umschalten des Gyrationwiderstandes R_{02} geändert. Die Resonanzfrequenz ist durch Gl. (31) und die Betriebsgüte durch Gl. (39) gegeben.

Mit den im Bild angegebenen Zahlenwerten liegt die Güte zwischen den Werten

$$Q_{\text{Betr}} = 29 \quad \text{bei } 24 \text{ Hz}$$

und

$$Q_{\text{Betr}} = 64 \quad \text{bei } 53 \text{ Hz}$$

Für die Betriebsbandbreite gilt mit den Gln. (31), (36) und (39)

$$b_{\text{dB Betr}} = \frac{1}{2 \pi R_B C}$$



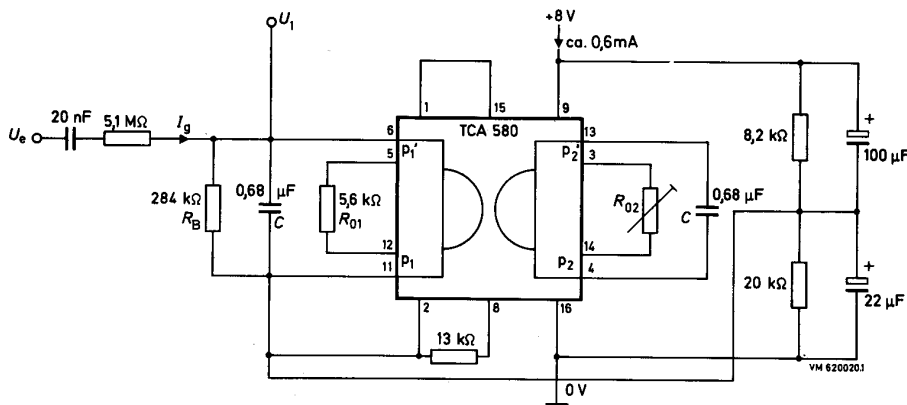


Bild 32. Filter für 24 bis 53 Hz mit konstanter Bandbreite
 f_{res} 24 28 33 38 45 53 Hz
 R_{02} 16,9 12,4 8,9 6,7 4,8 3,5 kΩ
 C Metallisierte Kunststoffolien-Kondensatoren MKC 344
 R_{01}, R_{02} Metallschichtwiderstände MR 25

d. h. die Bandbreite beträgt unabhängig von der Umschaltung und

$$b_{3\text{ dB Betr}} = 0,83 \text{ Hz.}$$

Diese Werte werden durch die an einem solchen Filter gemessenen Resonanzkurven (Bild 33) bestätigt.

Die Selektion des Filters, d. h. das Verhältnis der bei konstantem Strom I_g gemessenen Spannung U_1 bei der Frequenz f_{res} zur Spannung bei einer benachbarten Frequenz f , beträgt

$$s = \frac{U_1(f_{res})}{U_1(f)} = \sqrt{1 + [Q_{Betr} \left(\frac{f_{res}}{f} - \frac{f}{f_{res}} \right)]^2}$$

Hieraus ergibt sich bei

$$\Delta f = |f - f_{res}| \ll f_{res}$$

$$2 \Delta f \gg b_{3\text{ dB Betr}}$$

$$s \approx \frac{2 \Delta f}{b_{3\text{ dB Betr}}}$$

Für $\Delta f = 4 \text{ Hz}$ errechnet man somit eine Selektion

$$s \approx 9,64,$$

das sind etwa 20 dB.

Der Temperaturgang der Resonanzfrequenz im Umgebungs-Temperatur-Bereich

$$\vartheta_U = -20 \text{ }^\circ\text{C bis } +60 \text{ }^\circ\text{C}$$

wurde an einer Schaltung nach Bild 32 gemessen und betrug bei

$$f_{res} = 53 \text{ Hz,}$$

$$\Delta f_{res} = 0,6 \text{ Hz (ca. } 1,4 \cdot 10^{-4} / \text{grad).}$$

Diese Temperatur-Abhängigkeit wird praktisch allein durch die relativ großen Temperatur-Koeffizienten der Kondensatoren C verursacht.

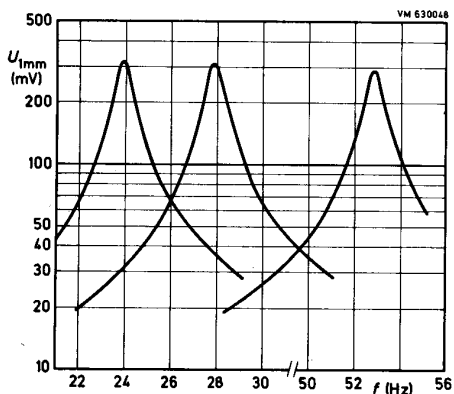


Bild 33. Resonanzkurven, gemessen an einer Filterschaltung nach Bild 32 bei $U_{e,mm} = 6 \text{ V}$

7.4. NF-Oszillator

7.4.1. Prinzip, Schwingbedingung

Um mit der Schaltung TCA 580 einen Oszillator zu realisieren, müssen die Verluste kompensiert werden, d. h. es muß durch eine Zusatzschaltung dafür gesorgt werden, daß die resultierende Güte des Gyrator-Schwingkreises unendlich groß bzw. negativ werden kann. Zur Ableitung der Schwingbedingung seien sämtliche Verluste des Schwingkreises durch einen Er-



satzwiderstand R_G repräsentiert, der nach Bild 34 parallel zum Tor p_1-p_1' liegen soll. Zur Kompensation der Verluste sei über einen Rückkopplungsweg ein Signalstrom $2i_q$ am Anschluß q_1' zugeführt. Er verteilt sich je zur Hälfte auf die Transistoren T_1 und T_1' . Der von Punkt p_2 nach Minus fließende Strom i_q bewirkt über den mittleren unteren Stromzweig (zwischen den Anschlüssen 2 und 16, siehe Bild 9) und die direkte Basiskopplung der unteren Stromgenerator-Transistoren eine Überlagerung der 4 Quellen-Gleichströme I_{C1}, I_{E2} mit dem relativ kleinen Signalstrom i_q . Hierdurch fließt auch in den Transistoren T_2 und T_2' je ein Zusatzstrom i_q ; daher wird dem niederohmigen Spannungsteiler R_3, R_4 ebenfalls ein Strom $2i_q$ entnommen.

Damit die Schaltung schwingt, muß die Schleifen-Verstärkung 1 sein. Das bedeutet, wenn man die Schleife z. B. an den Basisanschlüssen von T_1, T_1' auftrennt, dann muß

$$u_{1p} = u_{1q} \quad (51)$$

sein. (Die Basis-Emitter-Spannungen von T_1 und T_1' können nach Abschnitt 6.2 gleich Null gesetzt werden.)

Diese Beziehung läßt sich nach Bild 34 ausdrücken

durch

$$\frac{-R_G}{1 + j\omega R_G C} \left(\frac{u_2}{R_0} - i_q \right) = R_0 (u_2 j\omega C - i_q).$$

Man erhält daraus

$$\frac{i_q}{u_2} = \frac{R_G (1 - \omega^2 R_0^2 C^2) + R_0 j\omega R_0 C}{R_0 (R_0 + R_G + R_G j\omega R_0 C)}. \quad (52)$$

Der Strom i_q soll mit Hilfe der Transistoren T_3 und T_4 aus der Spannung u_2 erzeugt werden; deshalb muß der Ausdruck (52) reell sein; daraus folgt für die Schwingfrequenz

$$\omega_{res}^2 = \frac{1}{(R_0 C)^2} \left[1 - \frac{R_0}{R_G} - \left(\frac{R_0}{R_G} \right)^2 \right] \quad (53)$$

oder mit der Güte $Q_{res} = R_G/R_0$ (Abschn. 6.4.4.3)

$$\omega_{res}^2 = \frac{1}{(R_0 C)^2} \left(1 - \frac{1}{Q_{res}} - \frac{1}{Q_{res}^2} \right). \quad (54)$$

Setzt man diesen Ausdruck in Gl. (52) für ω ein, so erhält man den Zusatzstrom, der zur Deckung der Verluste bei der Schwingfrequenz ω_{res} erforderlich ist

$$i_{q\ res} = \frac{u_2}{R_0 \cdot Q_{res}} \quad (55)$$

Dieser Strom ist also um den Faktor $1/Q_{res}$ kleiner als der durch die Gyrationwiderstände fließende Strom.

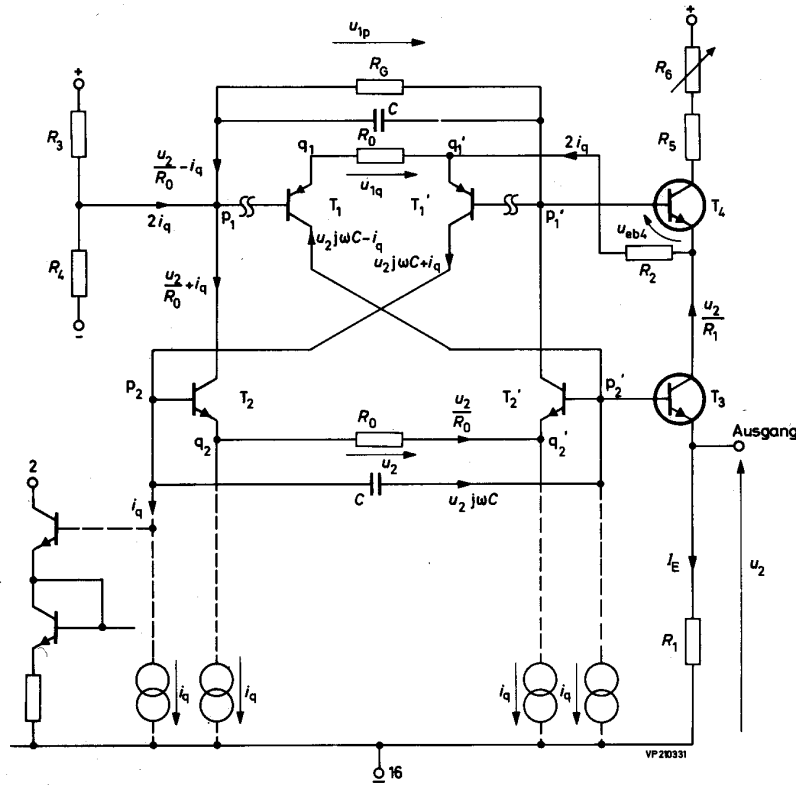


Bild 34. Zum Prinzip eines Oszillators mit dem Gyrtator TCA 580



7.4.2. Externe Beschaltung, Amplitudenbegrenzung

Der Zusatzstrom nach Gl. (55) wird über die Rückkopplungsschaltung T_3 , T_4 , R_1 , R_2 , aus der Spannung u_2 gewonnen. Da am Anschluß p_2 eine gegenüber u_2 vernachlässigbare Signalspannung steht, liegt die Spannung ($-u_2$) praktisch auch an R_1 , so daß T_3 und T_4 einen Signalstrom u_2/R_1 führen. Am inneren Emitterwiderstand von T_4

$$r_e = \frac{U_T}{I_E}$$

($U_T = 26 \text{ mV}$ bei $25 \text{ }^\circ\text{C}$) entsteht daher die Signalspannung

$$u_{eb4} = \frac{r_e}{R_1} u_2,$$

die schließlich über den Widerstand R_2 den Strom

$$2 i_a = \frac{r_e}{R_1 R_2} u_2 \quad (56)$$

erzeugt. Damit Selbsterregung eintritt, muß

$$i_a \geq i_{a \text{ res}}$$

nach Gl. (55) sein, woraus sich die Schwingbedingung

$$\frac{2 R_1 R_2}{r_e R_0} \leq Q_{\text{res}} \quad (57)$$

ergibt. Der Widerstand r_e hängt vom Transistor-Ruhestrom I_E ab. Er wird durch R_1 und die Ruhespannung zwischen den Anschlüssen p_2' und 16 bestimmt, welche wiederum durch den Speisestrom (Anschluß 9) der Schaltung TCA 580 gegeben ist. Mit ihm ändert sich also r_e und daher auch geringfügig die Ausgangsamplitude.

In Bild 35 ist ein Dimensionierungsbeispiel angegeben. Bei $I_E = 1,6 \text{ mA}$ erhält man für T_4 einen inneren Emitterwiderstand $r_e = 16 \Omega$, und es wird

$$\frac{2 R_1 R_2}{r_e R_0} = \frac{2 \cdot 2,2 \cdot 3,3 \cdot 10^3}{16 \cdot 10} = 91.$$

Der Oszillator schwingt, sofern die Betriebsgüte (interne und externe Verluste) größer als 91 ist.

Der Arbeitspunkt für die Aussteuerung am Tor p_1 - p_1' wird durch den Spannungsteiler R_3 , R_4 festgelegt. Anschluß 2 wird nicht mit p_1 verbunden, um die Intermo-

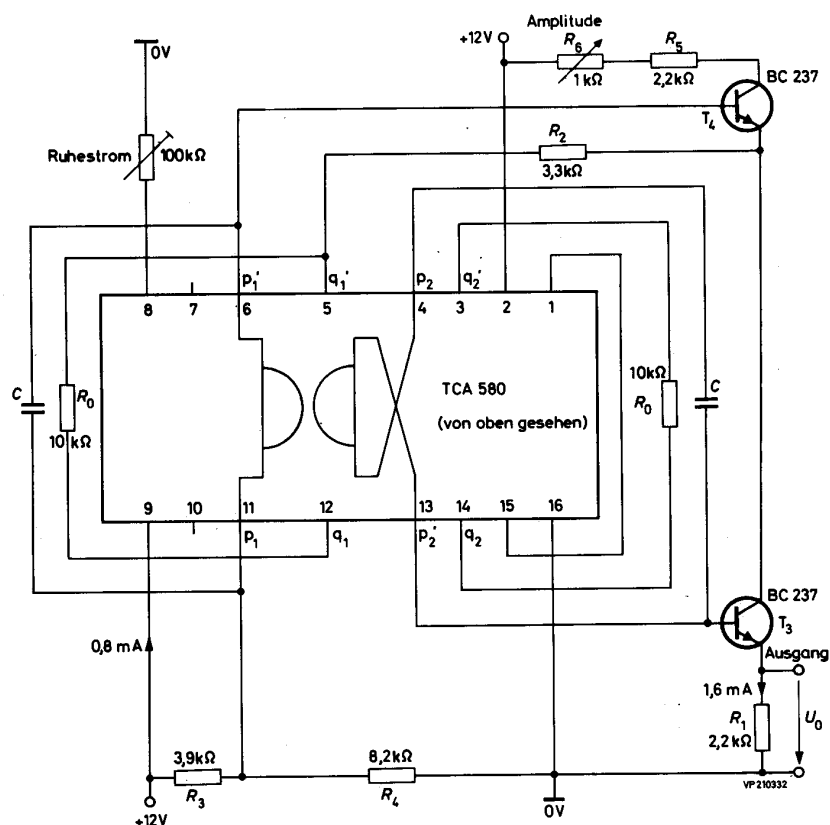


Bild 35. Beispiel für einen Oszillator mit dem Gyrator TCA 580. $f_{\text{res}} \approx 1/(2\pi R_0 C)$



dulationsverzerrungen klein zu halten. Die Einstellung des Ruhestroms wird daher hier nach dem Prinzip von Bild 13 vorgenommen.

Transistor T_3 wirkt als Emitterfolger, so daß der Ausgangswiderstand niedrig ist. Außer der Signalspannung steht am Ausgang noch eine Gleichspannung von etwa 3,6 V. Die Spannungsrückwirkung des Transistors T_4 bewirkt eine Dämpfung des Oszillators. Da sie von der Kollektor-Emitter-Spannung abhängt, kann mit dem Widerstand R_6 die Amplitude des Oszillators eingestellt werden. Der Signalstrom von T_4 ist in Phase mit u_2 und somit um 90° phasenverschoben gegenüber der Spannung u_{1p} . Der Basisstrom von T_4 wirkt daher wie eine parasitäre Kapazität parallel zum Kondensator

C zwischen p_1 und p_1' . Dadurch wird eine kleine Frequenzabweichung verursacht. Da auch die Stromverstärkung von T_4 von der Kollektor-Emitter-Spannung abhängt, ändert sich die Frequenz geringfügig mit der Amplitude.

7.5.3. Messungen

Bild 36 zeigt die soeben erwähnte Abhängigkeit der Frequenz von der Amplitude sowie die Klirrdämpfung. Dabei wurde nur die 2. Harmonische erfaßt, da sie die Verzerrungen im wesentlichen allein verursacht. In Bild 37 ist die Klirrdämpfung als Funktion der Frequenz dargestellt.

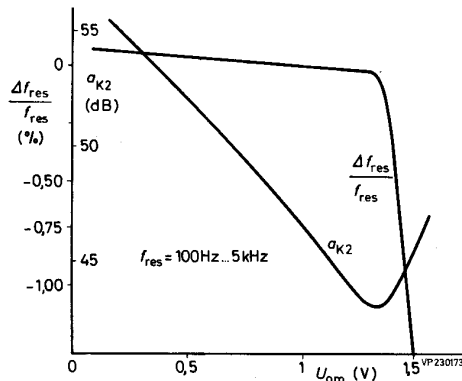


Bild 36. Relative Änderung der Frequenz mit der Amplitude (bezogen auf die Frequenz bei $U_{om} = 1$ V) und Klirrdämpfung (2. Harmonische) des Oszillators (Bild 35)

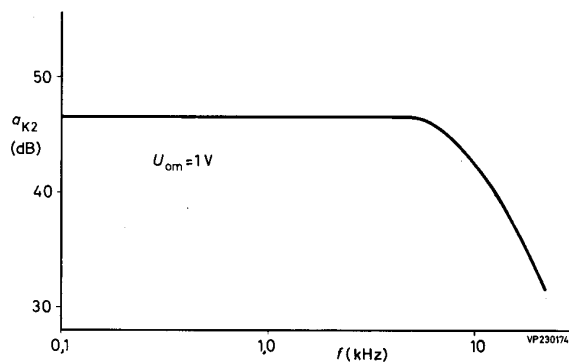


Bild 37. Klirrdämpfung (2. Harmonische) als Funktion der Frequenz beim Oszillator (Bild 35)

Literaturverzeichnis

- [1] Tellegen, B. D. H.: The Gyrator, a new Electronic Network Element, Philips Res. Rep. 3 (1948), pp. 81-101
- [2] Holmes, W. H. u. a.: Sharp-Cutoff Low-Pass Filters Using Floating Gytrators, IEEE Journal of Solid-State-Circuits, Vol. SC-4 (1969), pp. 38-50
- [3] Schreiber, F.: Gyrator-Ersatzschaltungen für Zweitore, AEU, Band 24 (1970), S. 501-504
- [4] DIN 40148, Bl. 2: Übertragungssysteme und Vierpole
- [5] Holmes, W. H.: Gytratoren und Filter mit Gytratoren Entwicklungsberichte, Siemens u. Halske 31 (1968), Sonderheft
- [6] Pian de, L.: Active Filters: part 2, Using the Gyrator, Electronics, June 1968, pp. 114-120
- [7] Voorman, Hans O.; Biesheuvel, A.: An Electronic Gytrator, IEEE Journal of Solid-State-Circuits, Vol. SC-7 (1972), pp. 469-474
- [8] Blom, D.; Voorman, J. O.: Noise and Dissipation of Electronic Gytrators, Philips Res. Rep. 26 (1971), pp. 103-113

- [9] Voorman, J. O.; Blom, D.: Noise in Gytrator Capacitor Filters, Philips Res. Rep. 26 (1971), pp. 114-133
- [10] Meinke, H.; Gundlach, F. W.: Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, Abschn. T 4. Springer 1968
- [11] Saal, R.: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe, Telefunken, Backnang 1961
- [12] Saal, R.: Der Entwurf von Filtern mit Hilfe des Kataloges normierter Tiefpässe, Frequenz Bd. 15 (1961), S. 111-121
- [13] Geffe, P. R.: Simplified Modern Filter Design, student ed., London: Iliffe 1964
- [14] Zverev, A. J.: Handbook of Filter Synthesis, John Wiley and Sons 1967, New York, London
- [15] „Recommandations de principe et mesures relatives à la qualité de transmission, appareils téléphoniques“, Com. Consult. Int. Teleph., vol. 4, p. 122, Unon Int. Telecommun., Geneva, 1956
- [16] Orachard, H. J.: Inductorless Filters, Electron. Lett., Vol. 2 (1966), pp. 224-225

**TECHNISCHE INFORMATIONEN
FÜR DIE INDUSTRIE**

**Inhalt
der zuletzt erschienenen
Hefte**

(Ältere Hefte siehe gesondertes Verzeichnis)

Rundfunk- und Fernsehempfang	NF- und Studioteknik	Funktechnik	Messtechnik	Datenverarbeitung	Steuer- und Regeltechnik	HF-Wärme und Ultraschall	Stromversorgung und Starkstromanwendung	Bauelemente und Grundsaltungen	Sonstiges	Hefi-Nr.	
X								X		165	BB 113 – Eine Dreifach-Abstimm-diode für den AM-Bereich
X								X		166	Transistorbestückter Schwarzweiß-Fernsehempfänger mit Niederspannungs-Endstufen
				X	X					167	Erweiterung der Speicherkapazität durch Zusammenschalten mehrerer Magnetkernspeicher FI 2
		X						X		168	Keramik-Miniatur-Scheibenkondensatoren Ergebnisse von Zuverlässigkeits- und Konformitätsprüfungen
X					X			X		169	Piezoxide-Luftultraschallwandler für Fernsteuerungen, Alarmanlagen und sonstige Anwendungen
		X						X		170	Kohle-Schichtwiderstände Ergebnisse von Zuverlässigkeits- und Konformitätsprüfungen
		X						X		171	Metall-Schichtwiderstände Ergebnisse von Zuverlässigkeits- und Konformitätsprüfungen
							X			172	Suppressor-Dioden zur Überspannungsspitzen-Begrenzung
							X			173	Absicherung von Halbleiterdioden, Thyristoren und Triacs
							X	X		174	Spannungsstabilisierung mit der integrierten Schaltung TBA 281
X								X		175	Funkenlöschung und Überspannungsschutz mit VDR-Widerständen
							X	X		176	Wechsel- und Drehstromsteller mit Industrie-Triacs

I N H A L T

Mit dem integrierten Gyrator TCA 580, einem Kondensator und zwei Widerständen kann man sehr große erdfreie (schwebende) Induktivitäten bei niedriger Verlustleistung simulieren. Im vorliegenden Heft werden nach einer kurzen Behandlung der theoretischen Grundlagen des Gyrotors die Wirkungsweise, der Aufbau und die Eigenschaften der Schaltung TCA 580 besprochen. Besonders hervorzuheben sind die geringe Toleranz, die hohe Güte,

der niedrige TK und der große Aussteuerbereich (einstellbar) der simulierten Induktivität. Damit lassen sich hochwertige spulenlose NF-Filter scharfer Selektivität bei normalen Bauelemente-Toleranzen ohne Abgleich realisieren. Hierfür wird ein Beispiel angegeben, ferner werden ein variables Filter konstanter Bandbreite und ein NF-Oszillator beschrieben.

V A L V O G M B H H A M B U R G 1