Untersuchungen an RC-aktiven Elementarhochpässen mit imaginären Übertragungsnullstellen und vergleichsweise geringen Polgüten. Teil 2

V. Kliem, KDT, Greifswald

Mitteilung aus dem VEB Nachrichtenelektronik Greifswald

Deskriptoren: Frequenzfilter aktiv, Hochpaß, Übertragungsfunktion, Filterkurve, Dämpfung, Empfindlichkeit, Rauschen, Operationsverstärker, Mikroelektronik, Hybridschaltung

4.2. Übersetzerschaltungen

In die Untersuchungen wurden auch *RC*-aktive Filter mit Übersetzer-Vierpolen einbezogen, die aus der Kombination von gesteuerten Quellen hervorgehen. Ihr Eingangsklemmenverhalten entspricht bei entsprechender Beschaltung bekanntlich dem Zweipolverhalten einer geerdeten oder erdfreien Induktivität. Von den realisierbaren Grundtypen sind nur Positivübersetzerschaltungen von technischer Bedeutung, vorrangig geeignet für den Filterentwurf bei hohen Polgüten.

4.2.1. Positivimmittanzinverter (Gyrator)

Für eine rechnergestützte Empfindlichkeitsanalyse (siehe Abschn. 5.2.) macht sich eine Darstellung der Wirkungsweise des PII notwendig. Die Entwurfsverfahren sind aus der Literatur hinreichend bekannt. Durch Antiparallelschaltung der Vierpol-Admittanzmatrizen von Stromquelle 1 und 2 gemäß Bild 7 ergibt sich die Matrix des idealen Gyrators mit

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \tilde{Y} \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix}$$

zu

$$\tilde{Y} = \tilde{Y}_{Q_1} + \tilde{Y}_{Q_2} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -g_1 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & g_2 \\ -g_1 & 0 \end{pmatrix}, \tag{21}$$

wobei

$$Y_{21} = \frac{-i_2}{U_1}\bigg|_{U_2=0} = g_1 \quad \text{und} \quad Y_{12} = \frac{i_1}{U_2}\bigg|_{U_1=0} = g_2$$

die Vorwärts- bzw. Rückwärtsübertragungsleitwerte (Gyrationsleitwerte) des idealen Gyrators darstellen. Dessen Eingangsleitwert wird nach Bild 7 mit

$$Y_1 = \frac{i_1}{U_1} = \frac{g_2 U_2}{-\frac{i_2}{g_1}} = -g_1 g_2 \frac{U_2}{i_2} = -\frac{g_1 g_2}{Y_2} \tag{22}$$

bei kapazitivem Abschluß ($Y_2 = pC$) induktiv. Daraus folgt

$$\underline{Z}_e^{\mathrm{L}} = \frac{1}{Y_1} = \frac{pC}{g_1 g_2} = p\,C\,R_{01}\,R_{02} = p\,L. \tag{23}$$

Der Weg der direkten Nachbildung der *y*-Matrix gemäß Gl. (21) wird z.B. beim halbschwebenden Gyrator TCA 580 (Telefunken) [11] und beim SN 15010 (WQD 001) von Tesla [12] beschritten. Abweichend von Gl. (21), bei der die Hauptdiagonale nicht besetzt ist, treten hier für Y_{11} und Y_{22} parasitäre Leitwerte auf (endlich, frequenzabhängig). Bild 7*b*) zeigt die Prinzipschaltung des Industrie-Gyrators, wobei die spannungsgesteuerten Stromquellen durch zwei antiparallelgeschaltete Differenzverstärker nachgebildet werden. Bild 8 zeigt den *RC*-aktiven Hochpaß mit TCA 580, ausgehend von der Reaktanzschaltung im Bild 3 nach kapazitiver Stern-Dreieck-Transformation (Variante 6).

Neben der direkten Matrixnachbildung bietet sich eine Zweiverstärker-Anordnung nach *Riordan* gleichfalls für eine *L*-Simulation an [13]. Der induktive Eingangswiderstand dieses Riordan-Gyrators (Bild 8, Variante 7) ergibt sich mit der angegebenen Beschaltung aus

$$\underline{Z}_1^{\mathrm{L}}\,R_2\,\underline{Z}_5^{\mathrm{L}} = R_2\,R_4\,R_6 \quad \text{zu} \quad \underline{Z}_e^{\mathrm{L}} = \underline{Z}_1^{\mathrm{L}} = \frac{R_2\,R_4\,R_6\,p\,C}{R_3} = p\,L \tag{24}$$

bei $\underline{Z}_5^{\mathrm{L}} = \dfrac{1}{p\,C}$.

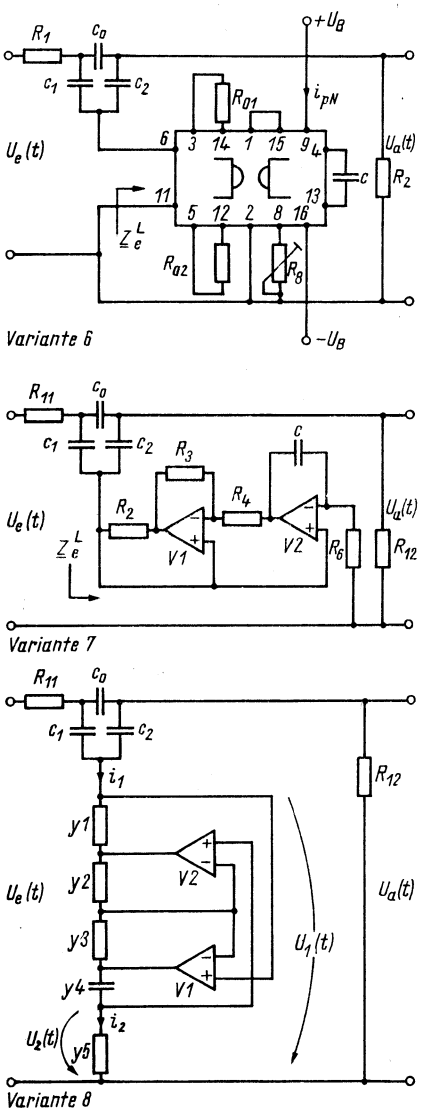

Bild 8. Positiv-Übersetzerschaltungen

Variante 6
$R_1 = R_2 = R_{01} = R_{02} = 10\,\mathrm{k\Omega}$
$c_0 = 7{,}354$ nF
$c_1 = c_2 = 42{,}246$ nF
$c = 54{,}17$ nF
$\underline{z}_e^{\mathrm{L}} = pL = p \cdot 5{,}417$ H

Variante 7
$R_{11} = R_{12} = 10\,\mathrm{k\Omega}$
$R_2 \cdots R_6 = 10\,\mathrm{k\Omega}$
$c_0 = 7{,}354$ nF
$c_1 = c_2 = 42{,}246$ nF
$c = 54{,}17$ nF

Variante 8
$R_{11} = R_{12} = 10\,\mathrm{k\Omega}$
$R_1 \cdots R_5 = \frac{1}{y_1} \cdots \frac{1}{y_5} = 10\,\mathrm{k\Omega}$
$c_0 = 7{,}354$ nF
$c_1 = c_2 = 42{,}246$ nF
$c = \frac{y_4}{p} = 52{,}88$ nF

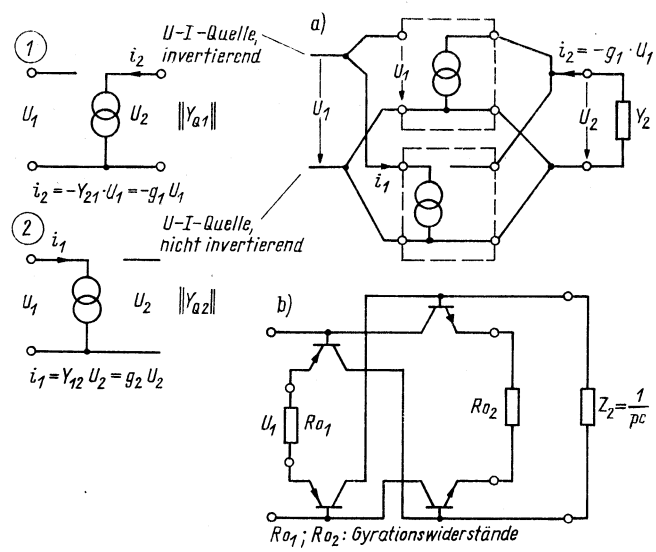

Bild 7. *a*) Idealer Gyrator *b*) direkte Matrixnachbildung durch Industrie-Gyrator

4.2.2. Positivimmittanzkonverter

Positivübersetzer sind gegenüber Biquads mit doppeltem aktivem Aufwand (1 Verstärker/Grad) realisierbar, wobei dieser durch den Einsatz rausch- und leistungsarmer monolithischer Mehrfachoperationsverstärker (z.B. BiFET-OV) kaum noch erkannt wird. Ein großer Teil bekannter Industrieschaltungen, auch in TF-Systemen [14] [15] basiert auf der PIK-Realisierung von *Antoniou* z.B. [16]. Untersuchungen zur Eliminierung der parasitären Effekte und Möglichkeiten ihrer Kompensation sind z.B. [17] zu entnehmen.

Der im Bild 8 angegebene PIK (Variante 8) repräsentiert mit der Zweipolbeschaltung und mit der Voraussetzung $R_2 = R_3$ einen Positivübersetzer mit kleinen parasitären Elementen und stabilen Güteparametern. Aus der Schaltung folgt für ideale Verstärker:

$$U_1(t) = U_2(t); \qquad i_1 = \frac{Y_1 Y_3}{Y_2 Y_4} i_2 . \tag{25}$$

Wird der letzte Ausdruck durch U_1 dividiert, ergibt sich

$$\frac{i_1}{U_1} = \frac{i_2}{U_1} \frac{Y_1 Y_3}{Y_2 Y_4} \tag{26}$$

und mit $U_1 = U_2$

$$\frac{i_1}{U_1} = \frac{i_2}{U_2} \frac{Y_1 Y_3}{Y_2 Y_4} = \frac{i_2}{U_2} K_2 = Y_5 K_2 . \tag{27}$$

Mit $Y_4 = pC$ wird damit

$$\underline{Z}_e = \frac{U_1}{i_1} = p \frac{R_1 R_3 R_5 C}{R_2} = p L$$

induktiv.

Für die Übersetzer-Varianten 6 und 7 sowie für den PIK, Variante 8, wurden Gütewerte der simulierten Spulen von 600 bzw. 800 bei der Nullstellenfrequenz $f_{01} = 123$ Hz gemessen (Gyrationswiderstände: 10 kΩ).

5. Vergleichende Untersuchungen

Die Untersuchungen an den Elementarhochpässen wurden unter dem Aspekt einer zukünftigen Industrieanwendung vorgenommen und beschränken sich auf Rausch-, Empfindlichkeits-, Stabilitäts- und dynamisches Filterverhalten. Die Darstellung kann nur stichpunktweise erfolgen.

5.1. Filter-Rauschverhalten

5.1.1. Rauschbestimmende Parameter bei Biquads und aktiven Übersetzern

Über die Ergebnisse experimenteller Rauschuntersuchungen an aktiven Tiefpässen wird z.B. in [18] [19] berichtet, während *Timpl* in [17] auf die Rauscheigenschaften von Antoniou- und Riordan-PIK eingeht. Demnach steigt das Eigenrauschen der Übersetzer-Strukturen bei Leitwerten des Gegenkopplungsnetzwerks von weniger als 0,2 mS merklich an, bezogen auf das Rauschniveau eines diskreten Operationsverstärkers. *Blom* und

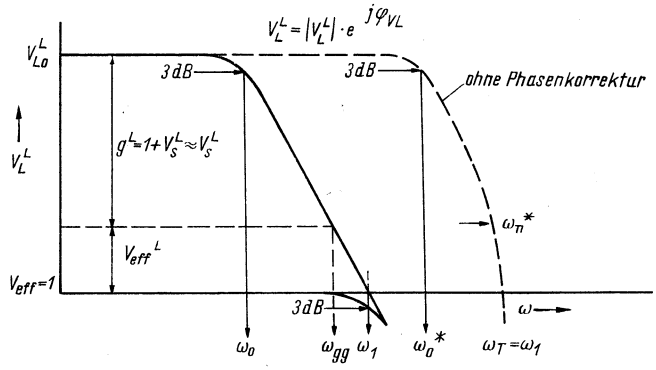

Bild 9. Frequenzgang der komplexen Leerlaufverstärkung; ω_0 Verstärkergrenzfrequenz/offene 3-dB-Bandbreite (cut-off-frequency); ω_1 Einsverstärkungsfrequenz/maximale Kleinsignalbandbreite (unity-gain-frequency); ω_{geg}: für V_{eff} gegengekoppelte Bandbreite; ω_n^* interne Verstärker-Polfrequenzen $\omega_0 < \omega_n < \omega_T$; ω_p: Leistungsgrenzfrequenz für unverzerrte maximale Ausgangsspannung $\hat{U}_{a\,max}$ (frequency for full output)

Voormann beschreiben in [20] das Eigenrauschen eines zum Parallelschwingkreis ergänzten Gyrators zu

$$U_r^2 = \frac{2kT}{C}(1 + F) Q_B \tag{28}$$

Q_B Betriebsgüte, wobei die Abschlußkapazität C ebenfalls eine Leitwertfunktion ist: $C = f$ (Gyrationsleitwerte) $= f$ (Hochohmigkeit der Stromgeneratoren).

Rauschbestimmende Parameter in Biquadschaltungen sind in erster Linie Polfrequenz und Polgüte (approximativ festgelegt), Struktur des Gegenkopplungsnetzwerks und Anfachungsgrad (durch Schaltungsauswahl nach z.B. ökonomischen Parametern festgelegt) sowie Impedanzniveau und Verstärkergrundrauschen.

Für Biquads und Übersetzernetzwerke läßt sich somit verallgemeinern: Wird das RC-aktive Filternetzwerk vorgegeben und liegt eine sorgfältig vorgenommene Approximation (gegebenenfalls gütearm) vor, so sind zur Rauschoptimierung möglich:

1. eine Variation des Netzwerk-Impedanzniveaus zwecks Rauschanpassung an den Verstärker
2. der Einsatz von Filterverstärkern mit geringem Eigenrauschen.

Dabei ist bei Forderungen nach hoher Leerlaufverstärkung, großer Temperaturstabilität der Gesamtschaltung und guter Integrierbarkeit dem Einsatz geeigneter Operationsverstärker hohe Aufmerksamkeit zu widmen.

5.1.2. Dynamisches Verhalten und Rauschkennwerte geeigneter Filterverstärker

Prinzipiell bieten sich folgende lineare Schaltkreise an, die im Rahmen der sozialistischen Integration im SW zu beziehen sind (Typenlisten):

A 109, B 109, MAA 725, MAA 741 bzw. IL 741, K 140 UD8A

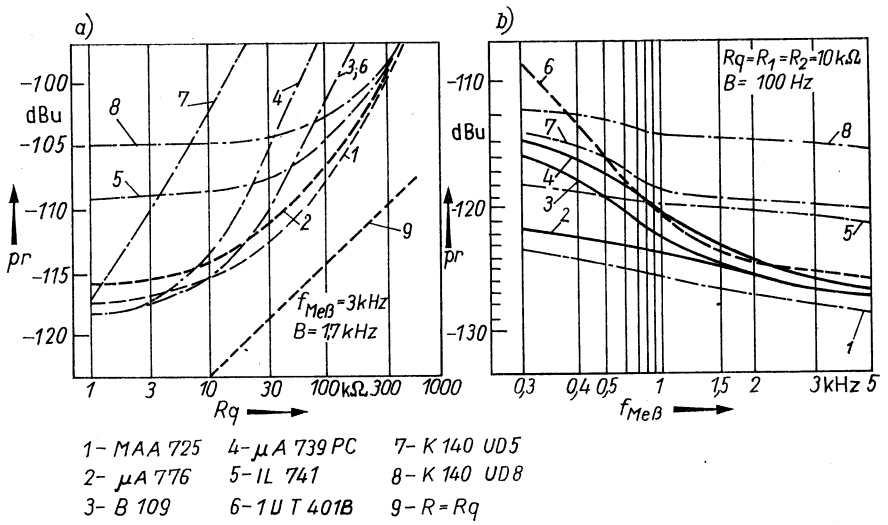

Bild 10. Rauschausgangsspannungen der Filter-OV:
a) in Abhängigkeit vom Quellwiderstand $R_q = R_1 = R_2$, Meßbandbreite $B = 1{,}7$ kHz; *b)* spektrale Rauschverteilung für $R_1 = R_2 = 10$ kΩ, Meßbandbreite $B = 100$ Hz.

Tafel 1. Dynamische Kennwerte verfügbarer Operationsverstärker
(Mittelwerte von jeweils 10 Exemplaren)

OV-Typ	V_{L0}-Typ (Katalogdaten)	$\hat{U}_a$ bei $f = 15$ Hz V	f_p kHz	f_1 MHz	$f_0 = \frac{f_1}{V_{L0}}$ Hz	$S = \omega_p \hat{U}_{a\,max}$ V/µs	$U_r(t)$ dBu
µA 709[4])	$4{,}5 \cdot 10^4$	7,8	6	1,06	23	0,3	− 115
A 109[4])	$3 \cdot 10^4$	7,8	5	0,6	20	0,25	− 114
B 109[4])	$3 \cdot 10^4$	7,8	4,9	0,43	15	0,25	− 115,5
K 140 UT 1B[5])	2500	5,5	48	> 5	8000	1,6	− 114
K 140 UD 8A	$5 \cdot 10^4$	7,8	70	1,7	34	3,4	− 105
IL 741	$2 \cdot 10^5$	7,8	14,5	0,9	4	0,7	− 109
MAA 725 C, H	$> 10^6$	7,8	0,08	0,07	< 1	0,004	− 116
K 140 UD 5	5000	5,5	32	1,2	260	1,1	− 111
µA 739 PC	$2 \cdot 10^4$	5,5	5,4	0,54	25	0,20	− 114
µA 776 ($I_{set} = 15$ µA)	$4 \cdot 10^5$	7,8	12	0,5	< 1	0,6	− 115 ($I_{set} = 75$ µA)

[4]) Normalkompensation PI
[5]) LEAD-Kompensation PID

(B); K 140 UD 5, µA 702 PC bzw. K 140 UT 1 B, µA 739 PC.[2]) Dabei gilt die unten angegebene Äquivalenz für eine Reihe von Verstärkerparametern, insbesondere die der dynamischen Eigenschaften, nicht in jedem Falle. Erschwerend für die Auswahl der entsprechenden Verstärker ist die Tatsache, daß insbesondere Daten zum dynamischen Verhalten in Industriekatalogen unvollständig oder abweichend voneinander angegeben werden. Dazu kommen der nichteinheitliche Gebrauch der Terminologie und voneinander abweichende Meßbedingungen.

Legt man ein komplexes Verstärkungsverhalten $V_L{}^{\llcorner}$ mit den Vereinbarungen entsprechend Bild 9 zugrunde, so lassen sich die folgenden dynamischen Kennwerte für die genannten Typen vergleichsweise bestimmen. Untersucht wurden invertierende Verstärker bei folgenden Randbedingungen: Geschlossene Verstärkung $V_{eff} = 1$, Phasenkompensation 0 dB; $U_B = \pm 10$ V; Gegenkopplungswiderstände $R_1 = R_2 = 10$ kΩ. Zur Berechnung von S und f_0 gelten die bekannten Verknüpfungen für Spannungsanstiegsgeschwindigkeit und Verstärkungs-Bandbreiteverhalten:

$$S = 2\,\pi f_p\,\hat{U}_{a\,max} = \omega_p\,\hat{U}_{a\,max} = \left.\frac{\partial U_a}{\partial t}\right|_{max} \tag{29}$$

$$\frac{\omega_g}{\omega_0} = \frac{V_L{}^{\llcorner}}{V_{eff}} \text{ und mit } V_{eff} = 1 : f_0 = \frac{f_1}{V_{L0}}. \tag{30}$$

Die Ergebnisse wurden in Tafel 1 zusammengefaßt (Mittelwerte der Verstärkerserien mit $n \geqq 20$ Stück).

Die gemessenen Rauschausgangsspannungen $U_r(t)$ sind psophometrische, auf den Fernsprechkanal von 300 Hz bis 3400 Hz bezogene Messungen ($B = 1{,}7$ kHz äquivalente Rauschbandbreite, $f_{Meß} = 3$ kHz). Sie geben den natürlichen Funkelrauschanteil der Verstärker nicht wieder. Dieser läßt sich sowohl über spektrale Rauschmessungen als auch über eine Integration der auf 1 Hz Bandbreite bezogenen Rauschspektralfunktionen $U_r^2(f)$; $I_r^2(f)$ ermitteln, die in einigen Datenblättern angegeben werden. Dabei werden zweckmäßigerweise die Spektralfunktionen durch Schrot- und Funkelrauschkomponenten

$$U_r^2(f) = U_{rw}^2 + U_{rf}^2 \cdot \frac{f_{r1}}{f}, \tag{31}$$

$$i_r^2(f) = i_{rw}^2 + i_{rf}^2 \cdot \frac{f_{r1}}{f} \tag{32}$$

beschrieben [21]. Zweckmäßiger und unkomplizierter ist die Messung: Bild 10 zeigt die spektralen ($B = 100$ Hz) und die bandbegrenzten ($B = 1{,}7$ kHz) Rauschpegel der Verstärker in Abhängigkeit von den Gegenkopplungswiderständen $R_q = R_1 = R_2$ sowie bei R_q = const. in Abhängigkeit von f. Zum Vergleich erscheint das thermische Widerstandsrauschen eines reellen Widerstandes $R = R_q$. (Für $R_q = 10$ kΩ und bei einer Meßbandbreite von $B = 1{,}7$ kHz ergibt sich z. B. $P_{rq} = \sqrt{4\,kT\,R_q B} = -124$ dBu (0,5 µV). Die Rauschausgangsspannung eines invertierenden Verstärkers mit $R_q = R_1 = R_2 = 10$ kΩ und mit rauscharmer Si-Vorstufe beträgt dann etwa − 120 dBu.

Die Auswertung zeigt, daß insbesondere für Kleinsignalbetrieb der MAA 725 als rauscharmer Filterverstärker geeignet ist (geringes Funkelrauschen bei kleinem Gesamtrauschen). Das Großsignalverhalten ist durch die extrem kleine Leistungsbandbreite schlecht (s. Tafel 1). Ähnliches Rauschverhalten, allerdings bei gutem Großsignalverhalten, zeigt der programmierbare µA 776 (Steuerstrom bei Rauschminimum etwa 80 µA). Mit dem OV B 109 kann im Bereich üblicher Filterquellwiderstände (1 bis 100 kΩ) Rauschanpassung und damit minimales Filterrauschen, verbunden mit hoher Aussteuerbarkeit erzielt werden.

Der Streubereich der exemplarischen Rauschwerte ist wesentlich kleiner als beim Universaltyp A 109, auch im Funkelrauschgebiet. (Typische Werte für den Funkelrauschanstieg betragen etwa 10 dB für die Dekade von 300 Hz bis 3 kHz.)

5.1.3. Rauschuntersuchung an den Elementarfiltern

Bei der Rauschoptimierung RC-aktiver Filter muß das Übertragungsverhalten des jeweiligen Rückkopplungsnetzwerks beachtet werden. Bei Gegenkopplungsschaltungen sind Strukturen mit minimal möglicher Dämpfung des Rückkoppelnetzwerks (ag) bei $\Omega = \Omega_x$ rauscharm.[3]) Das Ergebnis der Rauschuntersuchungen zeigt die grafische Auswertung (Filterverstärker: A 109). Definiert wurden für Einverstärkerschaltungen nach Variante 1 bis 5 eine maximale Netzwerkkapazität $C_{max} = 18$ nF, auf die entnormiert wurde. Die Netzwerkwiderstände der Übersetzervierpole sind gleich. Damit sind direkte Vergleiche über die Leistungsfähigkeit der Varianten bezüglich Rauschen möglich.

Bild 11a) gibt einen Überblick über das Rauschniveau der Elementarfilter nach Variante 1 bis 8 bei $n = 20$ Verstärkern bzw. Verstärkerpaaren und psophometrischen Messungen. Bild 11b) zeigt die spektrale Rauschverteilung. Man erkennt den großen Streubereich der eingesetzten OV.

Während bei Biquads und bei Zweiverstärkerschaltungen das Grundgeräusch des OV die erreichbare Rauschgrenze darstellt, wird diese im Industrie-Gyrator durch hochohmige Stromquellen bestimmt. Sowohl bei PII als auch bei PIK waren geringe periodische Rauscheinbrüche meßbar. Während das Rauschniveau des reell beschalteten Verstärkers $V1$ der Riordan-Schaltung das Rauschverhalten der Gesamtschaltung bestimmt, ist der Einfluß von $V1$ und $V2$ im PIK gleichwertig.

5.2. Empfindlichkeitsverhalten

Es ist zweckmäßig, die Empfindlichkeit zu vergleichender Netzwerke durch ausgewählte Empfindlichkeitsfunktionen zu beschreiben. Diese werden bekanntlich als differentielle Ableitungen interessierender Netzwerkfunktionen (z.B. Polgüte, Polfrequenz usw.) nach passiven Komponenten mathematisch formuliert. Das Ergebnis sind gewissermaßen „statische" Empfindlichkeitseigenwerte. Für praktische Anforderungen aussagekräftiger sind die bewerteten Toleranzempfindlichkeiten, da sie explizit Forderungen an alle Bauelemente eines Netzwerks stellen. Mit [22] konnten für die Filter die (vorzeichenbehafteten) Toleranzempfindlichkeiten $E_{Si} = \partial G(P)/\partial Si \cdot Si$ als Dämpfungs- und Phasenempfindlichkeit

$$E_{Si} = \underline{Re}\,\{E_{Si}\} + \underline{Im}\,\{E_{Si}\} = \frac{\partial a_u}{\partial Si} \cdot Si + \frac{\partial b_u}{\partial Si} \cdot Si \tag{33}$$

von

$$G(P) = a_u + \mathrm{j}\,b_u \tag{34}$$

[2]) MAA 725 ≙ µA 725 (rauscharmer Präzisions-OV); MAA 741 ≙ µA 741 (intern kompensierter Universal-OV); K 140 UD 8 ≙ µA 740 (OV mit FET-Eingang); K 140 UD5: Universal-OV; K 140 UT 1 B ≙ µA 702 (Breitband-OV); µA 739 PC ≙ µA 739 (rauscharmer Doppel-OV).

[3]) a_{gx} entspricht dem Verstärkungsbetrag, der durch Inversion von $G(P)_{RC}$ auf die geforderte Übertragungskonstante bei $\Omega = \Omega_x$ wirksam werden muß. Dabei wird natürlich das Rauschen mit angehoben.

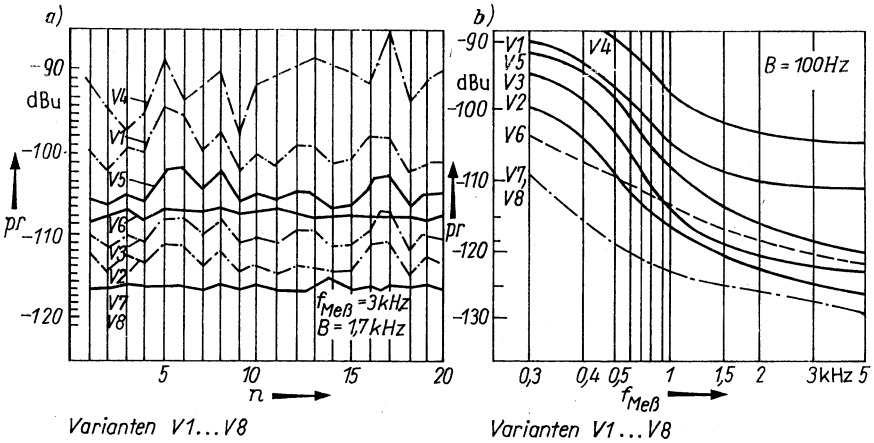

Bild 11. Ergebnis der psophometrischen Rauschmessungen an den Filtervarianten 1 bis 8

ermittelt werden. Daraus ergeben sich für differentielle Änderungen $\partial Si/Si$ bzw. hinreichend kleine relative Abweichungen $\Delta Si/Si$ zusätzliche Dämpfungsverzerrungen:

$$\Delta a = a_z = \sum_{i=1}^{j} \underline{Re}\,\{E_{Si}\} \cdot \frac{\partial Si}{Si}\bigg|_{\Omega=\Omega_k} \tag{35}$$

($1 \leqq i \leqq$ j NW-Elemente, Ω_k diskrete Frequenzen).
Als relative Abweichungen von $|G(P)|$ sind diese insbesondere an der Durchlaßgrenze signifikant. Die Netzwerkanalyse erfordert eine nachfolgend beschriebene Aufbereitung.

5.2.1. Schaltungsmodellierung

Die Modellierung der zu vergleichenden Schaltungen beschränkt sich auf die rechnerverständliche Simulation der aktiven Quellen (Filterverstärker). Beruht der Programmalgorithmus wie bei ALEN auf dem Knotenverfahren, sind ausschließlich spannungsgesteuerte Stromquellen modellierbar, für deren Beschreibung Y-Matrizen existieren. Alle anderen Quellenarten sind über A-Matrizen zu beschreiben und nach [23] durch Einführung zusätzlicher Netzwerkknoten in die UI-Quelle überführbar (Bild 12).
Für angestrebtes „Realverhalten" der Ersatzschaltungen müssen allerdings geeignete Vierpolparameter (frequenzabhängig, komplex) der aktiven Bauelemente exakt ermittelt werden. Dabei steigt die Güte der Schaltungsnachbildung mit der aufgewandten Präzision der verwendeten Meßtechnik. Für die Empfindlichkeitsberechnungen wurde die Ersatzschaltung eines Differenzverstärkers nach Bild 13 zugrunde gelegt. Sie repräsentiert mit angegebener Beschaltung phasenreines, reelles Übertragungsverhalten des OV B 109. Der ideale Gyrator ist nach Bild 7*b*) direkt simulierbar.

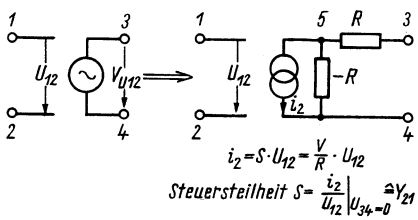

Bild 12. Äquivalenz von spannungsgesteuerter Spannungsquelle und spannungsgesteuerter Stromquelle

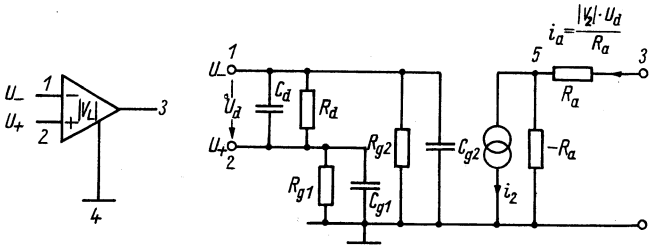

Bild 13. Operationsverstärker-Nachbild für Netzwerkanalyse
$R_d \approx 400\ \mathrm{k\Omega}$
$R_{g1} = R_{g2} \approx 10\ \mathrm{M\Omega}$
$R_a \approx 150\ \Omega$
$C_d \approx 3\ \mathrm{pF}$
$C_{g1} = C_{g2} \approx 1\ \mathrm{pF}$
$S = \frac{|V_L|}{R_a} \approx 100\ \mathrm{S}\left[\frac{\mathrm{A}}{\mathrm{V}}\right]$

5.2.2. Analyseergebnisse

Die sich aus der speziellen Netzwerkempfindlichkeit ergebenden Zusatzverzerrungen nach Gl. (35) für $\partial Si/Si = 0{,}1\%$ zeigt Bild 14 (Phasenempfindlichkeiten waren nicht von Interesse). Approximativ festgelegt waren die geringen Polgüten von < 2 bei einem Filtergrad $n = 3$. Man erkennt die empfindlichkeitsbedingten Zusatzverzerrungen der RC-aktiven Filter im Verhältnis zur LC-Schaltung (Faktor 5 für Zweiverstärker-Übersetzer, Faktor 5 bis 8 für Biquads bei $f = f_D$). Dabei betragen die absoluten Abweichungen für alle Schaltungen allerdings weniger als 0,01 dB.

6. Realisierbarkeit

Variante 4 realisiert nur kleine Nullstellengrundgüten ($Q_{01} \approx 3$ bei $f_{01} = 123$ Hz). Daraus resultiert ein notwendiger Korrekturabgleich für Ω_x und Ω_0 der angefachten Schaltung. Die Bauelementerelationen ergeben sich aus Bild 6 und Bild 8. Geht man von $C_{max} = 18$ nF aus, so erhält man für die Varianten 4 und 5 Netzwerkwiderstände von etwa 7 MΩ.
Derartige Werte sind für eine Schaltungsintegration in Dünnfilmtechnik (Platzbedarf, Genauigkeit) ungeeignet. Die rauschgünstigsten Biquadschaltungen mit gleich guten Empfindlichkeitswerten, kleinen Widerstandsverhältnissen R_{max}/R_{min} und mit nur zwei Kapazitäten sind die Varianten 2 und 3. Eine Verbesserung des Rauschverhaltens bei ähnlichen Empfindlichkeitseigenschaften ist durch den Einsatz von PII und PIK möglich. Dabei ist das spektrale Rauschen der Gyratorvariante 6 mit TCA 580 nur im Funkelrauschgebiet für $f < 500$ Hz besser als das der mit A 109 realisierten Biquads.
Für die Komplettierung zum Bandpaß bieten sich magnetisch gekoppelte, vorzugsweise symmetrische Tiefpässe an [24]. Problematisch bei der Hybridisierung RC-aktiver Schaltungen bleiben die Filterkondensatoren. Klammert man die Keramik-Mehrschicht-Kondensatoren der Baureihe K 10-9 und K 10-17 als

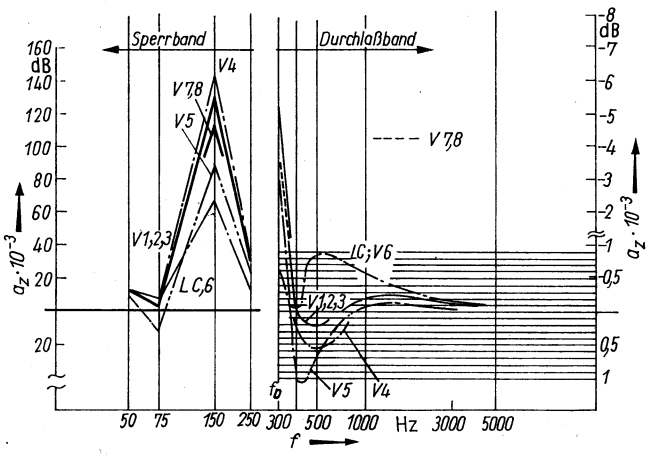

Bild 14. Empfindlichkeitsbedingte Dämpfungsverzerrungen für $\Delta Si/Si = 0{,}1\%$

ungeeignet aus, so ist der Einsatz von Hybridkondensatoren mit NPO-Keramik, Tantaloxid oder Glimmer-Dielektrika möglich. Ungünstig sind die z. Z. noch hohen Kosten bei großen Chipabmessungen.
Neben der Entwicklung von Kondensator-Chips mit Schwingkreiseigenschaften bei Tesla [25] werden im SW folgende Typen angeboten: KPCm — IB/NPO (VRB) und 4M-/-434/NPO (VRP).

Eingegangen am 8. Juli 1980 NaA 8511

Literatur

[11] *Autorenkollektiv:* TCA 580 — Valvo — Technische Information für die Industrie. (1973) H.177, S.1—24.
[12] *Müller, Z.:* Gyrator-*C*-Filter mit wechselseitiger Kopplung nicht benachbarter Netzwerkelemente. Tesla-Electronics 11 (1978) H.3, S.73—79.
[13] *Fritzsche, G.:* Informationsübertragung — Wissensspeicher. Berlin: VEB Verlag Technik 1977; S.212—214.
[14] *Borowski, W.; Wollmershäuser, P.:* Moderne Realisierung von Pilotfiltern in TF-Systemen. Elektrisches Nachrichtenwesen 53 (1978) H.2, S.130—134.
[15] *Thimm, R.:* Aktive Filter für Kanalumsetzer. Elektrisches Nachrichtenwesen 52 (1977) H.2, S.144—150.
[16] *Antoniou, A.; Naidu, S.:* A compensation technique for a gyrator and its use in the design of a channel bank-filter. IEEE Trans. on circuits and systems CAS 22 (1975) H.6, S.316—323.
[17] *Timpl, H.:* Der allgemeine Immittanz-Konverter und seine Anwendungen in Filterschaltungen. Dissertation, HfV Dresden 1972.
[18] *Kliem, V.:* Entwurf und hybride Integration aktiver *RC*-Filter bei der Entwicklung moderner Nachrichtensysteme, Teil 1 und 2. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H.6, S.224—228; H.7, S.280—282.
[19] *Kliem, V.:* PCM-Kanalfilterung in Hybridtechnologie. Unveröffentl. Vortrag, gehalten zum Nachrichtentechnischen Symposium „Moderne Selektionsmittel und Technologien zur Schaltungsintegration" am 3. und 4. Mai 1979 in Görmitz.
[20] *Blom, D.; Voormann, J. O.:* Noise and dissipation of electronic gyrators. Philips Research Report 26 (1973) H.1, S.103—113.
[21] *Herpy, M.:* Analoge integrierte Schaltungen. Budapest: Akademie-Verlag 1976.
[22] *Rathmann, R.:* Netzwerkanalyseprogramm ALEN. Programmunterlagen aus dem Mathematischen Büro des Kombinats VEB RFT Fernmeldewerk Leipzig.
[23] *Engelhardt, R.; Heinz, M.:* Behandlung idealer gesteuerter Quellen bei der Netzwerkanalyse mit Digitalrechnern. NTZ 23 (1970) H.1, S.8—10.
[24] *Kliem, V.:* Beitrag zur Realisierung von kanonischen *LC*-Filtern mit induktiver Kopplung am Beispiel eines PCM-Kanalfilters. Nachrichtentechnik · Elektronik 28 (1978) H.9, S.379—383.
[25] *Hirsl, J.:* A microelectronic active band-pass filter. Tesla-electronics (1977) H.4, S.108—114.

Dipl.-Ing. *Volker Kliem*, VEB Nachrichtenelektronik Greifswald, Abtl. EA, 2200 Greifswald, Gützkower Landstr.

Prinzipien logarithmischer Verstärker

Claus Kühnel, KDT, Dresden

Deskriptoren: Verstärker, logarithmisch, Prinzipien

Der logarithmische Verstärker ist durch ein Übertragungsverhalten entsprechend Gl. (1) gekennzeichnet:

$$Y = C_1 \log C_2 X + C_3. \tag{1}$$

X und Y stellen hier allgemeine Eingangs- bzw. Ausgangssignale dar. Das logarithmische Übertragungsverhalten wird überall dort mit Vorteil ausgenutzt, wo eine Kompression eines sich über mehrere Dekaden ändernden Signals notwendig ist bzw. wo durch diese Übertragungsfunktion Kennlinienlinearisierungen in Meßsystemen vorgenommen werden können.
Zu den wichtigsten Anwendungsgebieten logarithmischer Verstärker gehören [1]:

— Messung der Intensität radioaktiver Strahlung (über die Messung des Ionisationsstroms) unter irdischen und kosmischen Bedingungen
— Messung der Neutronendichte in Kernreaktoren
— Messung kleiner Ströme und hochohmiger Widerstände
— Strommessung bei großem Dynamikbereich der Meßgröße für physikalische, chemische und andere Untersuchungen (z.B. Strahlungsmessungen im visuellen oder im infraroten Spektralbereich)
— funktionelle Signalwandlung (z.B. Log-Antilog-Multiplizierer)
— Videoverstärker.

Von den genannten Hauptanwendungsgebieten logarithmischer Verstärker werden an diese Einrichtungen recht unterschiedliche Anforderungen gestellt. Ziel des Beitrags ist es, eine Reihe von Realisierungsmöglichkeiten für logarithmische Verstärker zu zeigen und einige erreichbare Ergebnisse zu diskutieren.

1. Logarithmische Verstärker auf der Grundlage „natürlicher" Nichtlinearitäten

1.1. Logarithmierung mit der Transistorkennlinie

Bei der Beschreibung des Transistors durch das Ebers-Moll-Modell [2] wird das Verhalten des realen Transistors nur in einem beschränkten Arbeitsbereich bei vertretbaren Fehlern widergespiegelt, da die sogenannten Effekte zweiter Ordnung, wie Early-Effekt, Hochstrom-Injektion und Rekombination in den Sperrschichten und an der Oberfläche, nicht berücksichtigt werden. Das geschieht im Gummel-Poon-Modell [3], das für genauere Rechnungen heranzuziehen ist. Für die folgenden Betrachtungen ausreichend ist eine Modifikation der Ebers-Moll-Gleichungen, die zu den Gln. (2) und (3) führt [4] [5]:

$$I_E = I_{ES}\left(\exp\frac{U_{BE}}{U_T} - 1\right) - A_I I_{CS}\left(\exp\frac{U_{BC}}{U_T} - 1\right) + \sum_i I_{ESi}\left(\exp\frac{U_{BE}}{m_i U_T} - 1\right) \tag{2}$$

$$I_C = A_N I_{ES}\left(\exp\frac{U_{BE}}{U_T} - 1\right) - I_{CS}\left(\exp\frac{U_{BC}}{U_T} - 1\right) - \sum_i I_{CSj}\left(\exp\frac{U_{BC}}{m_j U_T} - 1\right). \tag{3}$$

Die in den Gln. (2) und (3) gegenüber den Ebers-Moll-Gleichungen hinzugefügten Terme repräsentieren Stromanteile, die in die Basis abfließen und damit nicht zur Übertragung als solcher beitragen. Setzt man in den Gln. (2) und (3) $U_{BC} = 0$ und $U_{BE}/U_T \gg 1$, ist das gewünschte Übertragungsverhalten gegeben:

$$I_E = I_{ES}\exp\frac{U_{BE}}{U_T} + \sum_i I_{ESi}\exp\frac{U_{BE}}{m_i U_T}, \tag{4}$$

$$I_C = A_N I_{ES}\exp\frac{U_{BE}}{U_T}. \tag{5}$$

Der Basisstrom ergibt sich aus der Differenz von Emitter- und Kollektorstrom. Aus den Gln. (4) und (5) ist deutlich ersichtlich, daß nur der Kollektorstrom die gestellten Forderungen erfüllt. In den Schaltungsrealisierungen ist das zu berücksichtigen, wenn ein großer Dynamikbereich des Eingangssignals mit vertretbarem Fehler verarbeitet werden soll. Die für die Gültigkeit von Gl. (5) notwendige Bedingung $U_{BC} = 0$ läßt sich mit Operationsverstärkern auf einfache Weise realisieren. Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des logarithmischen Verstärkers. Die nichtidealen Eigenschaften des Operationsverstärkers verschlechtern das statische Übertragungsverhalten über die Kennlinienfehler des Logarithmiertransistors hinaus [6].
Bei entsprechender Realisierung bleibt der Fehler in einem Dynamikbereich von 6 Dekaden unter 1% [7]. Das Frequenzverhalten wird wesentlich durch den Logarithmiertransistor bestimmt. Für den Kollektorstrom im Bild 1 kann bei Gültigkeit von Gl. (5) die folgende Differentialgleichung angegeben werden:

$$\frac{\mathrm{d}\, i_C}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{R\,C}\frac{u_I}{U_T} i_C + \frac{1}{C}\frac{1}{U_T} i_C^2 = 0. \tag{6}$$