

Entwurf und hybride Integration aktiver RC-Filter bei der Entwicklung moderner Nachrichtensysteme, dargestellt am Beispiel eines PCM-Kanalfilters. Teil 1

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.

Die Anwendung moderner Ergebnisse auf dem Gebiet der Schaltungsintegration, insbesondere der hybriden Dünn- und Dickfilmtechnik, geht relativ zögernd voran. Gerade durch die Integration der Filter kommen jedoch deren wesentliche Vorteile (Volumenverringerung, moderner technologischer Entwurf und rationelle Fertigung, Vergrößerung der Zuverlässigkeitsparameter und Wegfall eines manuellen Filterabgleichs) gegenüber konventionellen passiven Strukturen zur Geltung. Der Grund dürfte sicherlich nicht in der mangelnden Aufbereitung von Einsatzgebieten für repräsentative aktive Filterrealisierungen aus dem umfangreichen Gebiet der aktiven Selektivsysteme liegen, das sich etwa wie im Bild 1 darstellt. (Im Gegensatz zu kontinuierlichen Eingangszeitfunktionen $g_1(t)$ für Analogfilter sind die $g_1'(t)$ digitaler Filter mindestens zeitlich quantisiert.)

Auf Grund extremer Klirr-, Selektions- und Rauschforderungen sowie hoher Anforderungen an die zeitliche Stabilität erscheint der Einsatz aktiver Filter auf dem Gebiet der Trägerfrequenztechnik relativ schwierig, jedoch gangbar, wie die Ergebnisse in [1] [2] zeigen. Mit dem Impedanzkonverter wurde der Sprachkanal von 20 kHz bis 24 kHz eines Kanalumsetzers (Sprachkanaltiefpaß und Kanalbandpaß) in Dünnschicht-Hybridtechnik realisiert. In [3] wird ein Primärgruppentiefpaß 108 kHz als RC-aktives Filter vorgestellt.

Geringere Anforderungen bezüglich Selektionsschärfe ergeben sich für zeitgeteilte Nachrichtentechniken (PCM), wie in [4] [5] gezeigt wird. Spezielle Einsatzmöglichkeiten für diese Technik werden in [6] [7] [8] vorgestellt. Der Einsatz aktiver Filtervarianten bietet sich ebenfalls für Telegrafie- und Datenübertragungssysteme [9] [10], für die Entwicklung neuer, moderner NF-Übertragungseinrichtungen (z. B. Allverstärker-Technik) sowie für Dienstleitungs- und Zusatzeinrichtungen an.

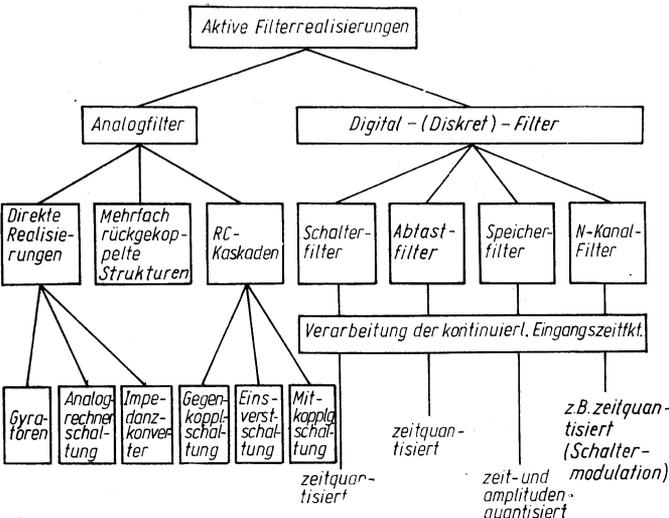


Bild 1. Übersicht über aktive Selektivsysteme

Analysiert man die internationalen Entwicklungsergebnisse, so nehmen direkte und Kaskadenrealisierungen mit festen bzw. mit einstellbaren Parametern eine exponierte Stellung ein. Den Gefäß- und den elektrischen Leistungsparametern entsprechender Systemkonzeptionen angepaßt, kann für geeignete Syntheseverfahren dabei in der Regel auf spezielle leistungs- und rauscharme Filterverstärker mit hohem $V \cdot B$ -Produkt, auf temperatur-, zeit- und gütestabile Chipkondensatoren mit Schwingkreisqualität sowie auf geeignete Abgleichalgorithmen für funktionelles Lasertrimmen zurückgegriffen werden [11] [12]. Die entwicklungstechnische Erschließung dieser „Software“ zur Realisierung integrierter Selektivschaltungen in Filmtechnik dürfte international dem breiten Einsatz aktiver Filter zum Durchbruch verholfen haben.

Durch die zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch kostspieligen Technologien (für Lasertrimmsysteme wird z. B. in [11] ein Anschaffungspreis von 80 000 Dollar angegeben), durch verfahrenstechnische und Bauelementprobleme sowie wegen der berechtigten Forderung des Schaltkreisherstellers nach hohen Stückzahlen sind Hybridschaltungen auf nationalem Sektor für den Anwender z. Z. nur wenig stimulant.

Eine konsequente Einführung dieser Technologie wird jedoch für zukünftige Gerätegenerationen nicht nur Qualitätsfortschritte, sondern vor allem ökonomische Vorteile bieten. Im folgenden Beitrag werden — ausgehend von diesen Überlegungen — Untersuchungen zum Einsatz RC-aktiver Filter als hybride Kanalfilter in modernen Pulscode-Modulationssystemen angestellt.

1. PCM-Kanalfilter — gegenwärtiger Stand und Aufgabenstellung im Rahmen neuer Gerätegenerationen PCM 30

Die Kanalfilter werden sendeseitig zur Bandbegrenzung und empfangsseitig zur Rekonstruktion von kontinuierlichen Zeitfunktionen aus PAM-Pulsen benutzt [4]. Die Filter können auf Grund angestellter Untersuchungen sende- und empfangsseitig gleichgestaltet werden. Diese Tiefpässe optimaler Selektivität (Cauer-Parameter-Filter) wurden als kanonische LC-Filter mit magnetisch gekoppelten Spulen ausgelegt und im System PCM 30/II des VEB Nachrichtenelektronik Greifswald eingesetzt [5] [13]. Bild 2 zeigt das zugehörige Toleranzschema nach CCITT/OSS.

Eine zahlenmäßige Erhöhung der Systeme bei gleichem Raum-

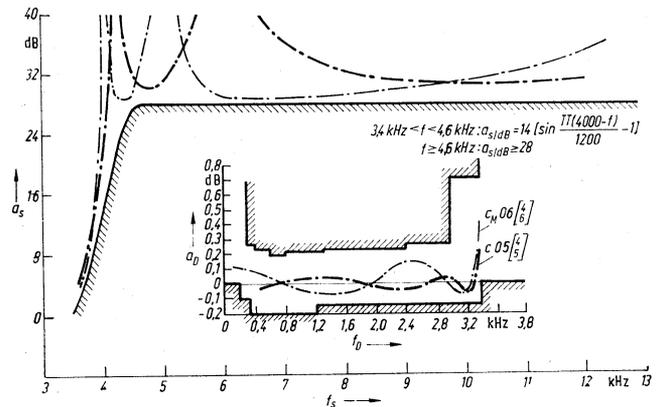


Bild 2. Toleranzschema nach CCITT/OSS für PCM-Kanalfilter:

- a) Dämpfungsverlauf nach C 05-Approximation,
- b) Dämpfungsverlauf nach C_{06} 06-Approximation

bedarf im Sinne neuer Gerätekonzeptionen, also auch eine Volumenverringering der Kanaleinheiten mit passiven LC-Filtern (60 gehende und kommende Sprechwege), ist konstruktiv nicht möglich. Die auf Grund der Systemkonzeption durch den Einsatz der Filter zu realisierenden technischen, ökonomischen und Gefäßparameter erfordern die Entwicklung eines integrierbaren Kanalfilters durch andere Filterprinzipien.

2. Realisierungsmöglichkeiten

Prinzipielle Realisierungsmöglichkeiten bieten sowohl Digital- als auch Analogfiltervarianten. Klammert man bei Digitalfiltern sowohl Schalter- als auch N -Kanalfilter mit z. Z. noch geringer praktischer Bedeutung aus, so kommen die auf dem Prinzip des

Transversalfilters beruhenden Abtast- und Speicherfilter in Frage. Der Arbeitsweise von PCM-Systemen angepaßte Lösungsvorschläge bedingen allerdings einen hohen ökonomischen Aufwand [14]. Bei Einhaltung aller geforderten technischen Parameter — einschließlich Kanalnebensprechen im Multiplexbetrieb — ist eine praktische Realisierung nur über entsprechende Großintegration vorstellbar. Reallösungen in Nachrichtensystemen sind gegenwärtig nicht bekannt.

Auf dem Gebiet der analogen Filter existieren Lösungsvarianten zu direkten Realisierungen (Gyratoren, Impedanzkonverter [6]), Kaskadenschaltungen [7] und mehrfach rückgekoppelten Strukturen [8].

Bei der Synthetisierung von Kaskaden wird die komplexe Übertragungsfunktion n -ten Grades,

$$G(P) = \frac{\underline{L}\{U_2(t)\}}{\underline{L}\{U_1(t)\}} = \frac{f(P)}{g(P)} = \prod_{\nu=1}^n G(P)_\nu, \quad (1)$$

durch das Produkt von Teilübertragungsfunktionen — in der Regel 2. Grades — dargestellt und durch entkoppelte Funktionsblöcke (FB) realisiert. Darauf soll im folgenden näher eingegangen werden.

3. Entwurfsverfahren (Approximation)

3.1. Ergebnisse klassischer Cauer-Approximation

Durch das in [15] vorgestellte schnelle Approximationsprogramm werden nach Aufwandsabschätzung entsprechend dem Toleranzschema nach Bild 2 die komplexen Eigenwerte sowie die zugehörigen Polynome $f(P)$ und $g(P)$ ermittelt. Das Programm tabelliert neben der Betragscharakteristik Dämpfung, Phase und Gruppenlaufzeit entsprechend

$$a_B(P) = -20 \lg |G(P)|, \quad (2)$$

$$\varphi(P) = -\arg G(P), \quad (3)$$

$$\tau_g(P) = \frac{d[-\arg G(P)]}{dP}. \quad (4)$$

Durch die direkte Eingabe der (reellen) Cauer- bzw. der transformierten Cauer-Parameter P_N werden iterative Approximationsalgorithmen vermieden, und die Rechenzeit wird minimiert. Nach Berechnung der elliptischen Lösungsfunktion (nachstehend für $n = \text{ungerade}$)

$$\varphi(P) = H \cdot P \cdot \prod_{N=1}^{n-1} \left(\frac{P^2 + P_{N^2}}{P^2 P_{N^2} + 1} \right) = \frac{h(P)}{f(P)} \quad (5)$$

und des Polynoms $g(P)$ wird die komplexe Systemfunktion $G(P)$ entsprechend Gl. (1) bestimmt. Mit

$$\frac{1}{|G(P)|^2} = \left| \frac{g(P)}{f(P)} \right|^2 = 1 + |\varphi(P)|^2 \quad (6)$$

läßt sich in bekannter Weise der Dämpfungsverlauf

$$a_B(P) = -20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + |\varphi(P)|^2}} = -20 \lg \left| \frac{f(P)}{g(P)} \right| \quad (7)$$

darstellen. Er ist im Bild 2 aufgetragen. Die Filterphase weist nach der Hilbert-Transformation für Minimalphasensysteme

Tafel 1. Komplexe Eigenwerte für PCM-Kanalfilter (normiert) nach C 05-Entwurf

| | Re | Im | Q_x |
|------------------------|-------------------------|------------------|-----------|
| Pole von $G(P)$ | P_{x1} : -0,074457835 | $\pm 0,94973623$ | 6,3972479 |
| | P_{x2} : -0,35205885 | $\pm 0,77303719$ | 1,2063755 |
| | P_{x3} : -0,68556707 | 0 | 0,5 |
| Nullstellen von $G(P)$ | P_{01} : 0 | $\pm 1,1448262$ | |
| | P_{02} : 0 | $\pm 1,6209373$ | |

(allpaßfreie Netzwerke) an den Übertragungsnullstellen Phasensprünge um π auf. Es ergeben sich die Eigenwerte nach Tafel 1. Damit lautet die Übertragungsfunktion

$$G(P) = \frac{(0,29039451 P^4 + 1,1435924 P^2 + 1) 2,2275493}{P^5 + 1,5386005 P^4 + 2,3187407 P^3 + 1,9351891 P^2 + 1,1665726 P + 0,44892383}. \quad (8)$$

Bild 3 zeigt den PN-Plan.

Ausgehend von Tafel 1 lassen sich geeignete Funktionsblöcke synthetisieren, wie im Abschnitt 4. gezeigt wird.

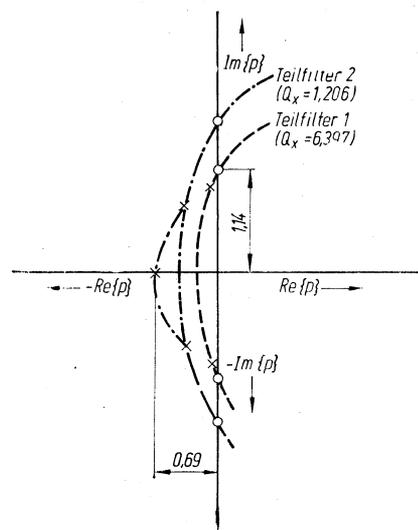


Bild 3 Pol-Nullstellen-Darstellung und Zusammenstellung der FB

3.2. Gütearme Approximation zur Realisierung minimaler Filterrauschleistung

3.2.1. Rauschverhältnisse am FB

Die auf Grund der Systemkonzeption geforderten zulässigen Rauschleistungen $P_r \leq 4 \text{ pW}$ je Kanalfilter ergeben numerisch relative Signal-Rausch-Abstände bzw. bezogene Rauschspannungen entsprechend $P_{S/R} = \sqrt{P_r \cdot R}$ von $\leq -84 \text{ dBmO}$.

Für einen aktiven Filtervierpol, bestehend aus Verstärker und RC-Netzwerk, addiert sich zur Signalausgangsspannung $U_a(t)$ eine frequenzabhängige Rauschspannung $U_{ar}(t)$.

Die Rauschquellen des aktiven Vierpols sind unkorreliert und setzen sich aus Ersatzstrom- und Ersatzspannungsrauschquelle des Verstärkers sowie aus der thermischen Widerstandsrauschquelle des Gesamtnetzwerkes zusammen.

Sind mit vorgenommener PN-Verteilung, Verstärker- und FB-Auswahl wesentliche rauschbestimmende Parameter (Gegenkopplungsgrad, ggf. Größe der Güteanfänger, Polgüte, Polfrequenz) bereits festgelegt, so ist das Gesamttrauschen des FB durch Variation des Impedanzniveaus q noch innerhalb gewisser Grenzen steuerbar. Die abgegebene Rauschleistung des FB verringert sich mit der Abnahme von q und wird schließlich im Bereich des Ersatzspannungsquellen-Rauschens invariant gegenüber q und minimal klein (q_{\min}, C_{\max}).

Böhme gibt in [16] die Dynamik eines RC-aktiven Filterbausteins an:

$$\frac{U_a(t)}{U_{ar}(t)} = \sqrt{\frac{P_r \cdot q}{E(A + Bq + C \cdot q^2)}}. \quad (10)$$

Dabei sind A, B, C Koeffizienten der Ersatzspannungsrauschquellen, des Widerstandsrauschens bzw. der Ersatzstromrausch-

quellen; P_p stellt die Verstärker-Verlustleistung dar, E ist eine Eigenwert-Konstante.

Nicht expliziert wurde in Gl. (10) der stark frequenzabhängige Rauschspannungsanstieg und dessen Überhöhung an der Bandgrenze in proportionaler Abhängigkeit vom Quadrat der Polgüte des FB. Diese Rauschüberhöhung wird maximal bei $\Omega = \Omega_p$. Ihr Absolutbetrag wird bei elliptischen Filtern in erster Linie durch das Polpaar höchster Güte (Dominantpolpaar) bestimmt. Betrachtet man das Dominantpolpaar der im Abschn. 3.1. approximierten Übertragungsfunktion mit den (normierten) Eigenwerten

$$\operatorname{Re}\{P_{x1}\} = 0,074457835 = \frac{\sigma_{x1}}{\omega_1},$$

$$\operatorname{Im}\{P_{x1}\} = 0,94973623 = \frac{\Omega_{x1}}{\omega_1} \text{ mit } \omega_1 = 2\pi \sqrt{f_D \cdot f_S},$$

so ergibt sich dessen Übertragungsfunktion zu

$$W_{DP}(P) = \frac{\Sigma_{x1}^2 + \Omega_{x1}^2}{\{P - (j\Omega_{x1} - \Sigma_{x1})\} \{P - (-j\Omega_{x1} - \Sigma_{x1})\}} \quad (11)$$

Mit der Polfrequenz $\Omega_p = \sqrt{\Sigma_{x1}^2 + \Omega_{x1}^2} = \frac{1}{T_p}$ wird Gl. (11) nach elementarer Umwandlung zu

$$W_{DP}(P) = \frac{\Omega_p^2}{P^2 + 2P\Sigma_{x1} + \Omega_p^2} = \frac{1}{p^2 T_p^2 + 2PT_p D + 1} \quad (12)$$

Dabei gelten die bekannten Definitionen der Polgüte,

$$Q_{DP} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{\Sigma_{x1}^2 + \Omega_{x1}^2}}{\Sigma_{x1}} = \frac{1}{2} \frac{\Omega_p}{\Sigma_{x1}}, \quad (13)$$

und der Poldämpfung

$$D_{DP} = \cos \gamma = \frac{\Sigma_{x1}}{\Omega_p} = \frac{1}{2Q_{DP}}. \quad (14)$$

Das Dämpfungsverhalten entsprechend

$$a_{BP} = -20 \lg |P - P_{x1}| = -20 \lg \sqrt{(\Omega - \Omega_{x1})^2 + \Sigma_{x1}^2} \quad (15)$$

weist nach Bild 4 eine Überschwingamplitude negativer Dämpfung von 23 dB auf. Sie ist maximal an der Stelle $\Omega_{p1} = \Omega \approx \Omega_{x1}$. Die Poldämpfung wird für $|\Omega \geq \Omega_{x1}|$ identisch 0 für die normierte Frequenz

$$|\Omega_N| = \sqrt{1 - \Sigma_{x1}^2} + |\Omega_{x1}| = 1,9472 \quad (16)$$

entsprechend Gl. (15)¹.

Die rechnerische Analyse des Dämpfungsübertragungsverhaltens in Verbindung mit der benachbarten imaginären Nullstelle (FB) — siehe Abschn. 4.1. — erbrachte eine Verstärkungsüberhöhung von 6,8 dB an der Stelle $\Omega \approx \Omega_{x1}$. Dieser Wert bestimmt die Rauschleistungsüberhöhung ($\sim Q_{DP}^2$).

3.2.2. Güteverminderte Approximation

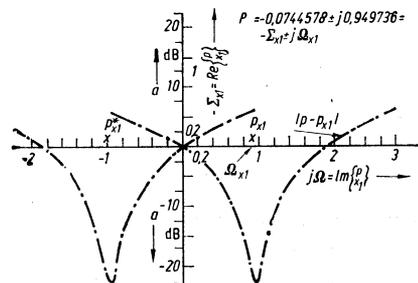
Eine Verringerung des Rauschniveaus, verbunden mit vergrößerter Stabilität, ist durch Approximationsverfahren mit verminderter Polgüte möglich. Das Verfahren wurde in [17] vorgestellt und beruht auf dem Austausch des Dominantpolpaars gegen ein Dominantpolquadrupel gleicher, gegenüber dem Dominantpol jedoch verringerter Polgüte.

Aufwandsoptimale Approximationen dieses Verfahrens ergeben sich jedoch erst für den Fall doppelter bzw. mehrfacher Dominantpole. Ergebnisse von gütearmen Tschebyscheff-1- (T_M)- und Cauer- (C_M)-Approximationen definierter Wertevorräte n ; q ; θ wurden tabelliert und z. B. in [18] vorgestellt.

Für die Kanalfilterung wurden entsprechend Toleranzschema nach Bild 2 auf der Anlage BESM 6 entsprechende Lösungsfunktionen errechnet mit dem Ziel, die über klassische Entwurfsverfahren ermittelten Dämpfungsreserven im DB und im SB bei minimaler Graderhöhung zu erreichen.

¹ Die Gln. (15) und (16) sind getrennt zu betrachten für den komplexen Pol p_{x1} mit $\Omega_{x1} > 0$ und für den konjugiert komplexen Pol p_{x1}^* mit $\Omega_{x1} < 0$. Der Gesamtdämpfungsverlauf a_{BDP} des Polpaars p_{x1} ergibt sich dann aus der Summe der Teildämpfungen a_{BP} .

Bild 4
PN-Plan des komplexen Dominantpols nach Tafel 1 und Überschwingen der Poldämpfung als $f(j\Omega)$



Besonderes Augenmerk galt dabei der Filterflanke im Übergangsbereich $3,4 \text{ kHz} \leq f \leq 4,6 \text{ kHz}$, deren Anstiegssteilheit ein Kriterium für eine ausreichende Unterdrückung der Spektralanteile des PAM-Umkehrbandes darstellt [4].

Das Dämpfungsverhalten der güteverminderten CM 06-Approximation mit den ermittelten Eigenwerten nach Bild 5 zeigt Bild 2. Die unvermeidliche Graderhöhung um 1 gegenüber dem Standardentwurf erbrachte jedoch eine effektive Güteverringerng um etwa 40%. Das entspricht einer Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes um etwa 3 dB an gemessenen Labormustern gegenüber C 05-Realisierungen².

Eine Filtersynthetisierung, die von den ermittelten $C_M/06(07)$ -Approximationsdaten mit 2 Übertragungsnulstellen ausgeht, erfordert 3 FB mit biquadratischem Übertragungsverhalten. (Eine Verringerung der Übertragungsnulstellen war nicht möglich.) Zur Auswahl geeigneter FB siehe Abschn. 4.2.

Das geforderte extreme Übergangsverhalten der Kanalfilter im Bereich von 3,4 bis 4,6 kHz entsprechend

$$a = 14 \sin\left(\frac{\pi(4000 - f) - 1}{1200}\right) \text{ dB} \quad (17)$$

² Das Gruppenlaufzeitverhalten entspricht weitgehend der klassischen Cauer-Approximation.

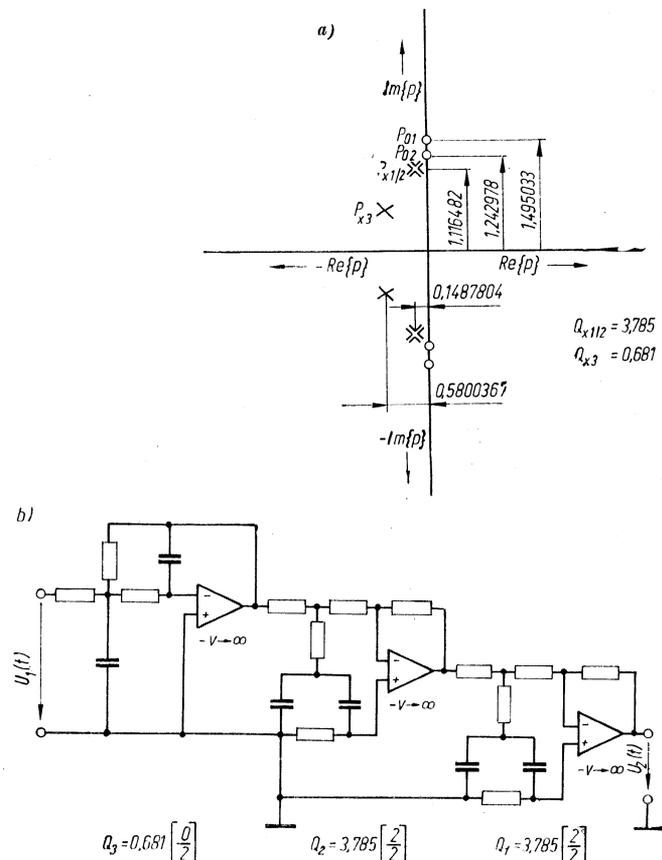


Bild 5. Verteilung der Eigenwerte für güte minimiertes Entwurfsverfahren und Schaltungsvariante

mußte bei CM 06 durch eine Vergrößerung des Reflexionsfaktors erkauft werden (siehe Bild 2). Realisierte Kanalfilter mit BE-Abweichungen $\leq 0,1\%$ (R) und $\leq 0,5\%$ (C) verletzen damit nicht nur im worst-case-Fall das Toleranzschema des DB, wenn auf Nachabgleich verzichtet werden soll (siehe Abschn. 6.1.). Auf Grund dieser Tatsache sowie wegen des benötigten Mehraufwandes wurde auf C 05-Approximationen zurückgegriffen.

4. Schaltungssynthese

4.1. Dekomposition der Gesamtübertragungsfunktion

Die Aufteilung der PN-Werte der Gesamtübertragungsfunktion $G(P)$ auf FB 2. (3.) Grades entsprechend Gl. (1) (Dekomposition), ihre Reihenfolge im Signaldurchlauf sowie die Aufteilung der multiplikativen Konstanten H auf die FB nehmen Einfluß auf das Verhalten des Gesamtfilters. Dabei repräsentieren die FB Teilübertragungsfunktionen nach Gl. (18) und Gl. (19):

$$\frac{U_2(P)}{U_1(P)} \Big|_v = k_v \cdot H \frac{(P^2 + \Omega_{0v}^2)}{(P + P_{xr}) \left(P^2 + \frac{\Omega_{xv}}{Q_{xv}} \cdot P + \Omega_{xv}^2 \right)} = \frac{Z(P)}{N(P)} \quad (18)$$

bzw. nach Entnormierung $\omega = \Omega \omega_1$ mit $\omega_1 = \sqrt{\omega_D \omega_S}$:

$$\frac{U_2(\omega)}{U_1(\omega)} \Big|_v = k_v \cdot H \frac{(p^2 + \omega_{0v}^2)}{(p + \omega_{xr}) \left(p^2 + \frac{\omega_{xv}}{Q_{xv}} p + \omega_{xv}^2 \right)} \quad (19)$$

$Z(P)$ realisiert exakt imaginäre Nullstellen entsprechend

$$P_{0v1/2} = \pm j \sqrt{\frac{1}{\Omega_{0v}}}; \quad (20)$$

$N(P)$ komplexe Pole sowie bei Bedarf einen reellen Pol nach

$$P_{xv1/2} = \pm \sqrt{\left(\frac{\Omega_{xv}}{2 Q_{xv}} \right)^2 - \Omega_{xv}^2} - \frac{\Omega_{xv}}{2 Q_{xv}} \text{ bzw. } P_r = -P_{xr}. \quad (21)$$

Dekomposition und Zusammenstellung der FB zur Kaskade beeinflussen Dynamik, Empfindlichkeit und Aussteuerbarkeit des Gesamtfilters. Zur Realisierung einer optimalen Filtervariante entsprechend Aufgabenstellung mußten Vorzugsparameter (Rauschen, Empfindlichkeit) definiert und es mußte auf Grund der Komplexität einer Lösungsfindung auch auf experimentelle Ergebnisse zurückgegriffen werden. In [19] gibt Seidel Entwurfskriterien an.

4.1.1. Zuordnung der Eigenwerte auf die FB

Im Interesse minimaler Empfindlichkeit sind jeweils nächstliegende Pole und Nullstellen in einem FB zusammengefaßt. Dabei erhält der FB mit dem Dominantpolpaar das unmittelbar benachbarte Nullstellenpaar. Das Teilfilter höchster Polgüte wird mit einer Gleichspannungsübersetzung $V_0 = 0$ dB beaufschlagt.

Maximale Aussteuerbarkeit ergibt sich bei einem Verhältnis $\frac{U_a(t)}{U_e(t)} = 1$ jedes Teilfilters.

Damit wird größtmögliche Filtereingangsspannung zugelassen. In diesem Sinne sowie auf Grund hoher Rauschforderungen wurde eine kleine Spannungsübersetzung gewählt, und es wurde eine Verstärkung der FB von 0 dB realisiert.

4.1.2. Zusammenstellung der Kaskade

Prinzipiell entspricht eine Ordnung der Filterbausteine nach fallender Grenzfrequenz einem rauscharmen Konzept, da die tieferfrequenten FB am Ausgang das Rauschen der vorhergehenden abschwächen. Das würde für das Kanalfilter einer Ordnung nach steigenden Polgüten entsprechen.

Auf Grund experimenteller Untersuchungen bezüglich Rauschverhalten ausgewählter FB (Abschn. 5.) und ihrer Zusammenschaltung in der Filterkette ergaben sich bei $V_{0FB} = 1$ und bei einer Ordnung der FB nach fallenden Polgüten günstigste Rauschwerte. Bild 3 zeigt die Zusammenstellung der Kaskade.

Tafel 2. Ausgezeichnete Eigenschaften der für PCM-Kanalfilter untersuchten FB, Variante 1 bis 4

| | Variante 1 | Variante 2 | Variante 3 | Variante 4 |
|---|---|------------------------------|--|--|
| 1. Schaltungsprinzip | Tiefpässe mit Nullstellenanfachung | | | |
| 2. Anfachungsprinzip | resistiv | kapazitiv | kapazitiv | kapazitiv |
| 3. realisierbare Gleichspannungsübersetzungen V_0 | $V_0 \geq 0$ möglich | $V_0 \geq 0$ möglich | $V_0 \geq 0$ möglich, allerdings $V_0 > \frac{r^2}{(r-1)^2 q x^2}$ | $V_0 \geq 0$ möglich $\begin{cases} qx = Qx \\ r = \Omega_0^2 \end{cases}$ |
| 4. notwendige Leerlaufverstärkungen für Polgütefehler $\frac{\Delta Q x}{Q x} = 0,01$ und $V_0 = 1$ für FB 1: | etwa 24000 | | etwa 80000 | |
| 5. Anforderungen an Verstärker | Differenz-eingang notwendig | Eingang einfach invertierend | Eingang einfach invertierend | Eingang einfach invertierend |
| 6. Realisierbarkeiten eines reellen Pols im FB | möglich | nicht möglich | möglich | möglich |
| 7. Verhältnis von $\frac{R_{max}}{R_{min}}$ des RC-NW für FB 1 und $V_0 = 1$ | 1500 : 1 | 230 : 1 | 4650 : 1 | 18000 : 1 |
| 8. Verhältnis der NW-Kapazitäten | $C_a = C_b$ | $C_1 = C_2 + C_c$ | $C_a = C_b + C_1$ | $C_1 + C_2 + C_c$ |
| 9. Aussteuerbarkeit für minimales q , definiert durch $C_{max} = 36000$ pF | $\leq +6$ dBu | $\leq +6$ dBu | $\leq +5$ dBu | $\leq +5$ dBu |
| | (U _{eff} 1,5 V) | | | |
| | Werte gelten für Betriebsspannungen ± 6 V | | | |
| 10. relative Signal-Rausch-Verhältnisse für Filterkaskade gleicher FB (psophometrisch gemessen) | ≈ -84 dBmO | ≈ -86 dBmO | ≈ -83 dBmO | ≈ -76 dBmO |
| 11. Leistungsaufnahme eines FB bei ± 6 V; $V_0 = 0$ dB; $p_e = 0$ dBu; minimales q . | 12...24 mW | 9...18 mW | 11...24 mW | 12...24 mW |

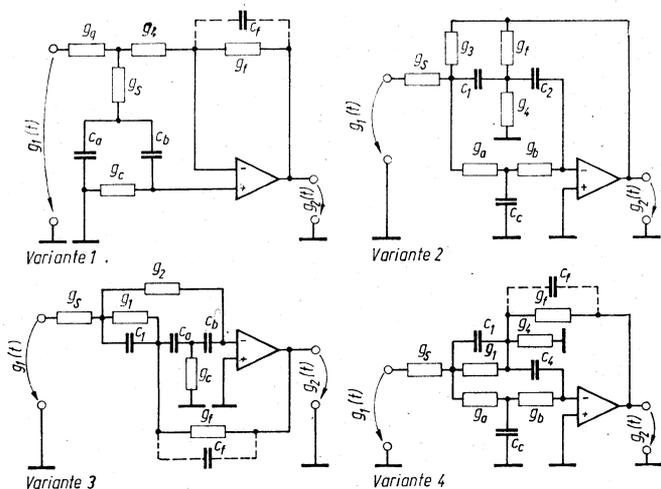


Bild 6. Stabile Filterbausteine nach dem Inversionsprinzip zur Realisierung komplexer Pol- und Nullstellen

4.2. Auswahl geeigneter Filterstrukturen

Für eine RC-aktive Kanalfiltervariante wurden im wesentlichen Schaltungsstrukturen untersucht, die sich durch

1. absolute Stabilität,
2. geringe Empfindlichkeiten und damit hohe Konstanz des Dämpfungsverlaufes bezüglich SE-Toleranzen,
3. ökonomische Lösungen durch Doppelausnutzung des RC-Netzwerkes für Pol- und Nullstellenerzeugung,
4. Realisierbarkeit exakt imaginärer Nullstellen und damit Anwendbarkeit klassischer Cauer-Approximationen

auszeichnen.

Diese Forderungen sind nur über Gegenkopplungsschaltungen realisierbar und schränken damit die Quantität möglicher Filterstrukturen erheblich ein. Die Untersuchungen beschränken sich auf die im Bild 6 dargestellten FB nach dem Inversionsprinzip, für die in [19] [20] strenge Dimensionierungsvorschriften abgeleitet wurden.

Die gezeigten Varianten wurden in Tafel 2 spezifiziert, wobei bereits auf experimentelle Untersuchungen zurückgegriffen wurde. (C_0 für Variante 4. ist in Schwingkreisqualität auf Grund des Wertebereiches ≤ 100 pF nicht realisierbar.)

4.2.1. Strenge Dimensionierung

Die Ableitung der Dimensionierungsvorschriften für die Varianten 1 bis 4 erfolgt ausgehend von einer allgemeinen Filterdarstellung, die aus Schleifenschaltung von RC-Mehrtor mit idealem invertierendem bzw. mit Differenzverstärker besteht. Komplexe Übertragungsnullstellen und Pole werden durch RC-Nullfilter in Vorwärtsrichtung bzw. durch Nullstelleninversion im prinzipiell gleichen RC-Netzwerk erzeugt [19].

Ausgehend von den in Abschn. 3.1. gefundenen Eigenwerten für das Kanalfilter, ergeben sich nach Auswertung der Bemess-

ungsgleichungen die normierten SE-Werte, die auszugsweise für den FB höchster Polgüte in Tafel 3 dargestellt sind.

Tafel 3. Normierte Schaltelemente für den 1. FB des Kanalfilters, ausgeführt als Struktur der Varianten 1 bis 4; $V_0 = 0$ dB

| Variante 1 | Variante 2 | Variante 3 | Variante 4 |
|-------------------|-------------------------|-------------------|-------------------|
| $g_c = 0,0461807$ | $g_a = g_b = 1$ | $g_c = 70,47881$ | $g_a = g_b = 1$ |
| $g_f = 0,2073372$ | $g_f = 0,4441489$ | $g_f = 0,6853019$ | $g_f = 8,4335281$ |
| $g_q = 0,207952$ | $g_s = 1$ | $g_s = 0,4745369$ | $g_s = 0,0942205$ |
| $g_4 = 70,200184$ | $g_3 = 1$ | $g_1 = 1,5429555$ | $g_1 = 18,988065$ |
| $g_5 = 31,271697$ | $g_4 = 100,18041$ | $g_2 = 0,0151755$ | $g_4 = 1672,1700$ |
| $c_a = c_b = 1$ | $c_1 = c_2 = 5,9024322$ | $c_a = c_b = 1$ | $c_c = 14,196419$ |
| | $c_c = 0,2346318$ | $c_1 = 3,0357303$ | $c_1 = 7,00000$ |
| | | | $c_2 = 0,0669625$ |

Daraus sind die Schaltelemente (SE) mit

$$\omega_B = 2 \pi f_B = 2 \pi |\Omega_{xv}| f_1 \quad (22)$$

nach Bemessung einer Bezugskapazität und eines Bezugswiderstands

$$R_B = \frac{1}{\omega_B C_B} \quad (23)$$

entnormierbar nach

$$R_v = \frac{R_B}{g_v} \text{ und } C_v = c_v C_B. \quad (24)$$

Eingegangen am 26. Februar 1979. (Wird fortgesetzt)

NaA 8262

Literatur

- [1] Thimm, R.: Aktive Filter für Kanalumsetzer. Elektrisches Nachrichtenwesen 52 (1977) H. 2, S. 144–150.
- [2] Antoniou, A.: A compensation technique for a gyrator and its use in the design of a channel bank filter. IEEE Trans. CAS 22 (1975) H. 11, S. 316 bis 323.
- [3] Seidel, V., und Meyer, F.: Realisierung eines Primärgruppentiefpasses 108 kHz mit aktiven RC-Schaltungen in Kaskadentechnik. Interner technischer Bericht TKE 32-6/75 des Kombines VEB RFT Fernmelde- werk Leipzig.
- [4] Kliem, V.: Rekonstruktion von kontinuierlichen Zeitfunktionen aus PAM-Pulsen bei PCM-Decodierung. Nachrichtentechnik · Elektronik 27 (1977) H. 7, S. 278–282.
- [5] 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.
- [6] Jeffers, R., und Haigh, D. G.: Active RC lowpass filters for f. d. m. and p. c. m. systems. Proc. IEEE (1973) H. 9, S. 945–953.
- [7] Friedenson, R.: Active filters make it small in the D3 channel bank. Bell lab. Rec. 51 (1973) H. 4, S. 105–111.
- [8] Waefly, B. M., und Keys, L. K.: Standardizable low-Pass voice band hybrid circuit filters for PCM-systems. IEEE Journal of Solidstate Circuits. (1975) H. 8, S. 229–236.
- [9] Ohl, W. D., und Rahmig, G.: Ein Empfänger für tonfrequente Tastwahl mit digitaler Frequenzerkennung. Elektrisches Nachrichtenwesen 51 (1976) H. 3, S. 182–185.
- [10] Eruby, I.: Active channel band-pass filters for Tesla voice-frequency Telegraph Systems. Tesla-Electronics (1976) H. 4, S. 118–122.
- [11] Riesenman, H. J.: Sonderbericht: Aktive Filter liegen an der Spitze der neuen Technik. Electronics 50 (1977) H. 26, S. 119–124.
- [12] Uhlmann, R.: Bedeutung und Technologie von Hybridbausteinen. radio fernsehen elektronik 26 (1977) H. 23/24, S. 765–769.

- [13] Schmölling, F.: Endstelle des Pulscode-modulations-Systems PCM 30. Fernmelde- technik 19 (1978) H. 2, S. 63–65.
- [14] Kuntz, W., und Schäfer, K.: Digitale Eingangfilter für PCM-Systeme. NTZ 22 (1969) H. 10, S. 565–568.
- [15] Kliem, V., und Kerndt, F.: Schnelles Approximationsprogramm für symmetrische und antimetrische Cauer-Parameter-Filter der Grade $n = 3 \cdot \dots \cdot 12$. Technischer Bericht TK 11/1976 des VEB Nachrichtenelektronik Greifswald.
- [16] Böhme, R.: Entwurf aktiver Filter in Kaskadentechnik. Nachrichtentechnik · Elektronik 27 (1977) H. 5, S. 211–213.
- [17] Fritzsche, G.: Gütearme Approximationen für Netzwerke mit vorgeschriebenen Eigenschaften. Nachrichtentechnik · Elektronik 25 (1975) H. 9, S. 332–334.
- [18] Fritzsche, G., und Jentschel, H.-J.: Poldaten und Koeffizienten von Übertragungsfaktoren mit minimierter Polgüte (T_M -Approximation). Nachrichtentechnik · Elektronik 25 (1975) H. 6, S. 225–232.
- [19] Seidel, V.: Zur Realisierung von aktiven, absolut stabilen RC-Filterbausteinen mit Übertragungsnullstellen. Dissertation A, HfV Dresden 1975.
- [20] Seidel, V.: Filterbausteine für aktive RC-Filter mit Mehrfachrückkopplung. Nachrichtentechnik · Elektronik 27 (1977) H. 5, S. 202–205.
- [21] Rathmann, W.: Netzwerkanalyseprogramm „ALEN“. Programmunterlagen aus dem Mathematischen Büro des Kombines VEB RFT Fernmelde- werk Leipzig.
- [22] Airinger, M., Heymel, G., und Unger, H.: Frequenzkompensierter Operationsverstärker $\mu A 709$ mit hoher Slew Rate. radio fernsehen elektronik 22 (1973) H. 24, S. 804–806.
- [23] Kliem, V.: Untersuchungen zur Realisierung eines aktiven Kanalfilters für PCM-Systeme. Technischer Bericht EA 3/1979 des VEB Nachrichtenelektronik Greifswald.

Dipl.-Ing. Volker Kliem, VEB Nachrichtenelektronik Greifswald