Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins, des Verbandes Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen = Bulletin de l'Association suisse des électriciens, de l'Association des entreprises électriques suisses

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätsunternehmen

Band: 76 (1985)

Heft: 21

Artikel: Monolithisches ZF-Filter in SC-Technik

Autor: Fischer, G.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-904701

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. Mehr erfahren

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. En savoir plus

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. Find out more

Download PDF: 09.12.2025

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, https://www.e-periodica.ch

Monolithisches ZF-Filter in SC-Technik

G. Fischer

Will man ein ZF-Filter (f_0 = 465 kHz) in monolithischer Form realisieren, sind zwei Forderungen unumgänglich: Erstens muss eine möglichst unempfindliche Filterstruktur verwendet werden (ein ZF-Filter ist extrem selektiv und damit empfindlich), und zweitens müssen sehr breitbandige Verstärker eingesetzt werden.
Der vorliegende Bericht beschreibt die Synthese eines SC-(Switched Capacitor-)Filters mit minimaler Empfindlichkeit gegenüber seinen Komponenten. Da die Forderung nach schnellen Verstärkern nicht umgangen werden kann, wird eine Methode vorgestellt, die erlaubt, Verstärker mit sehr kleinem Gain zu verwenden (z.B. 100), was den Einsatz von sehr breitbandigen einstufigen Verstärkern, die Abtastfrequenzen von einigen Megahertz verkraften können, möglich macht.

Lors de la réalisation d'un filtre FI (f_0 = 465 kHz) avec un procédé monolithique, deux aspects doivent être considérés: premièrement, il faut utiliser une structure d'une sensibilité minimale (le filtre FI étant extrêmement sélectif, donc sensible); deuxièmement, l'emploi d'amplificateurs à large bande passante est nécessaire.
La publication présente décrit d'abord la synthèse d'un filtre CC (capacités commutées) à sensibilité minimale. Comme il n'est pas possible d'éviter l'usage d'amplificateurs rapides, une méthode est décrite qui permet, par contre, l'emploi d'amplificateurs d'un gain modéré (p.ex. 100) à un étage, à large bande passante et travaillant (sans problème) jusqu'à quelques mégahertz.

Diese Arbeit ist eine überarbeitete Fassung des Aufsatzes «Monolithische ZF-Filter in SC-Technik» aus den AGEN-Mitteilungen Nr. 40, Mai 1985. Ein einführender Aufsatz zum Thema SC-Filter findet sich im Aprilheft des Bulletin SEV/VSE 76(1985)7.

Adresse des Autors
G. Fischer, dipl. El.-Ing. ETH, Institut für Signal- und Informationsverarbeitung, ETH-Zentrum, 8092 Zürich.

1. Einleitung

Im Gegensatz zu RC-Netzwerken, bei denen die frequenzselektiven Eigenschaften durch ein Produkt aus Widerstand und Kapazität gebildet werden, wird die Selektivität von SC-Netzwerken allein durch *Kapazitätsverhältnisse* und eine quarzstabile *Taktfrequenz* (Clock) bestimmt. Obwohl die Absolutwerte von integrierten Kapazitäten in MOS-Technologie um 10...20% streuen, können C-Verhältnisse ohne weiteres mit 0,1% (!) Genauigkeit [1] hergestellt werden. Deshalb eignen sich SC-Netzwerke vorzüglich für monolithische Schaltungen, wo ungenaue Frequenzgänge nicht mehr durch nachträgliches «Trimmen» gewisser Komponenten korrigiert werden können.

Solange SC-Schaltungen im Audiobereich oder bei noch tieferen Frequenzen betrieben werden, treten kaum wesentliche Probleme auf. Die einzigen namhaften Fehler können in diesem Frequenzbereich nur von Streukapazitäten[1] herrühren. Diese Fehler können aber leicht vermieden werden, indem nur sogenannte streuintensive Schaltungen[2] verwendet werden.

Wird eine SC-Schaltung aber in einem Frequenzbereich von über 100 kHz betrieben, was bei einem ZF-Filter für ein AM-System der Fall ist (f_0 = 465 kHz), so muss mit weiteren Nichtidealitäten gerechnet werden. Neben den MOS-Schaltern mit ihren endlichen On-Widerständen (typisch R_{on} = 10 kΩ) bilden vor allem die Verstärker mit ihrer endlichen Bandbreite und der begrenzten Slew Rate (Anstiegsgeschwindigkeit) die frequenzlimitierenden Faktoren. Im Moment stellt die endliche Verstärkerbandbreite (typischerweise einige MHz) die stärkste Einschränkung des Frequenzbereichs dar [2].

Der vorliegende Bericht soll zeigen, dass ein integriertes, hoch selektives ZF-Filter mit heutigen Mitteln durchaus im Bereich des Möglichen liegt. Bei der Verwirklichung eines solchen Vorhabens muss allerdings zwei Aspekten besondere Beachtung geschenkt werden. Erstens der naturgemäss hohen Empfindlichkeit (Sensitivität) eines ZF-Filters und zweitens dem für eine MOS-integrierte Schaltung extremen Frequenzbereich. Die verwendete Filterstruktur muss folglich eine minimale Empfindlichkeit bezüglich der Elementwerte (C-Verhältnisse) und der Verstärker-Nichtidealität aufweisen. Die Nachbildung eines symmetrisch abgeschlossenen LC-R-Kettenfilters stellt diesbezüglich eine optimale Lösung dar [3]. Das Vorgehen zur Synthese einer solchen Struktur wird im 2. Abschnitt gezeigt. Die Unempfindlichkeit der resultierenden SC-Schaltung wird anhand des erwähnten ZF-Filters demonstriert.

Wie bereits erwähnt, stellt der extreme Frequenzbereich vor allem an die Verstärker sehr hohe Anforderungen. In Abschnitt 3 wird eingehend auf diese Problematik eingegangen. Zuerst wird gezeigt, wie sich die beiden wichtigsten Parameter eines Verstärkers, Gain und Bandbreite, auf den wesentlichsten Baustein eines SC-Kettenfilters, den diskreten Integrator, auswirken. Unter Verwendung der Analogie zwischen den reaktiven Elementen des passiven LC-R-Filters und dem SC-Integrator kann aus den Integratorfehlern direkt auf die Veränderungen im Frequenzgang des SC-Filters geschlossen werden.

[1] Darunter versteht man alle parasitären Kapazitäten, die zwischen beliebigen Netzwerkknoten inkl. Masse liegen.

[2] In solchen Netzwerken liegen sämtliche Streukapazitäten an Masse, virtueller Masse oder an einem Knoten mit sehr niedriger Impedanz (z.B. Verstärkerausgang).

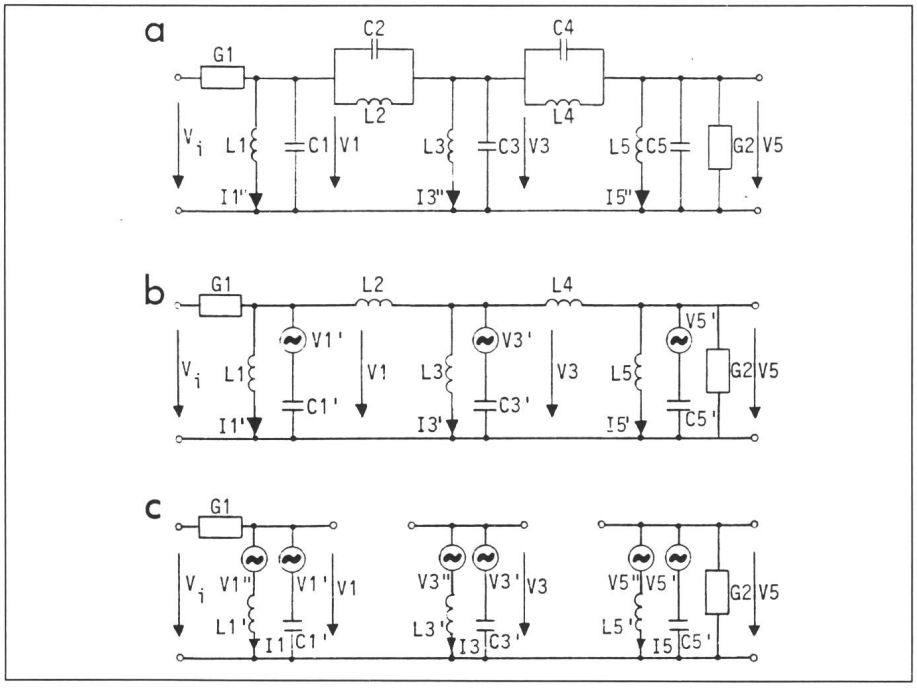


Fig. 1 Reduktion eines Netzwerkes 6. Ordnung auf eine Minimum-Reaktanz-Struktur

a Ursprüngliches Netzwerk 6. Ordnung

b Netzwerk nach Elimination der *C*-Kreise

$C1' = C1 + C2 \qquad V1' = V3 \cdot C2/C1'$

$C3' = C3 + C2 + C4 \qquad V3' = V1 \cdot C2/C3' + V5 \cdot C4/C3'$

$C5' = C5 + C4 \qquad V5' = V3 \cdot C4/C5'$

c Minimum-Reaktanz-Netzwerk

$1/L1' = 1/L1 + 1/L2 \qquad V1'' = V3 \cdot L1'/L2$

$1/L3' = 1/L3 + 1/L2 + 1/L4 \quad V3'' = V1 \cdot L3'/L2 + V5 \cdot L3'/L4$

$1/L5' = 1/L5 + 1/L4 \quad V5'' = V3 \cdot L5'/L4$

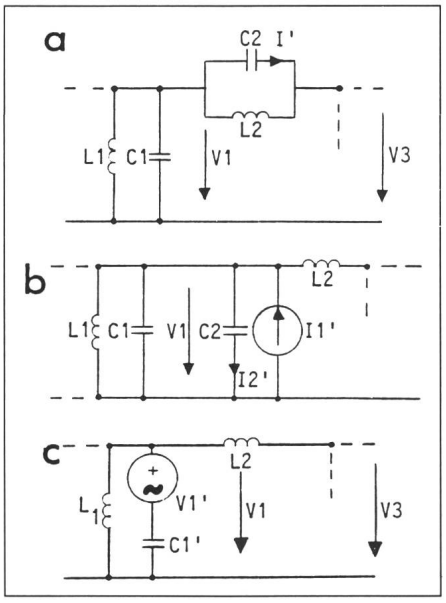


Fig. 2 Prinzip der Netzwerkreduktion

a Ursprüngliche Struktur

$I' = j\omega C2(V1 - V3) = j\omega C2 \cdot V1 - j\omega C2 \cdot V3$

b Einführung einer gesteuerten Stromquelle

$I1' = j\omega C2 \cdot V3$

$I2' = j\omega C2 \cdot V1$

c Umwandlung der Strom- in eine Spannungsquelle

$$V1' = \frac{1}{j\omega C1'} \cdot j\omega C2 \cdot V3 = \frac{C2}{C1'} \cdot V3$$

$C1' = C1 + C2$

Weil breitbandige MOS-Verstärker mit gleichzeitig hoher Verstärkung sehr teuer und schwierig herzustellen sind, wird eine Methode vorgeschlagen, die nur an die Schnelligkeit der Verstärker (Slew Rate, Bandbreite) hohe Anforderungen stellt. Die ungenügende Verstärkung wird dabei schaltungstechnisch kompensiert. Die Effizienz dieser Fehlerkompensation wird ebenfalls am Beispiel des ZF-Filters demonstriert.

2. Simulation eines LC-R-Kettenfilters

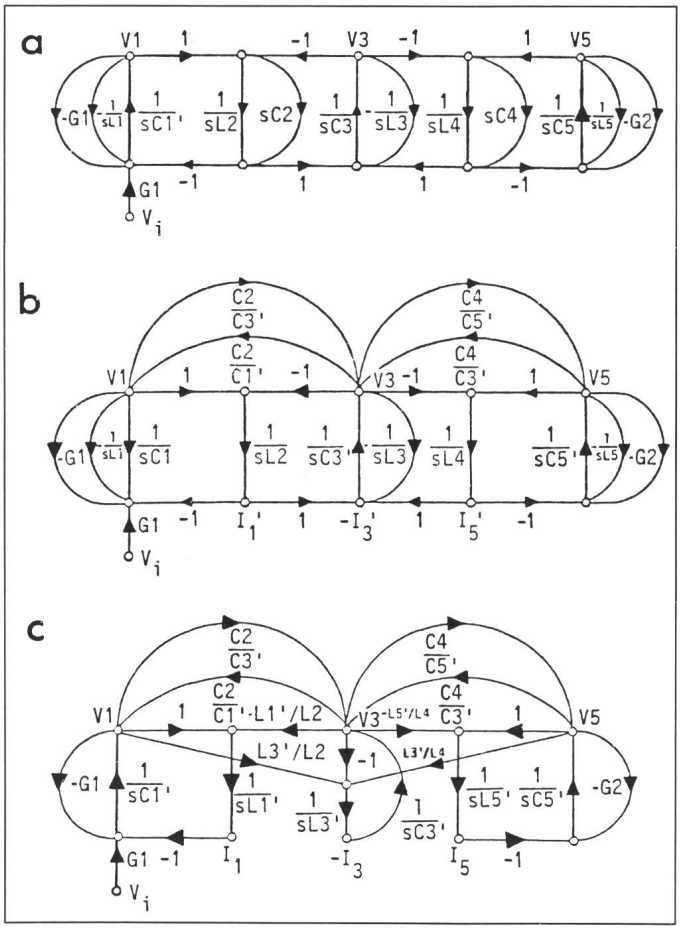
Diese Synthesemethode geht immer von einem passiven Prototypfilter aus. Es ist deshalb sinnvoll, den Entwurf des aktiven Netzwerkes so weit wie möglich auf die passive Synthese abzustützen. Prinzipiell wird dabei jedem reaktiven Element (L oder C) ein aktiver Integrator zugeordnet. Im folgenden wird ein einfaches schrittweises Vorgehen für diese Art des Filterentwurfs vorgestellt. Anschliessend wird am Beispiel des ZF-Filters gezeigt, wie unempfindlich die erhaltene Struktur tatsächlich gegenüber leichten Variationen der Kapazitätsverhältnisse ist.

Fig. 3 Signalflussdiagramme

a Ursprüngliches Netzwerk

b Netzwerk nach Elimination der *C*-Kreise

c Minimum-Reaktanz-Netzwerk



2.1 Synthese eines SC-Kettenfilters

Der gesamte Synthesevorgang lässt sich in vier Schritte unterteilen:

1. Synthese eines entsprechenden passiven LC-R-Kettenfilters,
2. Reduktion des passiven Netzwerkes auf eine Minimum-Reaktanz-Struktur,
3. Ersetzen der reaktiven Elemente durch SC-Integratoren/Summatoren,
4. Berechnen der C-Verhältnisse der SC-Realisierung aufgrund der entsprechenden Elementwerte des passiven Prototypfilters.

Der erste Punkt wird hier nicht behandelt, da die Synthese eines LC-R-Filters hinlänglich bekannt und gut dokumentiert ist.

Liegt das passive Filter bereits in *kanonischer*[3] *Form* vor, kann jedem reaktiven Element ein aktives Gegenstück, d.h. ein Integrator, zugeordnet werden. Das ist aber im allgemeinen nicht der Fall. Deshalb muss das ursprüngliche Netzwerk soweit reduziert werden, bis die Anzahl der reaktiven Elemente gleich der Ordnung der Schaltung ist. Dabei dürfen sich natürlich die interessierenden Netzwerkvariablen nicht verändern. Die Figur 1 zeigt eine solche Äquivalenztransformation am Beispiel eines Netzwerkes 6. Ordnung. Das Netzwerk wird in zwei Schritten reduziert. Zuerst werden die im Netzwerk vorhandenen *C*-Kreise aufgetrennt. Das wird durch Elimination aller seriellen *C* (im vorliegenden Fall *C2* und *C4*) erreicht. Der Einfluss dieser Elemente auf die interessierenden Variablen, d.h. die Spannungen *V1*, *V3* und *V5*, wird durch gesteuerte Spannungsquellen V_i' und eine Modifikation der *C*-Werte in den parallelen Zweigen nachgebildet (Fig. 1b und Fig. 2). Die Stromgrössen *I1″*, *I2″*, *I3″* dürfen sich dabei ändern.

Ein analoges Vorgehen zur Elimination der *L*-Kreise führt schliesslich auf das kanonische Netzwerk in Figur 1c. Dieses besteht aus drei *LC*-Resonatoren, die nur noch über die gesteuerten Quellen gekoppelt sind. Die ohmschen Abschlüsse des *LC*-Netzwerkes wirken sich als Verlustfaktoren in den beiden Abschlusskreisen aus. Da bei diesen Netzwerkumformungen die Spannungen *V1*, *V3* und *V5* nicht verändert

[3] Netzwerkstruktur *n*-ter Ordnung mit genau *n* reaktiven Elementen (Minimumreaktanznetzwerk)

Die z-Transformation

Bezeichnet man mit $x(nT)$ die Werte einer zeitdiskreten Impulsfolge $x_D(t)$ wie sie z.B. durch ideale Abtastung mit der Periode T aus einem zeitkontinuierlichen Signal $x(t)$ entstanden ist,

$$x_D(t) = x(t) \cdot \sum_{-\infty}^{+\infty} \delta(t-nT) = \sum_{-\infty}^{+\infty} x(nT)\,\delta(t-nT) \qquad \text{(F1)}$$

so gilt für die Laplacetransformierte der abgetasteten Funktion

$$X(s) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(nT)\,e^{-snT} \qquad \text{(F2)}$$

wie man unmittelbar aus dem Verschiebungssatz

$$f(t-nT) \;\circ\!\!-\!\!\bullet\; e^{-snT} \qquad \text{(F3)}$$

und der Beziehung

$$\delta(t) \;\circ\!\!-\!\!\bullet\; 1 \qquad \text{(F4)}$$

erkennen kann.

Ersetzt man in (F2) den exponentiellen Term e^{sT} durch eine neue Variable z, so erhält man die z-Transformierte des zeitdiskreten Signals $x_D(t)$. Die z-Transformation kann somit definiert werden durch:

$$X(z) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(nT)\,z^{-n} \qquad \text{(F5)}$$

Laut (F3) entspricht die Multiplikation eines Funktionswertes mit z^{-1} einer *zeitlichen Verzögerung* um eine Abtastperiode *T*.

Beispiel:

Die Figur *f1* zeigt eine diskrete Zeitfunktion. Mit Hilfe von (5) kann man diese sehr einfach in den z-Bereich transformieren:

$$X(z) = 1 + z^{-1} + \tfrac{1}{2}z^{-3} + \tfrac{1}{4}z^{-4} \qquad \text{(F6)}$$

Interpretiert man nun die Funktion in Figur f1 als Impulsantwort eines Systems, so ist (F6) dessen z-Systemfunktion, und man kann ohne Probleme eine Schaltung angeben (Fig. f2), die dieser Systemfunktion entspricht bzw. deren Impulsantwort wie Fig. f1 verläuft. Dass

Fig. f1
Beispiel einer zeitdiskreten Funktion

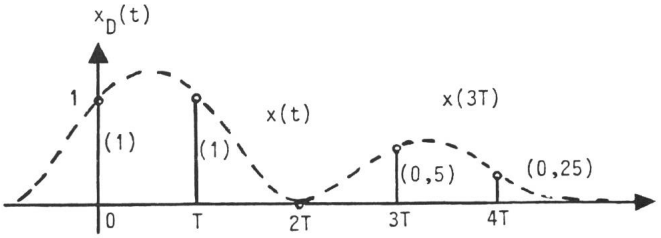
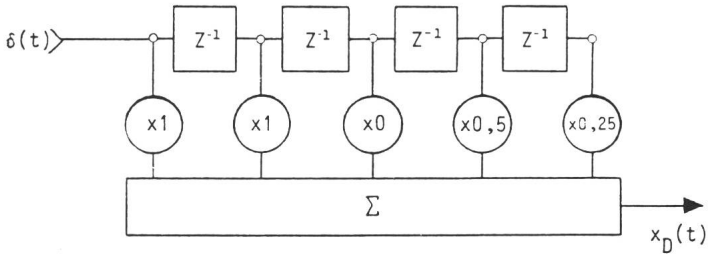


Fig. f2
Schaltung mit Impulsantwort $x_D(t)$



die z-Transformation heute eine derartige Wichtigkeit besitzt, ist nicht zuletzt darauf zurückzuführen, dass sich in der Digitaltechnik Verzögerungsglieder sehr einfach realisieren lassen (Schieberegister). Bei der z-Transformation spielt es im übrigen keine Rolle, wie die Funktionswerte abgespeichert werden; im einen Fall werden sie wertekontinuierlich (z.B. SC-Filter oder CCD), im anderen Fall diskret (z.B. Digitalfilter) gespeichert.

Will man eine Funktion aus dem Laplacebereich in den z-Bereich transformieren, so muss die Laplacevariable s gemäss (F2) und (F5) durch

$$s = \frac{1}{T}\ln(z) \qquad \text{(F7)}$$

ersetzt werden. Zur Vereinfachung dieser Transformation wird die nichtlineare Funktion $\ln(z)$ sehr oft durch eine lineare Näherung ersetzt, z.B. bei der bilinearen z-Transformation:

$$\ln(z) \approx 2\,\frac{z-1}{z+1}, \quad z > 0 \qquad \text{(F8)}$$

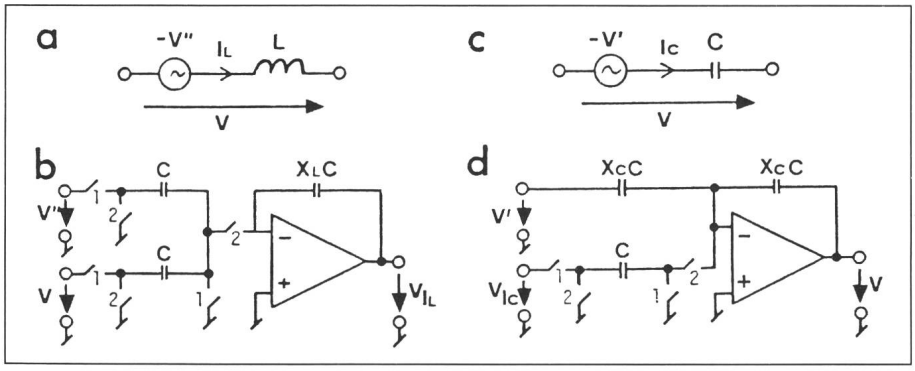


Fig. 4 Realisierung der induktiven und kapazitiven Analogzweige in streuintensiver SC-Technik

a Analogschaltung L-Zweig

$$I_L = (V + V'')\,\frac{1}{sL} = \frac{T}{L \ln z}$$

b LDI-Schaltung

$$V_{IL} = \frac{1}{X_L}\,(V + V'')\,\frac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}$$

c Analogschaltung C-Zweig

$$V = -V' + I_C\,\frac{1}{sC} = -V' + I_C\,\frac{I}{C \ln z}$$

d LDI-Schaltung

$$V = -V' + \frac{1}{X_C}\,V_{IC}\,\frac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}$$

werden, bleibt die Spannungsübertragungsfunktion $V_i/V5$ erhalten. Zur Erleichterung der Umsetzung dieser Schaltung in ein aktives Netzwerk und zur Verdeutlichung der Zuordnung der passiven Elementwerte auf die entsprechenden aktiven Blöcke, d.h. Integratoren, zeigt die Figur 3 die gleichen Netzwerkumformungen mittels Signalflussdiagrammen (SFD). Der nächste Schritt, die Substitution eines reaktiven Elementes durch eine diskrete Integratorschaltung, ist das Kernstück der Synthese. Er bestimmt nicht nur die numerischen Zusammenhänge zwischen passivem Elementwert und den C-Verhältnissen in der aktiven Realisierung, sondern auch die Art des Überganges vom zeitkontinuierlichen in den zeitdiskreten Bereich ($s \leftrightarrow z$-Transformation). Dieser Übergang wird mit dem «Lossless Discrete Integrator» (LDI) [4] realisiert. Dieser lässt sich nicht nur effizient in SC-Technik bauen, sondern ermöglicht zudem komplett streuinsensitive SC-Schaltungen. Letzteres ist eine unabdingbare Forderung für die Realisierung exakter C-Verhältnisse (s. Einleitung). Der LDI-Integrator nähert die ideale Integrationsfunktion

$$F_I = \frac{1}{j\omega T} \qquad (1)$$

durch die Funktion

$$F_{LDI} = \frac{1}{z^{+1/2} - z^{-1/2}} = \frac{-j/2}{\sin \omega T_c/2} \qquad (2)$$

an, wobei vorausgesetzt ist, dass die Integrationszeitkonstante T gleich der Abtastperiode $T_c = 1/f_c$ ist.

Für kleines Argument $\omega T_c/2$ gilt:

$$\sin \omega T_c/2 \approx \omega T_c/2 \qquad (3)$$

d.h. je höher die Clockfrequenz f_c ist, desto besser ist die Übereinstimmung mit dem idealen Integrator. Aus (1) und (2) entnehmen wir direkt die Transformationsformel

$$s = j\omega \leftrightarrow \frac{1}{T_c}\,(z^{1/2} - z^{-1/2}) \qquad (4)$$

Die Figur 4 zeigt die Umsetzung eines induktiven und eines kapazitiven Zweiges des reduzierten analogen Prototypnetzwerks in eine SC-aktive Schaltung. Man beachte, dass die serielle Spannungsquelle $-V''$ sehr einfach mittels eines zweiten Integrator-Eingangspfades realisiert werden konnte. Das Minuszeichen von V'' rührt davon her, dass die in Figur 3b und 3c gezeigten Signalflussdiagramme so skaliert wurden, dass sämtliche Koeffizienten der gesteuerten Spannungsquellen ein negatives Vorzeichen erhielten.

Wie man die Übertragungsfunktion eines LDI-Integrators ermittelt, geht aus Figur 5 hervor. Die im Schalterzustand S1-zu/S2-offen im Kondensator $C1$ gespeicherte Ladung wird im unmittelbar darauffolgenden Zustand S1-offen/S2-zu vollständig auf den Kondensator $C2$ übertragen, dessen Spannung dabei um einen entsprechenden Betrag verändert wird. Bezeichnet man die Spannung über $C2$ vor ihrer Veränderung mit $V2[(n-1)T_c]$ und die neue Spannung mit $V2[nT_c]$, so lässt sich schreiben:

$$V2[nT_c] = V2[(n-1)T_c] + \frac{C1}{C2}\,V1[(n-1/2)T_c] \qquad (5)$$

Wird diese zeitdiskrete Gleichung z-transformiert, so erhält man

$$V2(z) = V2(z)z^{-1} + \frac{C1}{C2}\,V1\,z^{-1/2} \qquad (6)$$

und daraus

$$V2(z) = V1(z)\,\frac{1}{X}\,\frac{1}{z^{1/2} - z^{-1/2}} \qquad (7)$$

mit $X = C2/C1$. Man beachte, dass durch die Schalter im Eingangskreis die Spannung $V1$ invertiert und um eine halbe Periode ($z^{-1/2}$) verzögert wird. Gesamthaft ist der Integrator in Figur 5 nichtinvertierend.

Am Beispiel der Induktivität wird im folgenden gezeigt, wie aus einer gegebenen analogen Induktivität das Kapazitätsverhältnis X_L des entsprechenden LDI-Integrators berechnet wird. Mit Hilfe eines (an und für sich beliebigen) Normierungswiderstandes wird

$$I_L = \frac{1}{sL}\,U_L \qquad (8)$$

spannungsnormiert

$$U_{IL} = \frac{R_N}{sL}\,U_L \qquad (9)$$

Transformiert man diese Gleichung mit Hilfe von (4) in den z-Bereich, so erhält man

$$U_{IL} = \frac{T_c R_N}{(z^{+1/2} - z^{-1/2})L}\,U_L \qquad (10)$$

Ein Vergleich mit der Gleichung des realisierten Netzwerkes (7) ergibt für das C-Verhältnis

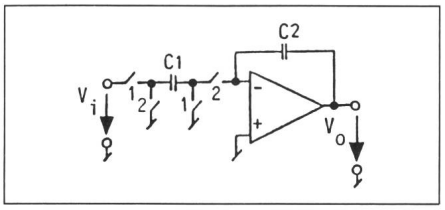


Fig. 5 Nichtinvertierender LDI-Integrator

Transformationsgleichungen Tabelle I

LC-R-Netzwerk		SC-Netzwerk
$f_N = f_c$		$f_c = f_N$
$T = T_c$		$T_c = T$
$S = j\omega = \frac{1}{T}\ln z$	$\longleftrightarrow$	$\frac{1}{T_c}(z^{+1/2} - z^{-1/2})$
$L' = Lf_N/R_N$		$X_L = C2/C1 = L'$
$C' = Cf_N R_N$		$X_C = C2/C1 = C'$

$$X = X_L = Lf_c/R_N \tag{11}$$

Normiert man die analoge Induktivität zu

$$L' = Lf_N/R_N \tag{12}$$

so gilt unter der Voraussetzung[4] $f_N = f_c$

$$X_L = L' = Lf_c/R_N \tag{13}$$

In gleicher Weise kann man zeigen, dass

$$X_c = C' = Cf_N R_N = Cf_c R_N \tag{14}$$

ist. In Tabelle I sind die Transformationsgleichungen zusammengestellt.

Die frequenzgangverzerrenden Eigenschaften der LDI-z-Transformation sind in Figur 6 dargestellt[5]. Zum Vergleich ist auch die Frequenzverzerrung der bekannteren bilinearen (BLI) z-Transformation abgebildet. Im bilinearen Fall wird die Frequenzachse mit $\tan(\omega T/2)$ verzerrt, während bei der LDI-Abbildung die Verzerrung mit $\sin(\omega T/2)$ erfolgt. Wird keine Vorverzerrung vorgenommen, sind die Fehler bei Verwendung der LDI-Transformation kleiner. In diesem Zusammenhang ist zu beachten, dass bei jeder Zeitdiskretisierung eines analogen Netzwerkes gewisse Verzerrungen in Kauf genommen werden müssen, da das äquivalente getaktete System generell ein verändertes Spektrum aufweist.

Ein spezielles Problem bilden die ohmschen Abschlüsse eines LDI-äquivalenten Kettenfilters. Gemäss Figur 3 treten sie als Rückkopplungspfade in der Ein- und Ausgangsstufe des Netzwerkes auf. Diese Ein-Integrator-Schleifen können aber nicht als LDI-äquivalente Pfade realisiert werden, da im Zähler dieser Loop-Funktion der Faktor $z^{-1/2}$ auftritt. Das entspricht einer Verzögerung um eine halbe Taktperiode. Mit einem T-periodischen Netzwerk kann aber nur ein ganzzahliges Vielfaches der Grundverzögerung T realisiert werden[6]. Die Abschlüsse können folglich nicht exakt simuliert werden. Die Fehler werden allerdings minim, wenn diese Abschlussloops in bilinearer Form realisiert werden (Fig. 7c). Die Figur 7a zeigt die exakte analoge Realisierung des Eingangsnetzwerkes, die Figuren 7b und 7c die SC-Näherungen. Die Übertragungsfunktionen der drei Schaltungen lauten:

$$V_{IN}/V1 = \frac{(G1/C1)\,1/s}{1 + (G1/C1)\,1/s} \tag{15a}$$

$$V_{IN}/V1 = \frac{(G1'/C1')\,\dfrac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}}{1 + (G1'/C1')\,z^{+1/2}\,\dfrac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}} \tag{16a}$$

$$V_{IN}/V1 = \frac{(G1'/C1')\,\dfrac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}}{1 + \frac{1}{2}(G1'/C1')\,(z^{+1/2} + z^{-1/2})\,\dfrac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}} \tag{17a}$$

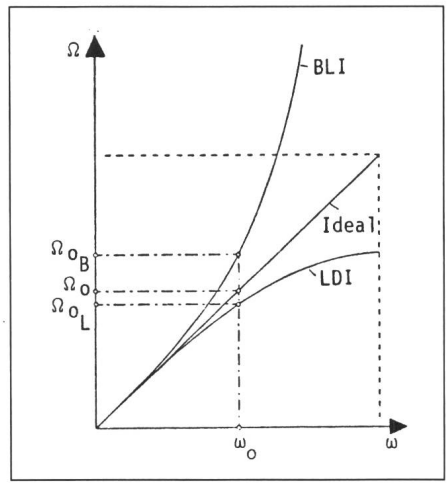


Fig. 6 Frequenzgangverzerrende Eigenschaften der LDI- und der bilinearen z-Transformation

Ω Frequenzachse des analogen Integrators
ω Frequenzachse des diskreten Integrators

LDI: $\Omega = \frac{1}{T_c}\sin\omega T$

BLI: $\Omega = \frac{1}{T_c}\,\mathrm{tg}\,\omega T$

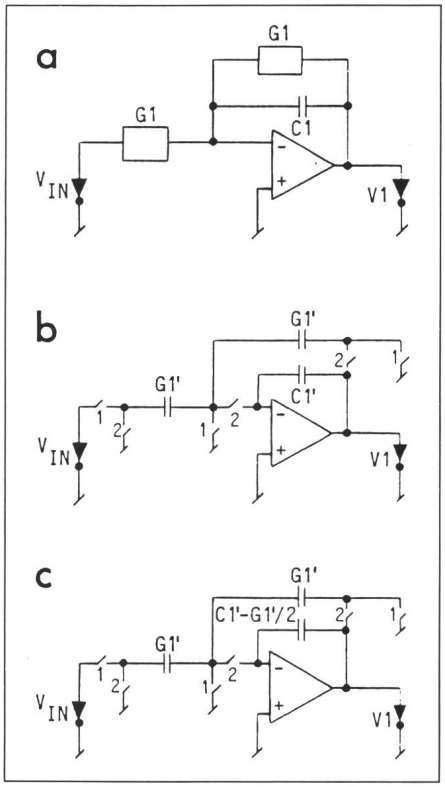


Fig. 7 Realisierung der ohmschen Abschlüsse

a Exakte Realisierung des Eingangswiderstandes und des ohmschen Eingangspfades mit einem zeitkontinuierlichen Netzwerk
b Zeitdiskrete Realisierung mit einem LDI-äquivalenten Integrator im Vorwärtspfad und einem Rückwärts-Differenz-Integrator in der Rückkopplung
c Realisierung mit einem LDI-äquivalenten Integrator im Vorwärtspfad und einem bilinearen Integrator in der Rückkopplung

Die Integratorfunktionen im Nenner von (16a) und (17a) entsprechen nicht genau der LDI-Funktion. Die Abweichung kann als Fehler im Wert des Abschlusswiderstandes im Rückkopplungspfad interpretiert werden. Die tatsächlich realisierbaren Werte von $G1$ betragen:

$$G1 \tag{15b}$$

$$G1'z^{1/2} = G1'(\cos\omega T_c/2 + j\sin\omega T_c/2) \tag{16b}$$

$$(G1'/2)(z^{1/2} + z^{-1/2}) = G1'\cos\omega T_c/2 \tag{17b}$$

Während im Fall der Figur 7b der Abschluss komplex wird, tritt im bilinearen Fall (Fig. 7c) nur ein kleiner Amplitudenfehler $(1 - \cos\omega T_c/2)$ auf, der bei genügend hoher Abtastrate vernachlässigbar ist ($\cos\omega T_c/2 \rightarrow 1$). Zudem reagieren symmetrisch abgeschlossene Kettenfilter sehr unempfindlich auf Fehler in den ohmschen Abschlüssen.

[4] Spezialfall

[5] Der Ausdruck frequenzverzerrend ist etwas unpräzis. Es ist damit die nichtlineare Zuordnung von Punkten des Filterfrequenzganges (z.B. Grenzfrequenzen) der analogen zur zeitdiskreten Schaltung gemeint.

[6] Bei Zwei-Integrator-Schleifen, z.B. mit je einem Integrator im Vor- und Rückwärtspfad, ergibt sich gesamthaft eine Verzögerung von z^{-1}.

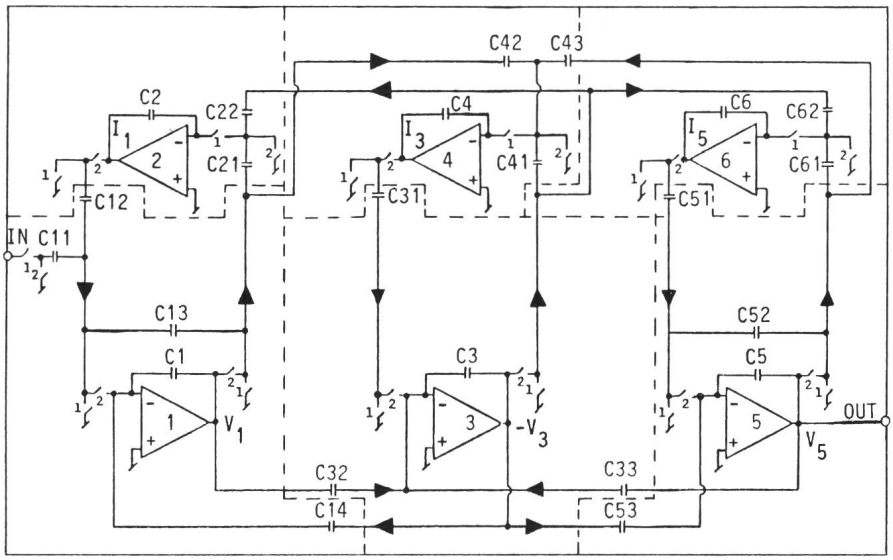


Fig. 8 SC-Bandpass 6. Ordnung zur Realisierung eines AM-ZF-Filters

----- Grenzen der einzelnen Integratorschaltungen

C1 = 92,45	*C2* = 10,13	*C3* = 14,68	*C4* = 19,33	*C5* = 75,8	*C6* = 12,42
C11 = 1,991	*C21* = 6,297	*C31* = 8,887	*C41* = 12,19	*C51* = 50,82	*C61* = 7,074
C12 = 57,32	*C22* = 1	*C32* = 1	*C42* = 1	*C52* = 1	*C62* = 1
C13 = 1		*C33* = 1,847	*C43* = 1,362	*C53* = 12,58	
C14 = 12,9					

2.2 Sensitivitätsverhalten eines SC-Kettenfilters

Der Hauptgrund für die Simulation eines LC-R-Kettenfilters ist, wie einleitend erwähnt wurde, die sehr geringe Empfindlichkeit dieser Struktur gegenüber kleinen Variationen der Elementwerte. Die aktive Realisierung dieser Topologie ist allerdings nicht eine exakte Kopie der passiven Schaltung. Deshalb ist die tatsächlich erreichte Unempfindlichkeit der aktiven Realisierung von besonderem Interesse. Dies lässt sich sehr gut am Beispiel des vorliegenden, extrem selektiven und damit hochempfindlichen ZF-Filters nachprüfen.

Das geforderte ZF-Filter wird durch ein Netzwerk 6. Ordnung realisiert, das eine maximale Polgüte von 105 aufweist. Die Taktfrequenz der SC-Schaltung wird auf das Zehnfache der Filtermittenfrequenz festgelegt, d.h. auf 4,65 MHz. Das resultierende SC-Netzwerk mit den entsprechenden (normierten) Kapazitätswerten ist in Figur 8 dargestellt. Die gegebenen *C*-Werte gelten bereits für eine dynamikoptimierte Schaltung, d.h. das Netzwerk wurde auf eine maximale Aussteuerung der Verstärker hin skaliert. Um einen Vergleich mit einer anderen Topologie zu ermöglichen, wurde der gleiche Bandpass auch mit einer Kaskade von Baublöcken 2. Ordnung (Biquads) realisiert. Als Baustein wurde der in [5] vorgeschlagene SC-Biquad verwendet. Beide Lösungen wurden eingehend mit SCANAL [6] analysiert. Die Ergebnisse sind in Figur 9 dargestellt.

Während die Figur 9a den Frequenzgang unter idealen Voraussetzungen zeigt, gibt der zweite Plot einen Einblick in das Sensitivitätsverhalten der beiden Lösungsvarianten. Daraus geht deutlich hervor, dass die Kettenfilterstruktur bedeutend unempfindlicher reagiert als die alternative Kaskade. Mit einer maximalen Varianz der Ausgangsspannung im Durchlassbereich von etwa 0,15 dB (Kaskade: σ_{max} = 0,8 dB) ist das Resultat für das simulierte Kettenfilter sicher zufriedenstellend ausgefallen. Die Unempfindlichkeit des LC-R-Prototypfilters hat sich somit (grösstenteils) auf seine aktive Nachbildung übertragen. Als weiteren Vorteil gegenüber der Kaskade weist die gekoppelte Struktur den kleineren *C*-Spread (Kapazitätsverhältnisse) auf und benötigt somit auch weniger Chipfläche.

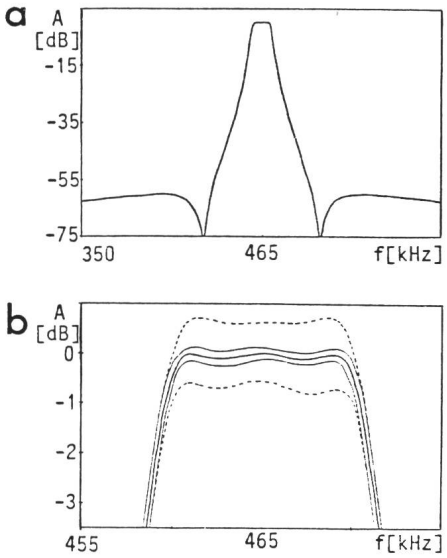


Fig. 9 Amplitudengang des ZF-Filters 6. Ordnung

a Frequenzgang unter idealen Voraussetzungen
b Resultat einer Monte-Carlo-Analyse unter der Annahme normalverteilter Kapazitätsverhältnisse (σ_c = 0,1%)
A Amplitude
f Frequenz
——— + σ-Grenzen für Kettenschaltung
------- + σ-Grenzen für Kaskade

3. SC-Filter für hohe Frequenzen

Das kritischste Element bei der Anwendung von SC-Netzwerken in Frequenzbereichen über 100 kHz ist der Verstärker. Bevor aber Massnahmen zur Verbesserung der Hochfrequenzeigenschaften von SC-Schaltungen getroffen werden können, müssen natürlich die Auswirkungen nichtidealer Verstärker bekannt sein. Hierzu existiert bereits genügend Literatur [2; 8; 9]. Der folgende Abschnitt fasst die wichtigsten Resultate kurz zusammen.

3.1 Auswirkungen nichtidealer Verstärker in SC-Netzwerken

Einer der wichtigsten Bausteine eines SC-Filters ist der diskrete Integrator. Der Einfluss der Verstärkernichtidealitäten wird deshalb zuerst anhand dieses Grundelementes gezeigt. Unter Verwendung der Analogie zwischen den passiven reaktiven Elementen (*L*, *C*) und dem Integrator lassen sich die erhaltenen Resultate leicht auf eine Kettenfilterstruktur uminterpretieren.

Im folgenden wird angenommen, dass sich der Verstärkerfrequenzgang mit einem Ein-Pol-Modell beschreiben lässt, das durch die beiden Parameter Open-Loop-Gain A_0 und Unity-Gain-Bandbreite *B* (in Hz) festgelegt wird. Unter diesen Voraussetzungen werden die SC-Integratoren in Figur 10a und 10c betrachtet.

Für die reale Integrator-Übertragungsfunktion H_{re} macht man den folgenden Ansatz:

$$H_{re}(\omega) = H_{id}(\omega)\, E(\omega) \qquad (18a)$$

$$E(\omega) \cong 1 + m(\omega) + j\theta(\omega) \qquad (18b)$$

Die Funktionen $m(\omega)$ und $\theta(\omega)$ bezeichnen die Amplituden- und Phasenfehler des Integrators. Beide werden als sehr klein vorausgesetzt.

Obwohl die gegebene Integratorschaltung einfach aussieht, ist ihre exakte Analyse unter Einbezug des Verstärkerfrequenzganges relativ komplex. Wir wollen hier deshalb nur die Resultate wiedergeben. Eine genaue Herleitung der Ergebnisse ist z. B. in [2] gegeben. Unter Vernachlässigung aller Fehlerterme höherer Ordnung erhält man:

$$m(\omega) \cong -\frac{1}{A_0}\left(1+\frac{k}{2}\right) - \varepsilon\left(1-\frac{\cos\omega T/2}{1+k}\right) \qquad (19a)$$

$$\theta(\omega) \cong \arctan\left(\frac{1}{A_0}\,\frac{k}{2\tan\omega T/2}\right) - \varepsilon\,\frac{\sin\omega T/2}{1+k} \qquad (19b)$$

$$\varepsilon = \exp\left[-\pi\,\frac{B/f_c}{1+k}\right] \qquad (19c)$$

Der Faktor k bezeichnet das C-Verhältnis $C1/C2$ des Integrators und ist in der Regel kleiner als 1. Gemäss (19) lassen sich die Fehler von Gain A_0 und Bandbreite B voneinander separieren. Der endliche Gain verursacht Fehler, die mit $1/A_0$ abnehmen und unabhängig von der Abtastfrequenz $f_c = 1/T_c$ sind. Die Fehler bezüglich der endlichen Bandbreite hingegen wachsen exponentiell mit der Abtastrate an (Term ε).

Es interessiert nun, wie sich diese Fehler in einer Kettenfilterstruktur auswirken. Dazu vergleichen wir den nichtidealen diskreten Integrator mit einem verlustbehafteten reaktiven Element. Dieser Vergleich ist am Beispiel einer Spule illustriert.

$$I_L(\omega) = U_L\frac{1}{sL(1+\Delta L/L+1/jQ_L)} = U_L(\omega)\,\frac{1}{sL}\,E_L(\omega) \qquad (20a)$$

$$E_L(\omega) \cong 1 - \frac{\Delta L}{L} + j\,\frac{1}{Q_L(\omega)} \qquad (20b)$$

Der Phasenfehler θ des Integrators entspricht dem Verlustfaktor $1/Q_L$ der Spule, und der Amplitudenfehler m ist äquivalent einem Fehler im Wert der Induktivität L.

Ein passives Kettenfilter besteht aus gekoppelten LC-Schwingkreisen. Wendet man nun die aus (20) gewonnenen Erkenntnisse auf einen solchen (verlustbehafteten) Kreis bestehend aus zwei nichtidealen Integratoren an, so können die Fehler in der Schwingfrequenz ω_0 und der Güte Q_0 auch durch m und θ ausgedrückt werden. Bezeichnet man die Fehler, die von den beiden gekoppelten Integratoren herrühren, mit den Indizes 1 und 2, so lässt sich schreiben:

$$\Delta\omega_0 \cong \omega_0\,\frac{1}{2}\,[m_1(\omega) + m_2(\omega)] \qquad (21)$$

$$\Delta Q_0 \cong -Q_0\,\frac{\theta_1+\theta_2}{\theta_1+\theta_2+1/Q_0} \qquad (22)$$

Der relative Frequenzfehler entspricht somit dem arithmetischen Mittel der beiden Amplitudenfehler der Integratoren. Der relative Gütefehler hingegen ist nicht nur eine Funktion der beiden Phasenfehler θ_1 und θ_2, sondern auch der Güte Q_0. Für hohe Q-Werte strebt der relative Fehler sogar gegen -1. Filternetzwerke mit hohen Polgüten reagieren deshalb sehr empfindlich auf die Phasenfehler der Integratoren (beziehungsweise der Verlustfaktoren der Spulen und Kondensatoren).

Werden für die Frequenz- und Gütefehler obere Grenzwerte festgelegt, lassen sich mittels der Gleichungssysteme (19) und (21) die entsprechenden Mindestanforderungen an die Verstärker ableiten. Dies soll am Beispiel des untersuchten ZF-Filters gezeigt werden. Dazu sind für die Frequenz- und Gütefehler die Grenzwerte

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} \leqq 0{,}1\% \text{ und } \frac{\Delta Q}{Q} \leqq 1{,}0\% \qquad (23)$$

festgelegt worden.

Unter Berücksichtigung der maximalen Polgüte des Filters von 105 sowie der gewählten Abtastfrequenz von 4,65 MHz ergeben sich an den Verstärker-Gain und die Bandbreite die Anforderungen

$$A_0 \geqq 10^4 \text{ und } B \geqq 20\text{ MHz} \qquad (24)$$

Diese Werte lassen sich aus heutiger Sicht allerdings kaum realisieren. Technologisch lässt sich aber die Bandbreite auf Kosten des Gains erhöhen, z. B. durch Verwendung von einstufigen und entsprechend schnellen Verstärkern. Die vom ungenügenden Gain herrührenden Fehler müssen aber unbedingt kompensiert werden. Wie das schaltungstechnisch realisiert werden kann, zeigt der nächste Abschnitt.

3.2 Kompensation des Einflusses von A_0

Es wird vorausgesetzt, dass die verwendeten Verstärker so breitbandig sind, dass der Term ε in (19) vernachlässigbar wird, d. h. dass das Verhältnis B/f_c mindestens gleich vier sein muss.

Zur Erläuterung des Prinzips der Kompensationstechnik betrachtet man die nichtinvertierende Integratorschaltung in Figur 10a. Die Funktions-

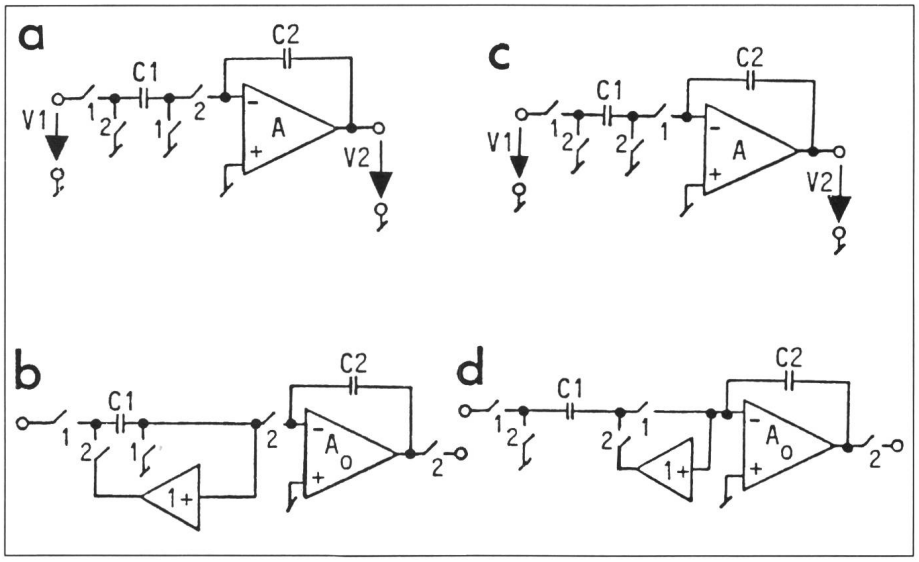


Fig. 10 Elimination des Phasenfehlers am diskreten Integrator

a nichtinvertierender Integrator

b kompensierter nichtinvertierender Integrator mit Restamplitudenfehler $m_{A0} \approx -1/A_0$ und Phasenfehler $\theta_{A0} \approx 0$

c invertierender Integrator

d kompensierter invertierender Integrator mit Restamplitudenfehler $m_{A0} \approx -(1+k)/A_0$ und Phasenfehler $\theta_{A0} \approx 0$

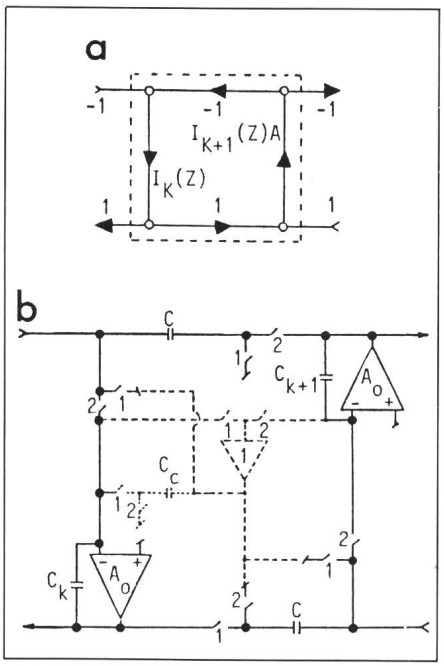


Fig. 11 Grundzelle eines Kettenfilters (a) und entsprechende Realisierung in SC-Technik (b)

Das gestrichelt eingezeichnete Netzwerk dient der vollständigen Kompensation des Einflusses der endlichen Verstärkung A_0.

$C_c = C\,(1 + \Sigma C_i / C_k)$, ΣC_i: Summe aller Eingangskapazitäten von $I_k(z)$

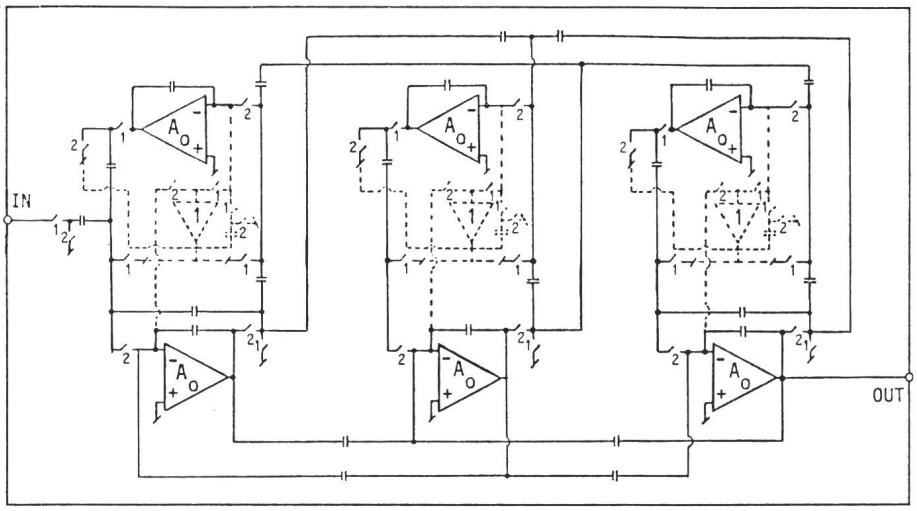


Fig. 12 Bandpassnetzwerk 6. Ordnung mit zusätzlichem Netzwerk für die Gain-Kompensation

----- Kompensation

weise dieser Schaltung ist sehr einfach. Während Phase 1 wird die Eingangskapazität *C1* durch die Eingangsspannung *V1* aufgeladen. In Phase 2 wird diese Ladung auf die Speicherkapazität *C2* übertragen. Solange der Verstärker als ideal angenommen wird, findet ein vollständiger Ladungstransfer statt. Bei einer endlichen Verstärkung bleibt aber eine kleine Restladung in *C2*, da die Spannung am negativen Verstärkereingang nicht mehr identisch Null ist. Durch eine (erzwungene) vollständige Entladung von *C1* kann dieser Fehler folglich verhindert werden. Figur 10b zeigt die schaltungstechnische Realisierung dieser Fehlerelimination. Man beachte, dass dieses Prinzip für beliebige Werte von A_0 funktioniert. Sehr ähnlich sieht die entsprechende Kompensation am invertierenden Integrator (Fig. 10d) aus, bei der während Phase 2 der 1-Verstärker *C1* mit der differentiellen Eingangsspannung des Verstärkers vorlädt.

Man kann zeigen, dass durch einen vollständigen Ladungstransfer nur die Phasenfehler des Integrators eliminiert werden. Die endliche Verstärkereingangsspannung verursacht immer noch einen kleinen Amplitudenfehler. In einem typischen Zwei-Integrator-Loop eines Kettenfilters kann dieser aber durch zusätzliche Ladungsinjektionen ebenfalls eliminiert werden. Ein solcher vollständig kompensierter Zwei-Integrator-Kreis ist in Fig. 11 dargestellt. Eine ausführlichere Beschreibung des hier angewandten Prinzips findet man in [7].

Die abgebildete Zelle (Fig. 11) funktioniert natürlich nicht mehr fehlerfrei, wenn A_0 beliebig kleine Werte annimmt. Mit abnehmendem Gain machen sich einerseits die am negativen Verstärkereingang liegenden Streukapazitäten zunehmend störend bemerkbar, anderseits wurde für die Herleitung der Integratorfehler nur eine Analyse erster Ordnung verwendet, was bei extrem grossen Fehlertermen natürlich nicht mehr zulässig ist.

4. Resultate

Um die Wirkung der vorgeschlagenen Gain-Kompensation zu zeigen, stellt das sehr selektive ZF-Filter ein ideales Beispiel dar. Das durch die beschriebene Methode modifizierte Bandpassnetzwerk 6. Ordnung ist in Figur 12 abgebildet. Mit Leichtigkeit erkennt man dreimal die Basiszelle von Figur 11. Der zusätzliche Aufwand für die Gain-Kompensation besteht somit nur in drei Einheitsverstärkern, drei Kapazitäten und 12 Schaltern.

Das kompensierte Netzwerk wurde wiederum mit SCANAL analysiert. Die damit erreichten Resultate sind in Figur 13 dargestellt. Zur Verdeutlichung der erzielten Verbesserungen sind darin auch die entsprechenden Ergebnisse des ursprünglichen, nichtkompensierten Filters abgebildet.

In Figur 13a erkennt man deutlich den Einfluss der ungenügenden Verstärkung A_0. Die Amplitudenfehler m verkleinern die Filtermittenfrequenz, und die Phasenfehler θ bewirken eine klar ersichtliche Reduktion der Polgüten. Diese Fehler stehen in guter Übereinstimmung mit den Formeln (19) und (21).

Der Frequenzgang des kompensierten Filters (für $A_0 \geqq 100$) hingegen lässt sich nicht von der idealen Filterkurve unterscheiden. Sogar in Figur 13b, wo der Durchlassbereich vergrössert abgebildet ist, sind die Abweichungen

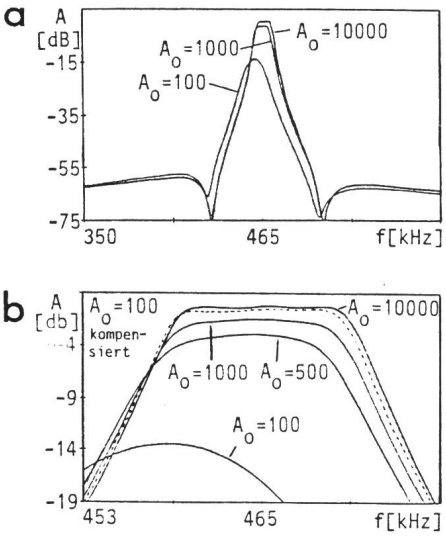


Fig. 13 Frequenzgang des ZF-Filters für endliche Werte von A_0

a über den gesamten Frequenzbereich
b im Durchlassbereich
A Amplitude
f Frequenz

——— Frequenzgang ohne Kompensation
------- Frequenzgang für kompensiertes Netzwerk

des kompensierten Netzwerkes vom idealen Frequenzgang kaum sichtbar, während das ursprüngliche Filter bereits für $A_0 = 1000$ deutliche Differenzen im Amplitudengang aufweist.

5. Schlussfolgerungen

Der vorliegende Bericht hat gezeigt, dass ein vollständig integriertes ZF-Filter für ein AM-System heute durchaus im Bereich des Möglichen liegt. Dazu wurde zuerst ein Syntheseverfahren gezeigt, das, basierend auf der Simulation von LC-Kettenfiltern, SC-Netzwerke mit minimalen Sensitivitäten liefert.

Die aus der hohen Filtermittenfrequenz von 465 kHz und der maximalen Polgüte von 105 sich ergebenden Werte für den Verstärker-Gain und die Bandbreite wurden durch eine Technik umgangen, die zwar immer noch sehr schnelle Verstärker verlangt, dafür aber die Anforderungen an den Gain stark reduziert. Die Mindestanforderung an die Verstärkung konnte damit bis auf etwa 100 gesenkt werden. Dies wurde am Beispiel des ZF-Filters deutlich demonstriert. Somit können sehr schnelle einstufige Verstärker eingesetzt werden, die Abtastraten von einigen Megahertz verkraften sollten. Der Preis für die erzielte Verbesserung fällt mit einem zusätzlichen Einheitsverstärker, einer Kapazität sowie 4 Schaltern pro Glied zweiter Ordnung relativ gering aus.

Literatur

[1] *J.L. McCreary:* Matching properties, and voltage and temperture dependence of MOS capacitors. IEEE J. SC 16(1981)6, p. 608...616.

[2] *G. Fischer* and *G.S. Moschytz:* On the frequency limitation of SC filters. IEEE J. SC 19(1984)4, p. 510...518.

[3] *H.J. Orchard:* Loss sensitivies in singly and douply terminated filters. IEEE Trans. CAS 26(1979)5, p. 293...297.

[4] *L.T. Bruton:* Low-sensitivity digital ladder filters. IEEE Trans. CAS 22(1975)3, p. 168...176.

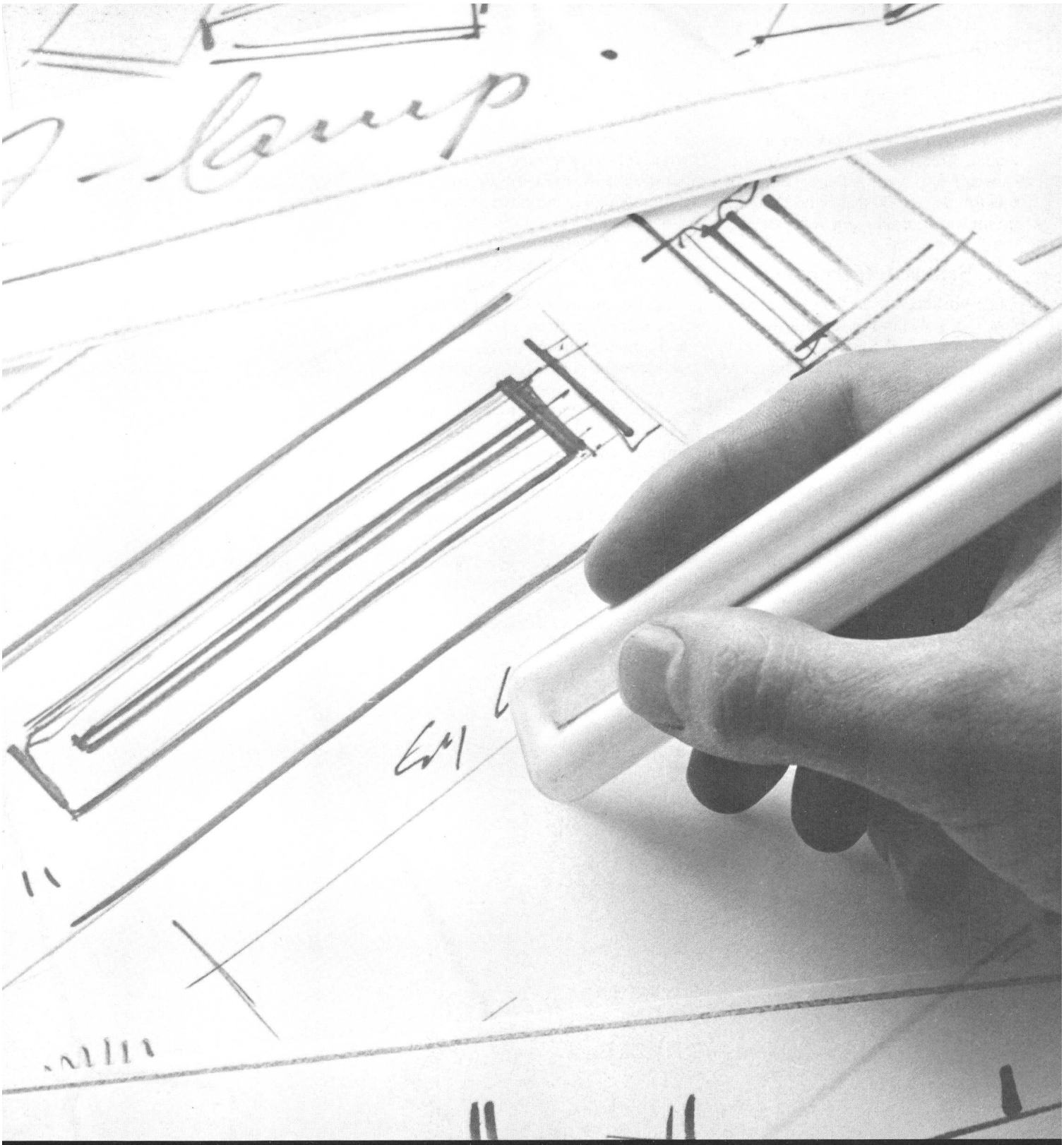
[5] *P.E. Fleischer* a.o.: An NMOS building block for telecommunication application. IEEE Trans. CAS 27(1980)6, p. 469...475.

[6] *G. Fischer* und *R. Plodeck:* SCANAL - ein Simulationsprogramm für geschaltete Kondensator-Netzwerke. Bull SEV/VSE 76(1985)5, S. 231...233.

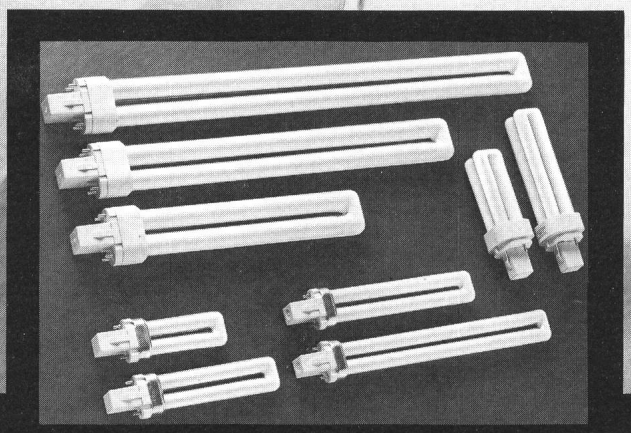
[7] *G. Fischer* and *G.S. Moschytz:* SC integrator for high-frequency applications. Electronics Letters 19(1983)13, p. 495...496.

[8] *G.C. Temes:* Finite amplifier gain and bandwidth effects in SC filters. IEEE J. SC 15(1980)3, p. 358...361.

[9] *K. Martin* and *A.S. Sedra:* Effects of the op amp finite gain and bandwidth on the performance of SC filters. Proceedings of the IEEE international Symposium on Circuits and Systems 1980; vol. I, p. 321...325.



Diese Lampe bestimmt den Leuchten-Stil von morgen.



Lynx

Energiesparende Kompakt-Leuchtstofflampen mit breitem Einsatzspektrum.

t den neuen Lynx Kompakt-Leuchtstoff-
mpen von Sylvania bietet sich die seltene
legenheit, völlig neuartige Leuchten zu
twickeln, anzubieten oder zu gebrau-
en. Leuchten, die ästhetisch **und** funktio-
ll überzeugen und die im Stromver-
auch den Anforderungen der Zukunft
recht werden.

Kompakt, flach und äusserst sparsam
Stromverbrauch, verbessern sie die
htausbeute gegenüber herkömmlichen
ühbirnen um das Vierfache – und ihre
bensdauer ist fünfmal länger.

Für die vielen Einsatzbereiche dieses Lampentyps finden Sie in der Lynx-Familie 3 unterschiedliche Sorten:

Lynx-S (5W, 7W, 9W, 11W): für Tisch- und Büroleuchten, für Wand- und Deckenleuchten, innen und aussen, für Sicherheitsleuchten und Ähnliches.

Lynx-D (10W, 13W): für versenkte oder tiefhängende Deckenleuchten, für Tisch- und Stehlampen, im Wohnbereich überall dort, wo normale Glühbirnen ersetzt werden können.

Lynx-L (18W, 24W, 36W): für den Arbeits- und den kommerziellen Bereich in Büros, Werkstätten und Läden. Dort wo ständig das Licht brennt und wo mit relativ kleinen Leuchten optimale Lichtverhältnisse geschaffen werden müssen.

Wer heute an die Leuchten von morgen denkt, weiss wie wichtig Stromeinsparung, Funktionalität und Ästhetik sind. Mit der Lynx von Sylvania hat er die richtigen Voraussetzungen.

SYLVANIA GTE

Gutes Licht. Besseres Licht.