

störung  $f_{0m}$  muß entsprechend der Form des jeweiligen Signalspektrums erfolgen. Für eine grobe Abschätzung des tolerierbaren Jitterwertes kann z. B. durch Berücksichtigung des gesamten Übertragungsbandes des NF-Kanals eine sichere Schranke ermittelt werden, die die Einhaltung eines geforderten Signal-Rausch-Verhältnisses garantiert.

Aus der vorgeschlagenen Näherung erhält man unmittelbar den tolerierbaren Jittereffektivwert in Zeiteinheiten (SNR in dB einsetzen;  $g_{eff}$  ergibt sich in s);

$$g_{eff} \leq \frac{\sqrt{3}}{2\pi f_{0m}} 10^{-\frac{SNR}{20}} \quad (29)$$

Bei voller Ausnutzung der Bandbreite eines NF-Kanals des PCM-Grundsystems, d. h. für  $f_{0m} = 3,4$  kHz, bestimmt man für ein minimales Signal-Rausch-Verhältnis von 40 dB den zulässigen Jittereffektivwert zu  $g_{eff} = 820$  ns.

Allgemein ist festzustellen, daß sich das Signal-Rausch-Verhältnis im demodulierten NF-Signal in Abhängigkeit vom Taktjittereffektivwert und von der Signalfrequenz um jeweils 20 dB je Dekade verschlechtert.

Eingegangen am 5. März 1979

NaA 8276

### Literatur

- [1] Kirmse, W.: Zur Demodulation jittergestörter PAM-Signale. Nachrichtentechnik · Elektronik 28 (1978) H. 6, S. 249–252.
- [2] Kirmse, W.: Ein Beitrag zur Jitterstörung bei der Datenübertragung in PCM-Systemen. Dissertation, eingereicht an der TH Ilmenau 1978.
- [3] Bennett, W. R.: Statistics of regenerative digital transmission. BSTJ 37 (1958) H. 11, S. 1501–1542.
- [4] Kohlschmidt, R.: Zur Jitterakkumulation in PCM-Übertragungsstrecken. Fernmeldetechnik 12 (1972) H. 3, S. 154–156.

Dipl.-Ing. W. Kirmse ist wissenschaftlicher Mitarbeiter im Institut für Elektronik der AdW der DDR  
1199 Berlin Adlershof, Rudower Chaussee 6

# Entwurf und hybride Integration aktiver RC-Filter bei der Entwicklung moderner Nachrichtensysteme, dargestellt am Beispiel eines PCM-Kanalfilters, Teil 2

V. Kliem, KDT, Greifswald

Mitteilung aus dem VEB Nachrichtenelektronik Greifswald

**Deskriptoren:** Nachrichtentechnik, Multiplexbetrieb, PCM, Kanalfilter, Frequenzfilter aktiv, Tiefpaß, Übertragungsfunktion, Filterkurve, Dämpfung, Empfindlichkeit, Gruppenlaufzeit, Phasenverhalten, CCITT, Operationsverstärker, Rauschen, Mikroelektronik, Dünnschichtschaltung, Hybridschaltung

### 5. Experimentelle Ergebnisse

Zur Ermittlung einer optimalen Filtervariante wurden Untersuchungen vorgenommen zu:

1. Rauschverhalten der FB-Varianten 1 bis 4 als  $f(q)$
2. Einfluß endlicher Verstärkungen der Filterverstärker
3. Dämpfungs-, Phasen- und Gruppenlaufzeitverhalten
4. Empfindlichkeitsverhalten der FB
5. Übertragungsverhalten der Filterkaskade bei komplexen Verstärkungsfaktoren der Filterverstärker (Stabilitätsprobleme).

Zu 1.: Das Filterrauschen ist neben den in Gl. (9) definierten Parametern sowie neben der polgüteabhängigen Rauschspannungsüberhöhung von der Struktur der Teilfilter (Gegenkopplungsgrad) abhängig. Im Hinblick auf eine Hybridisierung der Kanalfilter sind die Verstärker als Operationsverstärker (OV) ausgeführt. Den technischen und preislichen Vorteilen des Einsatzes von Universal-OV vom Typ A 109 ( $V_L = 15000$ ; Differenzeingang; kompensierte Temperaturdrift, extrem kleiner Platzbedarf als direkt integrierbarer Chip (1,2 mm × 1,2 mm)) stehen Rausch- und Verlustleistungsparameter gegenüber, die die Kennziffern des aktiven Filters maßgeblich beeinflussen.

Tafel 4. Rauschkennwerte (psophometrisch) der FB als Kaskade

	mittleres Signal-Rauschverhältnis	
	1. Verstärkerlos (1974)	2. Verstärkerlos (1977)
Variante 1	- 84,2 dBmO	- 85,4 dBmO
Variante 2	- 85,7 dBmO	- 86 dBmO
Variante 3	- 83 dBmO	- 83,8 dBmO
Variante 4	- 76 dBmO	-

Das Rauschverhalten entsprechend Gl. (9) kann durch Veringerung des Impedanzniveaus  $q$  minimiert werden, wobei allerdings die Leistungsbilanz geringfügig verschlechtert wird. Eine untere Grenze wird durch  $C_{max}$  des NW definiert. Das Ergebnis der psophometrischen Rauschmessungen an Filterkaskaden mit FB nach Variante 1 bis 4 zeigt eine Zusammensetzung gemäß Tafel 4. Ausgewertet wurden 2 Lose A 109 des HFO, Losgröße 100 Stück.

Die Untersuchungen berechtigen zu folgenden Aussagen:

1. Der 1. FB bestimmt das Rauschverhalten der Kaskade.
2. Die Rauschleistung wird durch losgrößenabhängige vergrößerte Leistungsaufnahme der Verstärker verringert.
3. Der FB der Variante 2 ist rauschminimal (minimale Rauschspannungsüberhöhung bei  $\Omega = \Omega_p$  durch geringen Verstärkungsbedarf)

Zu 2.: Endliche Verstärkungen der Filterverstärker bewirken neben Dämpfungsverzerrungen durch Verschiebungen der PN-Eigenwerte in erster Linie eine Güteverminderung, die sich als systematischer Polgütefehler  $\Delta Q_x/Q_x$  des realen Filters auswirkt.

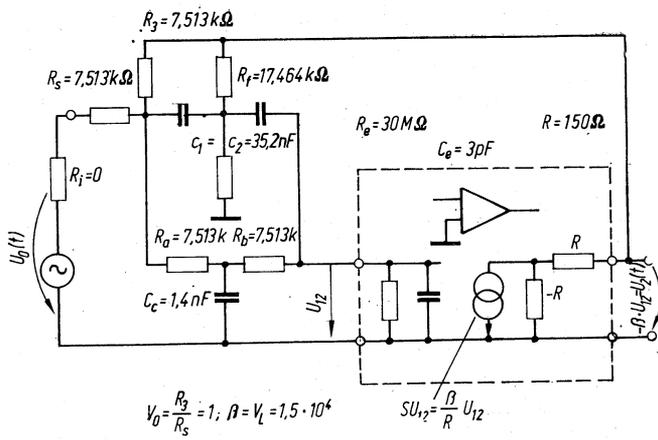
Dabei entspricht der Polgütefehler nach [19] etwa der Empfindlichkeit der Polgüte bezüglich Leerlaufverstärkung bzw. der Dämpfungsverzerrung an der Stelle  $\Omega = \Omega_p$ :

$$\frac{\Delta Q_x}{Q_x} \approx S_V Q_x \approx \Delta a(\Omega_p) \quad (25)$$

( $\Delta a$  in Np), wobei z. B. für eine zulässige Dämpfungsverzerrung von 0,001 Np für den 1. FB der Variante 1 nach

$$V_{min} \approx \frac{1}{S_V Q_x} \left[ \frac{2 Q_x^2 (v_0 + r)^2}{r^2} + v_0 + 1 \right] \quad (26)$$

Leerlaufverstärkungen von etwa  $2,4 \cdot 10^5$  erforderlich wären. Die realen  $V_L$  des verwendeten OV sind jedoch um mehr als eine Zehnerpotenz kleiner. Entstandene Dämpfungsverzerrungen im Realisierungsschritt gegenüber approximativen Dämpfungsverläufen wurden durch Variation der Nullstellenfrequenzen weitgehend kompensiert.



**Bild 7.** Modellierung des rauscharmen aktiven RC-Netzwerks nach Variante 2 mit realem Operationsverstärker

Untersuchungen mit dem OV MAA 725 H (Tesla) waren auf Grund geringer Großsignalaussteuerbarkeit der Verstärker nicht ergiebig.

Zu 3.: **Dämpfung: Phase und Gruppenlaufzeit** des Kanalfilters wurden an Hand der Labormuster meßtechnisch ermittelt. Sie entsprechen weitgehend den approximierten Funktionsverläufen.

Zu 4.: Außer Variante 4 mit ihrer hohen Grunddämpfung weisen die Kanalfilter 1 bis 3 ähnliches Empfindlichkeitsverhalten auf, (stabiles  $P-N$ -Verhältnis durch gleichsinnige Abweichungen des weitgehend gleichen RC-Netzwerks).

Die Einflußempfindlichkeiten der FB sind betragsmäßig etwa gleich. Die maximale Dämpfungsänderung  $\Delta a = a$  ( $\vartheta = 55^\circ$ ) —  $a$  ( $\vartheta = 5^\circ$ ) an der Durchlaßgrenze  $\Omega = \Omega_D$  ergab Differenzen von weniger als 0,1 dB. Die mit Hilfe des Netzwerkanalyseprogramm ALEN [21] vorgenommene Berechnung der Übertragungsfaktor-Empfindlichkeit für das rauscharme Teilfilter Variante 2 zeigt die Kompensation der Einflußempfindlichkeiten.

Dabei wird der OV über Äquivalenzumformung als programmverstandliche beschaltete spannungsgesteuerte Stromquelle modelliert (Bild 7).

Mit realen Parametern des OV A 109 ( $V_L \approx 1,5 \cdot 10^4$ ;  $C_c \approx 3$  pF;  $R_{ge} \approx 30$  MΩ) ergibt sich der im Bild 8 gezeigte Verlauf der Teildämpfung  $a_B = -20 \lg \left| \frac{U_2}{U_0} \right|$ .

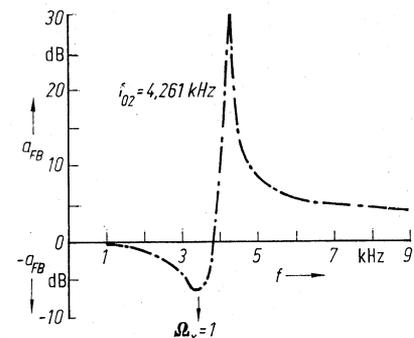
Die ermittelten Dämpfungs- und Phasenempfindlichkeiten der Teilübertragungsfunktion

$$f'(P) = \frac{U_2^L}{U_0^L} = a_u + j b_u$$

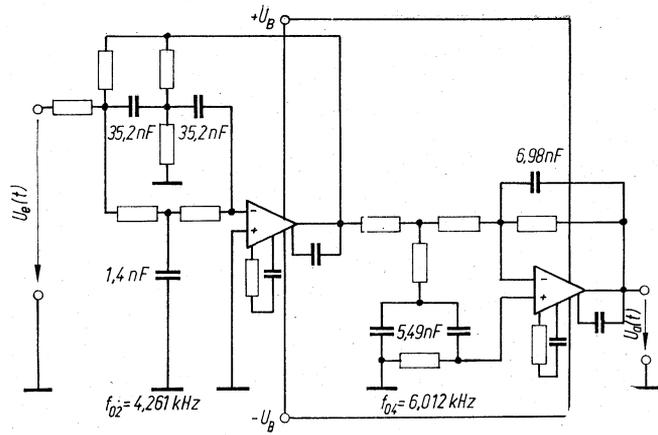
entsprechend

$$E_{s_i} = \frac{\partial a_u}{\partial s_i} S_i + \frac{\partial b_u}{\partial s_i} S_i = \text{Re} \{E_{s_i}\} + j \text{Im} \{E_{s_i}\} \quad (27)$$

belegen eine sehr gute Kompensation durch die Einzelempfindlichkeiten der Netzwerkelemente  $s_i$ .



**Bild 8**  
Teildämpfungsverlauf des FB nach Bild 7



**Bild 9.** Lösungsvorschlag für aktives Kanalfilter

### 5.1. Optimale Filtervariante

Die Analyse der meßtechnischen Ergebnisse ergibt die im Bild 9 bezüglich technischer und ökonomischer Parameter optimale Filterkaskade, die einen Lösungsvorschlag zur Realisierung eines aktiven PCM-Kanalfilters darstellt. Als Kaskadenschaltung des rauscharmen FB 1 (Variante 2) und des FB 2 (Variante 1) mit minimalem ökonomischem Aufwand erfüllt das Filter die Forderungen der Aufgabenstellung. Die Filterverstärker wurden zur Erzielung hoher Ausgangsspannungshübe schwach kompensiert<sup>1)</sup>. Mit  $C_1 = C_2 = 35,2$  nF lassen sich folgende Leistungsparameter des Filters angeben:

Verlustleistung	$\leq 50$ mW für $U_B = \pm 6$ V
relatives Signal-Rauschverhältnis	$\leq -86$ dBmO
Aussteuerbarkeit	+ 6 dBu ( $U_{\text{eff}} = 1,5$ V)
Gesamtverstärkung $V_0$	1
Eingangsimpedanz	7,5 kΩ
Rauschleistung	$\leq 3$ pW.

Mit dem genannten Schaltungsvorschlag eines aktiven RC-Filters in Kaskadentechnik unter Einbeziehung eines OV dürfte die gegenwärtige Leistungsgrenze von Kaskadenrealisierungen erreicht sein. Da im wesentlichen das Rauschniveau der Filterverstärker das Impedanzniveau des RC-Netzwerkes steuert und die Größe der Netzwerkkapazitäten definiert, können diese bei gefordertem gleichem Rauschverhalten nur durch den Einsatz rauschärmerer Verstärker verkleinert werden. Das gilt allerdings nur bei angestrebter Minimalzahl der aktiven Elemente.

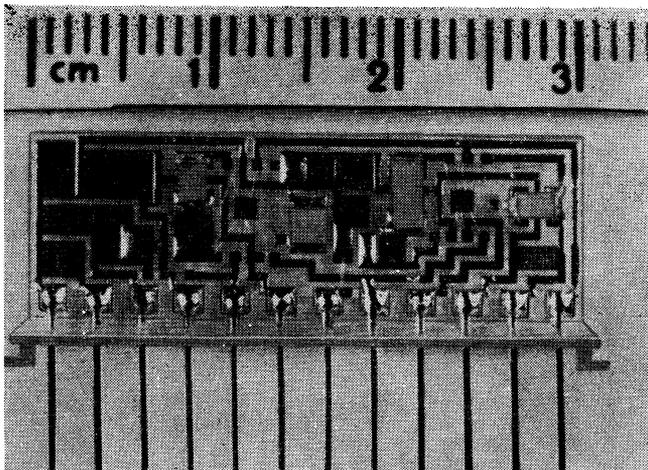
### 6. Hybride Integration und Abgleichstrategie

Bild 10 zeigt das integrierte Schaltungsmuster des RC-aktiven Kanalfilters in Dünnschichttechnologie; Substratgröße 30 mm × 10 mm. Die Verkapselung durch ein stehendes, 12poliges Metallgehäuse setzt eine Passivierung der Chips voraus, wenn nicht hermetisch verschlossen wird. Aufgelötet wurden die Kondensatoren zur Frequenzkompensation der OVs. Zum Einsatz kamen die Hybridkondensatoren der Typenreihe K 10/9, (Keramik-Mehrschicht-Kondensatoren, Import UdSSR) Die über Elektroerosivabgleich realisierten Genauigkeiten der Filmwiderstände betragen  $\geq 0,1\%$ . Die Hybridschaltkreise wurden im INT Berlin hergestellt.

#### 6.1. Schaltungskonzept mit diskreten Netzwerkkapazitäten

Praktische Toleranzanalysen des Filters nach Bild 9 zeigen, daß bei Abgleichgenauigkeiten von 0,1% für Dünnschichtwiderstände (Laserabgleich), Toleranzen der NW-Kondensatoren  $\leq 0,5\%$  und Exemplarstreuungen der OV nur im worst-case-Fall das Toleranzschema nach Bild 2 im DB voll ausgeschöpft

<sup>1)</sup> In der Darstellung eines einzelnen FB als gegengekoppeltes System sind die Teilübertragungsfunktionen  $G(P)V$ ,  $G(P)R_e$  des Filterverstärkers bzw. des passiven Rückkopplungsnetzwerkes (Nullstelleninversion) komplex. Unter besonderer Beachtung der phasendrehenden Eigenschaften von  $G(P)R_e$  lassen sich im vorgestellten Fall mit dem OV A 109 stabile Filterkaskaden mit relativ guter Großsignalaussteuerbarkeit — auch bei extrem hohen Gegenkopplungsgraden ( $V_{\text{eff}} = 0$  dB) der Funktionsblöcke — dimensionieren [22] [23].



**Bild 10.** Dünnschicht-Hybridschaltung 30 mm x 10 mm  
Foto: G. Haring

wird. Damit entfällt bei Einsatz diskreter Kondensatoren ein Filterabgleich. Bild 11 zeigt ein Labormuster, bestückt mit 2 kompletten Kanalfiltern. Zur Korrektur der durch Abgleichungen entstandenen Dämpfungsverzerrungen ist das 2. Teilfilter abgleichbar gestaltet. Die Maße des Kanalfilters werden in erster Linie durch die Größe der Kapazitäten bestimmt.

### 6.2. Vollständige Integration und Abgleich

Durch Integration auch der Netzwerkkondensatoren in den Filterchips wird eine Verringerung des Flächenbedarfs gegenüber der Lösung im Abschnitt 6.1. um den Faktor 3 bis 4 möglich. Prinzipielle Abgleichmöglichkeiten wurden vom Autor in [5] bereits vorgestellt. Sowohl RC-Produkt als auch Funktionsabgleich setzen allerdings den Einsatz integrationsfreundlicher Chipkondensatoren mit Schwingkreisqualität und ausreichenden Stabilitätsparametern voraus.

Experimentelle Untersuchungen an Chipkondensatoren der Typenreihe K 10/9 zur Vorbereitung einer komplexen Integration erbrachten u. a. folgende Ergebnisse:

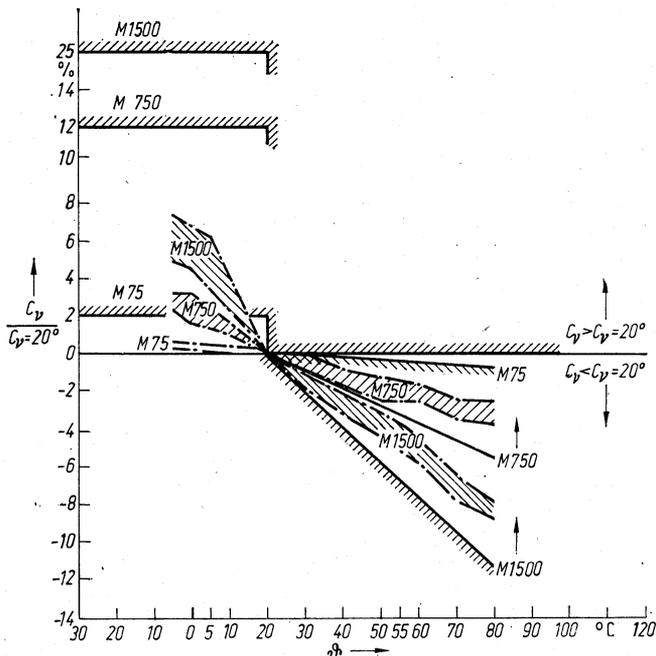
1. Diese Keramik-Mehrschichtkondensatoren sind erst ab Werkstoff M 75 bezüglich Temperaturverhalten (kontinuierliche Einwirkung) mit Polystyrol-Kondensatoren vergleichbar (Meßergebnisse: Bild 12).

Für M 75 sind maximal 3,9 nF realisierbar. Da eine drastische Erhöhung des Impedanzniveaus zur Verringerung von  $C_1 = C_2$  erst mit wesentlich rauschärmeren OV's möglich wird, wäre das Gesamtnetzwerk außer  $C_1$  und  $C_2$  integrierbar.

2. Die gemessenen Güten der Kondensatoren ( $Q = 700$ ) sind stark temperaturabhängig.

3. Durch irreversible Kapazitätsänderungen infolge schnellen Temperaturwechsels und nach Stoßbeanspruchung von mehr als  $\pm 4\%$  wird ein bereits vorgenommener Filterabgleich hinfällig.

Das berechtigt zu der Aussage, daß eine vollständige Realisierung von hochstabilen und toleranzgenauen RC-Netzwerken in



**Bild 12.** Zulässige relative Abweichungen im Temperaturbereich und Streubereich gemessener Keramik-Mehrschicht-Kondensatoren, Typenreihe K 10/ (negative Abweichungen  $C_p/C_p = 20^\circ$  entsprechen negativen TK-Werten)

moderner Hybridtechnologie auf Grund gegebener Leistungsparameter der z. Z. verfügbaren Chipkondensatoren zum gegenwärtigen Zeitpunkt offensichtlich nicht möglich ist.

Das betrifft ebenfalls die genannten PCM-Filter.

Eine leistungärmere hybride Kanalfiltervariante wird erst mit Verfügbarkeit eines rausch- und leistungarmen Operationsverstärkers sowie mit technisch verbesserten Hybridkondensatoren aktuell.

### 7. Ausblick

Die Veröffentlichung der Entwicklungsergebnisse auf dem Gebiet RC-aktiver Filter soll dazu beitragen, den Einsatz integrierfreundlicher Selektivsysteme auch in der Nachrichtentechnik vorbereiten zu helfen. Der Wirkungsgrad des Verhältnisses von theoretisch aufbereiteten Schaltungsergebnissen zu technisch praktikablen Anwendungen kann allerdings nur in dem Maße steigen, wie Lösungsvorschläge entwicklungstechnisch und technologisch umsetzbar sind.

Für die fachliche Unterstützung möchte ich an dieser Stelle der Herren Prof. Dr.-Ing. habil. G. Fritzsche und Dr.-Ing. V. Seidel meinen Dank aussprechen sowie mich für die Durchführung der Berechnungen zur gütearmen Netzwerknäherung bei Herrn Dr. H.-J. Jentschel herzlich bedanken. Konstruktiv war die Unterstützung durch die Kollegen des Hybridlabors im INT Berlin.

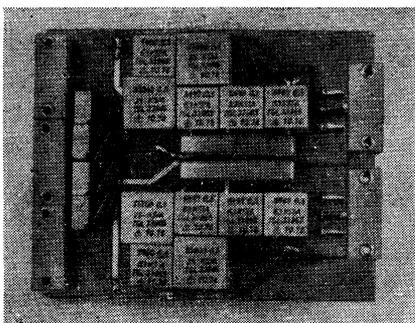
Eingegangen am 26. Februar 1979

NaA 8262

Literatur siehe Teil 1.

Dipl.-Ing. Volker Kliem

VEB Nachrichtenelektronik Greifswald



**Bild 11**  
Schaltungsmuster von  
2 hybriden Kanalfiltern  
mit diskreten Kondensatoren

Foto: G. Haring