

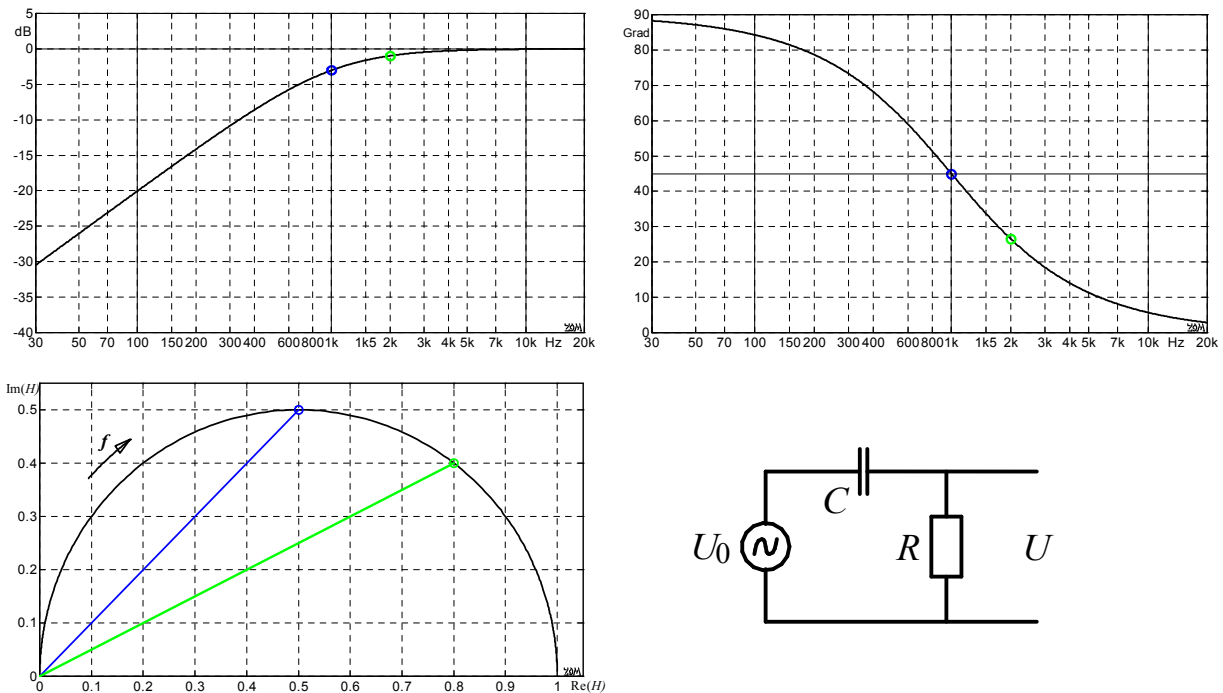
# Steuerbare Allpässe: Uni-Vibe & Co.

Manfred Zollner

Angeblich waren es die Gleichlaufschwankungen der Studio-Bandmaschinen, die zu Laufzeitunterschieden und hörbaren Kammfilter-Interferenzen geführt haben. Für die einen ein Fehler, für die anderen ein Effekt, der auch auf Bühnen, d.h. ohne Maschinen, zur Verfügung stehen sollte. Und so entwickelte die Audio-Industrie kleine Geräte, die diese Kammfilter-Effekte nicht mechanisch, sondern elektronisch erzeugten: Phaser, Flanger, Chorus. Das zentrale Modul dieser Geräte ist ein steuerbarer Phasenschieber, der die Phase des Audiosignals moduliert. Addiert man das derart veränderte Signal zum unveränderten Original, entstehen Tonhöhen- und Kammfilter-Effekte. Sie werden im Folgenden ausführlich untersucht.

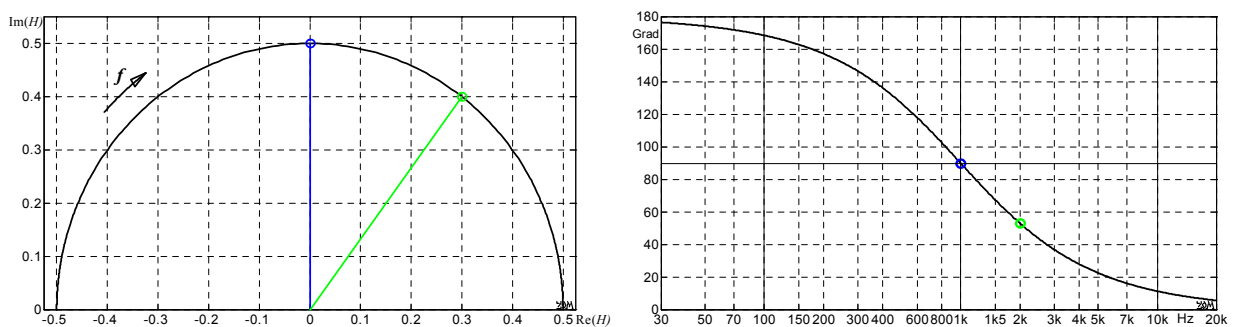
In der Musikelektronik nehmen Delaymodulatoren einen breiten Raum ein. Durch periodische Variation der Signalverzögerung entsteht eine Tonhöhenänderung (Vibrato), und wenn das derart veränderte Signal zum Original addiert wird, ergeben sich zeitvariante Kammfilter. Je nach gewähltem Parametersatz sind das: Phaser, Flanger, Chorus, oder weitere Kombinationseffekte. Das zentrale System für derartige Modulationen ist **der steuerbare Allpass**, also ein Filter, das nur die Signalphase, aber nicht die Signalamplitude verändert. Aus Tonbandzeiten ist bekannt, dass sich beim Erhöhen der Abspielgeschwindigkeit auch die Tonhöhe erhöht, bei allerdings entsprechender Verkürzung der Abspieldauer. Dieses Verfahren eignet sich also nicht, ein zu tief gestimmtes Instrument im Mix zu korrigieren – es wäre "zu früh fertig", das Timing wäre hinüber. Mit speziellen Verfahren lässt sich zwar auch für dieses Problem eine Behelfslösung finden, die konstante Tonhöhenänderung soll hier aber nicht das Thema sein. Es geht vielmehr um periodische Frequenzmodulationen: Die Frequenzänderung pendelt im Mittel um null, und deshalb bleibt auch die mittlere Verzögerung bei null. Beim Tonband könnte man sich vorstellen, die Abspielgeschwindigkeit periodisch um den Sollwert zu variieren, z.B. um  $\pm 3\%$ . Das ist nur ein kleiner Prozentsatz, aber der gesamte Frequenzhub entspricht hierbei schon einem Halbton – die Modulation wäre also sehr deutlich wahrnehmbar.

Nun sind Tonbandgeräte nicht mehr viel in Gebrauch, das moderne Äquivalent ist der digitale Speicher. Das Signal wird in einen Ringpuffer eingelesen, und mit einem nachlaufenden Lesezeiger wieder ausgelesen. Durch Veränderung des Abstandes zwischen Schreib- und Lesezeiger lässt sich ein zeitvariantes Delay erzeugen, also eine Frequenzmodulation. Mit moderner Digitaltechnik nicht schwierig, aber die gab's vor 50 Jahren noch nicht. Effektgeräte gab's aber schon – wie haben die das Problem gelöst? Analog, mit einem analogen Allpass, dessen Verzögerungszeit z.B. durch einen steuerbaren Widerstand (LDR, JFET) moduliert wurde. Ehe wir diesen Allpass genauer analysieren, lohnt ein Blick auf ein etwas einfacheres Filter: einen RC-Hochpass erster Ordnung (**Abb. 1**). Seine Grenzfrequenz ist hier zu 1 kHz gewählt, seine Grunddämpfung zu 0 dB. Bei der Grenzfrequenz (auch Eckfrequenz genannt) beträgt die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal genau  $45^\circ$ , die Dämpfung ist hierbei 3 dB. Die **Ortskurve** verbindet die Betrags- mit der Phasendarstellung. Sie wird mit steigender Frequenz vom Ursprung ausgehend im Uhrzeigersinn durchlaufen, für 1 kHz und 2 kHz sind zwei Punkte markiert. Die Länge der Strecke zwischen dem Ursprung und so einem Punkt ist der Betrag der Übertragungsfunktion bei dieser Frequenz, der Winkel zur Abszisse ist die Phase. Man erkennt, dass die Phase von  $90^\circ$  gegen null dreht, während der Betrag von null bis 1 ansteigt, einem Pegel von  $-\infty \dots 0$  dB entsprechend.



**Abb. 1:** RC-Hochpass erster Ordnung (HP1); Betrags- und Phasenfrequenzgang, Ortskurve, Schaltung.

Ein derartiger Hochpass dreht die Phase des durchlaufenden Signals, er verändert aber auch den Betrag – und das ist für die geplante Funktion unerwünscht. Wie müsste die Ortskurve eines einfachen Allpasses aussehen? Der Betrag muss über der Frequenz konstant bleiben, und die Phase darf bei  $f = 0$  und  $\infty$  nur jeweils  $0^\circ$  oder  $180^\circ$  betragen. Diese Forderungen erfüllt der Halbkreis – und der ist ja in Abb. 1 bereits vorhanden. Allerdings ist seine Lage noch falsch, er muss so verschoben werden, dass sein Mittelpunkt im Ursprung zu liegen kommt (**Abb. 2**). Der Startpunkt der Ortskurve ist bei  $-0.5$ , ihr Endpunkt bei  $0.5$ , sie wird wieder im Uhrzeigersinn durchlaufen. Bezugspunkt für die Phase ist die nach rechts zeigende Abszisse, zu  $f = 0$  gehört folglich  $\varphi = 180^\circ$ , zu  $f = \infty$  gehört  $\varphi = 0^\circ$ . Bei  $f_x = 1$  kHz beträgt die Phasendrehung gerade  $90^\circ$ ,  $f_x$  ist die **Kennfrequenz** des Allpasses.



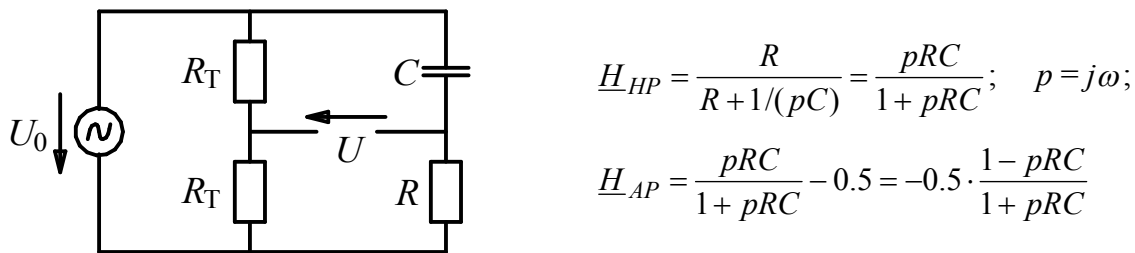
**Abb. 2:** Allpass erster Ordnung (AP1): Ortskurve (links), zugehöriger Phasenfrequenzgang (rechts).

Die Ortskurve stellt die Übertragungsfunktion parametrisch dar: Imaginärteil über Realteil, mit der Frequenz als Parameter. Eine Verschiebung um  $0.5$  nach links bedeutet folglich, dass vom Ausgangssignal des Hochpasses aus Abb. 1 das halbe Eingangssignal abzuziehen ist:

$$\underline{H}_{AP}(j\omega) = \underline{H}_{HP}(j\omega) - 0.5; \quad \underline{H}_{HP}(j\omega) = \underline{U}(j\omega)/\underline{U}_0(j\omega)$$

NB: Das bedeutet nicht, dass vom Eingangssignal eine Gleichspannung abzuziehen ist!

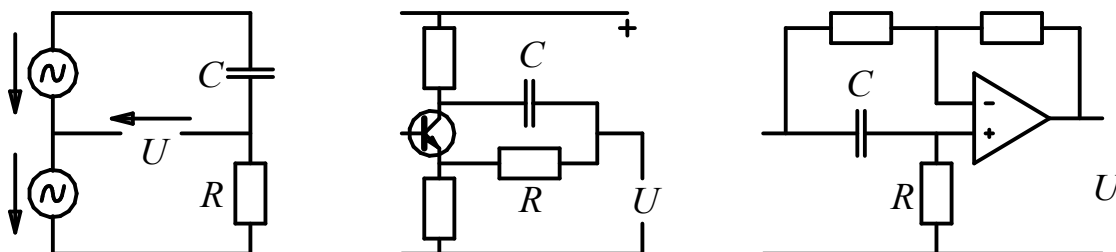
Für die geforderte Differenzbildung reicht eine einfache Brückenschaltung (**Abb. 3**).



**Abb. 3:** Realisierung des Allpasses erster Ordnung als Brückenschaltung, hochohmige Ausgangsbelastung.

Die Allpassformel enthält -0.5 als Grundverstärkung – dieser Faktor wird im Folgenden ignoriert (es soll nur um die Frequenzabhängigkeiten gehen). Zähler und Nenner der Übertragungsfunktion sind zueinander konjugiert komplex, wie bei Allpässen erforderlich: Der Betrag eines Bruches ist  $|\text{Zähler}| : |\text{Nenner}|$ , und weil konjugierte Zahlen betragsgleich sind, ist der Betrag der Übertragungsfunktion über der Frequenz konstant. Die Allpass-Phase ist doppelt so groß wie die Hochpass-Phase (die Phase eines Bruches ist  $\varphi_Z - \varphi_N$ ; die Phasen konjugierter Zahlen sind betragsgleich, haben aber unterschiedliche Vorzeichen).

Mit der in Abb. 3 dargestellten Brücke kann ein AP1 realisiert werden, das Ausgangssignal muss dabei mit einem hochohmigen Differenzverstärker abgenommen werden. Der wird nicht benötigt, wenn statt der Quelle zwei betragsgleiche, gegenphasige Quellen verwendet werden, wie in **Abb. 4** im linken Bild dargestellt. Die Spannungen an Emitter und Kollektor eines Transistors (mittleres Bild) sind betragsgleich, wenn Kollektor- und Emitterwiderstand gleich groß sind, und das daran angeschlossene RC-Glied am Ausgang praktisch unbelastet ist. Und sie sind gegenphasig: Beginnt der Transistor zu leiten (zunehmender Strom im Querzweig), erhöht sich die Emitterspannung, und gleichzeitig erniedrigt sich die Kollektorspannung.

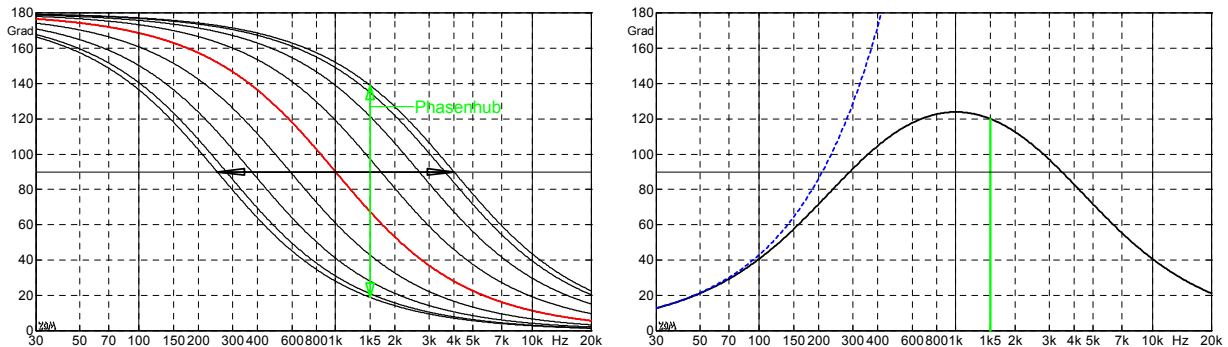


**Abb. 4:** Allpass erster Ordnung, drei verschiedene Realisierungen.

Das rechte Bild zeigt eine Realisierung mit einem Operationsverstärker (OP).  $R$  und  $C$  bestimmen die Kennfrequenz, die beiden anderen Widerstände müssen lediglich gleich groß sein. Für sehr tiefe Frequenzen sperrt der Kondensator, am nichtinvertierenden Eingang liegt praktisch kein Signal, der OP invertiert ( $\varphi = 180^\circ$ ). Bei sehr hohen Frequenzen liegt am nichtinvertierenden Eingang das Eingangssignal, und weil die Differenzspannung praktisch null ist, liegt auch am invertierenden Eingang das Eingangssignal. Der oben liegende Widerstandsteiler ist also stromlos (gleiches Potential an beiden Seiten eines Widerstandes = kein Strom), die Ausgangsspannung entspricht der Eingangsspannung ( $\varphi = 0^\circ$ ). Die Funktion der links gezeichneten Schaltung lässt sich auch mit dem **Thaleskreis** erklären: Die beiden gegenphasigen Quellenspannungen bilden den Durchmesser, die Dreiecks-Katheten sind die Spannung an  $R$  und  $C$ ; sie sind, wie das bei Thaleskreisen so ist, zueinander um  $90^\circ$  phasenverschoben. Um den Katheten-Schnittpunkt auf dem Kreis zu verschieben, d.h. die Kennfrequenz zu ändern, wird üblicherweise  $R$  variiert (LDR, oder JFET als steuerbarer Widerstand).

## Frequenzmodulation

"Frequenz" definiert man üblicherweise als Periodenzahl pro Zeit. Bei einer sich ändernden Frequenz ist aber eine präzisere Definition erforderlich: die Kreisfrequenz ist die zeitliche Ableitung der Phase, die Phase ist das zeitliche Integral der Kreisfrequenz. Um zu wissen, wie ein steuerbarer Allpass die Frequenz des übertragenen Signals ändert, muss man also zuerst wissen, wie sich die Phase in Abhängigkeit von der Zeit ändert; daraus erhält man dann durch Differenzieren die Frequenzänderung.

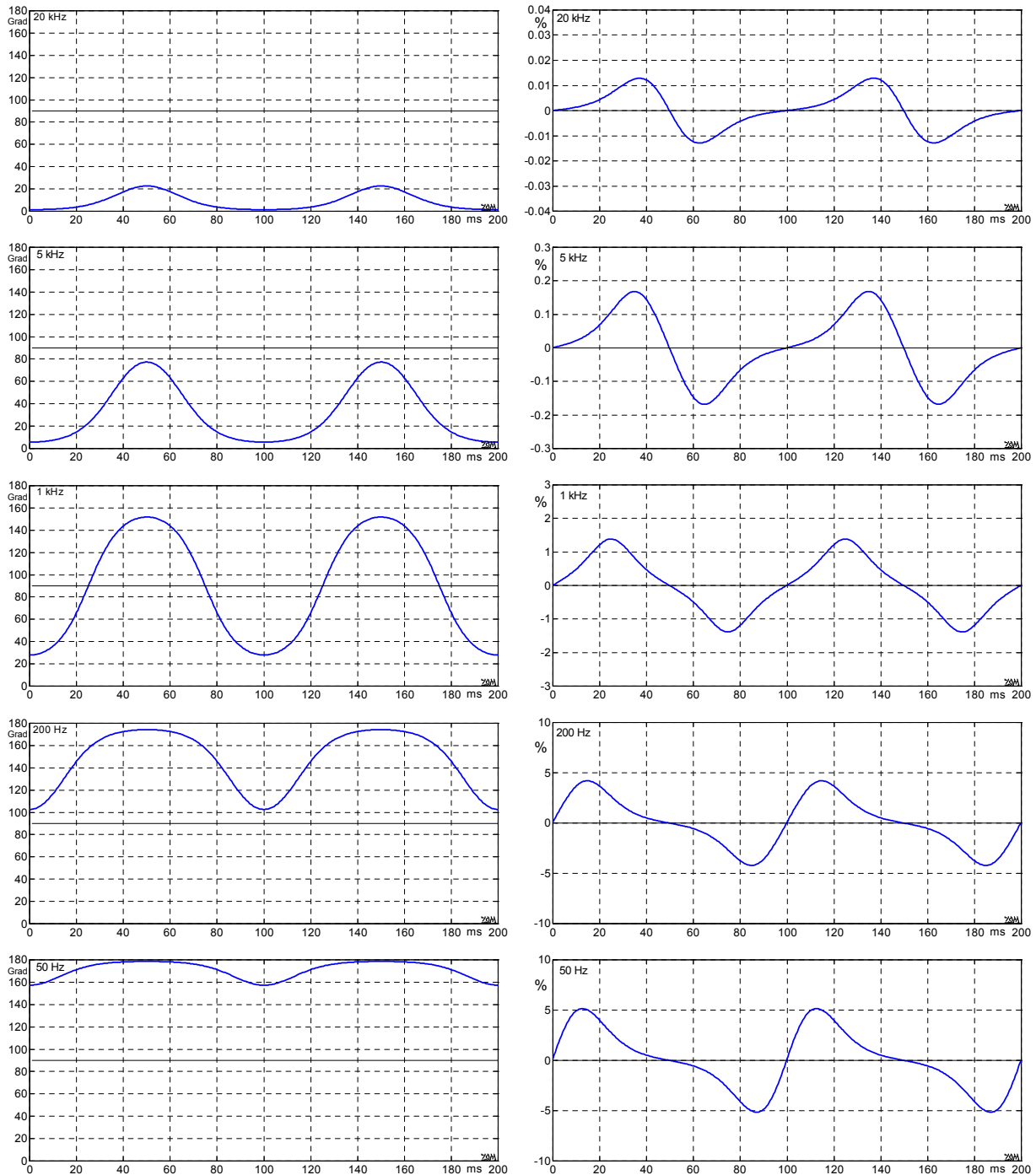


**Abb. 5:** Zeitvarianter Allpass erster Ordnung (AP1), Modulation der Kennfrequenz zwischen 250 Hz und 4 kHz. Phasenfrequenzgänge (links), hierbei erreichbarer maximaler Phasenhub (rechts).

In **Abb. 5** sind links mehrere Phasenfrequenzgänge eines zeitvarianten AP1 dargestellt. Die Kennfrequenz wird hierbei über der logarithmischen (!) Frequenzachse sinusförmig zwischen den Grenzen 250 Hz ... 4 kHz verändert, woraus der im Bild rechts dargestellte maximale Phasenhub resultiert. Schon diese Bilder offenbaren die grundsätzliche Problematik derartiger Modulatoren: Für eine "richtige" Frequenzmodulation müsste der Phasenhub proportional zur Frequenz erfolgen, und es müsste bei jeder Frequenz dieselbe Änderungsfunktion vorliegen. Die Frequenzproportionalität wird ersichtlich, wenn man ein Signal (Dauer z.B. 1 s) "dehnt" und verlangsamt wiedergibt, z.B. in 1.1 s. In diese zusätzlichen 0.1 s passen 10 Perioden eines 100-Hz-Tones, aber 100 Perioden eines 1-kHz-Tones. Eine frequenzproportionale Phasenverschiebung ist im rechten Bild gestrichelt eingezeichnet – das passt nur tieffrequent zum Phasenhub des Allpasses. Dass der zeitliche Verlauf der Phasenänderung auch nicht bei allen Frequenzen derselbe sein wird, sieht man im Vergleich zur rot eingezeichneten Mittellinie (linkes Bild). Symmetrische Abweichungen bei mittleren Frequenzen, unterschiedliche Unsymmetrie bei hohen und tiefen Frequenzen.

Im Folgenden ist zu unterscheiden zwischen der Frequenz des zu modulierenden Signals, und der Frequenz, mit der das Signal moduliert wird. Wenn ein 1-kHz-Ton so frequenzmoduliert wird, dass seine **Signalfrequenz** zwischen 998 Hz und 1002 Hz hin- und herpendelt und alle 100 ms ihren Maximalwert (1002 Hz) erreicht, beträgt die **Modulationsfrequenz** 10 Hz.

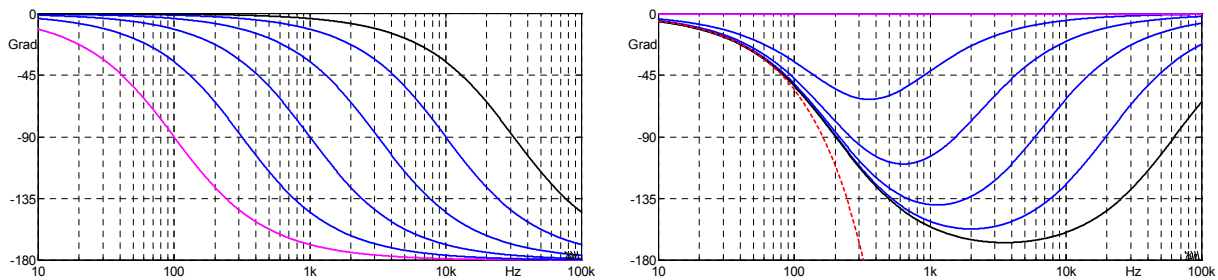
In **Abb. 6** sind in der linken Bildspalte die zeitlichen Phasenänderungen des Modulators aus Abb. 5 dargestellt. Für 5 verschiedene Signalfrequenzen, mit jeweils 10 Hz Modulationsfrequenz. Die rechte Spalte zeigt die zugehörigen relativen Frequenzänderungen. Weil der Phasenhub dieses Modulators nicht proportional zur Frequenz ist, nimmt die relative Frequenzänderung zu hohen Frequenzen hin ab. **Das bedeutet aber auch: Aus einem Signal mit ursprünglich harmonischem Spektrum wird ein inharmonisches Signal!** Der o.a. Allpass-Modulator wird folglich nicht in der Lage sein, die Frequenzmodulation zu erzeugen, die beim periodischen Verändern der Abspielgeschwindigkeit zustande kommt. Aber dafür ist er halt auch unschlagbar einfach – man kann eben nicht alles haben.



**Abb. 6:** AP1, Phasenmodulation (links), zugehörige relative Frequenzmodulation (rechts);  $f_{\text{mod}} = 10$  Hz.

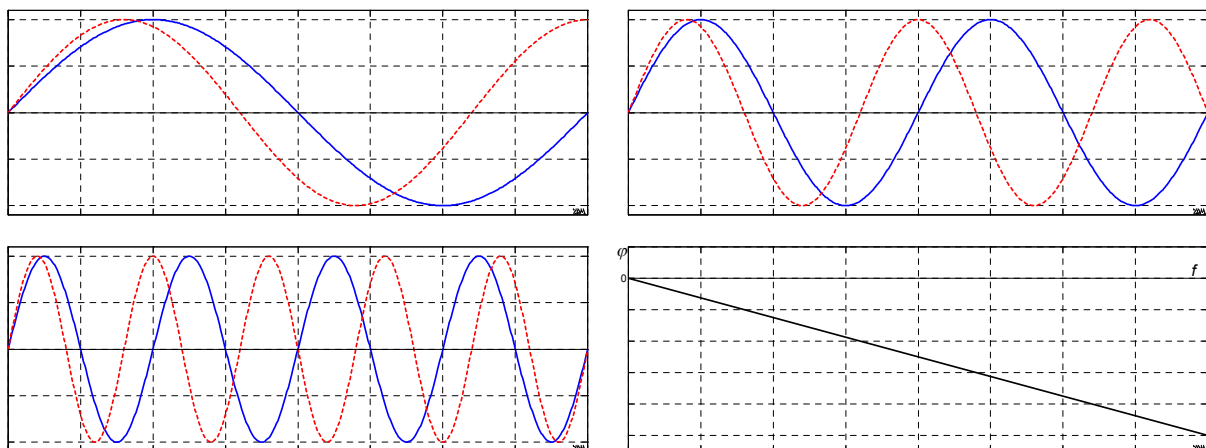
Die rechte Spalte in Abb. 6 zeigt zum einen stark unterschiedliche Frequenzhübe, aber auch unterschiedliche Kurvenformen: es wird folglich nicht möglich sein, bei jeder Frequenz eine sinusförmige Modulation zu erreichen. Doch sind das nur Kurven eines einzelnen Allpasses; mit mehreren **kaskadierten Allpässen** lässt sich einerseits die Phasendrehung vergrößern, andererseits kann auch auf deren Frequenzabhängigkeit ein größerer Einfluss genommen werden. Kaskadierte Allpässe werden üblicherweise gemeinsam angesteuert, ihre Kennfrequenzen variieren dann alle um denselben Faktor. Einen Sonderfall stellt die Kaskadierung von  $n$  identischen Allpässen dar – die o.a. Phasen- und Frequenzänderungen sind dann lediglich mit  $n$  zu multiplizieren. Aber es ist natürlich auch möglich, jedem Allpass sein eigenes Intervall zuzuweisen, z.B. 50 Hz – 500 Hz, 100 Hz – 1 kHz, 200 Hz – 2 kHz, 400 Hz – 4 kHz.

Untersuchen wir zunächst die Auswirkungen unterschiedlicher Intervallbreiten. Soll sich die Kennfrequenz um den Faktor 5 ändern, oder 10, oder 100? Mit Fotowiderständen lassen sich große Intervalle realisieren, die LDRs reagieren aber um so langsamer, je größer das Intervall wird (je hochohmiger der Fotowiderstand wird). **Abb. 7** zeigt links den Phasenfrequenzgang eines 100-Hz-Allpasses (magenta), und dazu 5 weitere Kurven für größere Kennfrequenzen ( $f_x$ ). Im rechten Bild sind die dazugehörigen Phasenunterschiede (Phasenhub) dargestellt. Die Phase ist hier und im Folgenden mit negativem Vorzeichen dargestellt, wie in der Systemtheorie bei Verzögerungen üblich. Sollen sich bei einer Frequenzmodulation alle Teiltöne (Harmonische) eines Klages um denselben Faktor ändern, ist eine frequenzproportionale Phasenänderung erforderlich – diese ist im rechten Bild rot eingezeichnet (vergl. Abb. 5).



**Abb. 7:** AP1, Phasenfrequenzgang für verschiedene  $f_x$  (links), zugehöriger Phasenhub bzgl.  $f_x = 100$  Hz (rechts).

**Abb. 8** greift die Erfordernis nach Frequenzproportionalität nochmals auf. Wenn bei einem Instrument die Tonhöhe verändert wird, z.B. durch Betätigen des Vibratohebels der Gitarre oder durch Fingervibrato, ändern sich die Frequenzen aller Teiltöne um denselben Prozentsatz (z.B. alle um einen Halbton = 6%). In Abb. 8 ist links oben die Zeitfunktion eines Grundtones blau dargestellt. Für die rote Kurve wurde die Frequenz um 25% erhöht, statt einer Periode sind nun 1.25 Perioden im Bildausschnitt. Rechts oben dgl. für die 2. Harmonische: Wieder 25% Frequenzerhöhung, nun aber 1.5 Perioden (rot). Links unten entspr. für die 3. Harmonische. Je höher die Teiltonfrequenz, desto größer muss die Phasendrehung sein. Über einer linear geteilten Frequenzachse muss die Phase hierzu (als Gerade) proportional zur Frequenz verlaufen, über einer logarithmisch geteilten Frequenzachse gekrümmt wie in Abb. 7 (rot). Man erkennt, dass mit einem steuerbaren Allpass nur im Bereich tiefer Frequenzen eine näherungsweise Proportionalität erreichbar ist (in Abb. 7 bis ca. 100 Hz).



**Abb. 8:** Zeitfunktionen einzelner Harmonischer (blau), um 25% verstimmt (rot); Phasenfrequenzgang (schwarz).

Entgegen einer weit verbreiteten Meinung ist für die subjektive Wahrnehmung einer Tonhöhenänderung nicht die Frequenzmodulation des Grundtones wichtig. Vielmehr ermittelt das **Gehör** die Tonhöhe aus der Frequenz der mittelfrequenten Obertöne [3]. Die Grenze, ab der

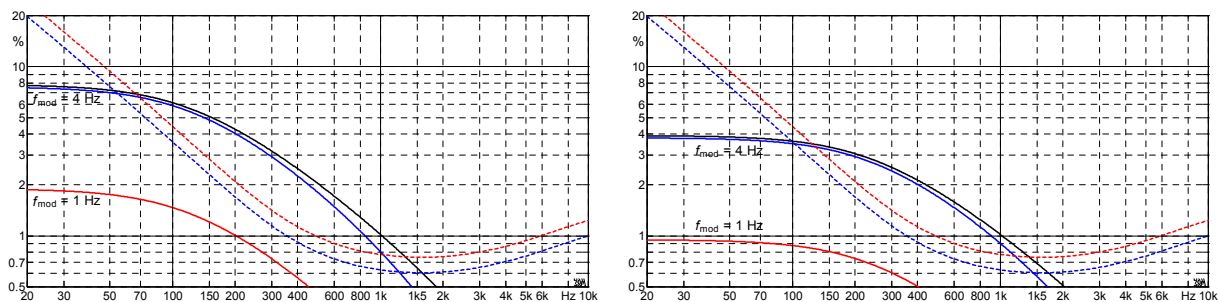
eine Frequenzmodulation (FM) wahrgenommen wird, ist unter etwa 500 Hz absolut konstant (ca. 3.5 Hz Gesamthub), darüber relativ konstant (ca. 0.7 % Gesamthub). Diese Grenzwerte gelten für sinusförmige FM und eine Modulationsfrequenz von 4 Hz. Für  $f_{\text{mod}} = 1$  Hz und  $f_{\text{mod}} = 10$  Hz erhöhen sich die Schwellenwerte um ca. 25% (4.3 Hz bzw. 0.9 %), [nach 3].

Die relative Änderung der Signalfrequenz (d.h. der Frequenz des vom Modulator bearbeiteten Signals) berechnet sich aus der zeitlichen Ableitung der Phasenänderung:

$$\Phi = \omega_0 t + \varphi(t); \quad \omega(t) = d\Phi/dt = \omega_0 + \dot{\varphi}(t); \quad \varphi(t) = \hat{\varphi} \cdot \sin(\omega_{\text{mod}} \cdot t);$$

$$f(t) = f_0 + \hat{\varphi} \cdot \cos(\omega_{\text{mod}} \cdot t) \cdot f_{\text{mod}}; \quad v_{\text{max}} = \frac{\text{Max}(f(t) - f_0)}{f_0} = \frac{\hat{\varphi} \cdot f_{\text{mod}}}{f_0}$$

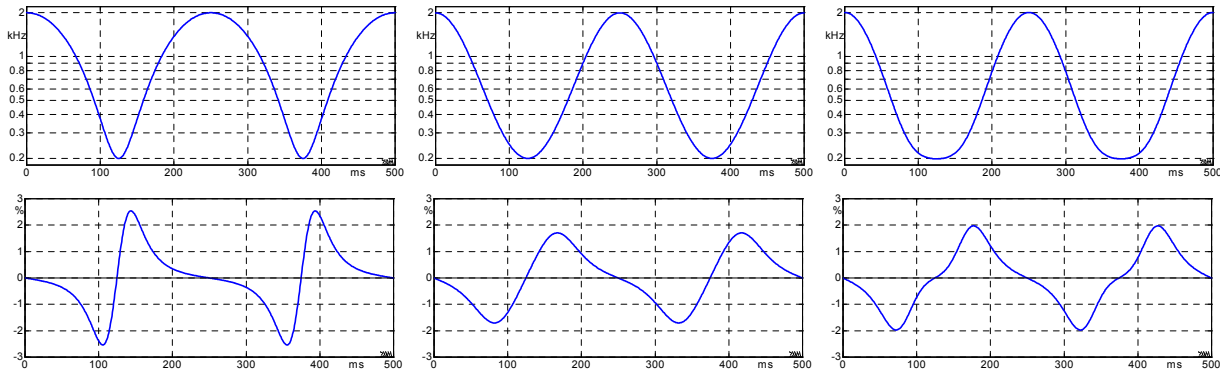
**Die maximale relative Verstimmung**  $v_{\text{max}}$  ist proportional zum maximalen Phasenhub  $\hat{\varphi}$  und zum Quotient Modulationsfrequenz  $f_{\text{mod}}$  / Signalfrequenz  $f_0$ . Die Psychoakustik-Literatur [3] gibt für die Wahrnehmungsschwelle den Gesamthub an (den Spitze-Spitze-Wert der sinusförmigen Modulation). In **Abb. 9** ist der Maximalwert der relativen Verstimmung für 1 Hz (rot) und 4 Hz (blau, schwarz) Modulationsfrequenz dargestellt. Gestrichelt sind die für diese  $f_{\text{mod}}$  geltenden Hörschwellen eingezeichnet. Ganz klar: Die 1-Hz-Modulation bleibt unhörbar, die 4-Hz-Modulation ist zwischen ungefähr 100 Hz und 1 kHz hörbar. Wobei zu berücksichtigen ist: Die Grenzkurven gelten für sinusförmige Modulation, und unter idealen Laborbedingungen. Bei Musikdarbietungen ist mit höheren Grenzwerten zu rechnen.



**Abb. 9:** Maximale relative Verstimmungen eines gesteuerten Allpasses (AP1). Variationsbereich (Intervall) der Kennfrequenz  $f_x = 100$  Hz – 2 kHz (bl, rt, links), 200 Hz – 4 kHz (bl, rt, rechts), 100 Hz – 5 kHz (sw, links), 200 Hz – 10 kHz (sw, rechts). Gestrichelt: Schwelle für eine eben wahrnehmbare Frequenzmodulation.

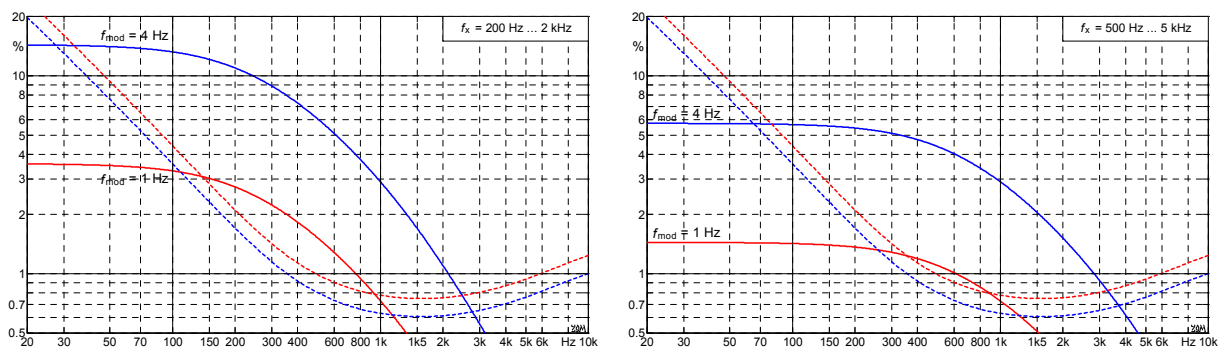
Bei einer 4-Hz-Modulation, das zeigt **Abb. 9** deutlich, ist mit *einem* Allpass alleine keine *harmonische FM*\* produzierbar. Je tieffrequenter der  $f_x$ -Variationsbereich, desto inharmonischer wird das Signalspektrum bei der Modulation, je hochfrequenter, desto geringer wird die relative Verstimmung. Und noch ein Effekt kommt hinzu: Wie schon in **Abb. 6** verdeutlicht, ändert sich die Signalfrequenz nicht-sinusförmig über der Zeit, selbst bei sinusförmiger Änderung der Kennfrequenz. In **Abb. 10** ist in der oberen Bildzeile die Veränderung der Kennfrequenz dargestellt, links für kosinusförmige Modulation über der Zeit. Im mittleren Bild ändert sich der Logarithmus der Kennfrequenz kosinusförmig über der Zeit, das rechte Beispiel approximiert eine (ungefähre) Halbwellen-Antimetrie bei der relativen Verstimmung (untere Bildzeile). Eine sinusförmige Verstimmung ist mit diesen Parametern nicht erreichbar, dazu müsste die relative Änderung der Kennfrequenz verringert werden, und ergänzend muss der Bereich, den die Kennfrequenz überstreicht, erhöht werden. Beide Maßnahmen haben zur Folge, dass der Betrag der relativen Verstimmung abnimmt – und die ist, siehe **Abb. 9**, sowieso schon ziemlich klein.

\* "Harmonisch" im Sinne von: Alle Teiltöne erfahren dieselbe relative Verstimmung.



**Abb. 10:**  $f_x$ -Modulation (oben) und relative Signal-Verstimmung bei einer Signalfrequenz von 200 Hz (unten). Die Allpass-Kennfrequenz  $f_x$  variiert im Bereich 200 Hz ... 2 kHz, die Modulationsfrequenz beträgt 4 Hz.

Bei einfachen zeitvarianten Allpässen wird die Kennfrequenz mit LDRs oder JFETs variiert [5, 6]. Als Variationsbreite (Intervall) der Kennfrequenz hat sich ein Bereich von ungefähr 1:10 etabliert. Um den Effekt zu verstärken, schaltet man mehrere Allpässe in Kette: häufig vier, maximal bis zu zehn. Üblicherweise haben diese kaskadierten Allpässe alle dieselbe Kennfrequenz – soweit das bei den extremen Bauteiletoleranzen realisierbar ist. Denn: Die Widerstandswerte typgleicher Fotowiderstände (LDRs) können bis zum Faktor 10 streuen! Hinzu kommen die sehr individuellen Trägheitseffekte dieser LDRs, die es praktisch unmöglich machen, eine exakte Modulationskurve zu designen. Unter der sehr idealisierenden Annahme identischer Parameter erhält man mit vier kaskadierten Allpässen das in **Abb. 11** dargestellte Verhalten.



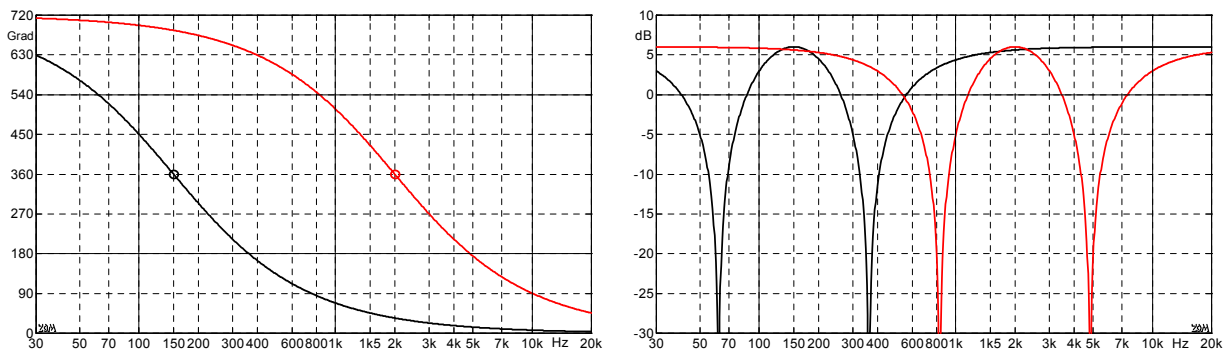
**Abb. 11:** Relative Verstimmung, vier identische Allpässe in Kette, vergl. Abb. 9.

Die Bilder zeigen, dass auch mit vier Allpässen bei 1 Hz Modulationsfrequenz noch immer keine befriedigende Frequenzmodulation erreichbar ist. Die im linken Bild erkennbare knapp überschwellige Modulation ist zu gering, um im Bandgefüge als Tonhöhenänderung aufzufallen. Das schließt jedoch nicht aus, dass sie trotzdem hörbar wird: als Amplitudenmodulation. Denn bei der Übertragung entstehen im Lautsprecher und insbesondere im Raum unzählige Resonanzen, an denen schon kleine Frequenzänderungen erhebliche Pegeländerungen bewirken können. Das Gehör bemerkt in diesem Fall lediglich eine schwache Modulation, ohne aber unterscheiden zu können, um welche Modulationsart es sich handelt. Anders bei der 4-Hz-Modulation, sowie bei noch schnelleren Modulationen. Dabei wird eine deutlich überschwellige FM produziert, die auch als solche hörbar werden kann.



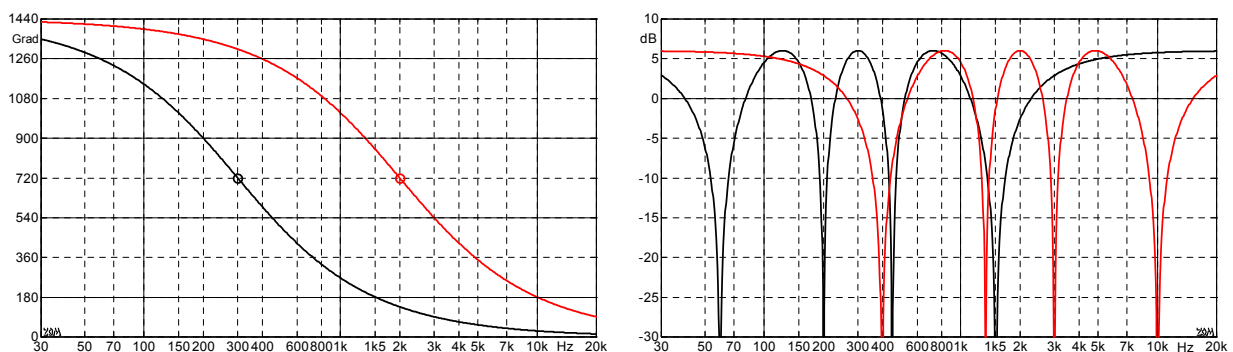
## Der Phaser

Nein, nicht der von Mr. Spock. In der Musikelektronik ist der Phaser ein steuerbares Kammfilter. Es entsteht, wenn man ein Signal verzögert und wieder zum Original hinzumischt. Jede Verzögerung ist gleichbedeutend mit einer Phasendrehung. Addiert man zu einem Signal das um  $180^\circ$  phasenverschobene Signal, löschen sich beide aus. Weil aber die Phasendrehung üblicher Verzögerungssysteme frequenzabhängig ist, entsteht eine frequenzabhängig Auslöschung (ein Kammfilter). Der eben besprochene Allpass erster Ordnung AP1 dreht die Phase um maximal  $180^\circ$ . Damit ließe sich schon eine Auslöschung erzeugen, aber eine sehr breitbandige, unzuverlässige. Mit zwei in Kette geschalteten AP1 ist ein frequenzselektives Minimum möglich, als Mindeststandard haben sich aber vier hintereinander geschaltete AP1 etabliert, die zwei Minima im Frequenzgang erzeugen. In **Abb. 12** sind links zwei Phasengänge dargestellt: Vier gleiche Allpässe in Kette, Kennfrequenz  $f_x = 150$  Hz bzw. 2 kHz. Das rechte Bild zeigt die zugehörigen Betragsfrequenzgänge. Zur Auslöschung kommt es bei gegenphasiger Addition ( $180^\circ$  bzw.  $540^\circ$ ), gleichphasige Addition ergibt eine Signalverdoppelung ( $0^\circ$ ,  $360^\circ$ ,  $720^\circ$ ). Der eigentliche Phaser-Effekt entsteht beim Durchstimmen der Kennfrequenz: die selektiven Minima und Maxima wandern dann im Frequenzbereich hin und her und erzeugen die charakteristische Modulation, die auch als Jet-Effekt bekannt wurde.



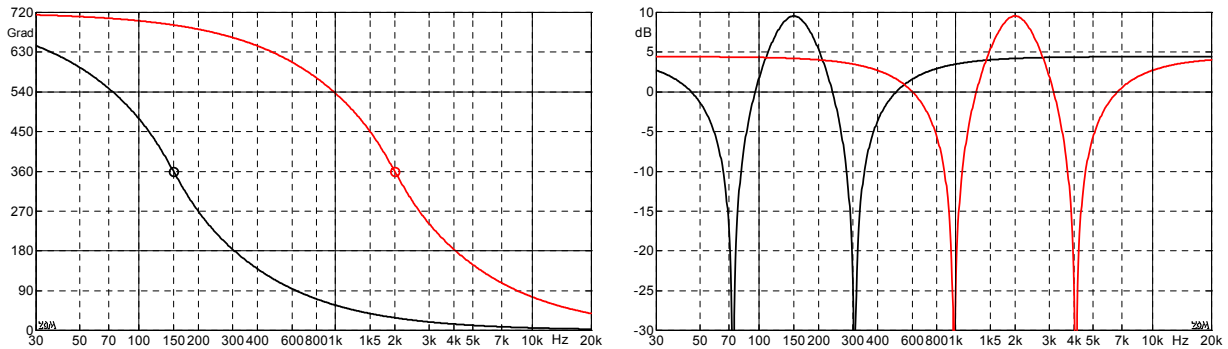
**Abb. 12:** Vier AP1 in Kette,  $f_x = 150$  Hz bzw. 2 kHz; Phasen- (links) und Betragsfrequenzgang (rechts).

Mehr ist manchmal besser als viel, und so wuchs die Anzahl der hintereinander geschalteten Allpässe auf bis zu 12 (Moog, Boss) an. Bei einigen Geräten wurden alle Allpässe moduliert (wie beim Compact Phasing mit seinen 8 Allpässen), andere begnügten sich damit, nur einen Teil der Allpässe zu modulieren, der Rest war fest eingestellt. Erhöht man die Anzahl der Allpässe, nimmt die Anzahl der spektralen Minima im gleichen Maß zu; außerdem rücken sie näher zusammen. In **Abb. 13** ist ein Beispiel für einen aus 8 Allpässen aufgebauten Phaser dargestellt (vergl. Abb. 15).

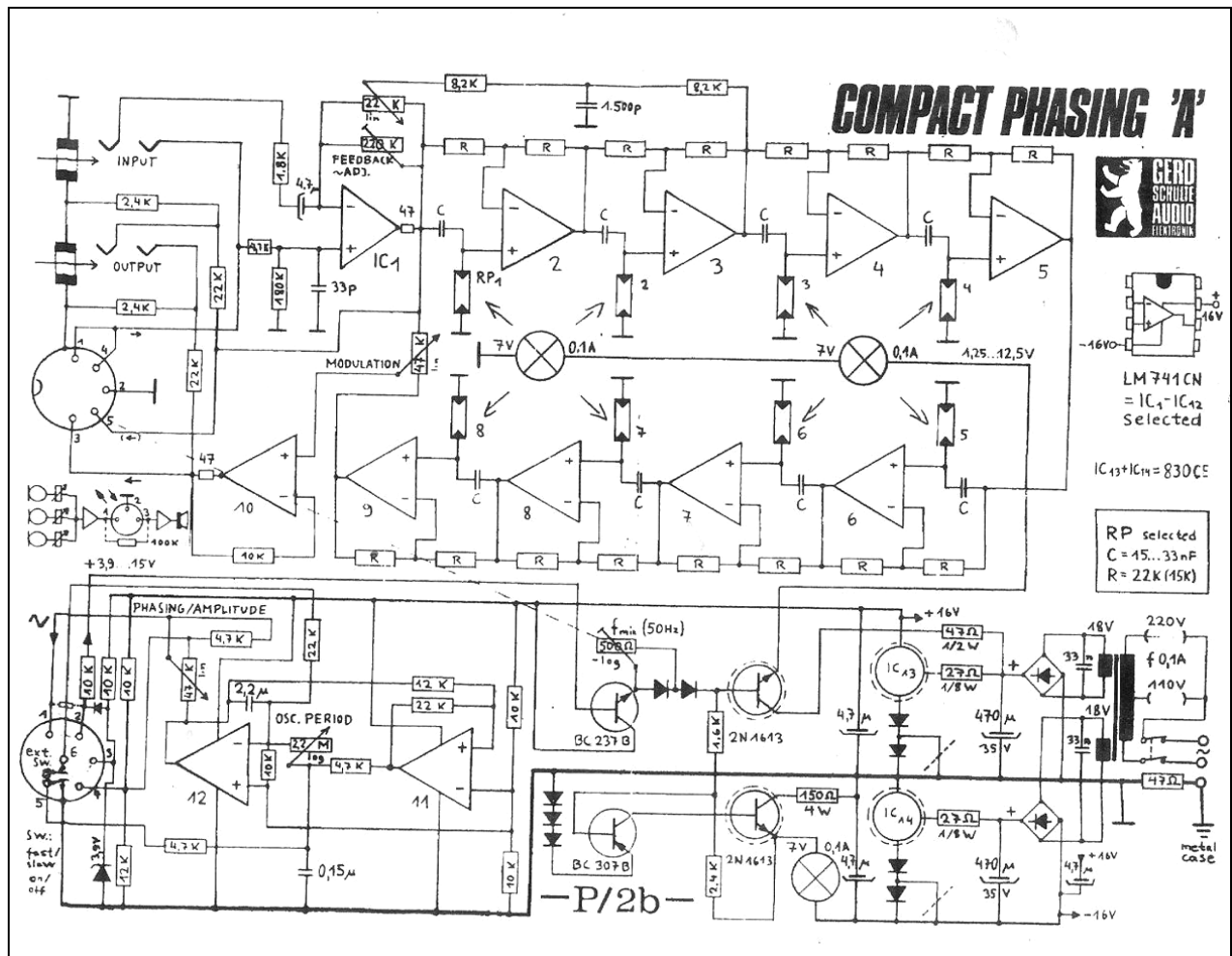


**Abb. 13:** Acht AP1 in Kette,  $f_x = 300$  Hz bzw. 2 kHz; Phasen- (links) und Betragsfrequenzgang (rechts).

Eine Steigerung des Phaser-Effekts lässt sich erzeugen, wenn das zusammengesetzte Signal zurückgekoppelt wird. Die Frequenzgang-Maxima werden dadurch verstärkt und deutlicher hörbar. **Abb. 14** zeigt die Frequenzgänge eines aus vier AP1 aufgebauten Phasers, bei dem über zwei Allpässe eine Rückkopplung erfolgt. Der MXR Phase 90 hatte in seiner ersten Version noch keine Rückkopplung, nach einem Schaltungs-Update war eine (nicht einstellbare) Rückkopplung eingebaut. Ein Beispiel für eine aufwändige Schaltung zeigt **Abb. 15**.



**Abb. 14:** Wie Abb. 12, aber mit Rückkopplung über zwei der vier Allpässe.

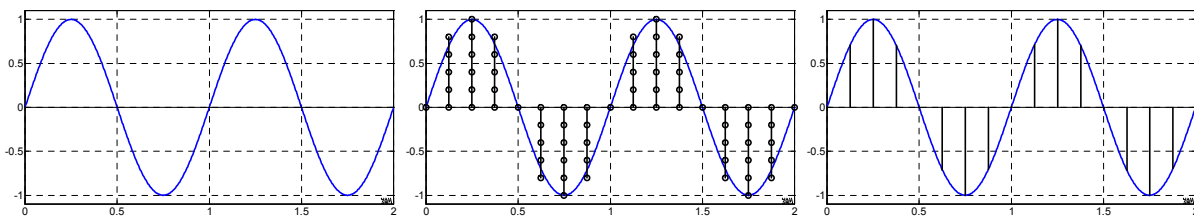


**Abb. 15:** Compact-Phasing A – mit 8 Fotowiderständen schon ziemlich aufwändig.

**Bekannte Phaser:** Compact Phasing A, Mu-Tron Bi-Phase, MXR Phase 90, Electro Harmonix Small Stone.

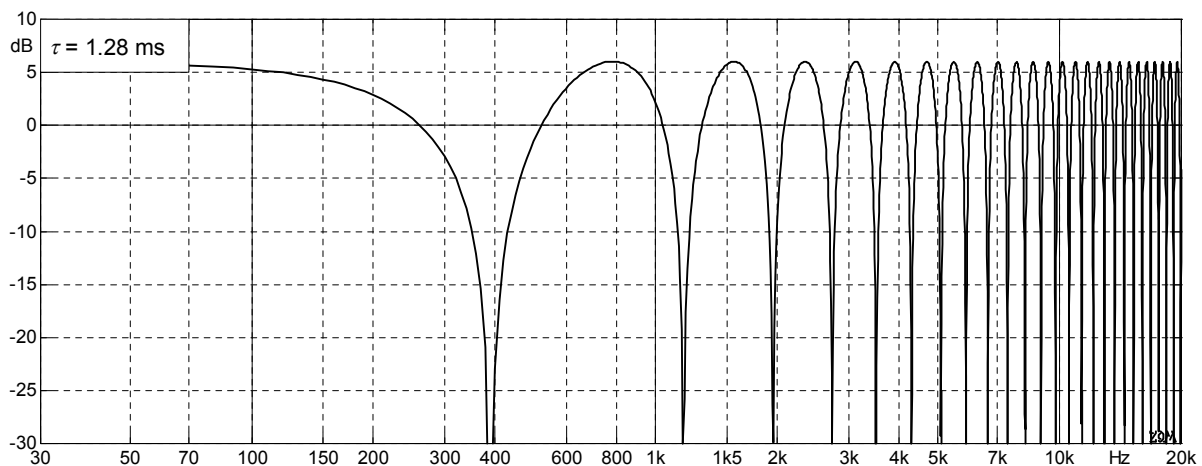
## Der Flanger

Wie der Phaser erzeugt auch der Flanger eine zeitvariante Kammfilterung, aber nicht mehr mit Allpässen, sondern mit einem System, das zwischen der analogen und der digitalen Signalverarbeitung agiert: dem **Eimerkettenspeicher** (Bucket-Brigade-Delay = BBD). Analoge Signale sind zeit- und wertkontinuierlich, digitale Signale sind zeit- und wertdiskret. **Abb. 16** zeigt links ein analoges Signal. Die Zeit existiert als Kontinuum, und auch die Funktionswerte der Sinusfunktion sind kontinuierlich. Im mittleren Bild ist die Zeit nur an diskreten Zeitpunkten definiert, und die zu diesen Zeitpunkten gehörenden Funktionswerte können auch nur die durch Kreise markierten diskreten Werte annehmen. Der zeitliche Abstand dieser Abtastwerte (Samples) ist reziprok zur Abtastfrequenz, bei der CD z.B.  $1/44.1 \text{ kHz} = 22.7 \mu\text{s}$ . Die Wertquantisierung geschieht im Analog/Digital-Wandler, anfänglich mit 8 bit (128 Stufen), in der CD dann mit 16 bit (65.536 Stufen), bei exquisiten Systemen mit 24 bit (168e5 Stufen). Der Eimerkettenspeicher verarbeitet das Signal zeitdiskret, aber wertkontinuierlich, wie im rechten Bild dargestellt. Hierzu werden die Spannungs-Abtastwerte in kleinen Kondensatoren kurz gespeichert, und dann beim Taktwechsel an die Nachbarkondensatoren weitergegeben. Wie bei einer Eimerkette, in der die Eimer von Hand zu Hand weiterwandern.



**Abb. 16:** Analoges Signal (links), digitales Signal (Mitte), zeitdiskret/wertkontinuierliches Signal (rechts).

Ein früher BBD-IC ist der **Reticon SAD 512**: Ein "Single 512 Stage BBD-Register", bei dem einkanlig 512 "Eimer" (bzw. stages) zur Verfügung stehen. Alternativen hierzu: TDA 1022 (Valvo), TDA 2104 (Philips), oder MN 3002, MN 3004 (Panasonic). Aus der Anzahl  $N$  der "Eimer" und der Taktfrequenz  $f_{\text{clock}}$  kann die Verzögerung berechnet werden:  $N / (2 * f_{\text{clock}})$ . Mit  $f_{\text{clock}} = 200 \text{ kHz}$  erreicht man damit  $\tau = 1.28 \text{ ms}$ , einen für Flanger typischen Wert. In **Abb. 17** ist der Frequenzgang eines derartigen Kammfilters dargestellt. Der Unterschied zum Phaser ist offensichtlich: dieser Kamm hat viel mehr "Zinken". So richtig hörbar wird der Effekt aber auch erst, wenn die Minima und Maxima im Frequenzbereich hin- und herfahren, wenn die Verzögerungszeit (bzw. die Taktfrequenz) moduliert wird. Als Minimum findet man bei der Taktfrequenz oft Werte um  $100 \text{ kHz}$ , für das o.a. BBD ergibt das  $2.56 \text{ ms}$  Verzö-

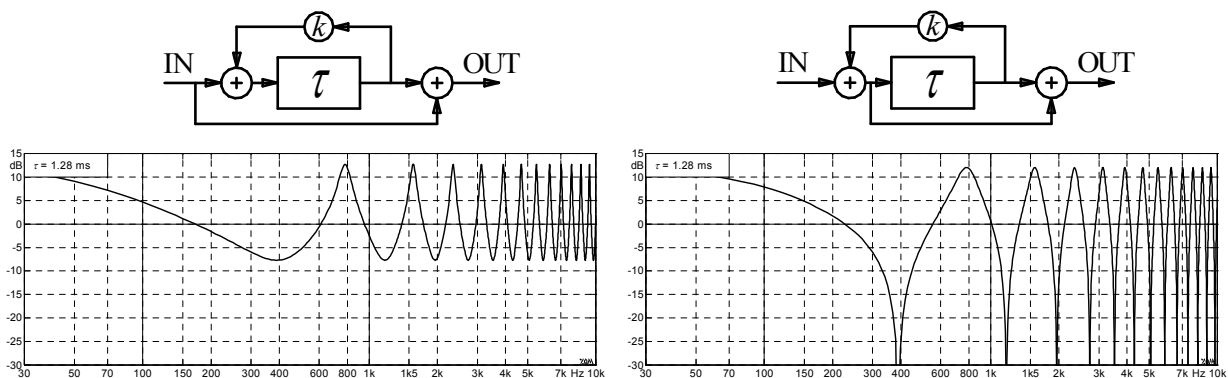


**Abb. 17:** Flanger-Frequenzgang bei  $1.28 \text{ ms}$  Verzögerungszeit; keine Rückkopplung.

rungszeit. Bei noch kleineren Taktfrequenzen kommt es zu spektralen Rückfaltungen, die sich als störende Verzerrungen bemerkbar machen (Abtast-Theorem, [1]). Die zeitliche Abtastung führt zu einer Periodisierung des Spektrums, deshalb sind, um Überlappungen zu vermeiden, steilflankige Tiefpassfilter erforderlich. Damit war man bei einfachen Gitarren-Flangern aber sparsam: oft musste ein magerer Tiefpass 2. Ordnung reichen. Je einfacher der Tiefpass, desto höher sollte die Taktfrequenz sein – da war 100 kHz ein bewährter unterer Grenzwert. Die obere Grenze ergab sich aus den Unzulänglichkeiten der Ladungsweiterreichung im BBD, sowie deren Ansteuerung. Einige Datenblätter nennen als maximale Taktfrequenz 200 kHz, mutigere spezifizieren 500 kHz. Aber auch schon mit 100 – 200 kHz ist ein gut hörbarer Flanger-Effekt produzierbar.

Was leider auch gut hörbar ist: Das **Rauschen** der BBDs, und die Signalverschlechterung bei der Signalweitergabe durch 512 Umschalter. Gegen das Rauschen hilft ein **Kompander**, die Signalverschlechterung muss man hinnehmen, da hilft nix. Bzw. nur die voll-digitale Signalverarbeitung. Ein typischer Kompander ist der **NE 570**: Als Kompressor beschaltet, hebt er die leisen Signalanteile an. Danach geht's durch das BBD, danach durch den als Expander beschalteten NE 570 (oder seine verbesserte Variante NE 571, oder NE 572). Der Expander senkt die leisen Signalanteile wieder ab, wie auch das vom BBD dazuaddierte Rauschen.

Koppelt man einen Teil des verzögerten Signals zurück, vergrößert sich die Resonanzgüte, die Maxima der Übertragungsfunktion werden schlanker (**Abb. 18**). Und weil sie im Spektrum äquidistant verteilt sind, entsteht bei zu starker Rückkopplung schnell eine heulende oder pfeifende (tonale) Klangfärbung. Zwei verschiedene Schaltungen sind üblich, der Unterschied besteht im Abgriff des Vorwärtszweiges:



**Abb. 18:** Flanger mit Rückkopplung ("Regeneration"), zwei verschiedene Varianten.

Mit 512 Verzögerungsspeichern (**SAD 512**, **MN 3002**, **MN 3004**) war ein guter Kompromiss zwischen Verzögerungszeit und Signalqualität erreicht – Chips mit mehr Speicherstellen hatten oft Nachteile bei der Signalqualität. Alternativen sind: **MN 3007** ( $N = 1024$ ), **MN 3207** ( $N = 1024$ ), **MN 3008** ( $N = 2048$ ), **MN 3001** ( $N = 2 \times 512$ ), **MN 3010** ( $N = 2 \times 512$ ).

Typische Steuer-ICs sind: CD4046, CD4047, MN 3102.

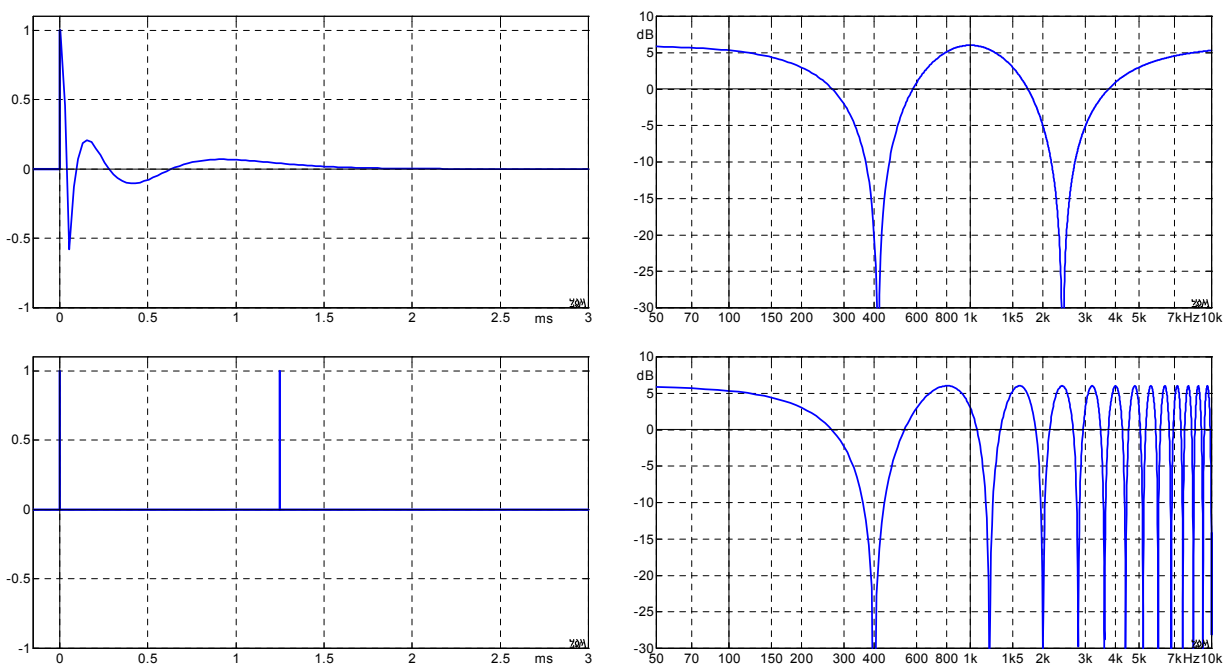
**Bekannte Flanger:** Boss BF-2 und BF-3, Bell BF-20, A/DA Flanger, TC Electronic Vortex, Ross Flanger, Electro Harmonix "Electric Mistress Flanger" mit und ohne "deluxe", Guitone Flanger, Ibanez DFL.

## Der Chorus

Der Chorus ist der Dritte im Bunde der Phasenmodulatoren. Ursprünglich auch mit einem BBD realisiert (wie der Flanger), aber mit längerer Verzögerungszeit, und ohne Rückkopplung. Chorus-übliche Verzögerungszeiten reichen bis etwa 25 ms, das ist ungefähr zehnmal so lang wie beim Flanger. Doch trotz der ähnlichen Struktur: Der Chorus klingt anders als ein Flanger, und das lässt sich nicht mit "zehnmal länger bzw. langsamer" erklären. Es rentiert sich deshalb, die Unterschiede grundsätzlich darzustellen.

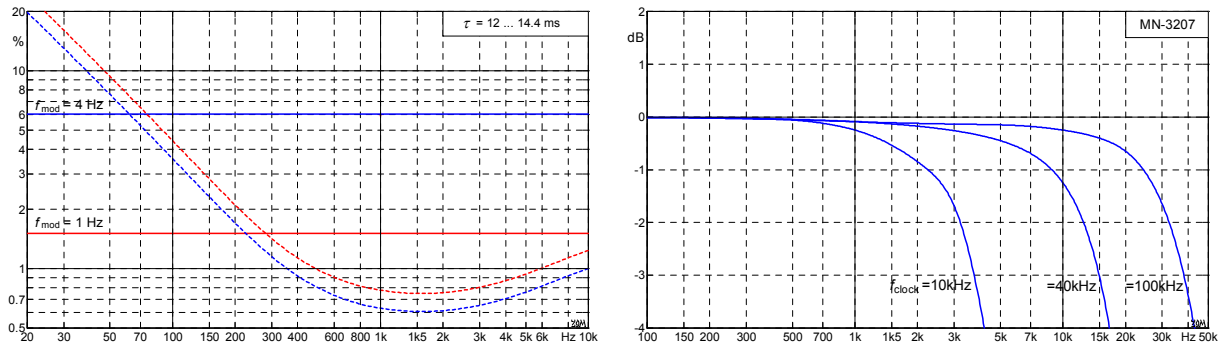
Phaser, Flanger und Chorus sind zunächst lineare Systeme [1]. Dass sie auch nichtlineare Verzerrungen erzeugen können, ist ein Zusatzeffekt, der zunächst ignoriert werden darf. Ein lineares System kann (gleichwertig) durch seine Impulsantwort oder seine Übertragungsfunktion beschrieben werden. **Abb. 19** zeigt in der ersten Zeile Impulsantwort und Betragsfrequenzgang eines einfachen Phasers, in der zweiten Zeile dgl. für einen Flanger. Beim Chorus wäre der zeitliche Abstand der beiden Impulse länger und die "Kammzinken" enger. Aus den Zeitfunktionen lässt sich nicht direkt auf den Höreindruck schließen; das Gehör hat keinen Sensor zur direkten Analyse des Schalldrucks – stattdessen erfolgt eine Kurzzeit-Spektralanalyse [3]. Setzt man die Zeitauflösung des Gehörs zu 2 ms an, bleiben zeitliche Unterschiede zwischen Phaser und Flanger (Abb. 19) unhörbar. Hörbar sind vor allem die spektralen Effekte, das (gruppenweise) Anheben bzw. Absenken der einzelnen Teiltöne.

**Anders beim Chorus:** Seine Verzögerungszeit kann so lang werden, dass man eine Art Echo ahnen kann. Noch kein richtiges Echo – dafür müssten ca. 40 ms überschritten werden. Doch schon bei 10 ms Delay entsteht ein räumlicher Eindruck: In dieser Zeit legt der Schall 3.4 m zurück, eine für Wohnräume typische Entfernung. Aus den frühen Reflexionen bestimmt das Gehör die Raumgröße, und damit ist verständlich, dass eine Wiederholung im Abstand von 10 – 20 ms die Schallquelle räumlicher erscheinen lässt. Auch an einen Mitspieler lässt sich denken, der mit leicht verzögertem Toneinsatz (oder in größerer Distanz) spielt. Der Chorus erzeugt also "mehr Fülle", er "vergrößert" das damit bearbeitete Instrument. Und noch ein Effekt kommt hinzu: Weil die Verzögerungszeit variiert, ändert sich auch die Frequenz. Das hat beim Flanger noch keine hörbare Tonhöhenänderung zur Folge, beim Chorus u.U. schon.



**Abb. 19:** Impulsantwort (links) und Übertragungsfunktion (Betrag, rechts); Phaser (oben), Flanger(unten).

Gegenüber dem Flanger ist der Abstand der beiden Impulse (Abb. 19, links) beim Chorus bis zu zwanzigmal so groß, die Minima und Maxima der Übertragungsfunktion liegen dann zwanzigmal so dicht. Mit gesteuerten Allpässen ist eine derart lange Verzögerung nicht erreichbar – der typische Chorus verzögert mit einem BBD (heute auch volldigital). Im Wesentlichen ist die damit erreichbare Verzögerungszeit frequenzunabhängig, die Phasendrehung ist frequenzproportional, die Verstimmung harmonisch (**Abb. 20**, links).



**Abb. 20:** Relative Verstimmung (links), Betragsfrequenzgang des MN-3207 (Herstellerangaben, rechts).

Die relative Verstimmung ist frequenzunabhängig, für ihre Größe ist nur die Modulationsfrequenz und die Variation der Delayzeit maßgeblich. Die links für  $f_{mod} = 4$  Hz angegebene relative Verstimmung von 6 % (das entspricht einem Halbton) kann auch erreicht werden, wenn die Delayzeit zwischen 1 ... 3.4 ms variiert. Dann wäre allerdings die spektrale Auswirkung eine völlig andere, und die den Chorus charakterisierenden Zeiteffekte wären unhörbar.

Ein weiterer Effekt kommt von der zeitdiskreten Signalverarbeitung im BBD: seine Übertragungsbandbreite hängt von seiner Taktfrequenz ab (rechtes Bild). Die im Datenblatt herausgehobene Verzögerung ("bis zu 51.2 ms") wird bei 10 kHz Taktfrequenz erreicht – doch dabei schrumpft die Übertragungsbandbreite auf 4 kHz. Für E-Gitarren ein gerade noch brauchbarer Wert, wäre da nicht auch noch der Anti-Aliasing-Tiefpass. Und der nach dem Effekt erforderliche Rekonstruktions-Tiefpass. Im Boss CE-3 werden hierfür zwei identische Tiefpässe dritter Ordnung verwendet, mit einer 3-dB-Grenzfrequenz von (je) 7 kHz. Die Kettenschaltung der beiden Tiefpässe reduziert die 3-dB-Grenzfrequenz auf 5.8 kHz, hinzu kommt noch die Dämpfung des BBD. 10 kHz Taktfrequenz engen den Übertragungsbereich also deutlich ein, doch mit 20 – 40 kHz Taktfrequenz wird ein guter Kompromiss erreicht. Der MN-3207 ermöglicht hiermit Verzögerungszeiten von 25.6 – 12.8 ms, das sind chorustypische Werte.

Das **LFO-Signal** wird unterschiedlich realisiert, beim CE-3 z.B. dreieckförmig (0.3 – 4 Hz). Weil die Signal-Frequenzänderung der zeitlichen LFO-Ableitung entspricht, entsteht hierdurch keine sinusförmig pendelnde Verstimmung, sondern ein sprunghafter Frequenzwechsel. Aufwändigere Choruse bieten zwei (selten vier) parallele Effektwege an: Wenn im einen Kanal durch Verkürzen der Delayzeit die Signalfrequenz erhöht wird, verringert der andere Kanal durch Verlängern der Delayzeit die Signalfrequenz. Somit entstehen zwei Mitspieler, die mit ganz leichten Verstimmungen einen Ensemble-Effekt simulieren. Hierbei ist Mäßigung angeraten: bei zu großer Delay-Variation entsteht schnell ein unschönes Jaulen.

**Bekannte Choruse:** Boss CH-1, Boss CE-1, Boss CE-2, Boss CE-3, Electro Harmonix Small Clone, Ibanez CS-5, Ibanez CS-9, Ibanez SC-10, Roland Dimension D.

## Das Uni-Vibe und sein Vorbild, das Leslie-Kabinett

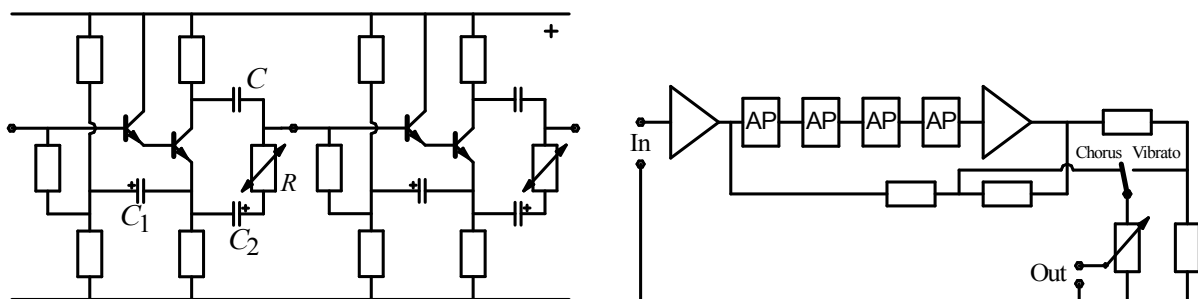
Das Uni-Vibe, in den Sechzigerjahren von Shin-ei entwickelt, sollte den Klang eines Leslie-Kabinetts elektronisch simulieren. Die Klangerzeugung früher "Elektronenorgeln" war (aus heutiger Sicht) ziemlich primitiv: Je Taste ein Rechteckgenerator, dazu ein paar Filter, fertig. Gegenüber echten Kirchenorgeln klangen diese elektronischen Surrogate leblos, erforderten dafür aber auch nicht mehrere zigtausend Orgelpfeifen. Bei den berühmten Hammond Orgeln war die elektromechanische Klangerzeugung komplexer (rotierenden Metallscheiben), dennoch war auch ihr Klang vergleichsweise steril. Um den Orgelsound zu beleben, konstruierte Donald **Leslie** in den Dreißigerjahren ein "Kabinett" mit vor den Lautsprechern rotierenden Schallreflektoren. Diese "Leslies" (mit eingebautem Röhrenverstärker) avancierten nach einigem Hin und Her schnell zur Standardausrüstung vieler Hammond-Orgeln. Ab den 1960ern wurden dann auch zahllose "Leslie-Clones" (vor allem von deutschen und italienischen Herstellern) auf den Markt gebracht. Einige von ihnen besaßen Vorrichtungen, bei denen der Lautsprecher selbst rotierte (Solton, Yamaha RA-100).

Beim klassischen **Leslie** wird das Audiosignal über eine Frequenzweiche in einen Hoch- und Tieftonkanal aufgeteilt, und dann einem Hochton- bzw. Tiefton-Lautsprecher zugeführt. Vor diesen Lautsprechern rotieren motorgetriebene Schallablenkvorrichtungen mit einer von zwei wählbaren Geschwindigkeiten (auch Stillstand ist möglich). Die Rotation bewirkt mehrere Klangeffekte: Frequenzabhängige Lautstärke- und Tonhöhen-Schwankungen, sowie zeitvariante Kammfilterungen. Die Höhen werden gebündelt über ein rotierendes Horn abgestrahlt und dadurch "im Raum verteilt". Zeigt das Horn auf den Zuhörer, ist der Klang lauter und höhenreicher als wenn das Horn in eine andere Richtung zeigt. Zusätzlich entsteht eine Frequenzmodulation (**Doppler-Effekt**): Bewegt sich die Hornmündung auf den Zuhörer zu, erhöht sich die Frequenz, entfernt sie sich, erniedrigt sich die Frequenz. Die relative Frequenz-Verstimmung ist proportional zum Quotient aus Horngeschwindigkeit  $v$  geteilt durch Schallgeschwindigkeit  $c$ . Bei einer Quelle, die auf einem Kreis mit Radius  $R$  mit der Winkelgeschwindigkeit  $\omega$  rotiert, beträgt die relative Verstimmung folglich  $\omega R/c$ ; für  $R = 15$  cm und  $\omega = 2\pi \cdot 6\text{Hz}$  also  $\pm 1.6\%$ . Der Gesamthub der Signalfrequenz ist somit  $3.2\%$ , d.h. etwas mehr als ein Viertelton – und das ist deutlich als FM wahrnehmbar. Eine Rotationsfrequenz von  $6$  Hz ist typisch für die schnelle Hochtonrotation, im langsamen Modus (ca.  $0.5$  Hz) ist die FM schon nicht mehr wahrnehmbar. Trotzdem ist der Effekt hörbar, weil durch die frequenzabhängige Richtcharakteristik noch eine deutliche Amplitudenmodulation hinzukommt.

Zusätzliche Amplitudenänderungen entstehen, weil der Schall den Zuhörer nicht nur auf direktem Weg erreicht, sondern auch über Umwege. Ganz kurze Umwege, wenn der Schall im Innern des Kabinetts reflektiert wird, längere Umwege (Verzögerungen) bei Reflexionen an Wänden, Boden und Decke. Weil sich die Länge dieser Umwege mit der Rotation der Quelle ändert, entsteht ein **zeitvariantes Kammfilter** – und das ist die Brücke zu Phaser, Flanger, Chorus & Co.. Denn diese kühlschrankgroßen "Kabinette" waren für ambulant performende Musiker so unhandlich, so dass der dringende Wunsch nach einem kleinen, elektronischen Effektgerät entstand. Voilà: das **Uni-Vibe**. Das wollte den Leslie-Sound mit elektronischen Mitteln kopieren, schaffte aber nur eine sehr distanzierte Annäherung. Was hauptsächlich daran lag, dass im Uni-Vibe nur ein steuerbares Delay vorhanden war, im Leslie aber sehr viel komplexere Vorgänge mit vielen Schall-Laufwegen interagieren. Beim klassischen Leslie mit zwei Lautsprechern für verschiedene Frequenzbereiche laufen die rotierenden Reflektoren nicht synchron. Schon die jeweilige schnelle oder langsame Umdrehungszahl ist für Bässe und Höhen nie ganz gleich! Dazu kommt, dass beim Umschalten der Geschwindigkeit ein ganz eigenes Verhalten entsteht. Das Hochton-System kommt, als leichteres der beiden, sehr viel schneller auf Touren und bremst ebenso ab – ganz im Gegensatz zum Bass-System, bei dem dieser Wechsel mehr als  $5$  s betragen kann.

Für den Organisten (vulgo: Keyboarder) ein wichtiges Stilmittel, denn die Drehzahlen der Lautsprecher wurden während eines Musikstückes u.U. häufig verändert. Dafür gab's beim Uni-Vibe lediglich das Pedal: Mit ihm konnte die LFO-Frequenz verändert werden. Auch wenn das keine perfekte Leslie-Kopie war, es wurde ein eigenständiger Effekt, den Gitarristen wie Jimi Hendrix als gitarrentauglich bewerteten und im Studio und auf der Bühne einsetzten. Interessanterweise werden die beiden mit dem Uni-Vibe produzierbaren Effekte vom Hersteller "Chorus" und "Vibrato" genannt, und nicht "Leslie". Weil man Namensstreitigkeiten vermeiden wollte, oder weil man um die Defizite wusste?

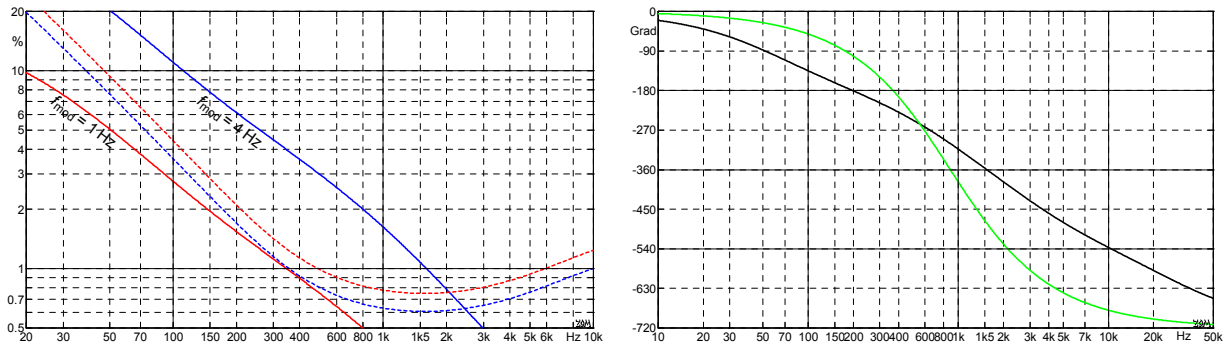
Der Uni-Vibe-Schaltplan offenbart ein vertrautes Design: Vier LDR-gesteuerte Allpässe, zu deren Ausgangsspannung wahlweise das unveränderte Signal addiert werden kann. Wüsste man's nicht besser, man würde "Phaser" dazu sagen. Jedoch fällt bei genauer Analyse eine Besonderheit auf: Die Kennfrequenzen der Allpässe sind nicht identisch, sondern unterscheiden sich nach einem "geheimen" Bildungsgesetz, das die Fangemeinde seit Jahrzehnten in Aufregung versetzt: Wie entstanden die Kapazitätswerte 220 nF, 15 nF, 4.7 nF und 470 pF? **Abb. 21** zeigt einen Ausschnitt aus der Allpasskette. Gegenüber Abb. 4 ist der Einzeltransistor durch ein Darlington-Paar ersetzt, das erhöht die Verstärkung (und den Eingangswiderstand).  $R$  ist der von einem LDR gesteuerte Widerstand, in Reihe mit einem 4.7-k $\Omega$ -Widerstand,  $C$  der zugehörige kennfrequenz-bestimmende Kondensator. Die vier LDRs sind, soweit die Fertigungsstreuungen das zulassen, identisch, die vier Cs nicht – ihre Werte sind oben angegeben. Über die LDRs wird auch viel spekuliert, im Schaltplan sind sie nur mit einer Chiffre spezifiziert, und nicht mit einer marktüblichem Bezeichnung. Ihr Aussehen verrät rein gar nichts, auch gleich aussehende LDRs können verschieden aufgebaut sein. Durch den in Reihe liegenden 4.7-k $\Omega$ -Widerstand ist ihr Minimalwert nicht so kritisch, ob 500  $\Omega$  oder 1 k $\Omega$  macht nicht viel Unterschied. Beim Maximalwert darf man raten: 50 k $\Omega$ ? Zu viele Gedanken sollte man hier allerdings nicht investieren, denn die Streuungen sind erheblich [5].



**Abb. 21:** Zwei der 4 Allpässe des Uni-Vibe.  $R$  besteht aus einem 4.7-k $\Omega$ -Widerstand in Reihe mit einem LDR. Das rechts dargestellte Blockschaltbild zeigt die Wahlmöglichkeit zwischen "Chorus" und "Vibrato".

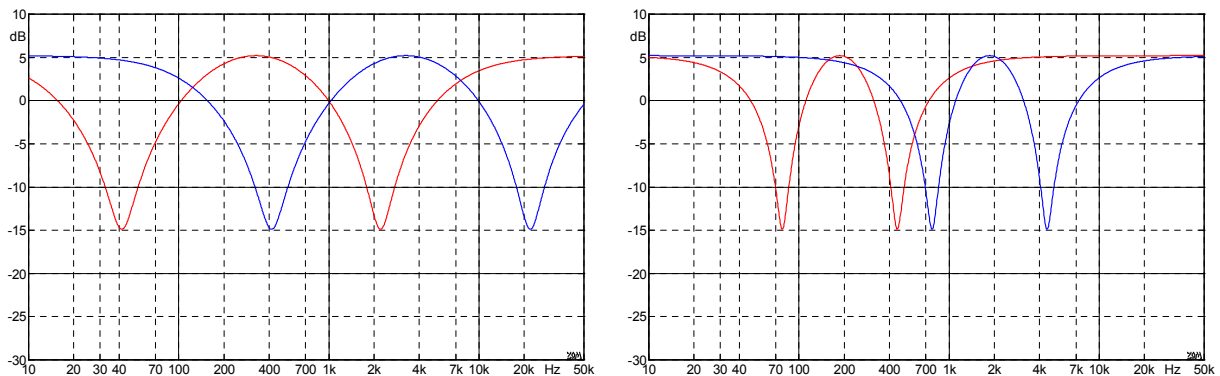
Das Blockschaltbild (Abb. 21 rechts) offenbart, welche Funktionen zu erwarten sind: In Stellung "Chorus" steht ein **Phaser** zur Verfügung – der Name "Chorus" ist irreführend. Die Bezeichnung "**Vibrato**" ist korrekt, ohne hinzuaddiertes Originalsignal kann die Tonhöhe variiert werden. Wie stark, zeigt **Abb. 22**. Ein eigenartiges Verhalten, nahezu eine  $1/f$ -Abhängigkeit! Mit dem Doppler-Effekt hat das nichts zu tun, der erzeugt eine *harmonische* Verstimmung. Also muss eine andere Design-Philosophie zugrunde liegen. Welche das sein könnte, offenbart das rechte Bild: Die Phase (schwarz) folgt fast einer Geraden, das ist völlig anders als bei einem Phaser mit vier gleichen Kondensatoren (grün). Dass die Gerade nicht besser getroffen wurde, könnte an den LDR-Streuungen liegen. Es darf ja nicht zwingend erwartet werden, dass die vier LDRs der Urschaltung übereinstimmende Kennlinien hatten.





**Abb. 22:** Relative Verstimmung bei einer  $R$ -Variation von  $5.7\text{ k}\Omega$  –  $57\text{ k}\Omega$ . Rechts: Phasenfrequenzgang.

Die vier unterschiedlichen  $C$ s könnten ihren Ursprung also darin haben, dass der Entwickler versucht hat, über einer *logarithmischen* Frequenzachse einen ungefähr geraden Phasenabfall (bzw. -anstieg) zu erreichen. Noch eine andere Möglichkeit kommt in Betracht: Vielleicht war die Vibrato-Funktion gar nicht so wichtig, vielleicht ging es hauptsächlich um den "Chorus" genannten Effekt? Beim üblichen Vier-Allpass-Phaser liegen die beiden Nullstellen "relativ" dicht – vielleicht sollte deren Abstand größer sein? In **Abb. 23** sind beide Versionen dargestellt. Links mit den Original-Kapazitätswerten ( $220\text{ nF}$ ,  $15\text{ nF}$ ,  $4.7\text{ nF}$  und  $470\text{ pF}$ ), rechts mit vier gleichen Kondensatoren ( $15\text{ nF}$ ).  $R$  variiert in beiden Fällen zwischen  $5.7\text{ k}\Omega$  und  $57\text{ k}\Omega$ , unterschiedlich ist der Abstand der beiden Minima einer Kurve:  $50:1$  beim Uni-Vibe, aber nur  $5.7:1$  bei dem Phaser mit den vier gleichen Kondensatoren. Man kann beide Varianten mögen, und offenbar haben die Uni-Vibe-Leute der linken Version den Vorzug gegeben.



**Abb. 23:** Kammfilter-Frequenzgänge, für minimalen (blau) und maximalen Widerstand (rot). Links die originale Uni-Vibe-Variante, rechts ein Phaser mit vier gleichen Kondensatoren ( $15\text{ nF}$ ).  $R$ -Variation in beiden Fällen  $1:10$ .

Die Frequenzgänge in Abb. 22 und 23 wurden für ideale Allpässe berechnet, die Uni-Vibe-Schaltung ist aber nicht ganz so ideal: Abb. 21 (links) enthält noch zwei weitere Kondensatoren: Einen Bootstrap-Kondensator ( $C_1 = 1\text{ }\mu\text{F}$ ) und einen Koppel-Kondensator ( $C_2 = 1\text{ }\mu\text{F}$ ). Der Bootstrap- $C$  stört nicht, der Koppel- $C$  wirkt als Hochpass: Bei ganz tiefen Frequenzen müsste das Signal vom Emitter zur nächsten Stufe gelangen (Abb. 4), doch genau das verhindert  $C_2$  (um den Arbeitspunkt nicht zu beeinträchtigen). Somit enthält jeder Allpass auch einen speziellen Hochpass, der zu einer leichten Tiefenabsenkung führt. Als Konsequenz sind die Minima in Abb. 23 nicht gleich hoch. Das ließe sich durch Vergrößern von  $C_2$  leicht beheben, jedoch ist um "das Original" ein wahrer Hype entstanden: Was zählt ist nur "same as Jimi Hendrix had". Dabei sollte man sich stets in Erinnerung rufen, dass dieser junge Mann nicht alleine wegen seines Uni-Vibes bekannt wurde. Die Widerstandswerte typgleicher Fotowiderstände (LDRs) streuen ganz erheblich [5], deshalb bedeutet der Erwerb eines (teuren) Original-Uni-Vibes noch nicht, dass damit auch eine bestimmte Filterung reproduziert wird.

Was auch noch eine Rolle spielen kann: Die Fotowiderstände werden von kleinen Glühlampen beleuchtet, und diese sind auch nicht für ewiges Leben bekannt. Auch ihre Daten streuen fertigungsbedingt, deshalb wird es alleine aufgrund der Lampenvariationen zu unterschiedlicher Performance gekommen sein. Und wenn eine dieser Lampe einmal durchgebrannt war, und durch "eine ähnliche" ersetzt wurde, kamen weitere Unwägbarkeiten hinzu. Ein Sammler oder Händler mag mit einem Original-Shin-ei-Uni-Vibe für **2500 \$** glücklich werden, der Durchschnittsgitarrist könnte hingegen überlegen, ob er für dieses Geld nicht lieber ein paar Gitarrenstunden nehmen sollte.

### ADT, automatic double tracking

Zurück zu den Ursprüngen. Geoff Emerick schreibt in seinen Erinnerungen an seine Zeit bei den Abbey-Road-Studios, dass beim Revolver-Album der Beatles "Flanging" und ADT zur Anwendung kamen. "The flange" ist der Flansch oder Spurkranz, im Aufnahmestudio war es der Rand der Tonbandspule. Um Stimmen zu "Doppeln", wurden sie zweimal nacheinander auf Band aufgenommen und zusammengemischt. Weil nun aber die beiden Bandmaschinen beim Abspielen nicht exakt dieselbe Geschwindigkeit hatten (und bei der Aufnahme auch nicht), ergaben sich kleine Laufzeitunterschiede, die zu Kammfiltereffekten führten. Die man beeinflussen konnte, wen man eine Tonbandspule mit dem Finger am Rand (flange) leicht abbremsste. So entstand (angeblich) der Begriff "Flanging" und "Flanger". Das manuelle Abbremsen ermöglichte eine subtile und musikäquivalente Bearbeitung, war aber oft auch nervig. Und so entstand ADT, the automatic double tracking, bei dem das Delay über eine eigene Bandmaschine erzeugt wurde, deren Geschwindigkeit sich automatisch änderte. Das waren die Anfänge, die dann mit elektronischen Mitteln kopiert wurden.

### CLS-222

Beim Dynacord CLS-222 wird das Audiosignal über eine Frequenzweiche in einen Hochton- und einen Tieftonkanal aufgeteilt. In jedem Kanal arbeitet ein Chorus mit zwei Delays (TDA 1022), die gegenphasig angesteuert werden. Ihre Modulationsfrequenz wird von einer aufwändigen Schaltung gesteuert, die die Trägheit der Lesliemotoren nachbildet. Auf die beiden Chorusse folgen zwei Stufen mit steuerbarer Verstärkung (TDA 1074), womit die Richtungsabhängigkeit der Lautsprecher simuliert wird. Zuletzt werden die beiden Signalzweige auf die Kanäle eines Stereo-Ausgangs verteilt.

### Literatur:

- [1] Zollner M.: Signalverarbeitung, 2009. Bibliothek der OTH Regensburg (ausleihbar).
- [2] Zollner M.: Physik der Elektrogitarre, [www.gitarrenphysik.de](http://www.gitarrenphysik.de)
- [3] Fastl H., Zwicker E.: Psychoacoustics, Springer 2007.
- [4] Meiser B.: Effektiv: Phaser, Flanger, Chorus, [www.treblebooster.net](http://www.treblebooster.net)
- [5] Zollner M.: Der LDR als steuerbarer Widerstand, siehe unten.
- [6] Zollner M.: Der JFET als steuerbarer Widerstand, siehe unten.

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

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