

# **Bachelorarbeit**

im Studiengang Audiovisuelle Medien (AM7)

## ***Analoge und digitale Filter – Ein Vergleich hinsichtlich Funktionsweise und Realisierung***

Vorgelegt von Benjamin Mütsch

Matrikelnummer: 29567

an der Hochschule der Medien Stuttgart, am 05.08.2019

Erstprüfer: Prof. Oliver Curdt

Zweitprüfer: Prof. Jens-Helge Hergesell

## **Eidesstattliche Erklärung**

Ich erkläre hiermit an Eides statt, dass ich, Benjamin Mütsch, die vorliegende Arbeit selbständig verfasst und dabei keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel benutzt habe. Sämtliche Stellen der Arbeit, die im Wortlaut oder dem Sinn nach Publikationen oder Vorträgen anderer Autoren entnommen sind, habe ich als solche kenntlich gemacht. Die Arbeit wurde bisher weder gesamt noch in Teilen einer anderen Prüfungsbehörde vorgelegt und auch noch nicht veröffentlicht.

*Stuttgart, 05. 02. 2019*

*Datum*

*B Mütsch*

*Unterschrift*

## **Zusammenfassung**

Die hier vorliegende Arbeit beschäftigt sich mit allgemeinen und speziellen Aspekten zu dem Thema analoge und digitale Filter für Audioanwendungen hinsichtlich ihrer Arbeitsweise und Realisierung. Der Fokus liegt dabei weniger auf der mathematischen Herleitung, es soll ein grundlegendes Verständnis über die Funktionsweise von Audiofiltern vermittelt werden. Ein Teil der Arbeit ist die Aufarbeitung signaltheoretischer und elektrotechnischer Grundlagen. Dazu gehört zum einen eine Übersicht der verschiedenen Filtercharakteristiken und ihre jeweiligen Übertragungseigenschaften im Frequenz- und Zeitbereich, aber auch die Themen Gruppenlaufzeit, Impuls- und Sprungantwort werden besprochen. Als weitere elektrotechnische Exkursion wird der Operationsverstärker als zentrales Element aktiver Filter genauer erklärt und diverse gängige Grundsaltungen vorgestellt. Der Großteil der vorliegenden Arbeit besteht jedoch aus der genaueren Betrachtung von gängigen Filterschaltungen im analogen Bereich, sowie der Funktionsweise digitaler Filter. Die Arbeit soll dem Zweck des Vergleiches, aber auch als allgemeines Kompendium über die Thematik dienen.

## **Abstract**

This thesis deals with general and specific aspects of analogue and digital filters for audio applications regarding their operation and realization. The focus is less on the mathematical derivation, but more towards a basic understanding of the function principles of audio filters. Part of the work is the processing of signal theory and electrical engineering fundamentals. This includes, on the one hand, an overview of the various filter characteristics and their respective responses in the frequency and time domain, but also the topics group delay, impulse response and step response are discussed. As a further electrotechnical excursion, the operational amplifier as a central element of active filters is explained in greater detail and various common basic circuits are presented. The majority of the present work, however, consists of a closer look at common filter circuits in the analog range, as well as the functioning of digital filters. The work should serve the purpose of the comparison, but also as a general compendium on the subject.

## Inhaltsverzeichnis

Abbildungsverzeichnis.....	VII
1. Einleitung.....	1
2. Aufbau der Arbeit.....	2
3. Erläuterungen zu Abbildungen, Abkürzungen und Zitaten.....	3
4. Allgemeine Theorie: Filter im Audiobereich.....	4
4.1 Einführung.....	4
4.2 Definition: Lineare Zeitinvariante Systeme (LZI Systeme).....	5
4.3 Bode-Diagramm.....	6
4.4 Frequenzgang Filter.....	7
4.5 Impulsantwort und Sprungantwort.....	11
4.5.1 Dirac-Impuls.....	12
4.5.2 Impulsantwort.....	12
4.5.3 Sprungantwort.....	12
4.6 Gruppenlaufzeit.....	14
4.7 Standardapproximationen.....	16
4.7.1 Butterworth.....	17
4.7.2 Linkwitz Riley.....	17
4.7.3 Bessel.....	18
4.7.4 Chebychev.....	18
4.7.5 Zwischenfazit.....	19
5. Analogfilter: passive Grundsaltungen.....	20
5.1 Einleitung.....	20
5.2 Vor- und Nachteile von passiven Filtern.....	20
5.2.1 Bauteiltoleranzen und Temperaturdrift.....	21
5.3 Grundsaltungen.....	22
5.3.1 RC Hochpass.....	22

5.3.2 RC Tiefpass .....	24
5.3.3 RLC Filter zweiter Ordnung.....	25
5.3.4 Bandpass erster und zweiter Ordnung.....	27
6. Analogfilter: Aktive Grundsaltungen.....	30
6.1 Einleitung.....	30
6.2 Operationsverstärker.....	31
6.2.1 Eigenschaften des OpAmps.....	32
6.2.2 Konfiguration: invertierend und nicht-invertierend.....	33
6.2.3 Konfiguration: Integrator und Differentiator.....	36
6.3 Aktive Filterschaltungen.....	38
6.3.1 Filter erster Ordnung.....	38
6.3.2 Sallen Key Filter .....	39
6.3.3 Equal-R Sallen Key Filter .....	43
6.3.4 Sallen Key Low Pass.....	44
6.3.5 Eigenschaften, Performance und Verzerrungen in Sallen Key Filtern.....	45
6.3.6 Multiple Feedback Filter .....	47
6.3.7 Multiple Feedback Lowpass.....	48
6.3.8 Multiple Feedback High Pass.....	49
6.3.9 Multiple Feedback Bandpass Filter.....	50
6.3.10 Twin-T Notch.....	51
6.3.11 Analog aktiver Allpassfilter.....	53
6.3.12 Zusammenfassung: analog aktive Filter .....	54
7. Digitale Filter – eine Gegenüberstellung zum Analogfilter.....	55
7.1 Einleitung.....	55
7.2 Der Nutzen der digitalen Signalverarbeitung.....	56
7.3 Digitale Filter im Kontext analoger Signale.....	57
7.3.1 AD/DA-Wandlung.....	58

---

7.3.2 Digitale Filter – grundlegende Funktionsprinzipien.....	59
7.3.3 FIR – Finite Impulse Response Filter .....	62
7.3.4 IIR – Infinite Impulse Response Filter .....	64
8. Abschließendes Fazit.....	65
9. Beschreibung der Audiobeispiele.....	66
10. Literaturverzeichnis.....	68

## Abbildungsverzeichnis

Abbildung 1: Bode-Diagramm (Tietze, Schenk).....	6
Abbildung 2: Idealierte Filterübertragung (Basic Linear Design).....	7
Abbildung 3: RC-Tiefpaß (elektronik-kompodium.de).....	7
Abbildung 4: Blindwiderstand Kondensator (elektronik-kompodium.de).....	8
Abbildung 5: Amplitudenverläufe allgemein (www.allaboutcircuits.com).....	9
Abbildung 6: Low Pass Filter zweiter Ordnung mit verschiedenen Gütefaktoren (Basic Linear Design).....	10
Abbildung 7: Sprungantwort für verschiedene Gütefaktoren (Small).....	13
Abbildung 8: Butterworth-Filter Kenndaten (Basic Linear Design).....	15
Abbildung 9: Butterworth Tiefpassfilter Amplitudengang (Basic Linear Design).....	15
Abbildung 10: Amplitudenverhalten der erwähnten Approximationen (Dickason).....	19
Abbildung 11: RC Hochpass 1. Ordnung.....	22
Abbildung 12: RC Tiefpass 1. Ordnung.....	24
Abbildung 13: RLC Hochpass mit Butterworth Charakteristik.....	25
Abbildung 14: Bode-Diagramm für Filter aus Abbildung 13.....	26
Abbildung 15: Kaskadierter Bandpassfilter.....	27
Abbildung 16: Bode Diagramm: Bandpass erster Ordnung.....	28
Abbildung 17: RL Bandpassschaltung.....	29
Abbildung 18: Bandpass 2. Ordnung.....	29
Abbildung 19: Operationsverstärker.....	31
Abbildung 20: Schaltbild OPV (Universität Münster).....	32
Abbildung 21: Differenzverstärkung OPV (Universität Münster).....	33
Abbildung 22: OPV als Impedanzwandler.....	33
Abbildung 23: OPV Verstärker invertierend.....	34
Abbildung 24: OPV Verstärker nicht invertierend.....	35

Abbildung 25: OPV als Integrator.....	36
Abbildung 26: Tiefpass erster Ordnung (Tietze, Schenk).....	38
Abbildung 27: Tiefpass mit invertierender Gegenkopplung (Tietze, Schenk).....	38
Abbildung 28: Hochpass mit invertierender Gegenkopplung (Tietze, Schenk).....	38
Abbildung 29: Sallen Key Lowpass (Okawa Filter Tools).....	40
Abbildung 30: Sallen Key High Pass (Okawa Filter Tools).....	40
Abbildung 31: Sallen Key Butterworth High Pass Filter 12dB/Okt (Self).....	41
Abbildung 32: Bode Diagramm Sallen Key Highpass, $Q=0,707$ , $f_c = 1000\text{Hz}$ .....	41
Abbildung 33: Sprungantwort Sallen Key Highpass, $Q=0,707$ , $f_c = 1000\text{Hz}$ .....	42
Abbildung 34: Equal-R Sallen Key Hochpass, $f_g = 1\text{kHz}$ , $Q = 0.707$ (Self).....	43
Abbildung 35: Sallen Key Equal-R Tiefpass mit Differenzverstärkung (Self).....	44
Abbildung 36: Bode Diagramm Sallen Key LPF .....	45
Abbildung 37: Multiple Feedback Lowpass (Analog Devices).....	48
Abbildung 38: Multiple Feedback Highpass (Analog Devices).....	49
Abbildung 39: Multiple Feedback Bandpass (Analog Devices).....	50
Abbildung 40: Bode Diagramm MFB Bandpass, $f_0=1000\text{Hz}$ , $Q=2$ .....	51
Abbildung 41: Aktiver Twin-T Notch Filter (Analog Devices).....	51
Abbildung 42: Bode Diagramm Twin-T Notch, $f_0 = 1500\text{Hz}$ .....	52
Abbildung 43: RC Allpass (Self).....	53
Abbildung 44: CR Allpass (Self).....	53
Abbildung 45: Schematische Darstellung der AD Wandlung (D'Appolito).....	58
Abbildung 46: Quantisierung von $U_a$ (Skritek).....	59
Abbildung 47: Digitale Signalbearbeitung (UC Davis).....	61
Abbildung 48: FIR Filter als Blockschaltbild (TU München).....	62
Abbildung 49: FIR Impulsantwort (TU München).....	63
Abbildung 50: IIR Filter erster Ordnung (TU München).....	64
Abbildung 51: Impulsantwort IIR Filter (TU München).....	65



## 1. Einleitung

Filter sind seit geraumer Zeit aus dem Bereich der Audiotechnik nicht mehr wegzudenken, sei es im Prozess der Produktion, der Wiedergabe im Aufnahmestudio, auf einem Konzert in der Systemtechnik und ebenso zu Hause. Verschiedenste Entwürfe finden Einsatz in Mischpulten, Lautsprechern, Equalizern, DAWs, Synthesizern und quasi sämtlichen anderen Audiogeräten.

Anwender profitieren mittlerweile von einer Vielzahl digitaler Filtermöglichkeiten im Bereich Soft- und Hardware, während in dieser Thematik auch die analogen Schaltungsentwürfe nicht zum „alten Eisen“ gehören. Sie sind ebenso wichtig und in manchen Bereichen nach wie vor unverzichtbar, sodass hier eine Koexistenz kein Fall von Liebhaberei ist.

Doch ist ein Filter erst ein Filter im eigentlichen Sinne, wenn es als solches konstruiert oder programmiert wurde?

Diese Frage kann verneint werden, denn auch ein Lautsprecher oder ein Mikrofon hat eine eigene Filterwirkung auf ein Signal, welches diese passiert. So ist beispielsweise eine geschlossene Lautsprecherbox analog eines Hochpassfilters zweiter Ordnung zu betrachten, „dessen Übertragungsfunktion von der Resonanz und der damit verbundenen Dämpfung kontrolliert wird“<sup>1</sup>.

In der Praxis werden zudem häufig weitere technische Eigenheiten von Filtern oder filterartigen Systemen ausgeblendet – sicher möchte sich niemand in einer hektischen Livesituation am Mischpult ausschweifende Gedanken über die Sprungantwort des eben eingesetzten Filters machen, trotzdem kommen zum Beispiel im Studiobereich Fragen auf, wieso ein Signal nach der Bearbeitung mit einem Hochpassfilter an Pegel gewinnt, wo man doch eigentlich etwas „weg nimmt“.

Diese Arbeit soll all diesen Fragen und den weiteren Aspekten rund um das Thema „Filter für Audioanwendungen“ gewidmet sein, als eine Art allgemeines Filterkompendium bezüglich der analogen und digitalen Domäne - wobei verschiedene Konzepte erörtert und Unterschiede, sowie Gemeinsamkeiten beleuchtet werden sollen. Auch wäre es denkbar, dass der Leser dieser Arbeit dazu ermutigt wird, sich selbst einmal an einer Filterschaltung zu versuchen, Beispielsweise für einen Mikrofonverstärker oder eine Lautsprecherfrequenzweiche. Deshalb wurde generell ein eher praktischer Ansatz ge-

---

<sup>1</sup> Vance Dickason, Lautsprecherbau, 2000, S.43

wählt, ohne dabei jedoch all zu tief in die Mathematik einzutauchen. Natürlich ist das Thema Filter mathematisch hochkomplex, so ist es nicht weiter verwunderlich, dass viele Filter nach ihren jeweiligen Erfindern benannt wurden, welche Mathematiker, Physiker und andere Naturwissenschaftler waren, doch von einer eher praktischen Seite betrachtet kann man, wenn man eher Auslegen als Herleiten will, auch mit einer reduzierten Menge an Formeln und Gleichungen zurecht kommen. Zum Abschluss der Arbeit soll außerdem noch anhand einiger Klangbeispiele gezeigt werden, welchen Einfluss verschiedene Filtertypen und -einstellungen auf den Klang haben können. So wird auch ein analoges „Steiner Parker Filter“ gegen ein neutrales Filter einer DAW antreten dürfen, welche in verschiedenen Einstellungen das selbe Audiomaterial prozessieren.

## 2. Aufbau der Arbeit

Die vorgelegte Arbeit gliedert sich in vier größere Kapitel auf. Zunächst werden allgemeine filtertheoretische Grundlagen betrachtet, die allgemein gültig sind und damit für analoge Schaltungen bzw. digitale Entwürfe gleichermaßen zutreffen.

Das zweite Kapitel widmet sich den analogen, passiven RC- und LRC Netzwerken, welche die einfachste Form der Filter darstellen, das Thema jedoch mit einer großen Anschaulichkeit darstellen. Hierbei wird auch das Thema Bauteileverfügbarkeit, -kosten und -toleranzen angesprochen, die bei der Auslegung analog passiver Filter gerne unterschätzt werden.

Der dritte Abschnitt wird sich mit den analog aktiven Filtern auseinandersetzen, welche beispielsweise in Mischpulten, Equalizern und Synthesizern zum Einsatz kommen, aber mittlerweile auch in so gut wie jedem aktiven Studiomonitor zu finden sind, um eine möglichst optimale Frequenztrennung bereits vor den Verstärkern vorzunehmen<sup>2</sup>.

Zuletzt wird im vierten Kapitel ein Ausblick auf das Thema Filter im digitalen Bereich gegeben, der Grundprinzipien erläutern, aber auch Vergleiche ziehen und Gemeinsamkeiten hervorheben soll.

Abschließend beinhaltet die Arbeit ein vergleichendes Fazit, eine persönliche Einschätzung, sowie die auf dem beiliegenden Datenträger enthaltenen Klangbeispiele inklusive technischer Erläuterung.

---

<sup>2</sup> Douglas Self, The Design of Active Crossovers, 2018, S.1

### 3. Erläuterungen zu Abbildungen, Abkürzungen und Zitaten

Die in der folgenden Arbeit verwendeten Abbildungen sind zum Teil selbst erstellt, zum anderen stammen sie aus den verwendeten Buch- und Internetquellen. Jede Abbildung, die mit einer kursiven Angabe in Klammern versehen ist, stammt aus einer Fremdquelle. Dies geht auch aus dem Abbildungsverzeichnis hervor. Die genaue Liste aller Quellen befindet sich im Literaturverzeichnis. Quellenangaben an den Abbildungen wurden möglichst kurz gehalten, um den Lesefluss nicht zu behindern.

Eigene Schaltskizzen wurden mit dem Circuit Simulator Applet von Falstad (<https://www.falstad.com/circuit/>) erstellt. Diese Abbildungen unterscheiden sich in ihrer Darstellung stellenweise von den Schaltbildern aus anderen Quellen. Einzelne Bauteile werden dabei nur mit ihren Werten und ihrem Schaltsymbol dargestellt, nicht aber mit Bezeichnungen wie zum Beispiel R1, L1, C1, etc. Ebenso ist in Wechselspannungsschaltungen am Funktionsgenerator keine Masse dargestellt.

Bode-Diagramme wurden größtenteils mit den Okawa Filter Tools (<http://sim.okawa-denshi.jp/en/Fkeisan.htm>) durch Simulation des jeweiligen Filters erstellt. Auch hier wurden trotzdem vereinzelt Buchquellen zu Abbildungszwecken herangezogen, weshalb gegebenenfalls verschiedene Skalierungen zu berücksichtigen sind.

Auf ein Abkürzungsverzeichnis wird verzichtet, da diese auf ein Minimum reduziert wurden. Allgemeine Abkürzungen aus dem Audibereich wie DAW (Digital Audio Workstation) oder dB (Dezibel) werden als bekannt vorausgesetzt.

Jeweilige Formelzeichen werden in den entsprechenden Kapiteln erläutert, sodass stets der Zusammenhang gewahrt wird. Es soll sofort und ohne Umblättern ersichtlich sein, welche Größen bei den Berechnungen relevant sind.

Sämtliche Zitate, die aus Buch- oder Internetquellen entnommen sind, sind als solche gekennzeichnet und in einer Fußnote hinterlegt. Bei erstmaliger Zitation einer Quelle wurde diese ausführlich beschrieben, jedes weitere Mal in Kurzform. Eine vollständige Übersicht aller genutzter Quellen bildet das Literaturverzeichnis. Sämtliche Internetquellen wurden in Form eigenständiger PDF-Dateien exportiert und liegen der Arbeit in digitaler Form auf dem beigelegten Datenträger bei.

## 4. Allgemeine Theorie: Filter im Audiobereich

### 4.1 Einführung

Wie in der Einleitung bereits beschrieben existieren zahlreiche Varianten von Filtern, welche unterschiedliche Aufgaben erfüllen sollen. Ein Aspekt dieser Arbeit soll sein, Licht in das Dickicht verschiedener Ansätze und Auslegungen zu bringen.

Allem voran jedoch soll dieses Kapitel einen allgemeinen Theorieteil darstellen, welcher Grundlagen wiederholt und möglichst anschaulich darstellt, ohne sich dabei alleine auf Formeln und mathematische Herleitungen zu verlassen. Ziel ist es, ein allgemeines Verständnis herzustellen, welches als Basis für die folgenden, spezielleren Themen dienen soll.

Allgemein gesagt sind Filter frequenzabhängige Netzwerke, welche aus Bauteilen aufgebaut werden, deren Übertragungsverhalten von der Frequenz des Signals abhängt.<sup>3</sup>

Es handelt sich also um Systeme, deren Übertragungsfunktion von verschiedenen Variablen abhängt, welche bei der Auslegung beeinflusst werden können.

Der Nutzen einer solchen Schaltung ist vielfältig. Ein einfacher Anwendungsfall wäre ein Brummfilter, welches in einer Audioschaltung beispielsweise die in Deutschland vorherrschende 50Hz Netzfrequenz herausfiltert. Häufig werden auch bei Mikrofonen oder in Vorverstärkern Hochpass- oder sogenannte Subsonicfilter eingesetzt, die sehr tieffrequente Signalanteile entfernen, welche durch Trittschall während der Aufnahme entstehen können.<sup>4</sup> Teilweise liegen diese unterhalb des menschlichen Hörbereichs, sie können aber auch leicht im hörbaren Bereich entstehen.

Diese tieffrequenten Signale sind nicht nur in klanglicher Hinsicht unnatürlich und störend, sie können im ungünstigen Fall sogar Schäden an Lautsprechersystemen verursachen, wenn die Aufnahme mit hohem Pegel unbearbeitet wiedergegeben wird.

Diesen eher technisch bedingten Anwendungen stehen natürlich auch die kreativen entgegen: die Klangformung einer Bassdrum mit der Filtersektion eines Mischpults oder mittels einem externen Equalizer wäre solch ein Beispiel, ebenso wie die Gestaltung eines Obertonspektrums in der subtraktiven Synthese aus dem Bereich der Synthesizer.

---

<sup>3</sup> Warstat, Görne, Studiotechnik, 2001, S.16

<sup>4</sup> Warstat, Görne, S.240

Man könnte diese Liste beliebig weiter führen, doch all diesen Anwendungen liegt einer der drei in dieser Arbeit zu besprechenden Filter zu Grunde, sei dieser nun analog, oder digital, aktiv oder passiv.

## 4.2 Definition: Lineare Zeitinvariante Systeme (LZI Systeme)

Filter sind laut allgemeiner Ansicht in der Regel lineare Systeme, was bedeutet, dass sie das Signal nicht verzerren und gleichzeitig zeitinvariant sind.

Ersteres bedeutet, dass einem Signal, welches das System passiert, keine „neuen Spektralanteile (Obertöne, Differenzöne)“<sup>5</sup> hinzugefügt werden, sodass das ursprüngliche Audiosignal in seiner Charakteristik erhalten bleibt. Ebenso wird vorausgesetzt, dass die Übertragungsfunktion unabhängig vom Eingangspegel ist, sodass sich die Filterwirkung nicht mit einer Varianz des Eingangssignals ändert.

Zeitinvarianz bedeutet, dass sich die Übertragungseigenschaften des Systems nicht durch eine zeitliche Komponente verändert und zu jedem Moment der Eingabe stets die selbe Ausgabe erfolgt.

Dies sind in der Signalverarbeitung für Audioanwendungen grundsätzlich wichtige Eigenschaften, um stets reproduzierbare und unverfälschte Ergebnisse zu erzielen. Natürlich gibt es an anderen Stellen auch Systeme, welche gezielt verzerren und den Charakter eines Signals verändern, welche ebenfalls mit Filterschaltungen kombiniert werden, doch darum soll es an dieser Stelle noch nicht gehen.

Wichtig ist jedoch das Verständnis über LZI-Systeme, wenn es um die Frequenz- und Phasendarstellung von Filtern geht. Dies geschieht oftmals über das sogenannte Bode-Diagramm, welches den Frequenz- und den Phasengang in zwei separaten Graphen darstellt.

Erfüllt ein System die Kriterien eines linearen, zeitinvarianten Systems, so lässt sich anhand der Übertragungsfunktion von einem Eingangssignal ein Ausgangssignal berechnen und umgekehrt.

---

<sup>5</sup> Skritek, Handbuch der Audio-Schaltungstechnik, 1988, S.19

### 4.3 Bode-Diagramm

Das Bode-Diagramm ist ein doppelter Graph zur gleichzeitigen Darstellung des Frequenz- und des Phasengangs eines LZI-Systems.

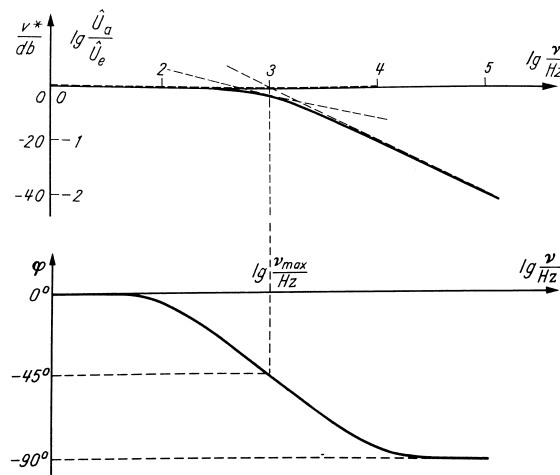


Abbildung 1: Bode-Diagramm (Tietze, Schenk)

Der erste Graph beschreibt üblicherweise den Amplitudengang (Frequenzgang) des Systems, während der zweite Graph die Phasenverschiebung (Phasengang) darstellt.

Über die X-Achse wird der relevante Frequenzbereich dargestellt, die Y-Achse wird in den jeweiligen Graphen für Pegel (Magnitude) in dB angegeben, beim Phasengang werden Grad verwendet. Die Frequenz wird wie gewohnt im relevanten Frequenzbereich logarithmisch dargestellt.

Das Bode-Diagramm eignet sich besonders für die Darstellung der Kausalität zwischen Frequenz und Phase. In der Abbildung 1 ist ein Tiefpass erster Ordnung dargestellt, mit einer Filterwirkung von 6dB pro Oktave oder 20dB pro Dekade.

„Die Phasenverschiebung  $\varphi$  ist beim Tiefpass negativ. Bei einer Steigung der Frequenzgangskurve von -20dB/Dekade beträgt sie -90°, bei -10db/Dekade wird sie -45° und bei der Steigung Null ist sie Null“.<sup>6</sup>

Wie bereits aufgeführt kann mit Hilfe dieser Kenndaten eine Filterwirkung hinsichtlich Frequenz- und Phasenverhalten auf ein Signal aufgerechnet werden.

<sup>6</sup> Tietze, Schenk, Halbleiter-Schaltungstechnik, 1974, S.14

## 4.4 Frequenzgang Filter

Wie eingangs erwähnt sind Filter Netzwerke, die Signale frequenzabhängig verarbeiten.

Man spricht an dieser Stelle von einem Durchlassbereich (engl. „passband“) und einem Stopband (engl. „stopband“).

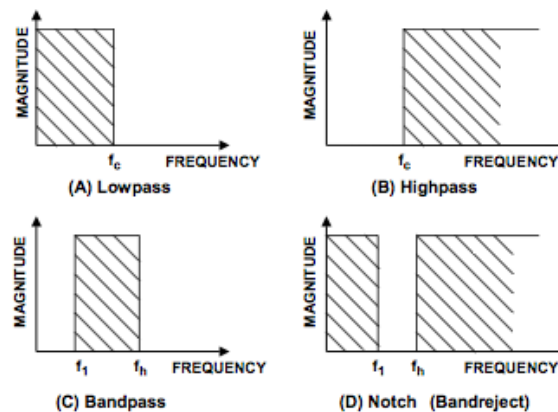


Abbildung 2: Idealierte Filterübertragung (*Basic Linear Design*)

Im Passband sollte das theoretische, ideale Filter sämtliche Information möglichst unbeeinträchtigt weiterleiten, während das Netzwerk im Stopband quasi kein Signal mehr passieren können sollte, und dies mit einem unendlich kleinen Übergangsbereich.

Dass dies lediglich eine idealisierte Darstellung ist kann man leicht anhand der frequenzabhängigen Impedanz eines Kondensators erklären, welcher wesentlicher Bestandteil des in Abb. 1 dargestellten Tiefpasses erster Ordnung ist.

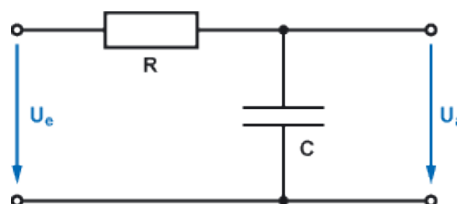


Abbildung 3: RC-Tiefpaß (*elektronik-kompodium.de*)

Abb. 3 zeigt die Schaltung eines einfachen RC Tiefpasses. Dieser besteht aus einem definierten Widerstand  $R$  in Reihenschaltung, einem Kondensator  $C$  in Parallelschaltung.

Weiterhin geht die Theorie von einer unendlich kleinen Eingangsimpedanz  $U_e$  aus, sowie einer unendlich großen Lastimpedanz  $U_a$ .

Während ein Kondensator einem Gleichstrom einen unendlich großen Widerstand entgegensetzt, sobald er voll aufgeladen ist, besitzt er an einer Wechselstromquelle einen kapazitiven Blindwiderstand, welcher Frequenzabhängig ist.<sup>7</sup>

Dieser Blindwiderstand hängt ebenso von der Kapazität des Kondensators ab, allgemein kann jedoch gesagt werden, dass dieser im zu tiefen Frequenzen hin zunimmt.

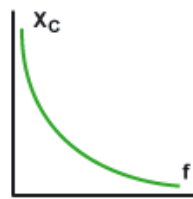


Abbildung 4: Blindwiderstand Kondensator (*elektronik-kompndium.de*)

$X_C$  ist der Blindwiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz  $f$ .

Was passiert nun, wenn ein Audiosignal einen Tiefpassfilter (Abb. 3) passiert?

Bei tiefen Frequenzen ist der Widerstand des Kondensators  $C$  sehr hoch, sodass vereinfacht gesagt der Strom diesen Weg nicht gehen wird. Das Signal liegt am Ausgang an.

Bei steigender Frequenz  $f$  nimmt der Blindwiderstand des  $C$  ab, weshalb dieser Weg für das anliegende Signal das einfachere wird. Das Signal wird zunehmend nach Masse abgeleitet und liegt demnach nichtmehr als Ausgangsspannung  $U_e$  an.

Da die Abnahme des Blindwiderstands ein fließender Prozess ist wird klar, warum ein Filter nicht den Amplitudenverlauf aufweisen kann, wie in der idealisierten Abbildung 2 gezeigt wird. Natürlich werden im Verlauf dieser Arbeit andere Konzepte vorgestellt, die diesem „Ideal“ deutlich näher kommen, trotzdem ist es selbst in der digitalen Domäne nicht möglich, ohne weiteres diese Idealvorstellung umzusetzen.

Bezogen auf die weiteren Sperrtypen gilt das selbe Verhalten. Auch hier ist der Übergang von Durchlassband zu Stoppband nicht sprunghaft, sondern fließend.

<sup>7</sup> <https://www.elektronik-kompndium.de/sites/grd/1006231.htm>, abgerufen am 21.05.2019



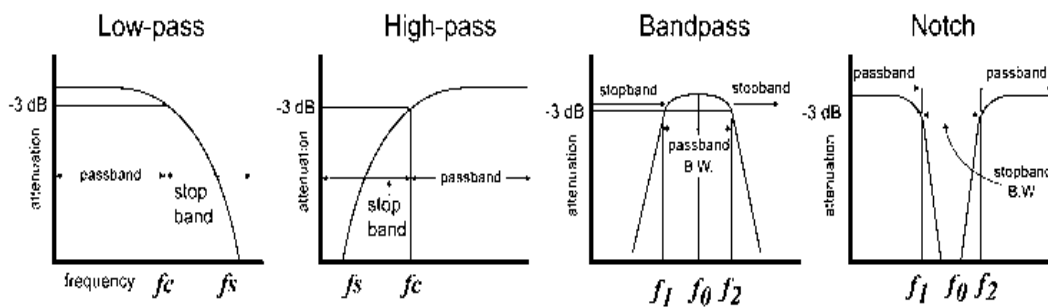


Abbildung 5: Amplitudenverläufe allgemein ([www.allaboutcircuits.com](http://www.allaboutcircuits.com))

In obiger Abbildung sind die verschiedenen grundlegenden Typen dargestellt.

Ein Highpass-Filter ist das Gegenteil des Lowpass-Filters.

Hohe Signalanteile ab  $f_c$  liegen im Durchlassbereich, tiefe Frequenzen werden gesperrt.

Kaskadiert man einen Lowpass und einen Highpassfilter, entsteht ein Bandpassfilter, der nur einen gewissen Frequenzbereich zwischen den Frequenzen  $f_1$  und  $f_2$  hindurchlässt.

Ein Notch oder Kerbfilter ist quasi das Gegenteil des Bandpassfilters, welcher einen Sperrbereich zwischen  $f_1$  und  $f_2$  bildet, Frequenzen außerhalb dieses Bereiches werden nicht prozessiert.<sup>8</sup>

„Filter werden generell durch drei grundsätzliche Eigenschaften beschrieben: die Sperrwirkung, die Filter-Resonanzfrequenz und die Filtergüte  $Q$ .“<sup>9</sup>

Betrachtet man Filterschaltungen höherer Ordnung, sollte man noch den maximalen „Passbandripple“ betrachten, doch dazu später mehr.

Die Sperrwirkung einer Filterschaltung wird wie bereits erwähnt in dB pro Oktave (oder seltener dB pro Dekade) angegeben. Man spricht auch von „Filterordnung“.

Ein Filter erster Ordnung bietet so eine Sperrwirkung von 6dB/Okt., ein Filter zweiter Ordnung 12dB/Okt. und so weiter.

Im analogen Bereich sind üblicherweise Filter bis 24dB/Okt. vorzufinden, die durch Kaskadierung entstehen. Im digitalen Bereich sind sogar Filter 8. Ordnung, also mit 96dB/Okt. keine absolute Seltenheit.

<sup>8</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, 2007, S.759

<sup>9</sup> Dickason, S.181

Weitere maßgebliche Parameter sind dabei jeweils:

$f_c$  = „cutoff frequency“ oder Eckfrequenz, Grenzfrequenz. Oft ist damit der Punkt gemeint, bei dem ein Eingangssignal  $U_e$  um -3dB abgeschwächt ist (gilt für Butterworth-filter).

Mathematisch betrachtet lässt sich dieser Punkt mit der Formel

$$U_a = U_e / \sqrt{2} \approx U_e \cdot 0,707$$

berechnen. Die Eckfrequenz beträgt so für das in Abb. 3 gezeigte RC-Glied:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

Dies sind grundlegende Annahmen, die für die oben exemplarisch dargestellten Filter gelten.

An dieser Stelle zu erwähnen wäre, dass manche Details nicht auf jeden Filter zutreffen.

So hat beispielsweise ein Allpassfilter keine Grenzfrequenz, wohl aber eine Güte. Er wirkt nur auf die Phase, nicht jedoch auf die Amplitude.

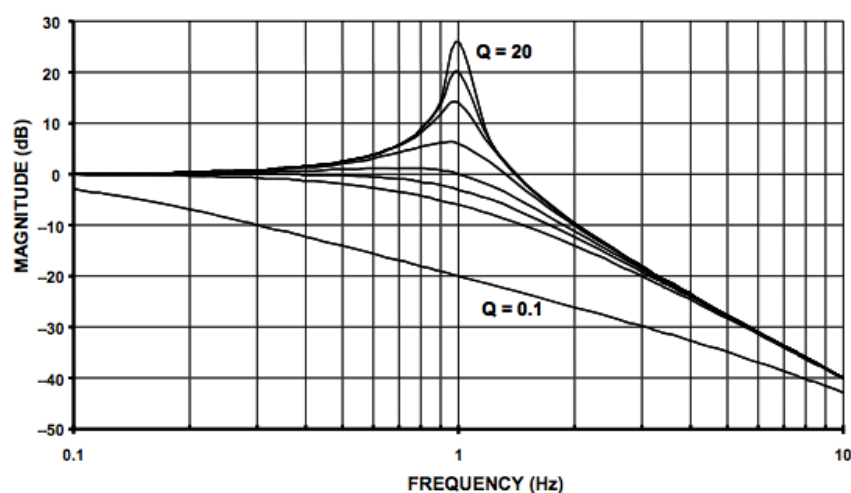


Abbildung 6: Low Pass Filter zweiter Ordnung mit verschiedenen Gütefaktoren (*Basic Linear Design*)

Die Filtergüte  $Q$  beschreibt die Charakteristik der Eckfrequenz vom Übergang des Passbandes zum Stopband. Sie beeinflusst nicht nur die Amplitude, sondern auch den Phasengang. Es wird dabei auch von der „Dämpfung“ eines Filters gesprochen. Die Dämpf-

fung eines Filters ist eine wichtige Kenngröße für die Audioeigenschaften eines solchen. Im nächsten Kapitel werden diese Eigenschaften genauer beleuchtet werden.

In Abbildung 6 ist ein Tiefpassfilter zweiter Ordnung dargestellt. Es besitzt eine Sperrwirkung von 12db/Oktave oder 40dB/Dekade. Man kann hier erkennen, dass der Gütefaktor einen wesentlichen Einfluss auf die Sperrwirkung hat, dabei gilt eine Gütefaktor von 0,707 als der mit dem linearsten Amplitudenverlauf.

Ist der Gütefaktor höher, wird es in der Übertragungsfunktion im Eckbereich Überhöhungen geben.<sup>10</sup> Man kann aber auch beobachten, dass eine hohe Dämpfung, also ein geringer Gütefaktor zu einem anderen Phänomen führt: die Sperrwirkung beginnt im Frequenzbereich früher, verläuft flacher und bei der Cutofffrequenz wird in Abbildung 6 bereits eine Abschwächung des Signals von -20db erreicht.

Joseph D'Appolito beschreibt in seinem Buch „Lautsprechermesstechnik“ sehr anschaulich: „Der Gütefaktor Q wird oft als ein Maß für die Verluste in einem System beschrieben, aber das ist nur die halbe Geschichte. Genaugenommen ist Q ein Verhältnismaß:

$Q = \text{Gespeicherte Energie pro Schwingungsperiode} / \text{Energieverlust pro Schwingungsperiode}$ , wobei jede Schwingungsperiode sich auf einen Zyklus der sinusförmigen Schwingung (...) bezieht.“<sup>11</sup>

Die Filtergüte ist somit ein wichtiges Kriterium zur Auslegung eines Filters. Sie betrifft analoge wie digitale Schaltungen gleichermaßen, ist also ebenfalls kein Phänomen der einen oder anderen Domäne.

## 4.5 Impulsantwort und Sprungantwort

Die Theorie über die Dämpfung eines Filters führt direkt zu weiteren Eigenheiten, die Beschreibungskriterium von Filtern oder auch filterähnlichen Systemen, wie z.B. einem Lautsprecher sind. Macht man sich das Prinzip über das Verhältnis aus gespeicherter Energie und Energieverlust pro Schwingungsperiode bewusst, ist es keine Überraschung, dass nicht nur elektrische, sondern auch mechanische Systeme davon betroffen sein können. Stellt man sich mechanische Schwingungsvorgänge vor, ist man schon auf genau der richtigen Fährte, wenn es auch um elektronische Schaltungen für Audioanwendungen geht. Es gibt Schwingungen und Resonanzfrequenzen: deshalb sollen in diesem Kapitel die beiden Grundbegriffe Impulsantwort und Sprungantwort zum einen

---

<sup>10</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.764

<sup>11</sup> Joseph D'Appolito, Lautsprechermesstechnik, 1998, S.39

definiert werden, zum anderen soll dargestellt werden, welchen Einfluss die im Kapitel zuvor besprochene Dämpfung eines Filters einen Einfluss auf die beiden Größen hat.

### 4.5.1 Dirac-Impuls

Der Dirac-Impuls wird in der Systemtheorie immer wieder diskutiert und als ein (theoretisches) Mittel herangezogen, um die Stoßantwort eines LZI-Systems gleich welcher Art zu bestimmen. Dieser Impuls stellt die Forderungen eines unendlichen Frequenzspektrums und einer unendlich kleinen Zeitdauer (als Digitalsignal exakt ein Sample). Er lässt sich in der Praxis somit nur näherungsweise erzeugen. So ist beispielsweise Skritek der Meinung, dass für die Audiotechnik der „Einfluss einer Frequenzbandbegrenzung“ nicht unerheblich sei.<sup>12</sup> Eine Näherung eines solchen Impulses ohne Bandbegrenzung kann zum Beispiel mit dem Programm MaxMSP hergestellt werden, was an der HdM Stuttgart im Rahmen eines Workshops gezeigt wurde. So konnte ein Stoßsignal mittels 20.000 einzelnen Oszillatoren in Echtzeit wiedergegeben werden.

### 4.5.2 Impulsantwort

Mittels des Dirac-Impulses oder einem vergleichbaren kurzen Vollbereichssignal kann das Verhalten eines LZI-Systems wie das eines Filters oder auch eines Lautsprechers im Zeit- und Frequenzbereich erfasst werden. Das ist für ein Filter beispielsweise eine besonders interessante Sache, denn stimuliert man ein solches System mit einem Impuls mit unterschiedlichen Frequenzen und definierter Phasenlage, wird das prozessierte Signal ein anderes sein. Es wird auch eine gewisse Zeit von Nöten sein, bis das schwingungs- und resonanzfähige System eines Filters zum Stillstand kommt. Es kommt also zu zeitlichen Phänomenen: einem Einschwingvorgang und einem Ausschwingvorgang<sup>13</sup>. Zudem werden je nach Auslegung Frequenzgang und Phasenlage verändert sein. Man kann also mittels der Impulsantwort ein LZI-System vollständig charakterisieren.

### 4.5.3 Sprungantwort

Betrachtet man das Thema „Erfassung einer Übertragungsfunktion“, wird in der Literatur häufiger die Sprungantwort diskutiert. Das mag daran liegen, dass es auf experimenteller Ebene einfacher ist, diesen Versuch durchzuführen. Allgemein gilt die Auffas-

---

<sup>12</sup> Skritek, S34

<sup>13</sup> Panzer, Frequenzweichen für Lautsprecher, 1987, S.9

sung, dass auch die Sprungantwort dazu geeignet ist, ein Filter und sein Verhalten hinsichtlich Übertragung und Eigenschwingung zu beurteilen.<sup>14</sup> Selbst der bekannte Naturwissenschaftler Richard H. Small publizierte dazu Messreihen, die an dieser Stelle auch zu Abbildungszwecken dienen sollen. Anknüpfend an das Thema Gütefaktor wird in der folgenden Abbildung das Überschwingverhalten eines Lautsprechersystems mit verschiedenen Q-Faktoren veranschaulicht. Man mag sich nun vielleicht fragen, warum an dieser Stelle wieder das Thema „Lautsprecher“ als Beispiel herhalten soll, jedoch möchte ich an die strenge Analogie erinnern, die zwischen Filtern und Lautsprechern besteht. Small selbst beschreibt in seiner Publikation „Closed Box Loudspeaker Systems“ eine geschlossene Box folgendermaßen: „The closed-box loudspeaker system is effectively a second-order (12db/octave cutoff) high-pass filter.“<sup>15</sup>

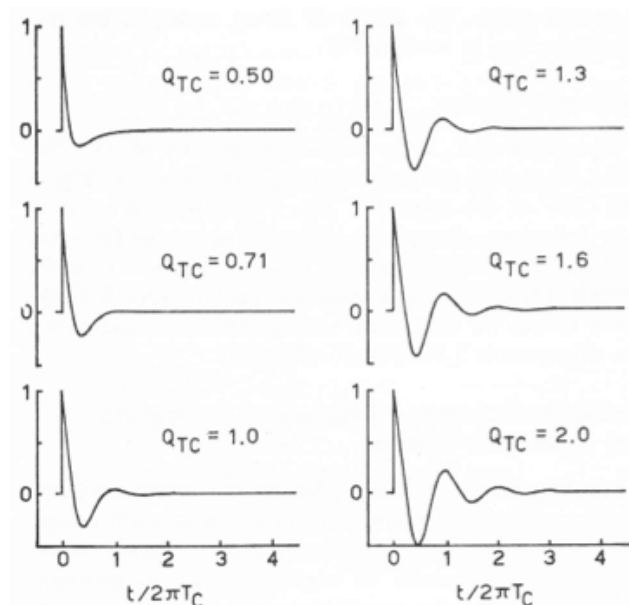


Abbildung 7: Sprungantwort für verschiedene Gütefaktoren (Small)

Abbildung 7 zeigt also die Tendenz des Überschwingens oder auch Nachoszillierens eines Systems in Abhängigkeit des Gesamtgütefaktors  $Q_{TC}$ , der einer Filtergüte  $Q$  entspricht. Ab einer Gesamtgüte größer gleich 0,5 beginnt das System zunehmend nachzuschwingen. Obwohl hier nun anhand einer Sprungantwort dargestellt wird, wird das auch gerne „Transient Response“ genannt, also das Verhalten bei impulshaften Signalen.<sup>16</sup>

<sup>14</sup> Small, Closed Box Loudspeaker Systems Part I: Analysis, PDF, 2006, S.288

<sup>15</sup> Small, S.289

<sup>16</sup> Small, S.289

Bezogen auf klangliche Aspekte kann man sagen, dass sich höhere Q-Faktoren und somit auffällig schwingende Sprungantworten deutlich bemerkbar machen, es entsteht in dem Bereich ein „Singen“ oder Resonieren. Das kann, muss aber nicht eine erwünschte Sache sein.

## 4.6 Gruppenlaufzeit

Die Gruppenlaufzeit wäre zunächst die letzte wichtige Kenngröße für ein grundlegendes Verständnis der zeitlichen Übertragung eines Signals durch ein lineares und zeitinvariantes System. Diese hängt direkt mit dem Phasengang eines Systems zusammen und lässt sich durch Differenzierung herleiten. Es handelt sich um die frequenzabhängige Zeitspanne, die ein schmalbandiges oder auch komplexes Eingangssignal zum passieren eines Systems benötigt, bis letztlich ein Ausgangssignal anliegt.<sup>17</sup> Im Idealfall sollte die Gruppenlaufzeit konstant und gering sein, was bedeutet, dass das System keine Latenz verursacht und alle Frequenzen gleich schnell passieren können. Da elektronische Filter wie bereits erwähnt keinen konstanten Phasengang aufweisen, wird auch die Gruppenlaufzeit nicht konstant sein. Dies kann bei einem breitbandigen oder komplexen Signalen dazu führen, dass Klangeindrücke verfälscht werden, obwohl der Amplitudengang keine weiteren Auffälligkeiten zeigt. Bei Entwicklung und Auslegung von Systemen ist dann darauf zu achten, dass Überhöhungen in der Gruppenlaufzeit unter der menschlichen Hörschwelle bleiben.

---

<sup>17</sup> Neumann / Klein + Hummel, Gruppenlaufzeit, PDF, S.1

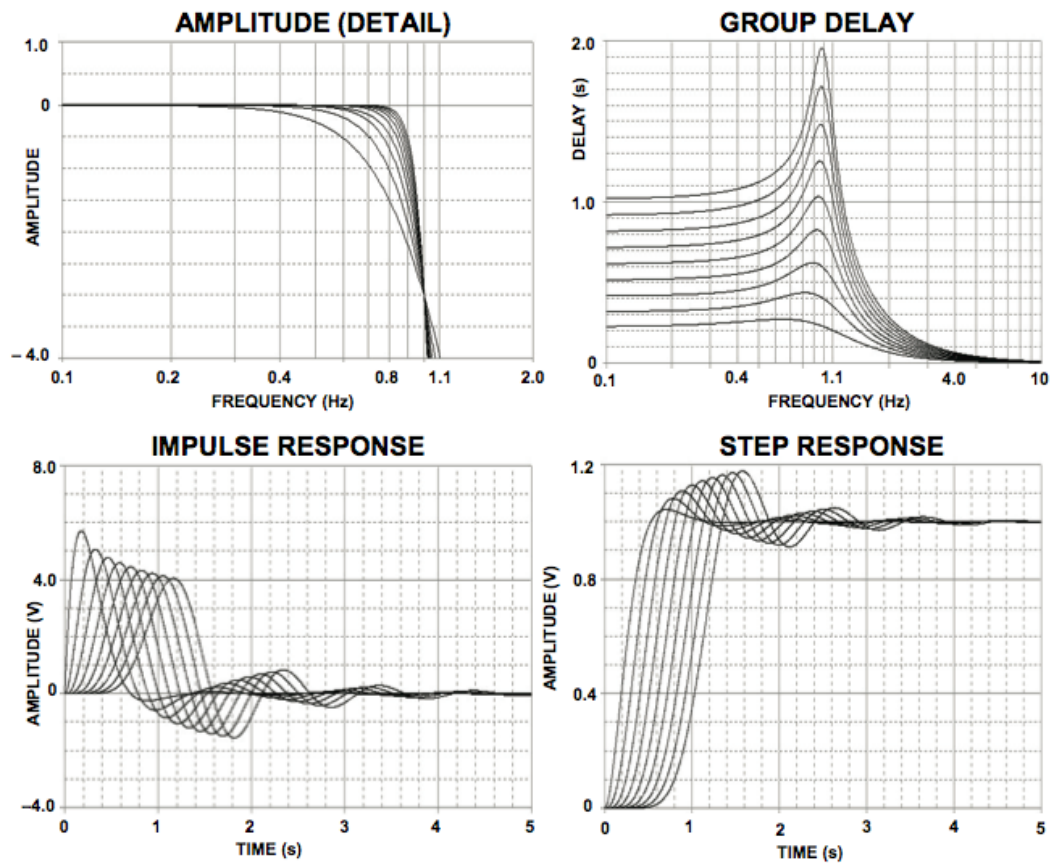
Abbildung 8: Butterworth-Filter Kenndaten (*Basic Linear Design*)

Abbildung 8 zeigt die in den vorigen Abschnitten erläuterten Kenndaten noch einmal in einer Gegenüberstellung. Bei dem beschriebenen System handelt es sich um ein Butterworth-Filter, das hier in verschiedenen Ordnungen  $n$  ausgelegt wurde. Die Abbildung zeigt die Amplitude sehr feinauflösend.

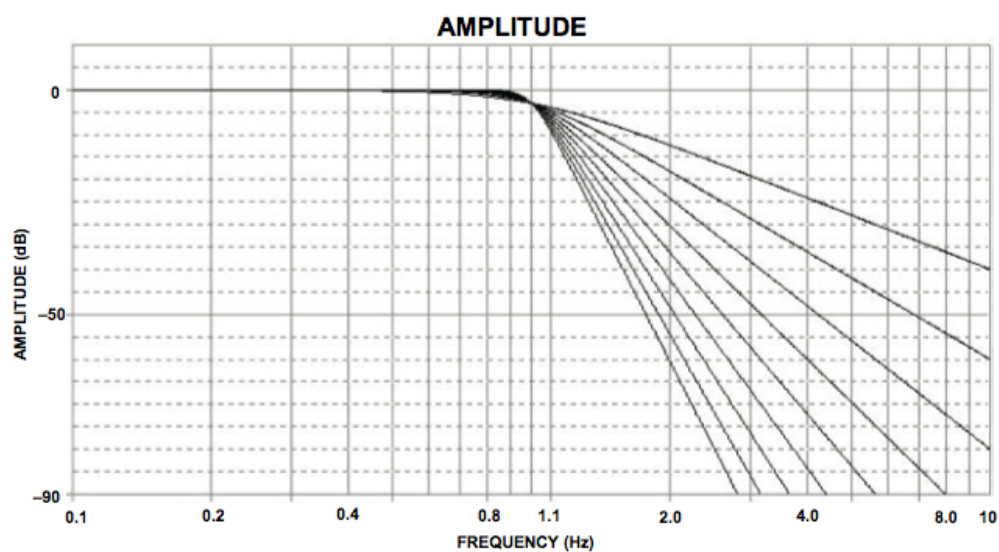
Abbildung 9: Butterworth Tiefpassfilter Amplitudengang (*Basic Linear Design*)

Abbildung 9 gibt an dieser Stelle einen größeren Aufschluss über den Amplitudenverlauf. Das Filter hat eine Cutofffrequenz von 1 kHz und ist exemplarisch in den Ordnungen  $n = 1$  bis 9 ausgelegt.

In der Abbildung 8 erkennt man nun den Zusammenhang zwischen Filterordnung, Impulsantwort (impulse response), Sprungantwort (step response) und der Gruppenlaufzeit (group delay), welche jeweils mit steigender Ordnung zunehmen.

Da es in diesem Kapitel um die filtertheoretischen Grundlagen geht, soll an dieser Stelle keine weitere Wertung dieser Kenndaten erfolgen, ebenso wenig wie mögliche Lösungsansätze der Problematik. Besonders in den kommenden Abschnitten, die sich den digitalen Filtern widmen, wird das Thema Gruppenlaufzeit wieder aufgegriffen werden um zu zeigen, dass es auch „anders“ geht, jedoch können Kompromisse im Zeitbereich von Filtern nie völlig ausgeräumt werden.

## 4.7 Standardapproximationen

In der Audiowelt spricht man bei Filtern von den sogenannten Standardapproximationen, die alle nach den Naturwissenschaftlern benannt sind, welche die jeweilige Auslegung begründet haben. In diesem Kapitel soll eine kurze Übersicht geschaffen werden, was die gängigsten Approximationen charakterisiert und was sie unterscheidet. Wir werden feststellen, dass man dabei wieder auf die in vorherigen Abschnitt besprochenen Kenndaten wie Gütefaktor und Sprungantwort stößt.

Allgemein gesagt unterscheiden sich die Filter in der Schärfe ihrer Sperrwirkung, dem Phasen- und Amplitudenverhalten, sowie in der Linearität in der Nähe des Sperrbereichs. Wie bereits erwähnt hat z.B. ein Butterworth-Filter das Ziel einer maximal flachen Amplitude bis zur Eckfrequenz, währenddessen z.B. ein Chebyshev-Filter das Ziel einer möglichst scharfen Sperrwirkung hat. Im Folgenden werden vier gängige Auslegungen mit Abbildungen besprochen. Es gibt noch weitere, weniger gebräuchliche Approximationen, jedoch sollte hier bei weiterführendem Interesse jeder für sich selbst recherchieren, damit die hier vorliegende Arbeit nicht unnötig mit Vergleichen in die Länge gezogen wird. Ziel ist es, die wichtigsten Filtercharakteristiken vorzustellen.



### 4.7.1 Butterworth

Das Butterworth-Filter ist nach Ansicht von Hank Zumbahlen von Analog Devices der „beste Kompromiss zwischen Dämpfung und Phasenverhalten“.<sup>18</sup> Es hat keinen sogenannten „Passband-Ripple“, eine Welligkeit nahe des Sperrbereiches. Somit bleibt es im Amplitudengang maximal linear. Ein Butterworthfilter weist eine Güte von  $Q=0,707$  auf,<sup>19</sup> und hat somit ein gutes, wenn auch nicht ideales Transientenverhalten mit noch geringer Tendenz zum Nach- bzw. Überspringen.

Butterworth Filter sind im Bereich der Tontechnik sowohl im Live-, als auch im Studiobereich sehr verbreitet. Sie werden gerne als Hochpass in Mikrofonvorverstärkern, Mischpulten und Lautsprechern eingesetzt. Auch in vielen gängigen DAWs sind High- und Lowpassfilter zumindest bei den mitgelieferten Equalizerplugins standardmäßig Butterworthfilter mit einer zumeist gerundeten Güte von 0,71. Grund hierfür ist die maximal flache Amplitude, um das Signal nicht durch einen „technischen“ Filter wie einen Trittschallfilter unnötig klanglich zu beeinflussen.

### 4.7.2 Linkwitz Riley

Linkwitz Riley Filter (kurz LR) werden manchmal auch doppelte Butterworth-Filter genannt, da sie in der analogen Domäne durch Kaskadierung zweier Butterworth-Filter zustande gekommen sind. Sie weisen eine Güte von  $Q=0,49$  auf<sup>20</sup> und haben somit eine flacheren Übergang zwischen Passband und Stopband, sowie eine Cutoffdämpfung von -6dB. LR-Filter werden hauptsächlich in aktiven, passiven und digitalen Frequenzweichen für Lautsprecher angewendet und sind auch mit diesem Hintergrund entwickelt worden. Aufgrund der Topologie der Kaskadierung gibt es keine ungeraden Ordnungen, somit gibt es LR-12, LR-24 und LR-48 Filter (2., 4. und 8. Ordnung).<sup>21</sup>

Durch die -6db Sperrwirkung bei der Eckfrequenz kann sich gerade im Lautsprecherbereich mit kombiniertem Linkwitz-Riley Hoch- und Tiefpassfiltern ein System mit Allpasscharakteristik aufbauen lassen, die resultierende Amplitude der Summierung weist keine Überhöhungen auf.<sup>22</sup> LR-Filter kommen deshalb aber auch in Geräten und Plugins zum Einsatz, wo eine Frequenztrennung mit anschließender Summierung stattfinden soll, beispielsweise bei einem Multibandkompressor.

---

<sup>18</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.778

<sup>19</sup> Vgl. Dickason, S.182

<sup>20</sup> Vgl. Dickason S.182

<sup>21</sup> Panzer, S.66

<sup>22</sup> Panzer, S.65

### 4.7.3 Bessel

Besselfilter sind zugunsten einer guten Sprungantwort, sowie einem guten Transientenverhalten ausgelegt und haben einen Gütefaktor von  $Q=0,58$ .<sup>23</sup> Sie weisen somit einen flach abfallenden Sperrbereich auf und damit ein schlechteres Amplitudenverhalten, dafür aber die geringste Gruppenlaufzeit und vor allem – im Gegensatz zum Butterworthfilter – keine Spitze im Zeitverhalten bei der Eckfrequenz (siehe Abbildung 8).<sup>24</sup>

### 4.7.4 Chebychev

Vom russischen Mathematiker Pafnuti L. Tschebyschow erfunden, existieren in der Literatur verschiedene Übersetzungen der Bezeichnung wie Chebychef, Tschebyscheff und andere. Von der Auslegung her konträr zum Besselfilter weist ein Chebychev-Filter einen harten Übergangsbereich zwischen Durchlass- und Sperrbereich auf, jedoch auf „Kosten einer Welligkeit im Passband“.<sup>25</sup> Die maximale Welligkeit ist dabei ein Auslegungskriterium. Während das Chebychev-Filter also mit einem gutem Amplitudenverhalten glänzen kann, zeigt es Schwächen im Transienten- und Impulsverhalten, sowie ein deutliches Überspringen in der Sprungantwort. Insgesamt kann behauptet werden, dass Chebychev Filter durch ihr scharfes Sperrverhalten vom Amplitudenverhalten betrachtet eine Annäherung an das in Abbildung 2 vorgestellte Filterideal darstellen, trotzdem jedoch eher in technischen Anwendungen zum Einsatz kommen, wo die Zeitdomäne und das Rippleverhalten nicht so kritisch sind, wie im Audiobereich. Diese Aussage bedeutet jedoch nicht, dass man keine Chebychevfilter für Audioanwendungen finden kann: die Firma Universal Audio bietet zum Beispiel das Plugin „Cambridge EQ“ an, welcher als einer der Hochpassoptionen einen artverwandten Filter namens „Elliptical 6“ bietet, den Nutzer für sein scharfes Hochpassverhalten schätzen.

---

<sup>23</sup> Dickason, S.182

<sup>24</sup> Self, The Design of Active Crossovers, S.78

<sup>25</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.779

#### 4.7.5 Zwischenfazit

Wie man sieht gibt es nicht das eine Filter für alle Zwecke. Unterschiedliche Ansprüche an das Zeit- und Amplitudenverhalten bedingen unterschiedliche Auslegungen. Die folgende Abbildung 10 soll zusammenfassend noch einmal veranschaulichen, wie sich die verschiedenen Filter im Bereich der Eckfrequenz unterscheiden. Es handelt sich durchgehend um Filter zweiter Ordnung. Abschließend zum Kapitel 3 befinden sich im Anhang Klangbeispiele zu den in Abbildung 10 gezeigten Kurven. Diese wurden in der digitalen Audioworkstation Ableton Live 10 erstellt und basieren auf rechtlich freiem Quellmaterial.

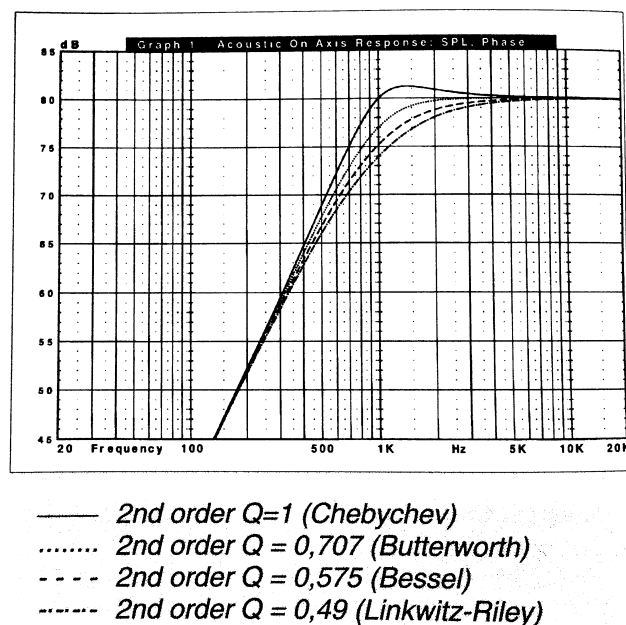


Abbildung 10: Amplitudenverhalten der erwähnten Approximationen (Dickason)

## 5. Analogfilter: passive Grundschaltungen

### 5.1 Einleitung

Das Kapitel 4 soll einen kurzen und kompakten Überblick über die verschiedenen Realisierungsmöglichkeiten von Filtern mit rein passiven Bauteilen geben, wie sie zum Beispiel in passiven Equalizern oder Frequenzweichen eingesetzt werden.

Da dieses Thema zumindest am Rande schon während des Studiums „Audiovisuelle Medien“ an der HdM Stuttgart behandelt wurde, soll hier lediglich eine kurze Wiederholung stattfinden, welche den Kontext herstellt und zum allgemeinen Verständnis dient. Außerdem ist anhand von passiven Filtern anschaulich zu erklären, wie zum Beispiel der bereits ausgiebig besprochene Gütefaktor zustande kommt und wie man ihn beeinflussen kann.

Per Definition nennt sich ein Filter „passiv“, wenn er keine aktiven elektronischen Bauteile wie Operationsverstärker oder andere Halbleiter verwendet, sondern lediglich aus passiven Bauteilen wie Kondensatoren, Spulen und Widerständen aufgebaut ist.<sup>26</sup> Er benötigt somit keine externe Stromversorgung, kann demnach aber auch keine Verstärkung liefern. Das ist in vielen Fällen aber auch gar nicht notwendig, sodass passive RC bzw. RLC-Filter häufig dann zum Einsatz kommen, wenn ein gewisser Signalbereich einfach nur attenuiert werden soll. So findet man analog passive Filter beispielsweise in Frequenzweichen für Lautsprecher, RIAA Phono-Vorverstärkern oder auch Kompressoren zur Pre-Emphasis des Steuersignals, dienlich einer „Vorverzerrung“<sup>27</sup> um das Regelverhalten zu beeinflussen (z.B. als Sidechainfilter, damit der Kompressor weniger auf tiefe Frequenzen reagiert).

### 5.2 Vor- und Nachteile von passiven Filtern

Insgesamt erkaufte man sich an dieser Stelle im Bereich passiver Filter oftmals dann keine Nachteile, wenn im NF-Signalbereich, und nicht im Leistungsbereich gefiltert werden soll, wo dann lediglich konstante und frequenzunabhängige Widerstände Teil des Filters sind. Dies ist zum Beispiel im Falle der Lautsprecherfrequenzweiche nicht gegeben, da dort das Chassis selbst einen Widerstand darstellt, und zwar einen frequenzabhängigen, weshalb Funktion und Auslegung in diesem Bereich deutlich erschwert sind.

<sup>26</sup> Self, Small Signal Audio Design, 2010, S.181

<sup>27</sup> Audio-Schaltungen der Spitzenklasse, Elektor Aachen, 1993, S. 246

Ansonsten ist mit der größte Vorteil natürlich die einfache Realisierbarkeit eines passiven RC bzw. RLC-Filters, die im günstigsten Fall nur aus zwei (Filter erster Ordnung) oder drei (Filter zweiter Ordnung) Bauteilen bestehen. Gerade Hoch- und Tiefpässe sind einfach realisierbar. Entfallen aktive Bauteile in einer Schaltung, ist man auch nicht mit Problemen wie Gegenkopplungsverzerrungen oder anderen Nichtlinearitäten von Operationsverstärkern konfrontiert.<sup>28 29</sup>

Nachteilig ist oft die Realisierbarkeit von passiven Filtern bzw. Problemen, die aus der Schaltung selbst entstehen. Neben Bauteiltoleranzen und Temperaturverhalten, was in Kapitel 5.2.1 besprochen wird, gibt es physikalische Grenzen, die das Design von passiven Filtern erschweren. Zum Beispiel ist es schwierig, mit großen Kondensatorwerten zu arbeiten, da Folienkondensatoren schnell sehr groß und teuer werden, Elektrolytkondensatoren in einfacher Ausführung gepolt und für Audioanwendungen generell eher nicht zu empfehlen sind. Des Weiteren wird gerade bei der Realisierung von Filtern höherer Ordnung der Bauteilebedarf schnell so groß, dass große Schaltkreise entstehen, die anfällig für parasitäre Ströme und Schwingungen sind, da prinzipbedingt hauptsächlich kapazitive und induktive Bauteile verwendet werden.<sup>30</sup>

### 5.2.1 Bauteiltoleranzen und Temperaturdrift

Weiterhin nachteilig bei RLC-Filtern ist, dass die exakten Werte für Bauteile, die für eine spezielle Schaltung von Nöten wären, so nicht verfügbar sein können. Im Bereich elektronischer Bauteile gibt es Standardwerte, die zudem auch noch je nach Ausführung mehr oder weniger toleranzbehaftet sind.<sup>31</sup> Man kann nun anfangen, Spulen von Hand zu wickeln oder gesuchte Kondensator- und/oder Widerstandswerte durch Zusammenschalten von Standardteilen zu erreichen, oder man muss seine Schaltung überdenken und gegebenenfalls Kompromisse eingehen. Ein weiteres Problem mit Bauteiltoleranzen ist an dieser Stelle, dass Filterkenndaten wie Cutoff-Frequenz, Resonanzfrequenz und Gütefaktor von den Werten und Werteverhältnissen der Teile abhängen, sodass hier im Endprodukt leicht Abweichungen entstehen können, die sich gerade bei Filtern höherer Ordnung addieren, die durch Kaskadierung mehrerer gleicher Filter kleinerer Ordnung entstehen.

---

<sup>28</sup> Hartwig, Funktion des RIAA-Filters, PDF, S.2

<sup>29</sup> Self, Small Signal, S.181

<sup>30</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.868

<sup>31</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.866

„Höhere Ordnung impliziert höhere Gütefaktoren und das bedeutet, dass Komponentenwerte kritischer werden, da der Gütefaktor typischerweise aus dem Verhältnis zweier oder mehr Komponenten bestimmt wird, üblicherweise Kondensatoren“<sup>32</sup>

Des weiteren ist nicht zu unterschätzen, dass elektronische Bauteile altern und vor allem nicht völlig temperaturstabil in ihrer Funktion sind, es können sich also Kennlinien und damit eine Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von der Temperatur verändern.

### 5.3 Grundsaltungen

In diesem Kapitel soll eine Übersicht zu den gängigen Passivschaltungen hinsichtlich Berechnung und Realisierbarkeit gegeben werden. Sicher würde man heute eine Filterschaltung eher nicht mehr ausschließlich auf dem Papier errechnen – immerhin gibt es mittlerweile viele Programme und Tools zur Berechnung und Simulation, aber ein kleiner Exkurs in Richtung mathematischer und schaltungstechnischer Grundlagen sollte hier der Vollständigkeit halber nicht fehlen. Zusätzlich soll auch immer in Worten versucht werden, eine verständliche Erklärung zur Funktionsweise zu geben. Da in der Praxis passive Filter zumeist in Konfigurationen erster und zweiter Ordnung vorkommen, soll es hier auch um jene Schaltungen gehen, nämlich den RC Hoch- und Tiefpass, der lediglich mit zwei Bauteilen auskommt, sowie den Filtern zweiter Ordnung. Letztere finden besonders häufig Verwendung, zum Beispiel in Frequenzweichen für Passivlautsprecher, deshalb soll es dazu auch am Ende des Kapitels einen kleinen Exkurs mit Berechnungsbeispiel geben.

#### 5.3.1 RC Hochpass

Der RC Hochpass ist die einfachste Schaltung zur Unterdrückung tiefer Frequenzen unterhalb der Grenzfrequenz, während hohe Frequenzen unverändert übertragen werden.<sup>33</sup>

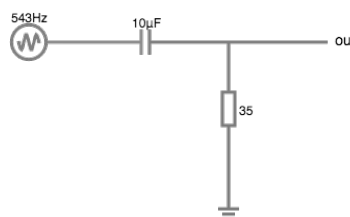


Abbildung 11: RC Hochpass 1. Ordnung

<sup>32</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.867

<sup>33</sup> Tietze, Schenk, S.6

Wie der Name es bereits impliziert, besteht der RC Hochpass aus zwei Bauteilen, einem R (Widerstand) und einem C (Kondensator). Der Kondensator liegt in Serie zu einer Wechselspannungsquelle, der Widerstand parallel dazu. Es handelt sich hierbei um einen frequenzabhängigen Spannungsteiler.<sup>34</sup> Da es nur einen von der Eingangsfrequenz abhängigen Widerstand gibt, den Kondensator, handelt es sich hierbei um einen Filter erster Ordnung mit einer Sperrwirkung von 6dB/Oktave (hier in Beispiel Abbildung 11 mit  $C = 10\mu\text{F}$  und  $R = 35\Omega$ ). Legt man ein Eingangssignal mit einer hohen Frequenz an, stellt der Kondensator keinen Widerstand dar, das Signal kann passieren und über dem Widerstand R abgegriffen werden. Unterhalb der Trennfrequenz nimmt der kapazitive Widerstand des C zu, sodass an ihm zunehmend Spannung abfällt, die Ausgangsamplitude verringert sich.

Berechnen lässt sich dies folgendermaßen:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{Z}$$

mit

$$Z = \sqrt{R^2 + X_c^2}$$

In der Literatur wird an dieser Stelle üblicherweise mit der Winkelfrequenz  $\omega$  gerechnet, woraus sich folgende Formel für den Betrag der Verstärkung (v) ergibt<sup>35</sup>:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{R}{\sqrt{\left(R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}\right)}}$$

Möchte man an dieser Stelle direkt mit der Frequenz in Hz rechnen, setzt man die Formel der Kreisfrequenz ein, so ergibt sich:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{(2\pi f R C)^2}\right)}}$$

mit f für die Frequenz, R dem Widerstandswert und C der Kondensatorkapazität.

<sup>34</sup> Mietke, Passive RC- und RL-Hochpässe mit Übertragungsfunktionen, PDF, S.2

<sup>35</sup> Tietze, Schenk, S.7

Auch die Phasenverschiebung  $\varphi$ , die frequenzabhängig zwischen  $U_e$  und  $U_a$  besteht, lässt sich berechnen<sup>36</sup>:

$$\varphi = \arctan \frac{1}{\omega R C}$$

Der Punkt der Grenzfrequenz des Filters liegt in dem Bereich, wo der Blindwiderstand  $X_c$  dem Wert des Widerstands  $R$  entspricht. Bei Frequenzen oberhalb  $f_c$  ist  $R > X_c$ , im Sperrbereich ist  $R < X_c$ .

Folgende Formel dient der Berechnung der Grenzfrequenz:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R C}$$

An dieser Stelle hat das Ausgangssignal die Dämpfung von  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ , also -3db (Q=0,707).

### 5.3.2 RC Tiefpass

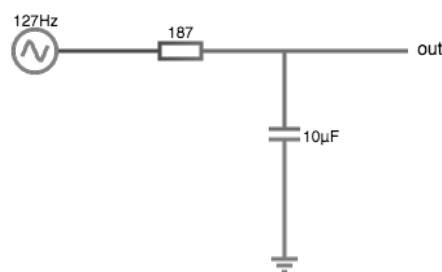


Abbildung 12: RC Tiefpass 1. Ordnung

Abbildung 12 zeigt den Tiefpass erster Ordnung, der sich analog zum RC Hochpass verhält und auch ganz ähnlich aufgebaut ist, es sind in der Anordnung lediglich die beiden Bauteile  $R$  und  $C$  vertauscht.  $R$  liegt nun in Serie, während  $C$  parallel angeordnet ist und dort auch die Ausgangsspannung abgegriffen wird. Ein einfacher Merksatz am Rande: beim Tiefpass bildet im Schaltbild der Kondensator zwei horizontale Linien, wie ein „T“, während im Hochpass der Kondensator zwei vertikale Linien bildet, wie ein „H“.

Zur Funktionsweise kann gesagt werden, dass sie sich umgekehrt proportional zum RC Hochpass verhält. Für Frequenzen oberhalb  $f_c$  ist der kapazitive Blindwiderstand  $X_c$

<sup>36</sup> Tietze, Schenk, S.7



klein, sodass der C die anliegende Spannung nach Masse ableitet. Nimmt  $X_c$  zu tieferen Frequenzen hin zu, liegt das Signal am Ausgang an und kann über dem Kondensator abgegriffen werden. Wiederrum erhalten wir für Verstärkung und Phasenverschiebung folgende Formeln<sup>37</sup>:

Frequenzgang:

$$\frac{U_a}{U_e} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \quad \text{mit} \quad \omega = 2\pi f$$

Phasenverschiebung:

$$\varphi = -\arctan(\omega RC)$$

Grenzfrequenz:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

### 5.3.3 RLC Filter zweiter Ordnung

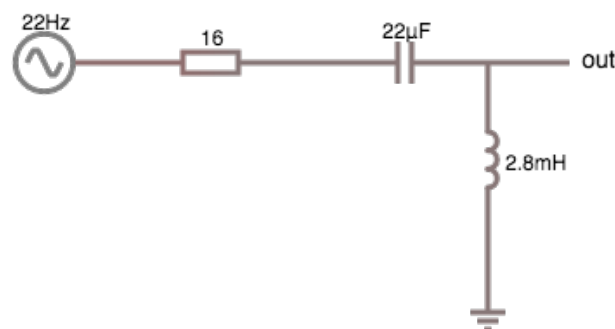


Abbildung 13: RLC Hochpass mit Butterworth Charakteristik

Abbildung 13 zeigt einen RLC Hochpassfilter zweiter Ordnung, also mit einer Flankensteilheit von 12dB/Oktave oder 40dB/Dekade. Zusätzlich zum frequenzabhängigen Widerstand des C kommt hier ein weiteres Bauteil zum Tragen, eine Spule L, in diesem Fall mit 2.8mH. Der gezeigte Filter weist annähernd Butterworth-Charakter auf, er hat - wie auf der folgenden Seite im Bode-Diagramm gezeigt, eine rechnerische Cutofffrequenz von 641 Hz, bei einem Gütefaktor von 0,705. Wieso 0,705 und nicht 0,707? Hier kommt man an die Grenzen der Bauteile: die Werte für  $R = 16 \text{ Ohm}$ ,  $C = 22\mu\text{F}$  und  $L = 2,8\text{mH}$  sind im Normalfall überall erhältliche Standardbauteile.

<sup>37</sup> Tietze, Schenk, S.13

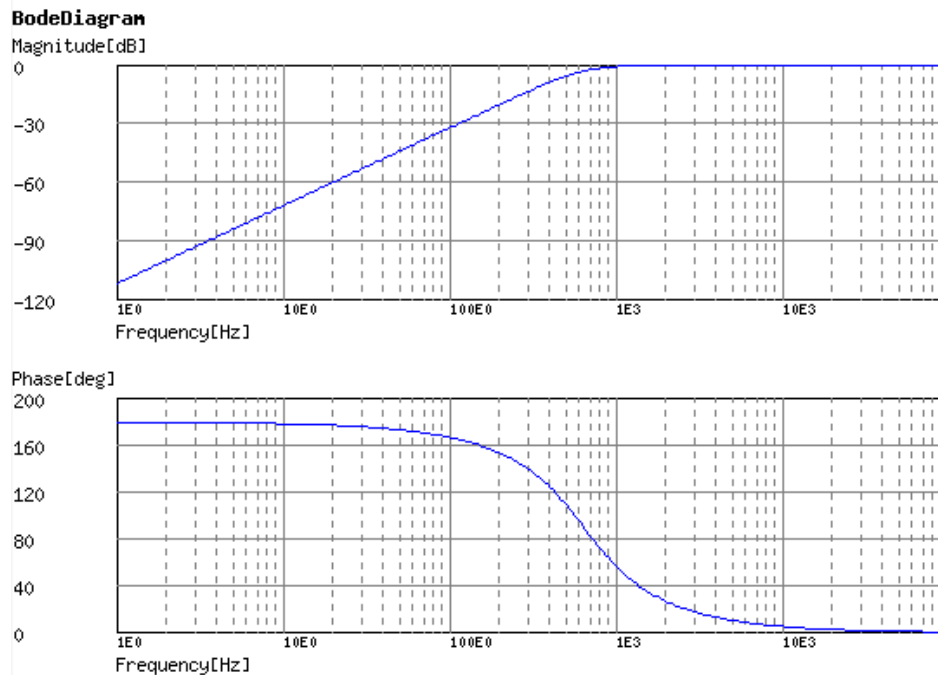


Abbildung 14: Bode-Diagramm für Filter aus Abbildung 13

Abbildung 14 zeigt nun das Bode-Diagramm des 12dB/Okt. Hochpassfilters. Man erkennt, dass die Phasenverschiebung im Sperrbereich nun nicht mehr 90°, sondern 180° beträgt. Ebenso im Bereich der Grenzfrequenz: statt 45°, wie beim Hochpass oder Tiefpass erster Ordnung, beträgt sie an dieser Stelle nun 90°. Dies ist nicht weiter verwunderlich, haben wir nun zwei sperrende Bauteile in der Schaltung – und letztlich ist die Phase „eine Funktion der positiven oder negativen Steigung für den Verlauf einer Betragskurve der Wiedergabe“<sup>38</sup>. Somit bewirkt jede höhere Filterordnung  $n+1$  eine weitere Phasenverschiebung um 90°.

Allgemein kann gesagt werden, dass ein RLC- bzw. LC-Filter im Vergleich zum Filter erster Ordnung doppelt auf den frequenzabhängigen Eigenschaften von Spule und Kondensator beruht. Hierbei wird der Wechselstromwiderstand für beide Bauteile folgendermaßen beschrieben:

$$X_c = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad \text{bzw.} \quad X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$$

Vance Dickason beschreibt den Zusammenhang folgendermaßen: „Kapazitive Reaktanz ist umgekehrt proportional zur Frequenz, und Kondensatoren zeigen steigenden AC-Widerstand (höhere Reaktanz) mit sinkender Frequenz. Induktive Reaktanz ist direkt

---

38 D'Appolito, S.296

proportional zur Frequenz, und Spulen zeigen steigenden AC-Widerstand (höhere Reaktanz) mit steigender Frequenz.<sup>39</sup>

### 5.3.4 Bandpass erster und zweiter Ordnung

Auch Bandpassfilter lassen sich relativ leicht in Form eines passiven Filters aufbauen, indem man einen Hochpass und einen Tiefpass kaskadiert. Das können Kombinationen aus RC, RL, und RLC Schaltungen sein.

Bandpassfilter erster Ordnung können aus doppelten RC Filtern realisiert werden, oder mit Hilfe eines Kondensators, einer Spule und eines Widerstands, also eine Kombination aus RC und RL Schaltung.

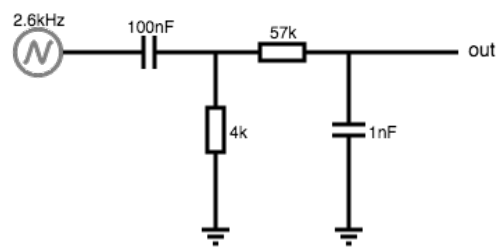


Abbildung 15: Kaskadierter Bandpassfilter

Abbildung 15 zeigt das aus RC-Hochpass und RC-Tiefpass kaskadierte Bandpassfilter erster Ordnung. Es hat eine untere Grenzfrequenz, die durch  $R_1 = 4\text{k}\Omega$  und  $C_1 = 100\text{nF}$  definiert wird, sowie eine obere Grenzfrequenz, die durch  $R_2 = 57\text{k}\Omega$  und  $C_2 = 1\text{nF}$  errechenbar ist. Es könnten auch andere Wertekombinationen möglich sein, um die selben Eckfrequenzen zu realisieren.

Zur allgemeinen Berechnung des Bandpassfilters können folgende bereits bekannte Formeln der jeweiligen Glieder herangezogen werden:

Untere Grenzfrequenz:

$$f_{\text{low}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

<sup>39</sup> Dickason, S.181

Obere Grenzfrequenz:

$$f_{high} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2}$$

Der in Abbildung 15 gezeigte Bandpassfilter hat somit eine untere Grenzfrequenz von

$f_{low} = 400\text{Hz}$ , sowie eine obere Grenzfrequenz  $f_{high} = 2800\text{Hz}$ . Dieser wäre so in einer NF-Umgebung problemlos einsetzbar.

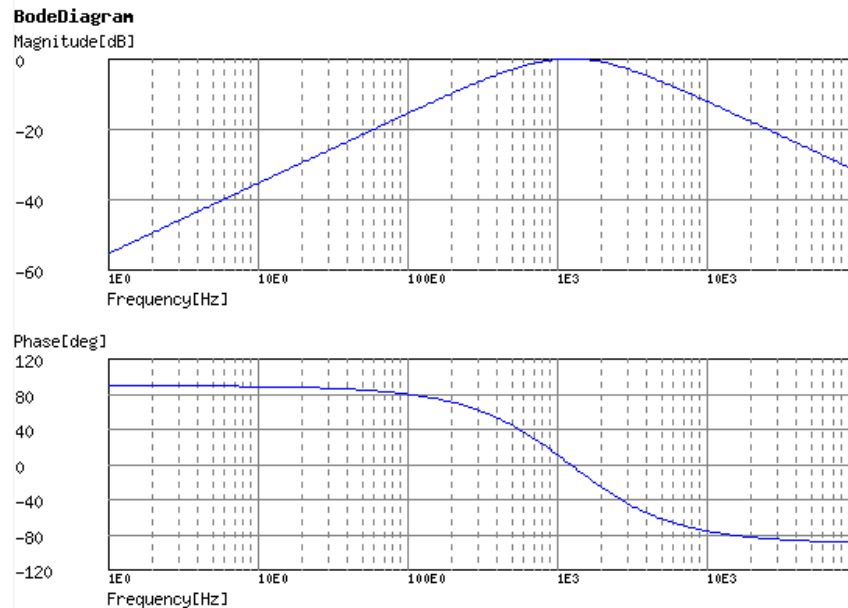


Abbildung 16: Bode Diagramm: Bandpass erster Ordnung

Abbildung 16 zeigt das Bode-Diagramm des in Abbildung 17 schematisch dargestellten Bandpassfilters.

Wie man sehen kann, beträgt die Phasenverschiebung insgesamt nun  $180^\circ$ , obwohl ein Filter erster Ordnung vorliegt. Der Phasengang gliedert sich jedoch auf beide Sperrbänder auf, zu jeweils  $90^\circ$ . Nun sieht man sich häufig mit dem Problem konfrontiert, dass die Sperrwirkung eines Filters erster Ordnung nicht ausreicht. Auch im passiven Bereich können Bandpassfilter höherer Ordnungszahlen realisiert werden, wozu es verschiedene Schaltungsansätze gibt. Diese produzieren jedoch unterschiedliche Wiedergabekurven und gerade wenn ein Bandpass als Teil eines Systems eingesetzt wird, welches eine Allpass-Charakteristik aufweisen soll, gilt der Einsatz passiver Filter als schwierig und kompromissbehaftet<sup>40</sup>. Auch die Tatsache, dass ein passiver Filter zwar eine ausgeprägte Resonanz aufweisen, jedoch an sich keine Verstärkung liefern kann, macht den Einsatz von passiven Bandpassfiltern höherer Ordnung fraglich.

<sup>40</sup> Dickason, S.210

Ein weiteres Beispiel wäre der Bandpass, welcher aus Kondensator und Spule besteht. Ein denkbare Anwendungsgebiet hierzu wäre eine Frequenzweiche für ein Lautsprechersystem, wo ein Bandpassfilter zur Ansteuerung einer separaten Mitteltonlautsprechers von Nöten wäre.

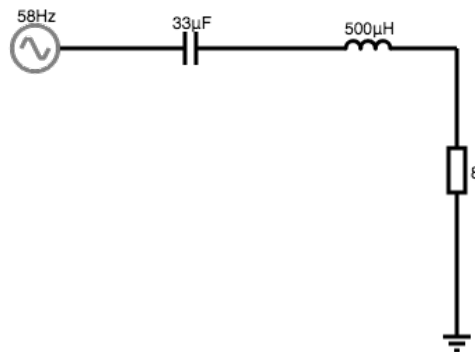


Abbildung 17: RL Bandpassschaltung

Abbildung 17 zeigt solch einen Anwendungsfall. Zum Widerstand (was im Falle einer Frequenzweiche die Schwingspule des Lautsprechers selbst wäre) wird ein Kondensator und eine Spule in Reihe geschaltet. Der Kondensator sperrt tiefe Frequenzen, die Spule die Hohen.

Das Passband befindet sich in dem Bereich, wo die frequenzabhängigen Widerstände beider Bauteile klein ist. In diesem Falle mit  $C_1 = 33\mu\text{F}$  und  $L_1 = 0.5\text{mH}$  ergäben sich folgende Eckdaten:  $f_{\text{low}} = 600\text{Hz}$ ,  $f_{\text{high}} = 3000\text{Hz}$ .

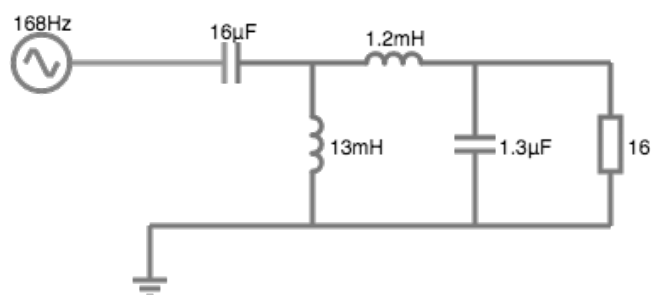


Abbildung 18: Bandpass 2. Ordnung

Abbildung 18 zeigt einen Ansatz eines passiven Bandpassfilters zweiter Ordnung. Dieser könnte so beispielsweise für einen 16-Ohm Mitteltöner eingesetzt werden und weist bei gegebenen Eckdaten der Bauteile folgende Grenzfrequenzen auf:

$$f_{low} = 400\text{Hz}, f_{high} = 3200\text{Hz}$$

Beim Einsatz dieser Filter sollte man, sofern möglich und realisierbar, über aktive Schaltungen nachdenken, denn in diesem Feld bieten sich einige Vorteile, auf die im nächsten Kapitel näher eingegangen wird. Der passive Bandpassfilter bleibt dagegen kompromissbehaftet: kleine Sperrwirkung oder hoher Bauteileaufwand, der mit den in Kapitel 4.2.1 erläuterten Unschärfen einhergehen kann, gerade, wenn sich Toleranzen addieren.

## 6. Analogfilter: Aktive Grundschaltungen

### 6.1 Einleitung

Aktive Filter erhalten ihren Namen dadurch, dass im Gegensatz zu den passiven Filtern in den gängigen Schaltungen aktive Bauelemente vorkommen. Dies sind in der Regel Operationsverstärker oder seltener Spannungsfolger auf Transistorbasis.<sup>41</sup> Generell wird bei aktiven Filtern auf induktive Bauteile wie Spulen verzichtet, ebenso auf Kondensatoren mit großen Kapazitäten, sodass kleine und auch günstigere Bauteile eingesetzt werden können. In passiven Filtern für tiefe Grenzfrequenzen können gerade Spulen schnell kostenintensiv werden, was bei aktiven Filtern entfällt. Dies ist somit nicht nur ein Kosten-, sondern auch ein Gewichts- und Ressourcenvorteil.

Eine weitere vorteilhafte Eigenschaft von aktiven Filtern ist, dass sie dem Prinzip der Spannungsanpassung folgen, indem sie vorausgehende Schaltkreise nicht belasten. Durch ihren Aufbau können sie eine sehr hohe Eingangsimpedanz aufweisen, sodass zwischen Teilschaltungen wenig Strom fließt, am Ausgang ist eine niedrige Ausgangsimpedanz realisierbar.

---

<sup>41</sup> Self, Active Filters, S.145

## 6.2 Operationsverstärker

Dieses Kapitel soll sich der allgemeinen Betrachtung von Operationsverstärkern – kurz OpAmps (OPV) – widmen. Das Thema ist sehr komplex und man könnte alleine darüber eine ganze wissenschaftliche Arbeit verfassen, weshalb an dieser Stelle nur das Grundkonzept im Kontext der Filterthematik vorgestellt werden soll und weniger ausführlich auf technische Eigenschaften der verschiedenen OPVs in Audioschaltungen eingegangen wird.

Allgemein gesagt sind Operationsverstärker elektronische Verstärker, die ihren Namen vom mathematischen Begriff „Operator“ oder „Operation“ ableiten. Sie finden heute in der Audiotechnik vielfältigen Einsatz und ersetzen häufig diskret aufgebaute Schaltungen mit nur einem IC<sup>42</sup>. OPVs haben in der Regel zwei Eingänge und einen Ausgang, worüber Signale verstärkt, addiert, subtrahiert, integriert, differenziert und geschaltet werden können. Sehr häufig kommt der Operationsverstärker als Differenzverstärker zum Einsatz, sodass ein Signal an einem Eingang anliegt, welches über den Ausgang zum Eingang 2 rückgekoppelt wird. Damit lassen sich schnell und einfach mit Hilfe von Widerständen Verstärkerschaltungen aufbauen. Zu diesen genannten Ein- und Ausgängen kommen noch Anschlüsse für die Spannungsversorgung hinzu. Wir sprechen hier nun von aktiven Bauteilen, welche eine Verstärkung bereitstellen können, also brauchen sie auch eine Versorgungsspannung.

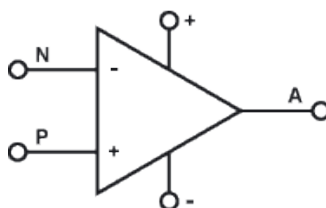


Abbildung 19: Operationsverstärker

Abbildung 19 zeigt das Schaltbild eines Operationsverstärkers. N ist der invertierende Eingang, P der nicht-invertierende. A ist der Ausgang, + und – sind die Eingänge der Versorgungsspannung. Nun stellt sich die Frage, wie ein solches Bauteil produktiv für ein Filter eingesetzt werden kann. Diese Frage werden die folgenden Kapitel beleuchten, hier soll es zunächst um Eigenschaften und Funktion gehen.

---

<sup>42</sup> Skritek, S.97

### 6.2.1 Eigenschaften des OpAmps

Die große Besonderheit von Operationsverstärkern liegt in ihrer Flexibilität, ganz verschiedene Dinge zu realisieren, welche hauptsächlich von ihrer externen Beschaltung abhängen.<sup>43</sup> So ist der Unterschied zwischen einem herkömmlichen Verstärker und einem OPV gar nicht so groß, aber während z.B. ein Transistorverstärker über fixe Eigenschaften verfügt, die sich aus seiner Schaltung ergeben, kann der Operationsverstärker so verstanden werden, dass seine Funktionsweise quasi erst durch seine externe Beschaltung definiert wird.<sup>44</sup> Die Eingänge N und P, sowie der Ausgang A beziehen sich auf ein gemeinsames Massepotenzial. Der OPV kann also eine Spannungsdifferenz zwischen N und P verstärken, wobei der Verstärkungsfaktor  $v$  durch äußere Beschaltung bestimmt werden kann. Die Ausgangsspannung ist in Phase mit der Eingangsspannung am nicht-invertierenden Eingang.

Ebenso wie herkömmliche Verstärker haben OPVs Kennlinien, die die Verstärkungscharakteristik beschreiben. Hierbei spricht man von der „Ausgangssteuerbarkeit“<sup>45</sup>. Da es keine idealen OPV mit unendlicher Verstärkung gibt, sollte man diesen Kenndaten Beachtung schenken, um eine Schaltung in einem vernünftigen Arbeitspunkt zu betreiben. Dies beugt Verzerrungen, Sättigungs- und Clippingeffekten vor.

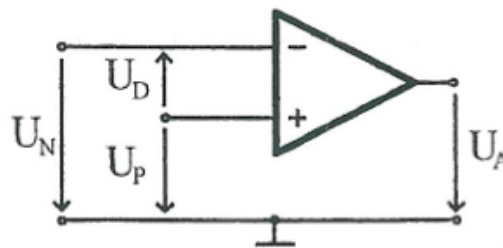


Abbildung 20: Schaltbild OPV (Universität Münster)

Abbildung 20 zeigt noch einmal das Schaltbild des Operationsverstärkers mit gemeinsamem Massepotenzial.

Für die Differenzverstärkung gilt:  $U_D = U_P - U_N$

Für die Ausgangsspannung gilt:  $U_a = v \cdot U_D = v \cdot (U_P - U_N)$

<sup>43</sup> Tietze, Schenk, S.50

<sup>44</sup> Tietze, Schenk, S.50

<sup>45</sup> Tietze, Schenk, S.51



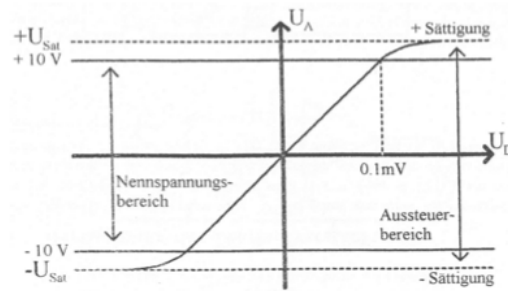


Abbildung 21: Differenzverstärkung OPV (*Universität Münster*)

Abbildung 21 gibt Aufschluss über die Differenzverstärkung, häufig in dieser Konfiguration auch Leerlaufverstärkung genannt. Diese steht mit der Versorgungsspannung des OPV im Zusammenhang, ihre Grenzen liegen im Sättigungsbereich, welcher sowohl im negativen, wie auch im positiven Bereich auftritt. Im Idealfall ist die Leerlaufverstärkung über weite Strecken linear und frequenzunabhängig (bis zu gewissen Grenzen, da ein realer Operationsverstärker eine Bandbreite aufweist, welche zwar prinzipiell bei 0 Hz beginnt, aber eine obere Grenzfrequenz besitzt).

### 6.2.2 Konfiguration: invertierend und nicht-invertierend

Um den Operationsverstärker als einen Differenzverstärker zu nutzen, muss ein Teil des Ausgangssignal an einen der Eingänge zurückgeschleift werden.<sup>46</sup> Dies nennt man Gegenkopplung oder Feedback, Begriffe, die uns im Verlauf der folgenden Kapitel noch häufiger begegnen werden. Jedoch soll zunächst die einfachste aller üblichen Operationsverstärkerschaltungen betrachtet werden, der Impedanzwandler, auch Spannungsfolger genannt.

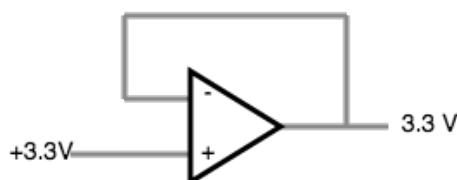


Abbildung 22: OPV als Impedanzwandler

<sup>46</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.16

Die in Abbildung 22 dargestellte Schaltung wird Spannungsfolger genannt, da sie einen Verstärkungsfaktor von 1 aufweist und somit der Eingangsspannung „folgt“. Wird die Spannung am (+) Eingang erhöht, wird der Operationsverstärker das unterschiedliche Potential erkennen und die Ausgangsspannung verstärken, bis beide Potenziale wieder identisch sind. Der Sinn dieser Schaltung ist die Impedanzwandlung: da OPVs einen sehr hohen Eingangswiderstand haben, wird die an (+) angeschlossene Schaltung nicht nennenswert belastet. Der Ausgang des OPV weist hingegen eine sehr geringe Impedanz auf. Ziel der Sache ist, einen Verbraucher mit kleiner Impedanz an eine Quelle anschließen zu können, ohne, dass die Quellschaltung zu sehr belastet wird.

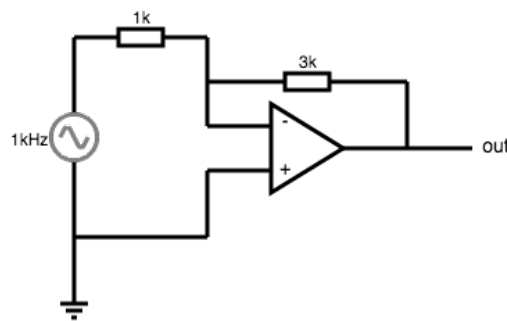


Abbildung 23: OPV Verstärker invertierend

Abbildung 23 zeigt die Konfiguration als invertierenden Verstärker. In dem Beispiel sei  $R_1 = 1k$  und  $R_2 = 3k$ . Die Verstärkung ergibt sich aus folgendem Zusammenhang:

Der Strom fließt von der Wechselstromquelle durch  $R_1$  und  $R_2$ , der Strom, der durch den OPV fließt ist vernachlässigbar klein, da der Eingangswiderstand sehr hoch ist (Annahme eines idealen OPV). Das Ausgangssignal ist zum Eingangssignal invertiert, der Verstärkungsfaktor ergibt auch aus dem Verhältnis von  $R_1$  zu  $R_2$ <sup>47</sup>.

Es gilt:

$$U_a = -U_e \cdot \frac{R_2}{R_1}$$

Da der positive Eingang auf der gemeinsamen Masse liegt, versucht der OpAmp den invertierenden Eingang auf das selbe Potential zu bringen, also auf Masse. Er muss somit das Ausgangssignal soweit verstärken, um den Spannungsabfall an  $R_2$ , dem Rückkopp-

<sup>47</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.16

lungswiderstand, zu kompensieren. Im Beispiel von Abbildung 23 würde durch das Verhältnis von 3 : 1 ( $R_2$  zu  $R_1$ ) eine am Eingang anliegende Spannung verdreifacht werden, es besteht ein Verstärkungsfaktor  $v = 3$ .

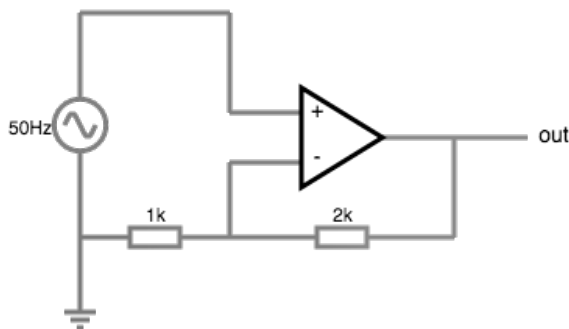


Abbildung 24: OPV Verstärker nicht invertierend

Abbildung 24 zeigt nun das gegenteilige Schaltungsmodell, den nicht invertierenden Verstärker. Er arbeitet ebenso mit Gegenkopplung und ist im Grunde auch sehr einfach auszulegen. Die Widerstände  $R_1$  (hier 1k) und  $R_2$  (hier 2k) bilden einen Spannungsteiler, der durch die hohe Eingangsimpedanz des OPV als unbelastet angenommen werden kann<sup>48</sup>.

Für den Verstärkungsfaktor  $v$  gilt dabei:

$$U_a = U_e \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Mit den in Abbildung 24 genannten Werten wird also wieder ein Verstärkungsfaktor von  $v = 3$  erreicht.

Generell kommt es bei Schaltungen dieser Art weniger auf die eigentlichen Werte der Widerstände an, sondern auf deren Verhältnisse. Trotzdem bedeutet es nicht, dass es keine sinnvollen Wertebereiche gibt.

Wählt man zu kleine Werte, fließt ein hoher Strom in der Schaltung, den der Operationsverstärker im Feedbackloop leisten muss. Dies führt zu Beeinträchtigungen in der Funktion des OpAmps, Verzerrungen und zu hoher Hitzeentwicklung, die die Lebensdauer verkürzt. Auf der anderen Seite sind extrem hohe Widerstandswerte ebenfalls kritisch, da sie laut Hank Zumbahlen zu „erhöhtem Rauschen, Anfälligkeit für parasitäre

<sup>48</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.17

Kapazitäten welche die Bandbreite beeinflussen könnten und zu weiteren Instabilitäten, sowie Oszillation“ führen würden<sup>49</sup>.

An dieser Stelle soll gesagt sein, dass man noch viele weitere Kapitel und Seiten über die Eigenschaften von Operationsverstärkern schreiben könnte. Dabei geht es um Eigenschaften, die sich zwar ebenfalls auch auf Filterschaltungen auswirken können, deren Erörterung jedoch hier zum keinem größeren Bestandteil der Arbeit werden sollen. Es sei auch gesagt, dass mit modernen OPVs nicht mehr so viele systemimmanente Probleme auftreten, wie mit Exemplaren aus früheren Entwicklungsstufen. Trotzdem lohnt es sich für den interessierten Leser, genauer in das Thema einzutauchen. So beschreibt beispielsweise Douglas Self in seinem Buch „Small Signal Design“ sehr ausführlich, welche weiteren elektrotechnischen Eigenschaften OPVs für Schaltungsentwicklung relevant sind und geht an dieser Stelle auch sehr ausführlich auf Themen wie interne, last- und temperaturabhängige Verzerrungen, Anstiegszeiten, Eigenrauschen von Halbleitern usw. ein.

In dieser Arbeit soll im nächsten Kapitel erörtert werden, wie sich die Operationsverstärker im Kontext analoger Filter einreihen und vor allem wie die genannten Vorteile aktiver Filter überhaupt realisiert werden.

### 6.2.3 Konfiguration: Integrator und Differentiator

Die als Integrator beschriebene Beschaltung eines OPV weist einen Kondensator im Weg der Rückkopplung auf. Im Gegensatz zum Impedanzwandler oder dem Differenzverstärker hat der Integrator an sich bereits die Funktion eines aktiven Tiefpassfilters erster Ordnung.

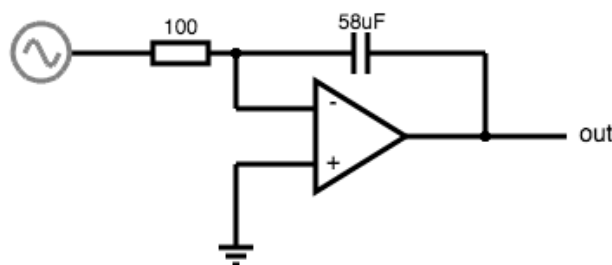


Abbildung 25: OPV als Integrator

<sup>49</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.18

Der Widerstand des Kondensator im Zweig der Gegenkopplung ist im Gegensatz zum normalen Widerstand frequenzabhängig, mit geringer Impedanz bei hohen und hoher Impedanz bei tiefen Frequenzen, was bedeutet, dass bei zunehmender Frequenz die Gegenkopplung und damit die Verstärkung abnimmt. Die Ausgangsamplitude gleicht im Zeit- und Frequenzbereich einem Tiefpass erster Ordnung. Diese Schaltung macht man sich bei diversen aktiven Filtern zu nutze, um einfache Schaltungen mit kleinem Bauteilaufwand zu realisieren.

Das Gegenteil vom Integrator ist der Differentiator, der einfachste aktive Hochpass. Er tauscht lediglich die in Abbildung 25 gezeigten Bauteile gegeneinander aus, der Kondensator liegt somit am Eingang und der Widerstand im Gegenkopplungsglied.

Wie wir bereits aus den vorangegangenen Kapiteln wissen, sperrt der in Serie liegende Kondensator Spannung bei geringen Frequenzen zunehmend und entfernt beispielsweise Gleichspannungsoffsets komplett. Bei der Dimensionierung muss lediglich auf die gewünschte Grenzfrequenz geachtet werden. Im nächsten Kapitel werden die aktiven Filter erster und darauf folgend Filter zweiter und höherer Ordnung genauer beleuchtet, welche auch mit der Möglichkeit der Verstärkung ausgestattet sind. Ebenso wichtig ist ein beeinflussbarer Gütefaktor, damit die bereits angesprochenen Standardapproximationen erreicht werden können, oder eben auch Entwürfe mit variabler Güte (ab zweiter Ordnung).

## 6.3 Aktive Filterschaltungen

### 6.3.1 Filter erster Ordnung

Einfache aktive Filter erster Ordnung können im Prinzip ähnlich wie RC-Filter aufgebaut werden und entweder nur mit einem Impedanzwandler oder einem Differenzverstärker gekoppelt werden. Hierbei gibt es leicht verschiedene Varianten der Realisierung:

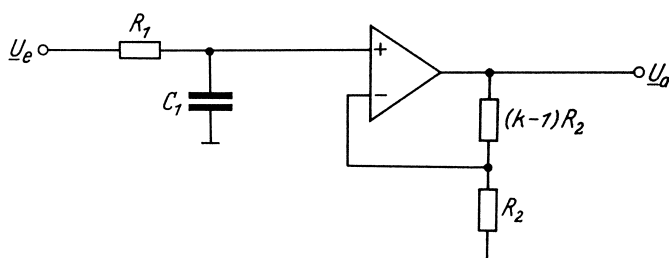


Abbildung 26: Tiefpass erster Ordnung (Tietze, Schenk)

Abbildung 26 zeigt schematisch den aktiven Tiefpass erster Ordnung, bestehend aus simplem RC Tiefpass und Impedanzwandler bzw. Differenzverstärker. Letzterer dient hier der Verstärkung, wenn man die Widerstandswerte  $R_2$  entsprechend Abbildung 24 auslegt, und der Impedanzwandlung, dass das RC-Glied eine gleichbleibende Last sieht. Dies dient der Kompensation von lastabhängigen Filtereigenschaften in RC-Gliedern.<sup>50</sup>

Weitergehend lassen sich Hoch- und Tiefpass erster Ordnung sogar mit noch einem Bauteil weniger realisieren, wenn man am OPV eine invertierende Gegenkopplungsschaltung vornimmt.

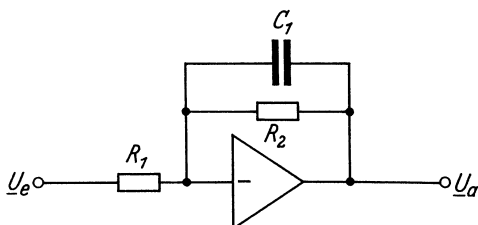


Abbildung 27: Tiefpass mit invertierender Gegenkopplung (Tietze, Schenk)

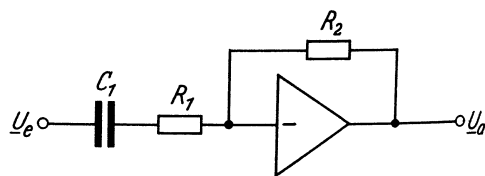


Abbildung 28: Hochpass mit invertierender Gegenkopplung (Tietze, Schenk)

<sup>50</sup> Tietze, Schenk, S.325

Abbildung 27 zeigt, wie man die Filterung direkt in die Gegenkopplung integrieren kann und sich somit ein weiteres Bauteil einspart.

Zur Herleitung der Größenverhältnisse kann folgende Formel angewendet werden:

Grenzfrequenz im Tiefpass gemäß Abbildung 27:

$$R_1 = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C_1 \cdot v_0} \quad \text{bzw.} \quad R_2 = \frac{1}{2\pi \cdot f_g \cdot C_1}$$

Abschließend zu dem Kapitel kann gesagt werden, dass die aktiven Filter erster Ordnung hier nur der Theorie wegen ihren Platz gefunden haben und in der Praxis vermutlich keine sehr große Rolle spielen dürften, da die meisten bekannten Anwendungsfälle doch eher eine höhere Sperrwirkung erfordern würden. Einen Filter zweiter Ordnung, der ebenfalls mit einem kleinen Bedarf an Bauteilen auskommt und strenggenommen nichtmal einen OPV als aktives Bauteil benötigt<sup>51</sup>, wird im nächsten Kapitel gezeigt.

### 6.3.2 Sallen Key Filter

Der Sallen & Key Filter ist nach seinen Erfindern R. P. Sallen und E. L. Key benannt, die diesen Filter am MIT (Massachusetts Institute of Technology / Lincoln Labs) Mitte der 1950er Jahre entwickelt haben. Ziel war es, einen aktiven Filter mit geringem Bauteilaufwand zu realisieren. Die Schaltung ist auch unter der Bezeichnung VCVS bekannt (Voltage Control Voltage Source)<sup>52</sup>.

Da Operationsverstärker zu dieser Zeit in ihrer Entwicklung noch nicht so weit vorangeschritten und zum einen teuer, zum anderen noch nicht unbedingt nutzbar für das gesamte Audiospektrum waren, galt der Ansatz als geschickt, denn der OPV als aktives Element kann durch einen Spannungsfolger auf Transistorbasis ersetzt werden.<sup>53</sup>

Der Sallen Key Filter weist einige Eigenheiten auf, was ihn für manche Dinge mehr und für andere Dinge weniger geeignet erscheinen lässt. Zunächst kann allerdings behauptet werden, dass er als Filter zweiter (oder höherer Ordnung) deutlich an Flexibilität gewinnt, da ab einer Ordnung  $n > 1$  immer der Gütefaktor ins Spiel kommt, wodurch der Filter durch einen zweiten Parameter beschrieben wird, statt nur durch die Cutofffrequenz.

---

<sup>51</sup> Self, Small Signal, S.184

<sup>52</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.829

<sup>53</sup> Self, Small Signal, S.184

Aufgrund seiner Auslegung wird der Sallen Key Filter praktisch nur als Hoch- oder Tiefpass genutzt, ein Bandpassdesign ist möglich aber kompromissbehaftet, Bandsperrern sind nicht realisierbar. Warum das so ist, wird später in diesem Kapitel erörtert. Aufgrund des geringen Bauteileaufwandes und den geringen Anforderungen an den verwendeten OPV wird dieser Filter aber trotzdem auch heute noch häufig und vielfältig eingesetzt.<sup>54</sup> Abbildung 29 zeigt den typischen Sallen Key Tiefpass zweiter Ordnung, Abbildung 30 den entsprechenden Hochpass.

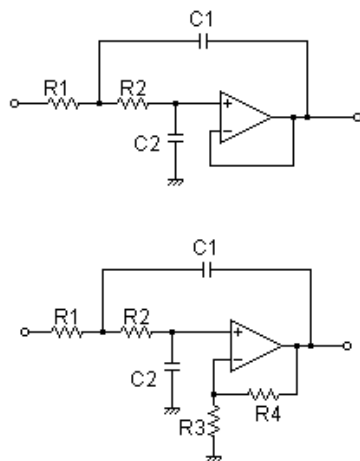


Abbildung 29: Sallen Key Lowpass (*Okawa Filter Tools*)

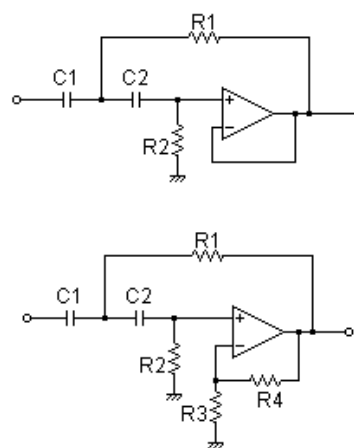


Abbildung 30: Sallen Key High Pass (*Okawa Filter Tools*)

Gemäß der Aussage von Hank Zumbahlen (Analog Devices) in seinem Buch „Basic Linear Design“ ist der Sallen Key Filter der analoge Filter, der am wenigsten von der Güte des OPV abhängig ist, da er als nur als ein Verstärker, und nicht als Integrator geschaltet ist.<sup>55</sup> Der OPV begrenzt somit weniger die Bandbreite des Filters. Er profitiert weiterhin von seinem geringen Bauteilebedarf, wobei ein weiterer Vorteil darin besteht, dass Widerstandswerte und Kondensatorkapazitäten oft symmetrisch sind oder nur in kleineren Größenordnungen voneinander abweichen, man benötigt also nicht so viele verschiedene Bauteile. Ein Problem des Sallen Key Filters ist allerdings, dass hohe Gütefaktoren schlecht zu realisieren sind, da hier eine große Empfindlichkeit gegenüber Bauteiltoleranzen entsteht und möglicherweise der OPV selbst an dieser Stelle als das begrenzende Element hervortritt, nämlich mit begrenzter Bandbreite und vor allem begrenztem Verstärkungsfaktor.<sup>56</sup>

<sup>54</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.829

<sup>55</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.829

<sup>56</sup> Self, Active Crossover Design, S.242



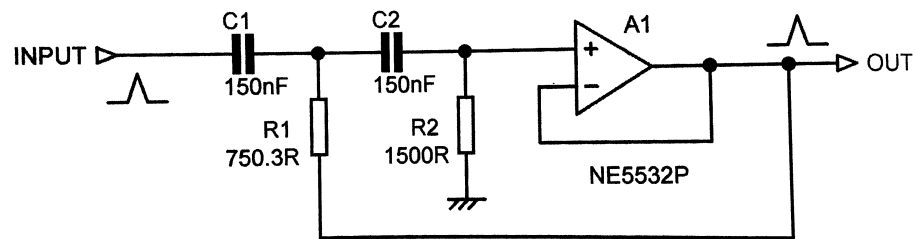
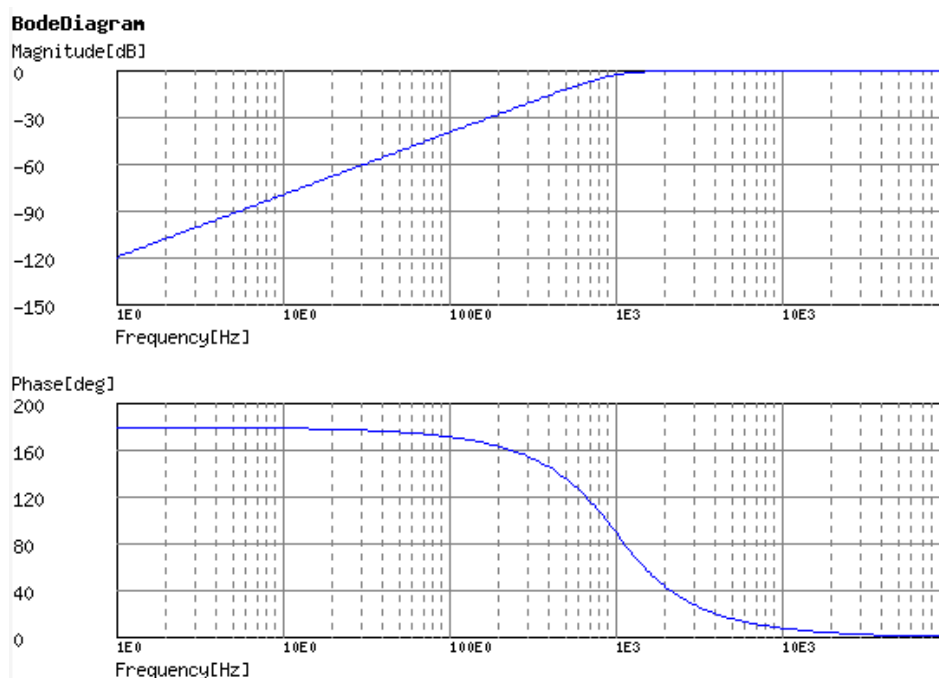
Abbildung 31: Sallen Key Butterworth High Pass Filter 12dB/Okt (*Self*)

Abbildung 31 zeigt ein Hochpassfilter zweiter Ordnung in klassischer Sallen Key Auslegung, mit Butterworth-Charakteristik ( $Q=0,707$ ) und einer Eckfrequenz von 1000Hz.

Bei tiefen Frequenzen steigt der Blindwiderstand der Kondensatoren C1 und C2 an, es kann weniger Signal passieren, wodurch sich am Impedanzwandler die Eingangsspannung reduziert. Hinzu kommt, dass durch C2 und R2 kaum Signal gelangt, wodurch auch die Rückkopplung an Effizienz verliert, es wirken also zwei Sperrsysteme (12dB/Okt Sperrwirkung). Hohen Frequenzen setzen C1 und C2 keinen Widerstand entgegen, wodurch in dem Bereich der Schaltkreis wie ein Spannungsfolger funktioniert.<sup>57</sup>

Der hier vorgelegte Entwurf hat wie bereits erwähnt eine Güte von 0,707 (Butterworth-Charakteristik, also maximal flache Amplitude). Das zugehörige Bode-Diagramm und die Sprungantwort zeigen die folgenden Abbildungen 32 und 33:

Abbildung 32: Bode Diagramm Sallen Key Highpass,  $Q=0,707$ ,  $f_c = 1000\text{Hz}$ 

<sup>57</sup> Self, Active Crossovers, S.242

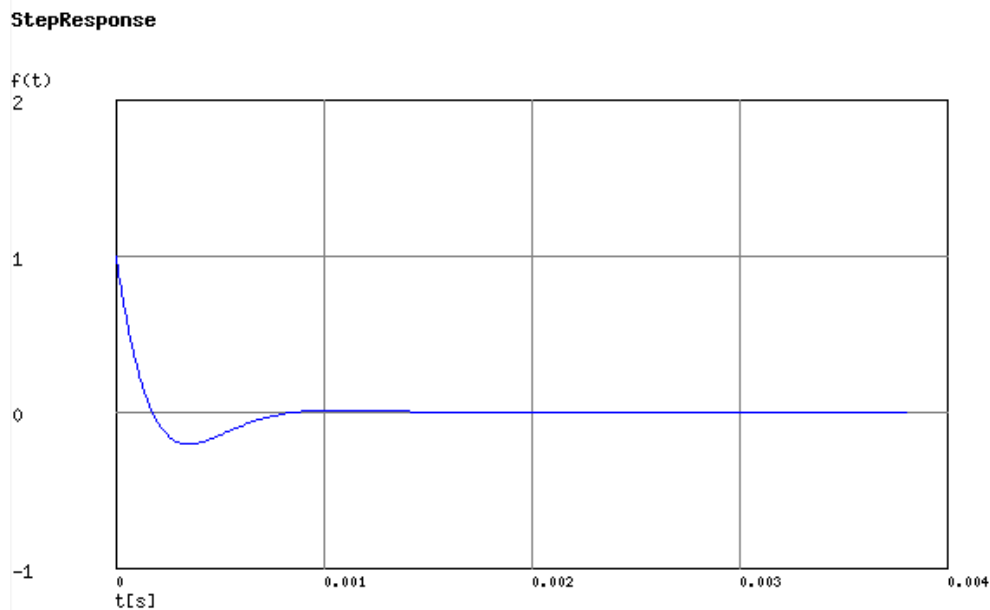


Abbildung 33: Sprungantwort Sallen Key Highpass,  $Q=0,707$ ,  $f_c = 1000\text{Hz}$

Analog zu Abbildung 7 aus Kapitel 4.5.3 kann man anhand der Abbildung 33 die simulierte Sprungantwort des Butterworthfilters mit 12db/Okt. ablesen, welche gut mit dem ermittelten Werten von R. Small übereinstimmen.

Was nun aber, wenn man eine andere Filtercharakteristik erreichen möchte, beispielsweise mit einem Gütefaktor  $Q = 1$  oder höher? In der Sallen Key Konfiguration als aktives Filter ist dies möglich, wenn auch nur in einem gewissen Rahmen. Die Fachliteratur ist sich in diesem Punkt relativ einig, dass  $Q$ -Faktoren von 3 bis 4 erreicht werden können. Die einfachste Möglichkeit ist es, den Wert von  $R_2$  zu erhöhen und somit stärker asymmetrische Werte von  $R_2$  zu  $R_1$  zu verwenden. Bei gleichbleibenden Komponenten führt die Erhöhung des Widerstandswertes  $R_2$  zu einer tieferen Eckfrequenz und größerem  $Q$ -Faktor. Des Weiteren ist es denkbar, die Eckfrequenz über einen als Differenzverstärker geschalteten OPV zu verstärken. Zur Berechnung dieses Filters können folgende Formeln herangezogen werden:

Grenzfrequenz und Gütefaktor:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot \sqrt{R_1 \cdot R_2}} \quad Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

Komponentenwerte in Abhängigkeit von  $Q$  und  $R_2$ :

$$C_{1,2} = \frac{2 \cdot Q}{2\pi \cdot f_g \cdot R_2} \quad R_1 = \frac{R_2}{4 \cdot Q^2}$$

### 6.3.3 Equal-R Sallen Key Filter

Eine weitere Möglichkeit der Auslegung des Sallen Key Filters ist die Equal-R Schaltung, welche die Berechnung noch weiter vereinfacht. Problematisch können „krumme“ Werte für die benötigten Werte der Widerstände und Kondensatoren sein<sup>58</sup>, deshalb soll die Schaltung hier nur in aller Kürze vorgestellt werden.

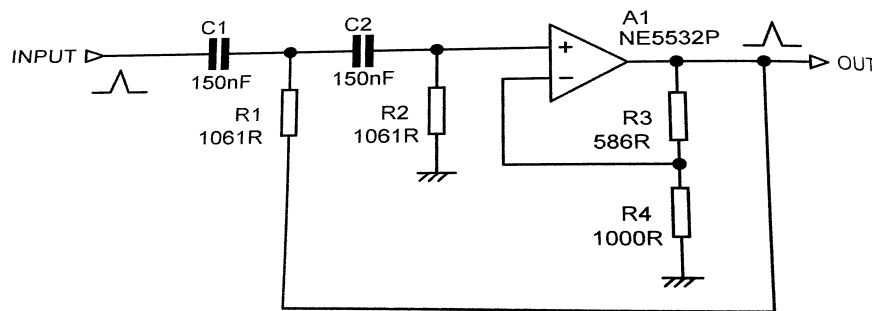


Abbildung 34: Equal-R Sallen Key Hochpass,  $f_g = 1\text{kHz}$ ,  $Q = 0.707$  (Self)

Abbildung 34 zeigt den Equal-R Hochpass mit den selben Kenndaten wie der in Abbildung 31 vorgestellte Hochpass. Die Werte für C1 und C2 sind die selben, R1 und R2 weisen nun den selben Wert zueinander auf. Der OPV wird nun als Differenzverstärker geschaltet, anstatt als Spannungsfolger zu arbeiten. Für die Berechnung muss ein weiterer Schritt eingeführt werden, nämlich die Berechnung der Verstärkung im Durchlassbereich (A).

Grenzfrequenz und Gütefaktor:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C} \quad Q = \frac{1}{3 - A}$$

Verstärkungsfaktor:

$$A = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$$

Komponentenwerte:

$$R_1 = R_2 = \frac{1}{(2\pi \cdot f_g) C_{1,2}}$$

Zu beachten ist immer, dass  $C_1 = C_2$  und  $R_1 = R_2$  ist. Man kann hierbei einen Wert für C wählen und R dementsprechend berechnen, oder die Formel nach C umstellen und R

<sup>58</sup> Self, Active Filters, S.245

auswählen. Zuletzt berechnet man über den gewünschten Gütefaktor die nötige Verstärkung A.

### 6.3.4 Sallen Key Low Pass

Ein kurzer Abschnitt soll an dieser Stelle den Sallen Key Lowpassfilter vorstellen. Er unterscheidet sich kaum vom Hochpass dieses Typs, es werden lediglich die Bauteilpositionen getauscht, ähnlich einem RC-Filter. Auch hier gilt der einfache Merksatz zur Erkennung: sind die Kondensatoren in Serie geschaltet (formen ein H im Schaltbild) handelt es sich um einen Sallen Key Hochpass, sind sie parallel geschaltet (formen ein T), liegt eine Tiefpassschaltung vor. Der Sallen Key Lowpass kann ebenfalls aus gemischten oder gleichen (Equal-C / Equal-R) Bauteilen aufgebaut werden, mit oder ohne Differenzverstärker, in jedem Falle aber mit einem Impedanzwandler/Spannungsfolger.

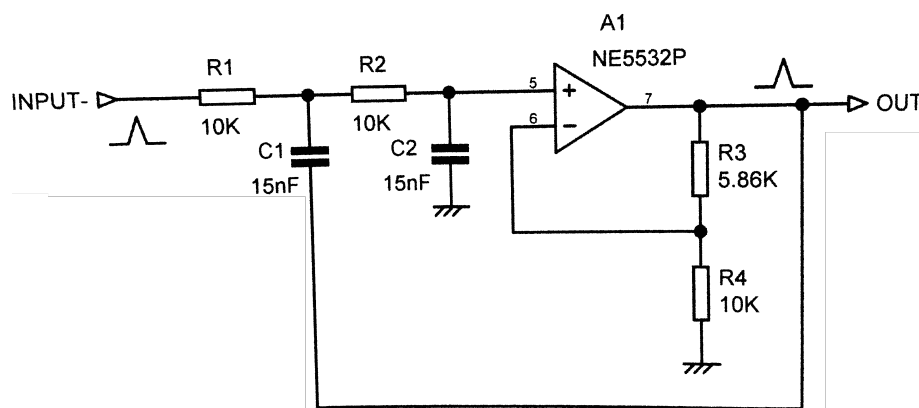


Abbildung 35: Sallen Key Equal-R Tiefpass mit Differenzverstärkung (*Self*)

Abbildung 35 zeigt die besprochene Sallen Key Tiefpassschaltung mit  $R1 = R2$  und  $C1 = C2$ , sowie einem OPV, der als nicht invertierender Verstärker geschaltet ist und die nötige Verstärkung im Durchlassbereich erzeugt, um wiederum einen Gütefaktor von  $Q = 0.707$  einzustellen. Das in Phase mit dem Eingangssignal liegende Ausgangssignal wird ab der Grenzfrequenz von – in diesem Beispiel - 1060Hz mit 12db/Oktave gedämpft. Abbildung 36 zeigt das dazugehörige Bode-Diagramm.

Ebenfalls eine einfach zu berechnende und zu realisierende Variante eines Tiefpassfilters. Allerdings gibt es Stimmen in der Literatur, die bei der Auslegung warnen: dieser Filter hat die Eigenheit, im Stopband keine kontinuierlich fallende Amplitude zu erzeugen. Es entstünde unter Umständen – abhängig vom verwendeten Operationsverstär-

ker ein Minimum, woraufhin wieder ein Anstieg der Amplitude mit 6db/Oktave folgt, welche bis in den Megahertzbereich reichen kann.<sup>59</sup>

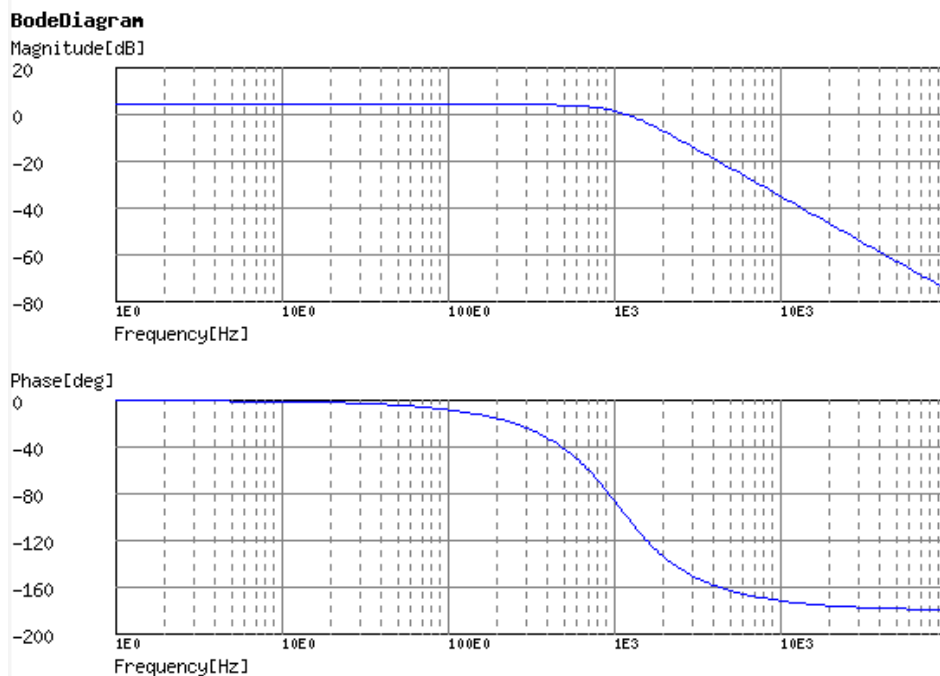


Abbildung 36: Bode Diagramm Sallen Key LPF

Berechnungsgrundlage des S&K Tiefpassfilters:

$$A = \frac{R_3 + R_4}{R_4} \quad f_s = \frac{1}{2\pi \cdot C \cdot R} \quad Q = \frac{1}{3 - A}$$

### 6.3.5 Eigenschaften, Performance und Verzerrungen in Sallen Key Filtern

Nun wurden Sallen und Key Filter zweiter Ordnung besprochen. Es ist ebenso möglich, Filter höherer Ordnung zu konstruieren, wofür es wiederum mehrere Möglichkeiten gibt. Man kann beispielsweise einen Filter dritter Ordnung konstruieren, indem ein weiteres mit 6db/Okt. dämpfendes RC-Glied addiert wird. Dies kann innerhalb der Schaltung, also vor dem OPV passieren, oder aber mit zwei eigenständigen Filterstufen („Stages“) und daraus resultierend zwei OPVs realisiert werden. Vorteil in letzterem Fall sind geringere Verzerrungen im Filter, da die zweite Stufe eine gleichbleibend geringe Impedanz der vorausgehenden Schaltung sieht, allerdings auf Kosten eines zweiten OPV für die Schaltung.

<sup>59</sup> Self, Small Signal, S.185

Filter vierter Ordnung werden in der Regel durch Hintereinanderschalten mehrerer kompletter Filterstufen zweiter Ordnung erreicht. Natürlich können mit der Sallen Key Schaltung nicht nur Butterworthfilter entworfen werden, auch Linkwitz-Riley, Chebyshev und Besselfilter sind möglich und werden auf Basis dieser Architektur häufig verwendet. Allgemein gelten Sallen Key Filter als die populärste Architektur für aktive Hoch- und Tiefpassschaltungen mit überschaubarem Bauteileaufwand und einfacher Auslegung.

Nachteilig ist, dass auch der Sallen Key Filter praktisch nicht frei von Verzerrungen ist. Hat man noch im Bereich passiver Filter über Probleme mit Kondensatoren und Spulen gesprochen, bestehen diese Probleme zum Teil auch bei aktiven Filtern weiterhin. Zwar kann auf (bipolare) Elektrolytkondensatoren glücklicherweise verzichtet werden, da die benötigten Werte so klein sind, dass problemlos Folienkondensatoren eingesetzt werden können. Trotzdem sind diese je nach Qualität und Ausführung auch nicht völlig frei von problematischen Eigenschaften, denn nicht jeder verfügbare Kondensator eignet sich gleichermaßen für Audioanwendungen. Auch Operationsverstärker bringen einen gewissen Anteil an Eigenrauschen in eine Schaltung ein,<sup>60</sup> was jedoch bei geschickter Komponentenwahl zu keinem ernsthaften Problem werden muss. So liegen die gezeigten Sallen Key Analogfilter mit NE5532 OPV bei einem Eigenrauschen im Wert von weniger als -100dBu<sup>61</sup>.

In der Literatur findet man noch viel weiteren Input über das Verzerrungsverhalten dieses Filtertyps, ebenso wie viele Tipps zur Auslegung. Dabei wird zwischen verschiedenen Schaltungsansätzen unterschieden, die bei unterschiedlichen Ordnungszahlen zum Einsatz kommen. An dieser Stelle kann nur das Buch „The Design of Active Crossovers“ von Douglas Self empfohlen werden, was in diesem Kapitel auch öfter zitiert wurde. Darin werden sämtliche Aspekte von Sallen und Key Filtern ausführlich, anschaulich und mit vielen Messungen besprochen.

---

<sup>60</sup> Skritek, S.60

<sup>61</sup> Self, Active Crossovers, S.243

### 6.3.6 Multiple Feedback Filter

Der Multiple Feedback Filter, kurz MFB oder MFF, ist eine Filterarchitektur, die fast ebenso gängig und bekannt ist, wie die zuvor besprochenen Sallen Key Filter. Ebenfalls wird diese Schaltung verwendet, wenn keine extremen Q-Faktoren von Nöten sind. Im Rahmen dieser Arbeit wird diese Architektur vorgestellt, da hier ebenfalls noch kein immenser Bauteil- und Berechnungsaufwand von Nöten ist und es freie Simulationstools im Internet zu finden gibt, was den praktischen Ansatz dieser Arbeit weiter trägt.

Das bedeutet allerdings nicht, dass es sich bei dem Multiple Feedback Filter um eine veraltete Bauweise handelt, denn in seiner Realisierbarkeit liegt der Vorteil.

Wie der Sallen Key Filter nutzt der MFF einen Operationsverstärker als aktives Bauelement, bei Filtern höherer Ordnung spricht man auch hier von sogenannten Stages, welche eine Kaskadierung mehrerer Filter niedrigerer Ordnung meint. Der OPV wird im MFB Filter als ein Integrator geschaltet, weshalb die Schaltung eine größere Abhängigkeit von den Eigenschaften des OPV zeigt, als beispielsweise der Sallen Key Filter.<sup>62</sup>

Betrachtet man Low- und Highpassfilter, bringt die MFB-Schaltung gegenüber dem Sallen Key Filter keinen wirklichen Vorteil, es werden jedoch mehr Bauteile benötigt. Deshalb ist der Multiple Feedback Filter dann populär, „wenn ein Bandpassfilter mit moderatem Q-Faktor benötigt wird“<sup>63</sup>. Da Hoch- und Tiefpassfilter im analog aktiven Bereich nun schon ausführlich besprochen wurden, soll es in diesem Kapitel um Bandpassfilter gehen, welche mit der MFB Architektur gut zu realisieren sind. Trotzdem wird auch von schaltungstechnischer Betrachtung auf Hoch- und Tiefpass eingegangen, sowie die zum Design nötigen mathematischen Formeln zusammengefasst.

Die Abbildungen 37, 38 und 39 zeigen im folgenden Abschnitt die gängigen Multiple Feedback Schaltungen für Lowpass, Bandpass und Highpass.

---

<sup>62</sup> Zumbahlen, MT-220, PDF, S.1

<sup>63</sup> Self, Small Signal, S.191

### 6.3.7 Multiple Feedback Lowpass

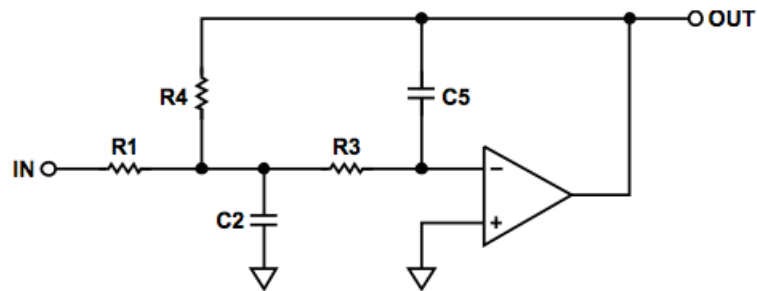


Abbildung 37: Multiple Feedback Lowpass (*Analog Devices*)

Der MFB Lowpass kann mit gleichen Werten für alle eingesetzten Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  realisiert werden, wobei sich dann unterschiedliche und oft ungeschickte Werte für  $C_1$  und  $C_2$  ergeben.<sup>64</sup> Durch die invertierende Schaltung ist das Ausgangssignal nicht in Phase mit dem Eingangssignal. Kaskadiert man zwei dieser Filter zu einem Filter vierter Ordnung, ist dies kein Problem mehr, ansonsten würde eine zusätzliche Inverterschaltung von Nöten sein, wenn die Phasenlage in der Schaltung eine Rolle spielt.

Gleichungen zur Berechnung des MFB Lowpass lauten:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{C_5}{C_2}} \cdot R \cdot C_2} \quad \text{mit} \quad R = R_1 = R_3 = R_4, \quad \text{und} \quad Q = \frac{\sqrt{\frac{C_2}{C_5}}}{3}$$

Weiterführend für Komponentenwerte:

Wähle Wert für  $C_5$ , dann:  $(\alpha = \frac{1}{Q})$ ,  $A$  = Verstärkungsfaktor

$$k = 2\pi \cdot f_g \cdot C_5, \quad C_2 = \frac{4}{\alpha^2} \cdot (A+1) \cdot C_5, \quad R_1 = \frac{\alpha}{2 \cdot A \cdot k},$$

$$R_3 = \frac{\alpha}{2(A+1)k}, \quad R_4 = \frac{\alpha}{2k}$$

Ein Vorteil beim MFB Lowpass ist, dass er nicht das angesprochene Anstiegsverhalten des Sallen Key Lowpass an den Tag legt, wobei im Stopband ab einer gewissen Frequenz ein erneuter Anstieg der Amplitude festgestellt werden kann.

<sup>64</sup> Self, Active Filters, S.273



Grund dafür ist, dass sich die Schaltung nicht „auf eine niedrige Ausgangsimpedanz des OPV verlassen muss“<sup>65</sup>.

### 6.3.8 Multiple Feedback High Pass

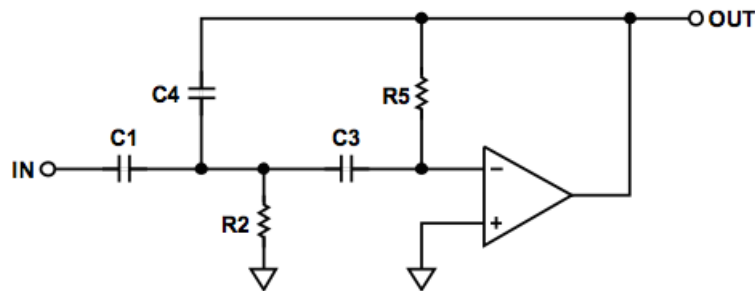


Abbildung 38: Multiple Feedback Highpass (*Analog Devices*)

Wie Abbildung 38 zeigt, sind in diesem Fall im Vergleich zum Lowpass wieder Kondensatoren und Widerstände zueinander vertauscht. Auffällig ist, dass der Hochpass zweiter Ordnung in dieser Schaltung drei Kondensatoren benötigt, was ungewöhnlich ist und in einer Massenfertigung kein zu unterschätzender Faktor wäre, da beispielsweise hochwertige Folienkondensatoren mit guten Audioeigenschaften deutlich teurer sind, als Widerstände. Die Berechnungen gestalten sich ebenfalls analog zum Tiefpass, mit folgenden Gleichungen:

$$f_g = \frac{1}{2\pi \sqrt{\frac{R_5}{R_2}} \cdot R_2 \cdot C} \quad \text{mit } C = C_1 = C_3 = C_4, \quad \text{und } Q = \frac{\sqrt{\frac{R_5}{R_2}}}{3}$$

Berechnung der Komponentenwerte - wähle Wert für C1, dann:

$$k = 2\pi \cdot f_g \cdot C_1, \quad C_3 = C_1, \quad C_4 = \frac{C_1}{A}, \quad R_2 = \frac{\alpha}{k \left(2 + \frac{1}{A}\right)}, \quad R_5 = \frac{A \left(2 + \frac{1}{A}\right)}{\alpha \cdot k}$$

Die Auslegung ist also relativ geradlinig, da alle C-Werte die selben sind und demnach ein gut verfügbarer Wert gewählt werden kann. Leider können dann krumme Beträge für die Widerstände entstehen, sodass man dabei in der Realität nicht zwangsläufig mit

<sup>65</sup> Self, Small Signal, S.192

zwei R auskommt und gegebenenfalls aus Mehreren den errechneten Wert zusammenfügen muss.

### 6.3.9 Multiple Feedback Bandpass Filter

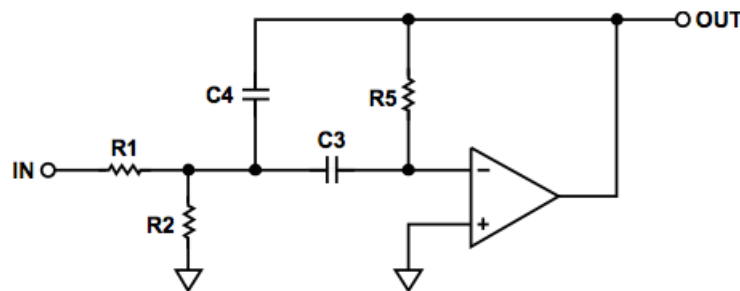


Abbildung 39: Multiple Feedback Bandpass (*Analog Devices*)

Abbildung 39 zeigt die Bandpassfilterschaltung mit einer Multiple Feedback Architektur. Er eignet sich für Anforderungen mit moderater Güte, also mit einem Q-Faktor  $< 20$ , was darin begründet liegt, dass der „open-loop“ Verstärkungsfaktor des Operationsverstärkers in der Regel ein begrenzender Faktor ist<sup>66</sup>. Man könnte zwar das eingehende Signal zunächst abschwächen, um es nach dem Filter wieder zu verstärken und so höhere Gütefaktoren zu erzielen, letztlich wird man aber dann eher zu fortgeschritteneren Filterschaltungen tendieren, wenn solche Anforderungen existieren. Die Eigenschaften des Bandpassfilters werden durch die Kriterien Mitten- oder Peakfrequenz  $f_0$ , der Güte Q und der Gesamtverstärkung am Punkt  $f_0(A_0)$  beschrieben<sup>67</sup>.

Ansonsten hat die Schaltung auch im Falle des Bandpasses gewisse Vorteile, die an sich auch schon die beiden vorher genannten MFB Filter mit sich bringen:

Die Werte der beiden Kondensatoren sind auch hier wieder gleich und quasi beliebig, sodass vorhandene oder einfach zu beschaffende Komponenten verwendet werden können<sup>68</sup>. Die benötigten Werte der Widerstände folgen dann ebenso gewissen Regeln, die nachfolgende Gleichungen beschreiben:

Der Wert für C3 (= C4) wird willkürlich bestimmt, dann gilt:

$$k = 2\pi \cdot f_0 \cdot C_{3,4} \quad , \quad R_1 = \frac{1}{A_0 \cdot k} \quad , \quad R_2 = \frac{1}{(2Q - A_0)k} \quad , \quad R_5 = \frac{2Q}{k}$$

<sup>66</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.832 - 833

<sup>67</sup> Self, Small Signal, S.191

<sup>68</sup> Self, Active Filters, S.332

Ein kleines Rechenbeispiel an dieser Stelle würde für einen Filter mit den Vorgaben  $f_0=1000\text{Hz}$ ,  $Q=2$ ,  $\text{Gain}=1$  folgende Werte ergeben (Anmerkung, C in Farad):

$$C_{1,2}=100\text{nF}, R_1=3183\Omega, R_2=454\Omega, R_3=6366\Omega$$

Den dazu gehörigen Bode-Plot zeigt Abbildung 40:

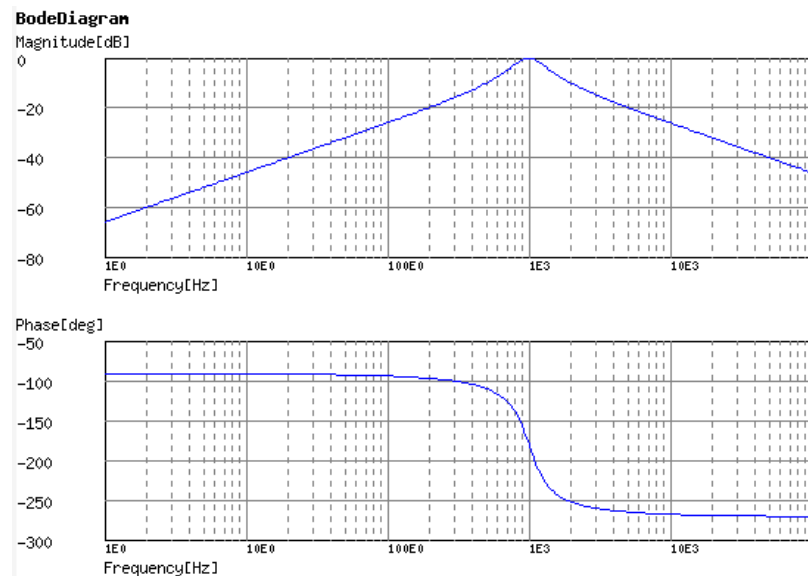


Abbildung 40: Bode Diagramm MFB Bandpass,  $f_0=1000\text{Hz}$ ,  $Q=2$

### 6.3.10 Twin-T Notch

Der bekannteste aktive Notchfilter, um gewisse Frequenzbereiche zu sperren, ist der so genannte Twin-T Notch. Ähnlich wie beim Bandpass wird auch hier der Wirkungsbereich über den Gütefaktor  $Q$  angegeben.

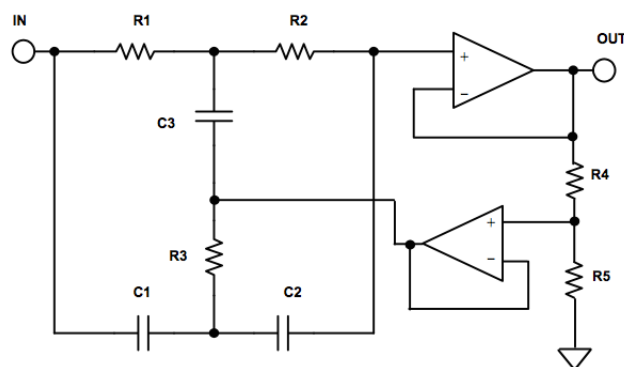


Abbildung 41: Aktiver Twin-T Notch Filter (*Analog Devices*)

Abbildung 41 zeigt die Twin-T Schaltung mit Nutzung zweier Operationsverstärker, in der Standardschaltung mit negativer Rückkopplung. Der Filter eignet sich besonders dann, wenn ein gewisser unveränderlicher Frequenzbereich gesperrt werden soll, beispielsweise ein Brummfilter (50Hz-Notch). Er lässt sich nicht ohne weiteres durchstimmen, also nachträglich auf andere Frequenzen durch variable Widerstände einstellen, da zu einer Änderung der Mittenfrequenz  $f_0$  drei Komponenten verändert werden müssen<sup>69</sup>. Die Tiefe des Notchpunktes ist in der Theorie und unter Betrachtung idealer Bauteile unendlich, praktisch liegt er bei -40 bis -60dB, da in der Schaltung die Bauteiltoleranzen zueinander ein begrenzender Faktor sind, was die Wirkungseffizienz angeht<sup>70</sup>. Der Verstärkungsfaktor wird über das Verhältnis R4 zu R5 eingestellt.

Gleichungen zur Berechnung, wähle C und R:

$$k = 2\pi \cdot f_0 \cdot C, \quad R = \frac{1}{k}, \quad R = R_1 = R_2 = 2 \cdot R_3, \quad C = C_1 = C_2 = \frac{C_3}{2}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

$$R_4 = (1 - K) \cdot R, \quad R_5 = K \cdot R \quad \text{mit} \quad K = 1 - \frac{1}{4Q}$$

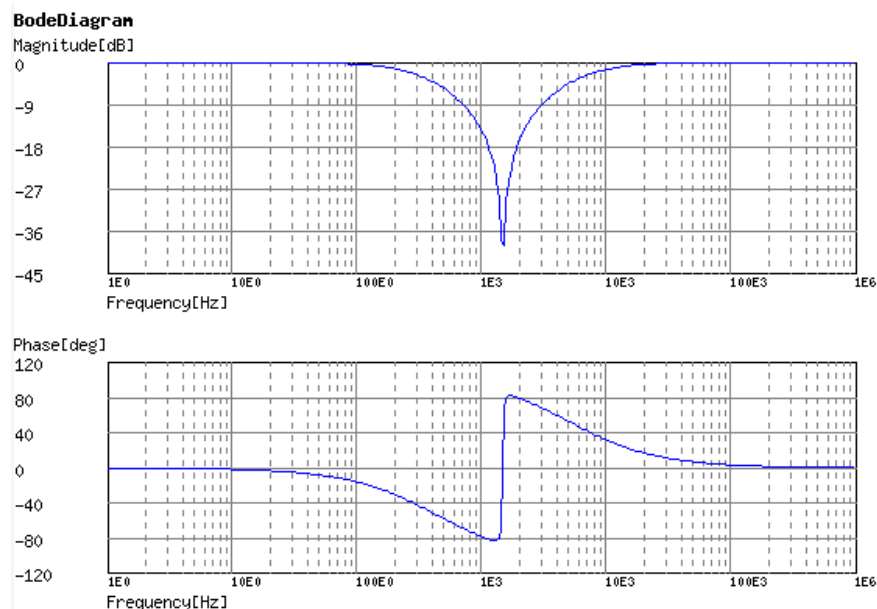


Abbildung 42: Bode Diagramm Twin-T Notch,  $f_0 = 1500\text{Hz}$

<sup>69</sup> Self, Small Signal, S.192

<sup>70</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.838

### 6.3.11 Analog aktiver Allpassfilter

Allpassfilter haben in der Praxis verschiedene Aufgaben, die ganz unterschiedlicher Natur sein können. Zum einen kommen sie zum Einsatz, wenn in einer Schaltung eine Zeit- und Phasenkorrektur stattfinden soll, zum anderen sind sie Grundlage verschiedener Effektgeräte, wo eine Phasenmodulation durchgeführt wird<sup>71</sup>. Hierzu gehören Phaser, Flanger und Chorusseffekte, aber auch digitale Halleffekte nutzen verschachtelte Allpassnetzwerke zur Klangformung<sup>72</sup>. Stets in Erinnerung sollte man sich halten, dass diese Art der Filter einen flachen Amplitudengang aufweist und (idealerweise) nur die Phase um einen definierten Betrag verschiebt<sup>73</sup>. Allpässe sind ebenfalls als Filter erster, zweiter, und gegebenenfalls höherer Ordnung aufgebaut, sie unterscheiden sich dann in der Summe der Phasenverschiebung und deren Steilheit. Der Punkt der Phasendrehung wird im Falle eines Allpassfilters erster Ordnung  $f_{90}$  genannt, was dem halben Wert entspricht. Achtung, um Verwirrung vorzubeugen: ein Allpassfilter erster Ordnung hat – im Gegensatz zum „normalen“ Filter erster Ordnung – insgesamt eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  (also den doppelten Betrag),  $90^\circ$  sind bereits an der Grenzfrequenz erreicht. Dies ist auf komplexe Mathematik zurückzuführen und soll an dieser Stelle als gegeben gelten.

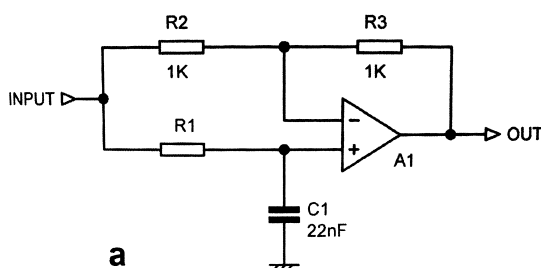


Abbildung 43: RC Allpass (Self)

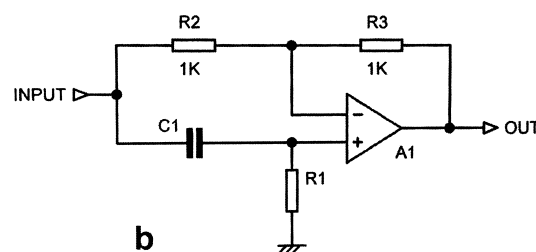


Abbildung 44: CR Allpass (Self)

Die Abbildungen 43 und 44 zeigen zwei Typen des Allpassfilters erster Ordnung, einmal als den nicht-invertierenden RC Filter (a), einmal als den invertierenden CR Filter (b)<sup>74</sup>. Version a weist eine Phaseninversion zu hohen Frequenzen hin auf, das Signal ist also bei tiefen Frequenzen in Phase. Variante (b) ist gegenteilig geschaltet, sodass im Frequenzbereich der Filter zu tiefen Frequenzen hin seine maximale Phasenverschiebung von  $-180^\circ$  aufweist, während hohe Frequenzen in Phase sind und demnach nicht prozessiert werden. Betrachtet man jeweils das Schaltungsglied am nicht-invertierenden

<sup>71</sup> Warstat, Görne, S.255

<sup>72</sup> ValhallaDSP, PDF, S.1 ff.

<sup>73</sup> Skritek, S.31

<sup>74</sup> Self, Active Crossovers, S.357

Eingang des OPV, kann man im Falle A einen RC-Tiefpass erkennen, im Falle B – wo die beiden Komponenten vertauscht sind, einen CR-Hochpass.

Das Phasenverhalten eines Allpassfilters erster Ordnung hängt also von der „Zeitkonstanten“<sup>75</sup> des Filternetzwerkes am nicht-invertierenden Eingang des Operationsverstärkers ab, womit sich folgende Berechnungsgleichungen ergeben:

$$Delay = 2 \cdot R \cdot C, \quad f_{90} = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Wie bereits erwähnt können auch komplexere Allpassfilter realisiert werden, sei es durch Kaskadieren mehrerer Filter erster Ordnung, oder aber auch durch gänzlich andere Schaltungen. Die Literatur nennt dabei viele verschiedene Ansätze. Allpassfilter sind jedoch auch in der digitalen Domäne interessant und verbreitet, weshalb diese Thematik im nächsten Kapitel noch einmal genauer beleuchtet werden soll. Die entsprechenden Stichworte heißen an dieser Stelle „Modulation“ und freie Einstellbarkeit, was sich hier in der analogen Domäne durchaus kompliziert gestaltet. Deshalb ist meiner Meinung nach ein guter Punkt, das Kapitel mit einem kleinen Zwischenfazit zu beenden und mit der Perspektive in die digitale Welt zu wechseln.

### 6.3.12 Zusammenfassung: analog aktive Filter

Wie in diesem Kapitel hoffentlich anschaulich beschrieben wurde, lassen sich vielfältige Filter mit Hilfe von aktiven Bauteilen realisieren, wobei quasi immer der Operationsverstärker als zentrales Bauteil zum Einsatz kommt. Dieser wird in der Literatur, sowie auch bei der Auslegung mittels Berechnungsgrundlagen in der Regel als ideales Bauteil angenommen, was in der Praxis nicht uneingeschränkt der Fall ist. Auch wenn aktive Filter in mancherlei Hinsicht weniger von externen Faktoren abhängig sind (wie z.B. Last/Impedanz) wie passive Filter, sind es letztlich doch reale Bauteile, die die grundlegende Leistungsfähigkeit einer Schaltung definieren. Es gilt also, bei der Auslegung eines Filters oder der Realisierung einer Schaltung zuerst die Zielsetzung zu definieren und dann abzuwägen, was ein geeigneter Ansatz wäre.

In der Literatur wird ebenso von einem „2-Schritte-Prozess“ gesprochen, bei dem man festlegen muss, was erreicht werden will (z.B. eine Übertragungsfunktion) und dann entschieden werden muss, welcher Schaltungsansatz gewählt wird.<sup>76</sup>

---

<sup>75</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.843

<sup>76</sup> Zumbahlen, Basic Linear Design, PDF, S.820

Weiterführend gibt es viele deutlich komplexere Schaltungen, wie die State Variable Filter, Biquadratische Filter, diverse stimbare Schaltungen für Notch- und Bandpassfilter, welche in dieser Arbeit leider keinen Platz finden konnten.

Ein großes und spannendes Thema bleibt jedoch noch, nämlich die digitalen Filter. Während wir in der analogen Welt mit kontinuierlichen Signalen konfrontiert sind, existieren in der digitalen Domäne Signale, welche zeit- und wertdiskret sind und auch in diesem Zustand prozessiert werden können, mit stets gleicher und jederzeit reproduzierbarer Genauigkeit. Man kann also mathematisch exakte Filter programmieren, deren Leistungsfähigkeit nichtmehr von analogen Bauteilen, deren Eigenschaften und Verfügbarkeit abhängig sind, sondern lediglich durch die verfügbare Rechenleistung limitiert wird. Ansätze zu diesem Thema werden im nächsten Kapitel beleuchtet. Abschließend zum Kapitel „analoge Filter“ bleibt zu sagen, dass dieses Kompendium hoffentlich dem ein oder anderen Leser ein tieferes Verständnis für analoge Filterschaltungen beschafft hat und vielleicht sogar dazu ermutigen konnte, sich an einem eigenen Projekt zu versuchen.

## **7. Digitale Filter – eine Gegenüberstellung zum Analogfilter**

### **7.1 Einleitung**

Digitale Filter sind heute nichtmehr aus dem Audiogeschehen wegzudenken, sei es in digitalen Mischpulten, DAWs, anderweitig digital aufgebauten Effektgeräten, Aufnahmegeräten, aber auch in der Beschallungstechnik macht man sich digitale Filtertechnik mit großem Erfolg zu Nutzen. Wie wir in den vorausgehenden Kapiteln festgestellt haben, lassen sich im analogen Bereich vielfältige Filterschaltungen realisieren, sie hängen jedoch immer stark von der gewählten Schaltung, den Bauteilen und auch äußeren Umständen wie Temperatur oder äußerer Beschaltung ab. Trotzdem kann man sich nun die Frage stellen, warum man überhaupt digitale Filter nutzen sollte, wenn man am Ende mit dem Ohr doch wieder ein analoges Signal wahrnimmt? Schließlich können wir Menschen mit Digitalsignalen nichts anfangen und wie beschrieben kann man mit ein paar einfachen analogen Elektronikbauteilen doch auch Filter entwickeln, die ihren Zweck erfüllen. Wozu das ganze also? An dieser Stelle sollte man etwas ausholen und die Vorteile der Digitaltechnik erörtern.

## 7.2 Der Nutzen der digitalen Signalverarbeitung

Mit Aufkommen der Computertechnik und digitalen Recordern änderte sich in der Welt der Tonschaffenden doch einiges, aber man muss letztlich gar nicht so weit in der Geschichte zurückblicken, um sich einige der größten Vorteile der Digitaltechnik vor Augen zu führen. Auch für reine Musikkonsumenten änderten sich grundlegende Dinge:

Manche werden sich vielleicht erinnern, wie der allgemeine Umgang mit analogen Speichermedien so war oder auch noch ist, wenn man beispielsweise eine alte Kompaktkassette gerne wieder anhören möchte oder eine beschädigte Vinylplatte versucht, zu digitalisieren. Man braucht das entsprechende Abspielgerät, möglichst in tadellosem, gut gewarteten und mechanisch, sowie elektronisch korrekt justiertem Zustand (was heute lange nicht immer gegeben ist), gleichzeitig muss das Medium selbst noch intakt sein. Sollten diese Faktoren gegeben sein, kann man an einer alten oder auch neuen analogen Aufnahme auch heute noch viel Spaß haben und mit einer hervorragenden Klangqualität belohnt werden. Jedoch ist es weitaus wahrscheinlicher, dass in der Verkettung an Variablen irgendetwas nicht stimmt und man mit Klangeinbußen leben muss, wie zum Beispiel starkem Rauschen, Aussetzern (sogenannte Dropouts), Knistern, dumpfer Wiedergabe und so weiter. Analoge Speicherung elektrischer Signale ist eine absolute Wissenschaft für sich und allein darüber könnte man problemlos eine Bachelorarbeit schreiben, das Thema soll aber hier nur für Anschauungszwecke dienen. Kurz gesagt, die Literatur ist sich einig, dass die Digitaltechnik mitunter deswegen einen großen Siegeszug vollbracht hat, weil sie als robuster, zuverlässiger und weniger wartungsintensiv gilt<sup>77</sup>.

In der digitalen Welt können exakte Kopien gemacht werden, wohingegen im Analogbereich jede Kopie immer schlechter wurde. Ein suboptimaler Frequenzgang einer Bandmaschine beispielsweise wurde mit jeder Kopie mitgenommen, ebenso wie das Rauschen sich mit jeder Kopiergeneration aufaddierte. Auch im Bereich des Multitrackings haben sich viele neue Techniken ergeben, so können heutzutage beliebige Schnitte durchgeführt werden, problemlos rückgängig gemacht werden und generell wird heute alles „non-destruktiv“ bearbeitet, ein Begriff, der ganz klar Richtung Analogtechnik schießt. Eine digitale Audiodatei lässt sich Jahrzehnte später in exakt der selben Qualität wiedergeben, wie zum Tag der Dateierstellung. Einzige Voraussetzung ist dabei, dass die Datei nicht verloren geht oder beschädigt wird.

---

<sup>77</sup> Warstat, Görne, S.35



Im Bezug auf digitale Filter gelten ähnliche Vorteile: sie funktionieren in der Regel exakt so, wie sie es sollen, zu jedem Zeitpunkt. Aus eigener praktischer Erfahrung kann ich leidlich berichten, dass beispielsweise günstigere analog-aktive Frequenzweichen nicht immer exakt die geforderten oder eingestellten Werte einhalten und wer bei der Anwendung auf Nummer sicher gehen will, sollte messtechnisch überprüfen, ob zum Beispiel die gewünschte Grenzfrequenz auch wirklich getroffen wurde, oder ob die Reglerbeschriftung an der Gerätefront eventuell nicht ganz passt. Digitale Lautsprecher-managementsysteme sind von diesem Problem weitaus weniger oder im besten Falle gar nicht betroffen. Überprüfungen zeigen hier, dass eingestellte Werte exakt eingehalten werden, sofern kein Defekt am Gerät vorliegt.

Auch im Kontext der Musikproduktion bieten Digitaltechnik, DSP (digital signal processing) und digitale Filter viele Vorteile. Arbeitet man als Toningenieur simultan an verschiedenen Projekten, ist die Möglichkeit des „recalls“ sehr wertvoll und spart viel Zeit, da Projekte exakt gespeichert und später wieder so abgerufen werden können, man muss also nicht weiter Unterlagen über Geräteeinstellungen führen, um später gewisse Einstellungen wieder reproduzieren zu können. Ebenso unterliegt man in einer digitalen Audioworkstation nicht mehr der physikalischen Limitation: virtuelle Geräte, wozu auch digitale Equalizer zählen, können mehrfach aufgerufen werden, im Rahmen der verfügbaren DSP-Leistung des Hosts (Computer oder Standalonegerät).

### **7.3 Digitale Filter im Kontext analoger Signale**

All die genannten Vorteile in den beiden vorausgehenden Unterpunkten klingen natürlich zunächst sehr verlockend, lösen sie doch einige Probleme, die in dieser Arbeit bereits angesprochen wurden. Doch eine Frage stellt sich letztlich: wie funktioniert denn ein Filter in der digitalen Domäne? Wie kann ein Signal, welches sein Dasein als Datensatz auf einem Speichermedium fristet, manipuliert werden? Diesen Fragen soll in diesem Kapitel nachgegangen werden. Grundlegende Techniken der digitalen Signalverarbeitung werden an dieser Stelle als gegeben angesehen und nicht ausführlich, sondern nur knapp und zusammenfassend erläutert.

### 7.3.1 AD/DA-Wandlung

Um im digitalen Bereich Signale manipulieren zu können, müssen diese zunächst als solcher Datensatz vorliegen, genauer gesagt in „binärer Codierung mit n-Bit Wortlänge“<sup>78</sup>. Ein zeit- und wertkontinuierliches, analoges Signal mit unendlicher Anzahl an möglichen Amplitudenwerten in seinem Verlauf muss in eine zeit- und wertdiskrete Anzahl an Amplitudenwerten quantisiert werden. Dieser Prozess muss dabei dementsprechend genug „Proben“ nehmen, damit das Originalsignal ohne Verluste und/oder Verzerrungen wieder rekonstruiert werden kann. Dabei gilt es, das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem einzuhalten, welches vereinfacht gesagt besagt, dass ein gewisses Signal dann exakt rekonstruiert werden kann, wenn die darin enthaltene maximale Frequenz maximal halb so groß ist, wie die Frequenz der Abtastung. Daher werden bei Analog-Digitalwandlern „Anti-Aliasing-Filter“ eingesetzt, um das eingehende Signal in seiner Bandbreite zu begrenzen, sodass diese Bedingung in jedem Fall eingehalten wird.<sup>79</sup>

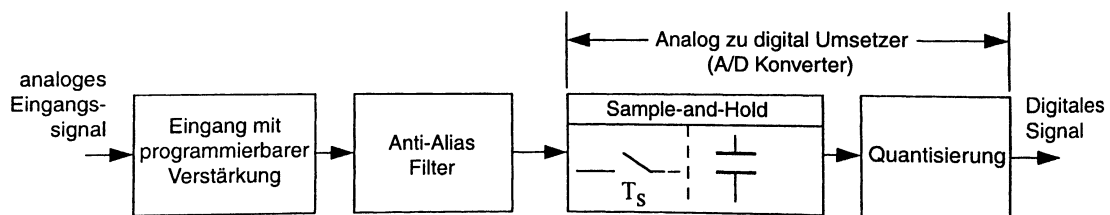
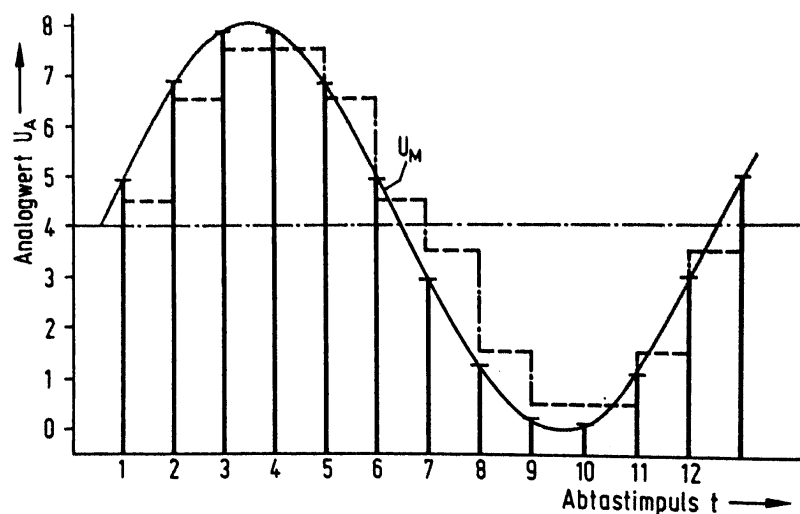


Abbildung 45: Schematische Darstellung der AD Wandlung (D'Appolito)

Abbildung 45 zeigt den schematischen Aufbau eines Analog-zu-Digital Konverters inklusive dem angesprochenen Anti-Alias-Filter. Die Sample-and-Hold Schaltung nimmt dabei nach einem Takt (der Samplingfrequenz) Probewerte der anliegenden Signalamplitude und speichert sie in ein Wort der Bitlänge n. Weiter veranschaulicht wird dies in Abbildung 46.

<sup>78</sup> Skritek, S.312

<sup>79</sup> Skritek, S.308

Abbildung 46: Quantisierung von  $U_a$  (Skritek)

Wie hier gezeigt, wird die Eingangsspannung  $U_a$  abgegriffen und quantisiert. Gängige Samplingfrequenzen sind: 44,1kHz (CD-Audio Standard), 48kHz (Film/Video), darüber hinaus vielfache der genannten Werte bis hin zu 192kHz. Bei der Wortlänge galten lange Zeit 16bit (integer) als der Digitalstandard, der auch für die Audio-CD zum Einsatz kam und mit dem eine theoretische Dynamik von 96dB erreicht werden konnte. Mit der weiteren Entwicklung wurden auch die Anforderungen an die erreichbare Dynamik größer, so gelten heute 24bit integer als Studiostandard (theoretische Dynamik: 144dB).

Es werden einem eingangsseitig anliegenden Analogsignal bei einer AD-Wandlung mit 44,1kHz und 24bit Wortlänge pro Sekunde 44100 Proben entnommen und der jeweilige Amplitudenwert gespeichert, wobei der endliche Wertebereich bei 24bit  $2^{24}=16777216$  Quantisierungsintervalle bereit hält.

### 7.3.2 Digitale Filter – grundlegende Funktionsprinzipien

„Da das digitale Signal aus einer Zahlenfolge besteht, kann eine Manipulation des Signals nur in Form von Rechenoperationen (Addition, Subtraktion, Multiplikation, etc.) erfolgen.“<sup>80</sup> Dabei werden interessanterweise sehr ähnliche Resultate erzielt, wie bei der Filterung eines analogen Signales mittels analoger Bauteile. Digitale Filter unterscheiden sich größtenteils also nicht von ihren analogen Vorbildern, wenn es um Frequenz- und Zeitverhalten geht, die Filterwirkung wird jedoch von den Filterkoeffizienten übernommen. Ebenfalls wird – im Vergleich zum analogen Schaltbild, ein digitales Schalt-

<sup>80</sup> Warstat, Goerne, S.37

bild verwendet, was einem Blockschaltbild ähnelt und beschreibt, wo welche Operationen stattfinden. Auf Programmebene handelt es sich hingegen um sprachspezifischen Code.

Man unterscheidet im Bereich der digitalen Filter grundsätzlich zwischen zwei Ansätzen: Filter mit unendlicher und Filtern mit endlicher Impulsantwort, den sogenannten IIR (infinite impulse response) und den FIR (finite impulse response) Filtern.

Generell findet man unter den digitalen Filtern die selben Typen und Standardapproximationen, wie im Bereich der Analogfilter. Oft werden sogar analoge Filterschaltungen zu imitieren versucht. Vom Typus her werden also ebenso Hoch- und Tiefpassfilter der verschiedenen Ordnungen, sowie Bandpass, Notch und Allpassfilter konstruiert. Man spricht auch bei den Digitalfiltern von Butterworth-, Bessel- und Linkwitz-Riley-Filtern. So ist es auch nicht weiter verwunderlich, dass man beispielsweise in digitalen Lautsprechercontrollern eben diese Typen vorfindet.

Interessant ist auch, dass digitale Filter teilweise den selben Limitationen unterliegen, wie die analogen Derivate. So sind beispielsweise unendlich steile Flanken wie in Kapitel 4.4 dargestellt, zumindest nicht für Echtzeitanwendungen realisierbar<sup>81</sup>.

Andere Limitationen können in der digitalen Domäne natürlich umgangen werden – so werden beispielsweise häufig Filter höheren Ordnungen (4te und höher) genutzt, da keine realen Bauteile an der Prozessierung des Signals beteiligt sind (abgesehen von der Berechnungsplattform des Filters), sodass Komponentenkosten nicht mit der Komplexität des Filters steigen.

Ebenso ist beispielsweise Douglas Self der Meinung, dass vor allem Verluste durch den exzessiven Einsatz von Luftspulen zum Problem in passiven Filtern höherer Ordnung werden<sup>82</sup>, sodass in dem Bereich selten Filter mit einer Ordnung höher als 3 eingesetzt werden. Im digitalen Bereich sind Filter vierter bis achter Ordnung keine Seltenheit, aber selbst das soll noch nicht das Ende der Fahnenstange sein - so bietet beispielsweise der Systemcontroller Lake LM26 digitale „brickwall“ Filter, mit einer Sperrwirkung von 96db/Oktave<sup>83</sup>.

Wie auch immer ein digitales Filter geartet sein mag: das Funktionsprinzip sieht immer dergestalt aus, dass ein Prozessor numerische Berechnungen auf die gespeicherten Signale in einzelnen Schritten einzelner Samples ausführt.

---

<sup>81</sup> Warstat, Goerne, S.38

<sup>82</sup> Self, Active Crossovers, S.93

<sup>83</sup> Lake Processing, LM26 Operation Manual, PDF

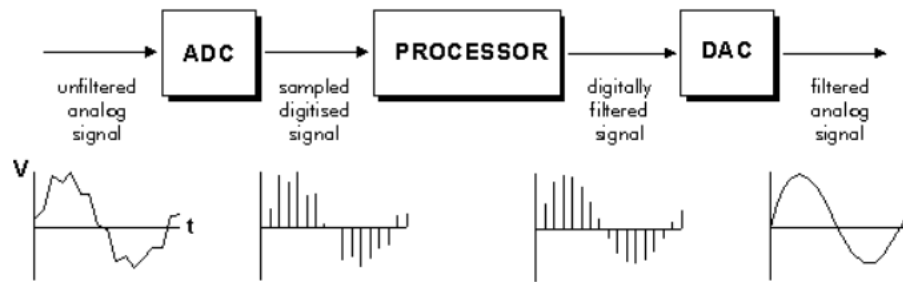


Abbildung 47: Digitale Signalbearbeitung (UC Davis)

Dabei bedient sich das Filter den sogenannten Filterkoeffizienten, die zur Gewichtung der einzelnen Samplepositionen gedacht sind. Nehmen wir an, ein zeit- und wertkontinuierliches Eingangssignal habe die Funktion  $x(t)$ , welches mit einer definierten, festen Samplingfrequenz und Bittiefe abgetastet wird.

Der A/D-Wandler wird also eine Reihe an Binärzahlen liefern, wovon jeder einen Abtastwert an der Stelle  $n$  darstellt:

$$x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_n$$

Die digital berechneten Ausgangswerte haben die Werte:

$$y_0, y_1, y_2, y_3, \dots, y_n$$

In welcher Art und Weise die Werte im Zusammenhang stehen, wird durch die zu Grunde liegenden Algorithmen bestimmt. Möchte man beispielsweise eine digitale Verstärkung realisieren, würde gelten:

$$y_n = A \cdot x_n$$

mit  $A$  als konstantem Verstärkungsfaktor.

Eine digitale Verzögerung wäre realisierbar mit:

$$y_n = x_{n-s}$$

Der Ausgang entspricht dem Eingang, nur um eine gewisse Anzahl an Samples ( $s$ ) verzögert, die im Speicher gepuffert werden müssen.

Soll eine Filterwirkung auf den Wertesatz erfolgen, müssen zusätzliche Koeffizienten ins Spiel kommen, wobei die Filterordnung von der Anzahl der Filterkoeffizienten

$a_n$  und damit auch von der Anzahl der vorhergehenden Datensätzen abhängt, die in die Berechnung eingehen.

Filter erster Ordnung:  $y_n = a_0 \cdot x_n + a_1 \cdot x_{n-1}$

Filter zweiter Ordnung:  $y_n = a_0 \cdot x_n + a_1 \cdot x_{n-1} + a_2 \cdot x_{n-2}$

Filter dritter Ordnung:  $y_n = a_0 \cdot x_n + a_1 \cdot x_{n-1} + a_2 \cdot x_{n-2} + a_3 \cdot x_{n-3}$

Filter vierter Ordnung:  $y_n = a_0 \cdot x_n + a_1 \cdot x_{n-1} + a_2 \cdot x_{n-2} + a_3 \cdot x_{n-3} + a_4 \cdot x_{n-4}$

Wie oben bereits angesprochen, unterscheidet man zwischen nicht-rekursiven und rekursiven Filtern. Beim nicht-rekursiven Filter (FIR Filter) werden nur Eingangswerte zur Berechnung des neuen Signals herangezogen, weshalb diese oft mit Latenzen behaftet sind und einen höheren Speicherbedarf aufweisen, da Werte zunächst gepuffert werden müssen. Dafür ist in diesem Bereich eine Phasenmanipulation machbar, doch dazu später mehr. IIR-Filter (rekursiv) arbeiten mit einer Rückkopplung, sodass Ausgangswerte in die Berechnung mit einbezogen werden. Dies sorgt auch für die Namensgebung – in der Theorie ist die Impulsantwort eines IIR-Filters unendlich lange, da durch die Rückkopplung eine nicht endende Oszillation aufrecht erhalten wird.

### 7.3.3 FIR – Finite Impulse Response Filter

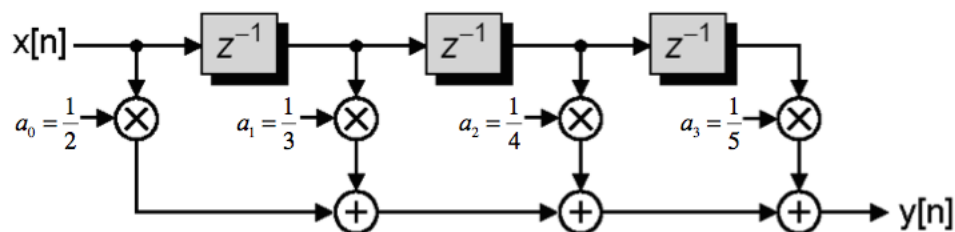


Abbildung 48: FIR Filter als Blockschaltbild (TU München)

Abbildung 48 zeigt den Ansatz des nicht-rekursiven Filters. Diese „verwenden zur Berechnung des Ausgangswertes  $y[n]$  nur Werte des Eingangssignals  $x[n]$ .“<sup>84</sup> Er verwendet einen von Eingang zu Ausgang linearen Signalpfad, was bedeutet, dass wenn ein Signal das Filter passiert hat, die Impulsantwort des Filters zu Ende ist und das Signal den Algorithmus verlassen hat. Deshalb spricht man hier von der „endlichen Impulsantwort“. Jede Stufe  $z^{-1}$  entspricht hierbei einem Verzögerungsglied, welche auch die Ordnung des Filters bestimmen.

<sup>84</sup> TU Wien, IIR-Filter, S.1

Für ein Filter der Ordnung M kann folgende Differenzengleichung aufgestellt werden:

$$y[n] = \sum_{k=0}^M b_k x[n-k]$$

Dadurch, dass es sich beim FIR-Filter um ein rückkopplungsfreies System handelt, gelten diese als „stabil“, was bedeutet, dass sie nicht (unkontrolliert) nachschwingen oder gar zur Selbstoszillation neigen.

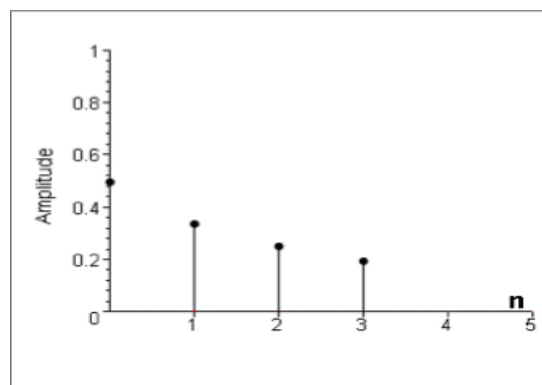


Abbildung 49: FIR Impulsantwort (TU München)

Abbildung 49 zeigt die Impulsantwort eines beispielhaften FIR-Filters. An der Stelle  $n = 0$  wurde ein Dirac-Impuls von der Dauer eines Samples verarbeitet. Das Filter wertet in den Schritten  $n = 0 \dots 3$  das Signal und gibt an der Stelle  $n = 3$  den Ausgangswert 0,2.

Sobald der Prozess abgeschlossen ist, hat der Dirac-Impuls das System verlassen und die Impulsantwort endet.

Durch Zwischenspeicherung der bearbeiteten Samples kann einer Phasenverzerrung entgegengewirkt werden, es sind also phasenlineare Filter realisierbar.<sup>85</sup> Dies geschieht jedoch auf Kosten einer Systemlatenz die davon abhängig ist, bis zu welcher Frequenz hin das System Phasenverschiebungen aufheben soll. Dadurch, dass ein Signal nach Passieren der Verzögerungsglieder das System vollständig verlässt, können Ausgangswerte zu einem beliebigen (späteren) Zeitpunkt ausgegeben werden.

<sup>85</sup> Curdt, Digitale Filter, PDF S.6, i.V.m. Grüningen, Digitale Signalverarbeitung

### 7.3.4 IIR – Infinite Impulse Response Filter

IIR-Filter gelten als das „digitale Äquivalent zu analogen Filtern“<sup>86</sup>, sie sind unter gleichen Gesichtspunkten zu betrachten und verursachen ebenso wie analoge Filter die üblichen und besprochenen Phasenverschiebungen. Ebenso weisen sie eine frequenzabhängige Gruppenlaufzeit auf, welche im Stoppband ansteigt und vor allem im Bereich der Grenzfrequenz genauer betrachtet werden sollte. Auch hinsichtlich ihres Verhaltens bei der Sprung- bzw. Impulsantwort unterscheiden sie sich nicht von ihren analogen Vorbildern. Da beim IIR-Filter eine Rückkopplung des Ausgangssignals stattfindet, nennt man sie auch „rekursive“ Filter. Der Amplitudengang ist von den Filterkoeffizienten abhängig, die Höhe der Ordnung von der vorhandenen Anzahl an Verzögerungsgliedern.

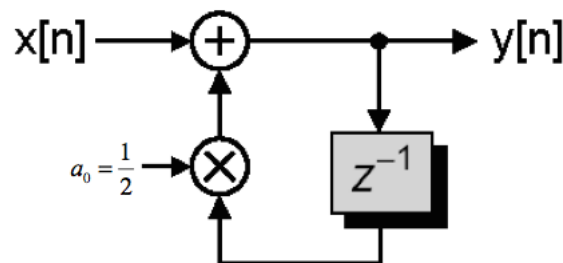


Abbildung 50: IIR Filter erster Ordnung (TU München)

Abbildung 50 zeigt ein Schema eines rekursiven Filters erster Ordnung. Wie man sieht, besitzt jedes vorwärtsgekoppelte Verzögerungsglied auch eine entsprechende Rückkopplung, deren Signalanteile in die Berechnung von  $y[n]$  mit einfließen. In der Theorie ist also die Impulsantwort einer solchen Filterschaltung unendlich, da ein Signal den Algorithmus nicht verlassen kann. Diese Aussage gilt prinzipiell auch für analoge Filter. Praktisch kann jedoch gesagt werden, dass weder beim Analogfilter, noch bei digitalen IIR-Filtern diese Tatsache immer problematisch ist, denn verbleibende Signalanteile verringern sich entsprechend schnell, sodass sie im Grundrauschen verschwinden.

<sup>86</sup> Elliott, Phase, Time and Distortion in Loudspeakers, PDF, S.9



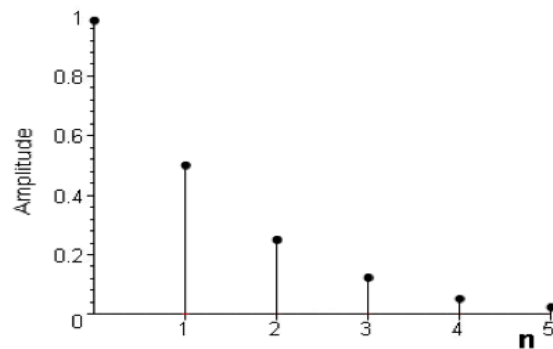


Abbildung 51: Impulsantwort IIR Filter (TU München)

Abbildung 51 zeigt die Impulsantwort des in Abbildung 50 gezeigten Filters. Obwohl hier nur ein Verzögerungs-, sowie ein Rückkopplungsglied vorliegt, weist die Antwort auf einen Dirac-Impuls bei  $n = 0$  eine Länge  $> n = 5$  auf.

## 8. Abschließendes Fazit

Wie aus dieser Arbeit hervorgeht, sind sowohl in der analogen, wie auch in der digitalen Domäne vielfältige Ansätze zur Realisierung von Filtern möglich und praktikabel. Es wurde über die gängigen Standardapproximationen gesprochen, welche sowohl mit Analogfiltern, also auch digitalen IIR-Filtern realisierbar sind. Diese kommen so auch häufig zum Einsatz.

FIR-Filter nehmen eine Sonderstellung ein, indem sie eine größere Flexibilität bezüglich ihres Aufbaus an den Tag legen und einem Entwickler größtmögliche Freiheiten bieten. Sie schaffen somit neue Möglichkeiten, sodass quasi eine beliebiges Amplitudenverhalten erzeugt werden kann, zum Beispiel ein Bandpassfilter mit zwei auseinanderliegenden Durchlassbereichen<sup>87</sup>, oder die bereits angesprochene Entzerrung der üblichen Phasenverschiebungen.

Großartige Klangunterschiede zwischen analogen und digitalen Filtern kann, muss es aber nicht geben. In beiden Bereichen wird viel dafür getan, entweder extrem verzerrungsarme, oder aber auch stark färbende Entwürfe zu konstruieren. In Mischpulten werden dabei natürlich klangneutrale Filter bevorzugt, währenddessen bei einem Synthesizer beispielsweise durchaus das Filter als klanggestaltendes Mittel zum Einsatz

---

<sup>87</sup> Differences between FIR and IIR Filters, Iowa Hills Software, PDF, S.1

kommt. Auf der beigelegten CD sind einige Klangbeispiele, die diese Unterschiede zeigen sollen. Eine genaue Beschreibung dieser Beispiele befindet sich im letzten Kapitel.

In dieser Arbeit wurde deshalb ein relativ praktischer Ansatz gewählt, um einen Überblick über die Basiskonzepte zu verschaffen, sodass sich der interessierte Leser ermutigt fühlt, eine eigene Filterschaltung zu bauen oder zu programmieren. Wer sich dabei mehr für die Herleitung auf mathematischer Ebene interessiert, dem sei die Bachelorarbeit von Herr Jonas Keller empfohlen, die ebenfalls im Rahmen des AM7 Studiums entstanden ist. Diese beschäftigt sich tiefgreifend mit der Mathematik zur Herleitung digitaler Filter.

Als weiteren Literaturtipp möchte ich die beiden Fachbücher von Douglas Self nennen, welche im Literaturverzeichnis aufgeführt werden. Die beiden Werke „Small Signal Audio Design“ und „The Design of Active Crossovers“ verfolgen einen ähnlichen praktischen Ansatz und waren für meine Recherchen im Rahmen der vorliegenden Arbeit eine große Inspiration.

## 9. Beschreibung der Audiobeispiele

Die Audiobeispiele dienen zu Zwecken der Veranschaulichung verschiedener Filtereinstellungen und -typen. Als Ausgangsmaterial wurde ein kurzer 2-Takte Loop gewählt, der aus lizenzfreien Samples für diese Arbeit erstellt wurde. Als Produktionsumgebung diente die digitale Audioworkstation Ableton Live 10.

Aus Gründen der besseren Vergleichbarkeit sind alle zum Test herangezogenen Plugins und Geräte als Filter zweiter Ordnung konfiguriert, mit einer Sperrwirkung von 12dB/Oktave.

Im digitalen Bereich getestet werden:

- der Standard-EQ von Ableton Live 10 (EQ8) in Lowpass und Highpasskonfiguration mit jeweils verschiedenen Gütefaktoren als nicht-färbendes Filter
- Ableton Live 10 Autofilter als Bandpassfilter mit verschiedenen Gütefaktoren
- Native Instruments Driver als stark färbendes 12db Lowpassfilter mit verschiedenen Gütefaktoren

Testproband im analogen Bereich ist ein Multimodefilter aus dem „Microbrute“, einem Analogsynthesizer aus dem Hause Arturia. Dieses Filter wird seitens des Herstellers „Steiner-Parker-Filter“ genannt, der Name rührt von einer Synthesizerikone aus den 1970er Jahren her. Technisch handelt es sich um ein spannungsgesteuertes Filter (VCF) in Sallen & Key Bauweise.

Da der Microbrute nur einen Mono-Audioeingang besitzt, wurden zur besseren Vergleichbarkeit alle Beispiele in Mono gerendert.

Jede Beispielsequenz wurde ausgehend von dem selben Signalpegel gerendert, etwaige Pegelunterschiede liegen also in den Verstärkungsfaktoren und/oder dem Sättigungsverhalten des jeweiligen Filters.

### **Übersicht zu den Dateien:**

**01:** Unbearbeiteter Loop als Referenz

**02 – 05:** EQ8 12db/Okt. Highpass-Filter ( $Q = 0,49; 0,58; 0,71; 1$ )

**06 – 09:** EQ8 12db/Okt. Lowpass-Filter ( $Q = 0,49; 0,58; 0,71; 1$ )

**10 – 12:** Autofilter 12db/Okt. Bandpass-Filter ( $Q = \text{low; med; high;}$ )

**13 – 15:** Native Instruments Driver 12dB/Okt. Lowpassfilter ( $Q = 0; 1.5; 3$ )

**16 – 24:** Arturia 12db/Okt. Multimodefilter LPF/HPF/BPF (jeweils  $Q = \text{low/med/high}$ )

Die in Beispiel 02 bis 09 herangezogenen Gütefaktoren sind dabei eine Anlehnung an die in Kapitel 4.7 besprochenen Filtercharakteristika für Hoch- und Tiefpassfilter.

Die Dateien liegen im Format 44,1kHz/24bit vor und sind der vorliegenden Nummerierung entsprechend beschriftet.

## 10. Literaturverzeichnis

*Ulrich Tietze, Christoph Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer, 3. Auflage 1974

*Joseph D'Appolito:* Lautsprechermesstechnik, Elektor, 1. Ausgabe 1998

*Michael Warstat, Thomas Görne:* Studioteknik, Elektor, 4. Auflage 2001

*Douglas Self:* Small Signal Audio Design, Focal Press, 2. Auflage 2015

*Douglas Self:* The Design of Active Crossovers, Focal Press, 2. Auflage 2018

*Paul Skritek:* Handbuch der Audio-Schaltungstechnik, Franzis, 1. Auflage 1988

*Jörg Panzer:* Frequenzweichen für Lautsprecher, Franzis, 1. Auflage 1988

*Wolf-Ewald Büttner:* Grundlagen der Elektrotechnik 1, Oldenbourg, 3. Auflage 2011

*Vance Dickason:* Lautsprecherbau, Elektor, 6. Ausgabe 2001

*Unbekannt:* Audio-Schaltungen der Spitzenklasse, Elektor, 1. Auflage 1993

*Hank Zumbahlen:* Basic Linear Design, Analog Devices, 2007, PDF

*Richard H. Small:* Closed Box Loudspeaker Systems Part I: Analysis, University of Sidney, 2006, PDF

Lake Processing: Operations Manual, 02/2019, PDF

*Hank Zumbahlen*: MT-220 Mini Tutorial Multiple Feedback Filter, PDF, abgerufen am 02.07.2019 (<https://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-220.pdf>)

Thomas Hartwig: Das RIAA-Filter, PDF, abgerufen am 07.06.2019 (<http://www.thelaudioworld.de/module/phono/RIAA.htm>)

*Klein und Hummel / Neumann*: Gruppenlaufzeit, PDF, abgerufen am 03.06.2019 (<http://www.neumann-kh-line.com/neumann-kh/glossary.nsf/root/C198CB60634A24E5C125723B003AFB8F?Open&term=Gruppenlaufzeit>)

*Detlef Mietke*: Passive RC- und RL-Hochpässe mit Übertragungsfunktionen, PDF, abgerufen am 09.06.2019 (<https://www.elektroniktutor.de/analogtechnik/hochpass.html>)

*ValhallaDSP*: Reverbs: Diffusion, Allpass Delays and Metallic Artifacts, PDF, abgerufen am 05.06.2019 (<https://valhalladsp.com/2011/01/21/reverbs-diffusion-allpass-delays-and-metallic-artifacts/>)

*Technische Universität Wien*: IIR-Filter, PDF, abgerufen am 11.07.2019 (<https://ti.tuwien.ac.at/cps/teaching/courses/dspv/files/IIRFilter.pdf>)

*Oliver Curdt*: Digitale Filter, Tontechnik II, PDF, abgerufen am 10.07.2019 ([https://curdt.home.hdm-stuttgart.de/PDF/\\_Digitale\\_Filter.pdf](https://curdt.home.hdm-stuttgart.de/PDF/_Digitale_Filter.pdf))

*Rod Elliott*: Phase, Time and Distortions in Loudspeakers, PDF, 2013 (<https://sound-au.com/ptd.htm>)

*Iowa Hills Software*: Differences between FIR-Filters and IIR-Filters, PDF, abgerufen am 12.07.2019 (<http://www.iowahills.com/A8FirIirDifferences.html>)

*UC Davis*: Introduction to digital filters, PDF, abgerufen am 11.07.2019 ([http://123.physics.ucdavis.edu/week\\_5\\_files/filters/digital\\_filter.pdf](http://123.physics.ucdavis.edu/week_5_files/filters/digital_filter.pdf))

---

[www.elektronik-kompodium.de](http://www.elektronik-kompodium.de), Kapazitiver Blindwiderstand - Kondensator an Wechselspannung, PDF, abgerufen am 21.05.2019 (<https://www.elektronik-kompodium.de/sites/grd/1006231.htm>)