

TECHNISCHE GRUNDLAGEN ANALOGER FILTERTECHNIK



Signalaufbreitung

Analoge Filtertechnik

Signalrekonstruktion

Optische und akustische Signale

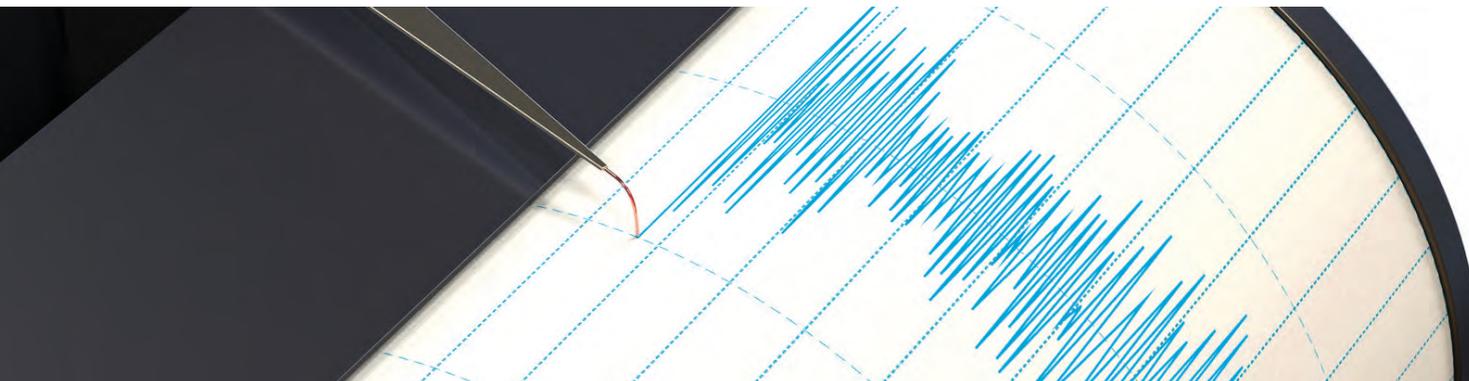
Antialiasingfilter

Rauschbefeirung

Filtersysteme

Informationsübermittlung





In den Zeiten der „digitalen Revolution“ – Personal Computer, Smart Phone, digitales TV, Navigationssysteme, Foto- und Videotechnik, E-Books, Haushaltsgeräte und sogar Spielzeug – kann man sich durchaus die Frage stellen, ob die über Jahrzehnte entwickelte und bewährte analoge Elektronik und im speziellen die analoge Filtertechnik überhaupt noch notwendig ist. Die eindeutige Antwort lautet JA, und zwar mehr denn je. Alle digitalen Verarbeitungs- und Übertragungssysteme brauchen nach wie vor analoge Komponenten für den Kontakt zur realen Umwelt, und die ist immer analog. Jeder Ein- und Ausgang der digitalen Welt ist und bleibt analog. Das gilt sowohl für die Informationsübermittlung per Funk als auch für die Aufnahme und Verarbeitung und Wiedergabe optischer und akustischer Signale.

Digitale Techniken sind immer nur so gut, wie die Fähigkeit der Analogtechnik, die zu verarbeitenden Signale in optimaler Qualität bereitzustellen und die digitale Information dem Menschen in Bild, Ton und Schrift wieder zugänglich zu machen.

Auch in der elektronischen Messtechnik wird man niemals auf analoge Filtertechniken verzichten können. Die Nachlässigkeit durch den möglichen Wegfall von analogen Filtern und den damit verbundenen Qualitätsverlust des Messsignals wird man bei der digitalen Weiterverarbeitung nicht wieder ausgleichen können. Die Bandbreitenbegrenzung zur Vermeidung von Aliasing-Effekten bei der AD-Wandlung, die Signalrekonstruktion und die Rauschbeseitigung und ebenso die Signalaufbereitung verschiedenster Sensoren werden in der Mess- und Regelungstechnik sowie in Biologie und Medizintechnik immer von analogen Filtergruppen übernommen.

Analoge Filter sind frequenzabhängige Systeme, die gewünschte Frequenzanteile durchlassen und unerwünschte Frequenzanteile sperren sollen. Das ideale Filter sperrt die Frequenzanteile des Eingangssignals jenseits der definierten Grenzfrequenz maximal und verändert dabei die durchgelassenen Signalanteile weder in der Amplitude noch in der Phasenlage. Leider ist ein solches ideales Filtern nicht zu realisieren. Im Groben sind die Amplitudentreue und die Phasentreue eines analogen Filters gegenläufig und hängen stark von seiner Charakteristik (Bessel, Butterworth, Cauer ...) ab.

Die folgenden Ausführungen sind eine Annäherung an die technischen Grundlagen analoger Filtertechnik und sollen dem Anwender letztlich bei der Auswahl eines geeigneten Filtersystems behilflich sein.

EINLEITUNG

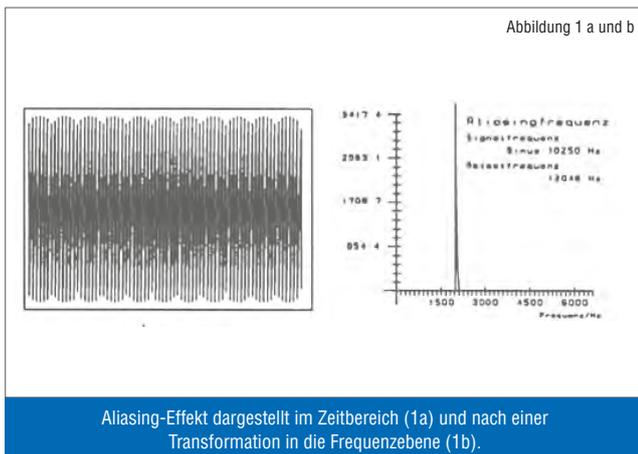
| | |
|--|----|
| Antialiasingfilter als wichtiges Element der digitalen Signalanalyse | 3 |
| Konventionelle und computeroptimierte Filter-Charakteristiken | 8 |
| Gutes Phasenverhalten und hohe Flankensteilheit | 10 |

ANTIALIASINGFILTER ALS WICHTIGES ELEMENT DER DIGITALEN SIGNALANALYSE

Bei der Digitalisierung von Messwerten werden die analogen Signale zu diskreten Zeitpunkten von einem A/D-Wandler abgetastet und entsprechend der Auflösung des Wandlers digitalisiert. Dabei stellt sich prinzipiell die Frage, welche Abtastrate mindestens erforderlich ist, um die Auflösung des A/D-Wandlers sinnvoll auszunutzen. Bei der Beantwortung dieser Frage spielt das dem A/D-Wandler vorgeschaltete Tiefpassfilter und sein Dämpfungsverhalten naturgemäß eine wesentliche Rolle. Der Einfluss des Filters auf die Digitalisierungsergebnisse soll nun genauer analysiert werden.

ALIASING-EFFEKT ALS FEHLERQUELLE

Wird eine Sinusschwingung der Frequenz 10,25 KHz mit einer Abtastrate von 12,048 KHz abgetastet, dann erhält man ein Signal, das im Zeitbereich das in Abbildung 1a gezeigte Aussehen hat.

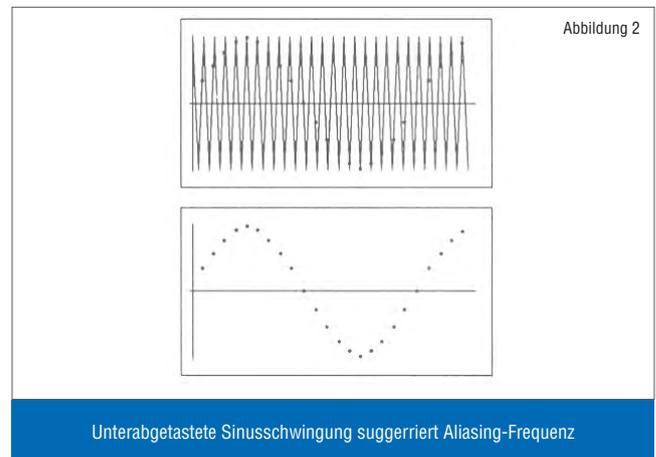


Aliasing-Effekt dargestellt im Zeitbereich (1a) und nach einer Transformation in die Frequenzebene (1b).

Transformiert man diese Funktion mit Hilfe einer FFT in den Frequenzbereich, dann zeigt sich ein zunächst überraschendes Ergebnis. Es erscheint bei ca. 1800 Hz ein Peak, siehe Abbildung 1b.

Woher kommt diese Frequenz, die durch nichts von einer Signalfrequenz zu unterscheiden ist und die uns deshalb ein völlig verfälschtes Messergebnis liefert?

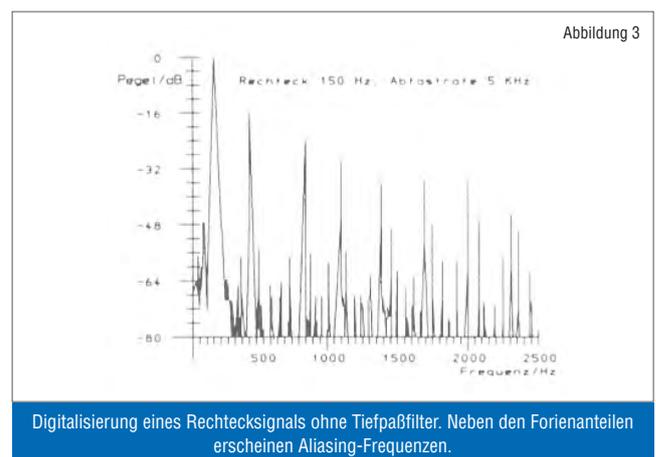
Die Abbildung 2 macht uns das Zustandekommen dieser „Aliasingfrequenz“ deutlich.



Unterabgetastete Sinusschwingung suggeriert Aliasing-Frequenz

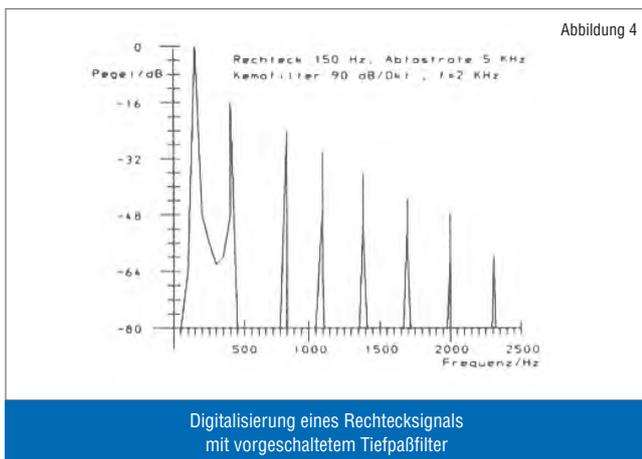
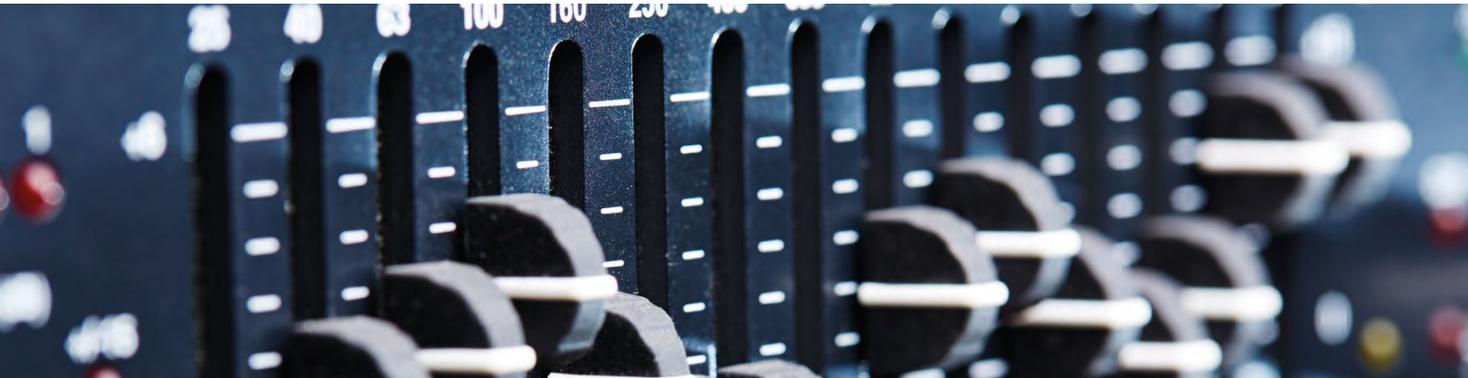
Deutlich sieht man, wie diese unterabgetastete Sinusschwingung das Vorhandensein einer anderen Frequenz suggeriert. Diese abgetasteten Werte „sieht“ auch der Rechner und registriert sie als Frequenz. Diese „Aliasing-Frequenz“ ist aus allen Bereichen der Schwingungslehre als Schwebung bekannt; bei der Überlagerung benachbarter Frequenzen $f(1)$ und $f(2)$ kommt es zu einer neuen Frequenz:

$$t = f(1) - f(2)$$

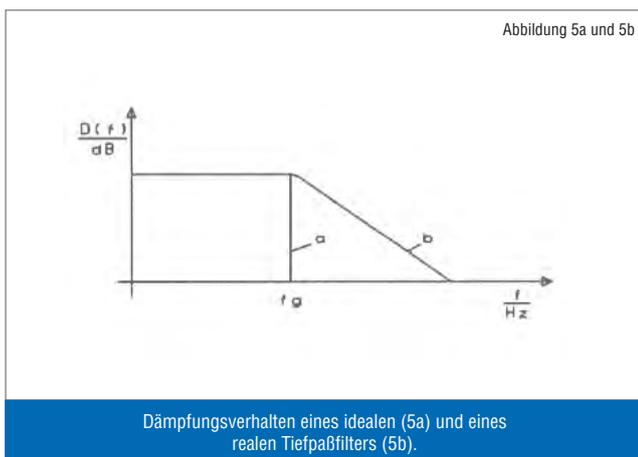


Digitalisierung eines Rechtecksignals ohne Tiefpaßfilter. Neben den Fourieranteilen erscheinen Aliasing-Frequenzen.

Am Beispiel einer Rechteckschwingung von 150 Hz, die mit einer Rate von $r = 5$ KHz abgetastet wird, soll diese nochmals gezeigt werden. Im Frequenzbereich dargestellt, zeigen sich deutlich neben den Fourieranteilen des Rechtecksignals weitere Frequenzanteile, die durch „Aliasing-Effekte“ zustande kommen und die das Messsignal verfälschen. Zu sehen in der Abbildung 3.



Diese Frequenzen lassen sich, sind sie einmal im Rechner gespeichert, nicht mehr wegrechnen. Sie müssen also vor der Digitalisierung herausgefiltert werden. Abbildung 4 zeigt eine Aufnahme bei gleichem Verhältnis von Signal- und Abtastfrequenz, diesmal ist aber ein Antialiasing-Filter mit 90 dB/Oktave und einer Grenzfrequenz von 2 KHz vorgeschaltet. Jetzt erscheinen nur noch die im Signal enthaltenen Frequenzanteile. Alle Frequenzen, die Aliasingeffekte hervorrufen können, sind durch das Tiefpaßfilter hinreichend gedämpft.

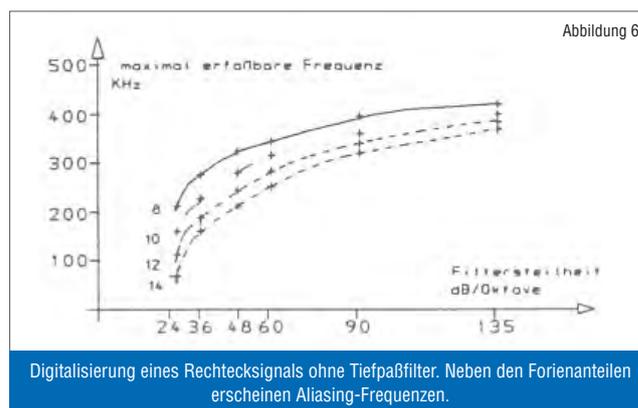


Hieraus wird ersichtlich, dass durch Einsatz eines Tiefpassfilters zur Bandbreitenbegrenzung höherfrequente Signalanteile, die Aliasingeffekte hervorrufen können, unterdrückt werden. Da jedoch die Dämpfung eines realen Filters nicht schlagartig ansteigt, können im Übergangsbereich Frequenzanteile nur gedämpft werden und möglicherweise, das heißt bei zu niedriger Digitalisierungsrate, doch noch Aliasingeffekte hervorrufen.

Bevor nun eine Beziehung zwischen den Größen Signalfrequenz, Abtastrate und Auflösung des A/D-Wandlers aufgestellt wird, soll noch kurz auf einige Filtermerkmale eingegangen werden.

TIEFPASSFILTER ZUR FREQUENZBEGRENZUNG

Ideal zur Herausfilterung hoher Frequenzanteile wäre ein Filter mit der in Abbildung 5a dargestellten Charakteristik. Die Dämpfung ergibt sich als Funktion der Frequenz:



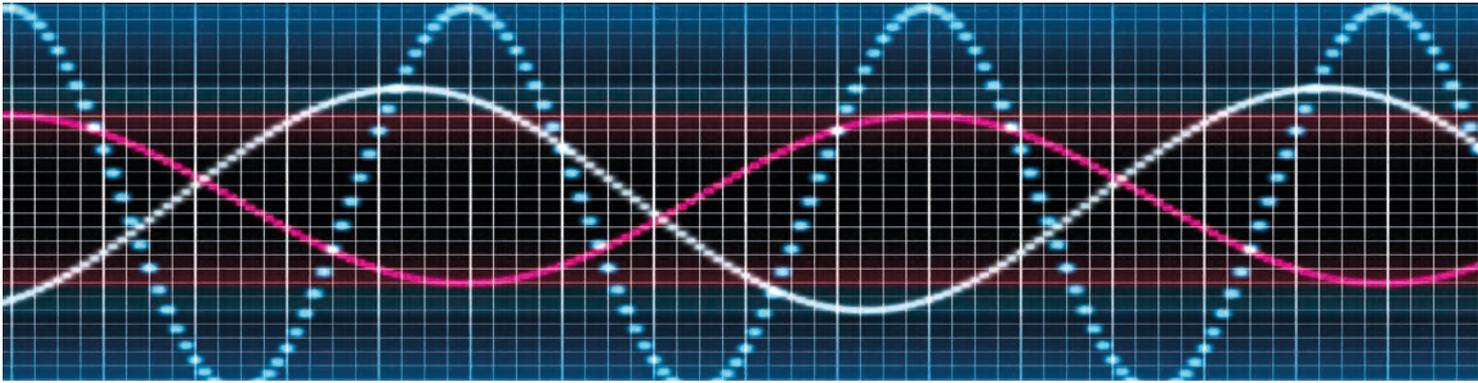
$$D(f) = 1 \text{ für } f < f_{\max} \text{ und } D(f) = 0 \text{ für } f > f_{\max} \quad (2)$$

und der Phasengang

$$y(f) = 0 \text{ für alle } f \quad (3)$$

Das heißt die Laufzeit für alle Frequenzen ist konstant. Reale Filter können nur einen Kompromiss aus diesen sich widersprechenden Anforderungen darstellen. Sie zeigen:

- Eine Frequenzabhängigkeit der Dämpfung im Durchlassbereich, spezifiziert als Welligkeit (bei Kemo-Filtern auf 0,1 dB minimiert).
- Eine endliche Steilheit beim Übergang vom Durchlass in den Sperrbereich (bei Kemo-Filtern bis 135 dB/Oktave).
- Abhängig von der Filtercharakteristik einen Phasengang, der von einem linearen Verhalten abweichen kann. Am besten ist das lineare Verhalten beim Besselfilter realisiert.
- Eine endliche absolute Dämpfung im Sperrbereich, etwa bei 90 dB, je nach Filtertyp ist dieser auch frequenzabhängig.
- Ein ungleiches Phasenverhalten in den einzelnen Filterkanälen, das durch sorgfältiges „phasematching“ bei Kemo-Filtern auf eine Gleichheit von $\pm 1^\circ$ über 90 % des Durchlassbereiches optimiert ist.



ZUSAMMENHANG VON FILTERSTELTHEIT, ABTASTRATE UND SIGNALFREQUENZ

Die Dämpfung eines Filters wird im allgemeinen in dB angegeben, sie ist definiert als

$$D(f) \text{ [dB]} = 20 \times \log \frac{u_a}{u_e} \quad (4)$$

Üblicherweise wird die Frequenz im zweierlogarithmischen Maßstab dargestellt, dann erhält man:

$$D(f) = \sigma \times 2 \log \frac{f}{f_{\max}} \quad (5)$$

Dabei ist die Filtersteilheit, die in dB/Oktave angegeben wird, f_{\max} ist die Grenzfrequenz, i.a. angegeben beim -3 dB-Punkt. Ein erstes Kriterium, wie weit die Abtastfrequenz von der Signalfrequenz entfernt sein muss, liefert das Abtasttheorem von Shannon: Danach muss die Abtastfrequenz mindestens doppelt so groß sein wie die maximal im Signal enthaltene Frequenz. Als Maß, wie weit f_{\max} nach rechts rücken muss, dient die dimensionslose Größe d , die über die Gleichung

$$r = d \times f_{\max} \quad \text{mit } d > 2 \quad (6)$$

definiert wird. Die erste interessierende Frequenz, bei der Schwebungen auftreten können, ist die Differenz

$$r - f_{\max} \quad (7)$$

von Abtastrate und Signalfrequenz. Ersetzt man in dieser Differenz die Abtastrate r mit dem Wert aus Gleichung (6), dann erhält man für die Schwebefrequenz

$$(d \times f_{\max} - f_{\max}) \quad (6) \text{ in } (7)$$

$$= (d - 1) \times f_{\max} \quad (8)$$

Setzt man diese Frequenz in Gleichung (5) ein, dann erhält man

$$D(f) \text{ [dB]} = \sigma \times 2 \log \frac{(d - 1) \times f_{\max}}{f_{\max}} \quad (9)$$

$$= \sigma \times 2 \log (d - 1)$$

Löst man diese Gleichung nach der Größe d auf, dann ergibt sich

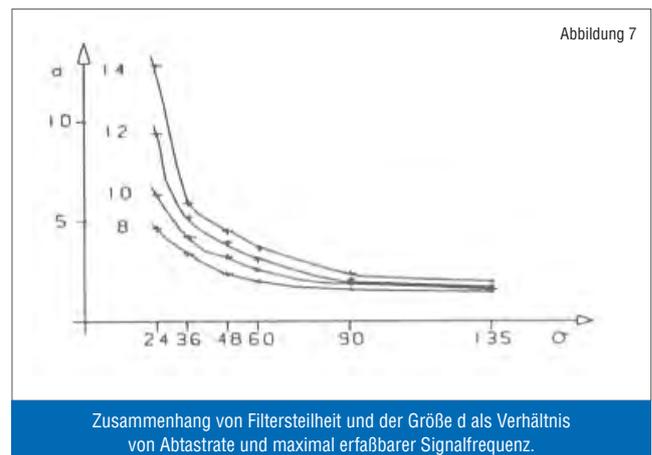
$$d = 2^{\frac{D}{\sigma}} + 1 \quad (10)$$

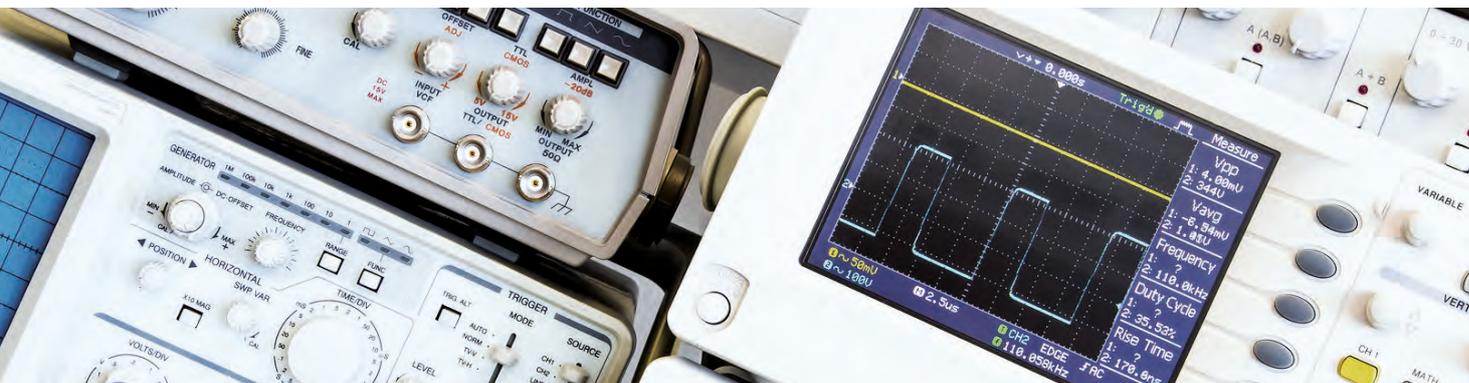
Damit hat man eine Gleichung gefunden, die einen Zusammenhang herstellt zwischen der Filtersteilheit σ und der Größe d , in der das Verhältnis von Abtastfrequenz und Signalfrequenz enthalten ist.

Wählt man als erforderliche Dämpfung einen Wert, der der Auflösung des A/D-Wandlers entspricht, dann lassen sich die maximal erfassbaren Frequenzen bei einer gegebenen Abtastrate als Funktion der Filtersteilheit σ darstellen. In der Abbildung 6 ist als Beispiel eine Abtastrate von 1 MHz gewählt, die maximal erfassbaren Frequenzen mit 8, 10, 12 und 14 Bit A/D-Wandlern sind als Kurven dargestellt.

Analysiert man anhand dieser Kurvenschar den Einfluss der Dämpfung auf die maximal noch fehlerfrei erfassbare Signalfrequenz mit einem 14-Bit-ADC, so wird ein deutlicher Unterschied zwischen Filtern mit einer Steilheit von 48 bzw. 90 dB/Oktave sichtbar. Während die max. Signalfrequenz bei einer Steilheit von 48 dB/Oktave nur 240 kHz betragen kann, sind bei einem Filter mit 90 dB/Oktave immerhin noch Frequenzen bis 340 kHz zu erfassen, ohne dass Aliasingeffekte erkennbar werden.

Bei einem 12-Bit A/D-Wandler sind entsprechend Frequenzen von 260 kHz bzw. 380 kHz noch fehlerfrei zu erfassen. Eine andere Darstellungs-Variante dieser Zusammenhänge wurde in Abbildung 7 gewählt. Hier ist das erforderliche Abtastverhältnis von Signal- und Digitalisierungs-Frequenz für verschiedene Auflösungen dargestellt. Dieses Verhältnis reduziert sich von ungefähr 9 bei einem Filter mit 24 dB/Oktave auf nur noch 2,5 bei Einsatz eines Filters mit einer Dämpfung von 90 dB/Oktave.





Es wird deutlich, dass mit dieser Kenntnis bei gegebener Digitalisierungsrate höhere Signalfrequenzen erfasst werden können, das heißt der A/D-Wandler weitaus effektiver und wirtschaftlicher eingesetzt werden kann. Diese Kurven zeigen weiterhin, dass Filter mit Steilheiten oberhalb von 90 dB/Oktave das Abtastverhältnis kaum noch reduzieren können.

MODERNES FILTERDESIGN ERÖFFNET NEUE MÖGLICHKEITEN

Ausgehend von traditionellen Charakteristiken wie Bessel oder Butterworth sind heute Antialiasingfilter mit den unterschiedlichsten Verhalten verfügbar. Die wesentlichen Unterscheidungsmerkmale sind Anstieg der Dämpfung, Phasengang und Einschwingverhalten bei sprunghaften Änderungen des Messsignals. Das typische Verhalten eines 8-poligen Butterworth-Filters ist in Abbildung 8 dargestellt.



Als Vergleich hierzu finden wir in Abbildung 9 ein modifiziertes Filter mit kombinierter Butterworth/Cauer-Charakteristik, das eine Dämpfung von 90 dB/Oktave bietet, jedoch im Vergleich zum Butterworth-Filter einen deutlich unlinearen Phasengang aufweist.

Durch aktive Korrektur des Phasenganges ist jedoch auch hier eine wesentliche Verbesserung möglich.



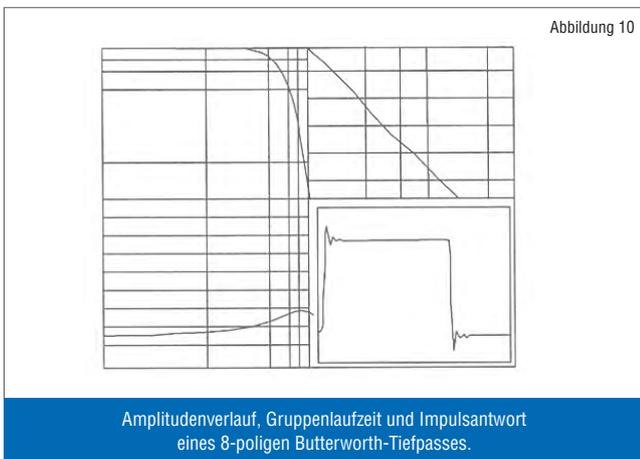
ZUSAMMENFASSUNG

Diese Überlegungen zeigen, dass Signalfilter ein wesentliches Element der digitalen Signalanalyse darstellen. Fehler im Bereich der analogen Filterung lassen sich nachher im digitalen Bereich nicht mehr beheben. Die genaue Beachtung der Gesetzmäßigkeiten erlaubt sowohl eine messtechnische als auch eine ökonomische Optimierung der Messwerterfassung.



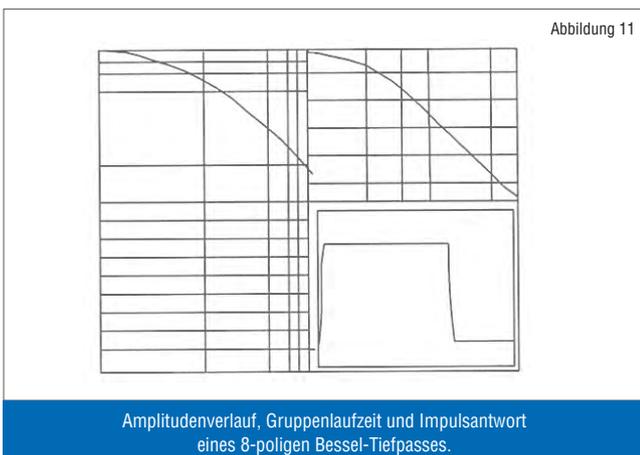


KONVENTIONELLE UND COMPUTEROPTIMIERTE FILTER-CHARAKTERISTIKEN



DIE BUTTERWORTH-CHARAKTERISTIK

Die Butterworth-Charakteristik ist wohl die am häufigsten eingesetzte Charakteristik für Signalauswertungen in der Frequenzebene. Durch ihren sehr flachen und stetigen Amplitudenverlauf im Durchlassbereich ruft sie bis annähernd zur Grenzfrequenz keinerlei Amplitudenverfälschungen hervor. Die Butterworth-Charakteristik bietet einen recht steilen Übergang in den Sperrbereich. Der nicht lineare Phasengang ruft jedoch nicht unerhebliche Impulsverzerrungen im Zeitbereich hervor.



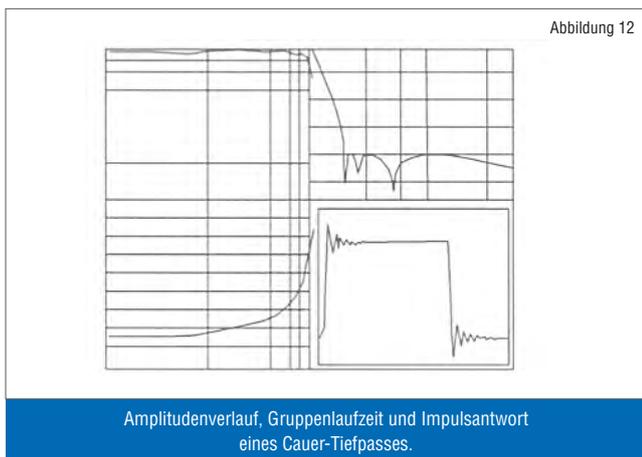
DIE BESSEL-CHARAKTERISTIK

Der Phasengang eines Bessel-Filter ist praktisch linear, sodass Verzerrungen wie zum Beispiel Überschwingen bei steilflankigen oder impulsförmigen Signalen weitgehend vermieden werden. Aus diesem Grunde wird die Bessel-Charakteristik überall dort eingesetzt, wo es auf höchste Signaltreue in der Zeitebene ankommt. Die Dämpfung setzt bereits früh im Durchlassbereich ein, hierdurch treten entsprechende Amplitudenverfälschungen auf. Seine maximale Flankensteilheit erreicht das Besselfilter erst weit hinter der Grenzfrequenz, das heißt diese Charakteristik weist eine relativ geringe Trennschärfe auf.

DIE TSCHEBYSCHJEFF- UND CAUER-CHARAKTERISTIK

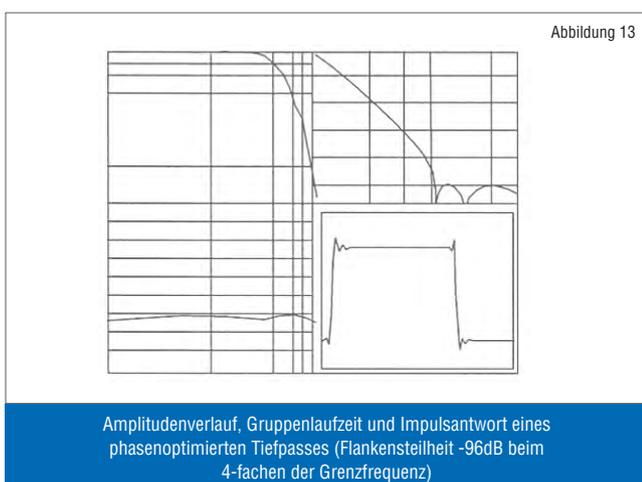
Tschebyscheff-Filter zeichnen sich durch einen extrem steilen Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich aus, besitzen also eine gute Trennschärfe. Dieser Vorteil wird allerdings mit einer Welligkeit (Ripple) im Durchlassbereich, also einem nicht monotonen Übergang in den Sperrbereich erkauft.

Ein Cauer-Filter hat praktisch eine doppelte Tschebyscheff-Charakteristik, das heißt es ist eine Welligkeit im Durchlassbereich vorhanden, zusätzlich treten im Sperrbereich Unendlichkeits- und Polstellen auf, sodass auch bei Frequenzen deutlich oberhalb der Grenzfrequenz nur eine endliche Dämpfung garantiert werden kann. Der unlineare Phasengang erzeugt jedoch erhebliche Impulsverzerrungen. Aufgrund der hier erwähnten Merkmale werden diese beiden Filtercharakteristiken primär als Antialiasingzwecke eingesetzt.

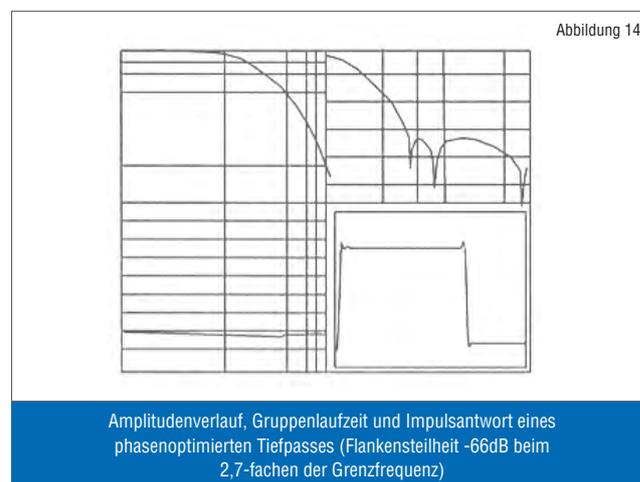


OPTIMIERTE FILTER-CHARAKTERISTIKEN

Bei der Erfassung transienter Impulse stellt sich nun folgende Problematik: Einerseits möchte man die vorhandene Signalbandbreite von $f_a/2$ optimal ausnutzen, um die im Impuls vorhandenen hochfrequenten Fourieranteile erfassen zu können und so der Vergrößerung der Anstiegszeiten bzw. Abfallzeiten der Impulse durch zu frühe Bandbegrenzung entgegenzuwirken. Andererseits muss man bestrebt sein, ein Filter mit möglichst frequenzproportionaler Phasenverschiebung, also konstanter Gruppenlaufzeit, einzusetzen, um sich nicht hier schon irreparable Impulsverzerrungen einzuhandeln.



Diese beiden Forderungen können von den bekannten Standard-Charakteristiken nicht erfüllt werden. Unter Zuhilfenahme sehr rechenintensiver Optimierungs-Algorithmen gelang es Kemo, Filter-Charakteristiken zu entwerfen, die auch diesen – an sich konträren – Forderungen gerecht werden. Als Beispiel sind hier zwei phasenoptimierte Filter-Charakteristiken mit hoher Dämpfung im Sperrbereich vorgestellt.



Mit diesen rechnerkonstruierten Charakteristiken sind Filter angeboten, die bei einem Wert von $4 \times f_g$ bzw. $2.7 \times f_g$ eine theoretische Dämpfung von -104 dB bzw. -85 dB erreichen, gleichzeitig aber im Phasenverlauf fast vollständig konstante Durchlaufzeiten über den gesamten Durchlassbereich aufweisen. Damit sind diese Filter ideale Antialiasingfilter mit einem schnellen Anstieg der Dämpfung im Sperrbereich, die aber trotzdem auch bei Anwendungen eingesetzt werden können, bei denen die Signalform verzerrungsfrei erhalten bleiben soll.

Es ist also nicht mehr erforderlich, nur aus Gründen des Phasenganges auf die bisher meistens verwendeten Bessel-Charakteristiken mit ihrer geringen Dämpfung zurückzugreifen. Eine weitaus bessere Ausnutzung der Abtastrate von nachgeschalteten A/D-Wandlern ohne Auftreten von Aliasingeffekten ist die Folge. Somit wird neben erhöhter Signaltreue mit diesen Charakteristiken gleichzeitig auch eine effizientere Nutzung der vorhandenen A/D-Wandler möglich.

GUTES PHASENVERHALTEN UND HOHE FLANKENSTEILHEIT

COMPUTEROPTIMIERTE SIGNALFILTER

Neben den bereits beschriebenen Zusammenhängen zwischen Signalfrequenz, Auflösung und Abtastverhältnis muss bei der Anwendung von Filtern auch die Frage des Phasenverhaltens beachtet werden. Diese Problematik wird allerdings aufgrund ihrer Komplexität weitaus seltener beachtet. Gerade dieses Phasenverhalten jedoch ist vor allem bei impulsähnlichen Signalen verantwortlich für die Signaltreue bei der Filterung.

Applikationen, bei denen die Erfassung impulsähnlicher Signale ansteht, finden sich in nahezu allen Bereichen der Messtechnik, dargestellt in Abbildung 15.

- **Medizin:** EEG
- **Biologie :** Neurophysiologische Untersuchungen
- **Mechanik:** Strukturanalyse durch Impulserregung in der Entwicklung und Qualitätssicherung
- **Elektronik:** Bestimmung des Übertragungsverhaltens elektronischer Baugruppen in der Entwicklung und Qualitätssicherung

Bei der Erfassung solcher transienter Reaktionssignale ist es einerseits wichtig, alle relevanten Oberwellenanteile ausreichend hoch abzutasten, um die Impulsform erhalten zu können und andererseits auf die Einhaltung des Abtasttheorems zu achten. Dies besagt, dass die Abtastfrequenz f_a mindestens doppelt so groß wie die höchste im analogen Eingangsspektrum enthaltene Frequenz f_{max} sein muss.

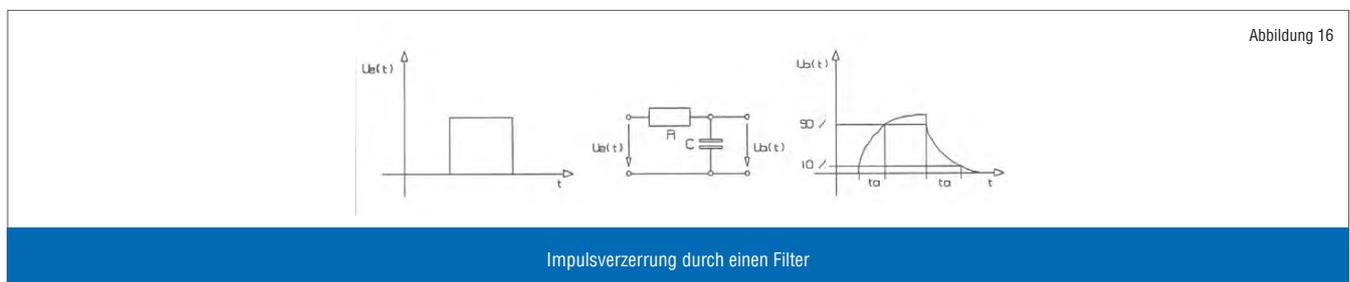
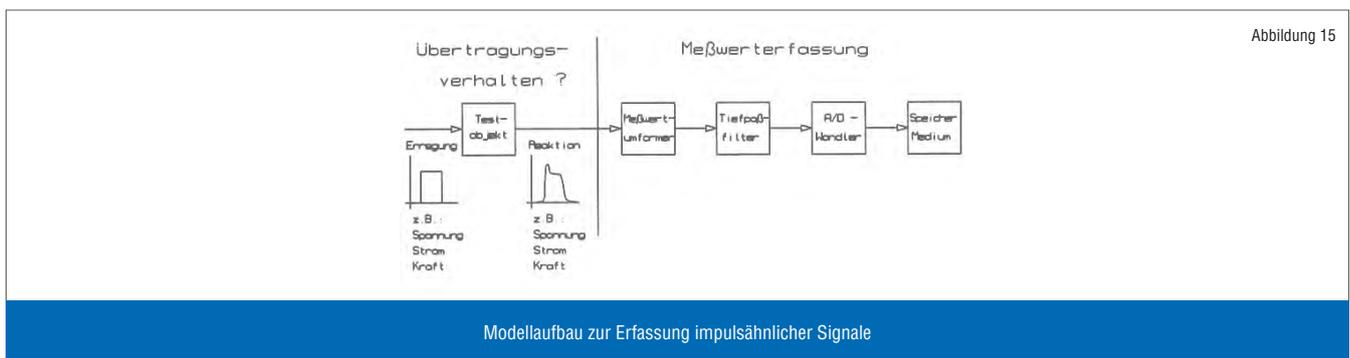
$$f_a > 2 \times f_{max}$$

Verletzt man diese Forderung, so entstehen im digitalen Ausgangsspektrum sogenannte „Aliasingfrequenzen“, die im Originalsignal nicht enthalten waren und die Impulsform erheblich verzerren können.

Zunächst soll das Impulsverhalten eines Tiefpassfilters mit Hilfe eines Rechtecksprungs am Eingang des Filters untersucht werden. Ein solcher Rechtecksprung setzt sich nach Fourier aus allen ungeradzahligen Vielfachen der Grundfrequenz zusammen, besitzt also eine theoretisch unendliche Bandbreite. Nun liegt es in der Natur eines Filters, aus diesem Frequenzband einen kleineren Ausschnitt auszusieben, das heißt die Signalbandbreite des Eingangssignals zu reduzieren. Aus dieser Tatsache ergibt sich eine unabdingbare Impulsverzerrung, die sich durch größere Anstiegszeiten der Impulsflanken bemerkbar macht und von den Filterparametern (Filtercharakteristik, Grenzfrequenz, Bandbreite, Flankensteilheit) abhängig ist. Diese durch die Filterwirkung entstehende Impulsverzerrung zeigt Abbildung 16 (Seite 10) anhand eines einfachen, passiven Tiefpasses.

Diese größeren Anstiegs- bzw. Abfallzeiten des Ausgangspulses sind durch die Bandbegrenzung des Tiefpassfilters verursacht und erklären sich durch das Fehlen der hochfrequenten, steilflankigen Fourieranteile.

Ein sehr anschaulicher Versuch zu diesem Sachverhalt ist die langsame Reduktion der Grenzfrequenz eines einstellbaren Tiefpassfilters, welches von einem periodischen Rechtecksignal gespeist wird. Verfolgt man das Ausgangssignal auf einem Oszilloskop, so erkennt man deutlich die immer flacher werdenden Impulsflanken, bis schließlich nur noch die sinusförmige Grundwelle übrig bleibt.



Einen weiteren Einfluss auf die Impulsantwort hat der Phasengang des benutzten Filters. Der Phasengang beschreibt die Phasenbeziehung der Frequenzanteile zwischen Ein- und Ausgang des Filters und ist im Idealfall frequenzproportional. Ist dies nicht der Fall, so kommt es zu Verzerrungen, die sich aus der Überlagerung nicht mehr phasenrichtiger Frequenzen am Ausgang des Filters ergeben, dargestellt in Abbildung 17.

Grundsätzlich ist zu sagen, dass ein Auftreten solcher Verzerrungen direkt mit zunehmender Unlinearität des Phasenverhaltens der Filter im Zusammenhang stehen. An dieser Stelle sei noch die sogenannte Gruppenlaufzeit t_{gr} erwähnt. Sie stellt die frequenzspezifische Laufzeit durch das Filter dar und steht im direkten Zusammenhang mit dem Phasengang.

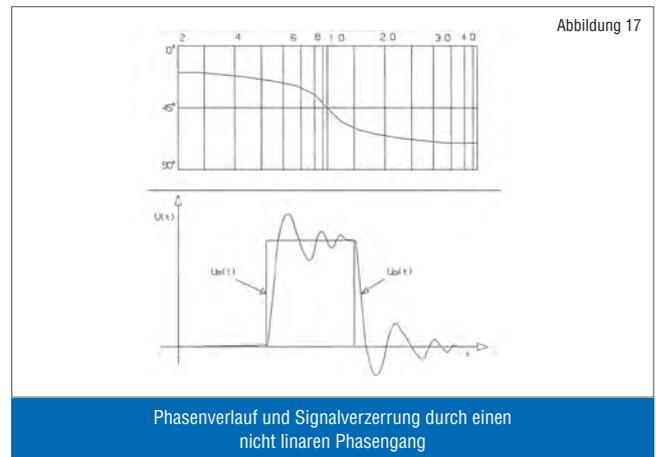
$$t_{gr} = d\phi / df$$

Eine von einer Konstanten abweichende Gruppenlaufzeit, lässt also auf einen nichtlinearen Phasengang schließen.

Einerseits möchte man die vorhandene Signalbandbreite von $f_a/2$ optimal ausnutzen, um die im Impuls vorhandenen hochfrequenten Fourieranteile erfassen zu können und so der Vergrößerung der Anstiegszeiten bzw. Abfallzeiten der Impulse durch zu frühe Bandbegrenzung entgegenzuwirken. Andererseits muss man bestrebt sein, ein Filter mit möglichst frequenzproportionaler Phasenverschiebung, also konstanter Gruppenlaufzeit, einzusetzen, um sich nicht hier schon irreparable Impulsverzerrungen einzuhandeln. Diese beiden Forderungen können vor den bekannten Standard-Charakteristiken wie zum Beispiel Butterworth oder Cauer nicht erfüllt werden. Unter Zuhilfenahme rechenintensiver Optimierungs-Algorithmen konnten Filtercharakteristiken entworfen werden, die selbst so hohen Ansprüchen wie den o. g. gerecht werden. Diese bisher gemachten Aussagen bezogen sich auf die spezifischen Eigenschaften eines Filters. Höhere Abtastraten bei A/D-Wandlern und die gewaltig gestiegene Leistung der zum Einsatz kommenden Rechner und Softwarepakete zur Signalanalyse, ermöglichen heute die parallele Erfassung vieler Messsignale. So stellen Filtersysteme mit über 500 Messkanälen vor allem im Bereich der Fahrzeug-, Schienenverkehrs- und Luftfahrttechnik keine Seltenheit mehr dar.

Eine möglichst hohe Übereinstimmung im Amplituden- und Phasenverhalten aller Filterkanäle eines Systems ist eine wesentliche Voraussetzung für die Reduzierung des Analyseaufwandes nach der Digitalisierung, also dem sog. Postprocessing. Jede System-

komponente im analogen Bereich der Messkette, die perfekt ist, reduziert dieses Postprocessing. Vor allem bei Signalanalysen, die in Echtzeit ablaufen, ist dies eine wesentliche Erleichterung und hilft die für eine gegebene Aufgabenstellung notwendige Rechnerleistung zu reduzieren.



Dass dies bei hohen Kanalzahlen zu wesentlichen Einsparungen führen kann, ist offensichtlich.

Um nun eine möglichst hohe Reproduzierbarkeit in den Systemspezifikationen erreichen zu können, muss größter Wert auf möglichst geringe Bauteiltoleranzen, auch bei frequenzabhängigen Parametern, gelegt werden. Es ist aber auch ebenso wichtig, durch neue Wege in der Schaltungstechnik die Komplexität der Filterschaltung und somit die Anzahl der toleranzbehafteten Bauteile, zu verringern.

Bei den Filtersystemen von KEMO kommen heute praktisch ausschließlich Bauelemente mit einer Toleranz von 0,15% zum Einsatz. Zusätzlich wurde in den letzten Jahren konsequent ein computergestütztes System zur Eingangskontrolle und für Selektionstests aufgebaut. Diese Selektionstests von fertigen Baugruppen stellen den einzigen Weg dar, eine hohe Übereinstimmung der einzelnen Messkanäle eines Filtersystems hinsichtlich Übertragungscharakteristik und Phasenverhalten zu gewährleisten.

Durch jahrelanges Forschen und Experimentieren mit computeroptimierten Filtercharakteristiken ist es KEMO heute möglich, steifflankige Filter zu fertigen, deren Komplexitätsgrad und somit Bauteil Aufwand mit einer 36 dB/Oktave Butterworth Charakteristik vergleichbar ist.



BenchMaster 8:
flexibler 2-Kanal-Laborfilter



DIN Rail Filter:
Kompakter Filter zur Hutschienenmontage

Aktuelle Informationen zum Thema „Analoge Filtertechnik“ finden Sie auf unserer Informationsseite www.synotech.de/Signalfilter

