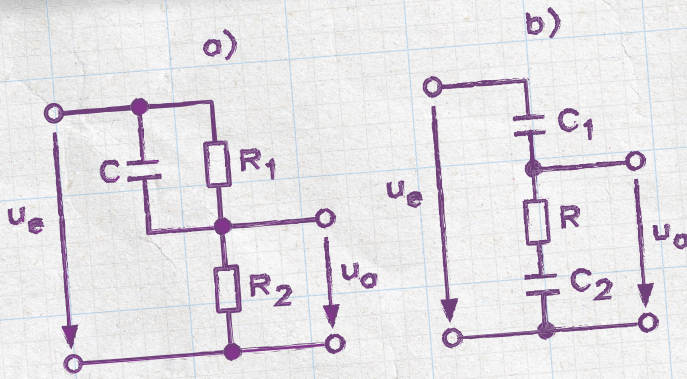
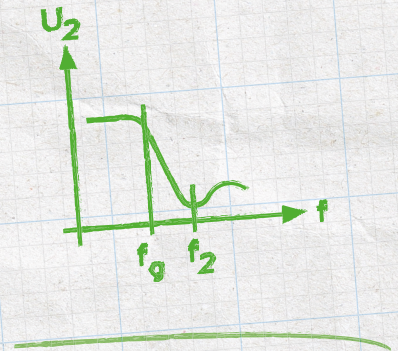
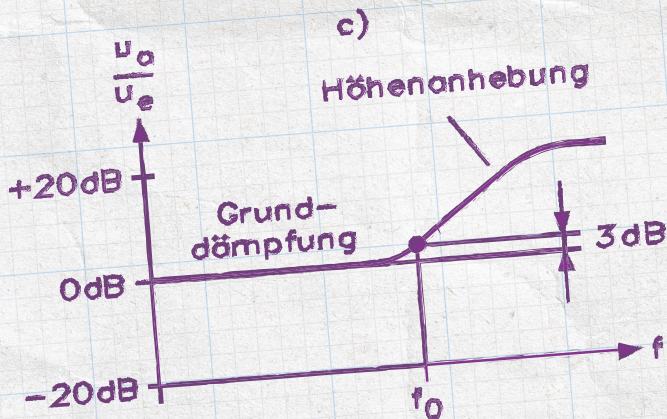
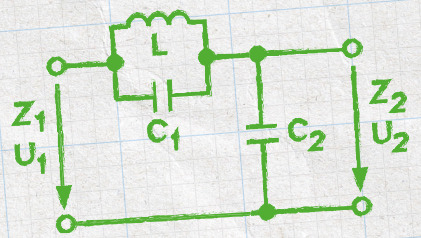


Aktive und passive Filter

Grundlagen und Simulation mit Multisim



Tiefpass-Doppelglied:



Herbert Bernstein

Aktive und passive Filter

Grundlagen und Simulationen mit Multisim



Herbert Bernstein

© 2024: Elektor Verlag GmbH, Aachen

1. Auflage 2024

ISBN 978-3-89576-620-6 (Print)

978-3-89576-621-3 (E-book)

Korrektur: Markus Freund

- Alle Rechte vorbehalten.

Die in diesem Buch veröffentlichten Beiträge, insbesondere alle Aufsätze und Artikel sowie alle Entwürfe, Pläne, Zeichnungen und Illustrationen sind urheberrechtlich geschützt. Ihre auch auszugsweise Vervielfältigung und Verbreitung ist grundsätzlich nur mit vorheriger schriftlicher Zustimmung des Herausgebers gestattet.

Die Informationen im vorliegenden Buch werden ohne Rücksicht auf einen eventuellen Patentschutz veröffentlicht. Die in diesem Buch erwähnten Soft- und Hardwarebezeichnungen können auch dann eingetragene Warenzeichen sein, wenn darauf nicht besonders hingewiesen wird. Sie gehören dem jeweiligen Warenzeicheninhaber und unterliegen gesetzlichen Bestimmungen.

Bei der Zusammenstellung von Texten und Abbildungen wurde mit größter Sorgfalt vorgegangen. Trotzdem können Fehler nicht vollständig ausgeschlossen werden. Verlag, Herausgeber und Autor können für fehlerhafte Angaben und deren Folgen weder eine juristische Verantwortung noch irgendeine Haftung übernehmen.

Für die Mitteilung eventueller Fehler sind Verlag und Autor dankbar.

Umschlaggestaltung: Elektor, Aachen

Satz und Aufmachung: Gulnara Insanbayeva, Saarbrücken

Druck: Ipskamp Printing, Niederlande

Inhalt

Vorwort	9
1 • Einführung in die aktive und passive Filtertechnik	11
1.1 • Klassifizierung von Filtern	12
1.1.1 • Filterklassen	12
1.1.2 • Analoge Filterschaltungen	14
1.1.3 • Passive Filterschaltungen	16
1.1.4 • Aktive Filterschaltungen	18
1.1.5 • Kontinuierliche IC-Filter	19
1.2 • Analoge Abtastfilter	20
1.2.1 • Aufbau eines analogen Abtastfilters	20
1.2.2 • Geschaltete IC-Filter	22
1.3 • Digitale Filterschaltungen	27
1.3.1 • Aufbau eines digitalen Abtastsystems	28
1.3.2 • Erfassung, Verarbeitung und Auswertung von Signalen	30
1.3.3 • Digitaler Signalprozessor	33
1.3.4 • Subsysteme für DSP-Bausteine	36
1.3.5 • DSP-Software	38
1.3.6 • Fließkomma- oder Festkommaverarbeitung	39
1.4 • Mechanische Filter	44
1.4.1 • Filter nach dem Piezoeffekt	44
1.4.2 • Quarz- und Keramikfilter	45
2 • Frequenzabhängige und komplexe Widerstände	47
2.1 • Realisierung von passiven Filterschaltungen	49
2.1.1 • Widerstand im Wechselstromkreis	49
2.1.2 • Kondensator im Wechselstromkreis	51
2.1.3 • Spule im Wechselstromkreis	53
2.1.4 • Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator	58
2.1.5 • Reihenschaltung von Widerstand und Spule	61
2.1.6 • Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator	63
2.1.7 • Parallelschaltung von Widerstand und Spule	66
2.2 • Schwingkreise	68
2.2.1 • Reihenschaltung von Widerstand, Kondensator und Spule	69
2.2.2 • Parallelschaltung von Widerstand, Kondensator und Spule	72
2.3 • Komplexe Darstellung des Wechselstroms	75
2.4 • Ortskurven	78
2.4.1 • Ortskurven mit Widerstand, Kondensator und Spule	79
2.5 • Smith-Diagramm	81
2.5.1 • Funktionen des Smith-Kreisdiagramms	82
2.5.2 • Maßstab und Normierung im Smith-Kreisdiagramm	85
2.5.3 • Verhalten von Bauelementen in der Wechselstromtechnik	87
2.5.4 • Grafische Methode für die Umwandlung von Parallel- in Reihenwiderstände und umgekehrt	88

2.5.5 • Graphische Transformation von komplexen Reihenwiderständen in äquivalente Parallelwiderstände und umgekehrt	92
2.5.6 • Graphische Darstellung einer Parallelschaltung mit veränderlichem Blindwiderstand bei variabler Frequenz	95
2.5.7 • Graphische Darstellung der Parallelschaltung mit veränderlichem Wirkwiderstand bei konstanter Frequenz	97
2.5.8 • Graphische Darstellung der Reihenschaltung mit einem veränderbaren Blindwiderstand durch die Frequenz	98
2.5.9 • Graphische Darstellung der Serienschaltung eines Blindwiderstands mit veränderbarem Wirkwiderstand bei konstanter Frequenz	98
2.5.10 • Reflexionsfaktorebene	99
2.5.11 • Ablesen der Faktoren im Smith-Diagramm	101
3 • Passive Filterschaltungen	105
3.1 • RC-Tiefpass	105
3.1.1 • Bode-Plotter	105
3.1.2 Berechnungen und Simulation eines RC-Tiefpasses	109
3.1.3 • LR-Tiefpass	111
3.1.4 • CR-Hochpass	112
3.1.5 • RL-Hochpass	113
3.1.6 • LC-Glied	115
3.1.7 • CL-Glied	116
3.1.8 • T- und n-Tiefpass	118
3.1.9 • T- und n-Hochpass	119
3.2 • Impedanzanpassung	121
3.2.1 • Reihenwiderstand	121
3.3 • Frequenzabhängiges Übertragungsverhalten von passiven Frequenzfiltern	132
3.3.1 • Tiefpass-Doppelglied	133
3.3.2 • Hochpass-Doppelglied	134
3.3.3 • LC-Bandpass	136
3.3.4 • LC-Bandsperre	138
3.3.5 • RC-Bandpass (Wienbrücke)	140
3.3.6 • Doppel-T-Filter	142
3.4 • Passive Filter für Klangbeeinflussung	145
3.5 • Möglichkeiten der Klangeinstellung mit RC-Filtern	150
3.5.1 • Höhenanhebung und -absenkung	150
3.5.2 • Tiefenanhebung und -absenkung	152
3.5.3 • Einstellmöglichkeiten für Tiefen und Höhen	153
3.6 • Spannungsteiler mit Blindwiderständen	156
3.7 • Kriterien für Filter	159
3.8 • Vierpole und Filter	161
3.8.2 • Komplexe Spannungs- und Stromteiler	163
3.8.3 • Passiver Tief- und Hochpass der höheren Ordnung	166
3.8.4 • RC-Filter nach Gauß	168
3.8.5 • T- und π -Filter	169
3.8.6 • Filter nach Gauß, Bessel, Butterworth, Cauer und Tschebyscheff	171
3.8.7 • Amplitudengang von Filtern	173

3.8.8 • Bandpass- und Bandsperrfilter	174
3.8.9 • Induktive und kapazitive Kopplung	176
4 • Arbeitsweise und Hauptphasen eines Simulators	179
4.1 • Arbeiten mit dem Simulator	179
4.1.1 • Arbeitspunktanalyse	180
4.1.2 • AC-Sweep	182
4.1.3 • Zeitverhalten und Transientenanalyse	185
4.1.4 • DC-Sweep	188
4.1.5 • AC-Analyse für Einzelfrequenzen	190
4.1.6 • Parameter-Sweep	197
4.1.7 • Monte-Carlo-Analyse	199
4.1.8 • Fourier-Analyse	202
4.1.9 • Temperatur-Sweep	205
4.1.10 • Worst Case	206
4.1.11 • Rauschzahl	210
4.2 • Konvergenzprobleme und Analysefehler	216
4.3 • Simulation und Analyse	221
4.3.1 • Analysemethoden mittels Oszilloskop	221
4.3.2 • Analysefenster	224
5 • Lautsprecher und Frequenzfilter	227
5.1 • Dynamischer Tieftonlautsprecher	229
5.1.1 • Übertragungskurve des dynamischen Lautsprechers	231
5.1.2 • Lautsprecherchassis und Boxen	233
5.1.3 • Tieftonlautsprecher	235
5.1.4 • Mittel- und Hochtonlautsprecher	236
5.1.5 • Koaxiallautsprecher	239
5.2 • Elektrisches und mechanisches Verhalten von Lautsprechern	240
5.2.1 • Frequenzgang	241
5.2.2 • Lautsprecherimpedanz	245
5.2.3 • Lautsprecherbox	248
5.2.4 • Akustischer Kurzschluss	249
5.2.5 • Geschlossene Lautsprecherboxen (Kompaktboxen)	252
5.2.6 • Bassreflexbox oder Phasenumkehrbox	253
5.3 • Frequenzfilter	255
5.3.1 • Frequenzweiche 1.Ordnung mit 6 dB/Oktave	256
5.3.2 • Frequenzweiche 2.Ordnung mit 12 dB/Oktave	257
5.3.3 • Frequenzweiche 2.Ordnung für Mitteltonlautsprecher	258
5.3.4 • Frequenzweiche 3.Ordnung mit einem Spannungsfall/Oktave von 18 dB	259
5.3.5 • Frequenzweiche 4.Ordnung mit einem Spannungsfall/Oktave von 24 dB	260
6 • Aktive Filterschaltungen	263
6.1 • Grundsaltungen von aktiven Filtern	263
6.1.1 • Integrierer und Tiefpass	264
6.1.2 • Differenzierer und Hochpass	267
6.1.3 • Aktiver Tiefpass	269

6.1.4 • Aktiver Hochpass	270
6.1.5 • Aktiver Bandpass	271
6.1.6 • Aktive Bandsperre	272
6.2 • Aktive RC-Tiefpassfilter	273
6.3 • Aktive Tiefpass- und Hochpassfilter höherer Ordnung	285
6.3.1 • Aktives Tiefpassfilter 2. Ordnung	285
6.3.2 • Aktives Tief- und Hochpassfilter 2. Ordnung durch Mitkopplung	285
6.3.3 • Berechnungsbeispiele für aktive Tiefpassfilter	287
6.3.4 • Umwandlung eines aktiven Tiefpassfilters in ein aktives Hochpassfilter	289
6.3.5 • Tiefpass 3. Ordnung	291
6.3.6 • Hochpass 3. Ordnung	293
6.3.7 • Tiefpass 4. Ordnung	294
6.3.8 • Übertragungsfunktionen eines Filters	295
6.4 • Aktive Bandpass- und Bandsperrefilter	302
6.4.1 • Bandpässe und Bandsperren 1. Ordnung	304
6.4.2 • Selektives Filter zweiter Ordnung	305
6.4.3 • Aktive Bandsperre mit T-Filter	306
6.4.4 • Bandfilter mit Wienbrücke	307
6.4.5 • Kombierter Hoch-, Tief- und Bandpass	312
6.4.6 • Allpassfilter	313
7 • Zeitkontinuierliche IC-Filter	315
7.1 • Filtergenauigkeit und Filterentwurf	315
7.1.1 • Vergleich zwischen geschalteten und kontinuierlichen Filtern	316
7.1.2 • Ein-Verstärker-Filter nach „Sallen-Key“	319
7.1.3 • Multiverstärker-Filter nach „Tow-Thomas“	320
7.1.4 • Realisierung eines Tow-Universalfilters	323
7.1.5 • Programmierung eines Filters	324
7.2 • Digital einstellbare IC-Filter	326
7.2.1 • Universalfilter-Baustein UAF42	328
7.2.2 • Filterbetriebsarten	329
7.2.3 • Multiplizierender D/A-Wandler	331
7.3 • Universalfilter (State Variable Filter)	334
7.3.1 • Filterstruktur	335
7.3.2 • Übertragungsfunktion eines Universalfilters	336
7.3.3 • Praktische Ausführung eines Universalfilters	338
7.3.4 • Arbeiten mit „FILTER42“	340
7.4 • Aktive IC-Filter	342
7.4.1 • Interner Filteraufbau	342
7.4.2 • Berechnung eines Filterbeispiels	345
7.4.3 • Realisierung eines Bandsperrefilters	348
7.5 • Entstehung und Vermeidung von Alias-Signalen	349
7.5.1 • Nyquist-Frequenz	350
7.5.2 • Shannonsches Abtasttheorem	351
7.5.3 • Aliasing bei A/D-Wandlern	353
7.5.4 • Eigenschaften eines Anti-Aliasing-Tiefpassfilters	355

8 • Geschaltete IC-Filter	359
8.1 • Grundlagen der „Switched Capacitor Filter“	359
8.1.1 • SC-Filter 1. Ordnung	360
8.1.2 • SC-Integrator	361
8.1.3 • Schalter-Kondensator-Konfigurationen	363
8.1.4 • Analogschalter	364
8.1.5 • SC-Tiefpassfilter 2. Ordnung	366
8.2 • Geschaltete Kapazitätsfilter mit Mikroprozessorschnittstelle	366
8.2.1 • Filtereigenschaften	367
8.2.2 • Filterentwurf	368
8.2.3 • Programme zum Filterentwurf	372
8.2.4 • Innenschaltung des MAX260/1/2	373
8.2.5 • Schnittstelle zum Mikroprozessor	377
8.2.6 • Betriebsarten des Filters	378
8.2.7 • Beschreibung der Filterfunktionen	381
8.2.8 • Praktischer Filterentwurf	384
8.2.9 • Kaskadierung von Filtern	384
8.2.10 • Ausgangsamplitude und Amplitudenbegrenzung	386
8.2.11 • Grenzfrequenz und Güte bei niedrigen Abtastraten	388
8.2.12 • Entwurfsbeispiele	389
8.3 • Anschlussprogrammierbare geschaltete Kapazitätsfilter	394
8.3.1 • Innenschaltung	395
8.3.2 • Filterentwurf mittels Software	396
8.3.3 • Programmierung des Filters	397
8.3.4 • Betriebsarten der Filterfunktionen	398
8.3.5 • Bandpassfilter mit mehrfacher Rückkopplung	400
8.3.6 • Kaskadierung von Filtern	402
8.3.7 • Anschluss eines geschalteten Kapazitätsfilters	403
8.3.8 • Geschalteter Tschebyscheff-Bandpass 4.Ordnung	405
8.3.9 • Bandpass 4. Ordnung ohne Rückkopplung	407
8.4 • IC-Tiefpassfilter 5. Ordnung	409
8.4.1 • Funktionsweise und Innenschaltung des MAX280/LTC1062	409
8.4.2 • Interne und externe Taktsteuerung	410
8.4.3 • Anwendungshinweise	412
8.4.4 • Kaskadierung von Filterbausteinen	414
Literatur	415
Index	417

Vorwort

In der gesamten Elektronik, einschließlich Nachrichtentechnik, Computer-, Mess-, Steuerungs- und Regelungstechnik, findet man zahlreiche Filtertypen zur Trennung von Signalen, zur Begrenzung der Bandbreite und zur Entzerrung. Wenn man sich die Praxis betrachtet, unterscheidet man zwischen zahlreichen Klassen wie dem analogen Filter (aktiv oder passiv), dem geschalteten bzw. kontinuierlichen IC-Filter und dem analogen Abtastfilter. Außerdem gibt es noch mechanische und optische Filter.

Dieses Fachbuch ist durch eine Überarbeitung meines Skriptums zum Unterricht entstanden. Zahlreiche Publikationen in den Fachzeitschriften *Elektor*, *Elektronik*, *Design & Elektronik*, *Elektronik-Industrie* ergänzten das Skriptum, wobei mehrere Firmen wie *Intersil*, *Maxim*, *Burr-Brown*, *Analog-Devices*, *Linear-Technology* direkt zu diesem Buch beitrugen. Der Autor dankt an dieser Stelle den Firmen für die reibungslose und großzügige Zusammenarbeit und für die zahlreichen Anregungen.

Das vorliegende Fachbuch ist gedacht für technisch-naturwissenschaftliche Fachkräfte aus Entwicklungs-, Forschungs-, Fertigungs- und Servicebereichen für die Hard- bzw. Software sowie für Lehrer und Dozenten aller Fachrichtungen, die sich über den aktuellen Stand der Filtertechnik informieren müssen. Auf Basis der in diesem Buch vermittelten Kenntnisse sollte es dem Leser möglich sein, für eine gegebene Aufgabenstellung abzuschätzen, wann am besten welches Filter zum Einsatz kommt.

Durch die Simulation in der Filtertechnik lassen sich die wichtigsten Merkmale usw. einer Audioanlage untersuchen und realisieren. Da das Programm zahlreiche Messgeräte und Analyseverfahren bietet, kann man eine Anlage virtuell aufbauen, ohne Mühen des Lötens und ohne kostspielige Bauelemente. Auch der Abgleich und die Messungen führen zu einem optimalen Ergebnis. Die virtuellen Messgeräte umfassen praktisch alle Messgeräte, die man in der Filtertechnik benötigt, um alle Messungen durchführen zu können. Würde man alle Messgeräte kaufen, müsste man ca. 50.000 € investieren und die Messgeräte würden nur einmal vorhanden sein. Mit den zahlreichen Analyseverfahren können die Schaltungen entsprechend aufwendig untersucht werden. Was nützt einem Elektroniker eine elektronische Schaltung, wenn er die einzelnen Schaltungskomponenten nicht untersuchen kann.

Dieses Buch basiert auf dem bekannten Programm *Multisim* und damit lassen sich alle Versuche simulieren. Wer hat einen hochwertigen Funktionsgenerator oder ein 2- bzw. 4-Kanal-Oszilloskop für die Überprüfung der einzelnen Spannungsamplituden? Wie kann man die Frequenzabhängigkeit eines Filters in einer Schaltung messen, ohne über einen Bode-Plotter zu verfügen? Mit einem Analysator lassen sich Messungen der Intermodulations- und den nicht linearen Verzerrungen von Signalen durchführen. Mit einem Spektrumanalysator können Messungen der Signalamplitude von der Frequenz mit einstellbarem Frequenz- und Amplitudenbereich ausgeführt werden. Dieses Programm bietet alle Möglichkeiten für die moderne und einfache Simulation ohne große Vorkenntnisse.

Das Fachbuch entstand aus meinen Manuskripten (1. bis 4. Semester) an der Technikerschule in München und ist geeignet für Berufsschulen, Berufsakademien, Meisterschulen, Technikerschulen und Fachhochschulen.

Meiner Frau Brigitte danke ich für die Erstellung der Zeichnungen und der Ausarbeitung des Manuskripts.

Bei Fragen können Sie mich kontaktieren unter „Bernstein-Herbert@t-online.de“.

Herbert Bernstein
München
im Frühjahr 2023

1 • Einführung in die aktive und passive Filtertechnik

Elektrische und elektronische Filterschaltungen findet man praktisch in allen Bereichen der Systemtechnik, in Anlagen und Geräten der Computertechnik, Nachrichtentechnik, Messanlagen, Regelungstechnik, Stromversorgungen, usw. In der Praxis kennt man eine Vielzahl unterschiedlicher Prinzipien bei der Realisierung von aktiven und passiven Filterschaltungen. Hauptaufgabe eines Filters ist es, Signale in bestimmten Frequenzbereichen möglichst gering und in anderen Frequenzbereichen stark zu bedämpfen. Das bedeutet, die einzelnen Filterschaltungen sollen aus einem Frequenzspektrum die gewünschten Frequenzen herausfiltern oder unterdrücken. Die selektierten Frequenzen passieren fast ungehindert die Schaltung, während die anderen Frequenzen möglichst vollständig unterdrückt werden. Je nach Lage der Durchlass- und Sperrbereiche unterscheidet man zwischen „Pässen“ und „Sperrern“.

Aus diesem Grunde weisen Filterschaltungen zumindest einen Durchlass- und einen Sperrbereich auf, wie das Tief- oder das Hochpassfilter. Ein Bandpassfilter hat dagegen einen Durchlassbereich, aber zwei Sperrbereiche, während ein Bandsperrefilter zwei Durchlassbereiche aufweist, jedoch nur einen Sperrbereich. Eine Sonderstellung übernimmt in dieser Technik das Allpassfilter, das keinen Sperrbereich besitzt. Es tritt jedoch eine Phasenverzögerung auf, die man in der Praxis auswertet. Abb. 1.1 zeigt die Unterschiede im Frequenzverhalten von unterschiedlichen Filtern.

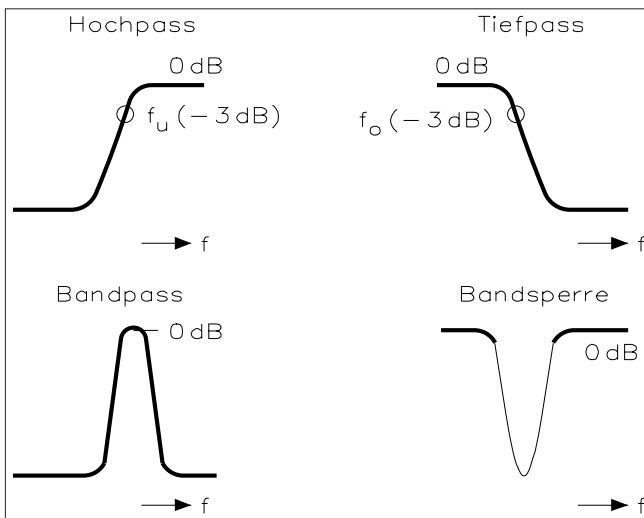


Abb. 1.1 • Unterschiede im Frequenzverhalten unterschiedlicher Filterarten.

- Hochpass (HP): Die hohen Frequenzen passieren den Hochpass und die niedrigen Frequenzen werden unterdrückt.
- Tiefpass (TP): Die niedrigen Frequenzen passieren den Tiefpass und die hohen Frequenzen werden unterdrückt.
- Bandpass (BP): Die niedrigen und hohen Frequenzen werden im Bandpass unterdrückt.
- Bandsperre (BS): Die niedrigen und hohen Frequenzen können die Bandsperre passieren.

1.1 • Klassifizierung von Filtern

Die Vorteile der digitalen Signalverarbeitung gegenüber der analogen Signalverarbeitung sind vielfältig und sollen hier kurz vorgestellt werden. Da bei digitalen Systemen nur mit den definierten Schaltzuständen von 0 und 1 gearbeitet wird, treten bei diesen Systemen keine Probleme in Zusammenhang mit Schwankungen der Betriebsspannung, Temperaturänderungen oder Alterungserscheinungen auf. Im Gegensatz zu analogen Systemen können auch Toleranzen der Bauteile, besonders bei passiven Komponenten (Widerstand, Kondensator und Spule), keinen Einfluss auf die Genauigkeit der gewünschten Funktion nehmen. Die erforderliche und gewünschte Genauigkeit kann durch die geeignete Wahl des Datenformats bzw. der Wortbreite des digitalen Systems gewährleistet werden.

Eine exakte Reproduzierbarkeit von Ergebnissen ist nur mit digitalen Verfahren zu erzielen, da die gesamte Verarbeitung letztendlich auf arithmetischen Operationen beruht, d.h., Abgleichvorgänge sind nicht mehr nötig. Bei den arithmetischen Operationen kommen Addierer und Multiplizierer zum Einsatz. Ein weiterer Vorteil ist, dass digitale Systeme entweder direkt an einen PC mit Mikroprozessor oder an Steuerungs- bzw. Regelungssysteme mit Mikrocontroller angeschlossen werden können. Die heutigen DSP-Systeme (Digital Signal Processing) sind direkt Bus-kompatibel von der Hardwareseite aus, während man eine API-Schnittstelle (Application Programming Interface) für die Software hat. Durch das API lassen sich auch andere hardware-unabhängige Systeme ohne aufwendige Umprogrammierung direkt an eine Hardware-Schnittstelle anschließen.

Auch bei der Fehlersuche und Fehlerbeseitigung bieten digitale Systeme erhebliche Vorteile gegenüber den analogen Systemen. Durch das Anlegen vorbestimmter Bitmuster am Systemeingang lassen sich Fehler schneller lokalisieren, indem an bestimmten Stellen die auftretenden Bitmuster der getesteten Systeme mit den Sollwerten verglichen werden. Man spricht hier von der „Signatur-Analyse“.

Ebenfalls ein wichtiger Vorteil sind die software-mäßigen Hilfsmittel, die den Entwurf von DSP-Systemen erleichtern. Durch Simulation mit Hilfe eines PCs lässt sich z. B. das Frequenzverhalten eines digitalen Filters genau bestimmen. Sind die Filterkoeffizienten, d.h. die frequenzbestimmenden Parameter auf einer Festplatte oder in ROM-Bausteinen gespeichert, so genügt ein Nachladen der Werte oder ein Austausch der Speicherbausteine, um ein neues Frequenzverhalten zu erzielen.

Den Vorteilen von DSP-Systemen stand lange Zeit ein gravierender Nachteil gegenüber: Aufgrund der großen Anzahl von notwendigen Rechenoperationen war es nur sehr aufwendigen und teuren Systemen möglich, in Echtzeit die anfallenden Daten zu verarbeiten. Seit 1982 sind integrierte DSP-Prozessoren auf dem Markt, die in Bezug auf Verarbeitungsgeschwindigkeit und Komplexität jedoch eine erhebliche Steigerung der Rechenleistung erlauben. Dies gilt gleichermaßen auch für die Weiterentwicklung der DSP-Software.

1.1.1 • Filterklassen

In der Praxis unterscheidet man zwischen mehreren Filterklassen, die sich aber noch weiter unterteilen lassen:

- analoge Filter (aktiv oder passiv),
- geschaltete oder kontinuierliche IC-Filter,
- analoge Abtastfilter aus der computerunterstützten PC-Messtechnik mit einer nachfolgenden Umsetzung mittels AD-Wandler, Speicherung des Messergebnisses auf einer Festplatte mit anschließender Berechnung und Ausgabe auf einem Bildschirm oder Drucker,
- digitaler Filter in Verbindung mit den Funktionen der Computertechnik bzw. der Signalprozessoren,
- mechanische Filter, bei denen man einen elektromechanischen Energiewandler in die einzelnen Baugruppen einsetzt.

Bei der Klassifizierung von Filtern muss man zunächst zwischen den zeitkontinuierlichen und den zeitdiskreten Schaltungen unterscheiden. Setzt man RC-, LC- oder RCL-Filter mit passiven Bauelementen ein, spricht man von zeitkontinuierlichen Filtern, denn diese Schaltungen arbeiten ohne zeitliche Einschränkungen. Die Wirkungsweise dieser passiven Filter lässt sich mittels Operationsverstärker wesentlich verbessern, trotzdem hat man die Funktion eines zeitkontinuierlichen Filters.

Tastet man das Eingangssignal mittels eines integrierten Schaltkreises in Verbindung mit einem Mikroprozessor oder Mikrocontroller ab, befindet man sich bei den zeitdiskreten Filterschaltungen. Bei diesen Abtastfiltern muss man zwischen den analogen Abtastfiltern und den digitalen Filtern unterscheiden. Analoge Abtastfilter lassen sich durch die Halbleitertechnik sehr einfach realisieren, denn die Hersteller liefern fertige Schaltkreise, die man extern nur entsprechend beschalten muss. Die abgetastete Eingangsspannung wird in Form von „Ladungspaketen“ in einem Kondensator gespeichert, weshalb sich eine Beeinflussung des Frequenzverhaltens ergibt.

Bei den digitalen Filtern unterscheidet man, wie bei den analogen Filtern, zwischen rekursiven und nichtrekursiven Systemen. Während bei den rekursiven Filtern die Impulsantwort erst nach unendlich langer Zeit abklingt, muss diese bei den nichtrekursiven nach einem definierten Zeitraum abgeklungen sein. Deswegen bezeichnet man diese entsprechend als IIR-Filter (Infinite Impulse Response) und FIR-Filter (Finite Impulse Response). Ein FIR-Filter arbeitet nach der Systemtheorie immer stabil, wogegen das IIR-Filter bedingt durch die Impulsantwort – dagegen auch instabil sein kann. IIR-Filter lassen sich, im Gegensatz zu den FIR-Filtern, relativ einfach realisieren.

Ein digitales System ist aus mathematischer Sicht eine Rechenvorschrift, die einer Eingangsfolge $x(n)$ auf eindeutige Weise eine Ausgangsfolge $y(n)$ zuordnet:

$$x(n) \rightarrow y(n)$$

Der Systembegriff ist ein Sonderfall des in der Funktionalanalysis üblichen Begriffs der Transformation. Daher läßt sich ein System auch in folgender Form darstellen:

$$y(n) \rightarrow T[x(n)]$$

Der Wert „T“ kennzeichnet die Vorschrift zur Transformation. Als Blockschaltbild stellt es auch ein digitales System dar:

$$x(n) \rightarrow T[x(n)] \rightarrow y(n)$$

In Praxis wird die Transformationsvorschrift T auch als „Operator“ bezeichnet. Wirkt $T[x(n)]$ frequenzselektiv auf die Eingangsfolge $x(n)$, so stellt das System ein digitales Filter dar.

Eine besondere Klasse von Systemen, die einer einfachen analytischen Behandlung zugänglich sind, ist die Klasse der linearen, zeitinvarianten Systeme (LZI). Ein solches System wird als linear bezeichnet, wenn aus:

$$y_1(n) = T[x_1(n)] \text{ und } y_2(n) = T[x_2(n)]$$

stets die Beziehung folgt (Superposition):

$$y_3(n) = T[a_1 \cdot x_1(n) + x_2(n)] = a_1 \cdot y_1(n) + y_2(n)$$

Die Werte a_1 und a_2 sind dabei beliebige Konstanten. Ein System bezeichnet man als „zeitinvariant“, wenn für jede beliebige feste Verschiebung um m („ m “ muss eine ganze Zahl sein) folgende Beziehung gilt:

$$x(n - m) \rightarrow y(n - m)$$

1.1.2 • Analoge Filterschaltungen

Betrachtet man die technische Realisierung von Filterschaltungen, hat man als einfachste Variante den Hoch- und Tiefpass erster Ordnung. Diese Schaltungen lassen sich mittels Widerstand und Kondensator oder Widerstand und Spule aufbauen, wobei die Filtercharakteristik von der Anordnung der Bauelemente abhängig ist. Arbeitet man mit Schwingkreisen, also einer Reihen- bzw. Parallelschaltung von Kondensator und Spule in Verbindung mit einem Widerstand, ergibt sich ein Reaktanzfilter, ein passives RLC-Filter.

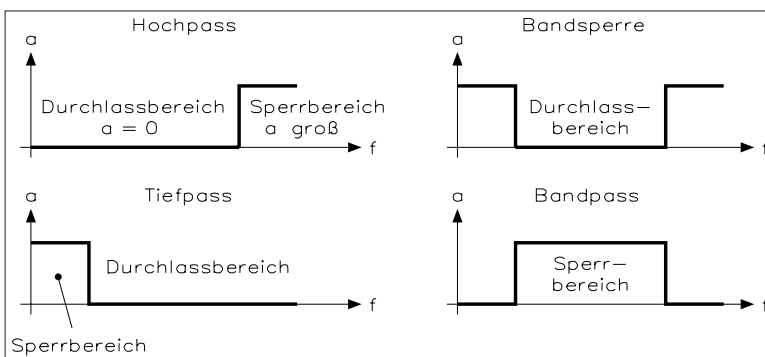


Abb. 1.2 • Arbeitsbereiche der einzelnen Filter.

In Abb. 1.2 sind die vier Arbeitsbereiche der einzelnen Filter gegenübergestellt. Ein Hochpass lässt die oberen Frequenzen ungehindert passieren, während die unteren Frequenzen gesperrt werden. Im Gegensatz hierzu steht der Tiefpass, denn dieser lässt die tiefen Frequenzen passieren und sperrt die oberen. Kombiniert man den Frequenzbereich des Tief- und Hochpassfilters, ergibt das die Bandsperre, d. h., man hat zwei Durchlassbereiche und einen Sperrbereich oder ein Bandpass. Dieser lässt einen bestimmten Frequenzbereich passieren und sperrt die Frequenzen ober- bzw. unterhalb dieses Frequenzbereichs.

Bei Filtern wird der ohmsche Widerstand mit R bezeichnet. Dieser ist bei Vernachlässigung des bei höheren Frequenzen auftretenden Skin-Effekts frequenzunabhängig. C ist die Kapazität des Kondensators. Der sich aus C ergebende kapazitive Blindwiderstand X_C ist dagegen frequenzabhängig. Mit zunehmender Frequenz verringert sich der kapazitive Blindwiderstand, bis dieser bei sehr hohen Frequenzen einen Wert von Null annimmt. Der Wert L ist die Induktivität der Spule. Der sich aus dem Wert L ergebende induktive Blindwiderstand X_L ist ebenfalls frequenzabhängig. Da eine Spule immer eine Reihenschaltung des induktiven Blindwiderstands X_L mit einem ohmschen Widerstands R ist, erhält man kein ideales Verhalten. Mit abnehmender Frequenz verringert sich der induktive Blindwiderstand, bis dieser bei Gleichstrom den Wert Null annimmt. In diesem Fall wirkt nur der ohmsche Widerstand des Spulendrahts.

Jede Leitung, auf der man Wechselspannungssignale überträgt, dämpft das Eingangssignal, d. h. jede Leitung hat eine bestimmte Dämpfung. Dies gilt auch für die gesamte Filtertechnik. Die Dämpfung einer Leitung oder eines Filters wird nicht als Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung angegeben, sondern über das Verhältnis der beiden Spannungen berechnet. Eingangs- und Ausgangsspannung werden dabei als Eingangs- und Ausgangsspannungspegel bezeichnet. Als Bezugspegel wird häufig die Spannung von 0,775 V festgelegt, der sogenannte „Normalspannungspegel: 1 mW an 600 Ω ergibt 0,775 V. Die Pegel gibt man in Dezibel (dB) oder Neper (Np) an, wobei das Neper heute nur noch eine untergeordnete Rolle spielt. Die Pegel errechnen sich aus:

$$P_{dB} = 20 \cdot \lg \frac{U}{0,775}$$

oder:

$$P_{Np} = \ln \frac{U}{0,775}$$

Der Wert U ist jeweils die umzurechnende Spannung in Volt. Spannungen, die auf den Bezugspegel umgerechnet werden, bezeichnet man als „absolute Spannungspegel“.

Rechnet man den Pegel von zwei Spannungen, z. B. die Eingangs- und die Ausgangsspannung einer Übertragungsstrecke oder eines Filters mit Hilfe der angegebenen Formeln in dB, so ergibt sich die Dämpfung a zwischen den beiden Messpunkten. Diese Dämpfung bezeichnet man auch als „relativen Spannungspegel“:

$$\alpha_{dB} = 20 \cdot \lg \frac{U_e}{U_o}$$

Ist $U_e < U_a$, so ergibt sich für die Dämpfung ein negatives Vorzeichen, wobei eine negative Dämpfung einer Verstärkung entspricht. Umgekehrt für $U_e > U_a$ ergibt sich für die Dämpfung ein positives Vorzeichen. Bezogen auf $U_a=0,775$ V bedeutet das, dass Pegel, deren Spannungswerte größer als 0,775 V sind, ein Plus als Vorzeichen erhalten und Pegel deren Spannungswerte niedriger als 0,775 V sind, erhalten dagegen ein Minus als Vorzeichen.

1.1.3 • Passive Filterschaltungen

Bis ca. 1970 wurden diese Filterschaltungen ausschließlich mittels Widerständen, Kondensatoren und Spulen realisiert. Normalerweise geht man bei der Berechnung von Filtern zunächst von einem idealen Widerstandsverhalten aus. Die Blindwiderstände des Kondensators und der Spule sind dagegen frequenzabhängig. Außerdem tritt eine Phasenverschiebung zwischen Spannung und Strom auf. Strom und Spannung am Kondensator sind um 90° zueinander phasenverschoben. Der Strom eilt der Spannung voraus. Bei einer idealen Spule eilt der Strom der Spannung um 90° nach. Besonders im niederfrequenten Bereich, wo die untere Grenzfrequenz bei 10 Hz oder weniger liegt, waren für diese passiven Filter jedoch Spulen mit großen Induktivitäten erforderlich, die nicht nur sehr teuer, sondern auch groß und schwer sind. Seit Einführung der Operationsverstärker konnte man Filterschaltungen einfacher realisieren, denn man kam ohne Induktivitäten aus.

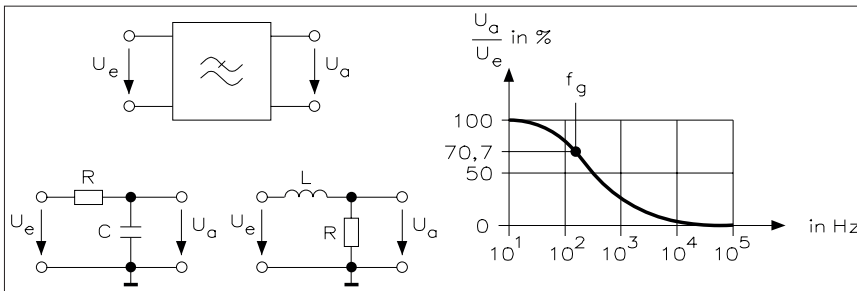


Abb.1.3 • Schaltsymbol, Schaltungen und Kennlinie eines passiven RC- bzw. RL-Tiefpassfilters.

Für den Aufbau eines passiven Tiefpassfilters verwendet man entweder eine RC- oder RL-Schaltung, wie Abb.1.3 zeigt. Die tiefen Frequenzen passieren nahezu ungehindert das Filter, bis die Grenzfrequenz f_g , f_o oder f_c (Corner) erreicht ist. Ab diesem Punkt verlässt man den Durchlassbereich und kommt in den Sperrbereich. Die Grenzfrequenz ist an dem Punkt definiert, an dem die Ausgangsspannung um den Faktor $1/\sqrt{2} = 0,707$ oder der Leistungspegel um 3 dB gegenüber dem Durchlassbereich abgefallen ist.

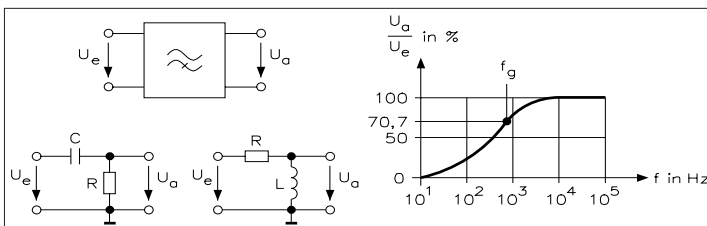


Abb.1.4 • Schaltsymbol, Schaltungen und Kennlinie eines passiven RC- bzw. RL-Hochpassfilters.

Kondensatoren und Spulen sind frequenzabhängige Bauelemente. Ändert man die Anordnung in Verbindung mit einem Widerstand, ergibt sich die Charakteristik eines Hochpassfilters, wie Abb.1.4 zeigt. Die Frequenzen oberhalb der Grenzfrequenz können das Filter nahezu ungehindert passieren, während Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz bedämpft werden.

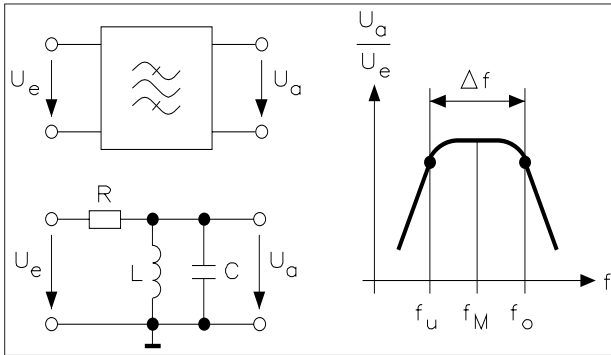


Abb.1.5 • Schaltsymbol, Schaltung und Kennlinie eines passiven Bandpassfilters.

Bei einem Tief- und Hochpassfilter ist die Grenzfrequenz f_g ein typisches Merkmal. Ein Bandpassfilter hat dagegen drei Frequenzpunkte, die Mittenfrequenz f_M oder f_o , die obere Grenzfrequenz f_o und die untere Grenzfrequenz f_u . Mit der Mittenfrequenz ist die Mitte des Übertragungsbands definiert. Bildet man die Differenz zwischen der oberen und der unteren Grenzfrequenz, kommt man zur Bandbreite Δf . Die beiden Punkte für die obere und untere Grenzfrequenz sind definiert, wenn die Ausgangsspannung um den Faktor $1/\sqrt{2}$ oder der Leistungspegel um 3 dB abgesunken ist. Passive Bandpassfilter weisen eine geringe Güte Q auf, denn der Übergang vom Durchlassbereich in den Sperrbereich verläuft sehr flach. Abb.1.6: Schaltsymbol, Schaltung und Kennlinie eines passiven Bandsperreffilters.

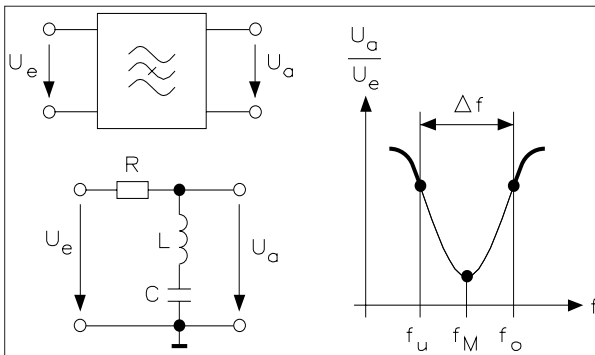


Abb.1.6 • Schaltsymbol, Schaltung und Kennlinie eines passiven Bandsperreffilters.

Die Mittenfrequenz f_M beim Bandsperreffilter von Abb.1.6 kennzeichnet den Sperrbereich in der Mitte des Übertragungsbands. Auch hier hat man eine obere und eine untere Grenzfrequenz. Verringert sich die Ausgangsspannung um den Faktor $1/\sqrt{2}$ im unteren Durchlassbereich des Filters, erreicht man die untere Grenzfrequenz f_c , im oberen Durchlassbereich dagegen die obere Grenzfrequenz f_o . Die Bandbreite b kennzeichnet den Sperrbereich dieses Filtertyps. Auch bei diesem Filter hat man nur eine geringe Güte Q , denn der Kurvenverlauf ist sehr flach.

1.1.4 • Aktive Filterschaltungen

Die Wirkungsweise einer Filterschaltung lässt sich durch einen Operationsverstärker erheblich verbessern. Mit Hilfe eines Standard-Operationsverstärkers und verschiedenen RC-Kombinationen erhält man aktive Filterschaltungen mit den gewünschten Bandbreiten und Flankensteilheiten.

Ein Operationsverstärker ist ein universeller Verstärkerbaustein, der eine hohe Leerlaufverstärkung aufweist. Durch externe Bauelemente lässt sich aber diese Leerlaufverstärkung begrenzen. Setzt man frequenzabhängige Bauelemente wie Kondensatoren und Spulen ein, ergibt sich eine Frequenzabhängigkeit in der Ausgangsspannung. Die Schaltung von Abb.1.7 zeigt ein aktives Tiefpassfilter der 2.Ordnung mit Zweifachgegenkopplung.

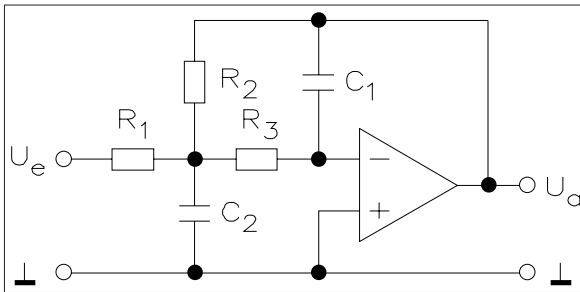


Abb.1.7 • Aktive Tiefpassschaltung mit Operationsverstärker und Zweifachgegenkopplung.

Die unteren Frequenzen können den aktiven Tiefpass fast ungehindert passieren. Erreicht die Frequenz aber die Grenzfrequenz, erfolgt jedoch eine wesentlich schnellere Abnahme der Ausgangsspannung. Die ideale Filterkennlinie hat die Form eines Rechtecks, d. h., bis 150 Hz lässt das Filter die Frequenzen passieren, und ab 151 Hz sperrt das Filter. In der Praxis lässt sich diese Form mit höher werdenden Ordnungszahlen immer besser annähern. Die Berechnung aktiver Filterschaltungen gestaltet sich dabei recht umfangreich

Der Formfaktor F bei einem Filter ist das Maß für die Flankensteilheit eines Filters. Je höher die Ordnungszahl ist, umso größer wird dieser Formfaktor.

Tauscht man die Widerstände gegen Kondensatoren und Kondensatoren gegen Widerstände in der Schaltung von Abb.1.6 aus, ergibt sich eine aktive Hochpassschaltung. Dabei werden die Grenzfrequenz und die Güte beibehalten.

Es gibt je nach Frequenzgang folgende Filtertypen:

- Das Gauß-Filter verläuft im Durchlass- und im Sperrbereich flach und zeigt kein Überschwingen in der Grenzfrequenz. Dieser Filtertyp wird in der Praxis kaum verwendet.
- Das Butterworth-Filter verläuft im Durchlassbereich sehr geradlinig und knickt kurz vor dem Erreichen der Grenzfrequenz steil ab. Der Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich ist wesentlich ausgeprägter als beim Gauß-Filter.
- Das Bessel-Filter verringert bereits vor Erreichen der Grenzfrequenz die Ausgangsspannung und knickt dann nicht so steil wie das Butterworth-Filter ab.

Dieses Filter ist in Bezug auf die Phasenlaufzeit optimiert. Die Phasenlaufzeit ist ein Maß für die Änderung des Übertragungswinkels in Abhängigkeit der Frequenz. Das Eingangssignal wird umso unverfälschter übertragen, je weniger sich die Phasenlaufzeit mit der Frequenz ändert. In der Grenzfrequenz tritt kein Überschwingen auf.

- Wenn das Tschebyscheff-Filter (auch Chebyshev, Tschebychev oder Tchevysheff) die Grenzfrequenz erreicht, entsteht eine gewisse Welligkeit – es tritt ein größeres Überschwingen auf, d. h., die Ausgangsspannung kann sich verkleinern oder vergrößern. Bei Filtern gerader Ordnung hat man eine Welligkeit in positiver Richtung, bei ungerader Ordnung dagegen eine in negativer Richtung. Der Übergang vom Durchlass- in den Sperrbereich ist bei diesem Filtertyp am steilsten.

1.1.5 • Kontinuierliche IC-Filter

Die kontinuierlichen Filter bestehen im Wesentlichen aus Standard-Operationsverstärkern mit Kondensatornetzwerken, die durch Beschaltung mit externen Bauteilen die gewünschte Filtercharakteristik annehmen. Eine Programmierung ohne zusätzlichen schaltungstechnischen Aufwand ist bei diesen Typen aber nicht möglich.

Die Halbleiterindustrie bietet verschiedene Typen von kontinuierlichen Filtern an, die über einen Mikroprozessor-Bus, eine feste Verdrahtung der Anschlüsse oder über externe Widerstände programmierbar sind. Einige Typen sind als Tiefpassfilter ausgelegt, andere wiederum können als Tief- oder Bandpässe mit Bessel-, Butterworth- oder Tschebyscheff-Charakteristik konfiguriert werden.

Die widerstandsprogrammierbaren Filter haben, ähnlich wie die geschalteten Kapazitätsfilter, eine oder mehrere voneinander unabhängige, kaskadierbare Filtereinheiten zweiter Ordnung in einem Gehäuse. Eine solche Einheit verfügt über eine zustandsvariable Struktur mit vier Verstärkern, wie Abb.1.8 zeigt. Jede Filtersektion ist über vier externe Widerstände R_1 bis R_4 einstellbar.

Die Genauigkeit der Filter ist von der Toleranz der externen Widerstände abhängig. Bei einprozentigen Widerständen wird eine Frequenzgenauigkeit von 2 % erreicht. Der Effektivwert der Rauschspannung ist kleiner als $60 \mu\text{V}$. Die Gesamtverzerrungen liegen in den

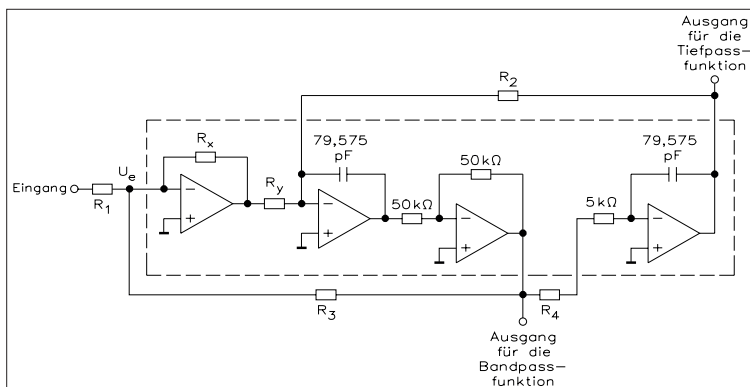


Abb.1.8 • Aufbau eines widerstandsprogrammierbaren Filters zweiter Ordnung mit Standard-Operationsverstärkern. Diese Schaltung befindet sich in einem IC-Gehäuse und lässt sich extern programmieren.

meisten Anwendungen unter -86 dB. Die Filterbausteine arbeiten sowohl mit einfachen als auch mit symmetrischen Betriebsspannungen.

Für eine schnelle und einfache Dimensionierung der widerstandsprogrammierbaren Filter bieten die Hersteller unterschiedliche Software-Pakete (Filter-Design-Software) an, die auf allen PC-Computern lauffähig sind. Dieses Programm ist in der Regel kostenlos von den Herstellern zu erhalten, wobei die Programme entweder selbsterklärend sind oder man wird mittels Menü durch das Programm geführt. Da viele Entwickler diese widerstandsprogrammierbaren Filterbausteine testen wollen, bieten einige Hersteller komplette Entwicklungskits an. Diese Kits enthalten alle erforderlichen Komponenten für eine schnelle Inbetriebnahme der Filtertechnik, einschließlich der Software.

1.2 • Analoge Abtastfilter

Konventionelle Aktivfilter, die aus Operationsverstärkern, Widerständen, Kondensatoren und Spulen aufgebaut sind, arbeiten zwar zuverlässig, lassen sich aber hinsichtlich der Filtereigenschaften nicht so einfach ändern. Die vielen einzelnen Komponenten belegen Platz auf einer Leiterplatte, und die externen Komponenten müssen manuell eingestellt werden, um die Eckfrequenz (obere und untere Grenzfrequenz) oder die Mittenfrequenz zu variieren. Außerdem erfordern Anwendungen im unteren Frequenzbereich recht große Kondensatoren.

Bei analogen Abtastfiltern muss man zwischen den Ladungsverschiebeelementen (Charge Transfer Devices) und den geschalteten Kondensator-Filtern unterscheiden, denn es werden unterschiedliche Technologien verwendet.

Bei den Ladungsverschiebeelementen kennt man:

- Eimerkettenschaltungen BBD (Bucket Brigade Devices),
- ladungsgekoppelte Strukturen CCD (Charge Coupled Devices),
- Ladungsinjektionsstrukturen CID (Charge Injection Devices).

Diese Strukturen verwendet man als Verzögerungsleitungen bei analogen Abtastfiltern und bei Bildsensoren, wobei die CCD-Struktur die wichtigste Technologie darstellt.

Während die Technologie der Ladungsverschiebeelemente sehr aufwendig und teuer zu realisieren ist, lassen sich die SC-Filter (Switched Capacitor) kostengünstig aufbauen. Im Prinzip hat man bei den SC-Filtern mehrere Schalter, einen Operationsverstärker und einen bzw. zwei Kondensatoren auf einem Chip. Die Zeitkonstanten der SC-Filter sind entweder proportional zu den Kapazitätsverhältnissen oder umgekehrt proportional zur Taktfrequenz.

1.2.1 • Aufbau eines analogen Abtastfilters

Seit 1970 ist eine alternative Methode in der Filtertechnik das Abtasten des analogen Eingangssignals in diskreten Zeitabschnitten. Die heutige IC-Technologie ermöglicht eine Integration dieser Filtertypen, indem sie das Verfahren der geschalteten Kapazitäten ver-

wendet, um die analogen Werte abzutasten. Auf diese Weise lassen sich die Filter durch eine veränderbare Taktfrequenz einstellen.

Bei der Schaltung von Abb.1.9 befindet sich am Eingang ein passives Tiefpassfilter mit einer Grenzfrequenz, die kleiner ist als die halbe Abtastfrequenz zur Bandbegrenzung. Ohne Eingangsfiler kann es zu Fehlfunktionen kommen, denn höher liegende Frequenzen verursachen Störungen, d. h., mit diesem Tiefpass wird die Abtastvorschrift $f_s > 2 \cdot f_c$ im Wesentlichen eingehalten. Diese wird später noch erläutert. Danach folgen Abtast- und Haltekreis für die kontinuierliche Zwischenspeicherung der analogen Eingangsspannung. Auch hier bestimmt die Taktrate für den Schalter im Abtast- und Haltekreis das Verhalten des Filters.

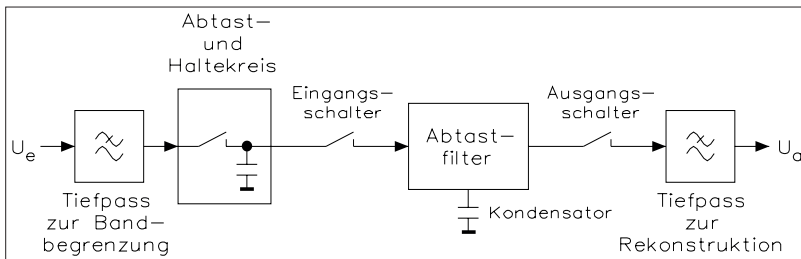


Abb.1.9 • Aufbau eines analogen Abtastfilters.

Über den Abtast- und Haltekreis erhält das Abtastfilter die geschaltete Eingangsspannung. Das Grundelement in einem Abtastfilter ist eine geschaltete Kapazität, und mit den beiden Schaltern wird die Kapazität einmal mit dem Eingang und einmal mit dem Ausgang verbunden. Damit lässt sich unter bestimmten Betriebsbedingungen der Kondensator als Widerstand betrachten, wie die folgende Überlegung zeigt: Die beiden Schalter verbinden während einer Taktperiodendauer die Kapazität nacheinander mit dem Eingang und mit dem Ausgang. Dabei entstehen im Kondensator jeweils Ladungsänderungen, die einen bestimmten Strom vom Eingang zum Ausgang zur Folge haben. Solange die Abtastfrequenz (Taktfrequenz) viel höher ist als die maximale Signalfrequenz der analogen Eingangsspannung, wirkt die geschaltete Kapazität wie ein Widerstand. Am Ausgang der Schaltung findet man noch ein passives Tiefpassfilter für die Rekonstruktion der Ausgangsspannung.

In der Vergangenheit wurden geschaltete Kapazitätsfilter nur selten verwendet, da trotz des erheblichen externen Schaltungsaufwands, die Notwendigkeit eines Taktgenerators und einer Hilfsschaltung für die digitale Schnittstelle oft nur ein unzureichendes Schaltverhalten (hoher Störpegel, unerwünschte Schwankungen von Grenz- bzw. Mittenfrequenz und Güte Q) sowie einen begrenzten Eck-/Mittenfrequenzbereich (maximal 20 kHz) zur Folge hatten. In der Praxis war es nur für sehr erfahrene Entwickler möglich, zufriedenstellende Schalter-Kondensator-Filter zu realisieren.

Ein großer Vorteil der geschalteten Kapazitätsfilter ist, dass diese durch Verändern der Taktrate problemlos zu programmieren sind. Sie arbeiten mit hoher Genauigkeit und benötigen keine externen Komponenten. Als nachteilig erweisen sich jedoch ein Taktrauschen und Faltungseffekte (Aliasing). Das Taktrauschen lässt sich herausfiltern, zumal es nur bei Frequenzen auftritt, die wesentlich höher als die Polfrequenzen sind. Allerdings muss die Frequenz der Eingangssignale auf die Hälfte der Taktfrequenz begrenzt werden

(Abtasttheorem), um Faltungseffekte zu vermeiden. Auch Aliasing wird später noch erläutert.

Für die Ansteuerung durch einen Rechner sind die geschalteten Kapazitätsfilter mit einer entsprechenden Schnittstelle ausgerüstet. Die Programmierung erfolgt über drei Eingänge, damit eine unabhängige Einstellung der Eck-/Mittenfrequenz und der Güte möglich ist. Die aktuelle Eck-/Mittenfrequenz ist eine Funktion der Taktfrequenz, des Steuerworts für die beiden Koeffizienteneingänge und des Steuerworts an den M-Eingängen. Diese Werte werden in internen Speichern abgelegt. Diese Inhalte lassen sich bei jedem Schreiben über die Adresseingänge verändern. Die Speicherung der Filterinformationen erfolgt über die Daten-, Adress- und Steuereingänge des Bausteins.

Bei den geschalteten Kapazitätsfiltern hat man in der Regel drei Ausgänge: einen für den Tiefpass LP (Low Pass), einen für den Bandpass BP und einen kombinierten Ausgang für Bandsperre N (Notch), Hochpass HP und Allpass AP. Dieser kombinierte Ausgang wird über die Betriebsart des Bausteins eingestellt.

Wie bei allen abgetasteten Systemen werden auch bei den geschalteten Kapazitätsfiltern Frequenzen, die oberhalb der halben Abtastfrequenz liegen, „zurückgefaltet“. Wenn zum Beispiel die Frequenz eines Eingangssignals in der Nähe der Abtastfrequenz liegt, werden Signale gebildet, deren Frequenz der Differenz zwischen Signalfrequenz und Abtastfrequenz entspricht. Derartige Signale fallen in den Durchlassbereich des Filters und sind von den echten Eingangssignalen nicht mehr zu unterscheiden. Wird z.B. ein Filter, das eine Abtastfrequenz von 100 kHz aufweist und dessen Taktfrequenz 200 kHz beträgt, mit einem Eingangssignal von 99 kHz angesteuert, kommt es zu einem Ausgangssignal von 1 kHz. Die Ausgangsspannung sieht dann genauso aus wie die abgeschwächte Version eines Signals mit der Frequenz von 1 kHz am Eingang. Zu beachten ist, dass bei den IC-Filtern die Nyquist-Rate (normalerweise die halbe Abtastfrequenz) dem Wert $f_{\text{CLK}}/4$ entspricht, da die Frequenz des externen Taktsignals intern durch zwei geteilt wird, damit ein symmetrisches Taktverhältnis vorhanden ist.

1.2.2 • Geschaltete IC-Filter

Seit mehreren Jahren findet man in der Praxis spezielle IC-Filter-Bausteine, die für diese Funktionen konzipiert wurden und den Schaltungsaufwand für den Entwickler erheblich reduzieren. Mit Ausnahme der Glättungskondensatoren für die Stromversorgung befinden sich alle Filterkomponenten in einem Baustein. Mittels einer PC-Software kann man seine entsprechenden Filterkurven mit den entsprechenden Werten eingeben. Dann berechnet der Computer alle externen Bauelemente der Filterschaltung nach den vorgegebenen Werten des Anwenders.

In der Regel enthält jeder IC-Filterbaustein zwei oder mehrere unabhängige Filtereinheiten zweiter Ordnung, die bei den Universalfiltern als Tiefpass, Hochpass, Bandpass, Bandsperre oder Allpass konfigurierbar sind. Für Filter höherer Ordnung schaltet man mehrere Filtereinheiten in Reihe und kaskadiert so die Filter auf die entsprechende Ordnung.

In Abb.1.10 ist die Struktur eines geschalteten Filters mit zwei Integrationen und einem Summierverstärker dargestellt. Integrierte Schalter und Kondensatoren im Rückkopplungspfad steuern die Einstellung der Eck-/Mittenfrequenz und die Güte Q . Die Verhältnisse der internen Kondensatorwerte sind für die Genauigkeit dieser Parameter maßgebend. Obwohl diese geschalteten Kondensatornetzwerke in der Tat geschaltete Systeme sind, ist ihr Verhalten der kontinuierlichen Filter, wie beispielsweise aktiven RC-Filtern, sehr ähnlich.

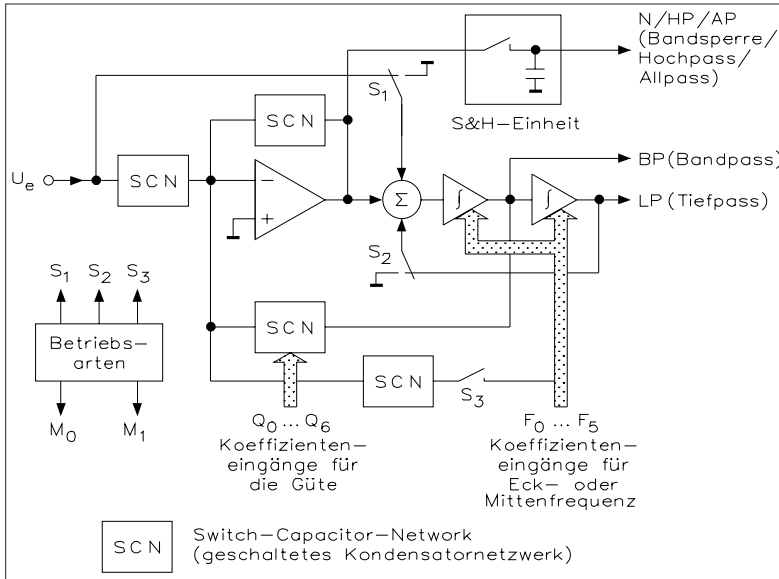


Abb.1.10 • Block-schaltung eines geschalteten IC-Filtern.

Das Verhältnis zwischen Taktfrequenz und charakteristischer Filterfrequenz ist so groß, dass das angenäherte Verhalten eines statusvariablen Filters der zweiten Ordnung erhalten bleibt.

In Datenerfassungs- und Datenverteilungssystemen werden, wie auch in anderen Abtastsystemen, auf periodischer Basis die analogen Eingangssignale abgetastet. Dabei entstehen mehrere Fehlerquellen. In Abb.1.11 sind die einzelnen Vorgänge für digitale Abtastsysteme gezeigt.

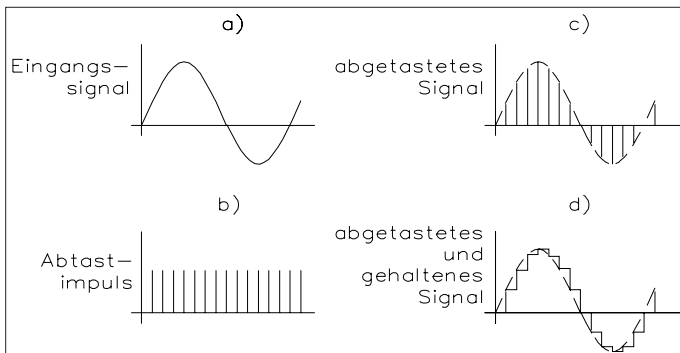


Abb.1.11 • Funktionen einer Signal-Abtastung.

In diesem Beispiel liegt eine sinusförmige Eingangsspannung am Abtastfilter an. Die Folge der Abtastimpulse in Abb.1.11 stellt einen schnell arbeitenden Schalter dar, der sich für eine sehr kurze Zeitspanne auf das analoge Eingangssignal aufschaltet und für den Rest der Abtastperiode abgeschaltet bleibt.

Das Resultat dieser schnellen Abtastung ist mit der Multiplikation der Amplitude des Analogsignals mit einer Impulszeit identisch und ergibt die in Abb.1.11b gezeigte modulierte Pulsfolge. Die Amplitude des ursprünglichen Signals ist in der Hüllkurve des modulierten Impulszugs enthalten.

Wird nun dieser Abtastschalter durch einen Kondensator in einem Analogspeicher ergänzt (Sample & Hold-Schaltung), so lässt sich die Amplitude jeder Abtastung kurzfristig speichern. Die Folge ist die in Abb.1.11d dargestellte Rekonstruktion des ursprünglichen Analogsignals.

Der Zweck der Abtastung ist die effiziente Nutzung von Datenverarbeitungs- und Datenübertragungsanlagen. Eine einzelne Datenübertragungsstrecke kann z. B. auf der Abtastbasis für die Übertragung einer ganzen Reihe von Analogkanälen genutzt werden, während die Belegung einer kompletten Datenübertragungskette für die kontinuierliche Übertragung eines einzelnen Signals sehr unökonomisch ist.

Auf ähnliche Weise wird ein Datenerfassungs- und Datenverteilungssystem dazu verwendet, die vielen Parameter eines Prozeßsteuerungssystems zu messen und zu überwachen. Auch dies geschieht durch Abtastung der Parameter und durch periodisches „Updating“ der Kontrolleingänge.

Bei Datenwandlungssystemen ist es üblich, einen einzelnen Analog-Digital-Wandler hoher Geschwindigkeit und Genauigkeit zu verwenden und von ihm eine Reihe von Analogkanälen im Multiplexbetrieb bearbeiten zu lassen.

Dabei stellt sich die wichtige und fundamentale Frage zum Abtastsystem: Wie oft muss ein Analogsignal abgetastet werden, um bei der Rekonstruktion keine Informationen zu verlieren?

Es ist offensichtlich, dass man aus einem sich langsam ändernden Signal alle nützlichen Informationen gewinnen kann, wenn die Abtastrate so gelegt wird, dass zwischen den Abtastungen keine oder so gut wie keine Änderungen des Signals erfolgen. Ebenso offensichtlich ist es, dass bei einer raschen Signaländerung zwischen den Abtastungen sehr wohl wichtige Informationen verlorengehen können. Eine Antwort auf diese Frage gibt das Abtasttheorem: Wenn ein kontinuierliches Signal begrenzter Bandbreite keine höheren Frequenzanteile als f_c (Corner- bzw. Eckfrequenz oder Grenzfrequenz f_g) enthält, so lässt sich das ursprüngliche Signal ohne Störverluste wieder herstellen, wenn die Abtastung mindestens mit einer Rate von $2 \times f_c$ Abtastungen pro Sekunde erfolgt.

Das Abtasttheorem kann am besten mit dem in Abb.1.12 dargestellten Frequenzspektrum erklärt werden. Abb.1.12a zeigt das Frequenzspektrum eines kontinuierlichen, in der Bandbreite begrenzten Analogsignals mit Frequenzanteilen bis zur Eckfrequenz f_c .

Wenn dieses Signal mit der Rate f_s (Sample-Frequency) abgetastet wird, so verschiebt der Modulationsprozeß das ursprüngliche Spektrum an die Punkte f_s , $2f_s$, $3f_s$ usw. über das Originalspektrum hinaus. Ein Teil dieses resultierenden Spektrums ist in Abb.1.12b gezeigt.

Falls man nun die Abtastfrequenz f_s nicht hoch genug wählt, überlappt ein Teil des zugehörigen Spektrums das ursprüngliche Spektrum. Dieser unerwünschte Effekt ist als Frequenzüberlappung (frequency folding) oder Aliasing bekannt. Beim Wiederherstellungsprozeß des Originalsignals wird der überlappende Teil des Spektrums erhebliche Störungen im rekonstruierten Ausgangssignal verursachen, die auch durch nachträgliche Filterung nicht mehr zu eliminieren sind.

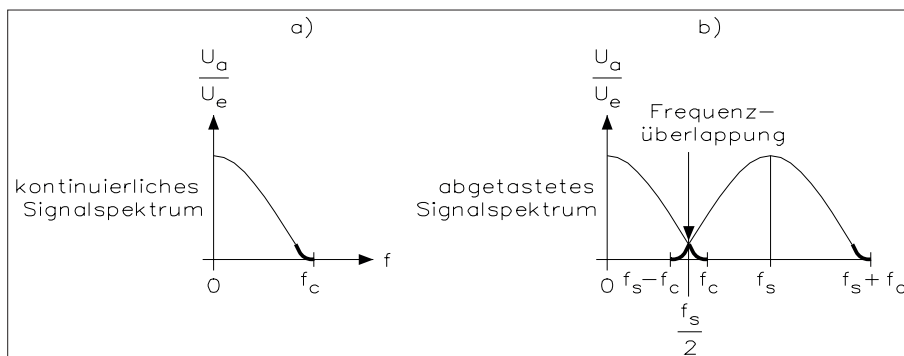


Abb.1.12 • Erläuterung des Abtasttheorems durch das Frequenzspektrum.

Aus dem Abb.1.12 ist ersichtlich, dass das Originalsignal nur dann störungsfrei wiederhergestellt werden kann, wenn die Abtastrate so gewählt wird, dass $f_s - f_c > f_c$ ist und die beiden Spektren eindeutig nebeneinander liegen. Dies beweist nochmals die Behauptung des Abtasttheorems, nach dem $f_s > 2 f_c$ sein muss. Die Frequenzüberlappung kann auf zweierlei Weise verhindert werden: Erstens durch eine ausreichend hohe Abtastrate und zweitens durch Filterung des Signals vor der Abtastung, um dessen Bandbreite auf $f_s/2$ zu begrenzen.

In der Praxis muss davon ausgegangen werden, dass abhängig von den Hochfrequenzanteilen des Signals, dem Rauschen und der nicht idealen Filterung immer eine geringe Frequenzüberlappung auftreten wird. Diesen Effekt muss man auf einen für die spezielle Anwendung vernachlässigbar kleinen Betrag reduzieren, indem die Abtastrate hoch genug angesetzt wird. Die notwendige Abtastrate kann in praktischen Anwendungen unter Umständen weit höher liegen als beim durch das Abtasttheorem vorgegebenen Minimum. Abb.1.13: Durch unpassende Abtastrate wird eine Scheinfrequenz erzeugt, die keine Ähnlichkeit mit dem Eingangssignal hat

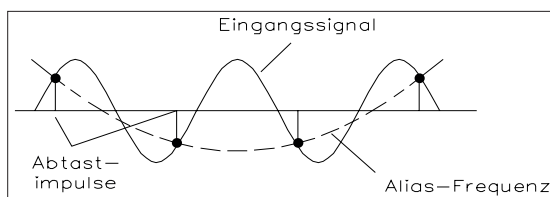


Abb.1.13 • Durch unpassende Abtastrate wird eine Scheinfrequenz erzeugt, die keine Ähnlichkeit mit dem Eingangssignal hat.

Der Effekt einer unpassenden Abtastrate an einer Sinusschwingung zeigt Abb.1.13. Eine Scheinfrequenz (Alias Frequency) ist hier das Resultat beim Versuch der Rekonstruktion des Eingangssignals. In diesem Falle ergibt eine Abtastrate von geringfügig weniger als zweimal pro Kurvenzug die niederfrequente Sinusschwingung, die in Abb. 1.13 als gestrichelte Linie dargestellt ist. Diese Scheinfrequenz kann sich deutlich von der Originalfrequenz unterscheiden. An dem Bild ist ferner zu erkennen, dass sich mit einer Abtastrate von mindestens zweimal pro Kurvenzug – wie vom Abtasttheorem gefordert – die Originalfrequenz relativ einfach wiederherstellen lässt.

Das Nyquist-Theorem (Abtastvorschrift) besagt, dass ein Abtastfilter oder ein A/D-Wandler die höchste zu messende Frequenz mindestens zweimal pro Zyklus abtasten muss. „Undersampling“ oder Unterabtastung ist eine absichtliche Verletzung dieser Regel. Diese Methode lässt sich jedoch nur in einigen sorgfältig ausgesuchten Fällen zur Datenerfassung nutzen. Durch dieses Verfahren ist man in der Lage, einen langsamen und damit preiswerteren A/D-Wandler für die Umsetzung hoher Signalfrequenzen in der Praxis zu verwenden.

„Undersampling“ folgt den Aussagen des erweiterten oder allgemeinen Abtasttheorems, das besagt, dass ein abgetasteter Eingang aus Signalen rekonstruiert werden kann, falls die Frequenzkomponenten des Eingangs vollständig in einem bestimmten Intervall liegen. Das kann jeder Abschnitt zwischen zwei aufeinander folgenden ganzzahligen Vielfachen von $f_s/2$ sein, also der halben Abtastfrequenz.

Die Bedingungen des allgemeinen Abtasttheorems werden verletzt, wenn eine oder mehrere Frequenzkomponenten eine der Grenzen berühren. Die resultierenden, durch Frequenzüberlappung entstehenden Frequenzen verzerren dann normalerweise das Ausgangssignal. So verhindern sie eine eindeutige Interpretation, außer in einigen Sonderfällen, bei denen das Eingangsspektrum eine gewisse Struktur aufweist.

Zwei solcher Fälle sind die doppelten Seitenbänder einer linearen Modulation und die erweiterten Spektren, denn diese entstehen beim Undersampling eines periodischen Signals. Um unerwünschte Faltungsprodukte zu vermeiden, ist daher immer eine vorherige Analyse des Spektrums im Hinblick auf die Wandlungsrate notwendig.

Wenn man breitbandige Signale mittels Undersampling umwandelt, liegen die Anforderungen an die Schaltung nicht mehr im eigentlichen Wandler, sondern vorrangig in der vorgeschalteten S&H-Stufe. Diese Stufe muss hier sehr schnelle Signale in präzisen gleichen Zeitabständen erfassen, die sie dem Wandler als konstante Spannung präsentiert.

Um das zu erreichen, ist eine ausreichende Bandbreite und Einschwingzeit erforderlich. Erst dann kann das abgetastete Eingangssignal ausgewertet werden, ohne weitere Verzerrungen hinzuzufügen. Der A/D-Wandler selbst hat beim Undersampling eine unkritische Rolle. Er braucht die Wandlung nicht schneller durchzuführen, als das schnellste Signal für eine Taktperiode benötigt. Hier ist dies eine Rate von weniger als die Hälfte des Eingangssignals.

1.3 • Digitale Filterschaltungen

Seit etwa 1970 kennt man Mikroprozessoren und seit Mitte der siebziger Jahre Mikrocontroller, die für digitale Filterschaltungen geeignet sind. Anfang der achtziger Jahre die ersten digitalen Signalprozessoren (DSPs) auf den Markt. Über einen Analog-Digital-Wandler wird ein analoges Eingangssignal abgetastet und in einen digitalen Wert umgesetzt. Dieser Wert lässt sich durch die Software in Verbindung mit dem Mikroprozessor oder Mikrocontroller verarbeiten und dann über einen Digital-Analog-Wandler ausgeben. Der Vorteil der digitalen Lösung ist die Programmierbarkeit und die hohe Präzision, die praktisch nur vom Auflösungsvermögen des Analog-Digital-Wandlers und der Wortbreite des Digital-Analog-Wandlers abhängig ist. Während die analoge Filtertechnik, auch wenn man Operationsverstärker verwendet, einer großen Abhängigkeit von Alterungs-, Temperatur- und Betriebsspannungseinflüssen unterworfen ist, entfallen diese bei digitalen Filterschaltungen.

Die digitale Signalverarbeitung oder DSP (Digital Signal Processing) ist eine hochentwickelte Technik, die in vielfältigen Gebieten zum Einsatz kommt. Ständig steigende Ansprüche in der gesamten Messtechnik und in der Kommunikation erfordern eine ebenso ständig steigende Rechnerleistung zur Erfassung, Verarbeitung und Darstellung der Messdaten. Neu entwickelte Signalprozessoren implementieren Funktionseinheiten, die vorher nur extern zur Verfügung standen. Mit Hilfe von Multiprozessorsystemen und speziellen PC-Bussystemen werden auf PC-Basis höchste Rechenleistungen für den Online-Bereich erzielt. Eine modulare Bauweise mit einem Rechner als Basisgerät, verschiedenen Erweiterungskarten und eine eigens für diese Systeme konzipierte Software garantierten den flexiblen Einsatz solcher Messsysteme. Die leicht zu bedienende Software einschließlich der Dokumentation erlaubt damit den Einsatz in einem breiten Anwenderspektrum.

Die digitale Signalverarbeitung mit dem PC-Rechner fasst mehrere Einzelsysteme zu einem funktionsfähigen Gesamtsystem zusammen. Die einzelnen Komponenten sind sowohl in der Hardware als auch in der Software aufeinander abgestimmt. Dabei ist nicht nur die hohe Rechenleistung der Signalprozessoren oder die Übertragungsleistung des Bussystems zu berücksichtigen, sondern das Zusammenspiel dieser einzelnen Komponenten.

Die DSP-Hardware umfasst eine PC-Einsteckkarte, die als Hardware-Erweiterung in einen PC gesteckt werden. Die Karten enthalten meist eigene Prozessoren oder umfangreiche Hardware-Funktionen wie A/D-Wandler und/oder D/A-Wandler, so dass der Hauptrechner bereits vorverarbeitete Daten erhält oder diese nur noch verwalten muss. Durch diesen Aufbau ist eine hohe Verarbeitungsleistung für den Online-Betrieb möglich. Die einzelnen Vorgänge laufen entkoppelt voneinander auf den Karten ab. Die Philosophie, die hierbei angewendet wird, bezeichnet man als „Multiprocessing“ im PC-Rechner. Multitaskprozessoren, die beispielsweise eine Million und mehr Daten pro Sekunde erfassen müssen, sind hierbei überfordert.

Die Software für DSP-Systeme teilt sich auf in anwenderorientierte und in OEM-Software. Unter einer anwenderorientierten Software werden fertige Software-Pakete verstanden, die ohne große Einarbeitung zu bedienen sind. Unter der OEM-Software versteht man

Software-Entwicklungswerkzeuge, die sich zur Entwicklung von Anwendersoftware nutzen lässt. Es werden insbesondere ausgetestete Routinen im Source-Code angeboten. Wertvolle Hilfsmittel zur Entwicklung sind Simulator und Realtime-Debugger. Die Arbeit mit der Programmiersprache C ermöglicht der C-Compiler. Dieser entspricht mit wenigen Ausnahmen, die insbesondere die Erweiterung der Adressierungsarten betreffen, dem ANSI-Standard.

1.3.1 • Aufbau eines digitalen Abtastsystems

Beim Entwurf herkömmlicher analoger Systeme stoßen die Entwickler immer wieder an die gleichen Grenzen: Es ist nicht einfach, ein analoges System zu entwickeln, das einen dynamischen Bereich aufweist. Genauigkeit und Stabilität eines Systems hängen überdies von der Betriebs- und Umgebungstemperatur sowie vom unweigerlichen Alterungsprozeß der Bauelemente und von der Betriebsspannung ab. Vor allem die Realisierung von steilflankigen Filtern erfordert erheblichen Entwicklungsaufwand und zahlreiche Bauteile, insbesondere, wenn noch ein linearer Phasengang gefordert wird.

Mit der digitalen Signalverarbeitung reduzieren sich diese Probleme auf ein Minimum. Während ein dynamischer Bereich von 50 dB bei den analogen Systemen kaum erreichbar ist, lassen sich in Verbindung mit der DSP-Technik über 100 dB ohne weiteres erreichen. Außerdem vereinfacht sich der Filterentwurf, da sich der Entwickler nicht mehr um Nebeneffekte wie parasitäre Kapazitäten, Einfügungsdämpfungen und Empfindlichkeitsanalyse kümmern muss, die eine Realisierung analoger Filter so schwierig macht. Darüber hinaus lassen sich mit der digitalen Signalverarbeitung auch Filterstrukturen mit linearer Phase entwerfen, die strukturell stabil sind. Von der Anwendung her gesehen erlaubt die digitale Signalverarbeitung auch die Automatisierung von Abläufen und Prozessoren, zu denen bisher immer noch ein Mensch notwendig war.

Um ein analoges Signal digital verarbeiten zu können, muss es zunächst in gleichmäßigen Abständen abgetastet und dann digitalisiert werden. Durch das Abtasten entsteht ohne vorherige Filterung ein Fehler (Aliasing), denn die Frequenzen oberhalb der halben Abtastrate lassen sich nicht mehr als Satz diskreter Abtastwerte darstellen. Wenn das abgetastete Signal mit einem Spektrumanalysator betrachtet wird erscheinen Abbilder der Signalfrequenz symmetrisch zu Vielfachen der Abtastfrequenz.

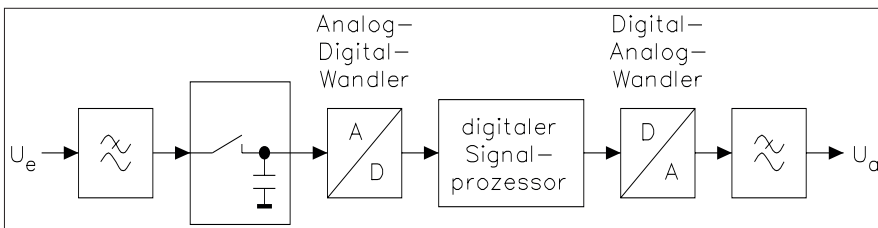


Abb.1.14 • Elemente eines Abtastsystems mit digitaler Signalverarbeitung.

Die Blockschaltung von Abb.1.14 zeigt die Elemente des Abtastsystems mit digitaler Signalverarbeitung. Am Eingang befindet sich ein Tiefpassfilter (Anti-Aliasing-Filter) zur Bandbegrenzung des Eingangssignals vor der Abtastung..

Nach der Abtastung, die eine zeitliche Quantisierung darstellt, muss das Signal noch in der Amplitude digitalisiert werden: Die Höhe jedes Abtastwerts wird in eine digitale Zahl gewandelt. Dabei hängt die mögliche Auflösung von der Länge des digitalen Worts ab, das diesen Analogwert repräsentieren soll.

Da die Auflösung mit jedem Bit verdoppelt wird, sinkt der Quantisierungsfehler für jedes zusätzliche Bit um ca. 6 dB, denn $20 \times \log 2 = 6,02$. Wenn der Quantisierungsfehler -60 dB betragen soll, dann ist ein 10-Bit-Analog-Digital-Wandler notwendig. Heute sind 16- und 18-Bit-Wandler erhältlich, und damit erreicht man eine entsprechend hohe Auflösung.

Nun kann man das Signal entweder im Zeit- oder im Frequenzbereich bearbeiten. Dabei entspricht die Verarbeitung im Zeitbereich dem gewohnten Vorgehen in analogen Systemen mit Filtern, Abstimmkreisen und Komparatoren. Für die Verarbeitung im Frequenzbereich wird das Frequenzspektrum in N gleiche Bereiche unterteilt, den „Bins“, und das Signal danach bewertet, wieviel Leistung in jeden Frequenzbereich fällt. Der wichtigste im Frequenzbereich gebräuchliche Algorithmus ist die schnelle Fourier-Transformation (FFT).

Im Prinzip führt die FFT eine Korrelation des unbekanntes Signals mit einem Satz bekannter Frequenzen durch: Ein reines Sinussignal wird in dem passenden Frequenzbereich einen hohen Korrelationskoeffizienten aufweisen, während sie in den anderen Frequenzbereichen niedrig ausfällt. Damit auch Signale bewertet werden können, die eine Phasenverschiebung mit dem für die Korrelation verwendeten Sinus aufweisen, wird das Signal auch noch mit dem um 90° verschobenen Sinus, einem Cosinus, korreliert. Die Summe der Quadrate beider Korrelationen kennzeichnet den Betrag der FFT (praktisch die Leistung des Signals in einem Frequenzbereich), während der Arkustangens den Phasenwinkel bezogen auf die Referenz angibt.

Für die Durchführung der FFT wird angenommen, dass sich das Signal über den Abtastzeitraum der FFT periodisch fortsetzt: Damit müssten sich mehrfache Kopien eines Signals nahtlos aneinanderfügen lassen. Genau diese Forderung wird von praktisch vorkommenden Signalen nicht erfüllt, so dass es an den Stoßstellen fast immer zu einer Diskontinuität kommt. Dies hat zur Folge, dass die FFT hochfrequente Anteile aufweist, die im ursprünglichen Signal nicht vorkommen. Um diesen Effekt zu vermindern, wird das Signal mit einer Funktion multipliziert, die für eine Abschwächung des Signals an den Analysegrenzen sorgt und damit die Sprunghöhe verringert (Fensterung).

Ein System zur digitalen Signalverarbeitung lässt sich auf zwei Arten realisieren: Für niedrige Geschwindigkeiten – hier liegen die Abtastraten unter 1 MHz – ist ein Prozessor die beste Wahl. Höherfrequente Systeme müssen aus speziellen ICs aufgebaut sein, die als funktionsspezifische Bauteile nur besondere Aufgaben übernehmen, diese dafür aber erheblich schneller abarbeiten.

Für den unteren Geschwindigkeitsbereich sind mehrere Signalprozessoren verfügbar. Solange die Abtastrate unter 1 MHz liegt, eignet sich diese zur Realisierung nichtrekursiver Filter mit endlicher Impulsantwort (FIR) durch schnelle Fourier-Transformation (FFT), Echoentzerrung und Sprachcodierung. Die Programme dazu werden in der DSP-Prozes-