

Beitrag zur Realisierung von kanonischen LC-Filtern mit induktiver Kopplung am Beispiel eines PCM-Kanalfilters

V. Kliem, KDT, Greifswald

Mitteilung aus dem VEB Nachrichtenelektronik Greifswald

Deskriptoren: Netzwerk, Reaktanzvierpol, Spulenfilter, Spule, Tiefpaß, Kanalfilter; PCM; CCITT; Filterkurve, Dämpfung; Empfindlichkeit; Gütefaktor, Gruppenlaufzeit, Frequenzfilter aktiv.

Ein Vergleich der Leistungsfähigkeit aktiver und passiver Filterschaltungen bezüglich technischer und ökonomischer Parameter wird in erster Linie für den spezifischen Anwendungsfall sinnvoll und soll nicht Gegenstand der folgenden Ausführungen sein. Die Kanalfilter des Systems PCM 30/32 sind Cauer-Parameter-Tiefpässe und werden zur Sprachbegrenzung im NF-Bereich bzw. zur Signalrekonstruktion von kontinuierlichen Zeitfunktionen aus PAM-Pulsen benutzt [1].

1. Möglichkeiten der Realisierung durch RC-aktive Filter

Eine aktive Filtersynthese nach [2] [3] [4] [5] realisiert über eine rückwirkungsfreie Kaskadenschaltung von Teilfiltern zweiten Grades die komplexe Übertragungsfunktion $G(P)$ als Produkt der Teilübertragungsfunktionen $G(P)_v$. Die auf Grund der Systemkonzeption einer PCM-Übertragungseinrichtung an die Filter gestellten technischen, ökonomischen und Gefäßforderungen, z. B. hohe Signal-Rausch-Abstände, große Aussteuerbarkeit am Filtereingang, geringer Leistungsbedarf, minimales Filter- bzw. Kanalnebensprechen, kleines Volumen, geringer Preis, stehen bei aktiven Filterrealisierungen teilweise konträr zueinander und sind nur über entsprechende Kompromißlösungen realisierbar, wobei bestimmten Parametern der Vorrang eingeräumt werden muß.

Die im Bild 1 gezeigten Varianten realisieren u. a. abgleichbare imaginäre Übertragungsnulstellen, sind also für klassische Approximationsverfahren geeignet und absolut stabil. Durch Ausnutzung der Differenzeingänge eines geeigneten OV zur Erzeugung komplexer Pole und Nullstellen sowie die Einbeziehung des reellen Poles in die Teilübertragungsfunktion $G(P)_v$ wird der Bauelementeaufwand der Filtervariante nach Bild 1a) gegenüber der Inversionsstruktur nach Bild 1b) [2] verringert. Erste Untersuchungen an der Differenzverstärkervariante nach Bild 1a) zeigten bisher neben der geringen Leistungsaufnahme

von $p_e \leq 50$ mW je Filter ein relativ gutes Rauchverhalten bei Einsatz von integrierten Schaltkreisen MAA 725 (Tesla) und A 109 (HFO) sowie die Einhaltung der geforderten technischen Parameter.

Die Vorteile von RC-aktiven Strukturen kommen jedoch erst im Rahmen einer geeigneten Schaltungsintegration — insbesondere auf der Basis der hybriden Dünnfilmtchnik — in vollem Umfange zum Tragen. Bei gefordertem geringem Volumen bzw. hohen Packungsdichten stellt somit die Hybridtechnologie und im besonderen eine geeignete Abgleichmöglichkeit der RC-Netzwerke ein entscheidendes Problem dar. Seine Lösung dürfte grundlegend die Weiterentwicklung und den Einsatz von aktiven Filtern sowohl in Kaskadentechnik als auch der mehrfach rückgekoppelten Strukturen (MLF-Schaltungen) beeinflussen.

Mit Widerstandsnetzwerken und Kondensatoren kleiner Auslieferungstoleranzen ($\leq 0,5\%$) macht sich gegebenenfalls ein Abgleich der Übertragungsnulstellen (Bild 1) bzw., je nach Struktur, ein weiterer getrennter Polabgleich erforderlich. Chipkondensatoren für Hybride sind jedoch mit dieser hohen Genauigkeit sehr teuer und auch international unüblich, da nicht die absolute Größe von R und C , sondern deren RC -Produkt die Filtercharakteristik beeinflusst.

So lassen sich bei gemessenen stabilen C -Werten die Chipkondensatoren gebräuchlicher Toleranzen durch Laser- bzw. Elektronenstrahlabgleich des Dünnfilmwiderstandsnetzwerkes $R \cdot C$ -Produktgenauigkeiten von $\leq 1\%$ erzielen. International scheint sich jedoch nicht

- ein statischer RC-Abgleich des Filternetzwerkes, sondern
- ein funktionelles Lasertrimmen

durchzusetzen. Statt Trimmen von vorgegebenen Zeitkonstanten wird während dieses Funktionsabgleichs die gesamte Einheit Netzwerk—Verstärker mit rechnergesteuerter Laserabgleichseinheit zur Auswertung von Betrags- und Phasenfunktion abgeglichen.

Durch konsequente Schaltungsintegration wird der Einsatz hybrider RC-aktiver Filter in PCM-Systemen aktuell, wobei ein statischer Zeitkonstantenabgleich nach Bestimmung der Keramikchipkondensatoren innerhalb der derzeit gegebenen techni-

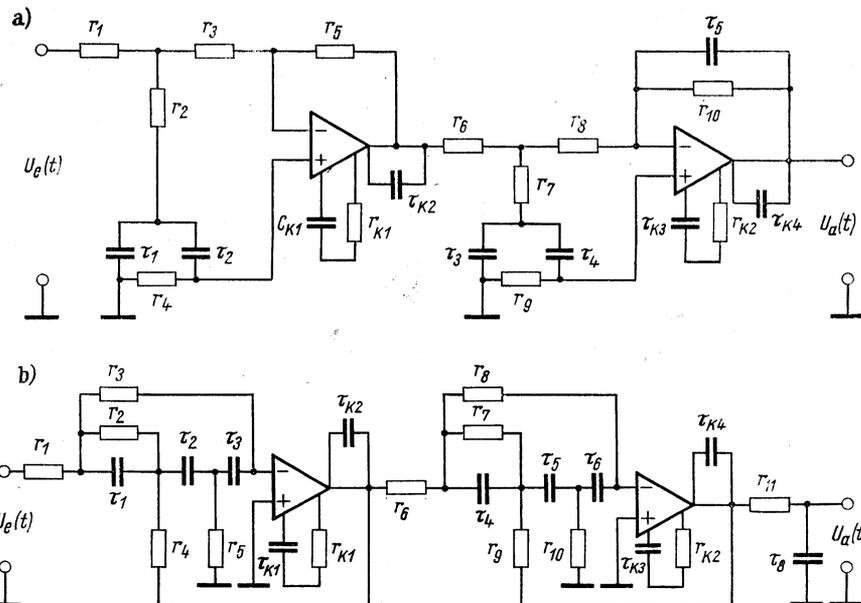


Bild 1
Schaltungsvarianten für aktive PCM-Filter (4/5)
mit 5 bzw. 7 frequenzbestimmenden Kapazitäten

schen Möglichkeiten des Schaltkreisherstellers liegen dürfte. Über Ergebnisse wird zu gegebenem Zeitpunkt berichtet. Betrachtet man den Umstand, daß zum gegenwärtigen Zeitpunkt Hybridschaltungen ökonomisch kaum eine Stimulierung für den Anwender darstellen, so lag die Entwicklung eines leistungsstarken LC-Kanalfilters mit minimaler Bauelementanzahl und kleinvolumigen Bauelementen auf der Hand. Die Ablösung durch die genannten aktiven Filter in Hybridtechnik ist vorgesehen. Filter mit einem Minimum an Energiespeichern in Form der Reaktanzelemente (kanonische Schaltungen) sind über magnetisch gekoppelte Übertrager zu realisieren und erscheinen in der Regel nicht in Filterkatalogen.

2. Aufgabenstellung

Die in passiver bzw. in aktiver Filtertechnik zu realisierenden Kanalfilter werden — als Einheitsfiltervariante ausgelegt — für kommende und gehende Sprechwege 60mal je Endstelle benötigt. Jedes Filter mit der komplexen Übertragungsfunktion

$$G(P) = \frac{(1 + P^2 P_1^2)(1 + P^2 P_2^2)}{H^* \cdot (P - P_1')(P - P_2')(P - P_3')} = \frac{f(P)}{g(P)}$$

$$\text{mit } P_{0N} = \pm j \frac{1}{P_N}$$

und imaginären Lösungswurzeln P_{0N} des Zählerpolynoms $f(P)$ kann in bekannter Weise als passives, spulenarmes Netzwerk nach Bild 2 dargestellt werden.

Ausgangskriterium der Überlegung zur Reliasierung von kanonischen Schaltungen im allgemeinen ist ein Theorem von Bader und Piloty, nach dem bei Reaktanzfiltern bei jedem Pol endlicher Frequenz immer eine Koppelspule mit fester Kopplung abgespalten werden kann, deren Gegeninduktivität mit einem

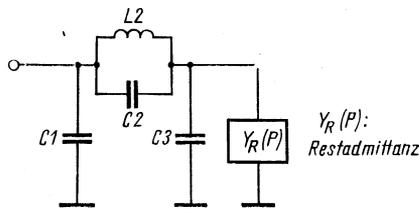


Bild 2
Realisierter Brune-Prozess für Zweipoladmittanzen

Bild 3
Schaltungsäquivalenzen für $C_3 < 0$; $(C_1; C_2; L_2) > 0$

Betrachtet man für die weiteren Überlegungen C_3 als negative Kapazität ($C_1 > 0$) und führt die Konfiguration nach Bild 2 in eine äquivalente Schaltung über, so gelten die Schaltungsäquivalenzen nach Bild 3, wenn folgende Bedingungen erfüllt sind (Ergebnisse über Berechnung und Vergleich der Vierpolmatrizen):

$$L_1' = \frac{C_3}{C_1 + C_3} \cdot L_2 \quad (4)$$

$$L_2' = \frac{C_2}{C_1 + C_3} \cdot L_2 \quad (5)$$

$$L_3' = \frac{C_1}{C_1 + C_3} \cdot L_2 \quad (6)$$

$$C_2' = C_1 + C_3 \quad (7)$$

Mit $C_3 < 0$ entstehen unter der Bedingung

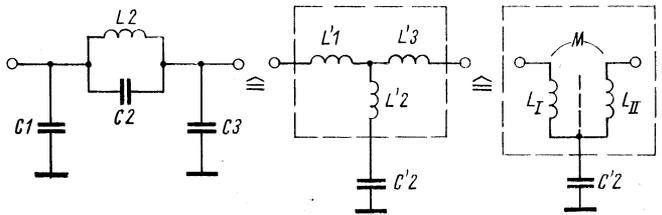
$$C_1 \geq |C_3| \quad (8)$$

L_2', L_3' und C_2' als positive Schaltelemente, L_1' wird negativ. Der Induktivitätsstern ist bekanntlich nachfolgendem gekoppeltem Übertrager mit realisierbaren Schaltelementen äquivalent, wenn mit den Gln. (4) bis (7) gilt:

$$L_I = L_1' + L_2' = \frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_3} \cdot L_2 \quad (9)$$

$$L_{II} = L_2' + L_3' = \frac{C_1 + C_2}{C_1 + C_3} \cdot L_2 \quad (10)$$

Da sich definitiv $C_3 < 0$ und $(C_1, C_2, L_2) > 0$ ergeben, wirken sich mögliche Vorzeichenunterschiede für L_I und L_{II} als Wick-



zugehörigen Kondensator bei der betreffenden Polfrequenz eine Reihenresonanz bildet. Ist somit eine Frequenzfunktion gegeben, die den Zwei- bzw. Vierpolbedingungen genügt, so läßt sich deren Verlauf immer als Übertragungsfunktion von kanonischen Netzwerken darstellen. Es sind Konfiguration und entsprechende Filterparameter gesucht.

3. Syntheseverfahren über ausgewählte Schaltungsäquivalenzen

Geht man vom realisierten Brune-Prozess als einer möglichen Realisierung von Zweipolfunktionen minimaler Phase aus, der sich aus der Abspaltung von Teil-Zweipolfunktionen aus einer beliebigen Zweipoladmittanzfunktion unter ständiger Gradreduzierung ergibt, so erhält man eine Schaltungskonfiguration nach Bild 2. Es ist mit

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

$$L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2} > 0 \quad (2)$$

Ist die Bedingung für Resonanzfrequenzen im Wertebereich $0 < \omega_0 < \infty$ erfüllt, so nimmt entweder C_1 ($C_3 > 0$) oder C_3 ($C_1 > 0$) einen negativen Wert an [7].

C_2 ist nach Gl. (2) immer > 0 , da sie mit der positiven Induktivität L_2 eine Parallelresonanz bei positiver Frequenz bildet. Nach Auflösung und Zusammenfassung der abgespaltenen Glieder des Brune-Prozesses gilt

$$-\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad (3)$$

lungsumkehrung aus. Das Vorzeichen des Koppelfaktors ist über L_I und L_{II} nur noch von der Größe von C_2 abhängig, wie aus den Gln. (9) und (10) hervorgeht:

$$K : \begin{cases} < 0 & \text{bei } C_2 < |C_3| \\ > 0 & \text{bei } C_2 > |C_3| \end{cases} \quad (11)$$

Setzt man kleine Aussteuerungen im Bereich der Feldstärken $\hat{H} \approx (0, 1, \dots, 0, 2) H_{\text{Koerzitiv}}$ voraus, so ergibt sich für die gezeigte Koppelspule ein lineares Induktionsverhalten (konstante Permeabilität), und die Gegeninduktivität berechnet sich zu

$$M = M_{12} = M_{21} = K \sqrt{L_I \cdot L_{II}} \quad (12)$$

Geht man nun von der Schaltung nach Bild 2 aus, die der Teilstruktur eines Cauer-Filters entspricht, und erzeugt negative Kapazitäten für C_1 bzw. C_3 , so lassen sich in der gezeigten Weise Koppelspulen abspalten. Gibt man die für den Ideal-Fall feste Kopplung von $|K| = 1$ vor, so ergibt sich mit den Gln. (4) bis (7) und (9) bis (11) die Gegeninduktivität zu

$$M = 1 \cdot \sqrt{(L_1' + L_2')(L_2' + L_3')} = \sqrt{\frac{C_2 + C_3}{C_1 + C_3}} \frac{(C_1 + C_2)}{(C_1 + C_3)} L_2^2$$

und mit

$$C_3 = \frac{-C_1 C_2}{C_1 + C_2}$$

nach Gl. (3) über Nebenrechnungen zu

$$M = \frac{C_1 (C_1 + C_2)}{C_1^2} L_2 = \frac{(C_1 + C_2)(C_1 + C_3)}{C_1^2} L_2' \quad (13)$$

Sie läßt sich über eine Messung der resultierenden Induktivitäten bei gleich- und gegensinniger Kopplung relativ einfach nachweisen (siehe Abschn. 4.).

Eine Anwendung der dargestellten Überlegungen zur Realisierung von kanonischen Netzwerken aus Cauer-Strukturen nach Bild 2, im folgenden jedoch auf kapazitätsarme Konfigurationen mit Spulenstern, ist prinzipiell möglich. Die resultierenden Netzwerke mit induktiv gekoppelten Spulen sind allerdings nichtkanonisch, wie gezeigt werden kann (Bild 4).

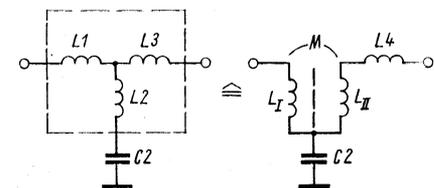


Bild 4
Schaltungsäquivalenzen für $L_2 > 0$; $C_2 > 0$

Mit Gl. (12) und mit $L_I = L_1 + L_2$; $L_{II} = L_2 + L_3$ gilt für $|K| = 1$ sowie der notwendigen Äquivalenzbedingung $M = L_2$: $M^2 = L_I L_{II} = L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3 = L_2^2$ und damit

$$L_1 L_2 + L_1 L_3 + L_2 L_3 = L_2^2 - M^2 = 0. \quad (14)$$

Da L_1, L_2, L_3, M sämtlich > 0 sind, ist Gl. (14) nur durch eine Induktivität (L_1 bzw. L_3) < 0 erfüllt. Das wird durch sukzessive Erzeugung einer negativen Sterninduktivität, z. B. $L_3^* = -\alpha L_3$, realisiert, wobei dann $L_4 = -L_3^* + L_3$ zusätzlich erscheint (α reell, > 0).

Eine zweite Möglichkeit der kanonischen Schaltungsrealisierung ist über die Anwendung der sogenannten Norton-Transformation [9] auf bereits realisierte Netzwerkstrukturen gegeben. Den Ausgangspunkt bildet wiederum eine Schaltungskonfiguration nach Bild 2, die über eine geeignete Widerstandstransformation (Norton-Transformation für kapazitive Teiler) in eine äquivalente Schaltung mit minimaler Zahl der Energiespeicher umgewandelt werden kann. Auf eine Beweisführung wird verzichtet und auf die angegebene Literaturstelle verwiesen. Mit

$$\dot{U}_{\max} = 1 + \frac{C_2}{C_1} \quad (15)$$

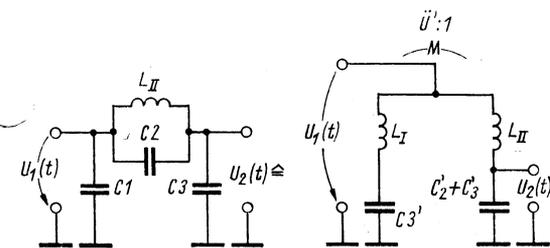


Bild 5. Äquivalente Schaltung mit Spartransformator; $C_3 > 0$

ergibt sich eine Schaltungsäquivalenz nach Bild 5, wobei die angezapfte Spule einen festgekoppelten Spartransformator mit dem Übersetzungsverhältnis

$$\dot{U}' = \sqrt{\frac{L_I}{L_{II}}} \quad (16)$$

darstellt.

Dabei gelten folgende Beziehungen:

$$C_3' = \frac{C_1}{\dot{U}_{\max}}, \quad (17)$$

$$G(P) = \frac{f(P)}{g(P)} = \frac{0,26822279 P^4 + 1,1029613 P^2 + 1}{[P^5 + 1,76506184 P^4 + 2,6478795 P^3 + 2,3740162 P^2 + 1,4558383 P + 0,5966014] \cdot 1,676161} \quad (21)$$

$$C_2' = \frac{C_2}{\dot{U}_{\max}}, \quad (18)$$

$$L_s = \dot{U}_{\max}^2 L_{II} = L_I + L_{II} + 2 M. \quad (19)$$

Daraus ist L_I bei Vorgabe von L_{II} und \dot{U}_{\max} zu bestimmen. Im folgenden soll von den Überlegungen des ersten Verfahrens ausgegangen und ein praktisches Beispiel unter Hinweis auf auftretende Realisierungsprobleme vorgestellt werden.

Über ein geeignetes Approximationsverfahren zur Auffindung der Übertragungs- bzw. Betriebsdämpfungsfunktion einer vorgegebenen Filtercharakteristik und durch nachfolgende Schaltungssynthese sind im ersten Schritt die Schaltelemente für das Netzwerk entsprechend Bild 2 zu berechnen, das nachfolgend in eine kanonische Form überführt wird.

Dem Beispiel eines PCM-Tiefpasses liegt das Toleranzschema entsprechend OSS/CCITT nach Bild 6 zugrunde.

Mit den Eingabeparametern für $a_{\max} = 0,043$ dB und $a_{\min} = 29$ dB sowie mit einem minimal schmalen, für den gesuchten Filtergrad $n = 5$ noch zulässigen Übergangsbereich

$$\frac{f_s}{f_D} = \frac{4,32 \text{ kHz}}{3,4 \text{ kHz}}$$

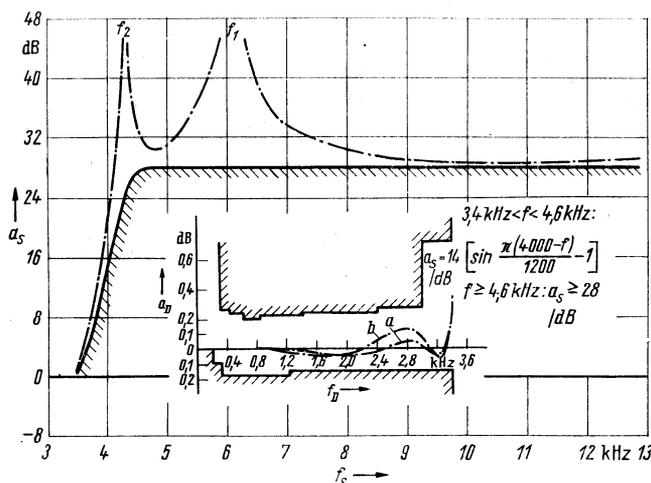


Bild 6. Toleranzschema nach CCITT/OSS und Verlauf der Betriebsdämpfung für a) verlustkompensierten LC-PCM-Tiefpaß, b) kanonische Realisierung

ergeben sich bei Anwendung des Approximationsprogramms [6] folgende Eigenwerte:

1. Wurzeln von $g(P)$ (Übertragungspole):

	Re	Im
$P_{x1/2}$:	-0,40125994;	$\pm 0,80329689$,
$P_{x3/4}$:	-0,0852159;	$\pm 0,96273687$,
P_{x5} :	-0,792110;	0.

2. Polgüten:

$$Q_{x1/2} = 1,1189,$$

$$Q_{x3/4} = 5,67089,$$

$$Q_{x5} = 0,5.$$

3. Wurzeln von $f(P)$ (Übertragungsnullstellen)

RE	Im
P_{01} : 0;	1,6620876,
P_{02} : 0;	1,161714.

Damit ergibt sich ein PN-Plan nach Bild 7.

Die Gesamtübertragungsfunktion ermittelt sich aus den Polynomen $f(P)$ und $g(P)$ nach fallenden Potenzen zu

Die komplexe Systemfunktion $G(P) = \frac{Z(4)}{N(5)}$ repräsentiert einen Dämpfungsverlauf von $a_B(P) = -20 \lg |G(P)|$ mit einer gegenüber der Aufgabenstellung entsprechend Bild 6 relativ großen Dämpfungsreserve im Durchlaßbereich. Sie wird zur Kompensation der erwartungsgemäß im Realisierungsschritt entstehenden zusätzlichen Dämpfungsverzerrungen durch Abweichung des theoretisch mit $|K| = 1$ angenommenen Koppel-faktors für magnetisch festgekoppelte Spulen genutzt. Sowohl für Reaktanzfilter entsprechend der Übertragungsfunktion nach Gl. (21) als auch für das dazu berechnete verlust-kompensierte Filter wurden die Vierpolparameter und die entnormierten Schaltelemente berechnet. Beide Schaltungen (realisierte Spulengüte für Reaktanzfilter: ≥ 300) sind erprobt und insbesondere hinsichtlich des Empfindlichkeitsverhaltens untersucht worden.

Für das verlustkompensierte Tiefpaßfilter nach *Nai Ta Ming* wurde über

$$\varepsilon \leq \min |\operatorname{Re} \{P_{xv}\}| \quad (22)$$

mit $|\operatorname{Re} \{P_{x3/4}\}| = 0,0852159$ ein Verlustfaktor $\varepsilon = 0,02$ zulässig angenommen. Den Dämpfungsverlauf der konventionellen verlustkompensierten Schaltung nach Bild 8 zeigt Bild 6.

Betrachtet man nun formal zur Anwendung der Transformation nach Bild 3 das Teilnetzwerk C_1 bis C_3 und L_2 , zerlegt C_3 in parallelgeschaltete Teilkapazitäten C_{31} und C_{32} und legt C_{31} als negativ fest, so lassen sich die Äquivalenzen zur realisierten Brune-Admittanz (siehe Bilder 2 und 3) anwenden.

Mit $C_{31} > 0$ und $C_{31} = -\frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$ entsprechend Gl. (3) folgt

$$C_{32} = C_3 - C_{31} = C_3 + \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}.$$

Wird die Abspaltung für das Restnetzwerk C_{32} bis C_5 und L_4 in der gleichen Weise vorgenommen, so ergibt sich die Schaltungsäquivalenz nach Bild 9 in folgender Rechenvorschrift:

$$L_{21} = \frac{C_2 + C_{31}}{C_1 + C_{31}} L_2 \quad \text{und} \quad L_{41} = \frac{C_4 + C_{51}}{C_{32} + C_{51}} L_4 \quad (23)$$

$$L_{22} = \frac{C_1 + C_2}{C_1 + C_{31}} L_2 \quad \text{und} \quad L_{42} = \frac{C_{32} + C_4}{C_{32} + C_{51}} L_4 \quad (24)$$

$$C_{21} = C_1 + C_{31} \quad \text{und} \quad C_{41} = C_{32} + C_{51} \quad (25)$$

$$C_{52} = C_5 - C_{51} = C_5 + \frac{C_{32} C_4}{C_{32} + C_4}. \quad (26)$$

Wegen Gl. (11) ergeben sich für die Magnetflüsse Φ_{22} und Φ_{42} entgegengesetzte Richtungen zu Φ_{21} und Φ_{41} und damit gegen-sinnige Kopplungen.

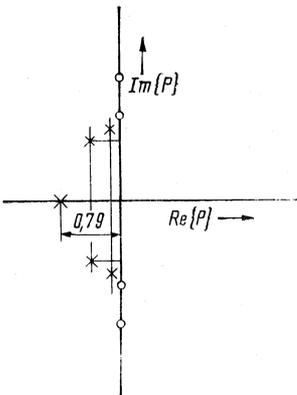


Bild 7
Pol-Nullstellen-Plan

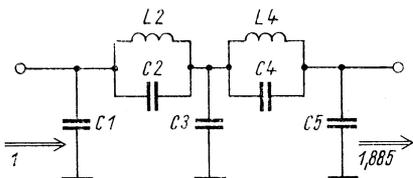


Bild 8
Nichtkanonische
Realisierung

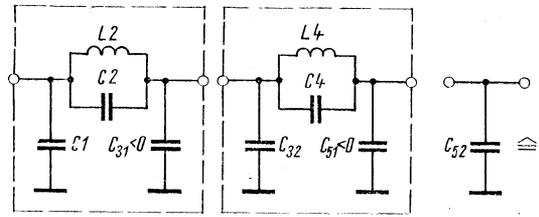


Bild 9. Äquivalente Schaltungen

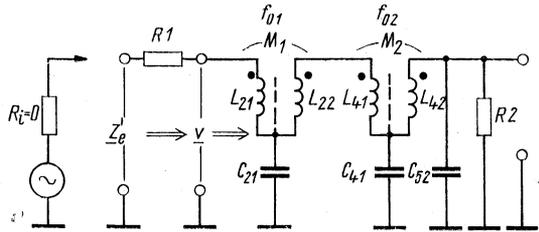
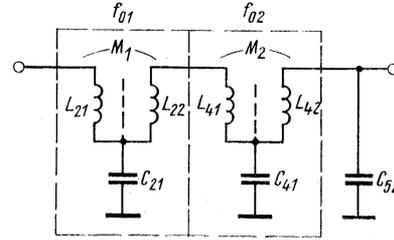


Bild 10. Kanonische PGM-Filter

Auf eine Darstellung der numerischen Berechnung wird verzichtet. Bild 10 zeigt die Filterstruktur für das magnetisch gekoppelte Filter.

Mit dem an den Ausgang der Betrachtungen gestellten Theorem von *Bader/Piloty* ergeben sich die Nullstellenfrequenzen aus der Reihenresonanz von Gegeninduktivität und Koppelkondensator. Mit C_{21} und C_{41} erhält man nach Gl. (13) die Gegeninduktivitäten der gekoppelten Struktur über die Schaltelemente der korrespondierenden Reaktanzfilterrealisierung zu M_1 und M_2 .

Daraus sind die Nullstellenfrequenzen

$$f_{0v} = \frac{1}{2\pi \sqrt{M_{0v} \cdot C_{(2v)}}} \quad (27)$$

zu bestimmen.

4. Realisierungsprobleme

Die Ortskurve des komplexen Eingangswiderstands $Z_e^L = R_1 + v_1^L$ für die kanonische Schaltungsrealisierung nach Bild 10 sowie deren Laufzeitverhalten zeigen die Bilder 11 und 12. Der realisierte Betriebsdämpfungsverlauf im Vergleich zur nichtkanonischen Schaltungsrealisierung ist im Bild 6 dargestellt. Folgende Dämpfungsabweichungen auf Grund praktischer Schaltungsdimensionierung mit induktiv gekoppelten Spulen wurden erwartet:

1. Zusätzliche Dämpfungsverzerrungen im Durchlaßbereich durch realisierte Koppelkoeffizienten $|K| < 1$
2. Güteverluste durch Wicklungsmehraufwand bzw. durch ungleiche Güteverteilung der Teilinduktivitäten durch unsymmetrische Anzapfung
3. Anpassungsfehler durch zusätzliche Wicklungskapazitäten und entstehende Rückwirkkapazität zwischen Primär- und Sekundärwicklung der Koppelspulen.

Bestimmt man L_{21} und L_{22} und auch die Gesamtinduktivität vor und nach Vertauschung des Wickelsinnes von L_{22} , so läßt sich die Gegeninduktivität M nach

$$M = \frac{(L_{21} + L_{22} + 2M) - (L_{21} + L_{22} - 2M)}{4} = \frac{L_{ges1} - L_{ges2}}{4} \quad (28)$$

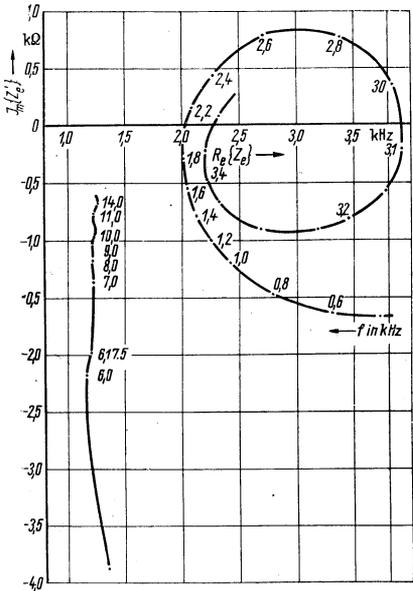


Bild 11
Ortskurve für komplexen Eingang

Eine Kompensation der Einflüsse durch zusätzliche parasitäre Kapazitäten ist nicht erforderlich, da entstehende Dämpfungsverzerrungen insbesondere an der Durchlaßgrenze (zusätzliche Verzerrungen 0,06 dB) in die Dämpfungsreserve fallen.

Eine Vergrößerung der Sperrdämpfung im Bereich $f \leq 20$ kHz durch Rückwirkkapazitäten der nicht bifilaren Wicklungen wurde nicht gemessen. Mit gescherten RM6-Kernspulen ($a_L = 250 \cdot 10^{-9} H$) sind Wechselfeldstärken für unverzerrte Aussteuerung von $\hat{H} = 0,2 H_c \approx 0,6 A/cm$ zulässig.

Dabei entspricht H_c der Koerzitivfeldstärke ($B = 0$) für die Sättigungsschleife der Kerne. Die zulässige Stromaussteuerung ist neben \hat{H} windungszahlabhängig, so daß sich für einen entsprechenden ohmschen Filterabschluß zulässige Steuerungsspannungen

$$P_{e \max} = \frac{\hat{H} \cdot l_e}{\sqrt{2} N} |Z_e^L| \quad (29)$$

zu $P_{e \max} \approx +10$ dB_u ergeben (l_e magnetische Weglänge; N Windungszahl). Die Übertragungsnulstellen sind getrennt über die einzelnen Koppelspulen abgleichbar.

Die Empfindlichkeit wurde als absolute Abweichung der Nullstellenfrequenzen in Abhängigkeit von der Temperatur aufgenommen. Die korrespondierenden Dämpfungsverzerrungen sind an der Durchlaßgrenze von Bedeutung und wurden in der gleichen grafischen Darstellung im Bild 13 mit aufgetragen.

5. Zusammenfassung

Im Beitrag werden grundsätzliche Realisierungsmöglichkeiten von Cauer-Parameter-Filtern als kanonische Netzwerke beschrieben.

Ausgehend vom realisierten Brune-Prozeß für Zweipoladmittanzen werden äquivalente Vierpole behandelt und deren Parameter für die gesuchte Schaltungsäquivalenz berechnet. Für die kanonische Realisierung über die Anwendung der Norton-Transformation auf ein entsprechendes Teilnetzwerk werden die Berechnungsformeln ohne Ableitung angegeben. Als praktisches Beispiel wird ein induktiv gekoppeltes PCM-Kanalfilter vorgestellt. Von den gewonnenen PN-Daten aus dem Approximationsschritt der gegebenen Aufgabenstellung aus werden die Schaltelemente der gekoppelten Realisierung über die einer äquivalenten, konventionellen Filterschaltung berechnet.

Im praktischen Teil wird auf Realisierungsprobleme hingewiesen. Die berechneten Werte werden durch Messungen bestätigt.

Eingegangen am 17. März 1978

NaA 8118

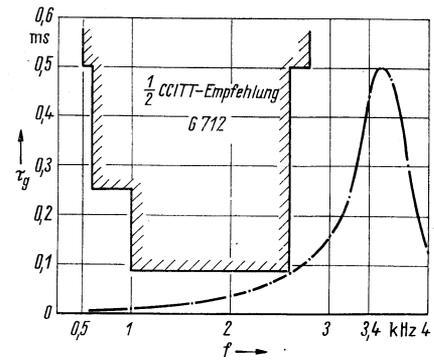


Bild 12
Laufzeitverhalten
 $\tau_g = f(f)$

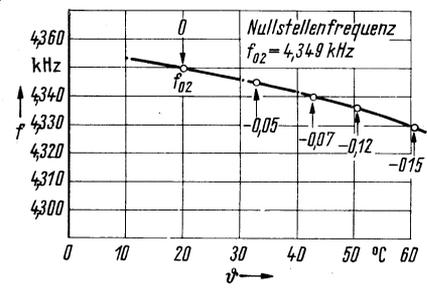
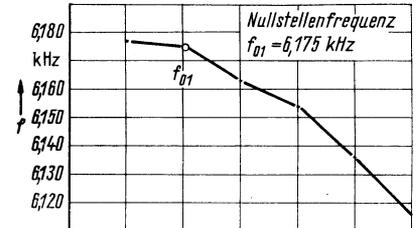


Bild 13
Absolute Abweichung der Nullstellenfrequenz f_{01} ; f_{02} und zusätzliche Dämpfungsverzerrungen an der Durchlaßgrenze als $f(\phi)$

messen. Damit waren die Koppelfaktoren

$$|K_1| = \frac{M_1}{\sqrt{L_{21} L_{22}}} \quad (\text{bzw. } |K_2|)$$

indirekt zu 96% bzw. 97% zu bestimmen.

Die zusätzlichen Dämpfungsverzerrungen für die ungleichen Güten der Teilinduktivitäten (Wickelraumausnutzung verschiedenen) konnten durch vergrößerte Drahtquerschnitte der kleinen Teilwicklungen teilweise kompensiert werden.

Literatur

- [1] Kliem, V.: Rekonstruktion von kontinuierlichen Zeitfunktionen aus PAM-Pulsen bei PCM-Decodierung. Nachrichtentechnik · Elektronik 27 (1977) H. 7, S. 278–282.
- [2] Seidel, V.: Dimensionierung aktiver RC-Teilfilter mit imaginären Übertragungsnulstellen. Techn. Bericht TF 3/71 des FML.
- [3] Jeffers, R., und Haigh, B.: Active RC lowpass filters for f. d. m. and p. c. m. systems. Proc. IEEE 120 (1973) H. 9, S. 945–953.
- [4] Friedenson, R.: Active filters make it small in the D 3 channel bank. Bell lab. Rec. 51 (1973) H. 4, S. 105–111.
- [5] Seidel, V., und Meißner, R.: Untersuchung an aktiven RC-Filtern mittleren Schwierigkeitsgrades. F/E-Bericht TF 6/1973 des FML.
- [6] Kliem, V., und Kerndt, F.: Schnelles Approximationsprogramm für symmetrische und antisymmetrische Cauer-Parameter-Filter der Grade $n = 3, \dots$. Techn. Bericht TK 11/76 des VEB NEG.
- [7] Unbehauen, R.: Synthese elektrischer Netzwerke. München: R. Oldenbourg-Verlag 1972.
- [8] Hürll, H.: Kanonische Abzweigfilter mit vorgeschriebenen Betriebseigenschaften. Diss., Stuttgart 1963.
- [9] Fritzsche, G.: Widerstandstransformationen. Radio und Fernsehen 12 (1963) H. 2, S. 54–56.