

- Im Schienenverkehr ermöglichen Mikrorechner
 - rechnergestützte Realisierung energieoptimaler Fahrweisen
 - Triebfahrzeugsteuerung
 - Zugbeeinflussung durch kontinuierliche Erfassung technischer und den Verkehrsstrom betreffender Daten. Dadurch wird eine Einsparung von Traktionsenergie und Senkung des Kraftstoffverbrauchs um 10 bis 20% realisiert.
- Der Einsatz von elektronischen Zündanlagen in Kraftfahrzeugen und elektronisch gesteuerter Einspritzung für Dieselmotoren ergibt Kraftstoffeinsparungen bis zu 10%.
- Die Anwendung der elektronisch programmierbaren Steuerung am Waschvollautomaten ergibt eine Einsparung an Elektroenergie von 10%, eine Materialeinsparung von Schwerpunktmaterialien, z. B. Edelstahl, bis zu 30%.
- Der Einsatz der Mikroelektronik in Geräten und Systemen der Medizintechnik (Patientenüberwachungssystem, automatische Röntgenschirmauswertung und Analysen- und Meßgeräte) erhöht die Diagnosegenauigkeit und -geschwindigkeit.

3. Grundtendenzen der weiteren Entwicklung der Mikroelektronik

Intensive Forschungs- und Entwicklungsarbeiten in der elektronischen Bauelemente- und Geräteindustrie werden auch in den nächsten Jahren zu weiteren bedeutenden Ergebnissen führen. Für den Zeitraum nach 1980 zeichnen sich für die Mikroelektronik folgende Grundtendenzen ab:

- Ausschöpfung der vorhandenen Verfahren und Technologien zur Verbesserung der technisch-ökonomischen Kenngrößen, insbesondere weitere Erhöhung des Integrationsgrades, Verringerung der Abmessungen und Senkung der Kosten
- Einführung neuer Bauelementetechniken und -technologien

zur weiteren Verbesserung der ökonomischen und technologischen Bauelementeparameter

— Realisierung neuer Bauelementefunktionen mit dem Ziel der Erschließung neuer Anwendungsgebiete

— Zunehmender Einsatz von technologischen Verfahren der Mikroelektronik zur Herstellung von passiven Bauelementen.

Diese Entwicklung wird dazu beitragen, daß die Mikroelektronik auch in den nächsten Jahren eine entscheidende Triebkraft bei der ständigen Verbesserung der Gebrauchswerteigenschaften der Erzeugnisse und der weiteren Intensivierung unserer Volkswirtschaft sein wird. E. Honecker sagte hierzu: „Immer stärker hängt die Qualität von Fertigwaren von der Mikroelektronik ab und damit die Konkurrenzfähigkeit der Fertigwarenexporteure, zu denen unsere Republik gehört. Hier liegen Chancen, die für unser Land Gold wert sind. Chancen allerdings auch, vor denen viel Leistung steht“ [7].

Eingegangen am 29. Juli 1980

NaA 8528

Literatur

- [1] Sternagel, M.: Bedeutung, Stand und Entwicklung der Halbleitertechnik, insbesondere der integrierten Technik. Fernmeldetechnik 19 (1979) H. 2, S. 77–78.
- [2] Breshnev, L. I.: Rechenschaftsbericht des ZK der KPdSU an den XXIV. Parteitag. Berlin: Dietz-Verlag 1972.
- [3] Merkel, G.: Mikroelektronik und wissenschaftlich-technischer Fortschritt. Einheit 32 (1977) H. 12, S. 1354–1360.
- [4] Bomhardt, K.: Halbleitertechnik im internationalen Wettbewerb. Funkschau 47 (1975) H. 26, S. 49–51.
- [5] Lorenz, G.: Die zukünftige Entwicklung der Bauelementeindustrie. Hamburg. Valvo Unternehmensbereich Bauelemente der Philips GmbH. April 1976
- [6] Päßler, E.: Industrieroboter – Wesen und Nutzen. Einheit 34 (1979) H. 2, S. 181–185.
- [7] Honecker, E.: Die sozialistische Revolution in der DDR und ihre Perspektiven. Berlin: Dietz-Verlag 1977, S. 26.

Dr.-Ing. M. Sternagel, Dipl.-Ing.-Ök. E. Haupt, VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin, 1035 Berlin, Mainzer Str. 25

Untersuchungen an RC-aktiven Elementarhochpässen mit imaginären Übertragungsnullstellen und vergleichsweise geringen Polgüten. Teil 1

V. Kliem, KDT, Greifswald

Mitteilung aus dem VEB Nachrichtenelektronik Greifswald

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

Das Verhältnis von theoretisch aufbereiteten RC-aktiven Filterschaltungen zu praktizierten industriellen Anwendungen auf nationalem Sektor ist steigend. Zu den potentionalen Anwendungen dieses Zweiges der selektiven Informationsverarbeitung gehören dabei insbesondere Bereiche der Elektroakustik, der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik sowie der Nachrichtentechnik. Stimulierend für diese Entwicklung sind neben bekannten Zwangsbedingungen (der steigende Bedarf konkurrenzfähiger Lösungen mit hohem Analoganteil erfordert in immer größerem Maße das Zurückgreifen auf Schicht- und Hybridtechnik) insbesondere folgende Faktoren:

- zunehmende Beherrschung rechnergesteuerter Abgleichplätze für Dünnschichtnetzwerke in Kleinserienfertigung
- laufende Untersuchungen zur Vorbereitung des funktionalen Laserabgleichs für Großserien
- vergrößerte Auswahl- und Einsatzmöglichkeit von aktiven Bauelementen, insbesondere von monolithischen „low noise“-Verstärkern aus RGW-Importen
- prinzipielle Bezugsmöglichkeiten von Chipkondensatoren mit

für selektive Schaltungen ausreichenden technischen Parametern und Stabilitätseigenschaften.

Ausführungen findet man z. B. in [1], während zu den letzten beiden Punkten in folgender Arbeit weitere Aussagen gemacht werden.

1. Syntheseprobleme bei NF-Hochpässen

Der größte Anteil der Filterschaltungen in Geräten der Nachrichtenindustrie sind Tiefpässe und schmale Bandpässe. Ihre konkreten Ausführungsformen sind bekanntermaßen außerordentlich mannigfaltig. Dem tragen insbesondere katalogisierte Nachschlagwerke des Filterentwurfs, Syntheseprogramme, Standardrezepte u. a. m. Rechnung. Hochpässe vergleichbarer Nachrichtensysteme (separat oder als Grundglied in breiten Bandpässen) dienen hauptsächlich zur Ruf- und Störunterdrückung, zur Einseitenbandsperrung, zur Frequenztrennung in Reihen- oder Parallelweichen, zur Bandbegrenzung in Multiplexsystemen usw. Dabei ist die Synthese konventioneller LC-Hochpässe im Sprachfrequenzbereich und darunter (Tief- und Tiefstfrequenzfilter) nur mit großen Kompromissen an den exakten Entwurf möglich:

1. Mit geforderten kleinen Schaltungskapazitäten werden Eingangs- und Ausgangsimpedanzen sowie Filterinduktivitäten relativ groß. Realisierte hochohmige Reaktanzfilter weisen

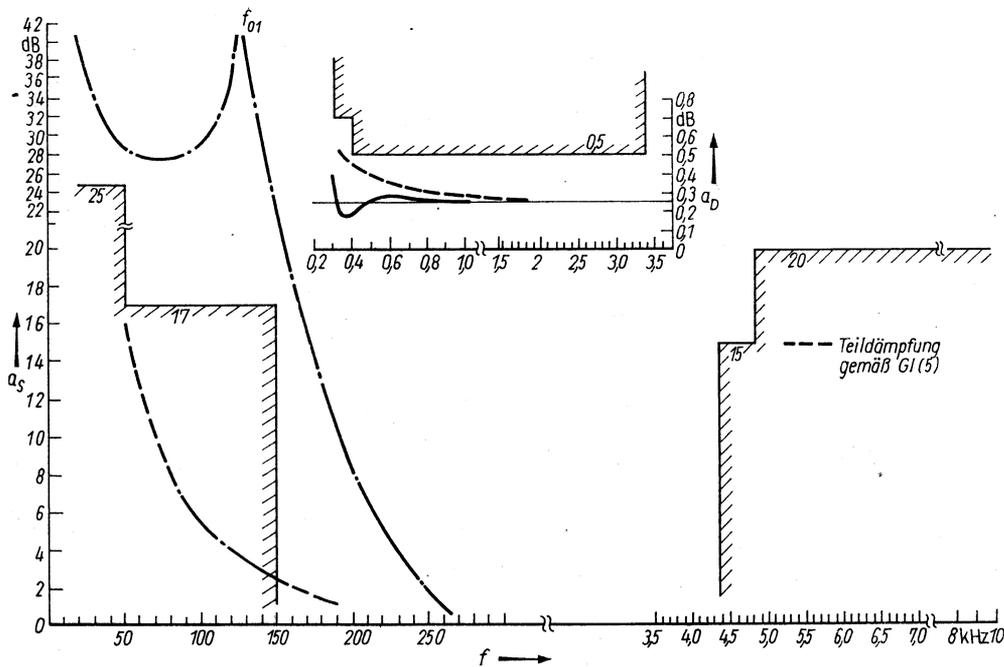


Bild 2. TP-HP-Transformation am Einheitskreis

a) Äquivalenter Tiefpaß

Polfrequenz: $|p_{x1/2}| = \frac{|\Sigma x_{1/2} + \Omega_{x1/2}|}{|j\Omega_{x1/2} - \Sigma x_{1/2}|}$
 $= \frac{j\Omega_{x1/2} - \Sigma x_{1/2}}{\sin \varphi_x} = \frac{\Sigma x_{1/2}}{\cos \varphi_x}$

Polgüte: $Q_{x1/2} = \frac{1}{2} \frac{|p_{x1/2}|}{|\Sigma x_{1/2}|}$

Winkel: $\cos \varphi = \frac{1}{2 Q_{x1/2}}$

b) Hochpaß:

Polfrequenz: $\frac{1}{|p_{x1/2}|_{TP}}$

Polgüte: $Q_{x1/2} TP$

Nullstellenbetrag: $\frac{1}{P_{01} TP}$

Winkel: $\varphi_x HP = \varphi_x TP$

$\Sigma x_{1/2} = \cos \varphi |p_{x1/2}|$

$j\Omega_{x1/2} = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi} |p_{x1/2}|$

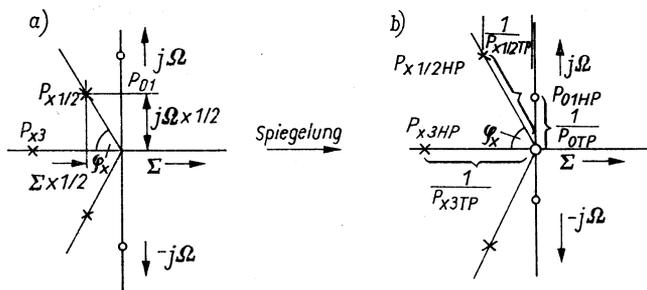
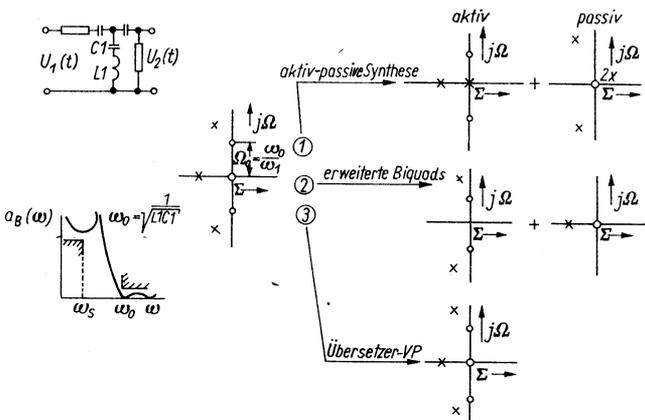


Bild 3. RC-aktive Synthesemöglichkeiten und LC-Bezugshochpaß



auf Grund der mit fallenden Frequenzen sinkenden Kerngüten erhebliche Randverzerrungen auf. Die Stabilitätsbedingungen für selektive Schaltungen erfordern definierte Kernluftspalte, die damit zu großen Kernen und unhandlichen Filtern führen.

2. Große Filterkapazitäten führen über die Schaltungsentnormierung zu niederohmigen Filtern mit handlichen Spulengrößen, jedoch insgesamt zu platz- und integrierunfreundlichen Schaltungen.

3. Die Hochpaßsynthese greift auf die Ergebnisse einer „äquivalenten“ Tiefpaßapproximation zurück. Dabei gelingt die anschließende Transformation des Äquivalenztieffpasses in den dualen Hochpaß formell und nur bei Reaktanzschaltung des Tiefpasses auch praktisch. Eine vorgenommene Verlustkompensation im Tiefpaß führt zwangsläufig zu einer TP-HP-Güte-Transformation und damit zu verlustbehafteten Kondensatoren definierter Güte.

2. Aufgabenstellung

Aus dem geschilderten Problem wird deutlich, daß insbesondere in der unteren Frequenzlage der Einsatz unempfindlicher, integrierfähiger Schaltungsprinzipien notwendig wird. In Frage kommen in erster Linie RC-aktive Schaltungen, deren Leistungsfähigkeit und industrielle Realisierbarkeit im folgenden durch vergleichende theoretische und experimentelle Untersuchungen bestimmt wird. Sie sollen sich durch die Anwendbarkeit klassischer Cauer-Approximationen (optimal-selektive Schaltungen mit hohen Flankensteilheiten), durch gute Stabilitäts- und Empfindlichkeitseigenschaften sowie durch geringes Eigenrauschen auszeichnen. Als Maßstab für die Leistungsfähigkeit gelten die bekanntermaßen guten Filtereigenschaften eines LC-Abzweigfilters (Reaktanzschaltung).

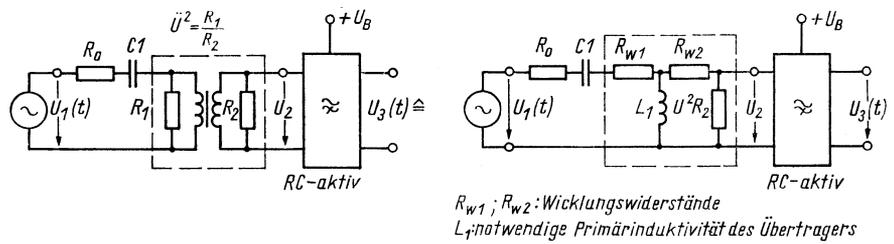
Untersucht werden analoge Elementarhochpässe 3. Grades mit Übertragungsnullstellen im Endlichen, deren Übertragungsverhalten der Hochpaßcharakteristik des im Bild 1 gezeigten Kanalbandpasses entspricht. Der Bandpaß ist Bestandteil einer Industrieentwicklung zum NF-Übertragungssystem „Allverstärker V“.

3. Hochpaßapproximation

Die Transformationsbeziehungen zur Ermittlung der Pol-Nullstellendaten des Hochpasses über einen äquivalenten Tiefpaß werden als bekannt vorausgesetzt. Sie lassen sich über geeignete Entwurfsprogramme ermitteln. Ein geeignetes schnelles Approximationsprogramm, das inzwischen auch für ESER-Rechner aufbereitet wurde, konnte in [2] vorgestellt werden. Es wird eine Normierung der komplexen Frequenz

$$P = \Sigma + j\Omega = \frac{\delta}{\omega_1} + j \frac{\omega}{\omega_1}$$

Bild 4. Aktiv-passive Realisierungsmöglichkeit $G(P)$



$R_{W1}; R_{W2}$: Wicklungswiderstände
 L_1 : notwendige Primärinduktivität des Übertragers

vorgenommen, wobei

$$\omega_1 = 2\pi \sqrt{f_D f_S} = \frac{2\pi f_B}{|P_{x1/2}|^*} = \frac{2\pi}{R_B C_B |P_{x1/2}|^*} \quad (1)$$

eine technische Bezugsfrequenz darstellt. Die normierten HP-Daten ergeben sich durch Spiegelung am Einheitskreis und sollen für den speziellen Fall angegeben werden, wobei

$$G(P) = \frac{U_2(P)}{U_1(P)} = H \cdot \frac{1 + P^2 P_1^2}{(P - P_{x1})(P - P_{x2})} \cdot \frac{P}{(P - P_{x3})} \quad (2)$$

die ermittelte HP-Übertragungsfunktion darstellt ($P_1 = 1/\Omega_{01} \triangleq$ reller Cauer-Parameter):

1. Pole von $G(P)$: Σ_x Ω_x
 $P_{x1/2}$: 0,3625401 \pm 1,0999208
 P_{x3} : 1,3669712 0

2. Nullstellen: Σ_0 Ω_0
 P_{01} : 0 \pm 0,5916899
 P_{02} : 0 0

3. Polgüten: $Q_{x1/2} = 1,5972413$, $Q_{x3} = 0,5$, $H = 1,8334654$.

Daraus ergeben sich die Dimensionierungskonstanten für RC-aktive Schaltungen, hier auf die Polfrequenz bezogen:

$$|P_{x1/2}|^* = 1,1581282; \quad P_{01}^* = \frac{P_{01}}{|P_{x1/2}|^*} = 0,5109019;$$

$$Q_{x1/2}^* = \frac{Q_{x1/2}}{P_{x1/2}} = 1,5972417; \quad P_{x3}^* = \frac{P_{x3}}{|P_{x1/2}|^*} = 1,180328;$$

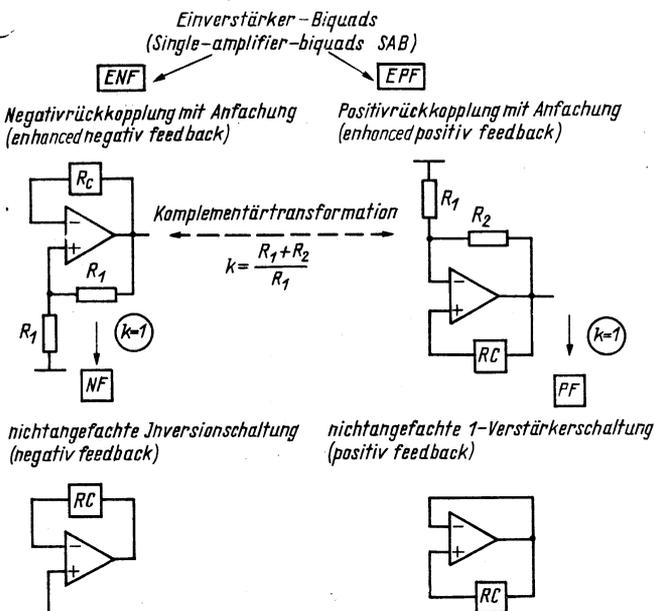
$$\omega_B = \omega_1 \cdot |P_{x1/2}|^* = 1515,9376 \text{ Hz.}$$

Eine gütearme Approximation verspricht bei vorliegenden kleinen Polgüten keine entscheidende Rauschverbesserung und wurde nicht untersucht.

4. RC-aktive Realisierungsmöglichkeiten

Ausgehend von der komplexen PN-Verteilung des approximierten Hochpasses nach Bild 2 lassen sich durch gezielte Zusammenfassung geeigneter Eigenwerte aktive Teilfunktionen (-netz-

Bild 5. Klassifizierung von Einverstärker-Biquads nach Sedra



werke) abspalten. Prinzipielle Möglichkeiten sowie die zu ersetzende LC-Realisierung zeigt Bild 3.

Zu 1: Es handelt sich um eine gemischt aktiv-passive Synthese, wobei ein Teilvierpol ein angepaßter und mit einer Längskapazität erweiterter Übertrager ist. Dieser liegt (systembedingt) vor dem Hochpaß und könnte durch Pol- und Nullstellenabbau eine gewisse Teilsselektion übernehmen. Mit dem üblichen Ersatzschaltbild für den komplexen Eingangsscheinwiderstand gemäß Bild 4 ergibt sich nachfolgende „passive“ Teilübertragungsfunktion $G(p)_{21}$ mit $R_{W1} = R_{W2} = 0$ (Näherung):

$$G(p)_{21} = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{p L_1 \|\ddot{u}^2 R_2}{R_0 + \frac{1}{p C_1} + p L_1 \|\ddot{u}^2 R_2} = \frac{p L_1 (\ddot{u}^2 R_2) p C_1}{p R_0 C_1 (p L_1 + \ddot{u}^2 R_2) + (p L_1 + \ddot{u}^2 R_2) + p C_1 (p L_1 \ddot{u}^2 R_2)} = \frac{p^2 L_1 C_1}{p^2 L_1 C_1 \left[1 + \frac{R_0}{\ddot{u}^2 R_2} \right] + p \left(\frac{L_1}{\ddot{u}^2 R_2} + C_1 R_0 \right) + 1} = \frac{p^2 T_0^2}{p^2 T_1^2 + p T_2 + 1}, \quad (3)$$

wobei $T_0 = \sqrt{L_1 C_1}$ mit $L_1 = \frac{r}{|1 - r^2|} \frac{R_0}{2\omega_u}$ (r Eingangssreflexionsfaktor bei ω_u), $T_1 = T_0 \sqrt{\alpha}$ mit $\alpha = 1 + \frac{R_0}{\ddot{u}^2 R_2}$,

$$T_2 = \frac{L_1}{\ddot{u}^2 R_2} + C_1 R_0.$$

Es ergeben sich eine doppelte Nullstelle bei $f = 0$ und ein konjugiert komplexes Polpaar.

Mit $\omega_0^2 = 1/T_0^2$ und $p \rightarrow j\omega$ geht Gl. (3) über in

$$G(j\omega)_{21} = \frac{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 - \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j\omega T_2} = \frac{-\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \left[1 - \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right] + j\omega T_2 \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\omega^2 T_2^2 + \left[1 - \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right]^2}. \quad (4)$$

Daraus lassen sich Betrag und Dämpfungsverhalten des Teilvierpols bestimmen zu

$$a_B(j\omega)_{21} = -20 \lg |G(j\omega)_{21}| = \sqrt{\frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 \omega^2 T_2^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^4 \left| \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 - 1 \right|^2}{\left\{ \omega^2 T_2^2 + \left[1 - \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right]^2 \right\}^2}} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\sqrt{\omega^2 T_2^2 + \left[1 - \alpha \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 \right]^2}}. \quad (5)$$

Mit $T_0 = 0,94$ ms; $T_2 = 1,99$ ms und $\alpha = 2$ ergibt sich der im Bild 1 dargestellte Teildämpfungsverlauf.

Aus Gl. (3) geht übrigens mit $\alpha \rightarrow 1$ und $T_2 \rightarrow 0$ ($R_0 = 0$; $R_2 = \infty$) der Sonderfall des LC-Reaktanzhochpasses mit imaginären Übertragungspolen $p_{x1/2} = \pm j 1/T_1$ hervor.

Die vorgeschlagene Synthesevariante scheitert an der Realisierbarkeit des RC-aktiven Funktionsblocks. Als idealer Integrator müßte dieser — soll die Schaltung nicht überdimensioniert

niert werden — einen zusätzlichen reellen Pol sowie imaginäre Nullstellen realisieren.

Zu 2: $G(P)$ ist über biquadratische Grundschaltungen mit $\Omega_0 < \Omega_x$ realisierbar. Dabei werden die Resteigenwerte entweder über ein entkoppeltes CR-Glied oder im Grundglied mit erzeugt (siehe Abschn. 4.1.).

Zu 3: Die komplette Übertragungsfunktion wird durch L -simulierende RC-aktive Übersetzer vierpols realisiert. Besonders geeignet sind Positivmittanzinverter (PII, Gyrator) und Positivmittanzkonverter (PIK) (siehe Abschn. 4.2.).

4.1. Ausgesuchte Einverstärker-Biquads (SAB)

Vergleichende analytische Untersuchungen gelten für die im Bild 6 aufgeführten Schaltungen, die teilweise aus der Literatur bekannt sind. Eine Einordnung dieser Strukturen (Gegenkopplungsschaltungen) kann z.B. an Hand eines Vorschlags von Sedra vorgenommen werden, der in [3] Einverstärker-Biquads klassifizierte (Bild 5). Durch die Anwendung gegebener Dualitätsbeziehungen zwischen den Hauptklassen (angefachte Rückkopplungsschaltungen¹⁾ werden die Nachteile der Klassifikation in [4] vermieden.

Untersuchte biquadratische Grundschaltungen realisieren bei entsprechender Dimensionierung nach Abschnitt 3. eine Hochpaßübertragungsfunktion mit komplexen Eigenwerten gemäß

$$G(P) = \frac{U_2(P)}{U_1(P)} = H \frac{(P^2 + \Omega_0^2)}{P^2 + \frac{\Omega_x}{Q_x} + \Omega_x^2} = \frac{Z(P)}{N(P)} \quad (6)$$

Bild 6 zeigt die kompletten Hochpässe mit den normierten Bauelementen für $G(P)_{P \rightarrow \infty} = V_{\text{eff}} = 1$. Dabei können die entkoppelten reellen Eigenwerte nach $g_H/C_H = P_{x3}^*$ auch getrennt entnormiert werden.

Die Schaltungsvarianten 1 bis 5 realisieren exakt imaginäre Übertragungsnulstellen, d.h. Linearglied in $Z(P) = 0$, siehe Gl. (6), mit unterschiedlichem Schaltungsaufwand. Sie unterscheiden sich durch den notwendigen Verstärkeraufwand, den realisierbaren Polgütebereich, die Größe der Nullstellengrundgüten, das Empfindlichkeits- und Rauschverhalten sowie die konkreten Bauelementeverhältnisse.

Variante 1: Absolut stabile Schaltung nach Seidel [5] mit kapazitiver Nullstellenanfandung: Nullstellenerzeugung durch Nullfilter im Vorwärtszweig:

Variante 2: Absolut stabile Schaltung nach Seidel [6] mit resistiver Anfandung.

Variante 3: Absolut stabile Schaltung mit modifizierter Nullstellenanfandung, ausgehend von [7].

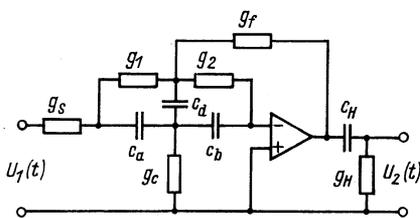
Variante 4: Absolut stabile Schaltung nach Petrusch [8] mit resistiver Nullstellenanfandung, allerdings mit geringer Nullstellengrundgüte.

Variante 5: Ausgangspunkt der Schaltungsdimensionierung ist ein Vorschlag von Bedri [9] für Übertragungsfunktionen mit Nullstellen, die nicht auf die negativ-reelle Achse beschränkt sind.

Ausgehend von der Knotenadmittanzmatrix des angegebenen Netzwerks sind über geeignete Zuweisungen in der allgemeinen Strukturformel prinzipiell Tiefpaß-, Hochpaß- und Allpaßverhalten (*Deliyannis*) sowie eine quadratische Übertragungsfunktion mit positiv-reeller Nullstelle realisierbar. Im folgenden sollen die notwendigen Dimensionierungsvorschriften für den Hochpaß-Fall zur Verfügung gestellt werden. Ausgangspunkt ist die spezielle Übertragungsfunktion $G(P) = U_2'(P)/U_1(P)$ des SAB nach Variante 5 im Bild 6:

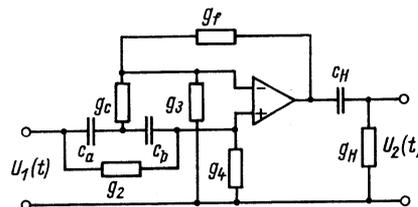
$$G(P) = \frac{g_a + g_b}{g_a + g_b + g_c} \times \left\{ \frac{P^2 + P \left(\frac{1}{g_a + g_b} \right) \left[\frac{g_a(g_1 + g_2 + g_b)}{C_1} - \frac{g_1 g_c}{C_2} \right] + \frac{g_1 g_2 g_a}{C_1 C_2 (g_a + g_b)}}{P^2 + P \frac{(g_a + g_c)(g_1 + g_2 + g_b)}{C_1 (g_a + g_b + g_c)} + \frac{g_1 g_2 (g_a + g_c)}{C_1 C_2 (g_a + g_b + g_c)}} \right\} \quad (7)$$

Bild 6. Ausgesuchte Hochpaß-Strukturen mit komplexen Nullstellen



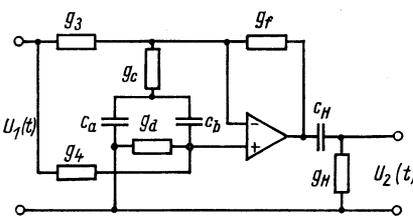
Variante 1

$$V_{\infty} = \frac{g_s}{g_f} = \frac{R_f}{R_s} \quad \frac{g_{\text{max}}}{g_{\text{min}}} = 21$$



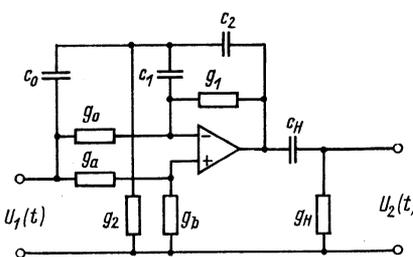
Variante 2

$$V_{\infty} = \frac{g_f + g_s}{g_f} = \frac{R_f + R_s}{R_s} \quad \frac{g_{\text{max}}}{g_{\text{min}}} = 55$$



Variante 3

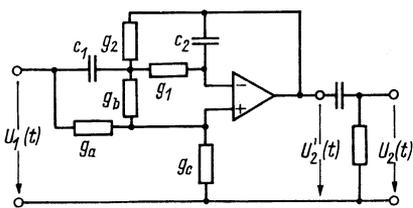
$$V_{\infty} = \frac{g_s}{g_f} \frac{R_f}{R_s} \quad \frac{g_{\text{max}}}{g_{\text{min}}} = 28$$



Variante 4

$$V_{\infty} = \frac{c_0}{c_2} \left[1 - m \left(1 + \frac{c_2}{c_0} \right) \right] \text{ mit } m = \frac{R_b}{R_a + R_b}$$

$$\frac{g_{\text{max}}}{g_{\text{min}}} = 680$$



Variante 5

$$V_{\infty} = \frac{g_a + g_b}{g_a + g_b + g_c} < 1 \quad \frac{g_{\text{max}}}{g_{\text{min}}} = 610$$

Variante 1

- $c_a = 0,469572$
- $c_b = c_d = 1$
- c_H : z. B. 1
- $g_s = 0,5542491$
- $g_1 = 0,1957707$
- $g_2 = 0,2535173$
- $g_c = 4,1339827$
- $g_f = 0,5542489$
- $g_H = 1,180328$

Variante 2

- $c_a = c_b = 1$
- c_H : z. B. 1
- $g_c = 3,1944834$
- $g_2 = 0,0817098$
- $g_4 = 0,2313298$
- $g_f = 4,5219729$
- $g_3 = 0$
- $g_H = 1,180328$

Variante 3

- $c_a = c_b = 1$
- c_H : z. B. 1
- $g_c = 3,1944834$
- $g_f = 2,260986$
- $g_4 = 0,1156649$
- $g_d = 0,1973747$
- $g_3 = 2,2609865$
- $g_H = 1,180328$

Variante 4

- $c_0 = 0,5124702$
- $c_2 = 0,4875298$
- c_H : z. B. 1
- $g_0 = 0,0447585$
- $g_2 = 3,3578985$
- $g_a = 0,0049226$
- $g_b = 0,1924519$
- $g_H = 1,1803280$

Variante 5

- $c_1 = 0,2074467$
- $c_2 = 0,2981330$
- c_H : z. B. 1
- $g_a = 0,0016408$
- $g_b = 0,1$
- $g_c = 0,0049515$
- $g_1 = 1$
- $g_2 = 1$
- $g_H = 1,1803280$

¹⁾ Beschränkt sich die Anfandung nur auf die Nullstellengüte, so bleibt die Schaltung weiterhin absolut stabil.

Durch Koeffizientenvergleich von Gl. (7) mit Gl. (6) ergibt sich folgendes Gleichungssystem:

$$H = \frac{g_a + g_b}{g_a + g_b + g_c} \quad (8)$$

$$\Omega_0^2 = \frac{g_1 g_2 g_a}{C_1 C_2 (g_a + g_b)} \quad (9)$$

$$\frac{1}{g_a + g_b} \left[\frac{g_a (g_1 + g_2 + g_b)}{C_1} - \frac{g_1 g_c}{C_2} \right] = 0 \quad (10)$$

$$\frac{Q_x}{\Omega_x} = \frac{C_1 (g_a + g_b + g_c)}{(g_a + g_c) (g_1 + g_2 + g_b)} = Q_x \quad (11)$$

$$\Omega_x^2 = \frac{g_1 g_2 (g_a + g_c)}{C_1 C_2 (g_a + g_b + g_c)} \quad (12)$$

Das vorliegende nichtlineare Gleichungssystem mit den Approximationskonstanten Ω_0^2 , Ω_x , Q_x und mit den unbekannt normierten Schaltelementen (g_a ; g_b ; g_c ; g_1 ; g_2 ; C_1 ; C_2) reduziert sich auf die Gln. (9) bis (12), da Gl. (8) keinen Beitrag zur Lösung liefert. Gesetzt wird $g_1 = g_2 = 1$.

Damit ergibt sich folgendes vereinfachtes Gleichungssystem aus den Gln. (9) bis (12), wobei auf $\Omega_x = 1$ bezogen wird:

$$\Omega_0^2 = \frac{g_a}{C_1 C_2 (g_a + g_b)} \quad (13)$$

$$\left[\frac{g_a (2 + g_b)}{C_1} - \frac{g_c}{C_2} \right] \left(\frac{1}{g_a + g_b} \right) = 0 \quad (14)$$

$$Q_x = \frac{C_1 (g_a + g_b + g_c)}{(g_a + g_c) (2 + g_b)} \quad (15)$$

$$\frac{g_a + g_c}{C_1 C_2 (g_a + g_b + g_c)} = 1 \quad (16)$$

Die Schaltungsdimensionierung beschränkt sich somit auf die Lösung des nichtlinearen Gleichungssystems ($n = 4$) mit $m = 5$ Unbekannten (g_a ; g_b ; g_c ; C_1 ; C_2) bei Vorgabe einer Variablen. Dabei ist durch schrittweise Eliminierung der Variablen (n reduziert sich dabei immer um 1) stets eine Lösung möglich. Ein geringerer Rechenaufwand entsteht jedoch durch geschicktes Einsetzen (nicht immer realisierbar). Aus Gl. (15) folgt:

$$g_a + g_b + g_c = \frac{Q_x}{C_1} (g_a + g_c) (2 + g_b);$$

daraus ergibt sich durch Einsetzen in Gl. (16)

$$\frac{(g_a + g_c) C_1}{C_1 C_2 Q_x (g_a + g_c) (2 + g_b)} = 1$$

und daraus

$$\frac{1}{C_2 Q_x (2 + g_b)} = 1.$$

Unter Vorgabe von g_b erhält man die erste Lösungsgleichung:

$$C_2 = \frac{1}{Q_x (2 + g_b)} \quad (17)$$

Die Ermittlung der übrigen Bemessungsgleichungen ist allerdings langwieriger. Es werden nur die Endgleichungen angegeben, ausgehend von Gl. (17):

$$g_a = \frac{\Omega_0^2 g_b (2 + g_b)}{(2 + g_b) + \frac{1}{C_2^2} \left(\frac{1}{\Omega_0^2} - 1 \right) - \Omega_0^2 (2 + g_b)} \quad (18)$$

$$C_1 = \frac{g_a}{(g_a + g_b) \Omega_0^2 C_2} \quad (19)$$

$$g_c = \frac{C_1 C_2 (g_a + g_b) - g_a}{1 - C_1 C_2} \quad (20)$$

Spezielle Untersuchungen an diesem Baustein und Dimensionsableitungen werden auch in [10] beschrieben. Es sei noch bemerkt, daß nur Übertragungskonstanten $H < 1$ realisiert werden können.

Eingegangen am 8. Juli 1980

NaA 8511

Literatur

- [1] Börner, H.: Mikroprozessorgesteuerte Anlage zum funkenersiven Abgleich von Dünnschichtwiderständen. Nachrichtentechnik · Elektronik 29 (1979) H. 3, S. 107 und 108.
- [2] Kliem, V.; Kerndt, F.: Schnelles Approximationsprogramm für symmetrische und antimetrische Cauer-Parameter-Filter der Grade $n = 3 \dots 12$. Techn. Bericht TK 11/76 des VEB NEG.
- [3] Sedra, A.; Brown, L.: A refined classification of single amplifier filters. IEEE Internat. Symposium on circuits and systems. Proc. New York: IEEE (1978) 17. bis 19. Mai, S. 850–854.
- [4] Sedra, A.: Generation and classification of single amplifier filters. Internat. Journal Circuit Theory and Applications 2 (1974) H. 2, S. 51–67.
- [5] Seidel, V.: Zur Realisierung von aktiven, absolut stabilen RC-Filterbausteinen mit imaginären Übertragungsnulstellen. Dissertation A; HFV Dresden 1975.
- [6] Seidel, V.: Absolut stabile RC-aktive Filterbausteine mit 2 Kapazitäten und Differenzverstärker. Nachrichtentechnik · Elektronik 26 (1976) H. 9, S. 332–335.
- [7] Gensel, J.; Seidel, V.: Aktive RC-Schaltung mit imaginären Nullstellen. WP der DDR 109781 vom 12. 11. 1974.
- [8] Petrusch, J.: Realisierung stabiler aktiver RC-Schaltungen mit beliebigen Übertragungsnulstellen. Nachrichtentechnik 21 (1971) H. 4, S. 127–130.
- [9] Bedri, Y.: Elimination of restriction on the position of zeros in certain low-sensitivity RC-active networks. Internat. Journal Electronics 35 (1973) H. 3, S. 321–334.
- [10] Thürk, H. J.; Blümke, E.: Dimensionierung und praktische Einsatzuntersuchung eines RC-aktiven Filterbausteins mit imaginären Übertragungsnulstellen. Ing.-Abschlußarbeit IE 75/1980 im VEB NEG.

Dipl.-Ing. Volker Kliem, VEB Nachrichtenelektronik Greifswald, Abtlg. EA, 2200 Greifswald, Gützower Landstr.

7. Tagung „Hochvakuum, Grenzflächen/Dünne Schichten“

Die Physikalische Gesellschaft der DDR veranstaltet

vom 2. bis 5. März 1981 in Dresden

die obengenannte Tagung:

Folgende Probleme sollen vorgetragen und erörtert werden:

- Vakuumherzeugung und -messung
- Vakuumtechnologien und -ausrüstungen
- Herstellung dünner Schichten mit Vakuumverfahren (einschließlich CVD-Verfahren (chemical vapour deposition))
- Zusammensetzung und Struktur dünner Schichten
- Anwendung dünner Schichten
- Verfahren der Oberflächen- und Schichtdiagnostik
- physikalische und chemische Prozesse an Festkörperoberflächen.

Interessenten wenden sich umgehend an die Physikalische Gesellschaft der DDR, 1080 Berlin, Am Kupfergraben 7, Telefon: 2000691

NaK 8517 H. Beetz

5. Zuverlässigkeitstagung

Der Fachverband Elektrotechnik der Kammer der Technik veranstaltet

vom 21. bis 22. Mai 1981 in Leipzig

die 5. Zuverlässigkeitstagung.

Inhaltliche Schwerpunkte dieser Tagung sind:

Zuverlässigkeit technologischer Prozesse; klimatische und mechanisch-dynamische Umgebungseinflüsse; Zuverlässigkeitstheorie; Nachweisverfahren, Meß- und Prüftechnik. In allen Themengruppen soll der Einfluß der Mikroelektronik vorrangig berücksichtigt werden.

Die Tagung wird mit internationaler Beteiligung aus den sozialistischen Ländern durchgeführt. Die Tagungssprachen sind Deutsch und Russisch.

Interessenten wenden sich an das Präsidium der Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik, 1086 Berlin, PSF 1315. Sie erhalten dann rechtzeitig die Anmeldeunterlagen.

Prof. Dr.-Ing. R. Jähn
Vorsitzender des

NaK 8533 FV Elektrotechnik