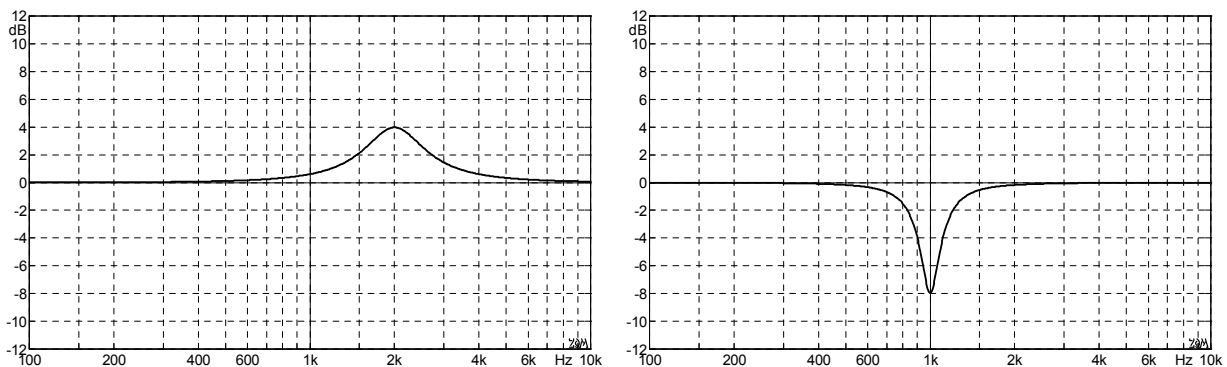


# Equalizer und Allpässe: Teil 1

Manfred Zollner

Equalizer werden in der Studioteknik vielfältig eingesetzt. Ihre Eigenschaften, die mit minimalphasig, linearphasig, maximalphasig, aktiv, passiv oder digital (FIR / IIR) beschrieben werden, sind den meisten Anwendern jedoch weitgehend unbekannt. Der dreiteilige Beitrag erläutert zunächst die systemtheoretischen Grundlagen, danach die praktische Anwendung, und liefert im letzten Teil ergänzende analytische Beschreibungen.

Der Equalizer (EQ) ist ein Filter, das schmalbandige Signalveränderungen erlaubt. In **Abb. 1** erfolgt im linken Bild eine Anhebung bei 2 kHz, im rechten eine Absenkung bei 1 kHz. Ein Maß für die "Schmalbandigkeit" ist die **Güte  $Q$** : Je größer dieser Wert, desto schmalbandiger die Filterung. Die beiden weiteren Freiheitsgrade sind: **Mittelfrequenz  $f_x$**  (links 1 kHz, rechts 2 kHz) und **Boost\*  $B$**  (links 4 dB, rechts -8 dB). Equalizer werden verwendet, um Frequenzgangfehler zu korrigieren, schmalbandige Störungen zu entfernen und/oder Klangeffekte zu erzeugen. Beim parametrischen EQ sind alle drei o.g. Parameter frei einstellbar, beim grafischen EQ sind  $f_x$  und  $Q$  fest vorgegeben, nur  $B$  kann variiert werden.



**Abb. 1** : Betragsfrequenzgang zweier Equalizer;  $Q = 2$  (links),  $Q = 3$  (rechts).

Der EQ verändert den Pegel (Betrag) eines Signals, aber auch dessen **Phase**. Und hier beginnt die Mystik, denn angeblich sind diese Phasendrehungen (wenn nicht gar *Phasenverzerrungen*) verantwortlich für hörbare Signalverschlechterungen, und es wird heftig diskutiert, ob der EQ passiv realisiert sein soll (Kondensatoren + Spulen), oder aktiv (Kondensatoren + OPs), oder digital (FIR oder IIR). Die Systemtheorie hat sich dieser Frage schon vor Jahrzehnten angenommen, mit der klaren Aussage: Änderungen im Betragsfrequenzgang erfordern zwangsläufig immer auch Phasendrehungen. Nur frequenzunabhängige Verstärkungen/Dämpfungen sind ohne Phasendrehung möglich, jedoch muss der EQ ja frequenzabhängig filtern – also immer mit Phasendrehung. **Abb. 2** zeigt diese Phasendrehungen für zwei verschiedene Güten.

\* Das Formelzeichen  $B$  bedeutet hier Boost, und nicht etwa Bandbreite – denn die kann beim EQ nicht in der üblichen Weise angegeben werden (z.B. existiert kein -3-dB-Punkt, wenn nur um 2 dB angehoben wird). Häufig ist anstelle von "Boost" auch "Gain" zu finden, das kann jedoch mit der Grundverstärkung verwechselt werden.

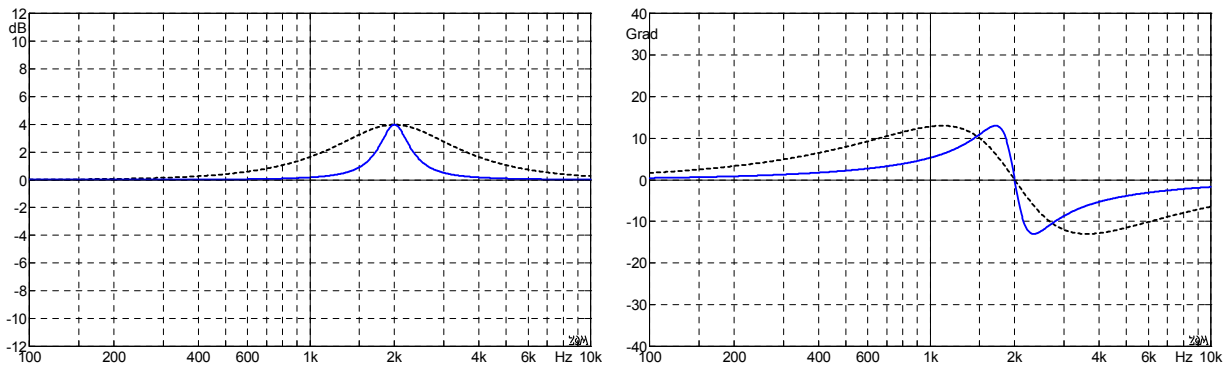
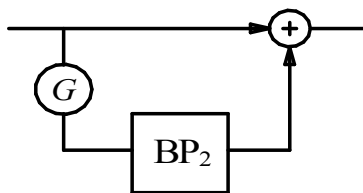


Abb. 2: Betrags- und Phasenfrequenzgang für zwei verschiedenen Güten ( $Q = 1$  und  $Q = 4$ ).

In Abb. 2 sind zu zwei Betragsfrequenzgängen die zugehörigen Phasenfrequenzgänge dargestellt. Beim **minimalphasigen EQ!** Minimalphasig sind Filter, wenn die von ihnen verursachte Phasendrehung die von der Theorie geforderte **Mindest-Phasendrehung** (im ganzen Frequenzbereich) betragsmäßig nicht überschreitet. Die Mindest-Phasendrehung ergibt sich aus dem Betragsfrequenzgang durch eindeutige Berechnung (Hilbert-Transformation [1]). Diese Mindest-Phasendrehung gehört folglich (deshalb heißt sie ja so) mindestens zum Betragsfrequenzgang, egal wie dieser realisiert wurde. Betragsmäßig größere Phasendrehungen sind erlaubt, betragsmäßig kleinere nicht. Für das Verständnis des Betrag-Phasenzusammenhangs sehr förderlich sind **Ortskurven**. In ihnen wird der Imaginärteil der Übertragungsfunktion in Abhängigkeit von der Frequenz über dem Realteil der Übertragungsfunktion aufgetragen (Parameterdarstellung einer Funktion). Um die Ortskurvenkonstruktion zu erleichtern, zerlegen wir den EQ in die Parallelschaltung zweier Signalzweige (Abb. 3). Den oberen Zweig durchläuft das Signal unverändert, den unteren bandpassgefiltert.



$$H_{BP} = \frac{ap}{1 + ap + bp^2}; \quad \omega_x = 1/\sqrt{b}; \quad Q = 1/(a \cdot \omega_x);$$

$$H_{EQ} = 1 + G \cdot H_{BP} = \frac{1 + (1 + G)ap + bp^2}{1 + ap + bp^2};$$

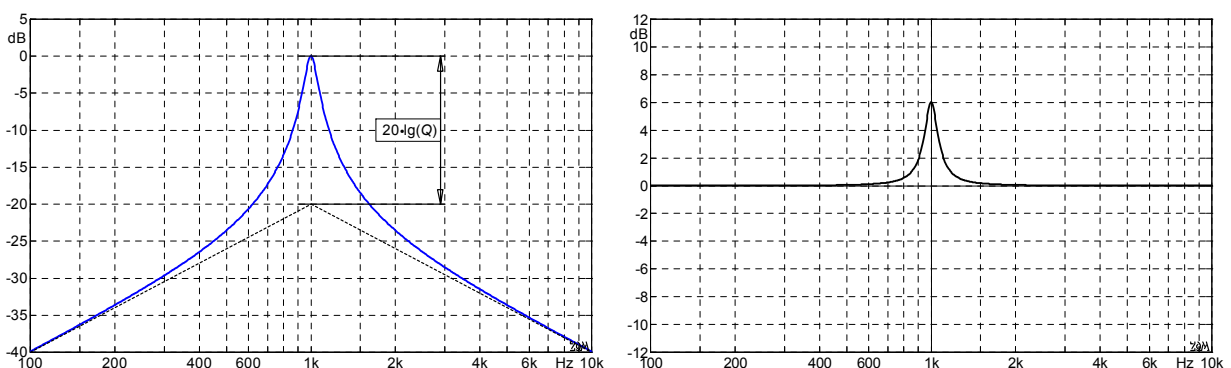
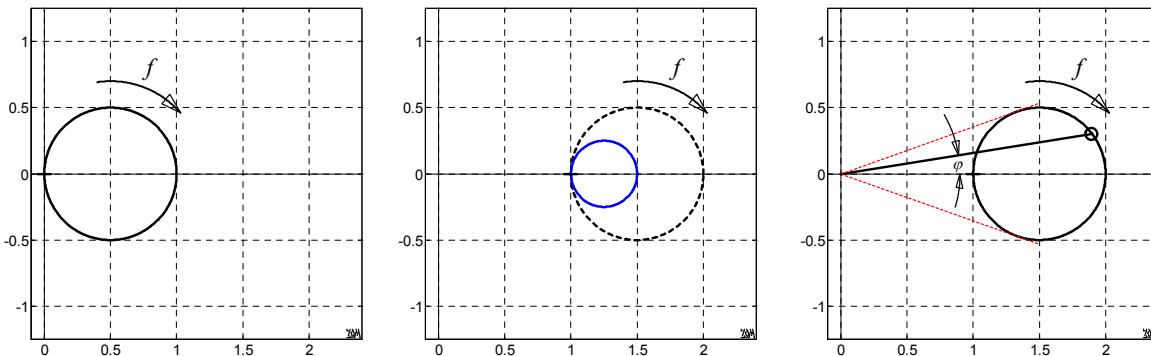


Abb. 3: Equalizer EQ<sub>2</sub>, bestehend aus einem Verstärker  $G$ , einem Bandpass BP<sub>2</sub> und einem Addierer [3].

Equalizer und Bandpass sind von zweiter Ordnung, deshalb EQ<sub>2</sub> und BP<sub>2</sub>;  $p = j\omega$ ,  $G = 1$ .

Die Übertragungsfunktion des Bandpasses  $H_{BP}$  geht gegen null, wenn die Frequenz ( $p$ ) gegen null oder unendlich geht, und sie wird maximal für  $p = j\omega_x$ . Maximal heißt in diesem Fall sie wird 1, weil  $bp^2$  für  $p = j\omega_x$  zu  $-1$  wird. Im Bild ist  $G = 1$ , deshalb ist die Maximalverstärkung dieses Equalizers (Boost) 6 dB.

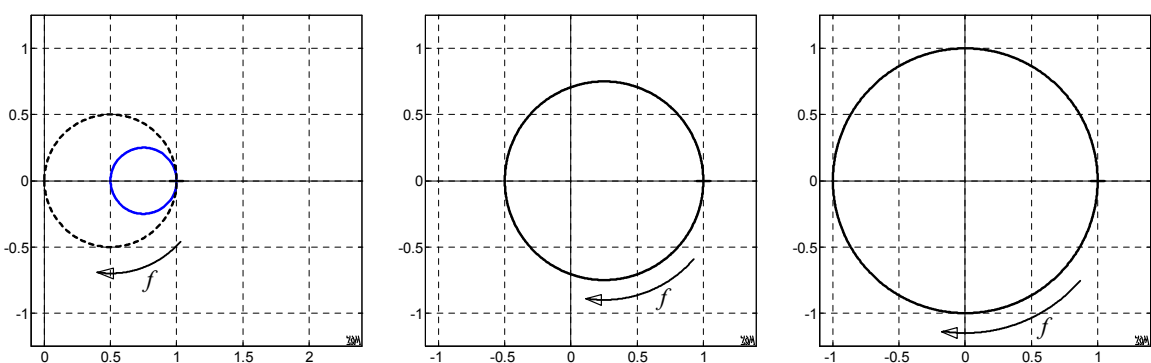
Nun zur **Ortskurve**.  $H_{BP}$  ist (mit  $p = j\omega$ ) eine komplexwertige Funktion. Ihr Imaginärteil als Funktion ihres Realteils ist ein einfacher Kreis mit Durchmesser 1 (**Abb. 4**). Der Kreis startet (für  $p = 0$ ) im Ursprung, durchläuft (für  $p = j\omega_x$ ) den Punkt 1 (reell) und kehrt für ( $p \rightarrow \infty$ ) wieder zum Ursprung zurück (Durchlauf im Uhrzeigersinn).



**Abb. 4:** Ortskurve des Bandpasses (links) und des Equalizers (Mitte) für  $G = 1$  (schwarz) und  $G = 0.5$  (blau). Im rechten Bild ist  $\varphi$  für einen Frequenzpunkt dargestellt, sowie die maximale Phasendrehung (rot).

Im Addierer wird zur Bandpass-Übertragungsfunktion 1 addiert, d.h. die BP-Ortskurve um 1 nach rechts verschoben. Die Übertragungsfunktion des Equalizers entspricht der Strecke zwischen dem Ursprung und dem auf der Ortskurve umlaufenden Punkt. Die Distanz des Punktes zum Ursprung ist der Betrag von  $H_{BP}$ , der Winkel zur Abszisse ist der Phasenwinkel  $\varphi$ . Aus der Ortskurve kann man ohne viel Mathematik erkennen, dass die maximale Phasendrehung nur von  $G$  abhängt, und nicht von  $Q$  oder  $f_x$  (in Abb. 4 rot dargestellt).

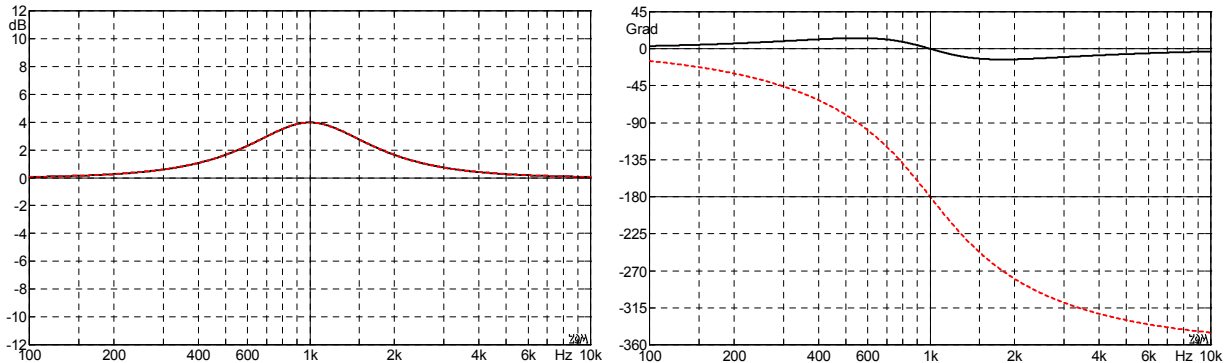
Mit negativem  $G$  erzeugt der EQ keine selektive Anhebung sondern eine selektive Absenkung (**Abb. 5**). Einen ersten Sonderfall erreicht man mit  $G = -1$ , hierbei geht die Ortskurve durch den Ursprung. Im Ursprung ist  $H_{BP} = 0$ , die Frequenz  $f_x$  wird total gesperrt, das zugehörige System heißt **Bandsperr** oder **Notch-Filter**. Für  $G < -1$  hat der Frequenzgang keine Nullstelle, der Ursprung wird umrundet, der Betrag bleibt immer größer als eins. Den zweiten Sonderfall stellt  $G = -2$  dar: Der hiermit entstehende Kreis hat seinen Mittelpunkt im Ursprung, die Distanz des (über der Frequenz) umlaufenden Punktes zum Ursprung ist konstant, der Betrag frequenzunabhängig. Ein derartiges System, das nur Phasen-, aber keine Betragsänderungen verursacht, nennt man **Allpass**.  $AP_2$ , weil die höchste  $p$ -Potenz 2 ist.



**Abb. 5:** EQ-Ortskurve, links für  $G = -0.5$  (blau) und  $G = -1$  (----); für  $G = -1.5$  (Mitte) und  $G = -2$  (rechts).

Die Frequenz ist in den hier angegebenen Bildern *tendenziell* eingezeichnet, aber ohne Zahlenangaben; diese wären erforderlich, wenn  $Q$  und  $f_x$  ersichtlich sein sollen. Änderungen bei  $Q$  oder  $f_x$  ändern nicht die Form der Ortskurve, sondern nur deren Skalierung.

Sowohl mit  $G > 0$  als auch mit  $G < -2$  lassen sich selektive Anhebungen erzeugen – wodurch unterscheiden sich diese beiden Varianten? In **Abb. 6** sind links die Betragsfrequenzgänge von zwei Equalizern dargestellt; mit den gewählten Parametern  $G = 0.58$  bzw.  $G = -2.58$  ergeben sich identische Kurven. Unterschiede entstehen aber bei den Phasengängen: Die zur roten Kurve gehörende Ortskurve umschließt den Ursprung, die Phase dreht nicht auf null zurück, sondern geht gegen  $-360^\circ$ . In diesem Fall hat der EQ also nicht mehr die o.a. Mindest-Phase, sondern erzeugt eine betragsmäßig größere Phasendrehung – der EQ ist nicht minimalphasig.



**Abb. 6**  $Q = 1, f_x = 1$  kHz;  $G = 0.58$  (schwarz),  $G = -2.58$  (rot). Schwarz = minimalphasig, rot = allpasshaltig.

Warum ein derartiges System auch **allpasshaltig** heißt, soll kurz erläutert werden [3]: Der Betragsfrequenzgang eines Allpasses ist eine Konstante. Damit dies erreicht wird, muss der Zähler der Übertragungsfunktion konjugiert komplex zum Nenner sein. Im Falle einer Allpasses zweiter Ordnung also:

$$H_{AP2} = \frac{1 - ap + bp^2}{1 + ap + bp^2}; \quad |H_{AP2}| = 1; \quad \varphi_{AP2} = \varphi_Z - \varphi_N = 2 \cdot \varphi_Z$$

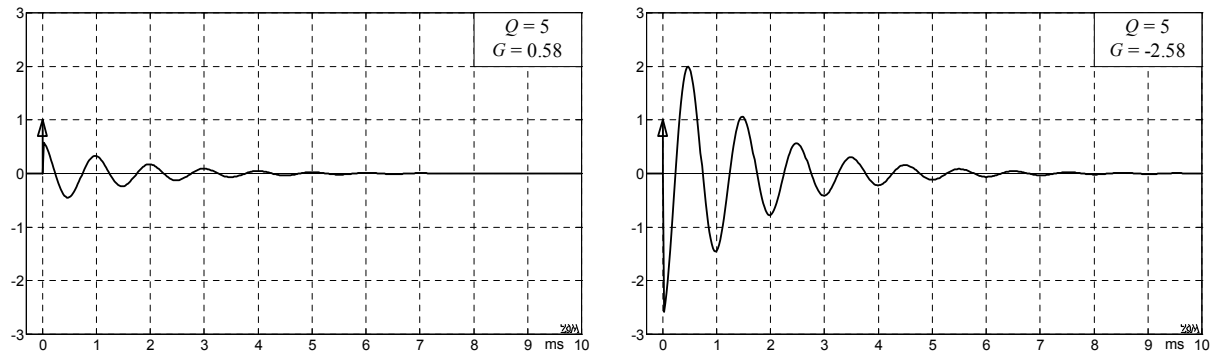
Jedes allpasshaltige System ( $H_{APh}$  = System, das u.a. einen Allpass enthält) kann umgeformt werden in die Kettenschaltung aus einem betragsgleichen minimalphasigen System ( $H_{\min\varphi}$ ) und einem Allpass  $H_{AP}$  (sog. **Allpassabsplattung**).

$$H = \frac{1 + ap + bp^2}{1 + cp + bp^2} \cdot \frac{1 - ap + bp^2}{1 + ap + bp^2} = \frac{1 - ap + bp^2}{1 + cp + bp^2}; \quad H_{\min\varphi} \cdot H_{AP} = H_{APh}$$

Das lineare Zählerglied ist nach bisheriger Terminologie:  $a = (1 + G_1) \cdot c$ ; es verändert sich durch die AP-Absplattung zu  $-a$ , daraus folgt  $G_2 = -2 - G_1$ . Ist ein EQ allpasshaltig (z.B.  $G_1 = -2.58$ ), kann daraus der Faktor des betragsgleichen minimalphasigen Equalizers berechnet werden ( $G_2 = 0.58$ ). Im Falle eines Equalizers 2. Ordnung gibt es folglich nur zwei verschiedene Varianten: einen minimalphasigen, und einen allpasshaltigen, den man in diesem Fall auch **maximalphasig** nennen kann. Selbstverständlich kann man zu dem EQ mehr als einen Allpass in Kette schalten, dann wird aber die Ordnung größer als 2.

Mit großer Wahrscheinlichkeit sind viele in der Praxis eingesetzten Equalizer minimalphasig, einige könnten auch linearphasig sein. Ehe hierauf genauer eingegangen wird, soll kurz die Wirkung so eines zusätzlichen Allpasses untersucht werden. Beim Betragsfrequenzgang ändert sich durch Hinzufügen eines Allpasses nichts, die Phase wird stärker verdreht (Abb. 6). Doch was passiert beim Zeitsignal? Auskunft hierüber gibt z.B. die Impulsantwort des EQs, d.h. das Ausgangssignal, das bei Impulsanregung (Dirac-Anregung) entsteht.

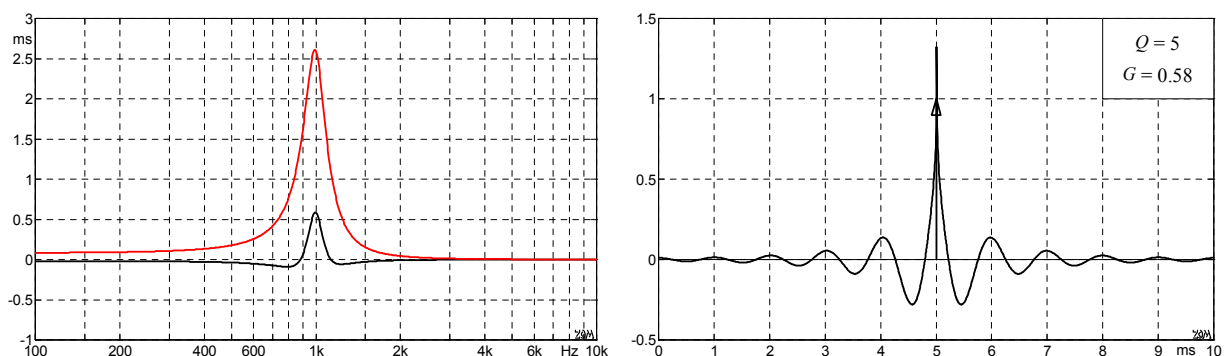
In **Abb. 7** sind die Impulsantworten für einen minimal- und einen maximalphasigen EQ dargestellt, mit gegenüber Abb. 6 vergrößerter Güte, um das Ausschwingen deutlicher zu machen. Der Pfeil bei  $t = 0$  verdeutlicht den Dirac-Impuls, der durch den oberen Signalzweig der Abb. 3 läuft, danach kommt das Ausschwingen des Bandpasses, in den Bildern zueinander gegenphasig wegen des Vorzeichenwechsels bei  $G$ . Und auch von unterschiedlicher Größe, weil ja auch der Betrag von  $G$  unterschiedlich ist. Die Unterschiede in den beiden Zeitfunktionen sind deutlich sichtbar – ob sie auch hörbar sind, soll am Ende erläutert werden.



**Abb. 7:** Impulsantwort des minimalphasigen EQs (links) und des maximalphasigen (rechts).  $Q = 5, f_x = 1$  kHz;

Es ist gleichgültig, ob die EQ-Filterung passiv realisiert wird (Kondensatoren + Spulen), oder aktiv (Kondensatoren + OPs). Zumindest, solange man ideale Bauteile unterstellt. Verzerrende OPs sind kein generelles Merkmal einer aktiven Realisierung, sondern schlicht ein Design-Fehler. Etwas anders ist die Situation bei **digitalen Filtern**. Das Verhalten eines analogen Systems kann niemals perfekt durch ein digitales nachgebildet werden. Nur ein Beispiel: Die Flanken analoger Filter streben gegen eine Asymptote, während Digitalfilter-Frequenzgänge frequenzperiodisch sind. Bei ganz tiefen Frequenzen können bei Digitalfiltern Probleme mit der Wortbreite entstehen, u.U. sind selbst 48 bit noch zu wenig. Mit Fließkommaarithmetik wird die Situation besser, aber nicht problemlos. Bei hohen Frequenzen kommt es zu Verbiegungen der Frequenzachse (*Warping*), die um so stärker werden, je mehr man sich der halben Abtastfrequenz nähert. Jedoch sind alle diese Probleme grundsätzlich lösbar – wenn man bereit ist, den nötigen Hardware-Aufwand zu finanzieren. Eine Besonderheit sind **FIR-Filter** und die mit ihnen erreichbare **Linearphasigkeit**. Nicht alle FIR-Filter sind linearphasig, sie können es (bei entsprechender Dimensionierung) aber sein. Linearphasig bedeutet, dass die Phase linear von der Frequenz abhängt, bzw. dass ihre Steigung über der Frequenz konstant ist. Eine Größe zur Quantifizierung dieser Steigung ist die **Gruppenlaufzeit**  $\tau_G = -d\phi/d\omega$ .

**Abb. 8** zeigt im linken Bild die Gruppenlaufzeit-Frequenzgänge der beiden Filter aus Abb. 7, das maximalphasige ist rot dargestellt. Die negative Laufzeit beim minimalphasigen EQ soll nicht ausführlich erläutert werden, in aller Kürze: Beim eingeschwingenen Zustand bedeutet



**Abb. 8:** Gruppenlaufzeit der beiden EQs aus Abb. 7 (links); linearphasige Impulsantwort (rechts).

negative Gruppenlaufzeit nicht Akausalität [2]. Es ist nicht möglich, die positive Spitze im Gruppenlaufzeit-Frequenzgang des minimalphasigen EQs durch einen zusätzlichen Allpass zu verringern, denn Allpässe können generell keine negativen Gruppenlaufzeiten haben. Jedoch kann durch Hinzufügen geeigneter Allpässe die Gruppenlaufzeit so verlängert werden, dass sie näherungsweise konstant wird. Im rechten Bild von **Abb. 8** ist die Impulsantwort eines linearphasigen Equalizers dargestellt. Hierbei ist die Gruppenlaufzeit konstant 5 ms, d.h. frequenzunabhängig. Die Impulsantwort eines analogen EQs dauert unendlich lang, die eines FIR-Filters ist hingegen endlich (Finite Impulse Response). In Abb. 8 rechts dauert die gesamte Impulsantwort 10 ms (genau doppelt so lang wie die Gruppenlaufzeit), das sind bei der gewählten Mittenfrequenz (1 kHz) 10 Perioden. Verringert man  $f_x$ , verlängert sich die Impulsantwort im selben Maße (50 Hz  $\rightarrow$  200 ms), vergrößert man  $Q$ , verlängert sich die Impulsantwort ebenfalls. Das kann zwei Probleme bereiten: im Rechenaufwand, und beim Live-Einsatz. Für 96 kHz Abtastfrequenz sind 200 ms 19200 Abtastwerte – mit so vielen Werten muss jeder Abtastwert gefaltet werden. Das ist machbar, aber Aufwand. Ein Delay von 100 ms beim Live-Einsatz ist jedoch inakzeptabel (Grenzwert ca. 5 ms). Die digitale Alternative hierzu lautet **IIR-Filter**. Ihre Gruppenlaufzeit entspricht der eines analogen Filters, allerdings sind sie nicht linearphasig (you can't always get what you want).

Muss ein EQ linearphasig sein? Nicht unbedingt – häufig stört das sogar. Wenn der EQ eingesetzt wird, um z.B. ein kleines Frequenzgangdefizit eines Lautsprechers auszugleichen, darf der EQ gar nicht linearphasig sein. Denn mit großer Wahrscheinlichkeit erzeugt der Lautsprecher auch (zu den Pegelfehlern gehörende) Phasenfehler, und die würde ein linearphasiger EQ nicht korrigieren – dazu bräuchte man einen minimalphasigen EQ. Hingegen kann ein linearphasiger EQ sinnvoll sein, wenn schmalbandige Spektralanteile entfernt (oder auch hervorgehoben) werden sollen, ohne benachbarte Frequenzbereiche zu beeinflussen. Soll z.B. ein Störton durch ein Notchfilter unterdrückt werden, kann dieses linearphasig sein – so man die Laufzeit akzeptiert. Ein linearphasiger EQ kann auch nützlich sein, wenn Änderungen bei einer Mehrspuraufnahme (Multi-Mike-Recording) nötig werden. Wenn z.B. eine der Schlagzeugspuren eine EQ-Bearbeitung braucht, könnten sich beim minimalphasigen EQ Phasenauslöschungen (oder -Abschwächungen) zwischen den Spuren ergeben. Natürlich muss dann zwischen allen Spuren ein Laufzeitausgleich erfolgen, damit nicht die bearbeitete Spur um 5 (oder 100) ms zu spät kommt. Doch gerade beim Schlagzeug, d.h. bei einem perkussiven Instrument, könnte die linearphasige Filterung auch Probleme schaffen: Im Zeitbereich macht sich die EQ-Wirkung nicht nur nachfolgend, sondern auch zeitlich vauseilend bemerkbar (Abb. 8). Und deshalb: ein linearphasiger EQ ist nicht die Weiterentwicklung und Verbesserung des minimalphasigen EQs, er ist eine Alternative. Deren Wirkung – wie immer bei Studioequipment – mit dem Gehör sorgfältig überprüft werden muss.

#### Literatur:

- [1] Marko H.: Methoden der Systemtheorie, ISBN 3-540-11457-2.
- [2] Zollner M.: Frequenzanalyse, Bibliothek der OTH Regensburg, ausleihbar
- [3] Zollner M.: Signalverarbeitung, Bibliothek der OTH Regensburg, ausleihbar

Fachartikel in <a href="http://www.gitarrenphysik.de">www.gitarrenphysik.de</a>	13 Die Basswiedergabe beim Studio-Monitor
1 Gitarren-Lautsprecher	14 Vom Sinn und Unsinn der CSD-Wasserfälle
2 Studio-Lautsprecher	15 Artefakte bei Wasserfall-Spektrogrammen
3 Welche ECC83 darf's denn sein?	16 Equalizer und Allpässe, Teil 1 – 3
4 Reamping and Reguitaring	17 Studio- und Messmikrofone, Teil 1 – 5
5 Gitterstrom bei Trioden	18 Die Dummy-Load als Lautsprecher-Ersatz
6 Der Verzerrer	19 Nichtlineare Modelle
7 Der Range-Master rauscht	20 Wie misst man Elkos?
8 Raumakustik	21 Der Lautsprecher-Phasengang
9 Saitenalterung	22 Negative Gruppenlaufzeit
10 Lautsprecherkabel	23 Der LDR als steuerbarer Widerstand
11 Schaltungsvarianten für das Reguitaring	24 Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co.
12 Verzerrungen: gerade oder ungerade?	25 Der JFET als steuerbarer Widerstand

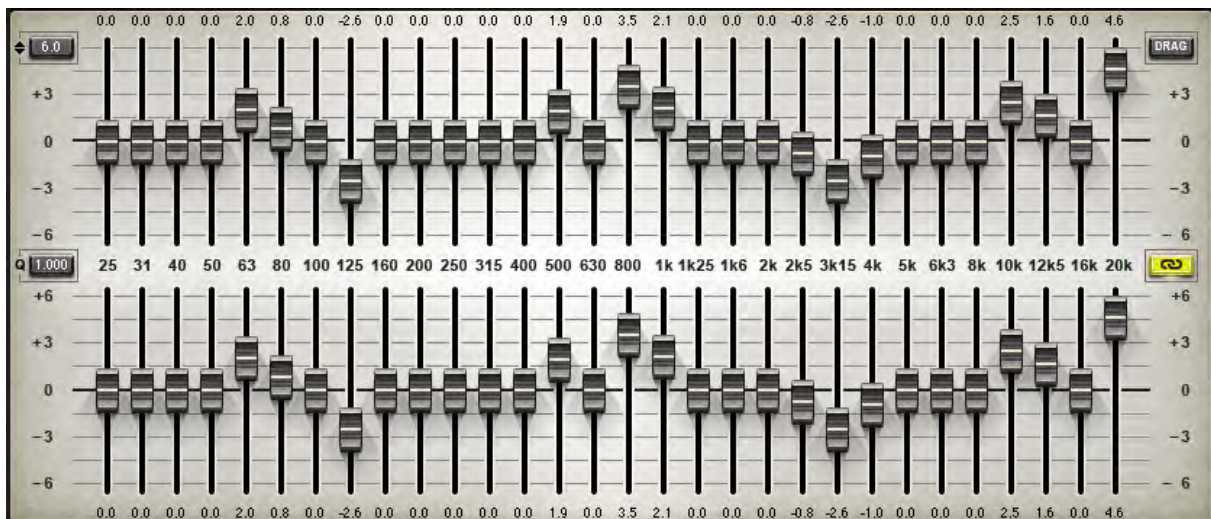


## Equalizer und Allpässe: Teil 2

Manfred Zollner

Equalizer werden in der Studioteknik vielfältig eingesetzt. Ihre Eigenschaften, die mit minimalphasig, linearphasig, maximalphasig, aktiv, passiv oder digital (FIR / IIR) beschrieben werden, sind den meisten Anwendern jedoch weitgehend unbekannt. Der dreiteilige Beitrag erläutert zunächst die systemtheoretischen Grundlagen, danach die praktische Anwendung, und liefert im letzten Teil ergänzende analytische Beschreibungen.

Beim **grafischen EQ** sind  $Q$  und  $f_x$  vorgegeben,  $B$  kann (wie in **Abb. 9**) an Schieberegler eingestellt werden. Die Güte richtet sich nach dem Abstand der angebotenen Frequenzbänder, bei einem Terzband-Equalizer ist mit ungefähr  $Q = 3...4$  zu rechnen. Diese Werte sind aber herstellerabhängig, wie auch der Begriff "Güte" unterschiedlich, und nicht generell in systemtheoretischer Bedeutung gebraucht wird. Standalone-Geräte mit mechanischen Schieberegler haben fast immer *eine* vorgegebene Güte. Plug-In-Equalizer, also Software-Realisierungen, bieten beim grafischen EQ jedoch häufig die Möglichkeit, *einen* für alle Bänder zu verwendenden  $Q$ -Wert einzustellen. Über derartige (und ähnliche) halbparametrische Equalizer führt der Weg zum **parametrischen Equalizer** (Abb.10), bei dem alle drei Parameter einstellbar sind. Zumeist sind mehrere parametrische EQs vorhanden, die in Reihe geschaltet werden; ihre Boost-Werte (in dB), ihre Phasendrehungen und ihre Laufzeiten addieren sich dann.



**Abb. 9:** Grafischer Stereo-Equalizer [www.waves.com].

Der Begriff "Güte" ist bei jedem EQ als Maßzahl für die Schmalbandigkeit zu finden (große Güte = schmalbandig), die quantitative Definition ist aber uneinheitlich. Aus Sicht der Systemtheorie ist der einzig sinnvolle Weg, die Güte des Bandpasses (Abb. 3) auf den EQ zu übertragen. Diese Güte ist dann die **Nennergüte** der Übertragungsfunktion, hiervon wird z.B. das Ausschwingen bestimmt. Die Zählergüte weicht jedoch von der Nennergüte ab, wie die

folgende Formel zeigt. Die Nennergüte (Polgüte) ist  $Q_N = Q$ , sie ist hier von  $B$  unabhängig. Die Zählergüte (Nullstellengüte) hängt aber von  $B$  bzw.  $G$  ab, sie ist  $Q_Z = Q/(1+G)$ .

$$H_{EQ} = \frac{1 + (1 + G) \cdot p / (Q\omega_x) + (p / \omega_x)^2}{1 + p / (Q\omega_x) + (p / \omega_x)^2} \quad B = 20 \lg(1 + G) \text{ dB}$$



Abb. 10: Parametrische Equalizer [<http://music.tutsplus.com>, <https://www.amazona.de>].

Doch so sinnvoll die o.a. Gütedefinition aus Sicht der Systemtheorie auch sein mag, beim praktischen Einsatz stößt man auf die unschöne Eigenschaft, dass die sichtbare Breite der EQ-Kurve stark von  $B$  abhängt. Und sie ist nicht einmal symmetrisch zur Abszisse (Abb. 11).

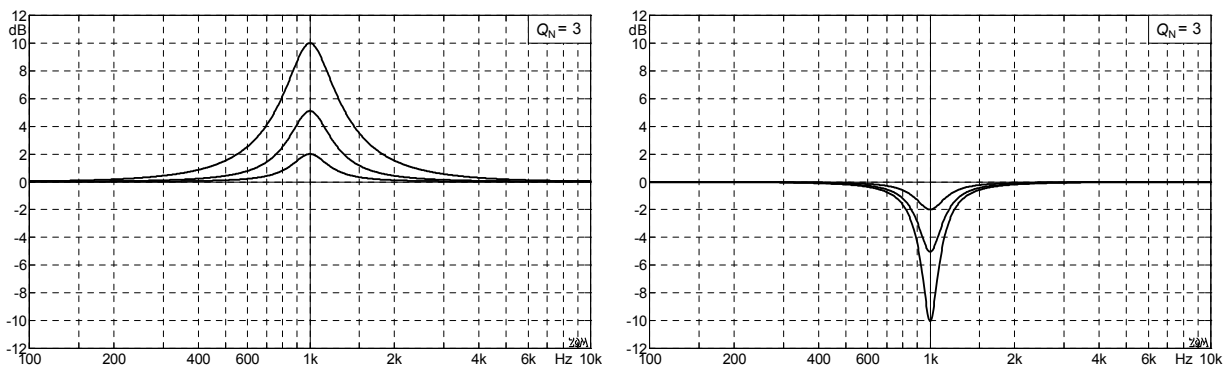


Abb. 11: EQ-Frequenzgänge mit konstant gehaltener Nenner-Güte.

Also könnte man anstelle der Nennergüte die Zählergüte konstant, d.h.  $B$ -unabhängig, halten, und  $Q_N$  variieren. Das Ergebnis zeigt Abb. 12 – doch auch das ist nicht überzeugend.

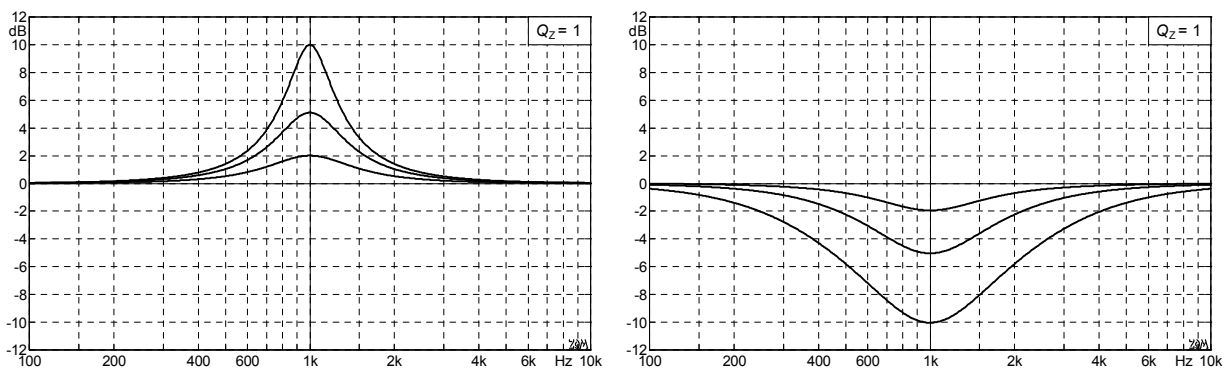
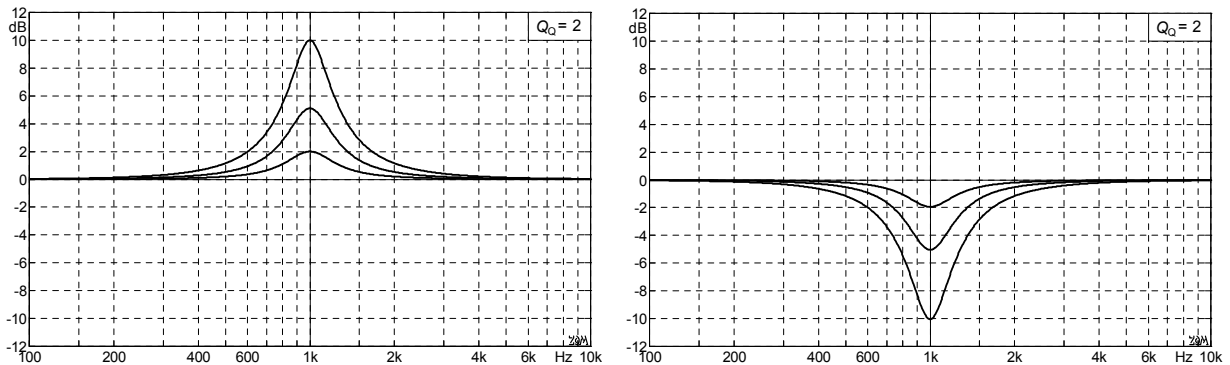


Abb. 12: EQ-Frequenzgänge mit konstant gehaltener Zähler-Güte.

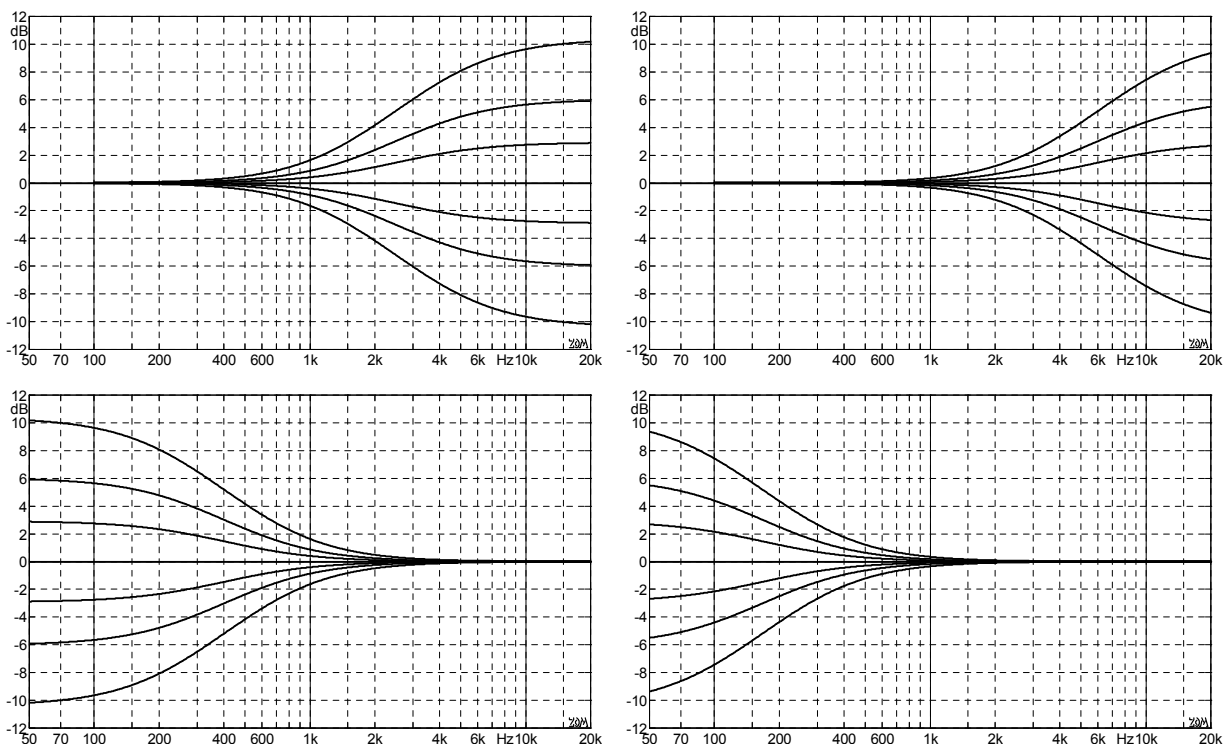


Als dritte Möglichkeit bleibt, weder  $Q_Z$ , noch  $Q_N$ , sondern eine Kombination beider Werte konstant zu halten  $Q_Q = \sqrt{Q_Z \cdot Q_N}$ . Mit dieser Definition erreicht man, dass die Kurven für Anhebung und Absenkung spiegelbildlich zur Abszisse verlaufen, die beiden Filter sind zueinander invers (**Abb. 13**). Handels-Begriffe wie "Constant- $Q$ -Equalizer" sind angesichts unterschiedlicher Güte Definitionen nicht eindeutig, es empfiehlt sich deshalb, nachzufragen.



**Abb. 13:** EQ-Frequenzgänge; Anhebung und Absenkung sind zueinander invers.

Die bisherigen Ausführungen hatten den schmalbandigen Equalizer zum Thema, der auch "Peaking EQ" oder "Bell-EQ" genannt wird. Daneben gibt es breitbandig wirkende **Klangfilter**, die entweder diese Bezeichnung tragen, oder "Tonestack", oder eben auch EQ – dann mit dem Zusatz "**shelving**". Ein "Shelving-Filter" ist von der Art, wie es (fast) jeder Radioapparat hat, Höhen und Tiefen können bei ihm in einer Art Fächer breitbandig verändert werden (**Abb. 14**). Im Studio-Jargon heißen derartige Filter auch "Kuhschwanz-Entzerrer". Neben einem Parameter zum Einstellen der Stärke der Anhebung/Absenkung ist oft ein zweiter Parameter vorhanden, mit dem die Frequenzlage verschoben werden kann. Shelving-Filter können minimal-, maximal- oder linearphasig sein, mehr hierzu in Teil 3. In Abb. 14 sind Kurven von Filtern 1. Ordnung dargestellt. Zusätzlich gibt es steilflankige Hoch- und Tiefpässe, die ab einer wählbaren Grenzfrequenz für eine sehr starke Signalbedämpfung sorgen.



**Abb. 14:** Shelving-Filter 1. Ordnung zur Höhen- und Tiefenbeeinflussung.

Die o.a. Filter bzw. Equalizer kommen aus unterschiedlichen Gründen zum Einsatz: Zur Kompensation von Defiziten der Übertragungsstrecke, zur Entfernung oder Verringerung von Störanteilen, zur Klangkorrektur (bis hin zur Verfremdung), und zum spektralen Ausbalancieren der Abmischung.

Als Beispiel für die **Kompensation** von Defiziten kann man an die Monitor-Lautsprecher denken. Ihr Übertragungsfrequenzgang hat vielleicht Schwächen bei einigen Frequenzbereichen, da wird dann gerne beim "Einrauschen" der Anlage so lange am Equalizer gedreht, bis alle mit Rosa Rauschen gemessenen Terzpegel gleich groß sind. Problematisch hierbei ist, dass das Gehör zwischen Direkt- und Diffusschall unterscheidet, der Analysator hingegen nicht. Und: Über eine schmalbandige 10-dB-Anhebung freut sich die Anlage bei Volllast auch nicht. Beim **Störsignal** denkt man an einen Netzbrumm, den man in Europa zurecht bei 50 Hz vermutet, doch tritt der häufig auch bei Vielfachen dieser Frequenz in Erscheinung. Ein paar dieser frequenzstabilen Störer können durchaus mit einem Schmalband-EQ bekämpft werden. Denkbar sind auch Sänger/innen oder Instrumente (z.B. Trommeln), die schmale Frequenzbereiche überbetonen – da können dann kleine Absenkungen für einen ausgeglicheneren Klang sorgen. Ein eher breitbandiges Störsignal sind die Höhen der verzerrten Gitarre. Mit einem etwas steilflankigeren Tiefpass (bei 2 – 5 kHz) lässt sich hier die Aggressivität vermindern (aber leider nicht aus einem schlechten Verzerrersound ein perfekter machen). **Klangverfremdung** kann bedeuten, einer E-Gitarre einen Sound zu verpassen, wie er mit einem (nicht bewegten) Wahwah-Pedal entsteht. Die wichtigste EQ-Anwendung ist aber das spektrale **Ausbalancieren** im Mix. Haben zwei oder mehr Instrumente ihren spektralen Schwerpunkt im selben Frequenzbereich, behindern (verdecken) sie sich gegenseitig. Z.B. ist es nicht generell sinnvoll, allen Vocals und der Lead-Gitarre bei 3 kHz eine Präsenzhebung zu verpassen. Auch wenn jede dieser Spuren für sich alleine angehört gut klingen mag, im fertigen Mix sollen sie ja zusammenklingen (consono, konsonant), und nicht gegeneinander konkurrieren. Das ist die Stunde des Studio-Tonis mit dem jahrzehntelang geschulten Gehör: Jeder Spur die gerade eben nötige Klangfilterung zu verpassen, sodass sie selbst gut klingt, aber auch Raum lässt für die anderen Kollegen. Und Kolleginnen.

#### Literatur:

- [1] Marko H.: Methoden der Systemtheorie, ISBN 3-540-11457-2.
- [2] Zollner M.: Frequenzanalyse, Bibliothek der OTH Regensburg, ausleihbar
- [3] Zollner M.: Signalverarbeitung, Bibliothek der OTH Regensburg, ausleihbar

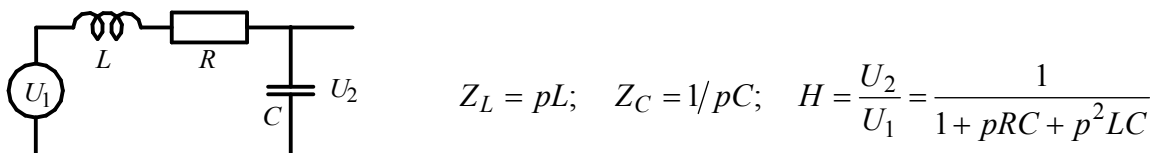
Fachartikel in <a href="http://www.gitarrenphysik.de">www.gitarrenphysik.de</a>	13 Die Basswiedergabe beim Studio-Monitor
1 Gitarren-Lautsprecher	14 Vom Sinn und Unsinn der CSD-Wasserfälle
2 Studio-Lautsprecher	15 Artefakte bei Wasserfall-Spektrogrammen
3 Welche ECC83 darf's denn sein?	16 Equalizer und Allpässe, Teil 1 – 3
4 Reamping and Reguitaring	17 Studio- und Messmikrofone, Teil 1 – 5
5 Gitterstrom bei Trioden	18 Die Dummy-Load als Lautsprecher-Ersatz
6 Der Verzerrer	19 Nichtlineare Modelle
7 Der Range-Master rauscht	20 Wie misst man Elkos?
8 Raumakustik	21 Der Lautsprecher-Phasengang
9 Saitenalterung	22 Negative Gruppenlaufzeit
10 Lautsprecherkabel	23 Der LDR als steuerbarer Widerstand
11 Schaltungsvarianten für das Reguitaring	24 Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co.
12 Verzerrungen: gerade oder ungerade?	25 Der JFET als steuerbarer Widerstand

## Equalizer und Allpässe: Teil 3

Manfred Zollner

Equalizer werden in der Studioteknik vielfältig eingesetzt. Ihre Eigenschaften, die mit minimalphasig, linearphasig, maximalphasig, aktiv, passiv oder digital (FIR / IIR) beschrieben werden, sind den meisten Anwendern jedoch weitgehend unbekannt. Der dreiteilige Beitrag erläutert zunächst die systemtheoretischen Grundlagen, danach die praktische Anwendung, und liefert im letzten Teil ergänzende analytische Beschreibungen.

Der letzte Teil dieser Equalizer-Trilogie befasst sich ausführlicher mit der funktionen- und systemtheoretischen Seite dieser Filter, und greift die Unterschiede zwischen minimalphasigem und maximalphasigem Verhalten nochmals auf. **Abb. 15** zeigt die Schaltung eines passiven Tiefpassfilters zweiter Ordnung. Die Ordnung gibt die Anzahl der voneinander unabhängigen Speicher an, das sind in diesem Beispiel *ein* Kondensator und *eine* Spule. Die Übertragungsfunktion  $H$  dieses komplexen Spannungsteilers kann leicht berechnet werden. Sie ist eine **gebrochen rationale Funktion** zweiten Grades\*. Gebrochen, weil Bruch (Zähler und Nenner); rational, weil endlich viele Polynomglieder. Funktionsvariable ist die komplexe Frequenz  $p$ , die in der Literatur auch  $s$  genannt wird. Der Fundamentalsatz der Algebra besagt, dass jede Gleichung  $n$ -ten Grades genau  $n$  Lösungen ("Wurzeln") besitzt. Anstelle der Zähler- oder Nennerkoeffizienten könnte man folglich auch die Wurzeln dieser Polynome angeben. Man erhält sie, indem man das Zähler- und das Nennerpolynom (jedes für sich) null setzt, und die dadurch entstehende Gleichung nach  $p$  auflöst. Die Zählerwurzeln heißen **Nullstellen** der Übertragungsfunktion ( $p_0$ ), die Nennerwurzeln **Pole** der Übertragungsfunktion ( $p_x$ ). Pole und NSt zusammen bestimmen die Übertragungsfunktion eindeutig, mit Ausnahme einer multiplikativen Konstante: Die (frequenzunabhängige) Grundverstärkung wird nicht durch die Pole und NSt erfasst, sie muss zusätzlich angegeben werden.

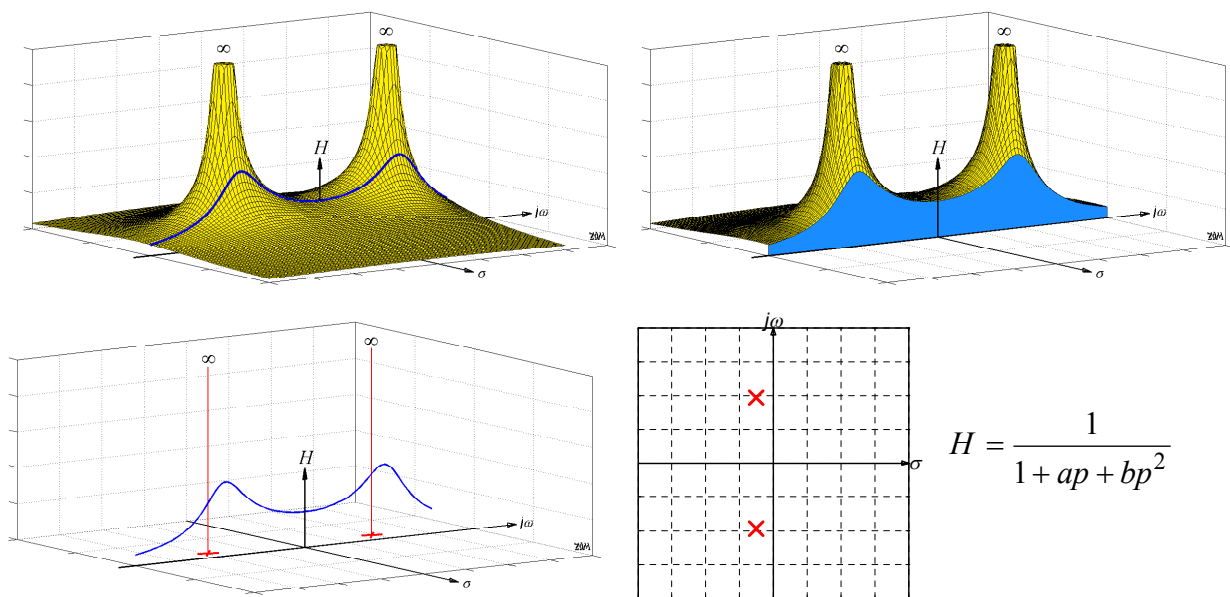


**Abb. 15:** Schaltbild und Übertragungsfunktion  $H$  eines Tiefpassfilters 2. Ordnung.

Im o.a. Beispiel ist nur der Nenner ein Polynom in  $p$ , der Zähler ist eine Konstante. Dies ist ein Sonderfall – im allgemeinen Fall sind Zähler und Nenner Polynome in  $p$ . Trotzdem hat auch die o.a. Tiefpassfunktion Nullstellen: es sind zwei, sie liegen beide im Unendlichen. Die Mathematik hat Gründe, an dieser Stelle nicht  $p = \infty$ , sondern einen Grenzübergang (limes) zu schreiben, das soll jedoch nicht in allen Facetten ausgeführt werden. Die Lösung zu diesen Nullstellen führt in diesem Fall nicht über "Zähler nullsetzen", stattdessen setzt man den gesamten Bruch zu null und löst nach  $p$  auf.

\* Oder auch zweiter "Ordnung".

Pole und NSt von Übertragungsfunktionen können entweder reell oder paarweise konjugiert komplex sein. Zu ihrer komplexen Darstellung ist die komplexe Frequenzebene erforderlich, die Frequenz wird hierzu vom rein imaginären  $p = j\omega$  zum komplexen  $p = \sigma + j\omega$  erweitert. In dieser **Frequenzebene** werden die Pole als Kreuze, die NSt als Kreise angegeben. Das, was gemeinhin Frequenzgang (oder präziser Betrag- oder Amplitudenfrequenzgang) heißt, entsteht, wenn man die von  $H$  über  $p$  aufgespannte Fläche längs (über) der imaginären Achse aufschneidet. Die über  $j\omega$  entstehende Schnittlinie ist der Betrag der Übertragungsfunktion  $H(j\omega)$ , der auch logarithmiert als **Übertragungsmaß** in dB dargestellt werden kann. **Abb. 16** zeigt oben die  $H$ -Fläche über der  $p$ -Ebene, die Schnittlinie ist blau hervorgehoben. Die genaue Lage der Pole ist wegen der perspektivischen Darstellung schlecht erkennbar, hierzu liefert die Draufsicht auf die  $p$ -Ebene (rechts unten) genauere Informationen.

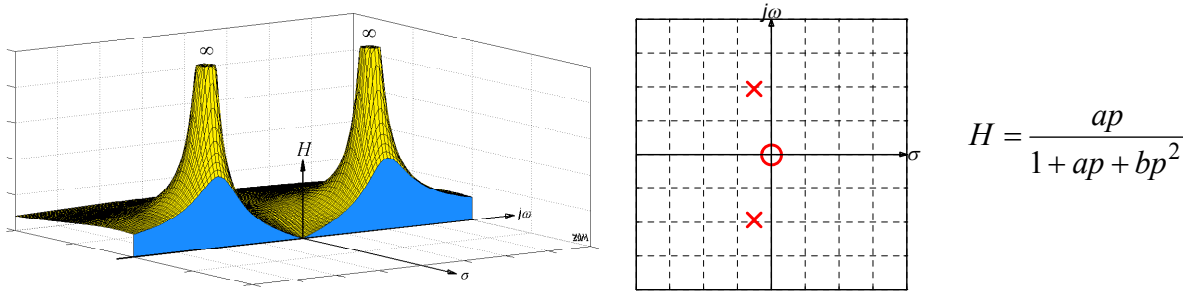


**Abb. 16:** Tiefpass 2. Ordnung, räumliche Darstellung der  $H$ -über- $p$ -Fläche (oben), Pole über der  $p$ -Ebene (unten).

Pol/NSt-Darstellungen können Frequenzgänge nicht ersetzen, auch wenn ihre Information noch so eindeutig sein mag. Sie sind eine Ergänzung, die einen schnellen Überblick über den Filtertyp bietet. **Pole** stabiler Filter "liegen links". Ist auch nur ein Pol in der rechten  $p$ -Halbebene, ist das Filter instabil. Bei kleiner Güte ( $Q < 0.5$ ) liegen die Pole auf der reellen Achse, bei  $Q > 0.5$  sind sie komplex, und zwar konjugiert komplex. Bei minimalphasigen Filtern liegen alle **Nullstellen** links. Liegt auch nur eine NSt rechts, ist das Filter allpasshaltig, sind alle NSt rechts, ist das Filter maximalphasig. Bei linearphasigen Filtern liegen alle NSt spiegelbildlich zur imaginären Achse (oder auf dieser)\*.

In Teil 1 war der Equalizer modellmäßig aus einem Bandpass 2. Ordnung abgeleitet worden. Der BP2 sperrt tiefe und hohe Frequenzen, seine beiden NSt liegen bei  $f = 0$  und  $f = \infty$ . Das bedeutet: Bei der Frequenz 0 Hz, also über dem Ursprung der Frequenzebene, zieht es die  $H$ -Fläche bis auf null herunter (die NSt bei  $\infty$  ist natürlich nicht zu sehen). In **Abb. 17** ist wieder die bei  $\sigma = 0$  abgeschnittene  $H$ -Fläche in gelb zu sehen, und blau die Schnittfläche, deren Oberkante den Amplitudenfrequenzgang  $H(j\omega)$  darstellt. Rechts daneben die  $p$ -Ebene mit den beiden Polen (x) und der Nullstelle (o) bei  $f = 0$ . Es ist wert darauf hinzuweisen, dass die gesamte  $H$ -Fläche (nur) durch die beiden Pole und NSt vollständig definiert ist.

\* Ausführlichere Erläuterungen zur Systemtheorie in [2], [3], [4].



$$H = \frac{ap}{1 + ap + bp^2}$$

Abb. 17: Bandpass BP2.

In Teil 1 wurde der EQ2 aus dem BP2 abgeleitet, indem dessen Ortskurve in horizontaler Richtung verschoben wurde. Die Ortskurve darf man nicht mit Darstellungen der  $p$ -Ebene verwechseln! Bei der Ortskurve sind die Koordinaten  $\text{Re}(H)$  und  $\text{Im}(H)$ , bei der  $p$ -Ebene  $\sigma$  und  $j\omega$ . Die gelbe  $H$ -Fläche aus Abb. 17 darf folglich nicht verschoben werden, um daraus einen Equalizer zu machen. **Abb. 18** zeigt das richtige Ergebnis: Wiederum zwei Pole (der Nenner wurde gegenüber dem BP2 ja nicht verändert), und – wie nur im rechten Bild zu sehen ist – beide NSt im Endlichen. Dieser EQ2 ist minimalphasig, denn beide NSt liegen in der linken  $p$ -Halbebene.

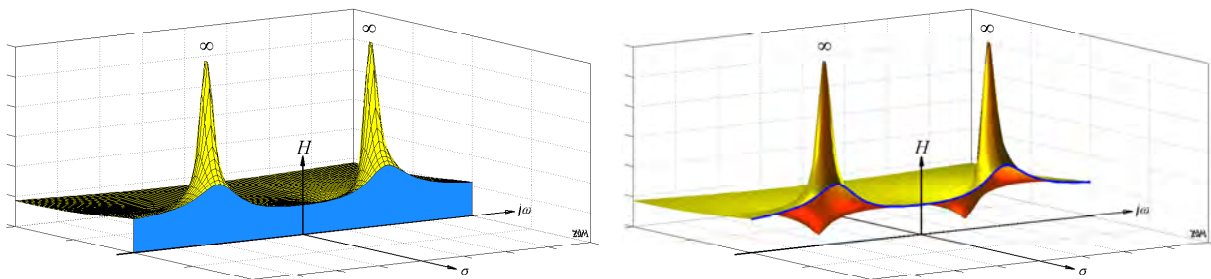


Abb. 18: Equalizer EQ2 mit Anhebung (Boost = positiv).

Der EQ2 hat drei Betriebsparameter, d.h. **drei Freiheitsgrade**:  $f_x$ ,  $B$  und  $Q$  (die Grundverstärkung könnte ein weiterer Freiheitsgrad sein, wird hier aber als unveränderlich angenommen). Auch die Übertragungsfunktion  $H$  muss deshalb drei Freiheitsgrade haben, und sie hat auch:

$$H = \frac{1 + cp + bp^2}{1 + ap + bp^2} \quad p_0 = -c/2 \pm \sqrt{c^2/4 - b} \quad p_x = -a/2 \pm \sqrt{a^2/4 - b}$$

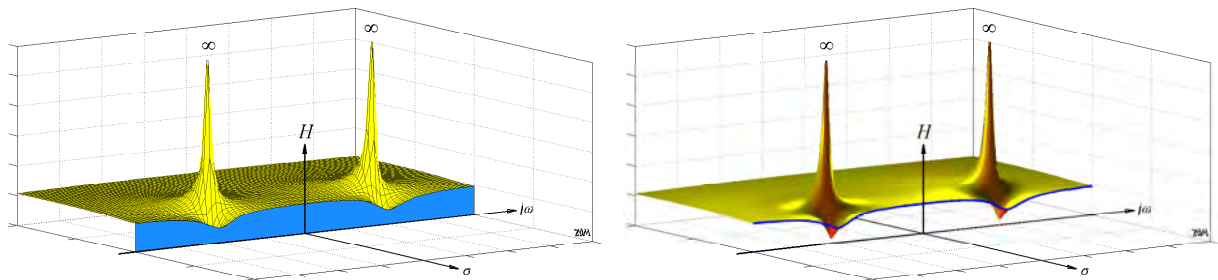
Auch Impulsantwort und Sprungantwort haben je drei Freiheitsgrade, und genau so viele sind es bei den Polen und Nullstellen. In der o.a. Gleichung wurden einfache Polynomkoeffizienten verwendet ( $a, b, c$ ), sie können in die Betriebsparameter umgerechnet werden:  $b = 1/\omega_x^2$ ,  $a = 1/(\omega_x Q_x)$ ,  $c = 1/(\omega_0 Q_0)$ . Die Polfrequenz entspricht beim EQ2 der Nullstellenfrequenz (siehe später), also:  $\omega_0 = \omega_x$ , für die Zählergüte folgt:  $Q_0 = Q_x/(1 + G)$ . Die Formeln für die Pol- und Nullstellen lassen sich damit umformen auf:

$$p_0 = -\frac{\omega_0}{2Q_0} \pm j\omega_0 \cdot \sqrt{1 - 1/(4Q_0^2)}; \quad p_x = -\frac{\omega_x}{2Q_x} \pm j\omega_x \cdot \sqrt{1 - 1/(4Q_x^2)}; \quad \omega_0 = \omega_x$$

Der erste Term der Pol- bzw. NSt-Formel ist reell, der **Wurzelterm** kann (für  $Q \leq 0.5$ ) reell sein, oder für ( $Q > 0.5$ ) komplex. Ist er komplex, sind die beiden Pole bzw. NSt zueinander konjugiert komplex:  $\text{Re}(p_{01}) = \text{Re}(p_{02})$ ,  $\text{Im}(p_{01}) = -\text{Im}(p_{02})$ , Pole entsprechend.



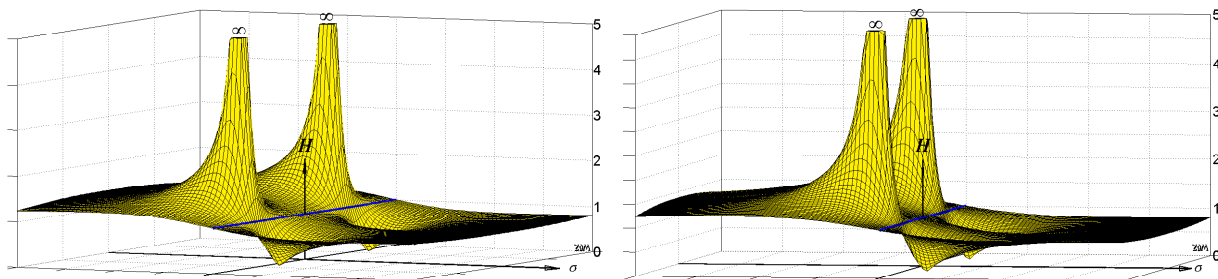
Häufig (wenngleich nicht immer) sind beim EQ die Güten größer 0.5, Pole und NSt also komplex. In diesem Fall beschreibt man sie am besten durch ihre **Polarkoordinaten**: ihr Radius, d.h. ihre Entfernung zum Ursprung, ist dann einfach  $\omega_0$  bzw.  $\omega_x$ , und weil diese beiden Größen gleich groß sind, liegen Pole und NSt (sofern sie komplex sind) auf demselben Kreis. In der linken  $p$ -Halbebene ist zu ergänzen, falls der EQ stabil und minimalphasig ist. Erzeugt der EQ eine Anhebung, liegt der Pol näher an der imaginären Achse, bei einer Absenkung liegt die NSt näher an der imaginären Achse (**Abb. 19**).



**Abb. 19:** Equalizer EQ2 mit Absenkung (Boost = negativ).

Ist die NSt-Güte größer 0.5, kann der EQ nur entweder minimalphasig oder maximalphasig sein. Die NSt sind konjugiert komplex, sie können nur *beide* links oder *beide* rechts liegen. Ist  $Q_0 \leq 0.5$ , sind beide NSt reell; dann können beide links liegen (minimalphasig, allpassfrei), oder beide rechts (maximalphasig, allpasshaltig), oder eine links und eine rechts (nicht-minimalphasig, allpasshaltig). Es gilt (ohne Herleitung): Durch **Spiegeln** einer NSt an der imaginären Achse ändert sich der Betrag der Übertragungsfunktion nicht; die Phase jedoch ändert sich. Das in Teil 1 erläuterte **Allpass-Abspalten** hatte genau das zum Ziel: Das Spiegeln der NSt des allpasshaltigen Systems von der rechten in die linke  $p$ -Halbebene.

Beim **Allpass** (**Abb. 20**) ist der Zähler konjugiert komplex zum Nenner (gleicher Betrag, Quotient = 1). Damit gilt  $c = -a$ , bzw.  $\omega_0 = \omega_x$  und  $Q_0 = Q_x$ . Sofern die Pole (und damit auch die NSt komplex sind, liegen sie alle auf demselben Kreis; die Pole links, die NSt rechts.



**Abb. 20:** Allpass AP2; 2 Pole links, 2 Nullstellen rechts, die Schnittlinie über der imaginären Achse ist konstant.

Bei den Abbildungen 16 – 20 ergibt sich der **Betragsfrequenzgang** als Schnittlinie über der imaginären Achse. Die **Phase** ist dabei nicht ersichtlich. Neben ihrer Darstellung als Phasen-Frequenzgang gibt es auch den daraus abgeleiteten **Gruppenlaufzeit-Frequenzgang**  $\tau_G(\omega)$ :

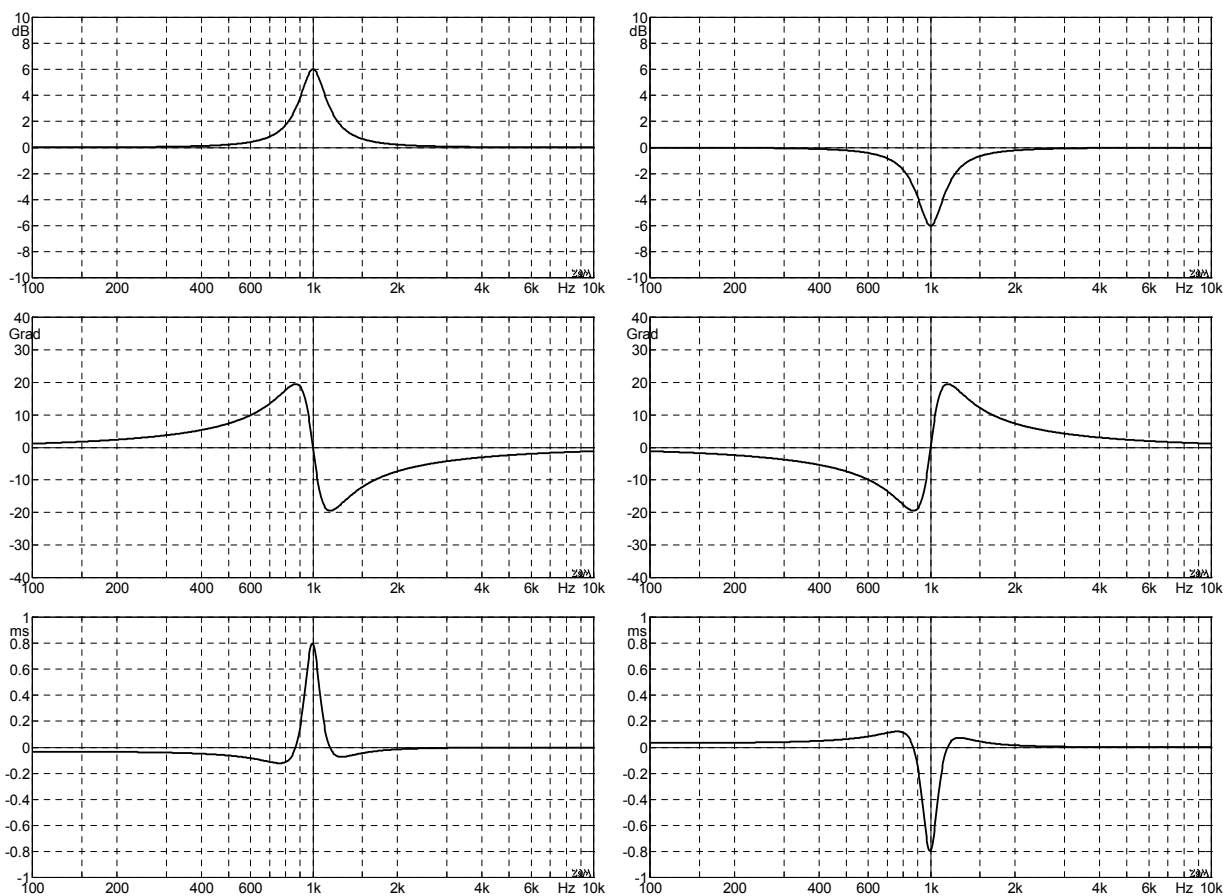
$$\tau_G = -\frac{d\varphi}{d\omega} = -\frac{Q_x}{\omega_x} \cdot (\Omega^2 + 1) \cdot \left( \frac{1+G}{\Omega^2 \cdot (1+G)^2 + Q_x^2 \cdot (\Omega^2 - 1)^2} - \frac{1}{\Omega^2 + Q_x^2 \cdot (\Omega^2 - 1)^2} \right);$$

In dieser Formel für den minimalphasigen EQ2 ist  $\Omega$  die normierte Frequenz  $\omega/\omega_x$  bzw.  $f/f_x$ .

Die subjektive (gehörbezogene) Wirkung eines Equalizers kommt vor allem von den Pegeländerungen, d.h. vom Betragsfrequenzgang. Aus psychoakustischen Versuchen ist jedoch bekannt, dass reine Phasen- bzw. Laufzeitveränderungen, wie sie ein Allpass erzeugt, auch hörbar werden können – wenn sie denn eine gewisse Schwelle übersteigen. Alle folgenden Aussagen betreffen das monotische oder diotische Hören, interaurale Laufzeitunterschiede (dichotisches Hören) sind damit nicht gemeint. Es ist gute Praxis, die Hörbarkeitsgrenze für Gruppenlaufzeitverzerrungen bei 2 ms anzusetzen, wohl wissend, dass mit einem einzigen Zahlenwert nicht alle Situationen beschrieben werden können. Erzeugt der EQ eine Pegelanhebung, liegt das Maximum der Gruppenlaufzeit nahe bei  $f_x$ , d.h.  $\Omega = 1$  (Abb. 8):

$$\tau_G(\Omega = 1) = \frac{G}{1+G} \cdot \frac{Q_x}{\pi \cdot f_x}$$

Mit steigender Frequenz nimmt die maximale Gruppenlaufzeit (für  $G > 0$ ) folglich ab. Weil auch die Gehörempfindlichkeit für Gruppenlaufzeitverzerrungen zu hohen Frequenzen hin abnimmt (also  $\tau_{\text{Schwelle}}$  zunimmt), sind Phasen- und Gruppenlaufzeitverzerrungen nur bei tiefen Frequenzen beachtenswert. Als Beispiel: Hebt ein EQ2 bei 1 kHz mit  $Q_x = 5$  um 6 dB an, beträgt die maximale Gruppenlaufzeit 0.8 ms – das wäre demnach unerheblich. Und es soll nochmals daran erinnert werden: diese Laufzeit ist systemimmanent, sofern der EQ minimalphasig ist. In **Abb. 21** sind links für  $Q_x = 5$  und  $G = +1$  Betrag, Phase und Gruppenlaufzeit dargestellt, rechts für  $Q_x = 2.5$  und  $G = -1$ . Die Filter sind zueinander invers, bei einer Kettenschaltung kompensieren sich ihre Eigenschaften vollständig, d.h. für die Gesamtschaltung gilt: Betrag = 0 dB, Phase = 0, Gruppenlaufzeit = 0. Das Laufzeitmaximum des linken Filters (+ 0.8 ms) wird durch die negative Laufzeit des zweiten kompensiert. Dies stellt keine Akausalität dar, weil die Gruppenlaufzeit den eingeschwungenen Zustand beschreibt.



**Abb. 21:** Betrag, Phase und Gruppenlaufzeit zweier zueinander inverser Equalizer;  $Q_x = 5$  (links),  $Q_x = 2,5$  (re.).

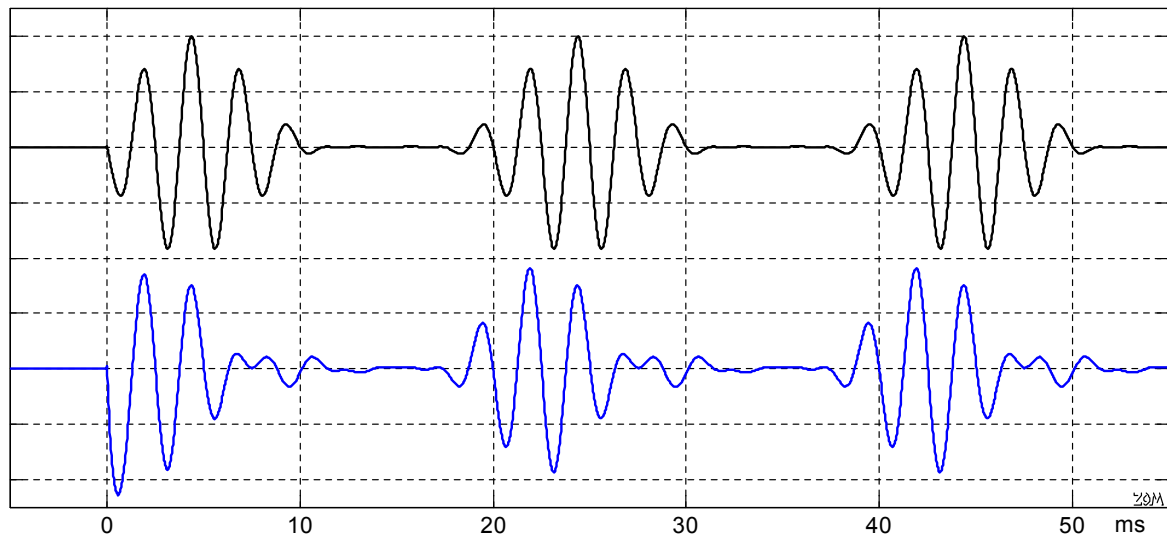
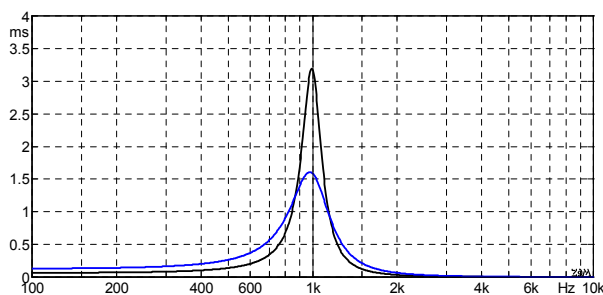


Abb. 22: Negative Gruppenlaufzeit; Generatorsignal = schwarz, Filterausgang = blau.

In **Abb. 22** ist die Auswirkung einer negativen Gruppenlaufzeit dargestellt (um die Wirkung zu verstärken, wurden 3 Equalizer hintereinander geschaltet). Weil auch der Pegel verändert wird, ändert sich die Kurvenform. Durch die negative Gruppenlaufzeit rutscht der Schwerpunkt der Modulation nach links, aber nicht vor den Beginn (0 ms) – die Filterung ist kausal.



$$\tau_G(\Omega = 1) = \frac{2 \cdot Q_x}{\pi \cdot f_x}$$

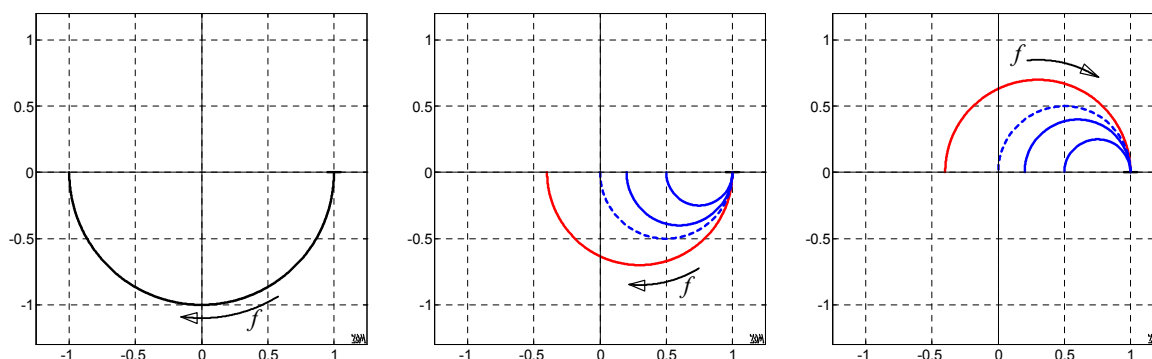
Abb. 23: Gruppenlaufzeit eines Allpasses AP2  $Q = 5$  (schwarz),  $Q = 2.5$  (blau).

Minimal- und maximalphasiger EQ2 unterscheiden sich um einen Allpass 2. Ordnung. Des- sen Gruppenlaufzeit kann nur positiv sein, das Maximum liegt ungefähr bei  $\Omega = 1$  (**Abb. 23**). Die von einem maximalphasigen EQ2 erzeugten Gruppenlaufzeitverzerrungen können schon eher die Schwelle von 2 ms überschreiten, d.h. hörbar werden.

Auch die in **Abb. 14** vorgestellten **Filter 1. Ordnung** können entweder minimalphasig oder maximalphasig sein. Weil sie nur *eine* NSt haben, gibt es nur diese beiden Möglichkeiten. Die Schaltungstechnik nennt derartige Filter Hoch- oder Tiefpässe *mit Gegenhalt* (TP1<sub>G</sub>, HP1<sub>G</sub>):

$$H_1 = \frac{1 + G \cdot ap}{1 + ap}; \quad H_2 = \frac{G + ap}{1 + ap}; \quad H_{AP} = \frac{1 - ap}{1 + ap};$$

Im ersten Fall ist die Verstärkung bei tiefen Frequenzen gleich 1, die bei hohen ist  $G$ . Im zweiten Fall ist die Verstärkung bei hohen Frequenzen gleich 1, die bei tiefen ist  $G$ . Auch diese Filter lassen sich in eine Parallelstruktur aufspalten, unter Verwendung eines Allpasses erster Ordnung (und einem skalierten Addierer). Die Ortskurve eines Allpasses erster Ordnung AP1 ist ein im Uhrzeigersinn durchlaufener Halbkreis: Bei  $f = 0$  ist  $H_{AP} = 1$ , bei  $f = f_x$  ist  $H_{AP} = -j$ , und bei  $f = \infty$  ist  $H_{AP} = -1$ . Der Betrag der Allpass-Übertragungsfunktion ist 1 für alle Frequenzen, die Phase dreht von  $0^\circ$  auf  $-180^\circ$ .



**Abb. 24:** Allpass AP1 (links), Tiefpass mit Gegenhalt (Mitte), Hochpass mit Gegenhalt (rechts).

In **Abb. 24** ist links die AP1-Ortskurve dargestellt. Das mittlere Bild zeigt zwei  $TP1_G$ -Ortskurven (blau), die Ortskurve eines Tiefpasses ohne Gegenhalt (----), und die Ortskurve eines maximalphasigen Tiefpasses mit Gegenhalt (rot). Im rechten Bild entsprechende Hochpasskurven. Um Halbkreise oberhalb der Abszisse zu bekommen, muss lediglich die Phase um  $180^\circ$  verschoben werden.

Alle stabilen Filter erster Ordnung haben einen reellen Pol, der auf der linken reellen Achse liegt. Beim **AP1** liegt die NST auf der rechten reellen Achse, ihre Abstand zum Ursprung ist genau so groß wie der Abstand des Poles zum Ursprung. Beim Tiefpass ohne Gegenhalt (**TP1**) ist die NST im Unendlichen, beim Hochpass ohne Gegenhalt (**HP1**) ist die NST im Ursprung. Der Gegenhalt "verschiebt" die NST, beim minimalphasigen Filter (1. Ordnung) auf die linke reelle Achse, beim maximalphasigen Filter auf die rechte reelle Achse.

Es ist ohne großen Aufwand möglich, maximalphasige Filter zu realisieren, üblicherweise kommen aber (bei analoger Realisierung) minimalphasige Filter zum Einsatz. Wenn ein Filter klanglich nicht überzeugt, ist deswegen nicht in erster Linie Maximalphasigkeit der Grund. Vielmehr ist zu überprüfen, ob die gewählten Filterparameter geeignet sind. Ein häufiger, oft schwer zu entdeckender Grund ist Übersteuerung. Bei hoher Güte (z.B. 5) kann an irgendeiner Stelle der Schaltung die Spannung fünfmal so groß werden wie an der Stelle, deren Aussteuerung überwacht wird. Weil bei bandbegrenzten Systemen Klirrfaktormessungen schwierig sein können, ist in diesem Fall eine Differenztonanalyse hilfreich.

#### Literatur:

- [1] Marko H.: Methoden der Systemtheorie, ISBN 3-540-11457-2.
- [2] Zollner M.: Frequenzanalyse, Bibliothek der OTH Regensburg, ausleihbar
- [3] Zollner M.: Signalverarbeitung, Bibliothek der OTH Regensburg, ausleihbar
- [4] Fliege N.: Systemtheorie, ISBN 3-519-06140-6.

Fachartikel in [www.gitarrenphysik.de](http://www.gitarrenphysik.de)

- 1 Gitarren-Lautsprecher
- 2 Studio-Lautsprecher
- 3 Welche ECC83 darf's denn sein?
- 4 Reamping and Reguitaring
- 5 Gitterstrom bei Trioden
- 6 Der Verzerrer
- 7 Der Range-Master rauscht
- 8 Raumakustik
- 9 Saitenalterung
- 10 Lautsprecherkabel
- 11 Schaltungsvarianten für das Reguitaring
- 12 Verzerrungen: gerade oder ungerade?

- 13 Die Basswiedergabe beim Studio-Monitor
- 14 Vom Sinn und Unsinn der CSD-Wasserfälle
- 15 Artefakte bei Wasserfall-Spektrogrammen
- 16 Equalizer und Allpässe, Teil 1 – 3
- 17 Studio- und Messmikrofone, Teil 1 – 5
- 18 Die Dummy-Load als Lautsprecher-Ersatz
- 19 Nichtlineare Modelle
- 20 Wie misst man Elkos?
- 21 Der Lautsprecher-Phasengang
- 22 Negative Gruppenlaufzeit
- 23 Der LDR als steuerbarer Widerstand
- 24 Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co.
- 25 Der JFET als steuerbarer Widerstand