

*Wer ein Tiefpaßfilter für den Frequenzbereich oberhalb von (einigen) 100 kHz entwickeln will, entscheidet sich häufig für einen aktiven RC-Filteransatz. Hierfür geeignete Operationsverstärker mit großer Bandbreite sind verfügbar. Im folgenden wird gezeigt, daß ein Filterentwurf für die erläuterte Aufgabenstellung mit den heute verfügbaren Entwurfshilfsmitteln nicht mehr ausschließlich dem Spezialisten vorbehalten ist.*

Claus Kühnel, Thomas Zeh

# Antialiasing-Filter mit Operationsverstärker

## Kompakte Baugruppe durch Vierfach-Operationsverstärker

Das Spektrum der A/D-Umsetzer erweitert sich in Abhängigkeit von Fortschritten in der Technologie dieser Bausteine ständig auch zu höheren Frequenzen hin. Abtastraten von 1 MSPS (Mega samples per second) und mehr lassen sich heute ohne großen schaltungstechnischen Aufwand bei niedrigen Kosten realisieren. Leistungsfähige Mikroprozessoren (Mikrocontroller, Signalprozessoren) können die anfallenden Datenmengen auch zu Echtzeitbedingungen problemlos verarbeiten.

Unabhängig von dieser Entwicklung muß die analoge Vorverarbeitung des erfaßten Signals gesichert sein, bevor es der eigentlichen A/D-Umsetzung unterzogen wird. Neben der impedanz- und/oder pegelmäßigen Anpassung ist das Nyquist-Kriterium zu beachten. Das Antialiasing-Filter wird deshalb in den meisten Applikationen ein Thema sein.

Beim Nyquist-Kriterium wird von einer steilflankigen Bandbegrenzung ausgegangen, die in der Praxis eher

unrealistisch ist. Um die ansonsten zu erwartenden Aliasing-Probleme zu umgehen, bedient man sich häufig des Oversamplings (Überabtastung). Dem Nachteil der erhöhten Datenrate kann durch ein dem A/D-Umsetzer nachgeordnetes Digitalfilter begegnet werden.

Bei der Auswahl eines geeigneten Filters steht man sehr schnell vor der Frage, welche Filterrealisierung für die betreffende Applikation geeignet ist. Praktisch wird man sich zwischen

- dem traditionellen passiven Filter auf der Basis von Induktivitäten und Kapazitäten,
- dem aktiven RC-Filter mit Operationsverstärkern oder
- einem Filter auf der Basis geschalteter Kapazitäten (Switched-Capacitor-Filter, SC-Filter) entscheiden müssen.

### Approximation des geforderten Dämpfungsverlaufs

Die Selektionsforderungen an ein Antialiasing-Filter lassen sich in einem Dämpfungs-Toleranzschema zum Ausdruck bringen (*Bild 1*). Beim Approximationsschritt muß man für Standardlösungen nicht mehr in Filterkatalogen nach den betreffenden Poldaten suchen. Die Hersteller von Bauelementen der Filtertechnik unterstützen diesen Schritt durch entsprechende Entwurfsprogramme. Stellvertretend für andere ähnliche Produkte soll hier der Approximationsschritt mit Hilfe der Filter-Design-Software der Firma Maxim [1] betrachtet werden.

Die Anwendung selbst stellt die Forderungen an das zu realisierende Tiefpaßfilter. Dabei muß beachtet wer-

**Tabelle 1.** Den Ausgangspunkt für die im Beitrag angestellten Betrachtungen bilden die hier aufgeführten Selektionsforderungen.

Kenngröße	Wert
$ A_{\max} $	0,008 dB
$ A_{\min} $	50 dB
$f_c$	200 kHz
$f_s$	500 kHz

**Tabelle 2.** Im Ergebnis des Approximationsschritts erhält man die hier aufgeführten Charakteristika zur Erfüllung der Dämpfungsforderungen.

Filtertyp	Ordnungsebene
Bessel	> 20. Ordnung
Butterworth	10. Ordnung
Chebyshev	7. Ordnung
Cauer (elliptisch)	5. Ordnung

den, daß bei einer Schaltungsrealisierung mit Normwerten von vornherein mit Abweichungen vom approximierten Frequenzgang gerechnet werden muß. Eine diesbezügliche Verschärfung der Dämpfungsforderungen hilft, den geforderten Frequenzgang dann auch in der Praxis zu erreichen.

Den Ausgangspunkt für die folgenden Betrachtungen bilden die in *Tabelle 1* aufgeführten Selektionsforderungen. Im Ergebnis des Approximationsschritts erhält man die in *Tabelle 2* aufgeführten Charakteristika zur Erfüllung der Dämpfungsforderungen.

Aus Gründen des hohen Realisierungsaufwands soll das Besselfilter von vornherein unberücksichtigt bleiben. Die Frequenzgänge der drei verbleibenden Filtercharakteristika sind in den *Bildern 2 und 3* dargestellt. Alle drei Filtercharakteristika erfüllen erwartungsgemäß die Forderungen. Jede Charakteristik hat neben dem dargestellten Dämpfungsverhalten natürlich einen bestimmten Phasengang bzw. eine Gruppenlaufzeit.

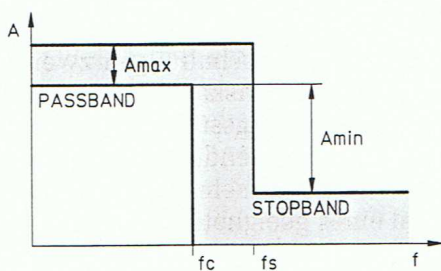
Grundsätzlich kann gesagt werden, daß eine Filtercharakteristik, die Dämpfungsforderungen bereits mit geringer Ordnung erfüllt, einen ungünstigeren Phasengang aufweist. Hier müssen die konkreten Forderungen der Applikation beachtet werden.

Für den zu betrachtenden Einsatzfall sollte nach Möglichkeit ein Filter maximal 8. Ordnung zum Einsatz kommen, so daß ausschließlich Chebyshev- und Cauerfilter übrig bleiben.

### Auswahl der einzusetzenden Filterschaltung

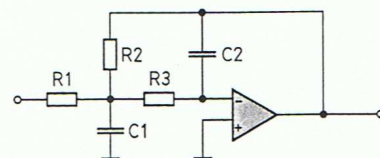
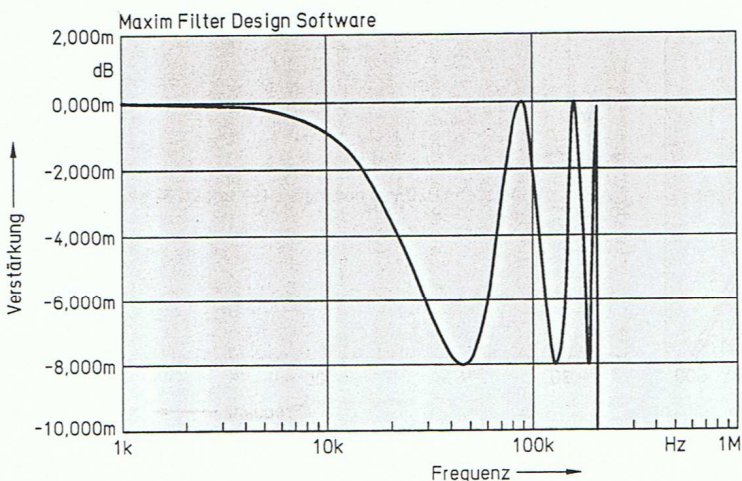
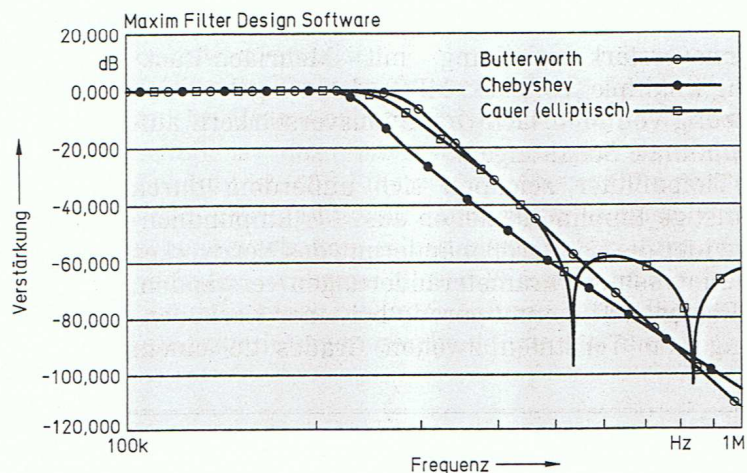
Beim vorliegenden Frequenzbereich ist die Auswahl der in Frage kommenden Filterschaltungen stark eingeschränkt. Das LC-Filter soll wegen der Notwendigkeit engtolerierter Induktivitäten, deren mechanischen Abmessungen und wegen der geringen Güte nicht in die nähere Auswahl kommen. Auch mit Hilfe von integrierten SC-Filtern lassen sich die verschiedenen Filtercharakteristika realisieren. Da es sich aber bei diesen Filtern um ein Abstastsystem handelt, muß auch das Eingangssignal bereits bandbegrenzt werden. Zu diesem Zweck reicht i. a. ein einfaches Filter aus, da die typische Abtastfrequenz in der Regel um den Faktor 50 größer ist als die Grenzfrequenz. Wegen störender Taktreste im Ausgangssignal empfehlen Filterhersteller meist, dem SC-Filter ein analoges Glättungsfilter nachzuschalten. Dieses stellt dann auch die impedanzmäßige Anpassung, z.B. an einen A/D-Umsetzer, sicher. Man erkennt, daß auch eine Schaltung mit SC-Filtern einen recht hohen Schaltungsaufwand erfordert.

Werden die ersten beiden Filterarten aus den genannten Gründen nicht mehr in die Betrachtung ein-



**Bild 1. Dämpfungs-Toleranzschema für Tiefpaßfilter.**

**Bild 2. Frequenzgang von Butterworth-, Chebyshev- und Cauer-Tiefpaß.**



**Bild 4. MFB-Tiefpaß-Grundglied 2. Ordnung**

**Bild 3. Welligkeit des Dämpfungsverlaufs im Durchlaßbereich beim Chebyshev-Tiefpaß.**

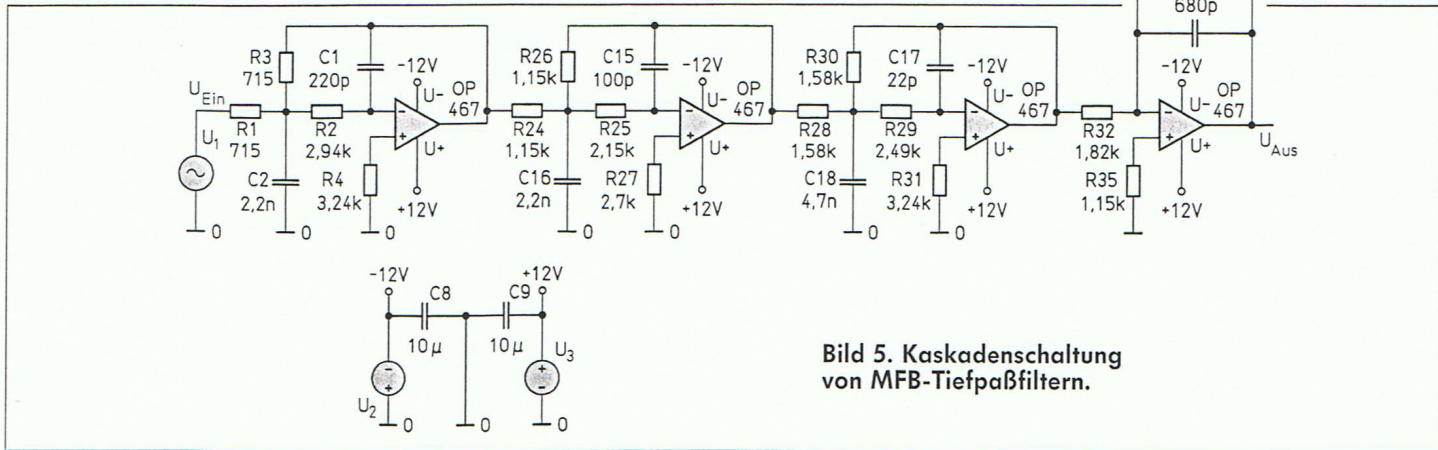


Bild 5. Kaskadenschaltung von MFB-Tiefpaßfiltern.

bezogen, dann bleiben nur die aktiven RC-Filter auf der Basis von Operationsverstärkern übrig. Neben dem Operationsverstärker selbst kommen Bausteine in Frage, die Operationsverstärker zur Realisierung von Zustandsvariablen-Filtern beinhalten. Mit dem Baustein MAX 275 lassen sich zwei Filterstufen 2. Ordnung mit Polfrequenzen bis zu 300 kHz realisieren. Die Widerstandsbeschaltung einer Stufe besteht aus mindestens vier Widerständen. Die verwendete Schaltungsstruktur erlaubt keine passiven Pole. Die Realisierung eines Cauerfilters ist nicht möglich.

Konkret bedeuten diese bausteinbedingten Vorgaben eine Erhöhung der Filterordnung von 7 auf 8. Es würden zwei Bausteine MAX 275 im 20poligen Gehäuse und insgesamt 16 engtolerierete Widerstände benötigt. Verwendet man als Teilschaltung zweiten Grades eine Operationsverstärkerschaltung mit Mehrfach-Rückkopplung (multiple feedback, MFB), dann ergeben sich bei Nutzung von Mehrfach-Operationsverstärkern aufwandsminimale Schaltungen.

MFB-Tiefpaßfilter zeichnen sich außerdem durch sehr günstige Empfindlichkeiten aus. Als Empfindlichkeit wird hier die Kenngrößenänderung des Netzwerkes als Funktion seiner Parameteränderungen verstanden. Dieser Eigenschaft kommt gerade bei einer Kaskadenschaltung von Teilstufen zweiten Grades zu einem

höhergradigen Filter besondere Bedeutung zu. Bild 4 zeigt die einfache Schaltungsstruktur eines solchen MFB-Tiefpaßfilters 2. Ordnung. Mit dieser einfachen Schaltungsstruktur lassen sich allerdings auch keine Cauerfilter realisieren.

### Chebyshev-Filter bedingen geringeren Schaltungsaufwand

Cauerfilter weisen Nullstellen in der Übertragungsfunktion auf, zu deren Erzeugung die Zahl der externen Bauelemente etwa verdoppelt werden muß. Der zu hohe schaltungstechnische Aufwand soll deshalb die Beschränkung auf das Chebyshev-Verhalten rechtfertigen. Zur Realisierung des geforderten Tiefpaßfilters 7. Ordnung müssen drei Teilschaltungen zweiten Grades sowie ein passiver Pol kaskadiert werden. Bild 5 zeigt die betreffende Schaltungsstruktur, deren Dimensionierung sich unter Verwendung des Programms FilterPro von Burr-Brown [2] sehr einfach gestaltet.

Bei der Auswahl eines geeigneten Operationsverstärkers muß besonders auf die Verstärkung der offenen Schleife (open loop gain) geachtet werden. Mit anderen Worten: Der Operationsverstärker muß ein ausreichendes Verstärkungs-Bandbreite-Produkt (Gain Band-

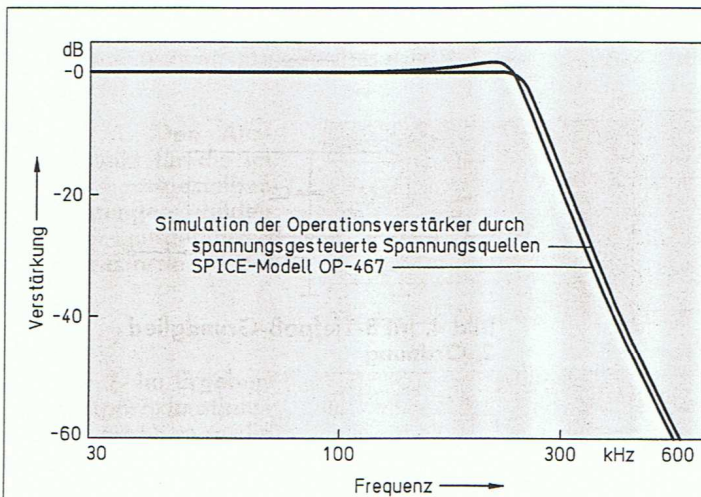


Bild 6. Frequenzgang des Tiefpaßfilters 7. Ordnung.

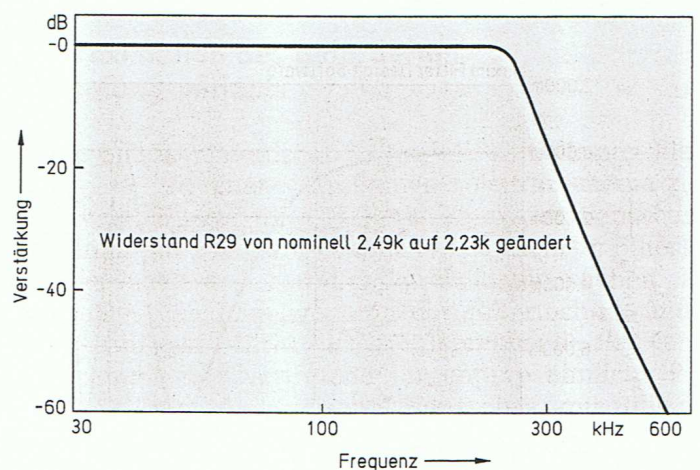


Bild 7. Korrigierter Frequenzgang des Tiefpaßfilters 7. Ordnung.

width) aufweisen. Für die betrachtete Filterschaltung kann von der folgenden Abschätzung ausgegangen werden [2]:

$$BW \geq 100 \cdot \text{GAIN} \cdot f_p \quad (f_p = \text{Polfrequenz}) \quad (1)$$

Anhand der Filterstufe mit der höchsten Polfrequenz wurden die konkreten Realisierungsbedingungen untersucht. Der untersuchte Pol hatte eine Polfrequenz von 226,6 kHz und eine Güte von 4,413. Bei einer Verstärkung von 1 sollte der eingesetzte Operationsverstärker eine Bandbreite größer 23 MHz aufweisen. Der Operationsverstärker OP-467 von Analog Devices ist ein Vierfach-Operationsverstärker, der mit einer Bandbreite von 28 MHz für solche Filteranwendungen eine günstige Wahl darstellt [3].

Bei einer Filterrealisierung ist der Einfluß der nicht-idealen Kennwerte des Operationsverstärkers von besonderem Interesse. Im Fall eines Mehrfach-Operationsverstärkers kommt das Übersprechen der Kanäle untereinander noch hinzu.

### Simulation der Filterkennwerte

Bei der Simulation der Filterkennwerte wurde mit dem Programm Design Center V.5.1 von MicroSim [4] gearbeitet. Bild 6 zeigt den simulierten Frequenzgang des Tiefpaßfilters nach Bild 5. Die Operationsverstärker wurden durch spannungsgesteuerte Spannungsquellen und durch das von Analog Devices bereitgestellte Spice-Modell für den OP-467 modelliert [3].

Bedingt durch den Frequenzgang des Operationsverstärkers OP-467 tritt ein nicht tolerierbarer Fehler im Frequenzgang des Filters auf. Untersucht man die einzelnen Teilstufen zweiten Grades bezüglich der Frequenzgang-Abweichungen, dann erkennt man als Hauptverursacher die Stufe mit der höchsten Polfrequenz bzw. Güte. In Bild 5 ist das die dritte Filterstufe.

Zur Korrektur dieses Fehlers muß nach einem Element gesucht werden, welches zwar die Polfrequenz verändert, die anderen Parameter aber weitgehend unbeeinflusst läßt.

Die folgenden Gleichungen beschreiben den Einfluß der Bauelementeparameter auf die Kennwerte Polfrequenz  $\omega_0$ , Polgüte  $Q$  und Verstärkungskoeffizient  $A_0$  einer Teilstufe zweiter Ordnung gemäß Bild 4.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_1 C_2}} \quad (2)$$

$$\frac{1}{Q} = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \left( \frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \right) \quad (3)$$

$$|A_0| = \frac{R_2}{R_1} \quad (4)$$

Betrachtet man in den Gln. (2) bis (4) den Einfluß der einzelnen Bauelemente, kann man erkennen, daß der Widerstand  $R_3$  die Polfrequenz direkt beeinflusst, aber nur schwache Auswirkungen auf die Polgüte hat.

Um die Polfrequenz nach höheren Werten hin verschieben zu können, wurde im Filter nach Bild 5 der Wert des Widerstandes  $R_{29}$  in der Simulation reduziert. Bei einem nominell von 2,49 k $\Omega$  auf 2,23 k $\Omega$  reduzierten Widerstand erhält man eine gute Annäherung an den gewünschten Frequenzgang. Bild 7 zeigt den auf diese Weise korrigierten Frequenzgang im Vergleich zum Frequenzgang des idealen Filters. Nach Gl. (3) kann man eine leichte Zunahme der Polgüte in der betreffenden Stufe berechnen, die sich hier aber als unkritisch erweist.

Eine in direktem Zusammenhang mit den Kennwerten im Frequenzbereich eines Filters stehende Eigenschaft ist das Einschwingverhalten im Zeitbereich. Bekannt ist, daß Filterstufen höherer Güte eine periodische Sprungantwort aufweisen. Neben dem Einschwingverhalten selbst kommt dem Aussteuerungsverhalten während dieser Phase ebenfalls Bedeutung bei, da in einer realen Schaltung mit endlichen Versorgungsspannungen gearbeitet werden muß.

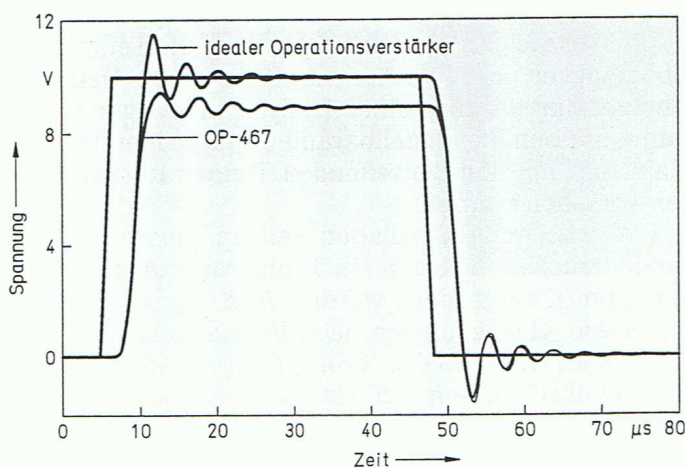


Bild 8. Sprungantwort bei einer Eingangsamplitude von 10 V.

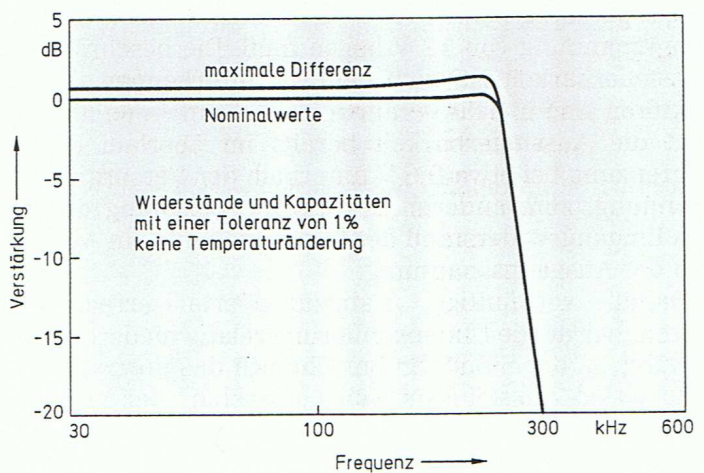


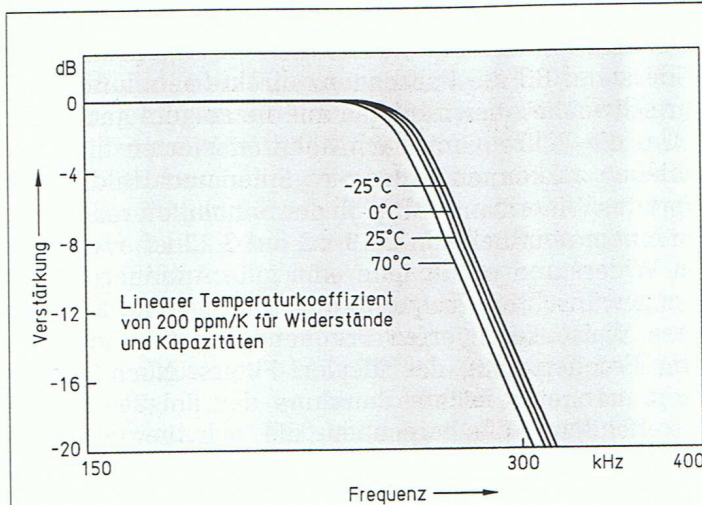
Bild 9. Worst-Case-Analyse der Wirkung von Bauelementetoleranzen auf den Frequenzgang.

Die Filterschaltung soll also nach der Berechnung des Frequenzganges einer Transientenanalyse unterzogen werden. Als Eingangssignal dient hier eine Pulsfunktion mit einer Amplitude von 10 V und einer Periodendauer von 75 ms. Das Ergebnis der Transientenanalyse zeigt *Bild 8*.

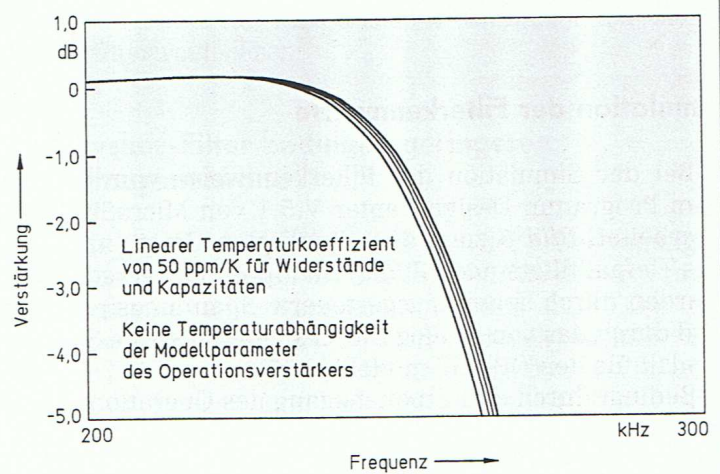
Die Sprungantworten des Filters mit idealen Operationsverstärkern bzw. mit dem OP-467 sind qualitativ gleich. Durch die Frequenzabhängigkeit des Verstärkungsfaktors beim OP-467 tritt eine geringfügige zusätzliche Verzögerung der Ausgangsspannung auf.

einer Worst-Case-Analyse ermitteln. Wichtig dafür ist die Vorgabe der zu variierenden Parameter. Im hier betrachteten Fall sind das nur die Bauelementetoleranzen. Die Spice-Modelle für Operationsverstärker widerspiegeln die typischen Werte und können nicht in die Worst-Case-Analyse einbezogen werden.

Die Realisierung des geforderten Dämpfungsverhaltens erfordert den Einsatz von engtolerierten Bauelementen mit geringen Temperaturkoeffizienten. Für die Simulation sollen Toleranzen von 1% für Widerstände und Kapazitäten in Betracht gezogen werden. *Bild 9* zeigt das Ergebnis der Worst-Case-Analyse für den Fall, bei welchem die Abweichung des Frequenzganges vom nominalen Frequenzgang des Filters maximal ist. Bei den hier gewählten Vorgaben ist ein beträchtlicher Einfluß der Bauelementetoleranzen zu erkennen. Reduziert



**Bild 10. Temperaturabhängigkeit des Frequenzgangs bei einem linearen TK von 200 ppm/K.**



**Bild 11. Temperaturabhängigkeit des Frequenzgangs bei einem linearen TK von 50 ppm/K.**

Das Überschwingen ist beträchtlich, so daß bei einer Full-Scale-Aussteuerung des Filters mit einer Begrenzung der Ausgangsspannung gerechnet werden muß.

Anhand des in *Bild 8* gezeigten Überschwingens beim idealen Operationsverstärker ist klar, daß die Ausgangsspannung beim OP-467 unterhalb seiner Versorgungsspannung von 12 V liegen muß. Die beschränkte Aussteuerbarkeit ist auch deutlich zu erkennen. Zwei Faktoren sind hierfür verantwortlich. Zum einen unterliegt die Aussteuerbarkeit bereits im Leerlauf einer Begrenzung bei etwa 0,6 V unterhalb der Versorgungsspannung, zum anderen bewirkt die Belastung durch den Eingangswiderstand der folgenden Stufe ein Absinken der Ausgangsspannung.

Damit vernünftige Kapazitätswerte erreichbar waren, wurde die Dimensionierung relativ niederohmig gewählt. In der Simulation macht sich das durch einen reduzierten Aussteuerbereich bemerkbar, der bei der praktischen Messung nicht in dem starken Maße nachgewiesen werden kann. Die Modellparameter müssen in einem solchen Fall ggf. verfeinert werden.

Die den Bauelementeabweichungen zuzuschreibenden Abweichungen des Frequenzganges lassen sich mit

man die Toleranzen der Widerstände auf 0,1% (Normreihe E192), dann ist dieser Einfluß wesentlich reduziert. Unterstützend wirken außerdem die niedrigen Empfindlichkeiten der eingesetzten Filterschaltung, weshalb sich die dann verbleibenden Bauelementetoleranzen nur noch in verschwindendem Maße auswirken.

Ein weiteres Problem entsteht durch die Temperaturabhängigkeit der Bauelemente-Kennwerte. Damit das Temperaturverhalten einer Analyse unterzogen werden kann, müssen die Modellparameter für Widerstand und Kapazität mit dem betreffenden Temperaturkoeffizienten versehen werden.

Für eine erste Simulation soll an dieser Stelle für beide Bauelementarten ein Temperaturkoeffizient von 200 ppm/K vorgegeben werden. *Bild 10* zeigt die resultierenden Abweichungen beim Frequenzgang im Temperaturbereich von  $-25\text{ °C}$  bis  $70\text{ °C}$ . Aus dem Bild läßt sich deutlich ablesen, daß zur Filterbeschaltung Bauelemente mit wesentlich geringeren Temperaturkoeffizienten einzusetzen sind.

Reduziert man die Temperaturkoeffizienten auf 50 ppm/K, dann erhält man das in *Bild 11* dargestellte Ergebnis der Simulation des Temperaturverhaltens. In

praktischen Filterschaltungen wird man diesbezüglich kaum geringere Anforderungen stellen können.

Das Übersprechen zeigt nach dem Datenblatt erwartungsgemäß Hochpaßverhalten mit einer Grenzfrequenz bei etwa 10 MHz. Im niederfrequenten Bereich liegt das Übersprechen unter  $-60$  dB. Simuliert man das Übersprechen durch entsprechend dimensionierte RC-Glieder, wird der vernachlässigbare Einfluß dieses Übersprechens deutlich.

### Realisierung des Filters und Messung des Frequenzgangs

Für eine kompakte Realisierung eines solch höhergradigen Filters kommen SMD-taugliche Bauelemente zum Einsatz. Der Vierfach-Operationsverstärker OP-467 steht im 20poligen LCC- sowie im 16poligen SO-Gehäuse zur Verfügung. Zur Reduzierung thermischer Driften sind Metallschichtwiderstände in der Bauform MiniMELF und Chipkondensatoren mit dem Dielektrikum NPO zu bevorzugen. Damit ein wertmäßiges Ausschauen der Widerstände und Kapazitäten vermieden werden kann, sind engtoleriertere Bauelemente der Reihen E96 bzw. E192 einzusetzen.

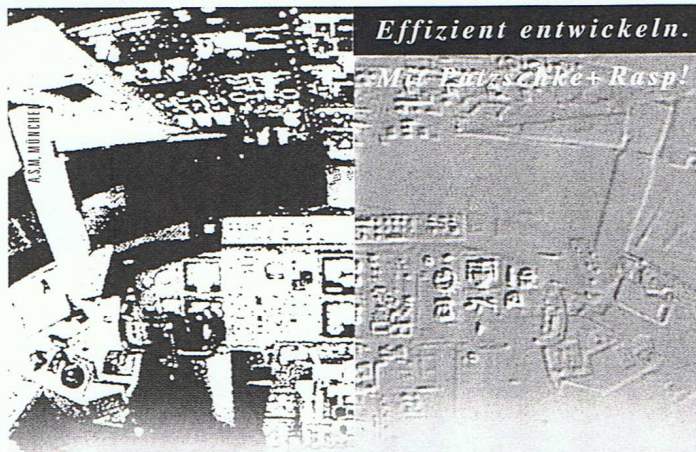
#### Literatur:

- [1] Maxim Filter Design Software, V.1.01. Maxim Integrated Products, Inc.
- [2] Trump, B.; Stitt, R. M.: MFB low-pass filter design program. Application bulletin AB-034B. Burr-Brown Corp. 1991.
- [3] Quad Precision, High Speed Operational Amplifier. Datasheet 1992. Analog Devices Inc.
- [4] The Design Center, System 3, V.5.1. MicroSim Corp.

**Dr.-Ing. Claus Kühnel** wurde in der Oberlausitz geboren. Er studierte und promovierte an der Technischen Universität Dresden in der Fachrichtung Informationstechnik. Nach mehreren Jahren Entwicklertätigkeit in Hard- und Software ist er seit Anfang 1990 mit dem Tätigkeitsschwerpunkt der Applikation von Mikrocontrollern in einem Schweizer Unternehmen beschäftigt.



**Dipl.-Ing. (FH) Thomas Zeh** studierte Elektrotechnik mit Schwerpunkt Nachrichtentechnik an der FH Frankfurt. Seit seinem Studienabschluss 1989 arbeitet er in der Hard- und Softwareentwicklung mikroprozessorgesteuerter, physikalischer Meßsysteme bei einer Münchener Unternehmensgruppe.



## DataViews

DIE OFFENE VISUALISIERUNGS-LÖSUNG

► *DataViews bei Patzschke + Rasp.*

*Das professionelle Werkzeug zur Visualisierung*

*dynamischer Daten. Abbildung realer Vorgänge*

*ohne Programmierung. Flexibel in der Entwicklung,*

*sicher in der Bedienung – reduzierter Projektaufwand.*

*Offen für alle Plattformen und kombinierbar mit*

*Werkzeugen, wie X-Designer und anderen. Mit*

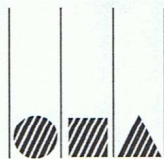
*Automatisierungsprodukten von Patzschke + Rasp für*

*effiziente Leitstandsprojektierung. Was DataViews*

*noch leistet, erfahren Sie unter 06 11 · 17 31-25.*

*Anrufen und weitere Informationen anfordern.*

*Auch über X-Designer und DataViews Graph Widgets.*



**PATZSCHKE + RASP**

Patzschke + Rasp GmbH  
Bierstadter Straße 7  
65189 Wiesbaden

Telefon: 06 11 · 173 10  
Telefax: 06 11 · 17 31 31  
E-Mail: p+r@pr-wiesbaden.de