

Millivoltmeter mit echter Effektivwertanzeige

Manfred Zollner

Generator, Oszilloskop, Millivoltmeter – das Dreigestirn der einfachen Audiomesstechnik. Gibt man "Millivoltmeter" in eine Suchmaschine ein, kommen Angebote ab 10 € Doch schnell stellt sich heraus, dass die meisten Geräte für Audio-Messungen ungeeignet sind. Sei es, dass der Frequenzbereich zu klein ist (10Hz – 500Hz), dass das Gerät zu unempfindlich ist (2V im empfindlichsten Bereich), oder dass keine echte Effektivwertmessung erfolgt. Die folgende Abhandlung beschreibt verschiedene Funktionsprinzipien und stellt einige klassische Geräte vor. Das kann bei der Entscheidung helfen, ein Gebrauchtgerät zu kaufen, es kann aber auch Anreize liefern, selbst tätig zu werden und eine Schaltung zu entwickeln und aufzubauen.

Vor einigen Jahrzehnten gab es Millivoltmeter von preiswert bis echt teuer, vom Bausatz (Heathkit, RIM) bis Brüel&Kjaer oder Hewlett-Packard. Mit der Entwicklung immer billigerer Signalprozessoren verschwanden dann die Analoggeräte vom Markt, ohne aber im gleichen Umfang Nachfolger zu bekommen. PC-Lösungen, die den Line- oder Mikrofoneingang verwenden, erfüllen in aller Regel nicht die Anforderungen an professionelle Messtechnik, Kombinationen aus Frontend und PC sind selten über Jahrzehnte lauffähig. Das betrifft die Hardware (Form und Polzahl der Stecker) genauso wie die Software (welches Update ist nötig, um mit dem aktuellen Betriebssystem messen, speichern und drucken zu können, und in welchem Format werden die Daten abgespeichert?). Ohne Digitaltechnik geht es nicht mehr, keine Frage, aber ein Messgerät, das nach Betätigen des Netzschalters spontan den richtigen Messwert anzeigt, ohne Booten, ohne Programmaufruf, ohne Initialisierung und langwierige Konfiguration, das hat schon auch was. Keine retrospektive Elegie, nein, sondern: Von beiden Welten das Beste. Dazu ist aber nötig, diese Welten auch zu kennen, um für die jeweilige Aufgabe die richtige Auswahl treffen zu können.

Im Folgenden werden die Teilschaltungen von Millivoltmetern ausführlich besprochen. Durch den damit vermittelten Überblick bekommt der Anwender Hinweise zur Auswahl geeigneter Geräte, und es werden vielleicht auch Anreize geschaffen, die eine oder andere Schaltung selbst aufzubauen oder nachzurechnen. Dies wird zwar immer schwieriger, weil handhabbare Bauteile durch maschinenbestückbare Winzlinge ersetzt werden, aber noch sind bedrahtete Widerstände und Kondensatoren und DIL-ICs verfügbar. Und es ist zu hoffen, dass dies auch noch eine Weile so bleibt. Wegen Do-It-Yourself, aber auch wegen all der ausrangierten und vermeintlich veralteten Analoggeräte, die zum Teil immer noch hochpräzise arbeiten, und inzwischen statt 11.000.- DM für nur noch 250 € zu kaufen sind.

Inhalt: Verstärker, RMS-Konverter, Wahrman-Detektor, Mittler, Filter, Log-Verstärker, B&K 2607, 2609, 2610, Sennheiser UPM-550, Digitale Signalverarbeitung, Messtechnik.

Der Vorverstärker

Millivoltmeter sollten nicht nur, wie der Name sagt, Millivolt messen können. Wünschenswert ist vielmehr ein großer, durch Schalter einstellbarer Messbereich. Damit die Quelle nicht zu sehr belastet wird, muss der Eingangswiderstand groß sein, z.B. $1\text{ M}\Omega$. Als erste Vorgabe wählen wir den Bereich zwischen 0.1 mV ... 30 V (Anzeige-Vollausschlag), umschaltbar in 10-dB-Schritten (einem Faktor $\sqrt{10} = 3.16$ entsprechend). Weil nun aber im 30-V-Bereich übliche Operationsverstärker (OP) übersteuert würden, ist ein **Vorteiler** erforderlich, der die Eingangsspannung auf OP-verträgliche Werte herunterteilt. Andererseits ist aber auch ein Verstärker vonnöten, mit dem die kleinen Eingangsspannungen (z.B. 0.1 mV) soweit hochverstärkt werden, dass sie mit geringem Fehler gleichgerichtet werden können. Schaut man sich Übersichtstabellen mit OP-Daten an, könnte man den Eindruck gewinnen, mit einem einzigen OP sei das leicht zu bewerkstelligen. Findet man doch (als Beispiel): Grenzfrequenz 3 MHz , Maximalverstärkung 100.000 . Kontrolle: $0.1\text{ mV} \times 100.000 = 10\text{ V}$, passt? Nein! Denn was da als Grenzfrequenz angepriesen wird, ist die **Transitfrequenz**, also die Frequenz, bei der die Verstärkung auf 1 abgenommen hat. Die Maximalverstärkung erreicht der OP nämlich nur bei ganz tiefen Frequenzen, ab ca. 30 Hz nimmt die Verstärkung mit $1/f$ ab. Deshalb: Mehrere (gegengekoppelte) OPs in Kette schalten, das Problem ist lösbar. Einen ersten Schaltungs-Entwurf zeigt **Abb. 1** (linkes Bild).

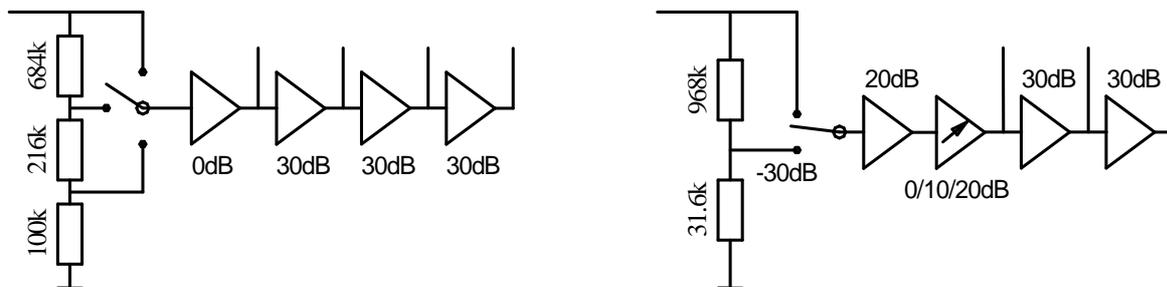


Abb. 1: Blockschaltbild, erster Entwurf (links); zweiter Entwurf (rechts).

Die Schaltung erfüllt scheinbar alle Ansprüche: Der Eingangswiderstand ist $1\text{ M}\Omega$, der Vorteiler dämpft um $0 / 10 / 20\text{ dB}$, durch sukzessives Zuschalten der folgenden Verstärker sind bis zu 90 dB Verstärkung möglich, in 10-dB-Schritten umschaltbar. Wo ist das Problem?

Ein Messverstärker soll nicht nur verstärken, er soll möglichst **rauscharm** verstärken. Jeder OP rauscht, und jeder Widerstand rauscht [1]. Das OP-Rauschen denkt man sich modellhaft durch eine Spannungsquelle repräsentiert, die in Reihe zum OP-Eingang liegt (die auch vorhandene Rausch-Stromquelle wird hier vernachlässigt). Weil der Teiler hochohmig ist, muss der OP sehr hochohmig sein, also: JFET-Eingang. Hierfür gibt der Hersteller eine Rauschspannungsdichte von z.B. $e_n = 10\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ an. Um den Effektivwert der Rauschspannung zu erhalten, muss dieser Wert mit der Wurzel aus der Bandbreite multipliziert werden, also z.B.: $U_R = e_n \cdot \sqrt{20\text{ kHz}} = 1.4\text{ }\mu\text{V}$. Die an einem Widerstand R im Leerlauf auftretende Rauschspannung ist proportional zu \sqrt{R} , für 20 kHz Bandbreite ergibt das ca. $0.58\text{ }\mu\text{V}$ für $R = 1\text{ k}\Omega$. Nun hat allerdings der Vorteiler in Schalter-Mittelstellung (-10 dB) einen Innenwiderstand* von $316\text{ k}\Omega // 684\text{ k}\Omega = 216\text{ k}\Omega$. Und rauscht deshalb mit $8.5\text{ }\mu\text{V}$! Das ist 6 x so viel wie das OP-Rauschen, damit wird die Messdynamik ganz wesentlich verschlechtert. Was tun? Den Vorteiler niederohmiger zu designen, scheidet aus: Der Eingangswiderstand muss bei $1\text{ M}\Omega$ bleiben. Da hilft nur: Der Vorteiler teilt entweder gar nicht, oder so stark, dass sein Innenwiderstand erträglich klein wird, z.B. Dämpfung = 30 dB (**Abb. 1**, rechtes Bild).

* Rauschberechnungen erfolgen für Kurzschluss am Messgeräte-Eingang.

Im zweiten Schaltbild-Entwurf hat der erste OP 20 dB Verstärkung bekommen. Weil: Im unempfindlichsten Bereich (30 V) liegen mit 30 dB Dämpfung 0.95 Veff am OP-Eingang, das entspricht bei 20 dB Verstärkung einer Ausgangsspannungs-Amplitude von 13.4 V. Das sollte ein guter OP so in etwa können. Die Verstärkung des zweiten OPs ist einstellbar: 0 oder 10 oder 20 dB. Durch eine geeignete Kombination aller Einstellungen ist auch hiermit der ganze gewünschte Spannungsbereich in 10-dB-Schritten umschaltbar. Passt immer noch nicht?

Nein, passt immer noch nicht. Es mag ja sein, dass ein OP maximal bis 13.4 V angesteuert werden kann. Das Millivoltmeter wird aber nicht immer nur Sinussignale zu messen bekommen. Bei Pulssignalen oder bei Rauschen ist der **Crestfaktor** groß, da muss eine Reserve vorhanden sein. Der Crestfaktor CR ist der Quotient aus Spitzenwert / Effektivwert. Bei normalverteiltem Rauschen ist er theoretisch unendlich, mit $CR = 3$ hat man aber schon reichlich Reserve. Mit dem für Sinussignale geltenden $CR = 1.4$ jedoch nicht. Das bedeutet: Der erste OP darf nicht um 20 dB verstärken, sondern nur um 10 dB. Und noch eine Änderung ist hilfreich: Ohne Vordämpfung (Schalterstellung oben) gelangen die zu messenden Signale direkt auf den OP-Eingang. Das hält der aber nicht unbegrenzt aus. Rutscht die Prüfspitze versehentlich ab und bekommt Kontakt mit 220 V, geht der OP kaputt. Deshalb ist es sinnvoll, einen Schutzwiderstand vorzusehen (**Abb. 2**). Auch der wird das Rauschen etwas vergrößern, sodass ein Kompromiss aus maximalem Fehlerstrom und Messdynamik zu finden ist – mit 10 k Ω erhält man folgende Rauschwerte am OP-Eingang:

Stellung 0 dB: $\sqrt{1.8^2 + 1.4^2} \mu\text{V} = 2.3 \mu\text{V}$; Stellung -30 dB: $\sqrt{3.1^2 + 1.4^2} \mu\text{V} = 3.4 \mu\text{V}$.

Weil die im OP und in den Widerständen entstehende Rauschspannungen statistisch unabhängig (unkorreliert) sind, dürfen nicht ihre Effektivwerte addiert werden! Stattdessen sind die Rauschspannungen pythagoreisch zu addieren (Wurzel aus Summe der Quadrate).

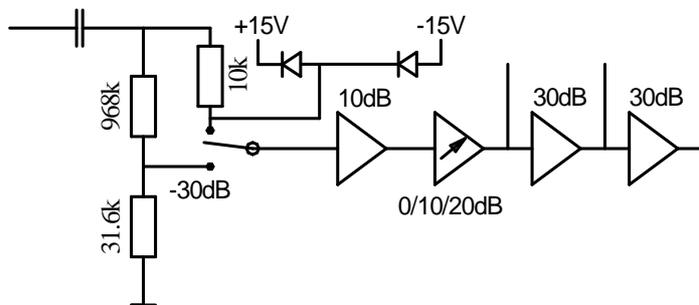


Abb. 2: Blockschaltbild, dritter Entwurf.

In Abb. 2 sind zwei weitere Ergänzungen angefügt: Dioden, um Fehlerströme abzuleiten, und ein Eingangskondensator, um Gleichspannungen abzublocken. Möchte man mit dem Messgerät auch einmal die Anoden-Wechselspannung eines Röhrenverstärkers messen, sollte der Eingangskondensator mindestens 630 V Spannungsfestigkeit aufweisen. Je nach gewünschter unterer Grenzfrequenz kommen Kapazitätswerte zwischen etwa 10 – 100 nF in Betracht. Die obere Grenzfrequenz wird von mehreren Faktoren bestimmt: Vom Eingangskreis, und von der Übertragungsfunktion jedes OPs. Der Vorteiler hat (bei Eingangskurzschluss, bzw. bei einer niederohmigen Quelle) einen Innenwiderstand von 10 bzw. 31 k Ω . Die Eingangskapazität des ersten OPs beträgt z.B. 12 pF, ergibt eine obere **Grenzfrequenz** von 1.3 bzw. 0.4 MHz. Auch daran sieht man, dass der in der ersten Version diskutierte Vorteiler ungeeignet wäre: Mit seinen 216 k Ω Innenwiderstand ergäbe diese erste Stufe eine Grenzfrequenz von 61 kHz. Und wer meint, das sei doch ausreichend, möge bedenken, dass dies die 3-dB-Grenze ist. Und dass jede der folgenden Stufen die Höhen weiter abschwächt.

In der Audio-Messtechnik wird als zu analysierender Frequenzbereich häufig 20 Hz – 20 kHz spezifiziert. Mit sehr unterschiedlichen Toleranzen, zwischen ± 0.1 dB bis zu ± 1 dB. In **Abb. 3** ist der im Vorteiler bei 30 dB Dämpfung auftretende Höhenverlust dargestellt. Nimmt man an, dass das Signal 5 Stufen durchläuft (Vorteiler und 4 OPs), und soll dabei der Gesamt-Fehler bei 20kHz nur 0.1dB betragen, darf folglich der Einzelstufen-Fehler bei 20kHz nur ein Fünftel davon sein, also 0.02 dB. Das unterbietet der Vorteiler mit 0.01dB, diesbezüglich ist also alles im grünen Bereich. Und bei den OPs? Hier gilt für jeden, dass seine 3-dB-Grenzfrequenz über 300 kHz liegen muss. Soll er um 30 dB verstärken, muss seine Transitfrequenz also bei 10 MHz liegen. Das ist machbar, bedeutet aber auch, dass nicht automatisch jeder OP geeignet ist. Ein **NE5543** erfüllt diese Bedingung mit $f_T = 10$ MHz. Sein Rauschen ist gering, $e_n = 3.5 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, das ergibt mit 20 kHz Bandbreite 0.5 nV Eingangs-Rauschspannung. Auch die **Slewrate** (Spannungsanstiegs-Geschwindigkeit) passt: 13 V/ μs , das ist deutlich mehr, als für 20 kHz erforderlich (2 V/ μs).

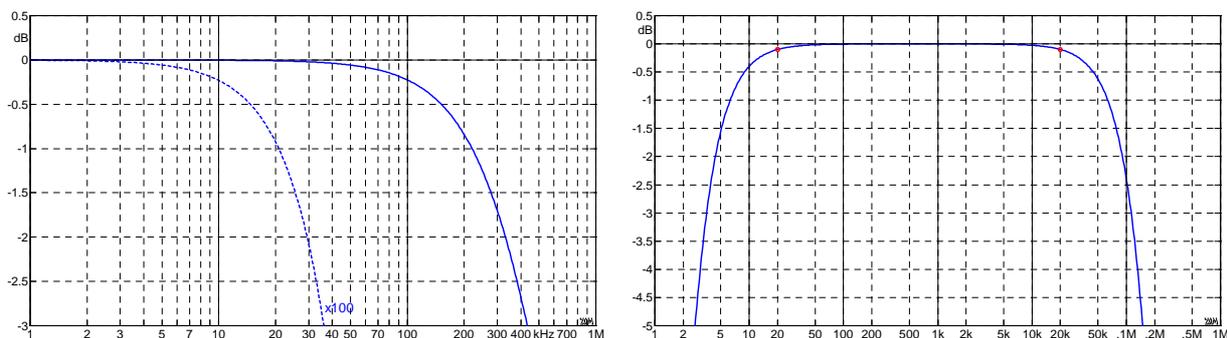


Abb. 3: Am Vorteiler in der 30-dB-Stellung auftretender Höhenverlust (links), Rechts der Frequenzgang einer Kettenschaltung 5 gleicher Systeme; Gesamt-Dämpfung 0.1 dB bei 20Hz bzw. 20kHz.

Damit konkretisiert sich die Schaltung (**Abb. 4**): Ein Vorteiler mit 0 oder 30 dB Dämpfung, eine Dioden-Schutzschaltung, ein JFET-OP mit dreifacher Verstärkung, ein Bipolar-OP mit umschaltbarer Verstärkung (0, 10, 20 dB), und zwei Bipolar-OP mit je 30 dB Verstärkung. Die Eingänge der ungebrauchten OPs werden abgeschaltet. Dies ist nicht zwingend erforderlich, es hilft aber, Probleme erst gar nicht entstehen zu lassen: Wenn im Eingang Millivolt verstärkt werden sollen, möchte man nicht direkt daneben ein Rechtecksignal mit $30 V_{SS}$ als Störquelle haben. In **Tabelle 1** sind die erforderlichen Einzelverstärkungen angegeben. Die Vorgabe der 10-dB-Stufung ist erfüllt, die Anforderungen an die Schalter sind aber komplex.

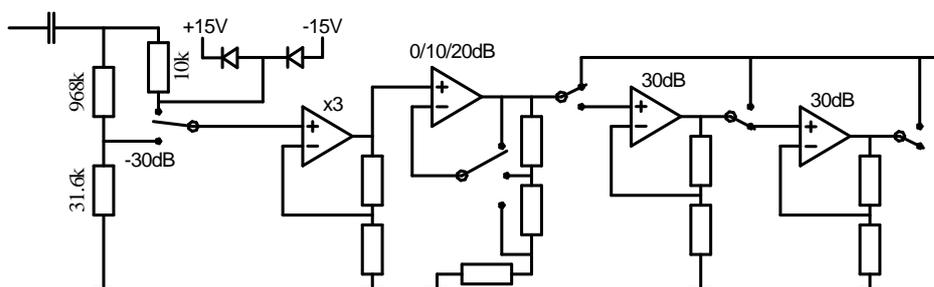


Abb. 4: Messverstärker, dritter Entwurf.

Bereich	0.1m	0.3m	1m	3m	10m	30m	0.1	0.3	1	3	10	30 V
Vorteiler	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-30	-30	-30dB
Verst. 1	+20	+10	0	+20	+10	0	+20	+10	0	+20	+10	0dB
Verst. 2	+60	+60	+60	+30	+30	+30	0	0	0	0	0	0dB

Tabelle 1: Optimale Verstärkungsaufteilung.

Soll die Bereichsumschaltung mit einem einzigen 12-Stufen-Schalter erfolgen, bräuchte man einen 4x12-Schalter. Gibt es, kostet aber echtes Geld. Mit einer kleinen Änderung kann der Aufwand reduziert werden: Einen 2x6-Schalter (0.1, 0.3, 1, 3, 10, 30), und einen Schalter zum Umschalten zwischen V und mV. **Tabelle 2** zeigt die hierfür erforderlichen Teilverstärkungen. Die linken 6 Spalten sind der mV-Bereich, die rechten 6 der V-Bereich. Die Schalterstellungen für Vorteiler und Verst.1 entsprechen sich in diesen beiden Bereichen, das kann also mit einem 2x6-Schalter eingestellt werden. Den Unterschied zwischen dem mV- und dem V-Bereich (Verst.2) bewirkt der 60-dB-Umschalter.

Bereich	0.1m	0.3m	1m	3m	10m	30m	0.1	0.3	1	3	10	30 V
Vorteiler	0	0	0	-30	-30	-30	0	0	0	-30	-30	-30dB
Verst. 1	+20	+10	0	+20	+10	0	+20	+10	0	+20	+10	0dB
Verst. 2	+60	+60	+60	+60	+60	+60	0	0	0	0	0	0dB

Tabelle 2: Verstärkungsaufteilung für die Variante mit dem V/mV-Umschalter.

Hat diese Schaltung auch Nachteile? Ja, sonst wäre sie die einzige hier aufgeführte. Damit der Vorteiler-Schalter sowohl für den V-Bereich als auch für den mV-Bereich in gleicher Weise verwendet werden kann, sind für 3mV – 30mV je 30dB Dämpfung erforderlich. Dadurch wird aber der Rauschabstand verschlechtert, um bis zu 30dB! Dafür ist der Schalter einfach, da muss man Prioritäten setzen. Und natürlich gibt es weitere Topologien, mit unterschiedlichen Vor- und Nachteilen. Eine interessante Variante bietet sich an, wenn **Relais** zum Einsatz kommen. Sie bieten den Vorteil, dass signalführende Leitungen nicht von der Verstärkerplatine zum Schalter zu führen sind, sondern dass direkt beim OP geschaltet werden kann (kurze Leitungen = weniger Störungen). Ein weiterer Vorteil: Es müssen nur Steuersignale logisch verknüpft werden, und damit ist auch – falls das optional gewünscht wird – eine Prozessorsteuerung möglich. Eine ökonomische Zwischenlösung erfordert einen 2x6-Schalter und drei Relais (1xUM, 2xUM, 2xUM). Mit einer Ebene des Schalters wird Verst.1 eingestellt, die andere Ebene steuert die Relais an (**Abb. 5** und **Tabelle 1**).

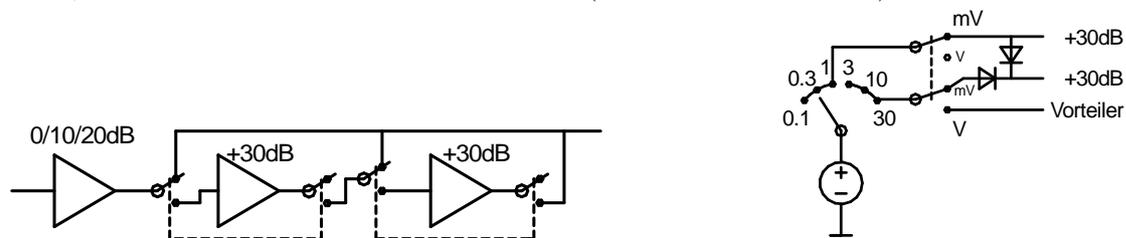


Abb. 5: Blockweise Umschaltung der Verstärkung; rechts die Steuerlogik für die Relaisansteuerung.

Bei dem in Abb. 5 dargestellten Blockschaltbild werden die 30-dB-Verstärker komplett deaktiviert, wenn ihre Verstärkung nicht benötigt wird. Es ist aber auch möglich, die Verstärkungen dieser Verstärker umzuschalten (**Abb. 6**), der Aufwand nimmt dabei ab (3Relais 1xUM).

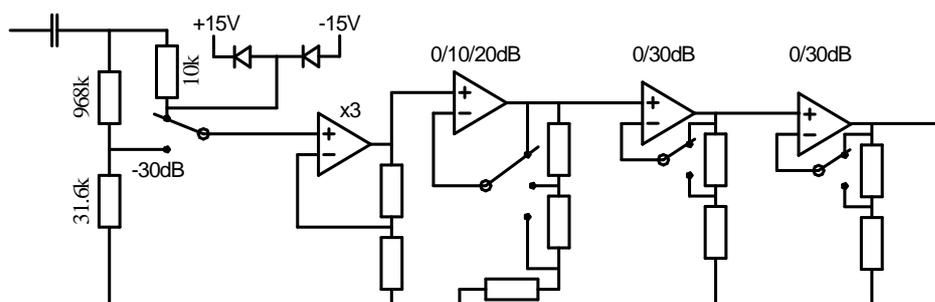


Abb. 6: Verstärkerkaskade mit umschaltbaren Verstärkungen; die Steuerlogik ist dieselbe wie in Abb. 5. Für die OPs könnten z.B. ein HA-5170 und drei NE-5534 verwendet werden.

Die Widerstände wählt man am besten aus der **E96-Reihe**, mit 0.1% Toleranz. Für den Vorteiler wird 31.6 k Ω benötigt, der Wert ist in der E-96-Reihe enthalten; außerdem 968 k Ω , das setzt man aus 953 k Ω (0.1%) und 15 k Ω (1%) zusammen. Die Verstärkung des zweiten OPs ist ca. 3, der Wert ist unkritisch, abgeglichen wird erst am Ende der Signalkette. Für den 0/10/20-dB-Verstärker können 1 k Ω , 2.16 k Ω (2.21 k Ω // 100 k Ω) und 6.84 k Ω (6.98 k Ω // 330 k Ω) verwendet werden; der Hauptwiderstand immer mit 0.1%, der Korrekturwiderstand mit 1%. Für die 30-dB-Verstärker sind 316 Ω und 9684 Ω (9.53 k Ω + 150 Ω) möglich. Selbstverständlich lassen sich auch andere Widerstandswerte finden, es muss nur das Verhältnis exakt stimmen, und das Impedanzniveau ungefähr passen.

So – fertig? Nein! Jetzt ist noch der OP-Offset zu berücksichtigen, eine kleine, aber störende Gleichspannung. Auch wenn am Eingang des ersten OPs der Offset abgeglichen wird – er driftet mit z.B. 2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$. Bei nur 10 $^\circ$ Temperaturänderung sind das 20 μV , aus denen mit 90 dB Verstärkung über 0.6V werden. Es kann deshalb nicht schaden, zwischen die Verstärker noch einen Hochpass zu schalten, mit sehr niedriger Grenzfrequenz (z.B. 1Hz). Den 1. OP montiert man am besten ganz nahe an den Vorteiler, und diesen ganz nahe an die Eingangsbuchse. Jede Leitung könnte Störungen auffangen, oder falls sie abgeschirmt ist, die Höhen bedämpfen. Erst nach dem ersten OP ist das Impedanzniveau so niedrig, dass auch etwas größere Distanzen überbrückt werden können. Der Eingangs-OP muss wegen seines großen Eingangswiderstandes ein JFET-OP sein, z.B. ein HA-5170. Die folgenden OPs könnten NE-5534 sein. Dessen Doppel-OP-Version, der NE-5542, ist nicht generell zu empfehlen: Bei ihm liegen u.U. zwei sehr unterschiedliche Spannungen sehr nahe beieinander, was zu unerwünschten Kopplungen führen könnte.

Und nun ist er fertig: Ein Messverstärker mit 1 M Ω Eingangswiderstand, -20 dB bis +90 dB Verstärkung, in 10-dB-Schritten umschaltbar, mit ziemlich geringem Eigenrauschen, und einer theoretischen Übertragung bis über 20 kHz (bei nur 0.1 dB Abweichung). Seine Ausgangsspannung wird gemessen und angezeigt, und dazu ist ein echter Effektivwert-Gleichrichter erforderlich.

Der Effektivwert-Gleichrichter

Die Größe einer Wechselspannung wird meistens als Effektivwert angegeben, Pegel (dB) sind immer über den Effektivwert definiert. Der *Effekt*, um den es hier geht, ist die Leistungsaufnahme eines Verbrauchers: $P = U_{\text{eff}}^2 / R$. Eine Gleichspannung erzeugt dieselbe Leistung wie eine Wechselspannung, wenn die Gleichspannung dem Effektivwert der Wechselspannung entspricht. Die englische Bezeichnung **RMS-Value** sagt, was zu tun ist: Root-Mean-Square. Von hinten nach vorne abzuarbeiten: Quadrieren, Mitteln, Radizieren. Das schreit geradezu nach einem Signalprozessor, und seiner wird weiter hinten auch noch gedacht werden, doch zunächst zu den analogen Lösungen.

Einfache Wechselspannungsmesser verwenden einen Vollweggleichrichter und einen Mittler. Der Vollweggleichrichter invertiert das Vorzeichen einer Halbwelle (= Absolut-Betrag), der Mittler bildet daraus den arithmetischen Mittelwert (= AVG). Bei Sinussignalen mit Spitzenwert = 1 beträgt der Effektivwert $\sqrt{2}/2 = 0.7071$, der $\text{AVG} = 2/\pi = 0.6366$. Um den Effektivwert anzuzeigen, kann man folglich den (einfach zu ermittelnden) AVG messen und mit 1.11 multiplizieren. Das funktioniert aber nur bei Sinussignalen. Bei einem 1:1-Rechteck ist beispielsweise der Effektivwert genau so groß wie der AVG (invertieren einer Halbwelle ergibt eine Gleichspannung). Soll der Effektivwert beliebiger Kurvenformen gemessen werden, ist also eine echte RMS-Berechnung (true RMS) erforderlich. Ein Signal, das in der Raum- und Bauakustik oft zum Einsatz kommt, ist **Rauschen** – ein Zufallssignal mit normalverteilten (gaußverteilten) Werten (**Abb. 7**). Sein theoretischer Spitzenwert ist unendlich, deshalb wird i.d.R. immer der Effektivwert angegeben. Im Bild ist der Effektivwert = 1, er wird betragsmäßig häufig überschritten [1]. Auch der doppelte Effektivwert wird betragsmäßig noch überschritten, wie man am Unterschied zwischen der roten und der schwarzen Kurve erkennen kann. Erst wenn man betragsmäßig auf den dreifachen Effektivwert begrenzt, werden die Unterschiede so gering, dass sie üblicherweise vernachlässigt werden. Das ist der Grund, warum im Messverstärker (Abb. 6) eine derartige Aussteuerungsreserve vorgesehen wurde.

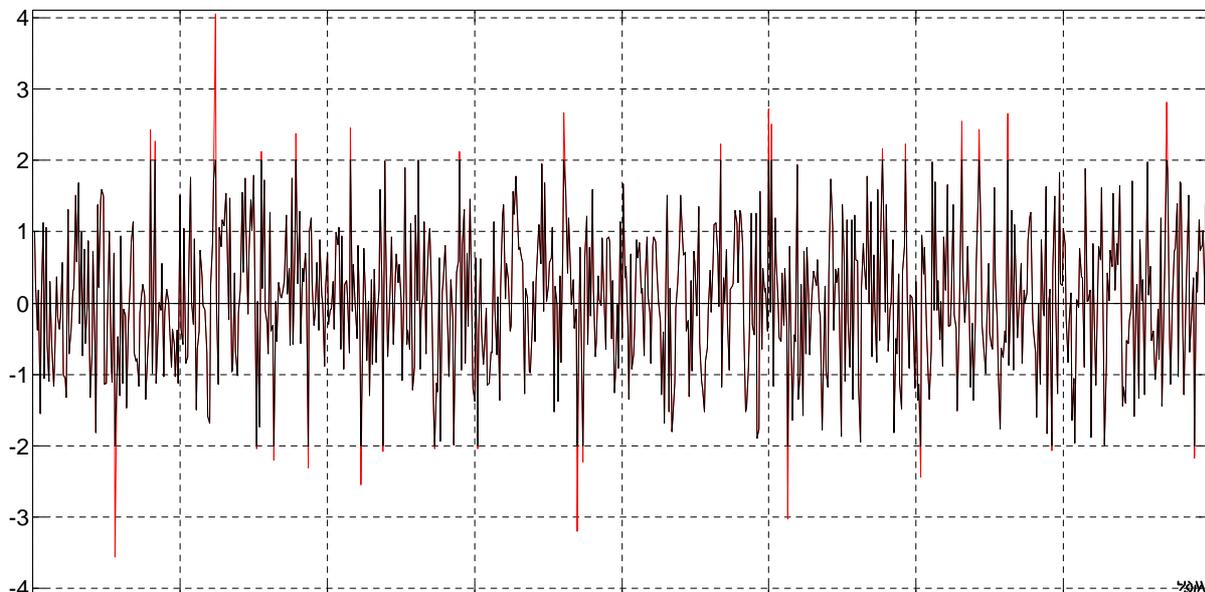


Abb. 7: Normalverteiltes Rauschen (RMS = 1). Das Originalrauschen ist rot gezeichnet, dasselbe Signal mit Betragsbegrenzung auf 2 ist schwarz darüber gezeichnet; der daraus resultierende Pegelfehler beträgt 0.4dB.

Für das Beispiel in Abb. 7 (Effektivwert = 1) ist der $\text{AVG} = 0.79$, bei einem Sinus mit gleichem Effektivwert gilt $\text{AVG} = 0.90$. Bei diesen beiden Signalen kann der Effektivwert also nicht über denselben Faktor aus dem AVG berechnet werden.

Weil die Unterschiede zwischen Effektivwert und AVG von der Kurvenform abhängen, muss der Effektivwert über Quadrieren, Mitteln, Radizieren berechnet werden. Eine Möglichkeit für die Bildung einer Parabel besteht in der **Polygonzug-Näherung** (**Abb. 8**). Die glatte (stetig differenzierbare) Parabel (blau) wird durch Geradenstücke (rot) angenähert. Im rechten Bild ist eine Periode einer quadrierten Sinusschwingung dargestellt: $\sin^2(x) = 0.5 \cdot (1 - \cos(2x))$, dazu in rot die über die Polygon-Näherung berechnete Funktion. Bei kleinen Werten sieht man wenig Unterschiede, im Bereich des Maximums sind die Abweichungen deutlich. Dieses Polygon wurde aus 4 Geradenstücken erstellt, mit mehr Knickpunkten würde sich natürlich die Genauigkeit verbessern lassen. Und man braucht schon mehr Knickpunkte, weil ja nicht nur Sinussignale mit der Amplitude 1 gemessen werden sollen.

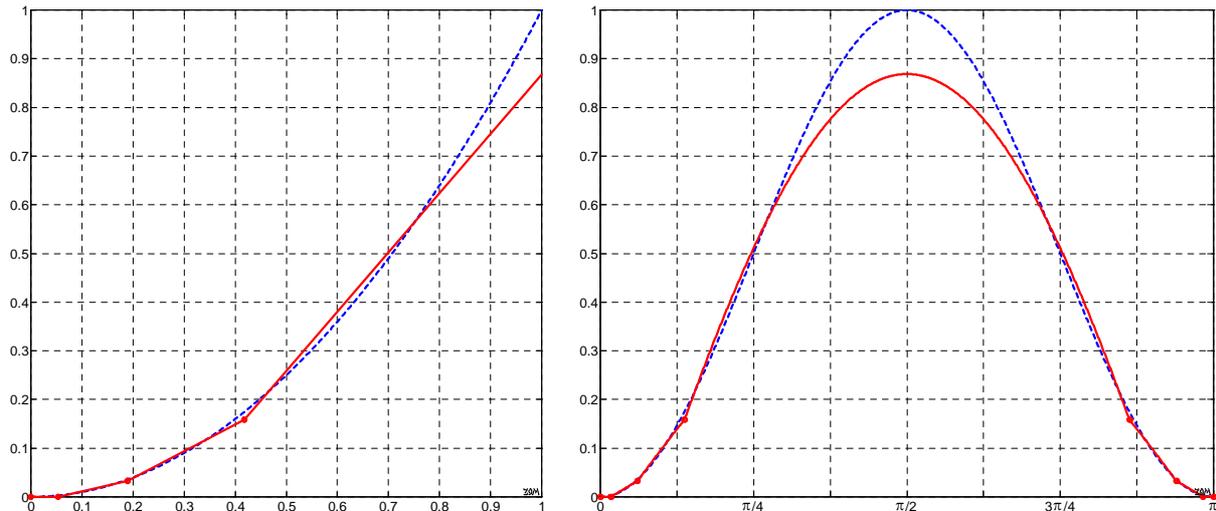


Abb. 8 links: Parabel (blau), Polygon (rot). Rechts: quadrierter Sinus (blau), Polygon-Näherung (rot).

In **Abb. 9** sind relative Fehler dargestellt, die entstehen, wenn ein Sinus über das Polygon "quadriert" und anschließend gemittelt wird (die Wurzel fehlt noch). Mit der 4-Geraden-Näherung kann man bei $\pm 4\%$ Fehler knapp eine Dekade (1:10) verarbeiten, mit der 5-Geraden-Näherung einen Dynamikbereich von 1:20. Akzeptiert man $\pm 4\%$ Fehler, ist das bei einem Zeigerinstrument kein schlechter Wert: Auf einer linearen Skala mit Endwert 1 ist 0.05 bereits so klein, dass man in den nächst kleineren Messbereich schalten würde. Und falls ein kleinerer Fehler gewünscht wird, kann man entweder den Dynamikbereich verringern, oder die Anzahl der Knickpunkte weiter erhöhen. Doch es sollen ja, siehe oben, nicht nur Sinussignale quadriert werden – wie sieht das Approximations-Ergebnis bei anderen Signalen aus?

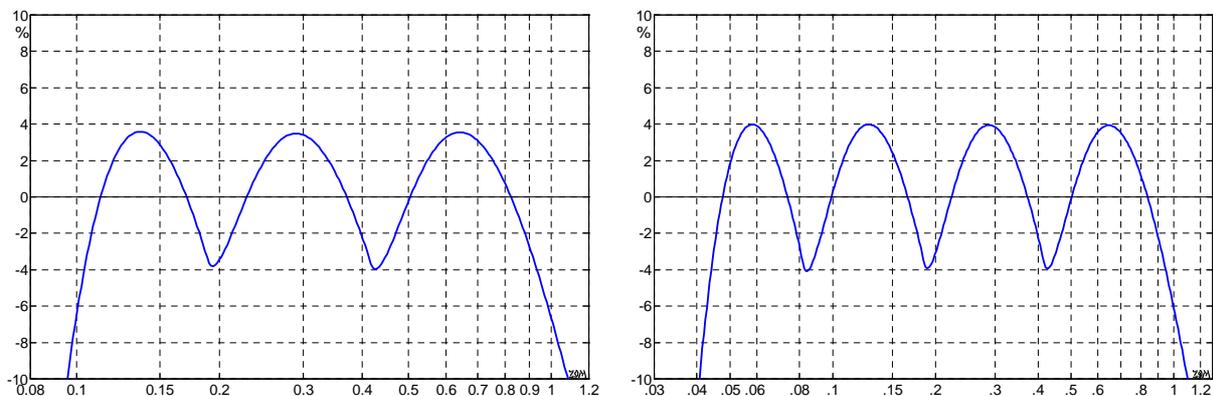


Abb. 9 Prozentualer Fehler der Quadrierung mittels Polygon-Näherung. Abszisse = Sinus-Amplitude. Links für ein 4-Geraden-Polygon, rechts für ein 5-Geraden-Polygon. 4% Leistungsfehler entspricht 0.17 dB.

Schon deutlich schlechter (**Abb. 10**). Mit derselben Polygonnäherung wie im rechten Bild der Abb. 9 überschreitet der Fehler bei einem 1:1-Rechtecksignal (50% Tastverhältnis) bereits 10%, während beim Dreiecksignal der Fehler unter 3% bleibt. Noch kleiner ist der Fehler bei Rauschsignalen – doch bei denen ist die Dynamik deutlich kleiner.

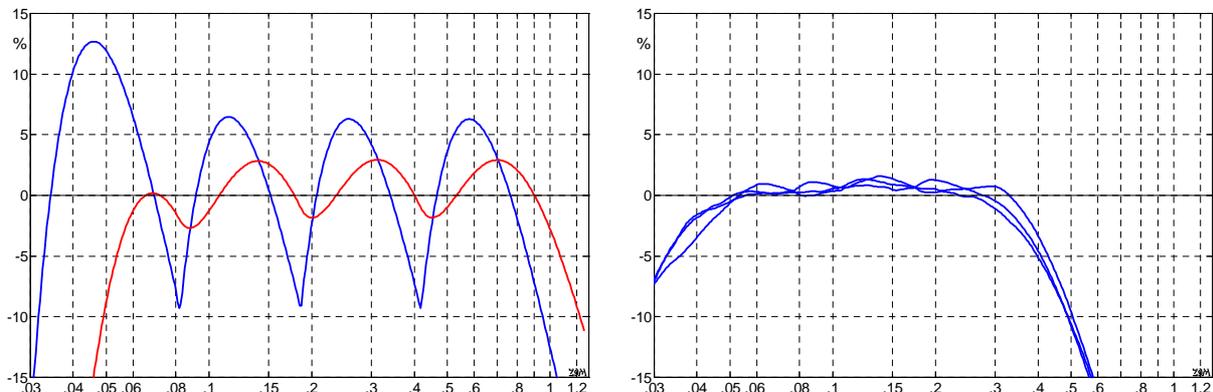


Abb. 10 Prozentualer Fehler der Quadrierung mittels Polygon-Näherung. Links Rechteck (blau), Dreieck (rot). Rechts Rauschen; Rauschmessung mit drei verschiedenen 'Realisierungen' eines normalverteilten Rauschens.

Der "echte" Effektivwertmesser ist ja angetreten, weil der aus dem AVG abgeleitete Effektivwert je nach Kurvenform mehr oder weniger falsch ist. Dann darf die Parabel des "echten" Effektivwertmessers aber nicht über 10% Fehler aufweisen! Die Anzahl und Lage der Knickstellen sollte also wohl überlegt sein.

Bleibt noch die Frage: Wie realisiert man das Polygon? Üblicherweise mit einem Diodenarray, das mit zunehmender Eingangsspannung einen progressiv (quadratisch) zunehmenden Ausgangsstrom erzeugt (**Abb. 11**). Zwischen der zu quadrierenden Eingangsspannung U und einer festen Referenz (im Beispiel: -10V) bilden die Widerstände R und r einen Spannungsteiler. Sobald die (auf Masse bezogene) Teilspannung positiv ist, beginnt die Diode zu leiten. Wegen der OP-Gegenkopplung bleibt die Spannung am invertierenden OP-Eingang nahezu bei 0V , der durch die Diode (bzw. Dioden) fließende Strom erzeugt am Gegenkopplungswiderstand eine Spannungsabfall. Das Verhältnis der Widerstände $k = r/R$ bestimmt die Höhe der Knickspannung, aus dem Widerstandsniveau ergibt sich die Stromstärke. Als Beispiel, zunächst für eine ideale Diode: mit $r = 1\text{ k}\Omega$ und $R = 4\text{ k}\Omega$ ergibt sich die Knickspannung zu 2.5V , und der Innenwiderstand zu 800Ω . Allgemein gilt: $U_i = (U - k \cdot 10\text{V}) / (1 + k)$, $R_i = r // R$. Die Teiler mit kleiner Knickspannung ($r \ll R$) sind hochohmig (kleine Ströme), die mit großer Knickspannung niederohmig. Dass an den Dioden in Flussrichtung eine störende Flussspannung abfällt, erhöht einerseits den Rechenaufwand, hilft aber andererseits, die Knicke leicht zu verrunden und den Approximationsfehler zu verringern.

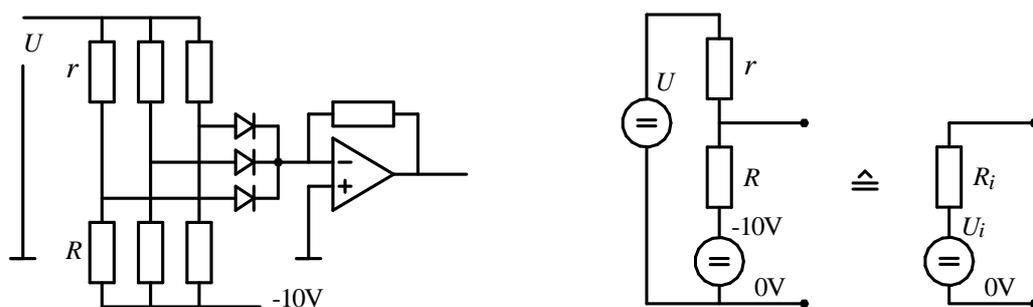


Abb. 11: Diodenarray zur Parabel-Approximation. Rechts: Ersatzspannungsquelle (\rightarrow Superposition)

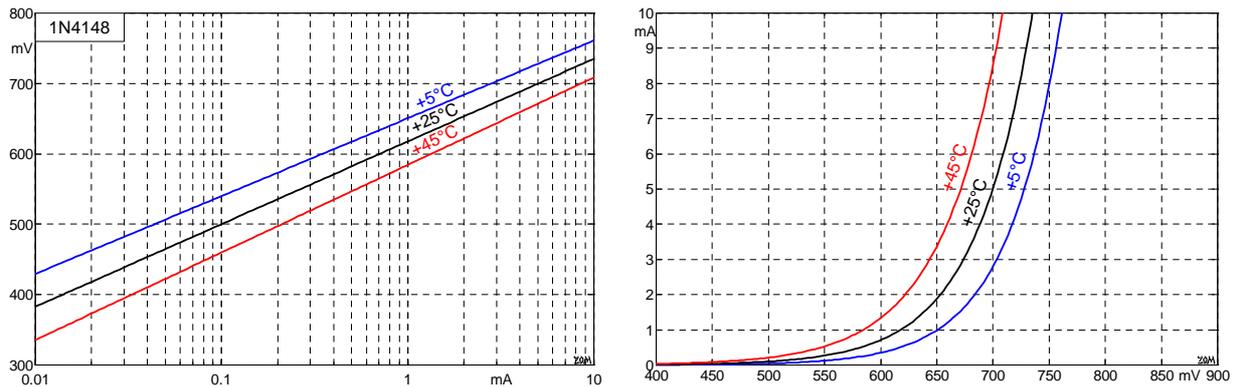


Abb. 12: Flusskennlinien einer 1N4148. Die Herstellerangaben zu dieser Diode streuen stark.

In **Abb. 12** sind die Kennlinien einer Universaldiode dargestellt. Für Ströme im mA-Bereich ist mit Flussspannungen unter 700 mV zu rechnen. Dummerweise ist die Flussspannung temperaturabhängig ($-2\text{mV}/^\circ\text{C}$), was insbesondere bei kleinen Spannungen Auswirkungen hat. Um diesen Temperaturfehler (**Abb. 13**) zu korrigieren, gibt es mehrere Möglichkeiten: Weil der Fehler bei kleinen Spannungen groß ist, quadriert man hohe Spannungen. Dabei verlässt man zwar den üblichen OP-Spannungsbereich ($< 15\text{V}$), gewinnt aber Genauigkeit. Alternativ (oder auch zusätzlich) kann die den Knick erzeugende Referenzspannung thermisch kompensiert werden (z.B. auch mit einer Diode), und dann gibt es noch die Möglichkeit, ein beheiztes Diodenarray zu verwenden. Eine Diode heizt, eine wird zur Temperaturmessung verwendet (Regelkreis), die restlichen formen die Parabel.

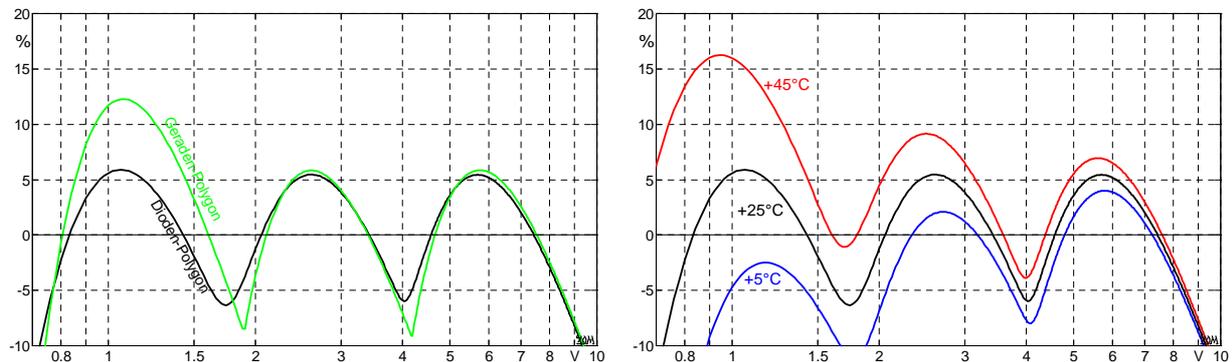


Abb. 13: Prozentualer Parabelfehler bei einem 4-Geraden-Polygon (gn) bzw. bei einem 3-Dioden-Polygon (sw). Im rechten Bild sind die Temperaturfehler des 3-Dioden-Polygons dargestellt.

Eines bleibt noch nachzutragen: Die in **Abb. 11** angegebene Schaltung arbeitet unipolar, es muss aber eine bipolare Wechselspannung quadriert werden. Man könnte hierfür eine entsprechende Schaltung für negative Eingangssignale entwerfen, üblich ist aber, einen Vollweggleichrichter vorzuschalten (**Abb. 14**). Damit dieser auch bei hohen Frequenzen genau arbeitet, muss der mit Dioden gekoppelte OP eine hohe Slewrate haben, Seine Ausgangsspannung springt nämlich beim Polaritätswechsel der Eingangsspannung um ca. 1V, und dieser Sprung muss sehr schnell erfolgen können. Geeignet sind z.B. LM318, AD847 o.ä..

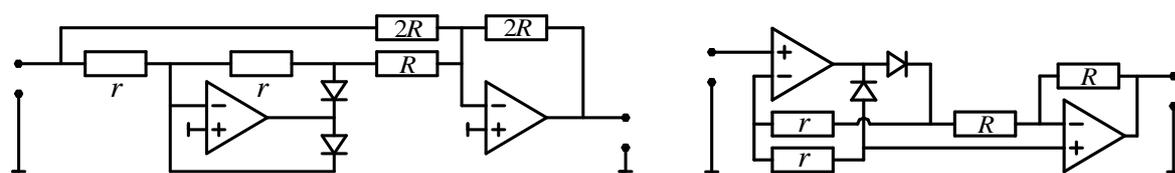


Abb. 14: Zwei Vollweggleichrichter-Schaltungen.

Nach dem Quadrieren ist ein **Mittler** erforderlich, der als einfacher Tiefpass erster Ordnung realisiert wird. Seine Spezifikationen werden weiter hinten im Detail erläutert. Nach dem Mittler muss eine **Wurzel** gebildet werden, und ehe die beschrieben wird, ist eine erste Zusammenfassung zweckmäßig. Die Berechnung des "echten" Effektivwertes aus dem AVG ist sehr einfach, aber ungenau. Die vorangegangenen Beschreibungen haben nun aber gezeigt, dass der Umweg über Root-Mean-Square nur dann genaue Ergebnisse liefert, wenn ein hoher Schaltungsaufwand betrieben wird. Zeit, ein paar **Messungen** durchzuführen. Es treten an:

- Ein HP-3478A Präzisionsvoltmeter
- Ein Brüel&Kjaer-2609 Millivoltmeter
- Ein B&K-2209 Schallpegelmesser (vintage), als Voltmeter betrieben
- Ein Kenwood VT-121 Millivoltmeter
- Ein Philips PM-2505 VAΩ-Meter
- Sowie diverse Signalgeneratoren

Die Referenz für alle Messungen ist das HP-3478A. Alle anderen Geräte werden so kalibriert, dass sie bei 1 kHz denselben Effektivwert ($1 V_{\text{eff}}$) anzeigen. Die prozentualen Abweichungen:

	B&K-2209	B&K-2609	VT-121	PM-2505
Rechteck 1 kHz	0	-1	+10	+12
2-Ton-Signal	-3	0	-10	-10
4-Ton-Signal	-7	-4	-24	-24
6-Ton-Signal	-11	-7	-32	-32
Weißes Rauschen	-7	-19	-13	-14

Die **Multiton-Signale** bestehen aus pegelgleichen Sinustönen im 100-Hz-Abstand, um 1 kHz zentriert, beim **Weißem Rauschen (WR)** ist die Rauschleistungsdichte (PSD = Power Spectral Density) über der Frequenz konstant. Das HP-3478A und die beiden B&K-Geräte ermitteln den "echten" Effektivwert, die anderen beiden Geräte messen den AVG und rechnen ihn auf den Effektivwert um, was – siehe oben – nur bei Sinussignalen genaue Werte ergeben kann. In **Abb. 15** sind die verwendeten Multiton-Signale dargestellt. Mit zunehmender Ton-Anzahl n nimmt auch der Crestfaktor zu: $CR = 2.0, 2.7, 3.3$ für $n = 2, 4, 6$. Das ist schon eine Herausforderung für die "nichtechten" Effektivwertmesser: Beim 6-Ton-Signal ist der Messwert um 32% zu klein! Auch die "echten" Effektivwertmesser sind nicht fehlerfrei, aber doch wesentlich besser. Dem **B&K-2209** muss man sein Alter zugute halten: 40 Jahre! – da ist ein Messfehler von -1dB schon akzeptabel. Ein Fehler von -32% (-3.3dB) liegt jedoch jenseits üblicher Grenzen, das ist nicht mehr akzeptabel.

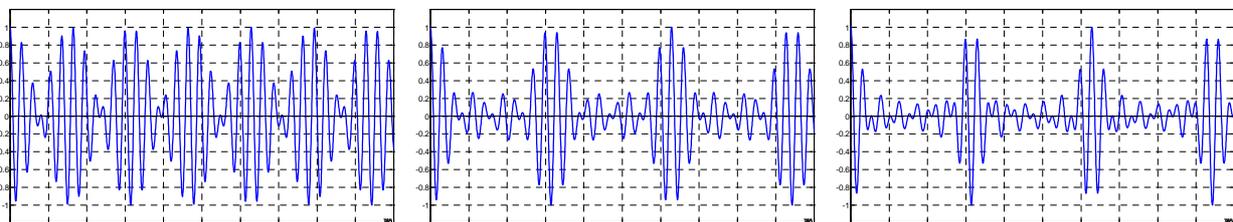


Abb. 15: Multiton-Signal = Summe überlagerter Kosinus-Schwingungen; $n = 2, 4, 6$ (v.l.n.r.).

Bei den **Rauschmessungen** fällt der **B&K-2609** aus dem Rahmen: -19% (-1.8dB) ist für Geräte dieser Art ungewöhnlich. Das Problem liegt jedoch nicht an Brüel&Kjaer, sondern an der Messmethode! Bei Weißem Rauschen ist PSD über der Frequenz konstant, die Rauschleistung folglich proportional zur **Bandbreite**, die Spannung $\sim \sqrt{f}$. Je nach Messbandbreite wird ein und dasselbe Rauschen also mit unterschiedlich Spannung gemessen, wenn die

Bandbreite der Messgeräte unterschiedlich ist. Und das ist sie: Der -1dB-Punkt liegt bei: 40 kHz (2609), 70 kHz (2209), 100 kHz (2505), >200 kHz (VT-121), >200 kHz (3478A). Es darf also nicht verwundern, dass das 2609 bei dem über 100 kHz breiten WR zu wenig anzeigt. Die Defizite des VT-121 und des PM-2505 sind jedoch nicht der Bandbreite geschuldet, bei ihnen kommt wieder die für derartige Signale ungeeignete AVG-Mittelung zum Tragen. Um die Messfehler zu trennen, muss das Rauschen so bandbegrenzt werden, dass der Frequenzumfang aller Messgeräte ausreicht. Mit einem auf 20 kHz tiefpass-begrenzten Rauschen erhält man folgende prozentuale Messfehler:

	B&K-2209	B&K-2609	VT-121	PM-2505
WR 20kHz	-4	-5	-13	-13

13% Fehler bei den AVG-Geräten, das entspricht fast dem theoretischen Sollwert. Für die Dichtefunktion $p(x)$ der Gaußverteilung gilt:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-x^2/(2\sigma^2)} \quad \sigma = \text{Standardabweichung} = \text{Effektivwert}$$

Der lineare Mittelwert AVG, in der Statistik auch Erwartungswert genannt, berechnet sich zu:

$$\text{AVG} = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot p(x) \cdot dx \Rightarrow \frac{2\sigma}{\sqrt{2\pi}}$$

Weil in diesem Beispiel der Betragsmittelwert zu bilden ist, muss die untere Integralgrenze zu null gesetzt und das Ergebnis verdoppelt werden. Damit ist der Effektivwert von normalverteiltem (gaußverteilter) Rauschen um den Faktor $\sqrt{\pi/2}$ größer als der AVG. Weil AVG-Messgeräte den 1.111-fachen AVG als Quasi-Effektivwert anzeigen, ist die Anzeige bei Rauschen um $1.111/1.253 = 11.4\%$ zu klein. Die gemessenen -13% sind somit glaubwürdig.

Das Zwischenergebnis lautet damit: Sollen nur sinusförmige Signale gemessen werden, kann man sich die "echte" RMS-Bildung sparen. Auch gaußverteilte Rauschsignale können damit gemessen werden, wenn ein entsprechender Korrekturwert eingefügt wird. Falls aber Signale mit beliebiger Kurvenform (d.h. mit unterschiedlichem Crestfaktor) gemessen werden sollen, ist eine "echte" RMS-Bildung unvermeidlich.

Nun zum **Radizierer**, der nach der Mittelung ja auch noch erforderlich ist. Da gibt es eine sehr einfache Methode: das überlässt man dem Anzeigeinstrument. **Abb. 16** zeigt rechts die benötigte Skala. Ihr Vorteil: Auf den Radizierer kann verzichtet werden, und im oberen Bereich ist die Auflösung verbessert. Ihr Nachteil: Im unteren Bereich ist die Auflösung verschlechtert.

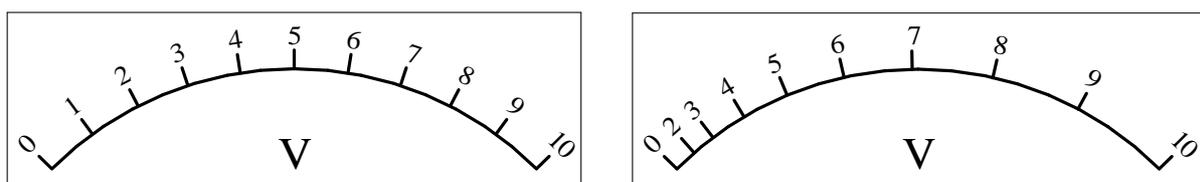


Abb.16: Skala mit linearer Teilung (links) und mit Wurzelteilung (rechts).

Der Wahrman-Detektor

Ein Quadrierer mit hoher Dynamik und guter Genauigkeit ist aufwändig. Und wenn das RMS-Ergebnis auf einer linearen Skala angezeigt werden soll, ist auch noch ein genau so aufwändiger Radizierer erforderlich. Das Problem liegt in der Dynamik-Vergrößerung. Soll der Spannungs-Bereich 1:100 quadriert werden, so entsteht daraus der Spannungs-Bereich 1:10000. Für kleine Spannungen muss die Polygon-Parabel bei kleinen Werten genau sein, für große Spannungen bei großen Werten. Da wäre es doch hilfreich, wenn man die Parabel je nach Signalgröße verkleinern bzw. vergrößern könnte? Wenn man eine Steuergröße hätte, die die Knickpunkte signalabhängig staucht oder dehnt. Eine Steuergröße, die vom Effektivwert abhängt. Äh, haben wir doch – oder nicht?

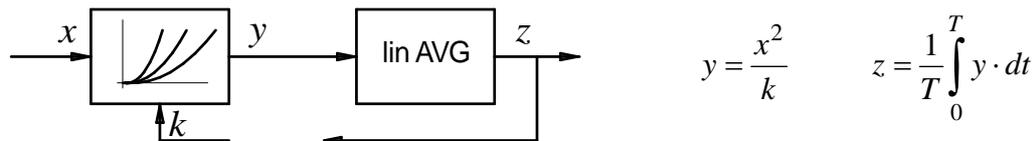


Abb. 17: Blockschaltbild des Quadrierers mit skalierbarem Polygon.

Abb. 17 zeigt das Blockschaltbild: Das Eingangssignal x wird mit einer skalierbaren Parabel quadriert, die Skalierkonstante k ist zunächst unbekannt. Bei großen x -Werten wird k ebenfalls vergrößert, um immer im selben Bereich der Parabel zu bleiben. Von dem derart quadrierten Signal wird der lineare Mittelwert gebildet (Fläche / Dauer = mittlere Höhe). Das Ergebnis z entspricht damit dem Mittelwert des quadrierten und skalierten Eingangssignals. Doch noch ist der Faktor k in der Rechnung. Der muss raus, es soll ja $z = \tilde{x}$ gelten (die Tilde über dem x weist auf den Effektivwert hin). Also:

$$z = \frac{1}{kT} \int_0^T x^2 dt \stackrel{!}{=} \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T x^2 dt} = \tilde{x} \quad \text{nach } k \text{ aufgelöst} \Rightarrow k = \tilde{x}$$

Eine erstaunlich einfache Lösung! Die Skalierkonstante k muss einfach dem Effektivwert von x entsprechen. Bleibt die Frage: Wie skaliert man die Parabel? Ein genauer Dividierer ist ja auch kein einfaches Bauteil. Doch der wird gar nicht benötigt, das geht viel einfacher: hierzu müssen lediglich die Abszissenwerte aller Polygon-Knickpunkte mit demselben Faktor k multipliziert (skaliert) werden. Also mit dem Ausgangssignal der Schaltung: $k = z = \tilde{x}$.

Abb. 18 erläutert die Zusammenhänge für drei verschiedene Skalierungsfaktoren. Die exakten Parabeln sind gestrichelt gezeichnet, die dazugehörigen Polygonzüge farbige. Für große Eingangssignale gilt die rote Parabel, für kleine die blaue. Jedes Polygon ist eine Überlagerung (Addition) von drei Knickgeraden. Die Steigungen dieser Knickgeraden sind fest, sie werden nicht von k beeinflusst. Lediglich der Abszissenwert jedes Knickpunktes ist multiplikativ durch k steuerbar. Für einen Knickpunkt der grünen Kurve ist die Multiplikation mit 3 eingezeichnet. Erhöht sich k von 1 auf 3, rutscht der Abszissenwert des Knicks von 0.3 auf 0.9. Da nun aber alle Knickpunkte weiter auseinander liegen, **erhöhen** sich damit automatisch auch die Ordinatenwerte. ABER: Die Kurve wird dadurch **niedriger**. Der dritte Knickpunkt rutscht nach rechts und nach oben, die neue Kurve (rot) liegt unter der alten (grün). Die Konsequenz: Die Dynamik wird nicht mehr vergrößert $[(1:100)^2 \rightarrow 1:10000]$, sondern bleibt im Rahmen der Eingangsdynamik $[(1:100)^2/100 \rightarrow 1:100]$. Dadurch kann mit relativ wenigen Geradenstücken über einen großen Dynamikbereich eine gute Genauigkeit erreicht werden.

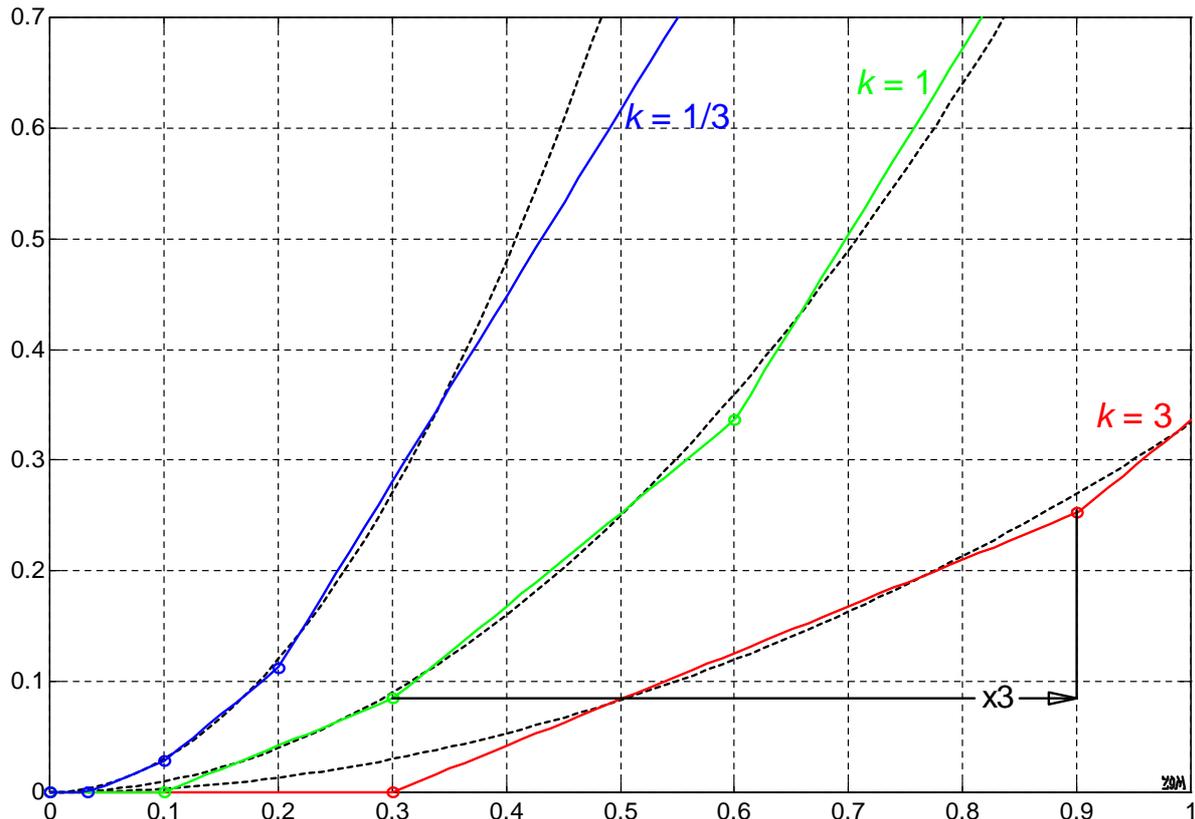


Abb. 18: Drei 4-Geraden-Polygone, durch Knickpunktverschiebung aufeinander abgebildet; $y = x^2 / k$.

Wie realisiert man diese Knickpunktverschiebung? Eine Möglichkeit besteht darin, Ströme zu überlagern, die von OTAs erzeugt werden. Ein OTA (Operational Transconductance Amplifier) ist ein Spannungs-Strom-Wandler, den man auch "spannungsgesteuerte Stromquelle" nennen könnte (**Abb. 19**). Der Ausgangsstrom des OTAs ist proportional zu seiner Eingangs-Differenzspannung (seine Verstärkung ist also nicht unendlich). Die Dioden sorgen dafür, dass nur Ströme *einer* Polarität aufsummiert und im zweiten OP integriert werden können. Weil der OTA-Ausgang sehr hochohmig ist (Stromquelle), stört die Flussspannung der Kopplendiode nicht. Durch geeignete (hier nicht eingezeichnete) Maßnahmen müssen die OTA-Leitwerte gemäß der Knickgeraden-Steigungen eingestellt werden. Für das Beispiel in **Abb. 18** betrug die Relation der Steigungen 1:1:2, und die der Knick-Abszissenwerte 1:3:6. Für dieselben Werte zeigt **Abb. 20** die Polygon-Quadrierung in doppellogarithmischer Darstellung.

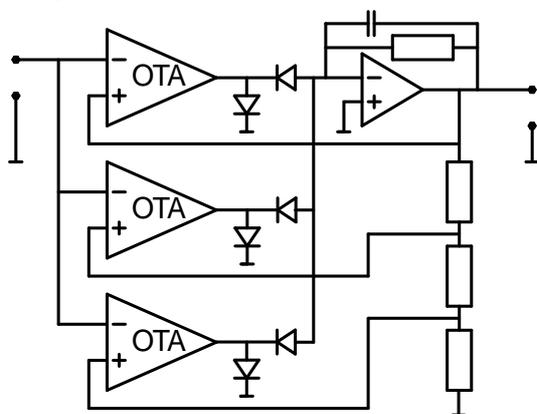


Abb. 19: Der OTA-Quadrierer

OTAs sind auch unter dem Namen *Steilheits-Operationsverstärker* im Handel. Auch die Bezeichnung *Current Feedback Amplifier* ist zu finden. Ein preiswerter OTA ist z.B. der LT-1228 von Linear Technology. Bei derartigen Bauteilen ist allerdings nie abzusehen, wie lange sie noch produziert werden – die Konkurrenz durch Signalprozessoren macht sich auch da bemerkbar.

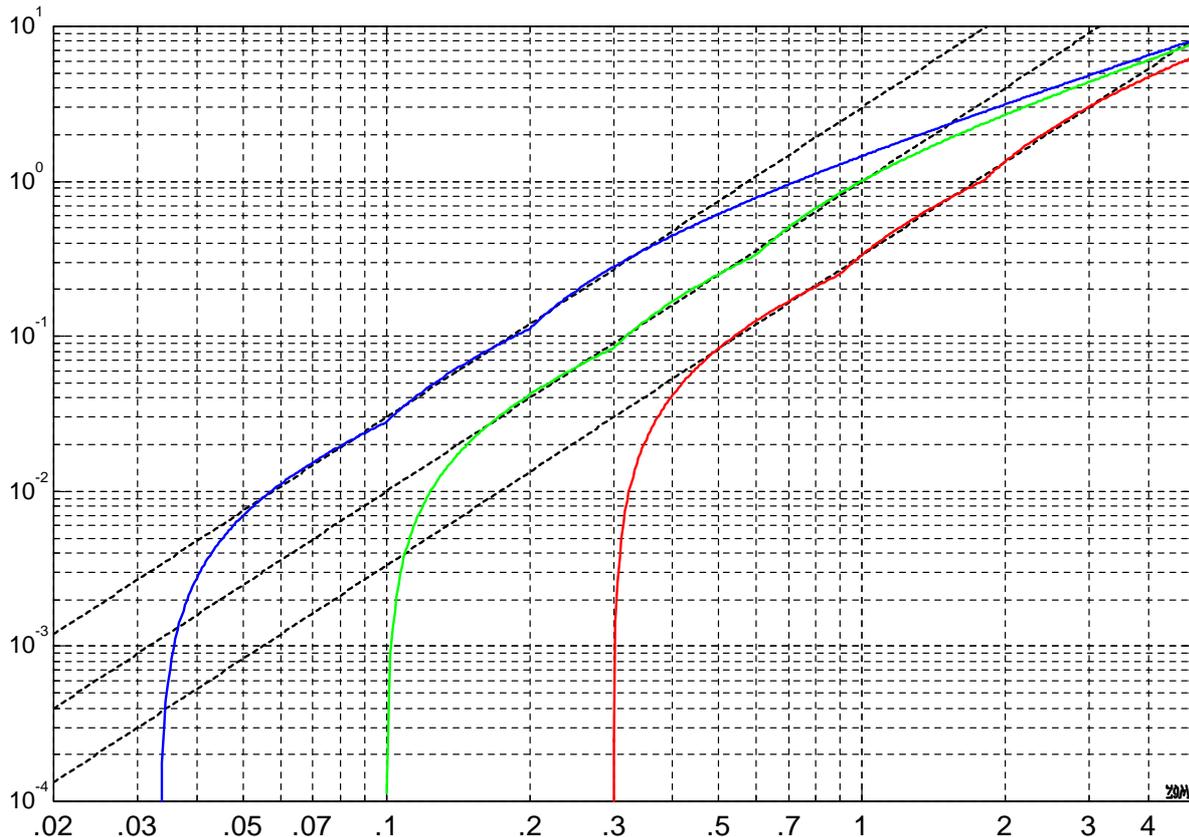


Abb. 20: Wie Abb. 18, aber in doppellogarithmischer Darstellung; blau = kleine Werte, rot = große Werte.

Aber was tut man, wenn man keine OTAs hat, bzw. keine verwenden möchte? Da kommt nun **Carl Gustav Wahrman** ins Spiel, ein verdienter Brüel&Kjaer-Entwickler der frühen Jahre. Er sollte eine RMS-Schaltung entwickeln, die für mehrere Jahrzehnte zur Grundlage der weltweit geschätzten B&K-Präzision wurde. 1958, also vor 60 Jahren, entdeckt er, dass diese RMS-Berechnung mit Parabelverschiebung auch ganz einfach, und vor allem rein passiv realisiert werden konnte. In jenen Tagen waren Transistoren zwar schon erhältlich, aber noch nicht der Standard. Und Integrierte Schaltungen (ICs) gab's auch noch nicht, bzw. nur in Form spezieller Röhren (UABC-80, oder UCF-12).

Schauen wir uns den "Wahrman-Detektor" einmal genauer an: Die Ansteuerung erfolgt über einen Vollweggleichrichter (**Abb. 20**), der im B&K-2209 (ab 1972) diskret aufgebaut ist und mit 120V versorgt wird. Dafür könnte man einen Hochvolt-OP nehmen, z.B. den LTC-6091, oder die mit 9 Transistoren arbeitende Originalschaltung reproduzieren. Das besondere sind die beiden in der Gegenkopplung sitzenden Dioden – sie kompensieren die Sperrschicht-Flussspannung der Gleichrichterdiode. Der Ausgang der Schaltung ist oben, zwischen den beiden Gleichrichterdiode, die Ausgangsspannung ist negativ.

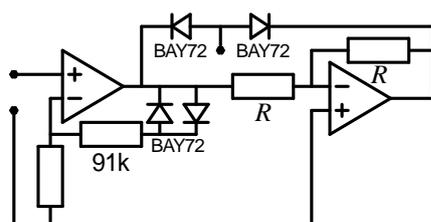
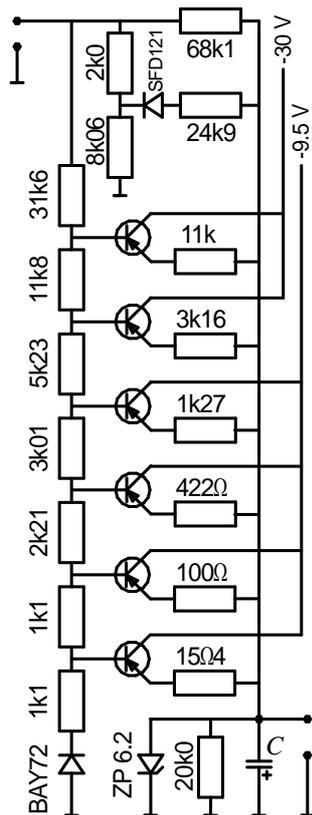


Abb. 20: Der Wahrman-Detektor, Teil 1



In **Abb. 22** ist der Quadrierer dargestellt. Sein Eingang (links oben) ist mit dem Ausgang von **Abb. 21** verbunden. Über 8 verschiedene Kanäle wird der Kondensator aufgeladen. Das ist die Summierung der Knickgeraden, das entspricht den Strömen der OTAs. Die Knicke werden mit dem links gezeichneten Spannungsteiler eingestellt. Und die Parabelverschiebung? Die kommt daher, dass sich mit dem Aufladen des Kondensators der Spannungsabfall an den Emitterwiderständen verringert, und somit der Ladestrom verkleinert wird. Entladen* wird der Kondensator über den parallel-liegenden 20-k Ω -Widerstand, die Z-Diode verhindert zu große Spannungen. Man kann vermuten, dass die Transistoren möglichst klein sein mussten (Handschallpegelmesser), und dass deshalb der Typ BCW62B ausgesucht wurde. Mit einem anderen Typ wird das aber auch funktionieren, z.B. BCY77. SFD121 ist eine Ge-Diode, Alternativen sind z.B. AAY27 oder AAY41. Die Widerstände haben $\pm 1\%$ Toleranz, stammen aber aus der E96-Reihe. 1%ige Widerstände kosten ca. 8 Cent pro Stück, die Transistoren ca. 40 Cent, am teuersten ist der Hochvolt-Doppel-OP mit ca. 12 €. Der ganze Wahrman-Detektor kann also für < 20 € Materialkosten hergestellt werden.

Dem Kondensator ist ein eigener Absatz gewidmet (\rightarrow Mittler).

Abb. 22: Der Wahrman-Detektor, Teil 2. Die Schaltung stammt aus dem 2209-Manual, www.bksv.com.

Rechnet sich der Aufwand? Schon – wenn Signale mit hohem Crestfaktor gemessen werden sollen. **Abb. 23** zeigt oben ein Rechtecksignal; links die Zeitfunktion, rechts die quadrierte Zeitfunktion – über sie ist zu mitteln. Der Crestfaktor ist hierbei $CR = 1$, $EFF = AVG = 1$. Ein Messgerät, das den AVG ermittelt und mit 1.11 multipliziert, würde hierbei um 11% zu viel anzeigen. Beim Sinus (darunter) würde ein derartiges Messgerät den korrekten Effektivwert anzeigen (dazu dient der Faktor 1.11). Beim Dreieck wäre die Anzeige dieses Messgerätes zu niedrig, wie auch beim normalverteilten Rauschen. Einen Crestfaktor hat dieses Rauschen in der Theorie nicht (der geht gegen unendlich), hier wurde deshalb ein Rauschen verwendet, dessen Beträge auf den dreifachen Effektivwert begrenzt waren. Das unterste Signal ist ein hochpassgefiltertes Rechteck. Und hierbei sieht man sehr schön, wie der aus dem AVG abgeleitete Pseudo-Effektivwert vom echten Effektivwert abweicht. Um so mehr, je höher die Hochpassgrenzfrequenz im Vergleich zur Rechteckfrequenz ist. Eine **Messung** verdeutlicht die Unterschiede: Rechteck (150 Hz), Hochpass 1. Ordnung (1.5 kHz), Referenz = hp3478A. Das Signal hat einen Crestfaktor von $CR = 7.9$. Der 40 Jahre alte 2209, der nie nachkalibriert wurde, zeigt den Effektivwert mit maximal 5% Fehler an. Das Kenwood-Millivoltmeter VT-121 zeigt hingegen **nur ein Viertel des korrekten Wertes** an! Und noch etwas fällt auf: Schaltet man bei kleinen Anzeigewerten (z.B. 0.22V im 1-V-Bereich) in den nächst niedrigeren Bereich (0.3-V-Bereich), geht dort der Zeiger des VT-121 auf Anschlag. Weil irgendein Schaltungsteil übersteuert wird, ohne dass dies zur Anzeige kommt. Sollen folglich Signale mit großem Crestfaktor gemessen werden, ist eine (bipolare) Aussteuerungsanzeige nötig. Ggf. müssen hierzu mehrere Verstärkerausgänge abgefragt und oder-verknüpft werden, und das erhaltene OVL-Signal muss von einem Latch ca. 0.2 s gehalten werden, um dem Auge eine Chance zu geben.

* Auch die ganz oben gezeichneten Widerstände (24k9, 68k1) liefern einen kleinen Beitrag.

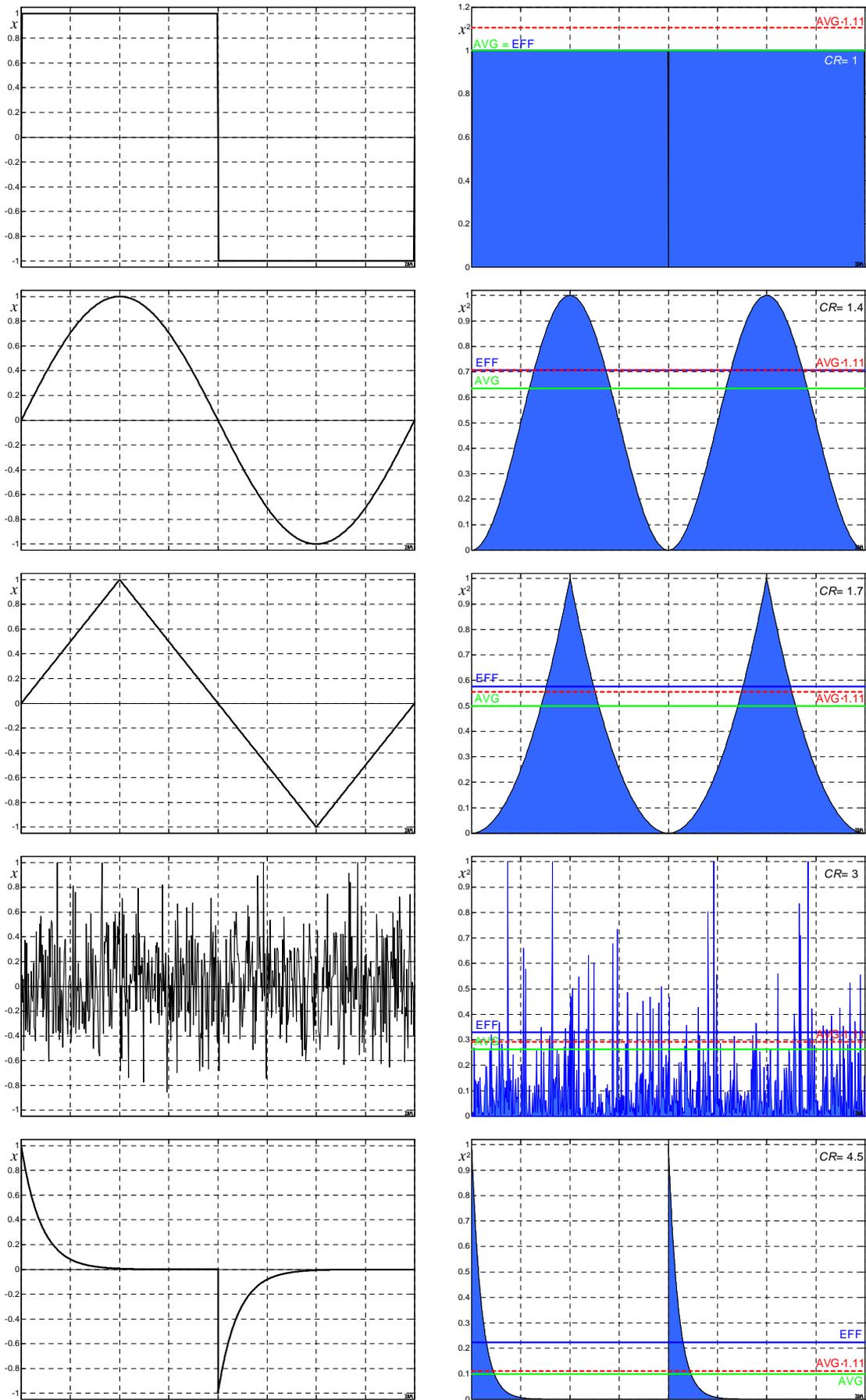


Abb. 23: Zeitfunktionen (links) und deren Quadrate (rechts). Echter Effektivwert (blaue Linie), Betrags-Mittelwert (grüne Linie), Pseudo-Effektivwert (rot gestrichelte Linie). CR = Crestfaktor.

Mit dem so erhaltenen "fast echten" RMS-Wert kann nun entweder ein Instrument mit Wurzel-Skala angesteuert werden (Abb. 16), oder man schaltet noch einen Radizierer dazwischen. Soll der dB-Wert auf einer linearen dB-Skala angezeigt werden, ist ein Logarithmierer erforderlich (Abb. 24). Soll nur dieser dB-Wert (**Pegel L**) angezeigt werden, erübrigt sich der Radizierer: $\log(\sqrt{u}) = 0.5 \cdot \log(u)$; dann muss lediglich der Logarithmus halbiert werden.



Abb. 24: Die erforderlichen Rechenschritte zur Pegelberechnung. Rechts der Quadrierer.

Und das weist den Weg zu einer Alternative: Auch die Parabel kann über den Logarithmus berechnet werden, wie im rechten Bild der Abb. 24 dargestellt. Logarithmierer sind mit Halbleitern relativ einfach herstellbar, weil die Spannungs-Strom-Relation eines PN-Übergangs nach einem Logarithmusgesetz verläuft. Geeignete Schaltungen finden sich in der Literatur, z.B. [3]. Wenn's noch einfacher sein soll: Ein Multiplizierer-IC, dessen Eingänge verbunden sind, erzeugt auch das Quadrat. Diese ICs sind jedoch teuer (30.- ... 300 €), und im Zeitalter digitaler Signalverarbeitung nicht mehr ganz zeitgemäß (AD534, AD539, AD633, MC1495). Und dann gibt es natürlich auch integrierte Schaltungen, die direkt den Effektivwert berechnen. Für 5 € (LTC-1966, 8-MSOP), 10 € (AD736, 8-PDIP), 20 € (AD637, 16-CERDIP), 52 € (AD536AKDZ, 14-CDIP), 160 € (AD536ASD, 14-CERDIP), oder viele mehr. Allein ein einziger Distributor listet 154 derartige ICs. Hier ist viel Geduld gefordert, um alle relevanten Daten zu evaluieren. Als da wären: Frequenzumfang (bis 5 kHz oder 5 MHz?), Gehäusetyp (0.5mm Pin-Abstand oder 8-Pin-DIL), Maximaler Crestfaktor (2 oder 20), Prozentualer Fehler (0.5% oder 10%), Temperaturbereich bzw. Temperaturabhängigkeit des Fehlers, und nicht zuletzt der Preis. Und Größen, die sich nicht mit einem Blick bewerten lassen, wie z.B. Offsetdrift oder "Linearity 0.02% (50mV...350mV)" – wird der unter 50mV schlecht oder sehr schlecht? Und auch die Mittelungsart muss bewertet werden: Normgemäß – oder irgendwie?

Die Mittelungsart – diesbezüglich sollte auch der Wahrman-Detektor nochmals analysiert werden. Bei Spannungs- und Schallpegelmessungen ist eine exponentielle Mittelung (siehe nächstes Kapitel) üblich. Das heißt aber nicht, dass der Mittler tatsächlich nach diesem Prinzip arbeitet. Dazu müsste nämlich ein Kondensator über einen Widerstand ge- und entladen werden – und das ist beim Wahrman-Detektor nicht der Fall. Der in Abb. 22 enthaltene Kondensator ist nämlich nur einer von mehreren! Weil seine Ladung nicht über einen Widerstand (sondern signalabhängig) erfolgt, sind nachfolgend noch kleinere Korrekturen erforderlich. Ist das denn erlaubt? Ja! "**Normgemäße Messung**" bedeutet ja nicht, dass ein bestimmtes Verfahren zur Anwendung kommt, sondern nur, dass die in der Norm vorgeschriebenen Prüfverfahren bestanden werden. Und da gibt sich Brüel&Kjaer keine Blöße: Der 2209 ist eichfähig. Bzw. "war" – denn inzwischen ist seine Zeit doch abgelaufen. Seit ca. 40 Jahren. Was aber nicht heißt, dass er nicht mehr funktioniert.



Abb. 25: Brüel&Kjaer Handschallpegelmessgerät 2209.

Der Mittler

Eine normgemäße Effektivwertbildung erfordert einen Quadrierer, einen Mittler und einen Radizierer (**Abb. 26**). Oder zumindest ein System, das vergleichbare Ergebnisse erzeugt. Quadrat und Wurzel sind eindeutig definiert, Mittelwerte gibt es mehrere. In der Akustik wird meistens die **RC-Mittelung** verwendet, die auch **exponentielle Mittelung** heißt. Hierzu wird das quadrierte Signal durch einen Tiefpass erster Ordnung geführt. Seine Impulsantwort ist eine abklingende e -Funktion (\rightarrow Faltung), deshalb exponentielle Mittelung.

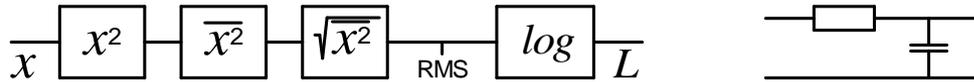


Abb. 26: Die erforderlichen Rechenschritte zur Pegelberechnung. Rechts der RC-Mittler.

Die **Zeitkonstante** dieses Tiefpasses, das Produkt $\tau = RC$ aus Widerstand und Kapazität, ist die den Mittelungsprozess bestimmende Größe. Die Werte **FAST** ($\tau = 125\text{ms}$) und **SLOW** ($\tau = 1000\text{ms}$) sind in internationalen Normen festgelegt, weitere Zeitkonstanten sind möglich. Soll ein Sinussignal von z.B. $f = 1\text{ kHz}$ quadriert werden, so entsteht ein Gleichanteil und eine überlagerte Schwingung mit der doppelten Frequenz (**Abb. 27**). Aufgabe des Mittlers ist es, nur die Gleichspannung durchzulassen und den Wechselanteil abzuschwächen. Je größer die Zeitkonstante, desto geringer ist der Wechselanteil, doch um so länger dauern Ausgleichsvorgänge bei Änderungen der Signalamplitude.

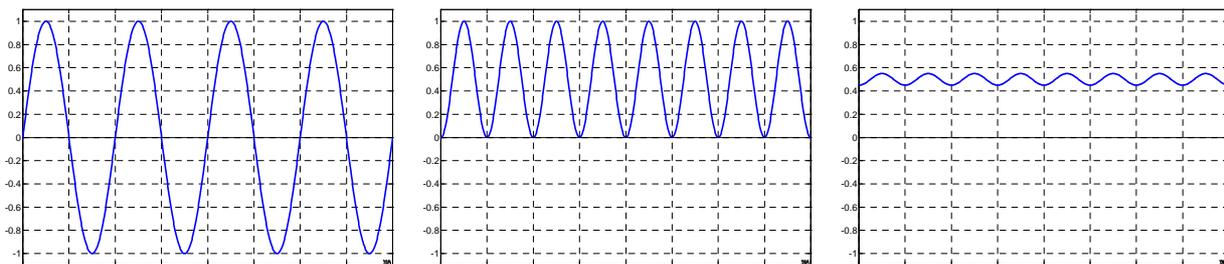


Abb. 27: Eingangssignal (links), quadriertes Eingangssignal (Mitte), Signal am Tiefpass-Ausgang (rechts).

Zur Mittelungszeit **FAST** gehört die Tiefpass-Grenzfrequenz $f_g = 1 / (2\pi\tau) = 1.27\text{Hz}$, die 2-kHz-Schwingung wird also ausreichend abgeschwächt. Die Zeitfunktionen beim Ein- und Ausschalten zeigt **Abb. 28** (ohne sichtbare Welligkeit). Die im linearen Maßstab (links) erkennbare Halbwellen-Antimetrie ist beim Pegel nicht mehr vorhanden, der Abfall erfolgt mit einer Geraden, deren Steigung $-10 \cdot (t/\tau) \cdot \lg e = -4.34\text{ dB}/\tau$ beträgt; für **FAST** $\Rightarrow 34.7\text{ dB/s}$. Das ist relativ schnell – deshalb heißt diese Zeitkonstante auch **FAST**.

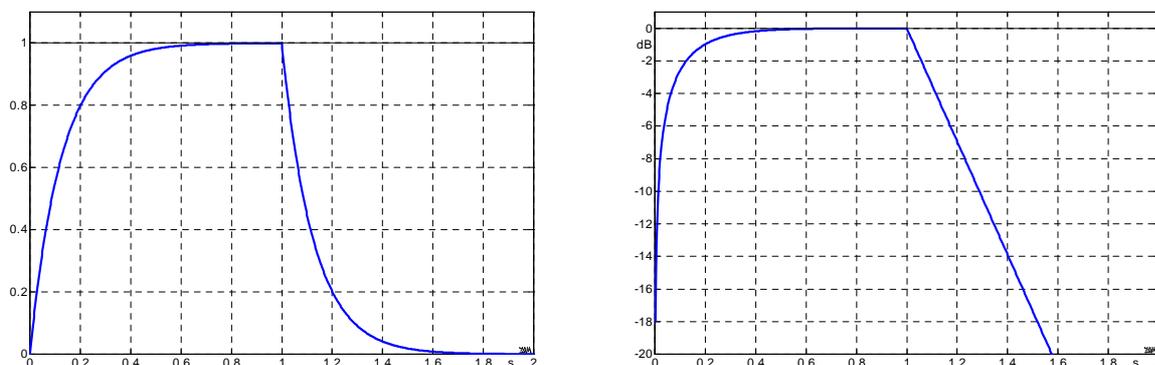


Abb. 28: Ein- und Ausschaltvorgang, rechts im Pegelmaß. Zum Amplitudenwert 0 gehört der Pegel $-\infty$. Im linken Bild wurde der Maximalwert auf 1 normiert (also gegenüber **Abb. 27** verdoppelt).

Es muss aber beachtet werden, dass auch Zeitkonstanten über 30 s vorkommen können. Und dann dauert es **über 8 Minuten**, bis der Pegel nach dem Abschalten um 70 dB abgenommen hat. Bei Messungen ist also Sorge zu tragen, dass vorangegangene Ereignisse keine Nachwirkungen erzeugen. Deshalb: Schaltknacke (Offset!) vermeiden, und den Mittelungsspeicher ggf. löschen (Reset, Kondensator entladen).

Es überrascht vielleicht, dass zur Pegelberechnung nicht die übliche Formel $L = 20 \lg(u)$ dB verwendet wurde, sondern stattdessen $L = 10 \lg(u)$ dB. Dies liegt daran, dass eine quadrierte Signalgröße zu logarithmieren ist. Die Alternative: Aus den gemittelten Quadraten erst die Wurzel berechnen, und dann mit $L = 20 \lg(u)$ dB den Pegel berechnen. Doch egal wie man's rechnet, der Effektivwert klingt nicht mit der Zeitkonstante τ ab, sondern mit der doppelten Zeitkonstante! $\tilde{x}^2 = \exp(-t/\tau)$; $\tilde{x} = \exp(-t/2\tau)$. Dieser Unterschied sorgt immer wieder für Missverständnisse, wenn einer gedämpften Schwingung eine Abfallzeitkonstante zugeordnet wird. Besser sind hier Abfallzeiten, wie z.B. die Nachhallzeit (Abfall um 60dB) oder die Abklingzeit (Abfall um 30dB).

Die zweite wichtige Mittelungsart ist die **Blockmittelung**, die auch **lineare Mittelung** heißt. Was etwas verwirrend sein kann, weil ja auch die exponentielle Mittelung im Sinne der Systemtheorie eine lineare Operation (Filterung) ist. Bei der Blockmittelung gleitet ein Fenster der Dauer T über die quadrierten Daten, von allen Werten innerhalb des Fensters (des Blocks) wird der arithmetische Mittelwert gebildet. **Abb. 29** verdeutlicht die Unterschiede zur exponentiellen Mittelung. Entspricht die Mittelungsdauer T genau einem ganzzahligen Vielfachen der Periodendauer (im Beispiel 4), wird die Welligkeit völlig unterdrückt. Diese spektrale "Unterdrückungsfunktion", der Tiefpass-Frequenzgang, ist in **Abb. 30** dargestellt. Es ist üblich, die beiden Mittelungsarten dann als ähnlich zu bewerten, wenn ihre Energiebandbreiten übereinstimmen.

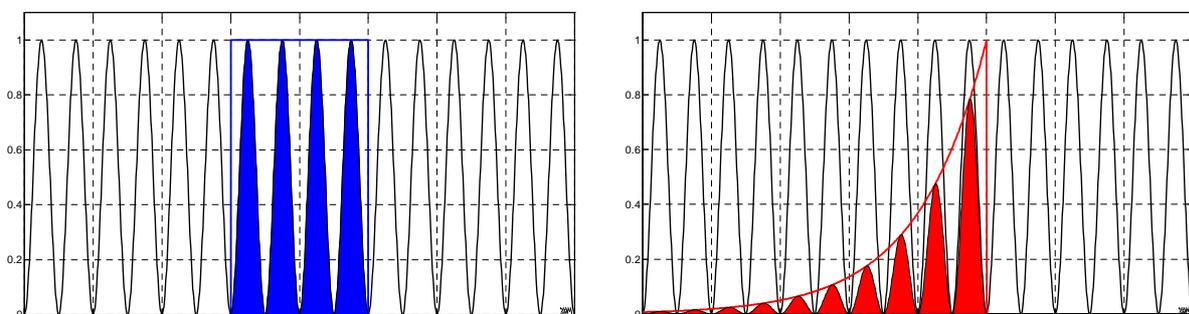


Abb. 29: Blockmittelung = lineare Mittelung (links), exponentielle Mittelung (rechts).

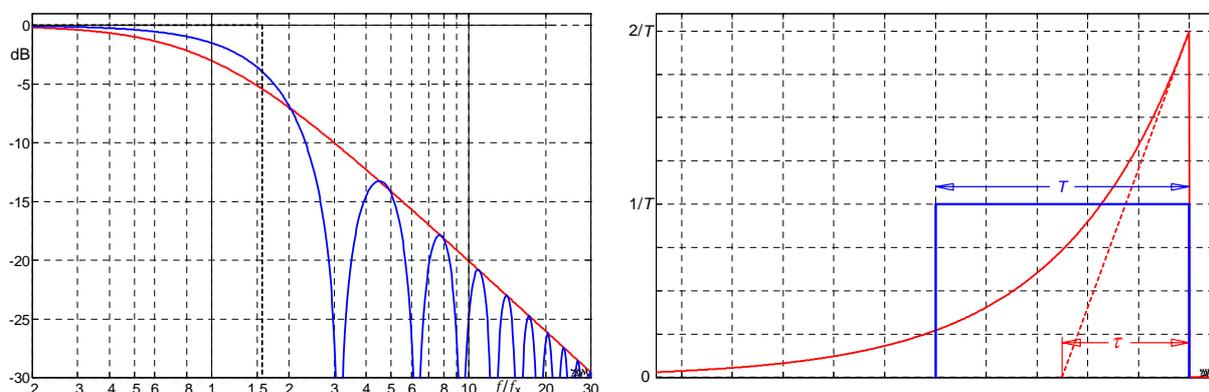


Abb. 30: Mittler-Frequenzgang, Frequenz auf f_x normiert; exponentiell (rot), linear (blau). Leistungsbandbreite (gestrichelt). Im rechten Bild sind die zeitlichen Bewertungsfenster der beiden Mittler dargestellt, $T = 2\tau$.

Die **Energiebandbreite** erhält man durch spektrale Mittelung des Energie-Frequenzgangs. D.h.: Den Betrag der Mittler-Übertragungsfunktion H bilden und diesen quadrieren; das ist der Energie-Frequenzgang. Diesen von $f = -\infty$ bis $+\infty$ integrieren, und durch den Funktionswert bei $f = 0$ teilen. Die Übertragungsfunktion ist die Fourier-Transformierte der (zeitlichen) Mittler-Fensterfunktion. Als Beispiel für den Blockmittler:

$$H = AT \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T}; \quad E = \int_{-\infty}^{\infty} (AT)^2 \frac{\sin^2(\pi f T)}{(\pi f T)^2} df = \frac{(AT)^2}{T}; \quad E(0) = (AT)^2; \quad 2B = \frac{E}{E(0)} = \frac{1}{T}$$

Die mathematische Bandbreite $2B$ beinhaltet auch den Bereich der negativen Frequenzen, die physikalische Bandbreite reicht von $0 \dots B$ (**Abb. 31**). Das gestrichelte Rechteck hat dieselbe Fläche wie die Fläche unter der Kurve (blau). Für die o.a. Ähnlichkeit der beiden Mittelungsarten gilt dann: $T = 2\tau$, die Höhe des exponentiellen Bewertungsfensters ist doppelt so hoch wie die Höhe der linearen Bewertungsfensters (**Abb. 30**, rechtes Bild). Details in [4].

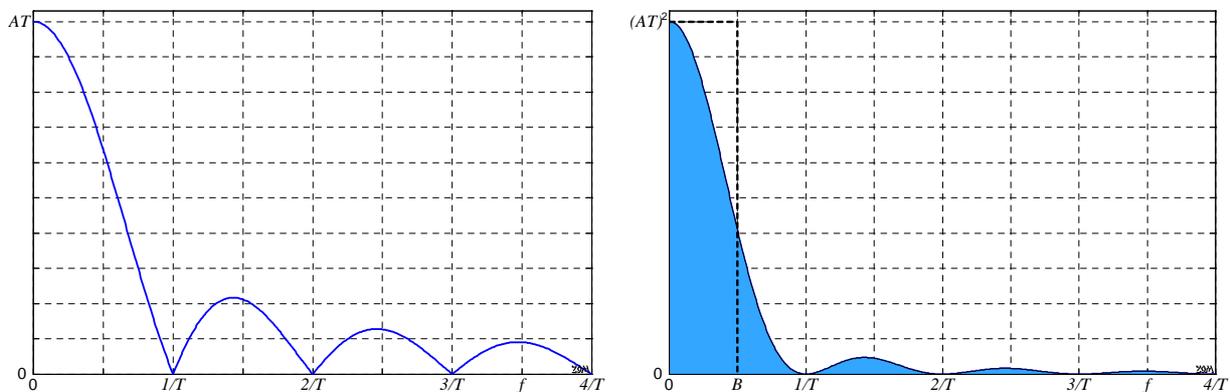


Abb. 31: Spektrum eines Rechteckimpulses der Breite T und der Höhe A (links). Rechts das quadrierte Spektrum und die Energie-Bandbreite B (gestrichelt).

Wenn die Mittelungszeit nicht wesentlich länger als die Signalperiode ist, beeinflusst die Phase das Ergebnis (**Abb. 32**). Bei der exponentielle Mittelung konvergieren die Fehler monoton gegen 0dB, bei der Blockmittelung pendelnd gegen 0dB. Wird z.B. ein Sinuston der Frequenz $f = 3\text{Hz}$ mit der Zeitkonstante FAST (125ms) gemessen, dann pendelt das Ergebnis zwischen einem um 0.8dB zu großen und einem um 1 dB zu kleinen Wert. Bei Messungen im Audiobereich ($f > 20\text{Hz}$) ist der Fehler folglich in den meisten Fällen unerheblich.

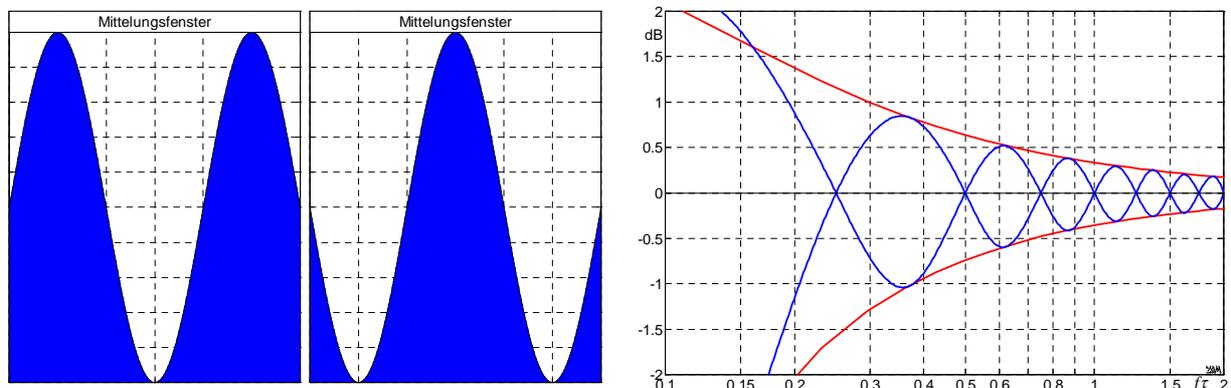


Abb. 32: Phasenabhängigkeit des Mittelwertes. Rechts die Fehlergrenzen: linear (blau), exponentiell (rot). Die Abszisse ist das Produkt aus Signalfrequenz und Zeitkonstante τ der exponentiellen Mittelung. $\tau = T/2$.

Pegelmessungen bei **Rauschsignalen** unterliegen anderen Gesetzen: Je schmalbandiger das Rauschen, desto langsamer schwankt das Signal (**Abb. 33**). Ein Mittler, der über eine feste Zeitspanne mittelt, wird folglich um so ineffizienter, je schmalbandiger das Rauschen ist.

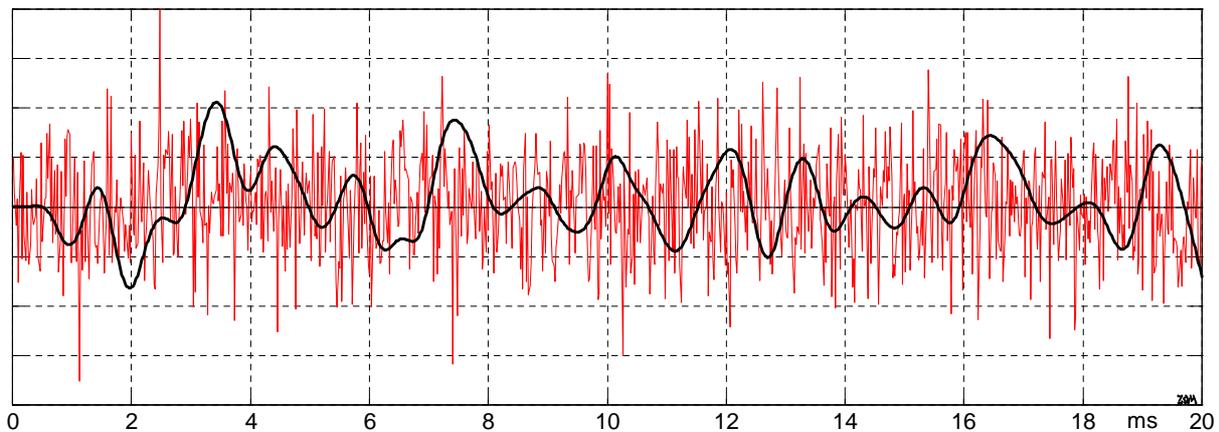


Abb. 33: Normalverteiltes Weißes Rauschen; 20kHz Bandbreite (rot), 1 kHz Bandbreite (schwarz).

Die folgenden Überlegungen beziehen sich auf **normalverteiltes Rauschen** [1, 4], das ist das für die Praxis wichtigste. Wenn die Momentanwerte normalverteilt sind, wie ist dann die Verteilung der quadrierten Momentanwerte? Nein, da muss nicht die Gaußglocke quadriert werden! Denn dann hätten ja negative Werte immer noch eine von null verschiedene Wahrscheinlichkeit, und das kann bei Quadraten nicht sein. Nach dem Quadrieren wird in einem Blockmittler summiert – dessen Ausgangswerte streuen chi-quadrat-verteilt (χ^2 -Verteilung). In **Abb. 34** sind im linken Bild 500 aufeinanderfolgende Mittelungs-Ergebnisse dargestellt. Gemittelt wurden 50-ms-Ausschnitte eines auf 1 kHz Bandbreite begrenzten normalverteilten Weißes Rauschens. Die Ergebnisse streuen um den Wert 1, ihre Häufigkeitsdichte ist im rechten Bild dargestellt. Die Berechnung dieser Chi-Quadrat-Verteilung wird schwierig, wenn die Anzahl der Elemente (Quadratsummen) groß wird. Deshalb verwendet man Näherungen wie z.B. die Gaußverteilung (oder ähnliche, siehe [1, 4]).

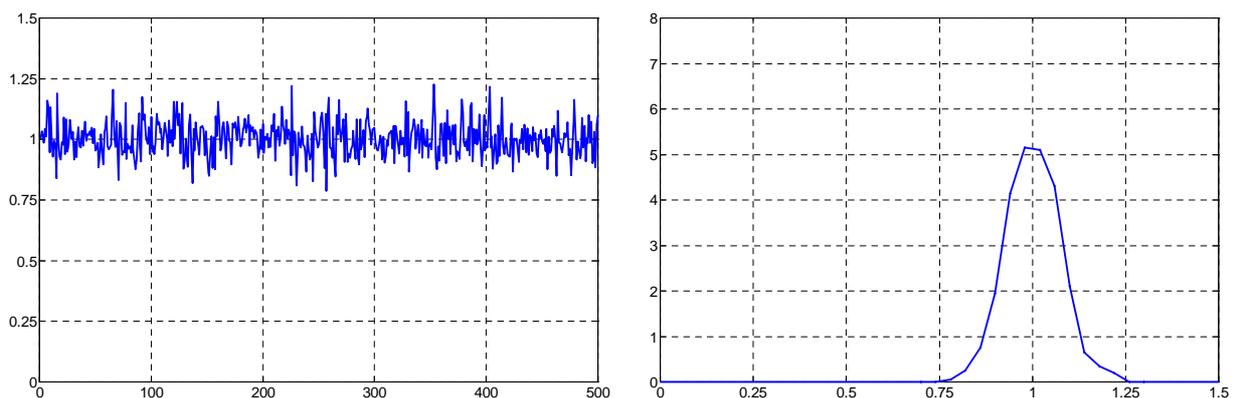


Abb. 34: 500 Effektivwertberechnungen zu einem 1-kHz-breiten Rauschen, Blocklänge = 50ms. Links ist die Zeitfunktion dargestellt, rechts deren Häufigkeitsdichte.

Halten wir nochmals fest: Die Momentanwerte normalverteilten Rauschens schwanken zufallsbedingt. Der für einen Datenblock (= Stichprobe) berechnete Effektivwert ist deswegen nicht konstant; auch er schwankt, und zwar chi-quadrat-verteilt. Je kleiner die Bandbreite des Rauschens und je kürzer die Mittelungszeit, desto größer ist die Schwankungsbreite des Block-Effektivwertes.

In **Abb. 35** ist im linken Bild nochmals die Häufigkeitsdichte aus Abb. 34 dargestellt, diesmal aber mit teils anderen Parametern (Bandbreite unverändert, Blocklänge 70ms, 4000 Messpunkte). Als Abszisse ist nun die dB-Abweichung vom Langzeit-Pegel dargestellt. Im rechten Bild ist die $\pm 2\sigma$ -Breite blau eingefärbt. Die **Standardabweichung** σ gibt die Streubreite an: Innerhalb des $\pm 2\sigma$ -Bereichs liegen ca. 95% aller Messwerte, das ist im Bild ungefähr ± 1 dB. Eine höhere Sicherheit bietet der $\pm 3\sigma$ -Bereich, in dem ca. 99.7% aller Messwerte liegen, im $\pm \sigma$ -Bereich sind es nur ca. 68% aller Messwerte.

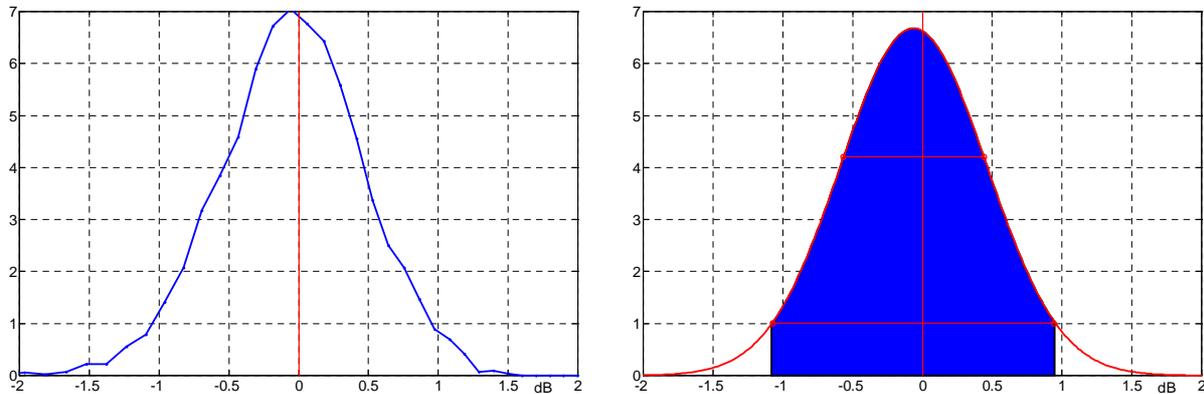


Abb. 35: Gemessene Häufigkeitsdichte (links), berechnete Wahrscheinlichkeitsdichte (rechts). Der Mittelwert der Verteilung liegt bei 0 dB, das Maximum leicht links davon.

Die Standardabweichung des auf den Langzeit-Effektivwert normierten Stichproben-Effektivwerts berechnet sich für normalverteiltes Rauschen zu: $\sigma_{dB} = 20 \lg(1 + 0.5/\sqrt{BT})$ dB. Hierbei ist T die Mittelungszeit, und B die Bandbreite.

Als Beispiel:

Bei 1-kHz-breitem **Tiefpassrauschen** und 70ms Mittelungszeit beträgt $\sigma_{dB} = 0.5$ dB.

Terzrauschen mit 1kHz Mittenfrequenz hat eine Bandbreite von 232Hz. Misst man dessen Pegel mit 0.3s Mittelungszeit, liegen 95% aller Messwerte innerhalb ± 1 dB.

Terzrauschen mit 50Hz Mittenfrequenz hat eine Bandbreite von 11.6Hz. Misst man dessen Pegel mit 30s Mittelungszeit, liegen 95% aller Messwerte innerhalb ± 0.2 dB.

Wie man sieht, können auch lange Mittelungszeiten nötig werden. Die bei Schallpegel-Messgeräten häufig vorgesehenen Mittelungszeiten FAST (125ms) und SLOW (1s) sind also nur eine Minimalausstattung – komfortable Messgeräte bieten Wahlmöglichkeiten von 0.1s bis über 30s an. Und oft auch eine Umschaltmöglichkeit zwischen linearer und exponentieller Mittelung. Diese exponentielle Mittelung entstand ja als Kompromiss, weil insbesondere für tragbare Schallpegelmessgeräteeine echte Integration zu aufwändig gewesen wäre. Moderne Signalprozessoren können jedoch problemlos beide Mittelungen durchführen – wäre da ein linearer Mittler die bessere Wahl? **Abb. 36** vergleicht die beiden Mittelungsarten für $T = 2\tau$. Große Unterschiede entstehen, wenn der Abfall über einen großen Dynamikbereich betrachtet wird; dann stört u.U. das langsame Abklingen der exponentiellen Mittelung. Deshalb kann der linearen Mittelung durchaus der Vorrang gegeben werden – wenn nicht von einer Messvorschrift die exponentielle Mittelung gefordert wird.

In Abb. 36 ist die Mittelungsdauer kurz gegenüber der Signaldauer, dafür ist $T = 2\tau$ als Äquivalenz üblich. Bei kurzen Signaldauern (kurzen Impulsen) kann es hingegen zweckmäßig sein, $T = \tau$ als Äquivalenz anzusetzen.

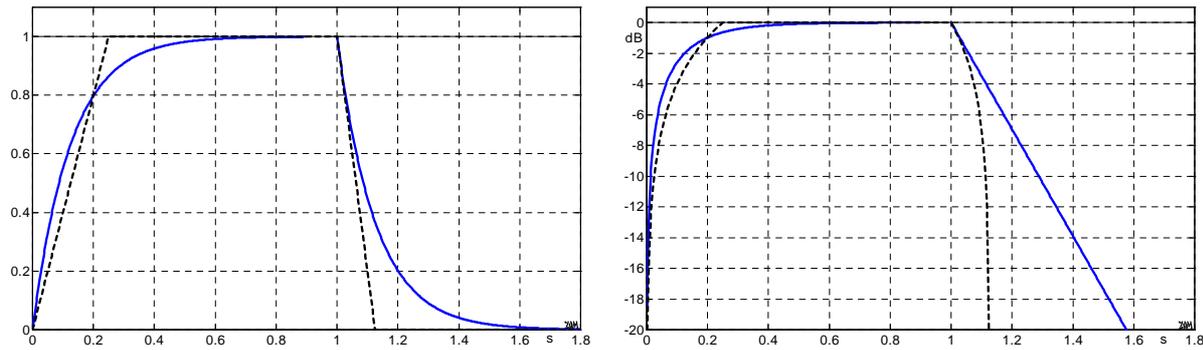


Abb. 36: Lineare (----) und exponentielle (—) FAST-Mittelung eines Rechteckimpulses; $T = 2\tau$.

Es sei daran erinnert, dass über viele Jahrzehnte die übliche Anzeige eines Effektivwertes auf einem **Zeigerinstrument** erfolgte. Bei Dauertönen spielt dabei die genaue Einhaltung der Mittelungszeit eine untergeordnete Rolle: Sogar bei 20Hz und FAST-Mittelung sind die Pegel-Schwankungen unbedeutend, und bei höheren Frequenzen überhaupt nicht mehr wahrnehmbar (Abb. 32). Bei Impulsen oder Signalen mit zeitvarianten Pegeln hat die Mittelungsdauer natürlich schon einen Einfluss auf die Anzeige – da ist aber auch das Zeitverhalten des Anzeigeinstrumentes zu berücksichtigen! Denn seine mechanische Resonanzfrequenz und die dazugehörige Dämpfung bestimmen auch, wie schnell der Zeiger Änderungen folgen kann. Es überrascht deshalb nicht, wenn die *elektrisch* vorgenommene Mittelung mit auf den ersten Blick zu kurzen Mittelungszeiten arbeitet – die Instrumententrägheit verzögert den Zeigerausschlag ja ebenfalls. Und genau aus diesem Grund waren die einschlägigen Normen auch ziemlich "gnädig" und legten bei der Bewertung der Mittelungsdauer eher weite Grenzen an.

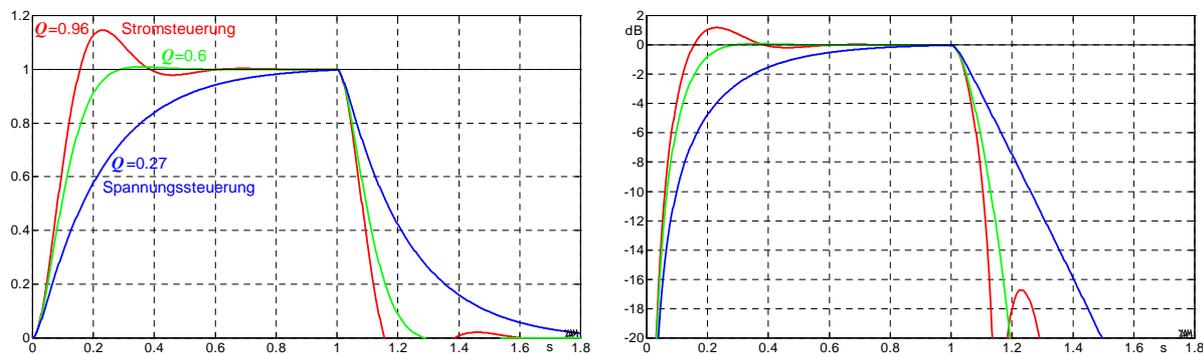


Abb. 37: Sprungantworten eines Drehspulinstruments, unterschiedliche Resonanzbedämpfungen.

Die dynamischen Eigenschaften eines Drehspulinstrumentes werden von einer Masse, einer Feder, und einem mechanischen Dämpfungswiderstand bestimmt. Über Analogiebetrachtungen [5] gelangt man zu einem Ersatzschaltbild (**Abb. 38**), dessen Elemente mit zwei einfachen Messungen bestimmbar sind (Zeigerausschlag im Bereich 0.1 – 10Hz für Strom- und Spannungseinprägung messen). Wegen der elektromechanischen Kopplung wird der Zeiger nicht nur mechanisch (r), sondern auch elektrisch bedämpft (R_{Σ}); dadurch kann das Einschwingverhalten mit einem Vorwiderstand R_V optimiert werden. Sowohl Spannungs- als auch Stromsteuerung sind ungünstig, optimal ist $Q \approx 0.6$. $R_{\Sigma} = R_V + R_{Cu}$; $R = R_{\Sigma} // r$.

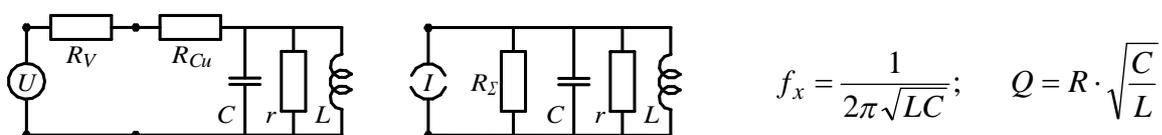


Abb. 38: Zwei Ersatzschaltungen für das Drehspulinstrument [5]. $R_{Cu} = 90\Omega$, $r = 230\Omega$, $C = 260\mu\text{F}$, $L = 15\text{H}$.

Wäre die Instrumentenmechanik die einzige Trägheitsquelle, so ergäbe sich der optimale Vorwiderstand zu ungefähr $288\ \Omega$. Die Mittelung soll aber gar nicht über die Effektivspannung erfolgen, sondern über die Spannungsquadrate (nach der Parabel). Und damit liegen, so man ein trägheitsbehaftetes Anzeigement verwendet, zwei Mittler in Serie – mit einem Radizierer dazwischen. Beim Wahrman-Detektor ist die Situation wieder anders: Er verzichtet ja auf einen Radizierer und erzeugt den Effektivwert direkt. Hierzu muss jedoch das die Parabel verschiebende Rückkopplungssignal bereits gemittelt sein. Und genau aus diesem Grund ist in Abb. 22 ein Kondensator im Ausgang eingezeichnet. Bei der FAST-Mittelung hat er $3.3\ \mu\text{F}$, bei SLOW $47\ \mu\text{F}$. Bei FAST arbeitet dieser Kondensator mit der Instrumententrägheit zusammen, bei SLOW kann das Instrument nicht mehr viel beitragen – deshalb wird hier noch eine RC-Reihenschaltung ($1\ \text{k}\Omega$ und $68\ \mu\text{F}$) parallel zum Instrument geschaltet. Man sieht: für eine zeitrichtige Anzeige muss eine individuelle Optimierung der Mittler-Schaltung erfolgen. Und wenn keine Instrumententrägheit beteiligt ist, wie z.B. am "DC-Output" des B&K-Schallpegelmessers Typ 2209? Oder des Messverstärkers Typ 2609? Da würde man eine exakte FAST- bzw. SLOW-Mittelung erwarten, und beim 2209 steht sogar explizit: *"Am DC-Output steht eine zum Zeigerausschlag proportionale Spannung zur Verfügung."* Nein! Der DC-Ausgang bekommt z.B. von der Zuschaltung der RC-Reihenschaltung rein gar nichts mit (weil das DC-Ausgangssignal noch vor der RC-Zuschaltung abzweigt). Etwas präziser äußert sich das 2609-Manual: *"Die Mittelungszeit des DC-Outputs beträgt ca. 60ms und ist unabhängig von der Stellung des Schalters SLOW-FAST."* Eine dem Effektivwert entsprechende Gleichspannung, die auch mit richtiger Mittelung erzeugt wurde, war erst bei etwas teureren B&K-Geräten verfügbar (Preise 1990: **2609** = DM 5.373.-, **2610** = DM 11.112.-^{*}).

Das war der Nachteil des Wahrman-Detektors: Weil die Effektivwertbildung nicht über das echte RMS-Prinzip erfolgt, ist die Mittelung nicht ganz exakt. Das stört nicht bei Sinus-Dauertönen (bei denen man gar keinen Wahrman-Detektor bräuchte), und auch nicht bei Dauertönen mit hohem Crestfaktor (für die er entworfen wurde). Bei kurzen Impulsen aber geht die Effektivwert-Mittelung in eine Betragsmittelung über (solange der Kondensator noch nicht richtig geladen ist, kann keine Rückkopplung stattfinden). Der Vorteil des Wahrman-Detektors: Keine Probleme bei Signalen mit hohem Crestfaktor. Brüel&Kjaer gibt z.B. für den 2209 den Messfehler wie folgt an:

Instrumentenanzeige (dB _{Full Scale})	Crestfaktor		
	kleiner als 10	10 – 20	20 – 40
-20 bis -12	± 1 dB	± 1.5 dB	± 2 dB
-12 bis 0	± 0.5 dB	± 1 dB	± 1.5 dB

Für ein Gerät aus den 70er-Jahren ist das schon sehr in Ordnung. Preis 1983: DM 7.078.-.

^{*} DM 1.000.- (1990) entsprechen ca. €800.- (2017).

Spektrale Bewertungsfilter

Einerseits sollen Spannungsmessgeräte in einem möglichst großen Frequenzbereich arbeiten, um für alle Fälle gerüstet zu sein. Andererseits können neben dem zu messenden Signal aber auch Störsignale vorhanden sein, die nicht mitgemessen werden sollen. Und wenn z.B. eine Fremdspannungsmessung eine Bandbegrenzung auf 20 Hz – 20 kHz vorschreibt, ist alles außerhalb dieses Bereichs unerwünscht. Und dann gibt es noch die Fälle, in denen ein dem Gehörempfinden entsprechendes Ergebnis angezeigt werden soll. Nun ist aber das Gehör auf einen – aus Sicht der Messtechnik – eher kleinen Frequenzbereich beschränkt, und innerhalb dessen auch nicht bei jeder Frequenz gleich empfindlich. Um dieser Charakteristik Rechnung zu tragen, wurden unterschiedliche Filter und Bewertungsalgorithmen entwickelt. Die am weitesten verbreitete und einfachste Bewertung ist die **A-Bewertung**: Hierzu wird das zu messende Signal mit einem sog. A-Filter bewertet, von dessen Ausgangssignal der Effektivwert zu bilden ist. Das A-Filter ist international durch seine Teilfilter genormt: Zwei Hochpässe erster Ordnung (20.6Hz), ein Hochpass erster Ordnung (107.7Hz), ein Hochpass erster Ordnung (737.9Hz), sowie zwei Tiefpässe erster Ordnung (12.2kHz). Die in Klammern angegebenen Frequenz sind die Eckfrequenzen (Polfrequenzen). Der Frequenzgang dieses Filters ist in **Abb. 39** dargestellt.

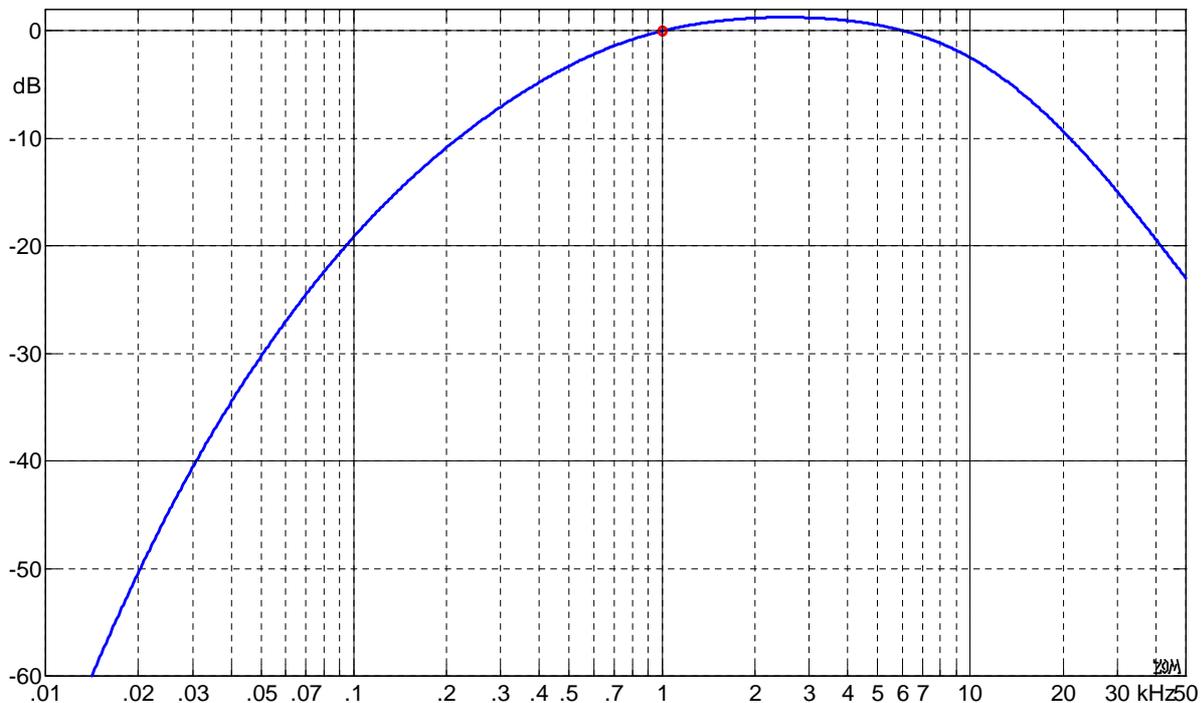


Abb. 39: Übertragungsfunktion des A-Filters. Absolutskalierung für 1 kHz \rightarrow 0dB.

Die Realisierung kann nach unterschiedlichen Kriterien erfolgen, **Abb. 40** zeigt eine Möglichkeit. Gleich zu Beginn senken die 107.7-Hz- und 737.9-Hz-Hochpässe die Tiefen ab, das hilft Übersteuerungen zu vermeiden. Die restlichen Filterpole werden mit dem zweiten OP realisiert, der Filterausgang wird dadurch niederohmig. Grundlage ist das Sallen-Key-Filter [2, 4].

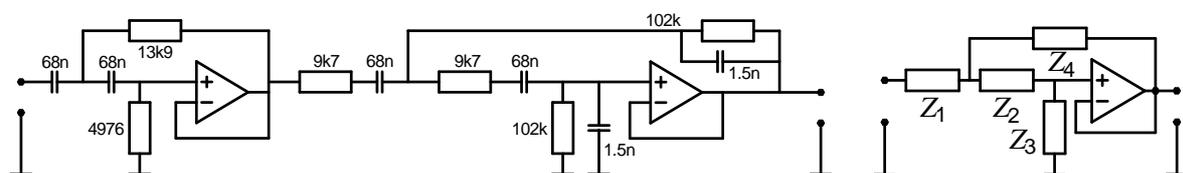


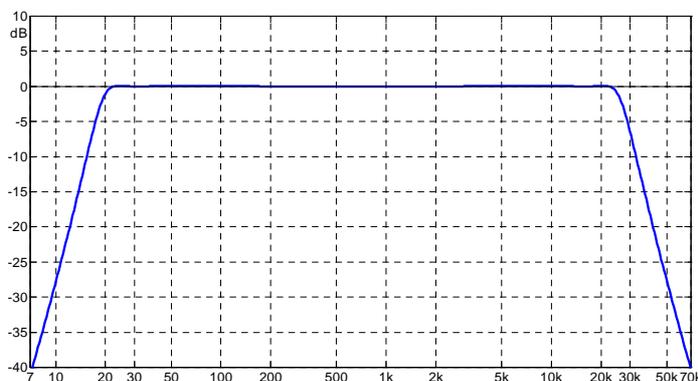
Abb. 40: Aktive Realisierung eines A-Filters. Rechts die Grundschaltung eines Sallen-Key-Filters [2 oder 4].

Die in Abb. 40 realisierte Sallen-Key-Variante verwendet einen voll gegengekoppelten OP. Die Übertragungsfunktion der Grundsaltung [2] ergibt sich dabei zu:

$$H = \frac{Z_4}{(Z_1 + Z_4) \cdot (Z_2/Z_3 + 1) + Z_1 \cdot (Z_4/Z_3 - 1)}$$

Bei Filtern höherer Ordnung gibt es immer mehrere Möglichkeiten, die Pole zu verteilen. Setzt man das Filter an den Eingang des Verstärkers, verringert sich das Risiko der Übersteuerung; sitzt es am Ausgang, wird das Filterrauschen abgeschwächt. Trennt man das Filter in einzelne Blöcke, die an verschiedenen Stellen der Verstärkerkette sitzen, kann die Dynamik optimiert werden – auf Kosten eines komplizierten Schalters oder diverser Relais. Realisiert man alle Filterpole in einem Block (wie in Abb. 39), reicht ein zweipoliger Umschalter, der Eingangsverstärker könnte aber übersteuert werden, ohne dass dies am Instrument angezeigt wird. Einen guten Kompromiss bieten die Trennkondensatoren, die zwischen den Stufen erforderlich sind. Schon am Eingang sollte ein Kondensator eine eventuell vorhandene Gleichspannung abtrennen (Abb. 6). Ohne A-Filter wird man ihn für eine niedrige untere Grenzfrequenz dimensionieren, bei A-Filterung könnte er – zusammen mit dem Eingangswiderstand – den 737.9-Hz-Hochpass übernehmen. Der 107.7-Hz-Hochpass könnte z.B. zwischen dem zweiten und dritten OP eingebaut werden, damit wäre das A-Filter auf die Schaltung nach dem ersten OP reduziert. Zu beachten ist, dass dieses Restfilter aus einer niederohmigen Quelle anzusteuern ist. Wenn eine gute Filtergenauigkeit gewünscht wird, sollten 1%ige Kondensatoren und 0.1%ige Widerstände verwendet werden. Als OP eignet sich z.B. der NE5532.

Neben dem A-Filter sind weitere Filter gebräuchlich: In der Lärmesstechnik das B-/C-/D-Filter, und bei Rauschmessungen eine steiflankige Bandbegrenzung auf 22.4Hz – 22.4kHz. Die etwas krummen Frequenzwerte sind Terzfilter-Grenzfrequenzen, es gibt auch die Variante 20Hz – 20kHz. Eine gute Filterwirkung hat z.B. ein Tschebyscheff-Filter 4. Ordnung. Mit einer Welligkeit von ± 0.05 dB entsteht im Durchlassbereich kaum ein Fehler, die Güten sind mit $Q_1 = 2.183$ und $Q_2 = 0.6188$ gut beherrschbar. Die auf die obere Grenzfrequenz normierten Tiefpass-Polfrequenzen sind $\Omega_1 = 1.153$ und $\Omega_2 = 0.7893$. **Abb. 41** zeigt hierzu den Frequenzgang. (Falls im Durchlassbereich eine monotone Approximation gewünscht wird, ist ein Butterworth-Filter zu entwerfen). Die angegebenen Bauteilewerte sind zur Orientierung gedacht. Je nach gewünschter Grenzfrequenz ist ggf. eine Frequenztransformation vorzunehmen. Bei den Widerständen wurden die nächstgelegenen Werte der E96-Reihe ausgewählt. Bei hohen Anforderungen an die Genauigkeit wird es nicht reichen, 1%ige Kondensatoren zu verwenden. In diesem Fall ist ein Abgleich des fertigen Filters vorzunehmen. Einen guten TK weisen Polycarbonat-Kondensatoren auf.



Tiefpass 4. Ordnung:

R1 = 13k3, R2 = 2k80, C1 = C2 = 1nF

R1 = 5k62, R2 = 14k7, C1 = C2 = 1nF

OP-Verstärkung $\nu = 2$

Hochpass 4. Ordnung:

R1 = 10k5, R2 = 28k7, C1 = C2 = 470nF

R1 = 4k87, R2 = 28k7, C1 = C2 = 470nF

OP-Verstärkung $\nu = 2$

Abb. 41: Bandbegrenzung mit Tschebyscheff-Hochpass und -Tiefpass, je 4. Ordnung. Details in [2 oder 4].

Der log-Verstärker

Anstatt das Signal zu quadrieren, könnte man es auch logarithmieren und das Ergebnis verdoppeln: $\log(x^2) = \log(x) \cdot 2$. Nach der einfachen Diodentheorie (Shockley) entspricht die Spannung am PN-Übergang dem Logarithmus des Stroms, und damit wird der Logarithmierer sehr einfach. Zu einfach – für genaue Messgeräte sind die Fehler problematisch. Da ist der Bahnwiderstand, der bei mittleren und höheren Strömen die Kurve verbiegt, da verzögern Speichereffekte ein schnelles Umladen bei höheren Frequenzen, und da ist die starke Temperaturabhängigkeit, die Stabilisierung und/oder Kompensation erfordert. Letztlich muss das Trio Genauigkeit, Pegel-Dynamik und Frequenzumfang optimiert werden. Und wenn da z.B. 0.2dB, 60dB und 1 Hz – 100kHz steht, wird es für den Dioden-Logarithmierer eng.

Enter: **The logarithmic amplifier**, bereits 1965 von Brüel&Kjaer beschrieben. Grundlage ist die Idee, dass der Logarithmus eines Produkts der Summe der Logarithmen entspricht. Die Logarithmuskurve kann also durch Überlagerung einzelner Teilstücke zusammengesetzt werden. Noch nicht direkt neu, das hat bei der Parabel ja auch funktioniert. Gegenüber jener hat der Logarithmus aber den Vorteil, degressiv zu verlaufen. Degressiv, begrenzt, wie bei einem übersteuerten Verstärker. Das war die Idee: Man addiert einfach die Ausgänge unterschiedlich stark übersteuerten Verstärker. Und wenn man diese kapazitiv koppelt, entledigt man sich auch gleich aller Offsetprobleme.

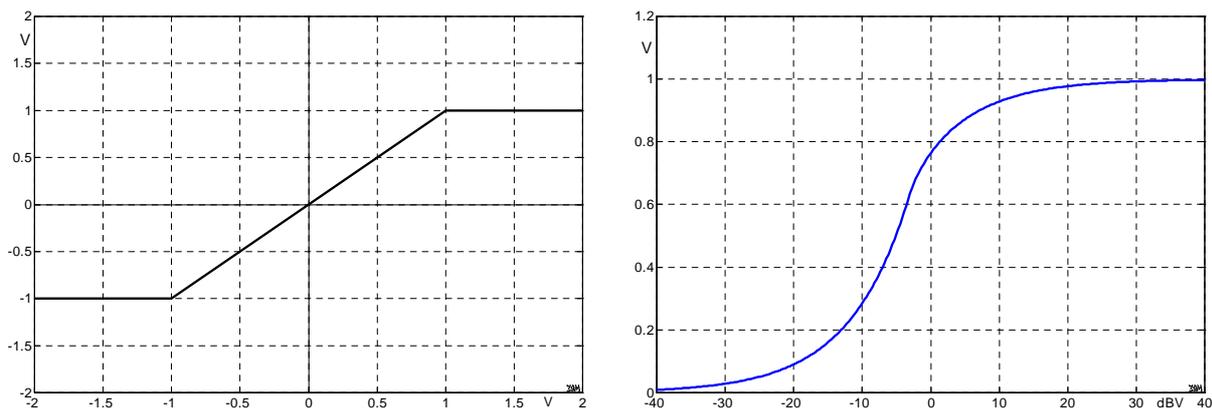


Abb. 42: Übertragungskennlinie (links), Betragsmittelwert bei Sinusaussteuerung (rechts).

In **Abb. 42** ist links die Übertragungskennlinie eines Verstärkers dargestellt; Eingangsspannungen, die betragsmäßig 1V überschreiten, werden begrenzt. Das rechte Bild zeigt über dem Eingangsspannungspegel den Betragsmittelwert der Ausgangsspannung. Das hat mit einer Logarithmierung, die ja eine Gerade ergeben müsste, noch nicht viel zu tun. Wenn man aber mehrere Verstärker unterschiedlich übersteuert, und die Betragsmittelwerte ihrer Ausgangsspannungen addiert, wird eine Logarithmuskurve approximiert (**Abb. 43**).

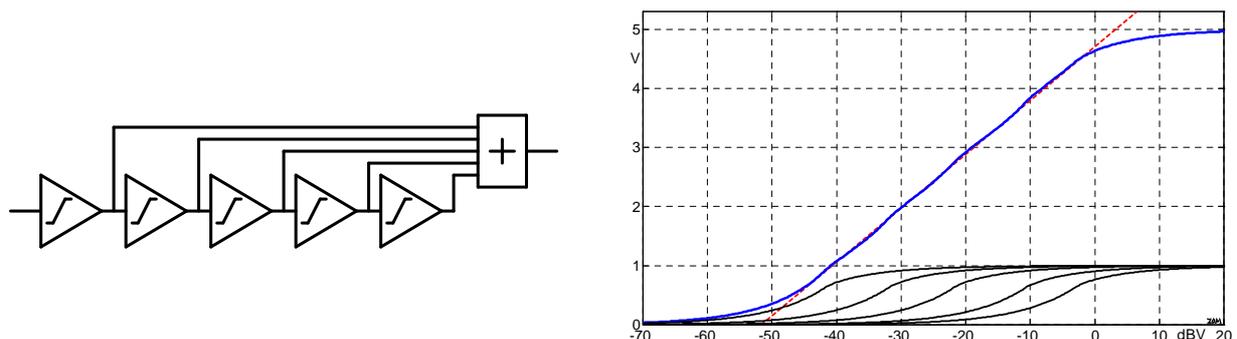


Abb. 43: Fünf kaskadierte Verstärker, Einzelkennlinien (schwarz), Summenkennlinie (blau), Sollverlauf (rot).

Im ersten Ansatz haben alle Verstärker die gleiche Verstärkung, z.B. $v = 3$. Bei der Überlagerung (blau) wird man jedoch leichte Abweichungen von der Sollkurve (rot) bemerken, die sich ein Stück weit durch kleine Verstärkungsmodifikationen verringern lassen. In **Abb. 44** ist eine verbesserte Variante dargestellt: 6 begrenzende Verstärker mit optimierten Daten. Damit ist ein Dynamikbereich von 57dB mit nur ± 0.2 dB Fehler erreichbar.

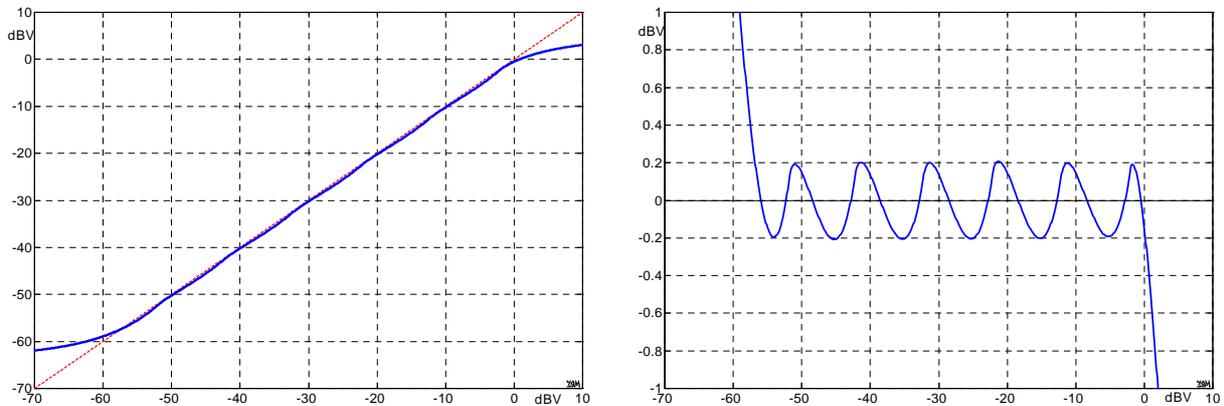


Abb. 44: Ein aus 6 Verstärkern zusammengesetzter Logarithmierer; Kennlinie (links), Abweichung (rechts).

Bei der Addition der begrenzten Signale ist zum einen zu beachten, dass keine störenden Phasendrehungen auftreten – die untere Grenzfrequenz der Stufenkopplung muss niedrig sein. Zum anderen ist der Wert, auf den die Amplituden begrenzt werden, mit hoher Präzision einzuhalten. Bei nur 1% Abweichung erhöht sich der Logarithmusfehler bereits auf ± 0.45 dB. Mit den heute verfügbaren integrierten Schaltkreisen und 0.1%-igen Widerständen ist eine derartige Präzision gut erreichbar. Dass Brüel&Kjaer aber bereits 1965 mit vergleichbarer Genauigkeit unterwegs war, bestätigt wieder einmal deren damaliges Know-how. Das wurde ja mit Germanium-Transistoren erreicht! Und 13 Trimm-Potentiometern. **Abb. 45** zeigt einen Ausschnitt aus der Original-Schaltung. Das Verstärkerelement ist jeweils ein einziger Legierungs-Transistor (Ge), dessen Arbeitspunkt mit einem Trimm-Potentiometer eingestellt werden kann. Die Diode schützt die Basis vor zu großer Sperrspannung, der Elko koppelt die Wechselfspannung auf die nachfolgende Stufe. Die Ausgänge (im Bild rot) werden über einstellbare Widerstände summiert, und anschließend geglättet (gemittelt).

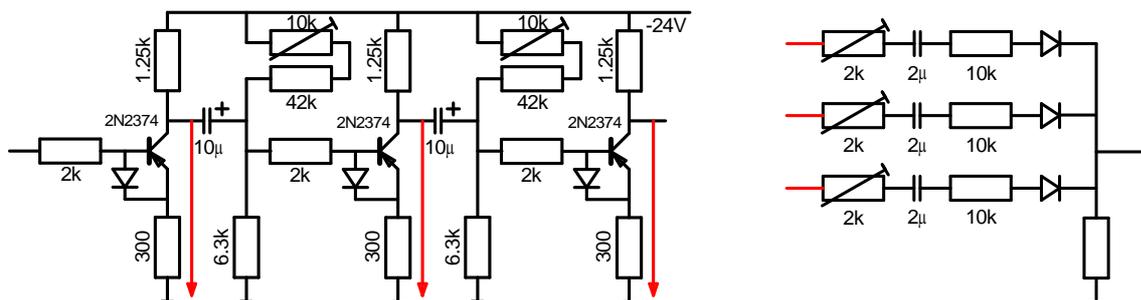


Abb. 45: Drei der sechs Begrenzer-Verstärker (Brüel&Kjaer 4709). Rechts der Summierer.

Die Logarithmus-Funktion ist nur für positive Werte (reell) definiert. Soll eine Wechselfspannung logarithmiert werden, muss folglich die Kurve mit einer nullpunktsymmetrischen Ergänzung erweitert werden, und außerdem in Nullpunktnähe durch eine Gerade ersetzt werden. Die o.a. Verstärkerschaltung macht das automatisch, bei einer Computersimulation muss hingegen die Erweiterung als zusätzliches Kurvenstück definiert werden. **Abb. 46** zeigt links einen derart logarithmierten Sinus, rechts nach erfolgter Vollweg-Gleichrichtung.

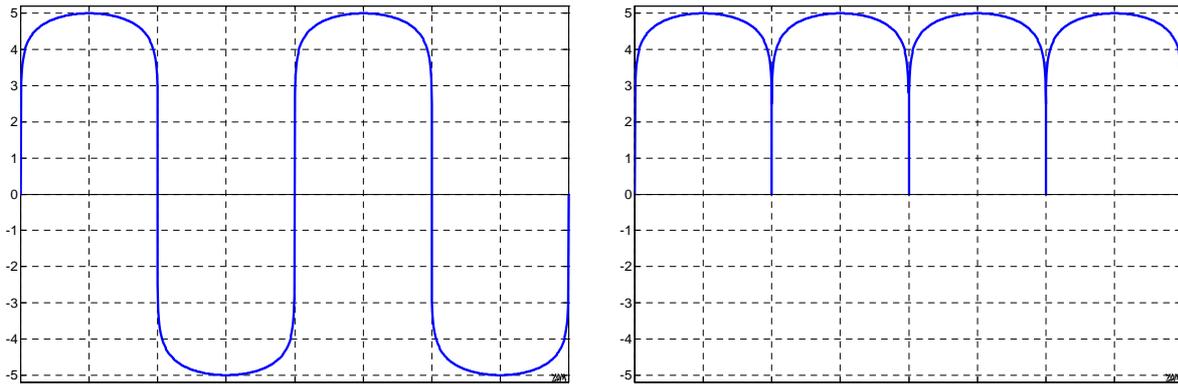


Abb. 46: Ein logarithmierter Sinus, rechts der Betrag. Spezielle Funktions-Erweiterung für $x \leq 0$

Wird nun die in Abb. 46 rechts dargestellte Kurve gemittelt, entsteht ein Zahlenwert für den Pegel. Und genau das war die Funktion im B&K-4709. Das war ein **Pegelbildgerät**, das Frequenzgänge auf einem Bildschirm anzeigen konnte. Frequenzgänge, mit einem **Sinus-Sweep** gemessen. Und nur mit einem Sinus! Denn nur dann funktioniert dieses Verfahren. Gemittelt werden ja nicht die Quadrate, sondern die Logarithmen. Ändert man die Kurvenform von Sinus auf Dreieck, müsste (bei gleichem Spitzenwert) der Pegel um 1.8dB abnehmen – tatsächlich nimmt er aber um 2.7dB ab. Noch deutlicher beim Rechteck: Sein Pegel sollte 3dB größer als der Sinuspegel sein, wäre bei diesem Messverfahren aber 6.3dB größer. Der hier vorgestellte log-Verstärker kann einen relativ großen Pegelbereich mit kleinem Pegelfehler verarbeiten, ist aber auf Sinussignale beschränkt. Beim Wahrman-Detektor ist das genau anders herum: Er kann Signale mit sehr großem Crestfaktor verarbeiten, sein Dynamikbereich ist aber relativ klein (gleichwohl für ein Zeigerinstrument voll ausreichend). Was noch fehlt ist also eine Schaltung, die nahezu beliebige Kurvenformen in einem großen Dynamikbereich verarbeiten kann.

Brüel&Kjaer 2607

Der Wahrman-Detektor ist von 1958, das Pegelbildgerät von 1965. Schon 1970 kommt die nächste Generation: Der Messverstärker 2607. Mit bis zu 60dB Dynamik, Crestfaktoren bis 5, und das alles im Frequenzbereich zwischen 2Hz – 200kHz. Immer bessere Daten, aber auch immer aufwändigere Schaltungen. **Abb. 48** zeigt einen Ausschnitt des 2607-Schaltplans: Das sind 37 Transistoren – nur für den Gleichrichter. Die Analyse wird erleichtert, wenn man die aktive Diode vereinfacht (**Abb. 47**). Liegt am Gate des ersten JFETs eine positive Spannung, stellt sich (wegen der Gegenkopplung) am Gate der zweiten JFETs dieselbe Spannung ein.

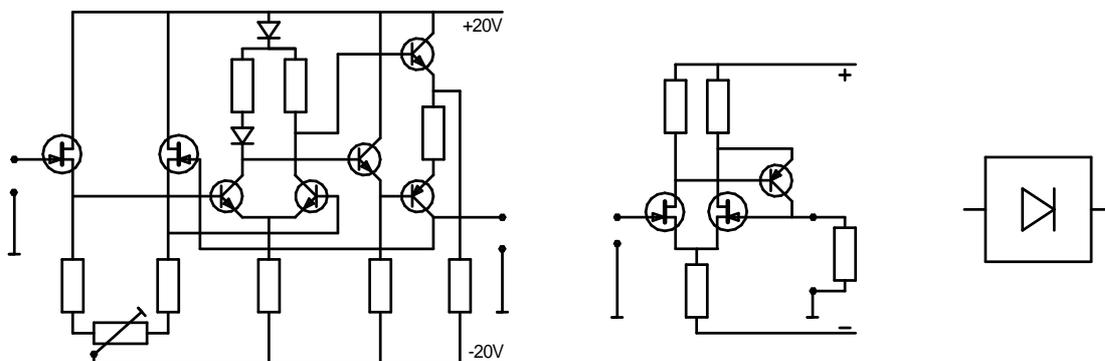


Abb. 47: Aktive Diodenschaltung [Brüel&Kjaer]; vereinfachte Ersatzschaltung; Blockschaltbild.

Liegt hingegen am Gate des ersten JFETs eine negative Spannung, sperrt der Ausgangstransistor, der Ausgang wird hochohmig. Das vereinfachte Ersatzschaltbild zeigt das Grundprinzip – in der realisierten Schaltung arbeiten die JFETs jedoch als Sourcefolger. Diese ideale Diode weicht von einer realen Diode in mehreren Punkten ab:

- Der Eingang (an der Anode) ist immer hochohmig;
- Der Ausgang (Kathode) bezieht seinen Strom vom Netzteil (und nicht vom Eingang);
- Die PN-Flussspannung ist fast null.

Brüel&Kjaer gibt den Arbeitsbereich mit "von wenigen mV bis 10V" an, die Dynamik ist somit größer als 60dB. Damit die Schaltung auch bis 200kHz funktioniert, sind noch zwei RC-Glieder (120pF, 120Ω bzw. 220Ω) eingefügt – sie sind in Abb. 47 nicht eingezeichnet.

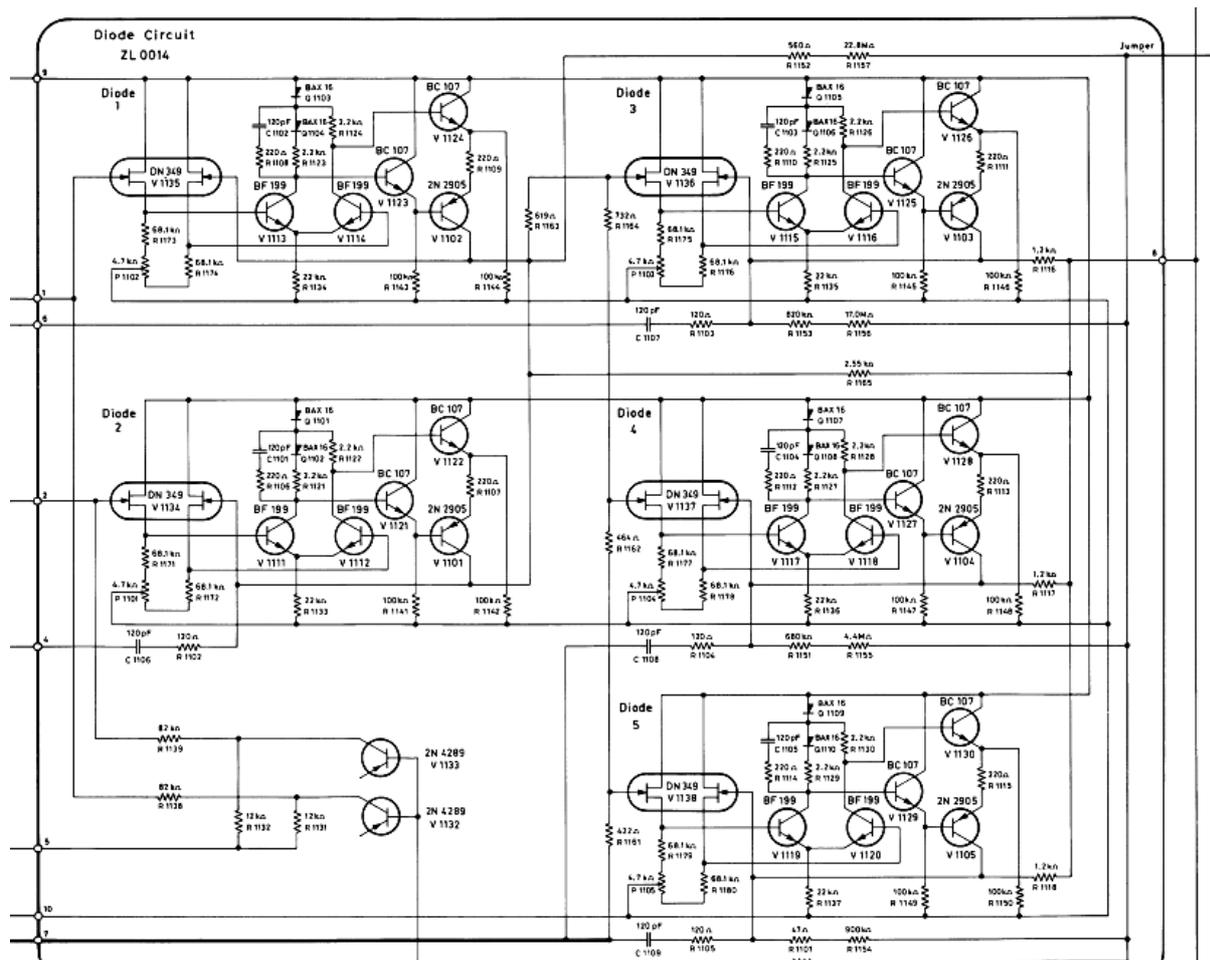


Abb. 48a: Der RMS-Gleichrichter des B&K-2607 [ArtekMedia].

Vereinfacht man die aktiven Dioden zu einem Blockschaltbild, gelangt man zu **Abb. 48b**. Das gleichzurichtende Signal wird nach einem Inverter in den ersten beiden Dioden vollweggleichgerichtet; danach geteilt, und – so scheint es zunächst – auf zwei Ausgänge gegeben (im Bild oben rechts). Erst wenn man die darauf folgende Stufe (ZL0013) genauer analysiert, erkennt man wieder den wohlbekannten **Wahrmann-Detektor**: Der untere Anschluss ist der Ausgang zum Mittler-Kondensator, der obere Anschluss ist der Rückkopplungszweig. Die beiden nur halb beschalteten Transistoren (V1132 und V1133) wirken als Dioden, sie sind für das oberste Geradenstück im Polygonzug zuständig.

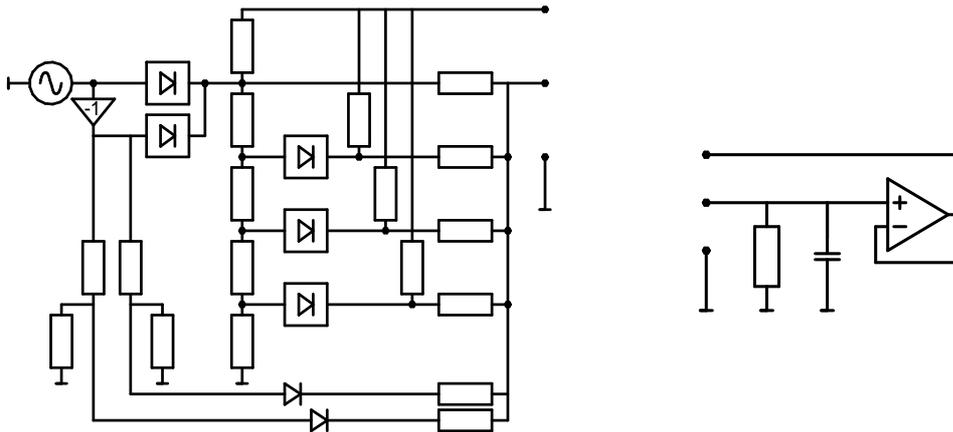


Abb. 48b: Der RMS-Gleichrichter (links), der Mittler (rechts).

Auch der Mittler (Abb. 49) ist mit seinen 35 Transistoren nicht gerade knapp bemessen, seine 9 verschiedenen Mittelungszeiten (0.1s bis 100s + FAST) lassen sich per Fernsteuerung umschalten – deshalb die vielen Transistoren. Letztlich handelt es sich aber "nur" um eine umschaltbare Kapazität und einen Impedanzwandler. Mehrere Baugruppen des 2607 verwenden den mit DN349 bezeichneten Doppel-JFET. Die Datenlage hierzu ist dürftig, möglicherweise ist DN349 eine interne Bezeichnung. Die beiden N-Kanal-JFETs sitzen in einem gemeinsamen TO-71-Gehäuse, das garantiert gleiche Temperatur und somit geringen Offset. Zumindest einer dieser Doppel-JFETs sitzt sogar in einem temperaturgeregelten Ofen (NTC R881). Bei einer Ersatzbeschaffung (z.B. über Mouser.de) ist zu berücksichtigen, dass beim JFET der TK eine Nullstelle aufweist [3], dort liegt der optimale Arbeitspunkt.

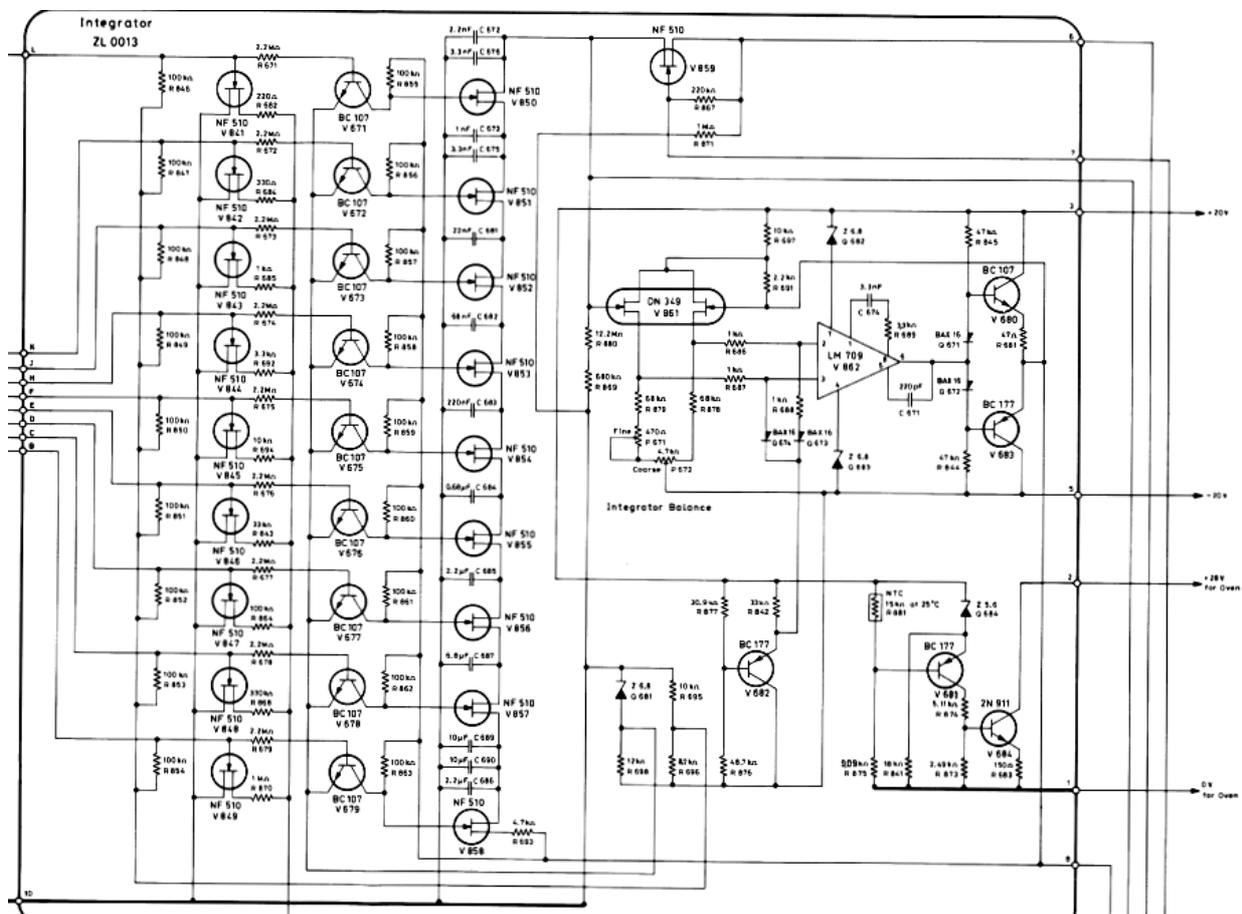


Abb. 49: Der Mittler des B&K-2607 [ArtekMedia].

Das im Mittel geglättete Signal geht zum Instrument – entweder auf direktem Weg, oder über einen Logarithmierer, der eine pegellineare Darstellung ermöglicht (**Abb. 50**). Die hierzu verwendete Schaltung (**Abb. 51**) ist für B&K-Verhältnisse relativ einfach: In der ersten Hälfte des Doppeltransistors wird logarithmiert, der Rest dient nur zur Temperaturkompensation.

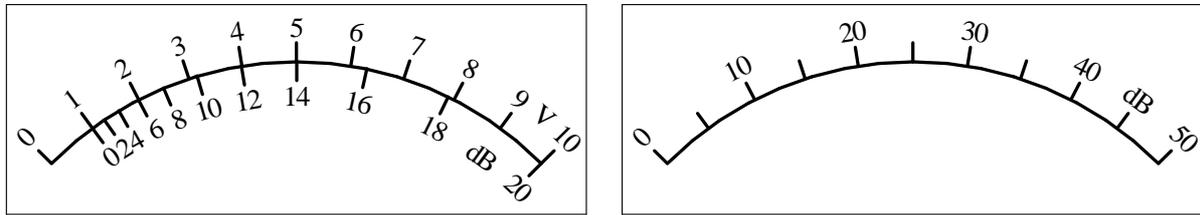


Abb. 50: Spannungslineare (links) und pegellineare (rechts) Instrumentenskala.

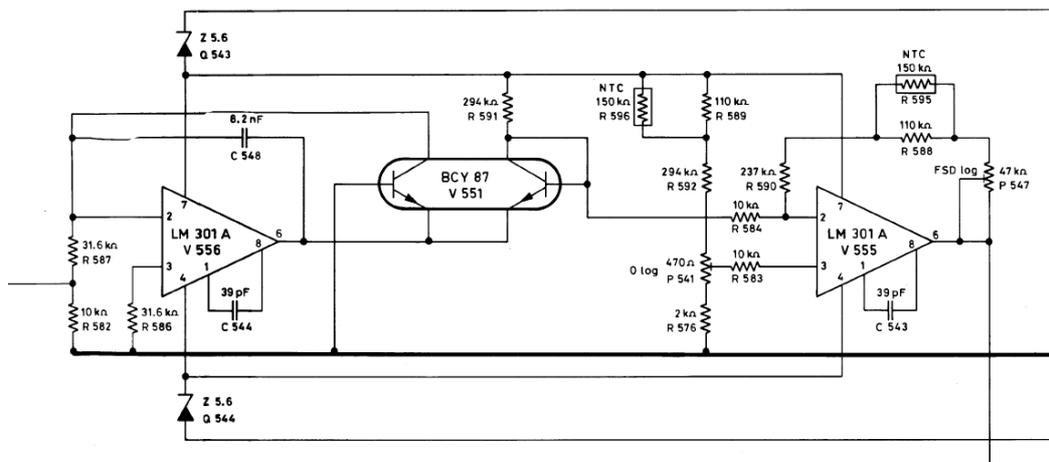


Abb. 51: Der lin/log-Verstärker des B&K-2607 [ArtekMedia]; Spannungsversorgung mit $\pm 20V$.

Es würde zu weit führen, hier alle Features des B&K-2607 im Detail aufzuführen. Einschaltbares A-, B-, C- oder D-Filter, je ein steilflankiger Hoch- und Tiefpass (22.4Hz / 22.4kHz), verschiedene Peak- und Impulse-Anzeigen, teilweise fernsteuerbar, AC- und DC-Output. Der Aufbau ist noch mit großen, gut handhabbaren Bauteilen durchgeführt, das Service-Manual übersichtlich und ausführlich. Bei Bedarf kann es sich also lohnen, ein Gebrauchtgerät zu erwerben (€200.- bis 500.-). Profunde Reparaturkenntnisse sollten allerdings vorhanden sein. Denn trotz der allgemein bekannten Qualität und Langlebigkeit: Bei 40 Jahre alten Geräten erreichen Bauteile so langsam ihre Lebensdauergerne und fallen aus.

Brüel&Kjaer 2609

Das Brüel&Kjaer-Millivoltmeter 2609 war die "Billig-Ausgabe", sofern man diesen Begriff bei immerhin DM 5.373.- zulässt. Das Gerät ermittelt den echten Effektivwert, aber nur für Crestfaktoren bis etwa 3. Das reicht, um die damals geltende IEC 651 zu erfüllen, und man fragt sich anhand der schlichten Schaltung (**Abb. 52**), warum das die Wettbewerber, die den AVG als Basis nehmen, nicht auch hinbekommen haben.

Der erste OP wirkt als einfacher Einweggleichrichter, der zweite als Differenzverstärker, beide zusammen als Vollweggleichrichter. Die kleinen Kapazitäten, die im vereinfachten Schaltbild nicht gezeichnet wurden, sind erforderlich, damit die Schaltung bis über 20 kHz funktioniert. Der Kondensator an Pin 1 des LM301 bewirkt eine "Feed-Forward-Compensation", wie im LM-301-Datenblatt angegeben. Das Besondere ist die Mittler-Schaltung, die aus nur drei Widerständen, einem Kondensator und einem OP besteht. Das ist "Wahrman-light", funktioniert aber nicht schlecht, solange der Crestfaktor nicht zu groß wird (Abb. 76). Zur Berechnung nimmt man die Spannung am Kondensator als näherungsweise konstant an. Ein Ladestrom fließt dann nur, wenn die Spannung am Gleichrichterausgang betragsmäßig größer als U_C ist. Das definiert den Knick im UI -Diagramm von Abb. 52. Entladen wird der Kondensator über R88, aber auch über den linken Zweig (R69 + R82), in summa also über 36 k Ω . Der Knick wandert mit der Aussteuerung mit, deshalb ist der Anzeigefehler bei unveränderter Kurvenform aussteuerungsunabhängig.

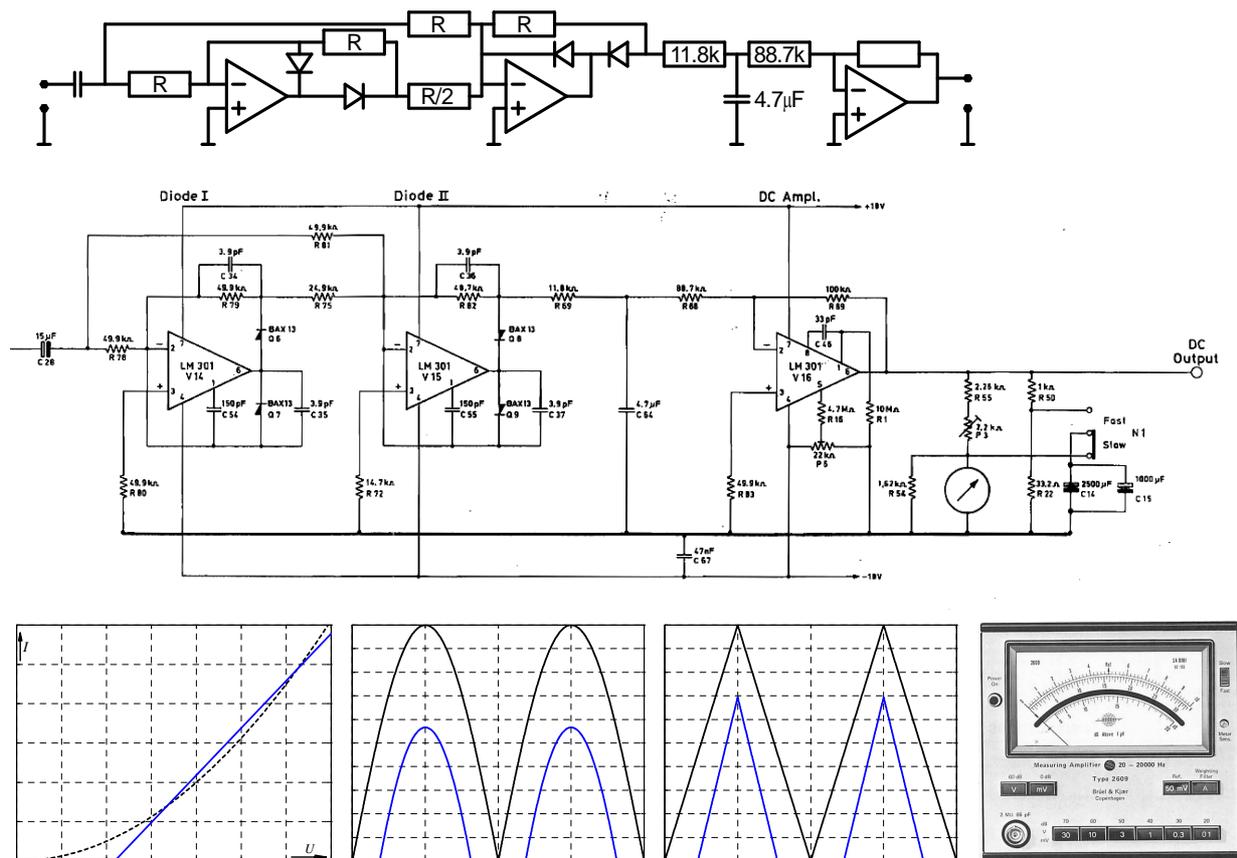


Abb. 52: Gleichrichter und Mittler des Brüel&Kjaer Millivoltmeters 2609, oben in vereinfachter Darstellung. Unten: Parabel vs. Knickkennlinie, Spannung (schwarz) und Ladestrom (blau) für Sinus und Dreieck.

Brüel&Kjaer 2610

Die Achtzigerjahre sind für Schaltungstechniker der goldene Herbst: Viele Schaltungen sind inzwischen ausgereift, und noch mit großen, handhabbaren Bauteilen realisiert. Widerstände im 10mm Rastermaß, ICs, die man ohne Pinzette fassen kann, 1mm Pinabstand statt 0.35mm, durchkontaktierte Leiterplatten statt "Tombstoning". Der Messverstärker B&K 2610 kommt aus dieser Ära, grün, gut, teuer. Zumindest damals, da musste man über 11.000 DM ausgeben. Heute kann man ihn für 1000 Euro bekommen, mit Glück auch für deutlich weniger. Die Daten können sich sehen lassen: Von $10\mu\text{V}$ bis 30V wird in 14 Bereichen ab 1Hz bis 200kHz gemessen, der Logarithmierer kann knapp 70dB Dynamik, mit Crestfaktoren bis zu 20. Da lohnt ein Blick in die Schaltung (**Abb. 53**).

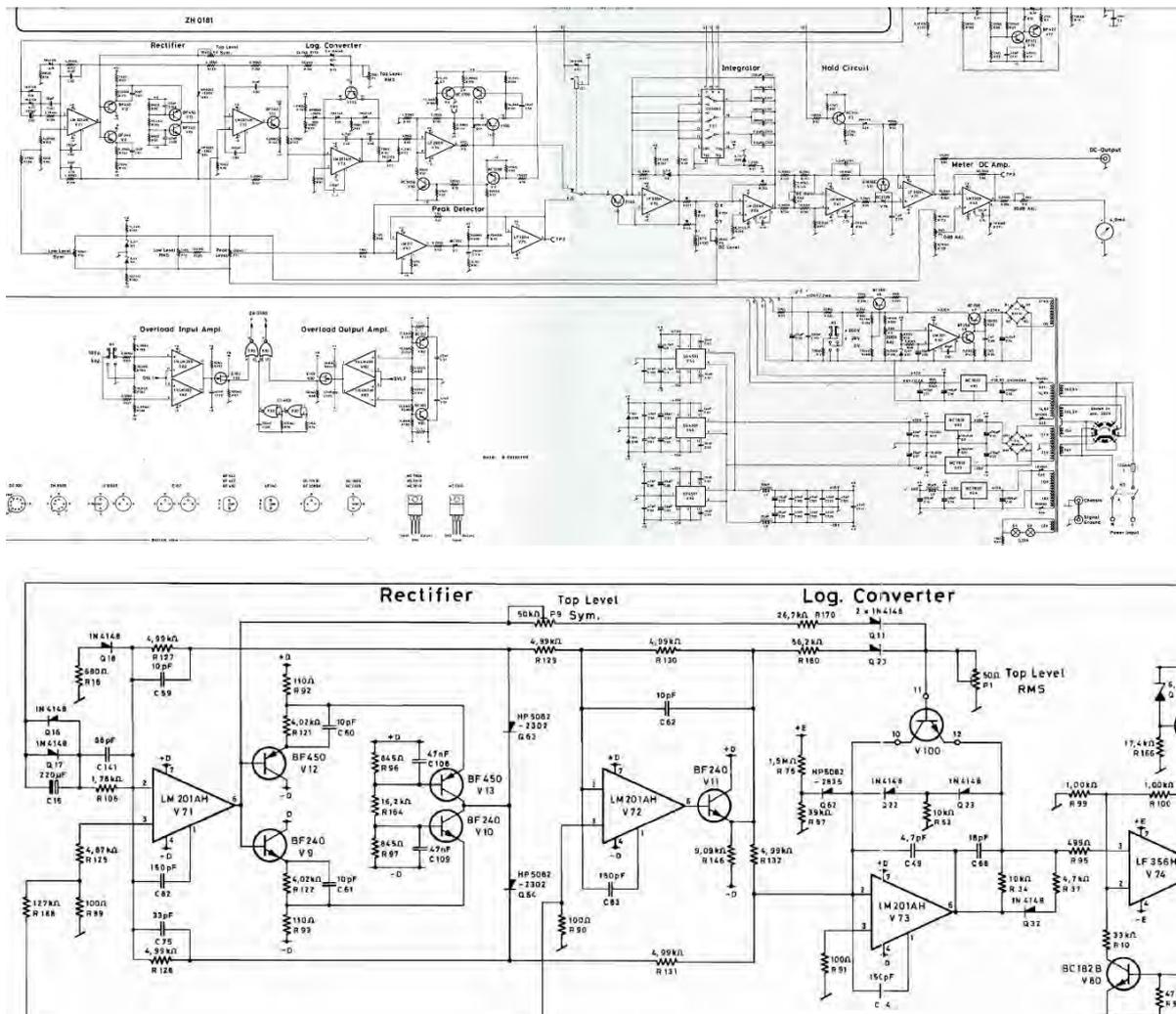


Abb. 53a: Die Schaltung des Brüel&Kjaer 2610 [Artekmanuals.com], Gleichrichter und Logarithmierer.

Auf einen (hier nicht gezeichneten) Vorverstärker folgt ein **Vollweg-Gleichrichter**. In der vereinfachten Grundschaltung (**Abb. 54**) werden in einem ersten OP die beiden Halbwellen separiert, und anschließend in einem Differenzverstärker zusammengesetzt. In dieser einfachen Form funktioniert das aber nicht über 70dB, deshalb hat B&K etwas mehr Aufwand betrieben. Die beiden Gleichrichterdioden steuert ein aus vier Transistoren gebildeter **OTA** an, und zusätzlich sind kleine Kapazitäten erforderlich, um bis 200kHz präzises und stabiles Arbeiten sicherzustellen. Summiert wird dann am Eingang von V73 (Stromsumme).

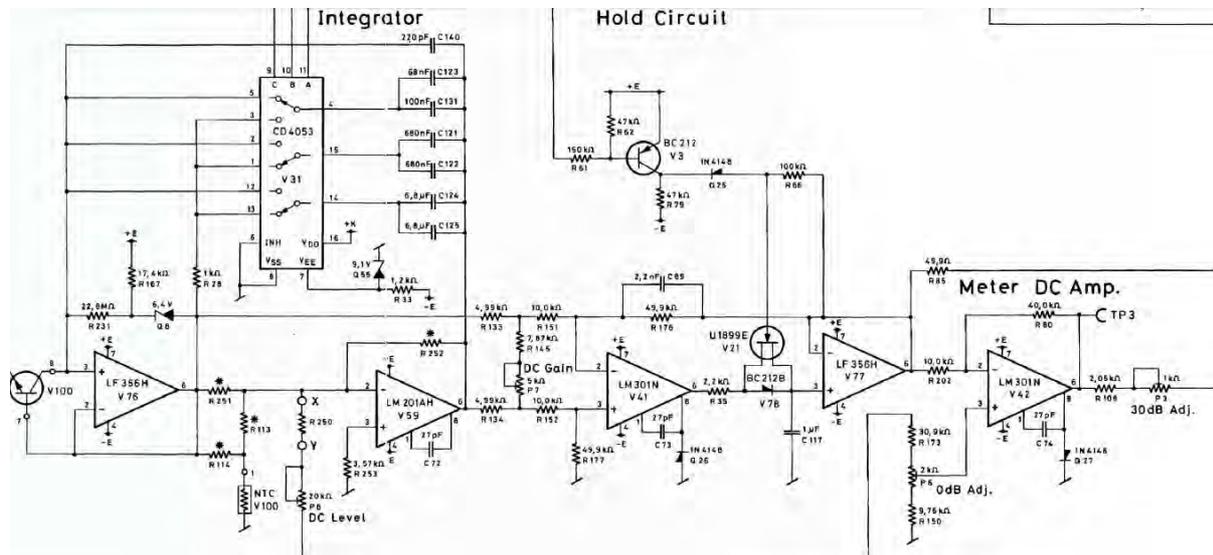
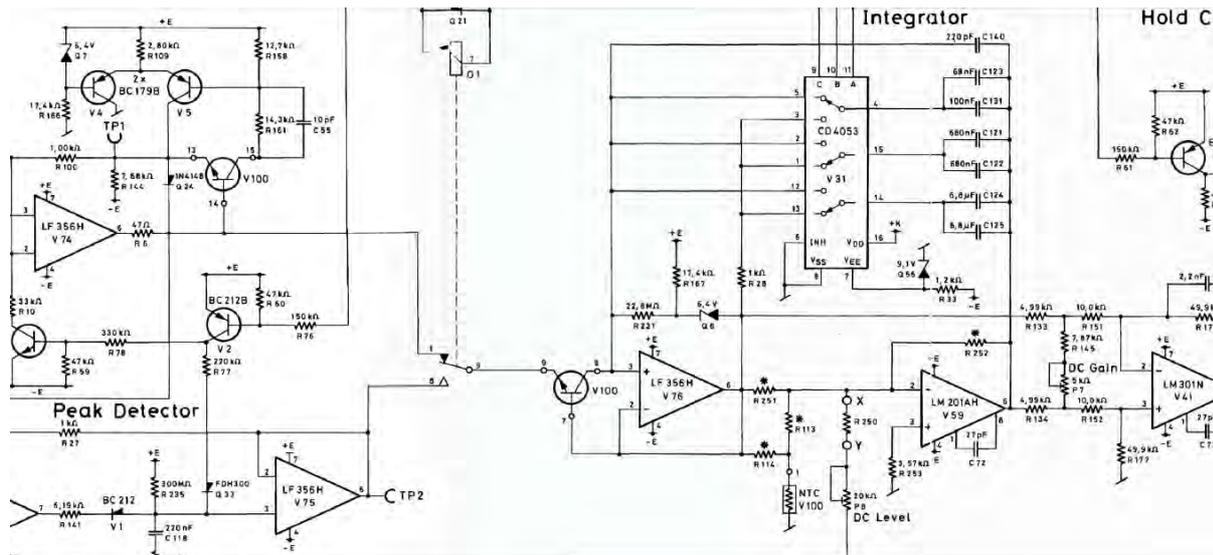


Abb. 53b: Die Schaltung des Brüel&Kjaer 2610 [ArtekManuals.com], Mittler und Halteschaltung.

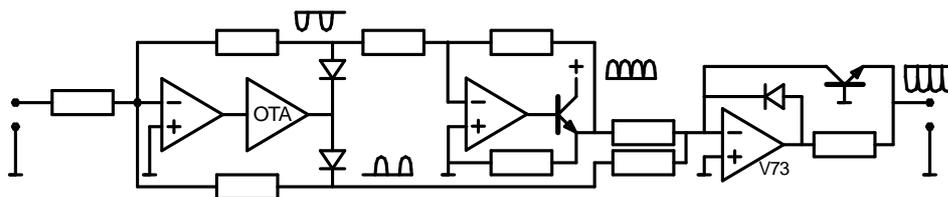


Abb. 54: Vollweg-Gleichrichter und Logarithmierer, vereinfacht.

Der **Logarithmierer** nutzt den exponentiellen Zusammenhang zwischen Basis/Emitter-Spannung und Kollektorstrom (Transistor bei V73). Auch diese vereinfachte Schaltung ist für den praktischen Betrieb zu ergänzen, weil vor allem die Temperaturabhängigkeit Probleme bereitet. B&K schaltet deshalb noch den V74 dazu, der mit einem weiteren Transistor eine Temperaturkompensation bewirkt. Die beiden Transistoren, im Schaltplan mit V100 bezeichnet, sitzen zusammen mit weiteren Bauteilen in einer Dickschichtschaltung, die vermutlich nur für B&K produziert wurde. Für Nachbauten nimmt man zweckmäßigerweise ein Transistorpaar oder ein Transistor-Array (z.B. Mouser.de). Auch komplette Logarithmierer-ICs kommen in Frage, wie z.B. der LOG112 (Texas Instruments) ... sofern sie noch produziert werden ...

Auf den Logarithmierer folgt der Mittler, und damit die Frage: wie kann ein gemittelter Logarithmus dem Effektivwert entsprechen? Gar nicht – bzw. nur bei reinen Sinustönen, siehe B&K Pegelbildgerät. Für den 2610 gibt B&K aber Crestfaktoren bis 20 an, woraus die Frage erwächst: sind das Werbe-Fantasien, oder ist das eine geniale Schaltung? Mal sehen:

Der Logarithmierer endet mit V74, danach geht es über einen Transistor zu V76. Dieser Transistor wirkt als Delogarithmierer, was zu der Vermutung führen könnte: \log , $\times 2$, delog , das bedeutet Quadrieren. Durch diesen Mittler entstünde somit der Mittelwert der Quadrate, d.h. die zweite Stufe der dreistufigen RMS-Berechnung. Aber: Direkt auf den Mittler folgt der DC-Ausgang, mit 100mV/dB. Die Spannung am DC-Ausgang entspricht dem *Pegel*, und das bedeutet: Das RMS-Signal müsste nochmals logarithmiert werden, doch ein weiterer Logarithmierer ist nicht vorhanden. Ganz entgegen sonstiger Gepflogenheiten gibt B&K zu dieser Schaltung keine Funktionsbeschreibung an, das muss jeder selbst enträtseln. Wie immer hilft dabei eine rigorose Vereinfachung (**Abb. 55**): Die Z-Diode Q6 und der 22.8-M Ω -Widerstand wirken als Stromquelle, die den Kondensator auflädt – soweit der Eingangstransistor das zulässt. Die Eingangsspannung U ist der negative Logarithmus der zu messenden gleichgerichteten Spannung. Ist deren Effektivwert konstant, liegt am Kondensator im Wesentlichen eine Gleichspannung, mit einer kleinen überlagerten Wechselfspannung. Möchte man diese Wechselfspannung mit in die Berechnung aufnehmen, entsteht eine nichtlineare Differentialgleichung – muss man nicht haben. Setzt man U_C als konstant an, fließt der von der Eingangsspannung erzeugte Wechselstrom komplett durch den Kondensator (die Stromquelle prägt einen *Gleichstrom* ein). Die am Kondensator entstehende Gleichspannung stellt sich dabei so ein, dass der Wechselstrom-Mittelwert null ist (nur dann ändert sich U_C nicht).

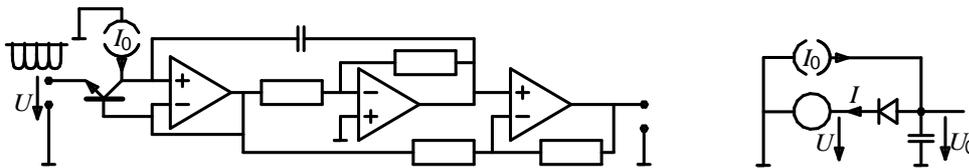


Abb. 55: Vereinfachtes Mittler-Schaltbild. Rechts wurde der Transistor durch eine Diode ersetzt.

Die folgende Berechnung verwendet den natürlichen Logarithmus, der Unterschied zum dekadischen ist nur eine Konstante. Spannungen und Ströme werden zunächst dimensionslos eingesetzt, um die Formeln übersichtlich zu halten. Die Shockley-Gleichung (ohne u_T) liefert:

$$I = A \cdot \exp(U_C - U) = A \cdot \exp(U_C) \cdot \exp(-U); \quad U = -2 \cdot \ln(|u|);$$

Der Betrag der zu messenden Spannung u wird logarithmiert und muss dann mit einem geeigneten Faktor skaliert werden, im Beispiel ist das -2 . Daraus folgt:

$$I = A \cdot \exp(U_C) \cdot \exp(2 \cdot \ln(|u|)) = A \cdot \exp(U_C) \cdot |u|^2$$

Der Mittelwert (Mean) von I muss gleich I_0 sein (durch C fließt kein Gleichstrom):

$$\text{Mean}(I) = A \cdot \exp(U_C) \cdot \overline{|u|^2} = I_0; \quad \exp(U_C) = I_0 / \left(A \cdot \overline{|u|^2} \right); \quad \text{und daraus}$$

$$U_C = \ln(I_0/A) - \ln(\overline{RMS^2}) = \ln(I_0/A) - 2 \cdot \ln(RMS)$$

Somit hängt die Kondensatorspannung vom Logarithmus des Effektivwerts ab, und genau das soll sie auch. Also: das funktioniert sehr gut, die Werbung hat nicht übertrieben.

Bei den o.a. Gleichungen müssen alle Spannungen, sofern man entnormiert rechnet, auf die Temperaturspannung $u_T (= 26\text{mV})$ bezogen werden. Die Konstante A ist der Transistor-Sperrstrom, der im wirklichen Leben aber gar nicht konstant ist: Sowohl A als auch u_T hängen ziemlich stark von der Temperatur ab. Deshalb enthält die Schaltung einen NTC-Widerstand, der – zusammen mit dem Transistor und vier weiteren Widerständen – in der Dickschichtschaltung sitzt. Der Rest ist dann wieder einfach: Ein Differenzverstärker (V41), eine Halteschaltung (C117), und der Verstärker für das dB-linear anzeigende Drehspulinstrument (30dB Anzeigebereich). In **Abb. 56** ist links der am Mittler-Eingang liegende Spannungsverlauf für Instrumenten-Vollauschlag dargestellt. Durch die Logarithmierung wird der Sinus arkadenförmig verbogen. Im rechten Bild ist der I_C - U_{BE} -Zusammenhang der speziellen Transistorbeschlaltung ($U_{CB} = 0$) dargestellt. Messungen an unterschiedlichen NPN-Transistoren (BF-258, BC-550, BC-546, BCY-66, 2N2222) ergaben Sperrströme* zwischen $I_S = 7...12\text{ fA}$. Die vollständige Shockley-Gleichung lautet damit: $I_C = I_S \cdot \exp(U_{BE}/26\text{mV})$.

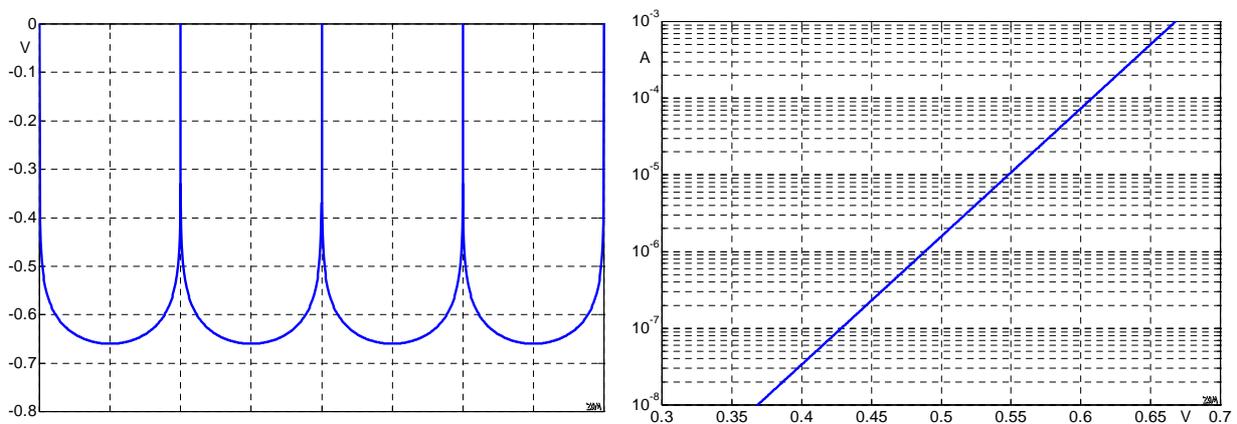


Abb. 56: Spannung am Mittler-Eingang des 2610 für Fullscale; rechts Messwerte I_C über U_{BE} .

Die erreichbare Messdynamik beträgt knapp 70dB (**Abb. 57**), der Frequenzbereich entspricht dem Datenblatt (**Abb. 58**). Auch Signale mit hohem Crestfaktor werden datenblattkonform angezeigt. Nur die FAST-Zeitkonstante überrascht: 9% zu klein! Das entspricht zwar gerade noch der angegebenen IEC-651 Class 0, sollte bei dem Preis aber nicht passieren. Dass im Gerät 10%-ige Kondensatoren verbaut werden, ist nachvollziehbar, dass die nicht selektiert bzw. abgeglichen werden, nicht. Jedoch ist genügend Platz, ein parallel-gelöteter 15-nF-Kondensator behebt das Problem.

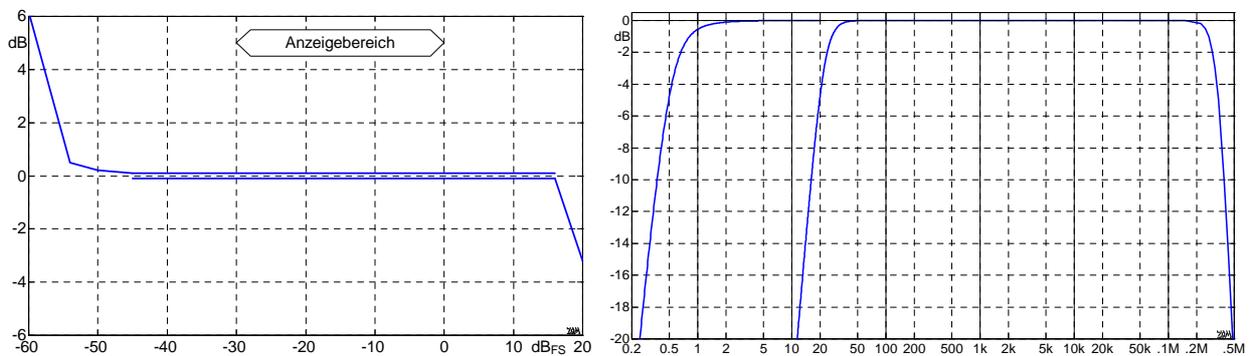


Abb. 57: Pegelfehler, gemessen am DC-Ausgang. Rechts der Frequenzgang, wahlweise mit 22.4-Hz-Hochpass.

* Gemessen bei $U_{CB} = 0$.

AMPLIFIER RESPONSE:**Measuring Ranges:**

10 μ V to 30V FSD with LED indication of particular meter range selected. 100 μ V to 300V with 10:1 Attenuator Probe ZC0016 supplied with 2636

Frequency Range (without filters):

2Hz to 200kHz (± 0.5 dB) – 2610 only

1Hz to 200kHz (± 0.5 dB) – 2636 only

10Hz to 50kHz (± 0.2 dB) – 2610:2636

Phase Deviation (without filters):

$\pm 5^\circ$ between any two 2610's or 2636's in 20Hz up to 20kHz range

Gain (for 1V FSD Output):

From -30 to +100dB selectable in 10 ± 0.05 dB steps, plus extra 0 to 10dB of continuous gain adjustment between steps. LED indication of particular gain setting selected

DIRECT INPUT:

Via standard Brüel&Kjær coaxial socket

Impedance: 1M Ω || 70pF (2610) or 1M Ω || 90pF (2636)

Max. Input Voltage: 42V RMS in accordance with IEC 348, but can withstand up to 220V RMS (50 to 60Hz). 400V peak including DC component

PREAMP. INPUT:

Via standard Brüel&Kjær 7-pin microphone preamplifier socket. Supplies following

Microphone Polarization: 0; +28 and +200V from 20M Ω source

Preamplifier Voltage: +150V (2mA max.) 12k Ω source

Heater Voltage: +6V (at 200mA) from 30 Ω source or +12V (200mA max.) from 100m Ω source

INTERNAL REFERENCE:

Facilities calibration of 2610 and 2636 for sound, vibration and voltage measurements

Reference Signal: 50mV RMS (-94 dB re 1 μ V), 1kHz sine wave

Amplitude Stability: Better than 2% between +5 and 40°C (+41 and +104°F)

EXTERNAL FILTERS:

Provision for connecting external filters in series with internal filters and weighting networks via two BNC sockets on rear panel

To (Ext. Filter) Input: 1V RMS nominal, 10V peak max. output. Max. load 5k Ω || 200pF

From (Ext. Filter) Output: 1V RMS nominal, 10V peak max. input. Input impedance 1M Ω || 50pF

AC OUTPUTS:

From Output Section Amplifier via standard Brüel&Kjær coaxial socket on front panel

1V FSD Output: 10V peak max. with max. load of 10k Ω || 200pF

Output Impedance: $\sim 100\Omega$

From Recorder Amplifier via BNC socket on rear panel

1.6V FSD Output (2610 only): 16V peak max. with max. load of 10k Ω || 200pF

5V FSD Output (2636 only): 50V peak max. load of 10k Ω || 200pF

Output Impedance: $\sim 50\Omega$

OVERLOAD WARNING:

Gain indicators flash when Input and (or) Output Section is overloaded by positive or negative signal peaks of too high level

Input Overload Level: Equivalent to 5 or 10 times FSD on meter. Level selectable using switch on rear panel

Output Overload Level: Equivalent to 10 times FSD on meter

Min. Overload Duration: 200 μ s

Duration of Warning: 0.5s or longer

HARMONIC DISTORTION:

Input Section: $< 0.01\%$ at 1kHz, $< 0.1\%$ at 50kHz. Max. load 5k Ω || 200pF

Output Section: $< 0.1\%$ at 1kHz, $< 0.3\%$ at 50kHz. Max. load 10k Ω || 200pF

NOISE REFERRED TO INPUT:

Max. amplification with input shorted

Input Section Noise:

Lin 2 (or 22.4)Hz to 200kHz $\leq 5\mu$ V

Lin 2 (or 22.4)Hz to 22.4kHz $\leq 1.5\mu$ V

A-, B- and C-Weighting $\leq 1.5\mu$ V

D-Weighting $\leq 2.5\mu$ V

See EMC Immunity, Note 2

Output Section Noise:

Lin 2Hz to 200kHz typ. 50 μ V

SIGNAL-TO-NOISE RATIO:

Approximately 100dB in "100mV" reference position

INFLUENCE OF MAGNETIC FIELDS:

Input section with maximum gain and input short circuited typ. 10 μ V at 80A/m 50Hz

DETECTOR TEMP. STABILITY:

± 0.5 dB from +5 to +40°C

POWER REQUIREMENTS:

Supply Voltage: 100; 115; 127; 200; 220; 240V (50–60Hz) $\pm 10\%$ AC

Power Consumption:

~ 25 VA nominal (2610 only)

~ 35 VA nominal (2636 only)

CABINET:

Supplied as model A (light-weight metal cabinet) or model C (as A but with flanges for standard 19-inch rack)

DIMENSIONS:

Metal cabinet excluding knobs and feet

Height: 133mm (5.2in)

Width: 430mm (16.9in)

Depth: 200mm (7.9in)

WEIGHT:

2610: 5.2kg (11.5lb.)

2636: 6.5kg (14.3lb.)

COMPLIANCE WITH STANDARDS:

	CE-mark indicates compliance with: EMC Directive and Low Voltage Directive.
Safety	EN 61010–1 and IEC 1010–1: Safety requirements for electrical equipment for measurement, control and laboratory use.
EMC Emission	EN 50081–1: Generic emission standard. Part 1: Residential, commercial and light industry. CISPR 22: Radio disturbance characteristics of information technology equipment. Class B Limits. FCC Rules, Part 15: Complies with the limits for a Class B digital device.
EMC Immunity	EN 50082–1: Generic immunity standard. Part 1: Residential, commercial and light industry. Note 1: The above is guaranteed using accessories listed in this Product Data sheet only. Note 2: Susceptibility to radiated RF (3V/m, 80% AM): Input noise in all bandwidths up to 120 μ V (2610), 38 μ V (2636).
Temperature	IEC 68–2–1 & IEC 68–2–2: Environmental Testing. Cold and Dry Heat. Operating Temperature: 5 to 40°C (41 to 104°F) Storage Temperature: -25 to $+70^\circ$ C (-13 to 158° F)
Humidity	IEC 68–2–3: Damp Heat: 90% RH (non-condensing at 30°C (86°F))
Mechanical	Non-operating: IEC 68–2–6: Vibration: 0.3 mm, 20 m/s ² , 10–500 Hz IEC 68–2–27: Shock: 1000 m/s ² IEC 68–2–29: Bump: 1000 bumps at 250 m/s ²
Enclosure	IEC 529 (1989): Protection provided by enclosures: IP 20

FILTER MODES:

22.4Hz: High-pass filter with low frequency attenuation slope of 18dB/octave (60dB/decade)

A-Weighting: In accordance with IEC 651 (Type 0) for precision sound level meters

Ext.: See Common Specifications

METER INDICATION:

Moving coil meter with interchangeable meter scales and LED indication of particular measurement range selected

Measurement Range: 10 μ V to 30V FSD selectable in accurate 10 ± 0.05 dB steps

Indication Ranges: 0 to 10 and 1 to 30 logarithmically graduated amplitude ranges, plus 0 to 30dB linearly graduated range

DETECTOR CHARACTERISTICS:

For Meter and DC Output

RMS Mode:

Crest Factor Capability: 10 at full scale. 20 for lesser deflections

Dynamic Range: +20 to -50 dB re FSD

Accuracy: ± 0.2 dB typ. ± 0.5 dB overall

Averaging: "Fast" and "Slow" in accordance with IEC 651 (Type 0), plus 20s effective averaging time

Max. (Positive or Negative) Peak Mode:

Dynamic Range: +20 to -40 dB re FSD

Accuracy: ± 0.2 dB typ. See Fig.6

Rise Rate: 1.7dB/ μ s corresponding to rise time of $\sim 25\mu$ s for 40dB change in signal level

Decay Rate: 40dB/s

Max. Hold Mode: Meter and DC Output hold max. RMS or max. Peak level of signal. Hold decay < 0.2 dB/minute at 25°C

Reset Mode: Meter and DC Output reset to zero with 0.3s delay before meter indication and DC output voltage restored

DC OUTPUT:

From Detector Amplifier via BNC socket on rear panel

Output Voltage: 100mV/dB; 5V DC re FSD; 7V (10mA) max.

Output Impedance: $\sim 50\Omega$

Dynamic Range: See Detector Characteristics

Abb. 58: Datenblatt Brüel&Kjær Messverstärker 2610 [www.bksv.com].



Abb. 59: Ein kleiner B&K-Messplatz, oben ein 2610. Rechts eine Instrumentenskala.

Sennheiser UPM 550-1

Das Multitalent der Audiomesstechnik. 15 Messbereiche von $30\mu\text{V}$ bis 300V , 10Hz – 1MHz , Peak- oder echter RMS-Wert, und dazu 5 Filter: Fremdspannung, A-Filter, CCIR-468, 1-kHz-Bandpass, 1-kHz-Bandsperre. Dazu ein sehr großes Zeigerinstrument, und all das mit etwas Glück gebraucht für $150 - 200 \text{ €}$. Die Schaltung ist gut dokumentiert, übersichtlich, mit im Wesentlichen handelsüblichen Bauteilen. Der IC, der den echten RMS-Wert berechnet, ist noch erhältlich (AD536-J, ca. 50 € anno 2018).

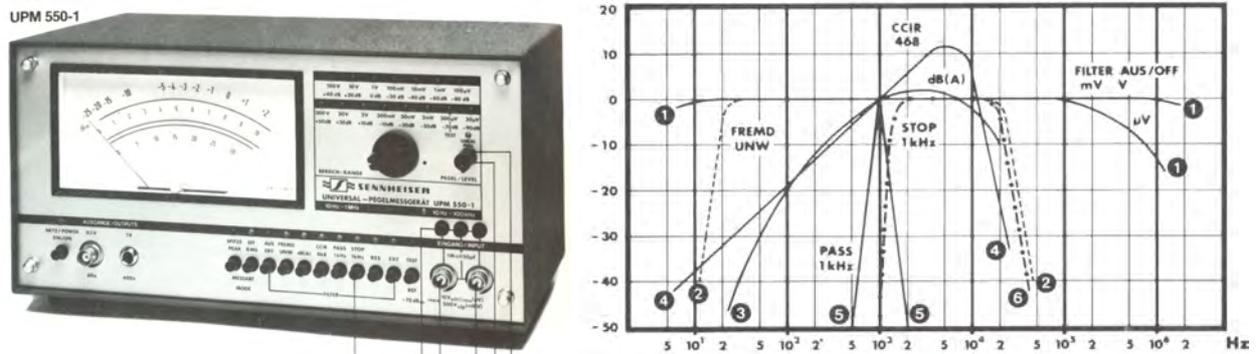


Abb. 60: Oben: Sennheiser UPM 550-1; zusätzlich zu den eingebauten Filtern ist noch Platz für Erweiterungen. Darunter, nicht ganz so professionell: Ein Messgerät aus Studentenzeit (1970), VDE-000.

Digitale Signalverarbeitung

Die auf den vorangegangenen Seiten beschriebenen Anlogschaltungen haben einige Schwächen: Je vielseitiger die Funktion sein soll, desto aufwändiger wird die Schaltung. Und mehr als ca. 60dB Dynamik ist auch nur sehr schwer erreichbar. Da kann es ökonomischer sein, das Signal möglichst präzise analog-digital zu wandeln, und alles Weitere im digitalen Bereich zu erledigen. Doch damit sind die Probleme nicht beseitigt – es sind jetzt eben andere.

Auch ein digitales Messgerät kann auf einen analogen Eingangsverstärker nicht verzichten, und das danach erforderliche Tiefpassfilter [4] muss ebenfalls analog sein. Fehlt dieses Filter, werden Signale, deren Frequenzen über der halben Abtastfrequenz liegen, in den Mess-Frequenzbereich zurückgespiegelt. Und weil kein Tiefpass eine unendliche Flankensteilheit hat, muss die Abtastfrequenz etwas größer als die doppelte höchste Signalfrequenz sein. Eine Realisierung zur Bandbegrenzung stellen **Cauer-Filter** dar; sie bieten bei gegebener Ordnung die höchste Flankensteilheit. In **Abb. 61** ist als Beispiel ein Cauer-Filter achter Ordnung dargestellt. Hierbei ist die Abtastfrequenz das 2.5-fache der Tiefpass-Grenzfrequenz, damit sind die Rückfaltungen (rot) unter der gewählten Dynamik von 90 dB. Es soll aber nicht unerwähnt bleiben, dass die dabei erforderliche Filtergüte ($Q_{\max} = 10.8$) mit einfachen Sallen-Key-Tiefpässen kaum mehr erreichbar ist. Die Polpaare mit den großen Güten müssen mit einer Zwei-OP-Schaltung realisiert werden, und trotz 0.1%-iger Widerstände und 1%-iger Kondensatoren wird ein Abgleich unumgänglich sein. Weniger Probleme bereitet hingegen der Phasengang: Bis zur halben Grenzfrequenz ist die Phase in etwa frequenzproportional, was lediglich eine Verzögerung bedeutet. Und falls erforderlich: Die Phasenverzerrung kann im digitalen Bereich wieder rückgängig gemacht werden.

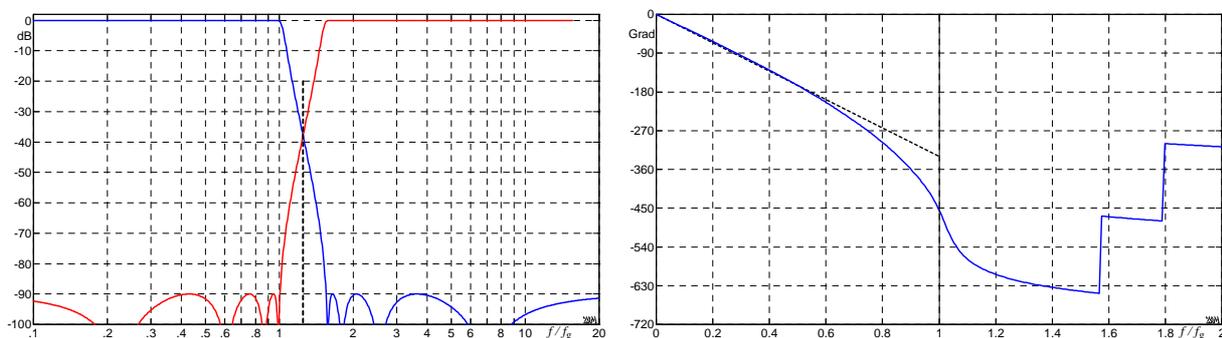


Abb. 61: Cauer-Filter ($n = 8$, $a_p = 0.1\text{dB}$, $a_s = 90\text{dB}$). Links Pegelmaß, rechts Phase.

Eine Alternative zur steilflankigen Filterung bietet das Oversampling-Prinzip: Hierbei wird das Signal zunächst mit einem analogen Tiefpass niedriger Ordnung gefiltert, und dafür mit einer sehr hohen Frequenz abgetastet. Danach erfolgt eine steilflankige digitale Tiefpassfilterung mit anschließender Abtastratenreduktion. Wandlung, digitale Filterung und Reduktion erfolgen im Analog/Digital-Wandler (ADC), der erforderliche analoge Tiefpass ist manchmal extern vorzusehen (das sollte im Datenblatt eindeutig beschrieben sein).

Die Auswahlkriterien für den **Analog/Digital-Wandler** sind (neben dem Preis): Dynamik und Abtastfrequenz. Es gibt Wandler mit 24Bit und mit 100MHz, aber nicht in dieser Kombination. Für den Audibereich sind heute Wandler mit 20 – 24Bit und Abtastfrequenzen um 100 – 300kHz Standard. Die alten, großen und leicht aufzulötenden DIL-Gehäuse sind kaum mehr anzutreffen, wer heute Wandlerschaltungen selbst aufbauen will, muss u.U. mit 0.65mm Pin-Abstand zurechtkommen. So bietet z.B. der AD7765 über 100dB Dynamik bei 156kHz Abtastfrequenz (Output Data Rate), hat aber ein kleines "28-Lead Thin Shrink Small Outline Package". Aber kostet dafür nur \$8.82 (wenn man mehr als 1000 Stück abnimmt).

Ja, die Verfügbarkeit kann zum Problem werden: Große Distributoren haben manchmal kein Interesse an Einzelverkäufen, und der Einzelhandel kann natürlich nicht den Tausenderpreis weitergeben. So werden aus \$8.82 dann €17.24, zzgl. €20.- für den Versand, aber immerhin: lieferbar. Es sei noch kurz erwähnt, dass über 100dB Dynamik nur dann erreicht werden, wenn das Schaltungslayout absolut perfekt ist. -100dBV entsprechen $10\mu\text{V}$! Die liegen in direkter Nachbarschaft von digitalen 5-V-Signalen, da sollte möglichst wenig Übersprechen stattfinden. Und auch die Masseführung ist kritisch: wo Analog- und Digitalmasse bestmöglich zu verbinden sind, weiß man in der Regel erst nach mehreren Fehlversuchen.

Die ADC-Daten gehen bei Standalone-Geräten direkt zum Signalprozessor – und verlassen ihn nie mehr, wenn man nicht neben den Hardware-Kenntnissen auch profunde Software-Kenntnisse hat. Es erfordert schon langjährige Erfahrung, ein digitales Millivoltmeter fehlerfrei zum Laufen zu bringen. Etwas einfacher ist die Variante Frontend + PC. Da gehen die ADC-Daten (über einen Optokoppler) zu einem Rechner, der (z.B. mit Matlab) die Signalverarbeitung übernimmt. Wer sich jetzt daran erinnert, dass dieser PC ja sowieso schon über einen Audio-Eingang verfügt: Ja, ist eine Möglichkeit, und vermutlich immer noch besser als ein laienhaft zusammengelötetes ADC-Board, aber die Messtechnik-Eignung der analogen PC-Schnittstelle müsste schon individuell nachgewiesen werden. Derartige Audioeingänge sind nämlich oft nur karaoke-tauglich.

So, Fortschritt braucht Optimismus – nehmen wir an, dass die Analogdaten hochpräzise in Digitalblöcke umgewandelt wurden und nun ihrer digitale Weiterverarbeitung harren. Zur Effektivwertberechnung ist die Quadrierung erforderlich, das kann der DSP perfekt. Allerdings verdoppelt sich damit die Wortbreite von z.B. 24Bit auf 48Bit. Und an dieser Stelle wird nun gern übersehen, dass der Mittler ja auch noch Luft braucht: Soll z.B. eine Blockmittelung über 10s erfolgen, müssen bei 312kHz Abtastfrequenz 3.12 Millionen Abtastwerte summiert werden! Und wenn man – weil's ja präzise Messtechnik werden soll – keinen Fehler zulassen möchte, kommen dadurch noch mal 22 Bit oben drauf, also: 70 Bit Wortbreite. Das ist aus technischer Sicht zwar machbar, jedoch jenseits gängiger Standards. Die Auswahl des passenden DSPs ist eine durchaus anspruchsvolle Aufgabe, die Erfahrung erfordert: Welche Rechenoperationen sind nötig, wie schnell kann das RAM angesprochen werden ($3.12\text{e}6 \cdot 3\text{B}$ gibt knapp 10MB RAM, bei 100s Mittelung also 100MB), passen die IOs zu den Anforderungen, ist das Gehäuse mit den verfügbaren Mitteln überhaupt kontaktierbar, usw.. Diese Gewichtung aller Randbedingungen ist in hohem Maße anwendungsspezifisch, sie kann hier nicht ausführlich erläutert werden.

Ein wichtiger Aspekt für die DSP-Auswahl ist die Mittelungsart: exponentielle Mittelung, oder Blockmittelung (aka. lineare Mittelung oder arithmetische Mittelung). Die Blockmittelung kann konsekutiv erfolgen, oder überlappend (**Abb. 62**). Bei der konsekutiven Mittelung werden N Abtastwerte (im Bild $N = 4$) gemittelt, danach kommen die nächsten N Abtastwerte. Bei der überlappenden Mittelung wird ein Teil der Abtastwerte mehrmals zur Mittelung verwendet. Der Vorteil der Überlappung: Die Anzeigewerte ändern sich mit kleineren Sprüngen, was besonders bei langen Mittelungszeiten auffällt (da würde man mit der konsekutiven Mittelung z.B. nur alle 10s einen Wert bekommen). Der Nachteil der Überlappung: ein u.U. wesentlich höherer Rechenaufwand.



Abb. 62: Konsekutive Blockmittelung (links), überlappende Blockmittelung (rechts). Die Vierecke symbolisieren die Verzögerung um $1/f_a$, dazwischen stehen die Abtastwerte.

Ohne Überlappung reicht ein einziger Akkumulator: In ihn werden alle N Daten addiert, danach wird durch N geteilt, und das Ergebnis abgegeben. Dann wird der Akku gelöscht, und die Summation beginnt mit N neuen Daten von vorne. Das Gegenteil ist der Ringspeicher mit N Daten. Nach der Mittelung (Summe und Division durch N) überschreibt der Schreibzeiger das älteste Datum mit dem neu hinzukommenden, worauf wieder eine Mittelung über alle N Daten erfolgt. Und das kostet Rechenzeit, müssen bei $f_a = 312\text{kHz}$ und $T = 100\text{s}$ doch 31.2 Millionen Additionen durchgeführt werden – in nur $3.2\mu\text{s}$! Also knapp 10^{13} Additionen pro Sekunde! Das geht natürlich nicht mehr (und ist auch nicht mehr sinnvoll). Eine Lösung (wenn denn wirklich die maximal möglich Überlappung gefordert wird): von der Summe wird der älteste Wert abgezogen, und der neueste Wert hinzuaddiert. Statt 31.2 Mio. Operationen also nur noch zwei, und ein Ringspeicher, aus dem der abzuziehende Wert geholt werden kann. Ergebnis: Viel weniger Aufwand – verbunden mit dem Risiko, dass sich im Lauf der Zeit immer mehr Fehler aufsummieren. Die Alternative: Eine nichtüberlappende Vormittelung über N_1 Daten ($N_1 < N$), deren Ergebnis anschließend (ggf. überlappend) nochmals gemittelt wird. In **Abb. 63** ist links das Blockschaltbild (Signalflussdiagramm) so eines zweiteiligen Mittlers dargestellt. Zuerst wird über vier aufeinander folgende Abtastwerte gemittelt, danach über drei. Die Impulsantwort der Einzelsysteme (in Bild-Mitte) besteht dementsprechend aus vier bzw. drei einzelnen Impulsen. Für die Impulsantwort des Gesamtsystems müssen die Einzelimpulsantworten miteinander gefaltet werden. Die Faltung (Convolution) zweier Vierecke ergibt ein Trapez (im Bild ganz rechts). In diesem Beispiel erkennt man bereits, dass die Aufteilung einer Blockmittelung in zwei aufeinander folgende Blockmittelungen nicht mehr dasselbe Endergebnis liefert.

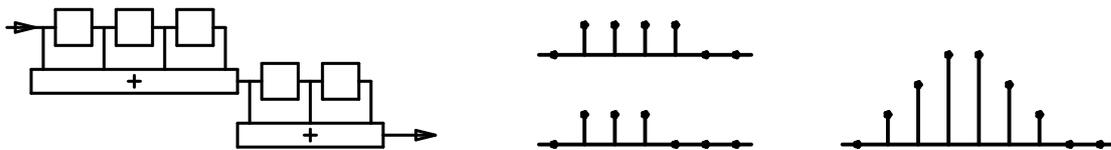


Abb. 63: Zwei aufeinander folgende Blockmittelungen, ohne Dezimation; Mitte/rechts die Impulsantworten.

Die in **Abb. 63** dargestellte Mittelung erfolgte ohne Abtastraten-Reduktion (ohne Dezimation). Das Ziel sollte aber doch sein, Datenmenge und Rechenaufwand zu reduzieren, deshalb werden die Daten des ersten Mittlers "ausgedünnt": Die Abtastrate wird, nachdem über 4 Werte gemittelt wurde, auf $1/4$ reduziert (konsequente Blockmittelung, **Abb. 64**). Dadurch bekommt die Impulsantwort des Gesamtsystems wieder die gewünschte rechteckige Form.

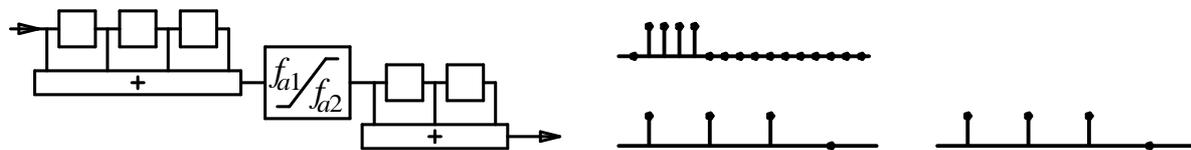


Abb. 64: Zwei aufeinander folgende Blockmittelungen, mit Dezimation; Mitte/rechts die Impulsantworten.

Also: alles in Ordnung? An dieser Stelle lohnt ein Blick auf das **Spektrum**. Jede der hier diskutierten Mittelungen ist eine lineare Operation, äquivalent beschreibbar durch ihre Impulsantwort oder ihre Übertragungsfunktion. Die Impulsantwort des Blockmittlers ist eine Folge von Einsen, die zugehörige Übertragungsfunktion (die Fourier-Transformierte der Impulsantwort) ist die **Dirichlet-Funktion**: $\sin(\pi(n+1) \cdot f / f_a) / [\sin(\pi f / f_a) \cdot (n+1)]$. Hierbei ist n die Filterordnung – diese ist um 1 kleiner als die Anzahl der zu mittelnden Werte! Für den ersten Mittler in **Abb. 64** also $n = 3$. Die tiefstfrequente Übertragungs-Nullstelle (= Dämpfungspol) dieses Mittlers liegt bei $f_a / (n+1)$, der Mittler wirkt als digitales Tiefpass-Filter.

Als Tiefpass-Filter, aber nicht als besonders steiflankiges, wie **Abb. 65** dokumentiert. Wird nun die Abtastrate nach dieser ersten Blockmittelung (über 4 Werte) auf $\frac{1}{4}$ reduziert, erfolgt eine spektrale Rückfaltung an dieser neuen Abtastfrequenz (Dezimierung = Abtastung des Spektrums [4]). Und weil der Dirichlet-Tiefpass nicht besonders steiflankig ist, wird dabei das Abtasttheorem "verletzt".

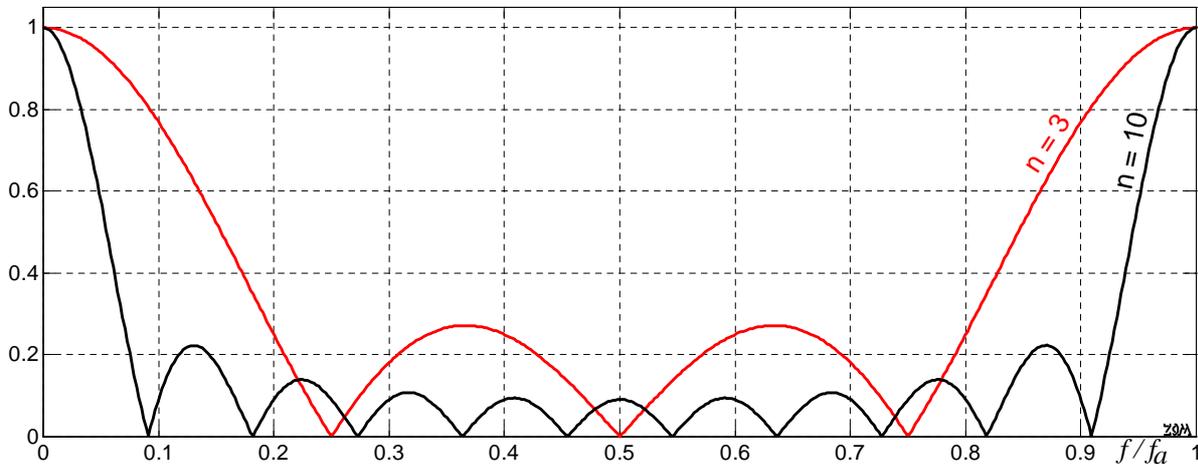


Abb. 65: Dirichlet-Funktion = Tiefpass-Übertragungsfunktion des Blockmittlers [4];

Abb. 66 erläutert dieses Problem anhand eines Beispiels: Die erste Abtastfrequenz sei willkürlich zu 40kHz angenommen, das Signal besteht aus zwei Sinustönen unterschiedlicher Amplitude (4 bzw. 6.2 kHz). In diesem Fall wird das Abtasttheorem gut eingehalten, beide Signalfrequenzen liegen deutlich unter der halben Abtastfrequenz. Dieses Signal wird über 4 Abtastwerte blockgemittelt, das ergibt das im dritten Bild dargestellte rote Signal. Reduziert man bei diesem Signal die Abtastrate auf $\frac{1}{4}$, entsteht das im selben Bild dargestellte schwarze Signal – und das enthält eine Schwebung, die im roten Signal nicht vorkommt. Die Vergrößerung (rechts unten) offenbart, dass tatsächlich genau jeder vierte Wert übernommen wird, dadurch aber an einigen Stellen große Abweichungen zwischen der roten und der schwarzen Kurve entstehen.

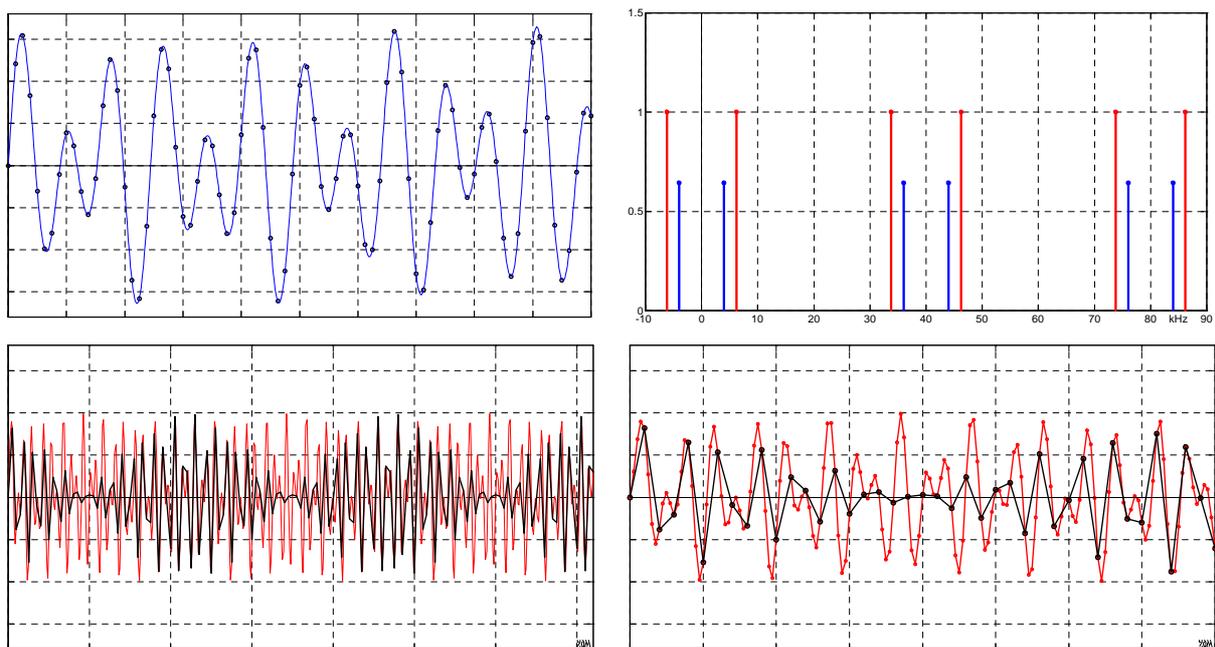


Abb. 66: Beispiel zur Mittelung mit Abtastratenreduktion.

Abb. 67 zeigt die dazu gehörenden Spektren: Im linken Bild nach der Mittelung (= Tiefpass-Filterung), im rechten Bild nach der (auf die Tiefpass-Filterung folgende) Abtastratenreduktion. Die neue Abtastfrequenz ist nun 10kHz, an dieser Frequenz werden die beiden Signallinien zurückgefaltet. Man kann auch sagen: sie werden um 5kHz gespiegelt. Aus den 6.3kHz werden dadurch 3.7kHz, und das ergibt zusammen mit den 4kHz eine Schwebung.

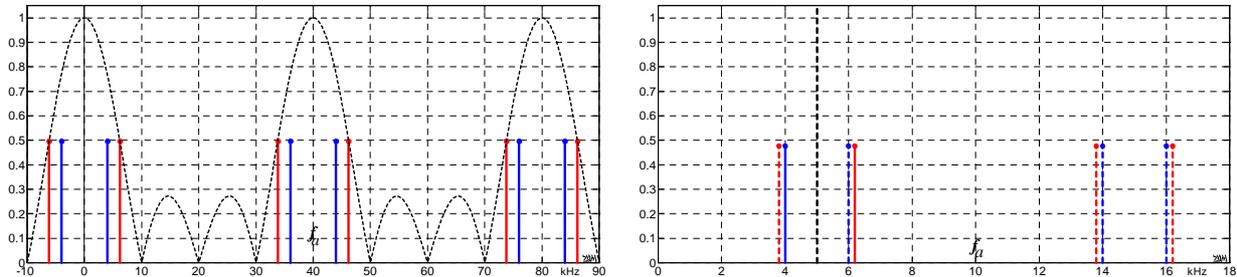
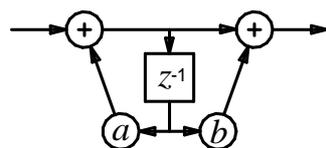


Abb. 67: Die Spektren zu Abb. 66. Die Abtastfrequenz wird von 40kHz auf 10kHz reduziert.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, dass dieser Effekt nicht generell Probleme bereitet. Zum einen müssen Signale mit passenden Frequenzen vorhanden sein, zum anderen kann eine evtl. folgende zweite Mittelung die schwebenden Linien u.U. ausreichend bedämpfen. Das Beispiel sollte zeigen, dass bei einer Abtastratenreduktion Rückfaltungen möglich sind. Ob diese stören, kann nur im Einzelfall entschieden werden.

Bei der **exponentiellen Mittelung** warten andere Probleme darauf, gelöst zu werden. Die Impulsantwort des exponentiellen Mittlers ist die abklingende e-Funktion $\exp(-t/\tau)$, τ ist die Mittelungszeitkonstante. Wenn die Zeitkonstante groß ist (z.B. 10s) und die Abtastfrequenz hoch (z.B. 312kHz, wie beim AD7764), werden sehr viele Abtastwerte nötig. SEHR viele. Um eine Pegelspanne von 60dB zu überstreichen, sind 43 Millionen Abtastwerte nötig. Ein rekursives Digitalfilter erster Ordnung kann eine derartige exponentielle Mittelung ausführen (**Abb. 68**). In zeitdiskreten Systemen wird anstelle der Frequenz f die entsprechende Variable z verwendet: $z = \exp(j\omega/f_a)$, f_a ist die Abtastfrequenz.



$$H(z) = \frac{1+b/z}{1-a/z} \quad h(t) \approx e^{-t/\tau} \quad \tau = \frac{1/f_a}{1-a}$$

Abb. 68: Digitales Filter erster Ordnung; z^{-1} steht für die Verzögerung um einen Abtastwert.

Im ersten Ansatz reicht es, nur den rekursiven Teil zu betrachten (also $b = 0$), und die Impulsantwort $h(t)$ zeitkontinuierlich zu definieren (Genaueres bei [4]). Auf einen (einzelnen) Eingangsimpuls (Abtastwert) antwortet dieses Filter mit einer geometrischen Folge: bei jedem Durchlaufen der rekursiven Schleife nimmt der Wert auf das a -fache ab ($|a| < 1$). Für $a = 0.5$ würde sich z.B. die Folge 1, 0.5, 0.25, 0.125... ergeben. Mit $f_a = 312\text{kHz}$ und $\tau = 10\text{s}$ ergibt sich für a allerdings ein etwas problematischerer Wert: $a = 0.99999968$. Und nein, das darf man nicht auf $a = 1$ runden, denn dann würde das Signal ja nie mehr abklingen. Das bedeutet: Für den Filterkoeffizient a ist eine hohe Wortbreite erforderlich. Mit 24-bit-Worten liegen die nächsterreichbaren Zahlen bei 0.99999964 bzw. 0.99999976, die entsprechenden Mittelungszeiten also bei 9.0s bzw. 13.5s. Diese Rasterung ist folglich zu grob, die Wortbreite muss größer sein. Erst mit 28bit (und natürlich auch mit 32bit) wäre man dann auf der sicheren Seite. Es lohnt, an dieser Stelle noch kurz die Stabilität des Filters zu betrachten. Solange der rekursive Filterkoeffizient a betragsmäßig kleiner als 1 ist, klingt die Folge ab. Wird er jedoch

größer als 1, wachsen die Daten immer mehr an, das Filter wäre instabil. Nun ist es ja ein Vorteil digitaler Systeme, dass sie ihre Daten nicht ändern, dass Temperatur und Alterung keine Rolle spielen. Also bleibt das Filter immer stabil? Nein, denn das Multiplikationsergebnis wird durch Rundungsfehler verfälscht. Die in Abb. 68 mit z^{-1} bezeichnete Operation bedeutet, dass das Ergebnis der MAC-Operation (multipliziere und accumuliere) bis zum nächsten Zyklus zwischengespeichert wird. Soll z.B. ein 32bit breiter Abtastwert mit einem ebenso breiten Koeffizienten multipliziert werden, entsteht ein 64bit breites Produkt. Das könnte man noch abspeichern, aber beim nächsten Zyklus müsste man dann schon 64bit mit 32bit multiplizieren – so kann das nicht weitergehen. Die MAC-Ergebnisse müssen also vor dem Abspeichern gerundet werden, und dabei wird es zu Fehlern kommen. Um mit kurzen Zahlen zu rechnen: Soll z.B. das Ergebnis von $3 \cdot 0.9$ ganzzahlig gerundet werden, ergibt sich wieder 3. Scheinbar wurde also nicht mit 0.9 multipliziert, sondern mit 1. Ein derartiges Filter wäre grenzstabil, auch ohne Eingangssignal würden in seinem Inneren unkontrollierte Daten ihr Unwesen treiben (sog. Grenzyklen). Der Wortbreite bei Daten, Koeffizienten und im Zustandsspeicher ist also Aufmerksamkeit zu widmen.

Um noch einmal auf die Breite der Datenworte zurückzukommen: Es sollte ja gut werden, also AD-Wandlung mit 24bit. Zur RMS-Berechnung quadrieren, also 48bit. Mit einem 32bit breiten Filterkoeffizient multiplizieren ... echt? Es wäre aus technischer Sicht schon möglich, das ist der Vorteil gegenüber der analogen Realisierung, aber der Aufwand würde jeden vernünftigen Rahmen sprengen. Denn es kommt ja noch etwas hinzu: Wird das Filter mit einem einzigen Impuls angeregt, ist (für $b = 0$) das Ausgangssignal nicht größer als das Eingangssignal. Kommt aber eine Vielzahl großer Daten (als Grenzfall: nur noch Einsen), wird der Ausgang größer als der Eingang. VIEL größer. Mit $z = \exp(j\omega/f_a)$ und $\omega = 0$ berechnet sich die Gleichspannungsverstärkung dieses Filters zu: $H(0) = 1/(1-a)$. Mit $a = 0.99999968$ wäre das: gut 3 Millionen! Auch derart große Werte müssten noch abgespeichert werden können, deshalb: zusätzlich 22bit Reserve. Und wenn die Mittelungszeit nicht 10s sein soll, sondern 300s (wie beim B&K 2607), ... , nein, dann ist eine andere Strategie erforderlich.

Zunächst: Beschränkung auf das Nötige. Wenn im Audibereich bis 20kHz gemessen werden soll, sind 312kHz Abtastfrequenz unnötig. Und auch 24bit sind in Frage zu stellen: Diese Wandler bieten einen beachtlichen Rauschabstand von z.B. 120dB, aber rechnerisch entspricht das nur 20bit – der Rest ist, nein, nicht Schweigen, sondern Rauschen. Und außerdem ist die Mittelung, wie beim Blockmittler, auf mehrere Schritte zu verteilen. In **Abb. 69** ist für 100kHz Abtastfrequenz der Frequenzgang für die FAST-Mittelung angegeben (hier wird auch der Unterschied zwischen $b = 0$ und $b = 1$ ersichtlich). Da könnte ohne großen Fehler bei

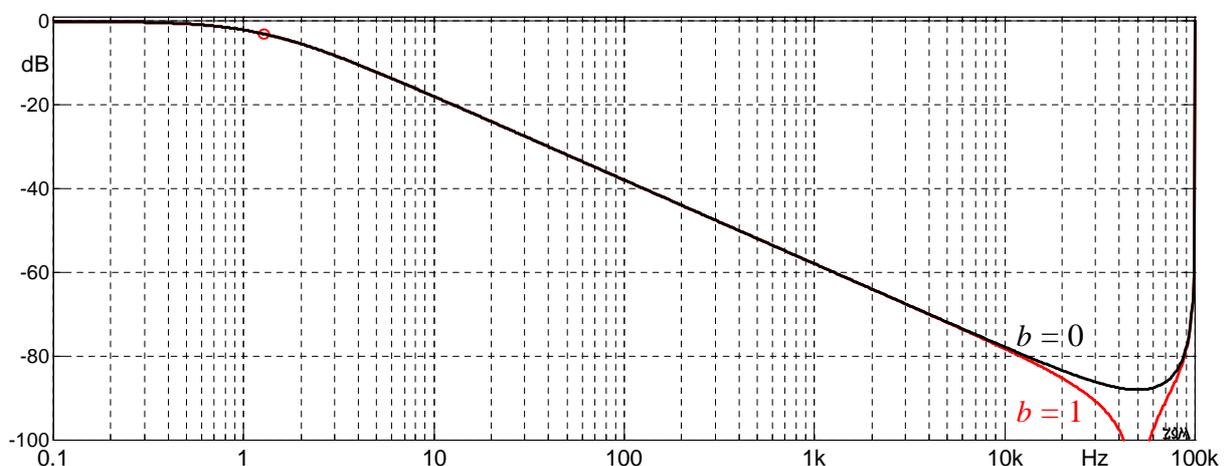


Abb. 69: Mittlerfrequenzgang für die FAST-Mittelung ($\tau = 125\text{ms}$) bei 100 kHz Abtastfrequenz.

z.B. 100Hz eine erste Vorfilterung erfolgen (einer Mittelungszeit von 1.6 ms entsprechend). Der Filterkoeffizient wäre dann schon wesentlich besser handhabbar ($a = 0.9937$), und die Abtastfrequenz könnte auf z.B. $1/128$ (= 781 Hz) reduziert werden. Mit dieser reduzierten Abtastfrequenz wäre im nachfolgenden Mittler (für $\tau = 125\text{ms}$) der Koeffizient $a = 0.9898$.

Wie immer in der Messtechnik muss hierbei eine Abwägung zwischen Genauigkeit und Aufwand erfolgen, und wenn wieder 10 oder gar 100s Zeitkonstante gefordert sind, könnte auch eine dreistufige Mittelung in Frage kommen. Die o.a. Beispiele sollten zeigen, dass mit digitaler Signalverarbeitung die Hardwaregrenzen analoger Systeme überschritten werden können, dass dabei aber der Aufwand unverhältnismäßig hoch werden kann. Kenntnisse im Entwurf digitaler Filter sind deshalb unerlässlich [4, 6]. Dass die Beschränkung auf das Minimum keine schlechten Ergebnisse liefern muss, zeigt Abb. 70. Hier ist das Spektrum eines 1-kHz-Tones dargestellt, analysiert mit der CORTEX-Workstation* CF-100. Die verwendet einen guten 18-bit-Wandler, und tastet mit 48kHz ab. Die Linien direkt neben dem 1-kHz-Ton sind Auswirkungen des Blackman-Fensters, alle anderen Störungen liegen unter -100dB . Passt.

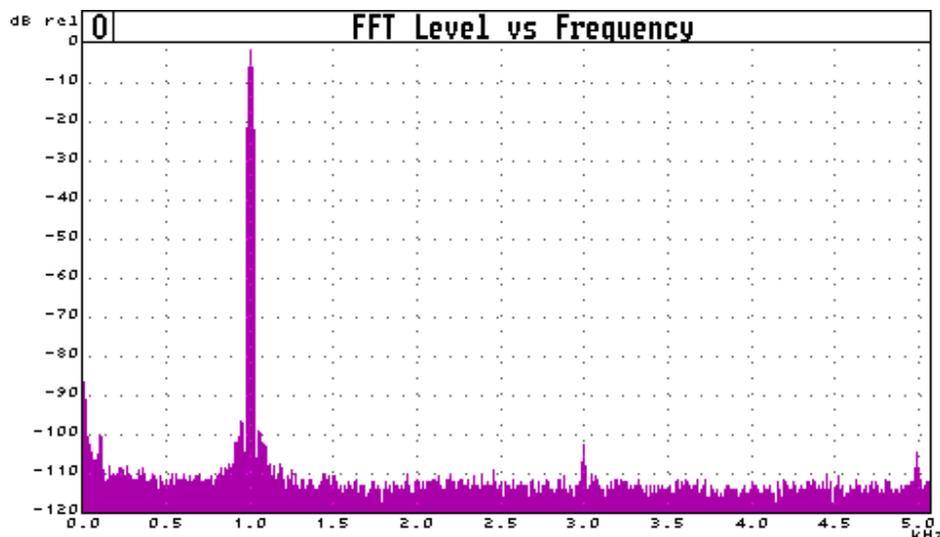


Abb. 70: FFT-Spektrum eines 1-kHz-Tones; CORTEX-Workstation CF-100.

Die beim Quadrieren entstehende Dynamikexplosion hat sich sowohl bei der analogen wie bei der digitalen Signalverarbeitung als Problem herausgestellt. Natürlich kann man auch die Methoden, die im Analogen für Abhilfe sorgten (z.B. Wahrman-Detektor), im Digitalen implementieren. Eine Abwandlung des Prinzips ist in Abb. 71 dargestellt: Vor dem Mitteln wird hier durch das Endergebnis geteilt (das natürlich erst mit entsprechender Verzögerung zur Verfügung steht).

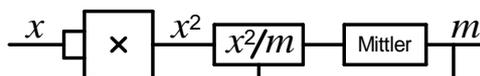


Abb. 71: Effektivwertberechnung mit reduzierter Mittler-Dynamik.

Eine radikale Abweichung von den o.a. Verfahren stellen **Thermokoppler** dar. Bei ihnen wird entweder die durch Erwärmung hervorgerufene Widerstandsänderung gemessen, oder die durch Erwärmung (eines Drahtes) hervorgerufene Längenänderung. In beiden Fällen sind Sicherheitsvorkehrungen zu treffen, damit das erwärmte Bauteil nicht überhitzt und dadurch zerstört wird.

* Das ist keine Werbung – die Workstation wurde nur von 1990 bis 2003 produziert.

Messtechnische Überprüfung

Aus der Tatsache, dass eine Schaltung richtig berechnet wurde, darf nicht geschlossen werden, dass sie auch korrekt funktioniert. Absolut fehlerfrei wird sie nie arbeiten – aufgrund von Bauteiltoleranzen werden immer mehr oder weniger große Messfehler auftreten. Deren Größe gilt es bei der Inbetriebnahme zu bestimmen. Zur Überprüfung des Millivoltmeters ist ein zweites, kalibriertes Millivoltmeter sowie ein Sinus/Rechteckgenerator eine gute Start-Ausrüstung. Ein Oszilloskop ist ebenfalls hilfreich, um Frequenzgänge und Kurvenformen zu überprüfen zu können.

Zuerst wird man mit einem Sinuston bei einer mittleren Frequenz (z.B. 1 kHz) in jedem Bereich die Spannungsanzeige überprüfen und ggf. nachjustieren. Dann kommt die Frequenzgang-Kontrolle (ebenfalls in jedem Bereich). Zur Grob-Orientierung eignen sich Rechteck-Generator und Oszilloskop. Die **Höhenübertragung** macht sich im Anstieg (Sprung) des Rechtecks bemerkbar, die **Tiefenübertragung** im Dach. **Abb. 72** zeigt die Höhenbegrenzung durch einen Tiefpass 1. Ordnung (RC-Tiefpass); je niedriger die Grenzfrequenz, desto runder die Ecke. (Die Tiefenübertragung wird bei einem Messverstärker am besten mit dem Sinusgenerator ausgemessen).

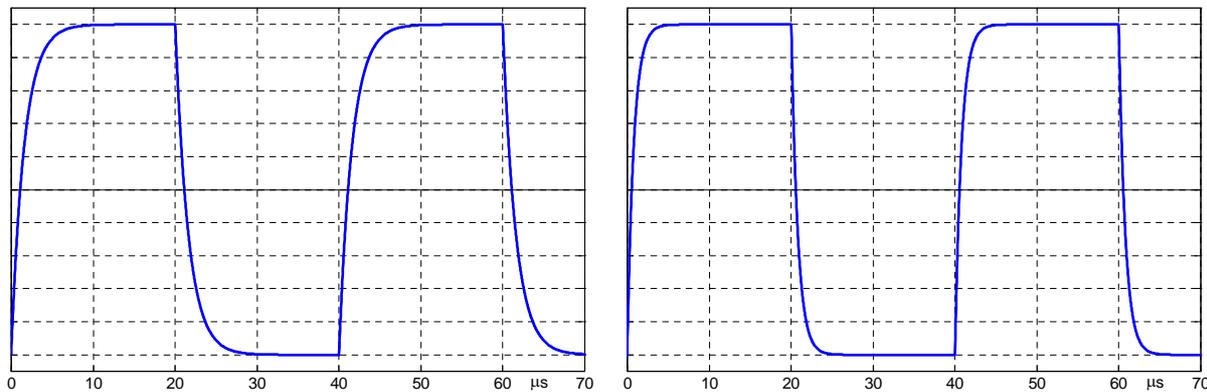


Abb. 72: Übertragung eines 25-kHz-Rechtecks mit Begrenzung auf 100kHz (links) bzw. 200kHz (rechts).

Die Bandbegrenzung durch ein Filter erster Ordnung ist aber ein eher theoretischer Fall, in der Realität arbeiten ja mehrere Systeme zusammen. Das beginnt bereits beim Vorteiler (im Verstärkereingang). Der Eingangswiderstand soll hochohmig sein (z.B. 1 M Ω), und damit können kleine Kapazitäten schon für Fehler im Höhenfrequenzgang sorgen. Diese Kapazitäten werden von abgeschirmten Leitungen gebildet (50 – 200 pF/m), von Verstärkereingängen (10 – 30 pF), oder einfach durch das Vorhandensein leitender Flächen (Gehäuse).

In **Abb. 73** ist eine typische Eingangsschaltung dargestellt. Der Spannungsteiler soll z.B. auf ein Zehntel teilen, mit $R_1 = 900 \text{ k}\Omega$ und $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$. Der Generator ist in der Regel so niederohmig (z.B. $R_g = 50 \text{ }\Omega$), dass sein Widerstand vernachlässigt wird. C_2 entsteht durch den nachfolgenden Verstärker (und ggf. durch ein Stück abgeschirmtes Kabel); er würde mit der restlichen Schaltung einen Tiefpass ergeben und soll durch C_1 kompensiert werden. Hierzu überbrückt man R_1 mit einem (Trimm)-Kondensator.

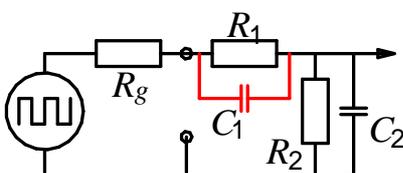


Abb. 73: Der Eingangsspannungsteiler. C_2 ist eine unerwünschte Kapazität, die durch C_1 kompensiert wird.

Die Übertragungsfunktion dieses Teilers berechnet sich (bei Vernachlässigung von R_g) zu:

$$H = \frac{1 + pR_1C_1}{1 + R_1/R_2 + pR_1(C_1 + C_2)} \quad H_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad H_\infty = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad p = j\omega$$

Die Übertragungsfunktion überrascht – ist sie doch nur von erster Ordnung, während die Schaltung doch zwei Speicher enthält! Aber die sind nicht voneinander unabhängig (was u.U. nicht auf den ersten Blick erkennbar ist). Die Übertragungsfunktion ist eine **Systemgröße**, die (beim linearen System) von den Signalen unabhängig sein muss. Sie gilt auch, wenn das Eingangssignal null ist, und der Generator durch einen Kurzschluss ersetzt wird (R_g wie gesagt, vernachlässigt). Und dabei erkennt man, dass die beiden Kondensatoren parallel liegen, wie auch die beiden Widerstände – es ergibt sich tatsächlich nur ein RC-Zweipol erster Ordnung. Neben der Formel für H sind auch die beiden Grenzfälle für $f \rightarrow 0$ und $f \rightarrow \infty$ angegeben. Bei Gleichspannung sind die Kapazitäten wirkungslos, es liegt ein rein resistiver Teiler vor. Bei sehr hohen Frequenzen sind die Kapazitäten niederohmig gegenüber den Widerständen, was zum Grenzfall des rein kapazitiven Teilers führt. Möchte man, dass der Spannungsteiler frequenzunabhängig arbeitet, müssen diese beiden Grenzfälle übereinstimmen. Falls das nicht der Fall ist, ergibt sich gegenüber den tiefen Frequenzen eine Höhenanhebung, oder eine Höhenabsenkung. Aber nicht wie in Abb. 72 dargestellt – die Höhenverstärkung ist ja als Grenzfall nicht null. **Abb. 74** zeigt die Situation für verschiedene Kompensationen: Mit 10pF ist der Teiler überkompensiert, die Höhenanhebung wirkt sich beim Sprung (bzw. Rechteck) als "Überschwinger" aus. Mit 0 pF und 2 pF ist der Teiler zu wenig kompensiert, der richtige Wert ist 5.56 pF. Und damit reduziert sich die Systemordnung auf null. Obwohl immer noch zwei Speicher in der Schaltung sind. Aber ihre Wirkung hebt sich auf, und das muss sie, weil nur damit eine frequenzunabhängige Übertragung möglich ist. Die Berechnung der Kompensationsbedingung ist dann sehr einfach: $R_1C_1 = R_2C_2$.

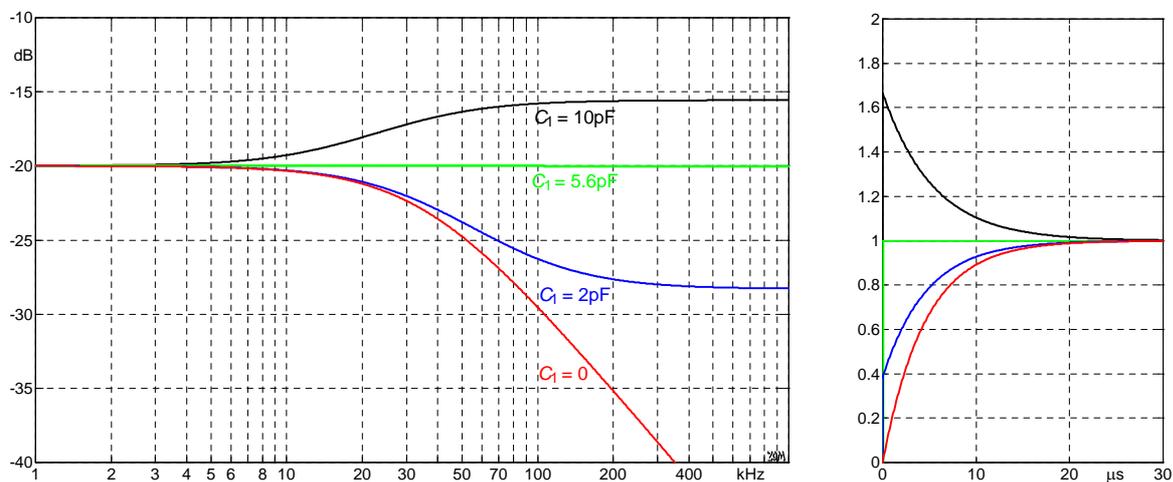


Abb. 73: Übertragungsfunktion und Sprungantwort für $R_1 = 900 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$, $C_2 = 50 \text{ pF}$.

In einem mehrstufigen Verstärker treten an mehreren Stellen Frequenzband-Begrenzungen auf. Oft ist es schwierig, bei einer Messung "über alles" zu erkennen, welche Kompensation erforderlich ist. Hier kann es helfen, die Übertragung Stufe für Stufe durchzumessen, und dabei die erforderlichen Kompensationspole zu ermitteln. Es ist jedoch darauf zu achten, bei dieser Messung den Messverstärker durch das Messgerät nicht zu sehr zu belasten. Also: Keinen Zustand schaffen, der nur bei der Überprüfung existiert, ggf. einen Tastkopf verwenden (der hoffentlich korrekt kompensiert ist!).

Aus Sicht der Systemtheorie bedeutet "Frequenz-Kompensation", dass auf Pole Nullstellen gelegt werden und auf Nullstellen Pole. Die Übertragungsfunktion ist gebrochen rational [4], durch Nullsetzen des Nenners erhält man die Übertragungspole, durch Nullsetzen des Zählers die Übertragungs-Nullstellen. Wenn das System stabil ist (das sind passive Systeme immer), liegen alle Pole in der linken p -Halbebene. Wenn das System minimalphasig (allpassfrei) ist, liegen auch alle Nullstellen in der linken p -Halbebene; passive RCL-Systeme, deren Masse vom Eingang zum Ausgang durchgeht, sind immer minimalphasig. Da der Spannungsteiler von erster Ordnung ist, können Pole und NSt nur reell sein (nicht komplex). Der Fundamentalsatz der Algebra besagt, dass jedes System n -ter Ordnung n Pole und n NSt besitzt. Also müsste ein Spannungsteiler mit 2 Kondensatoren ja doch von zweiter Ordnung sein? Ja, streng genommen ist er das. Aber bei der angegebenen Schaltung fällt ein Pol auf eine NSt, die beiden kürzen sich weg ("hebbare Definitionslücke").

Es ist üblich, den Eingangsteiler in sich zu kompensieren, also C_1 so einzustellen, dass der Teiler frequenzunabhängig überträgt. Zwingend erforderlich ist dies aber nicht, die Kompensation könnte (beim linearen System, das es ist) auch an jeder anderen Stelle erfolgen. Im Prinzip. Sollen nämlich große Fehler kompensiert werden, ergeben sich Dynamikprobleme. Wenn beispielsweise der Eingangsteiler so hochohmig ist und C_2 so groß, dass die Höhen um 40 dB zu schwach übertragen werden, kann man nicht ungestraft am Ende der Verstärkerkette die Höhen wieder um 40 dB anheben. Deshalb ist es günstig, wenn Fehler nach Möglichkeit an der Stelle korrigiert werden, an der sie entstehen.

Ein Problem sollte noch kurz erwähnt werden. Jeder Schaltungstechniker kennt den Lehrsatz: "Bei der ersten Inbetriebnahme schwingt der Generator nie, der Verstärker immer". Vielleicht nicht "immer", aber doch gelegentlich. Die heute üblichen Operationsverstärker (OPs) stellen sehr hohe Verstärkungen zur Verfügung, die durch starke Gegenkopplung reduziert werden. Treten dabei jedoch zu starke Phasendrehungen auf, wird aus einer Gegenkopplung eine Mitkopplung, und **der Verstärker schwingt** bei einer hohen Frequenz. Und, nein, das kann man nicht lassen, solange die Schwingung außerhalb des Hörbereichs ist (wie einmal ein TUM-Assistent meinte), das muss behoben werden. Zum einen, weil dadurch ein Sender entsteht, der andere Geräte stören könnte, zum anderen, weil ein schwingender Verstärker immer schlechtere Eigenschaften hat als ein stabiler. Ewas schwieriger als kontinuierlich schwingende Verstärker sind "fast stabile" Verstärker zu erkennen. Ohne Eingangssignal sind sie stabil, mit Eingangssignal kann in einem kleinen Aussteuerungsbereich eine HF-Schwingung entstehen (weil z.B. kleine OP-Kapazitäten aussteuerungsabhängig sind). In **Abb. 74** sind zwei gefährliche Fälle dargestellt. Das linke Bild zeigt die Rechteckantwort eines Verstärkers, der

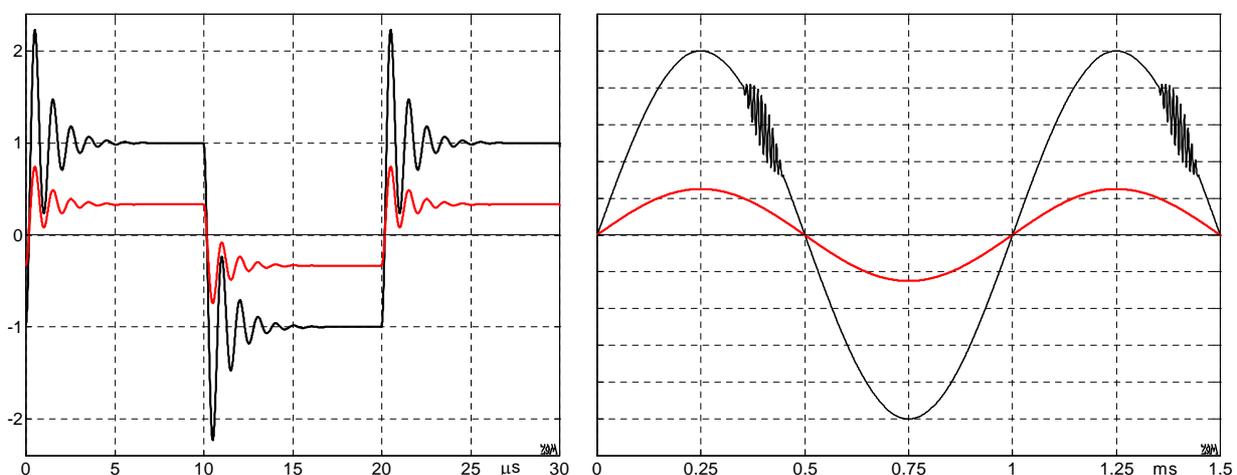


Abb. 74: Oszillogramme von Verstärkern mit ungünstigen Eigenschaften, siehe auch [8].

zwar stabil ist, aber im Bereich um 1 MHz der Schwingbedingung gefährlich nahe kommt. Bei dieser Frequenz ist eine Resonanz (Güte $Q = 3.3$), die sich im Zeitbereich durch Über- und Nachschwingen bemerkbar macht, im Frequenzbereich durch 10.5 dB Resonanzüberhöhung. Das muss durch geeignete Frequenzgangkompensation beseitigt werden. Im Gegensatz hierzu zeigt das rechte Bild ein nichtlineares Verhalten: Bei kleiner Aussteuerung ist der Sinus unverzerrt, mit zunehmender Aussteuerung beginnt aber eine selektive HF-Schwingung. Auch dagegen sind geeignete Maßnahmen zu treffen.

Dem **Crestfaktor** wurde auf den vorangegangenen Seiten schon viel Platz eingeräumt. Ein einfaches Testsignal ist ein hochpassgefiltertes Rechteck (**Abb. 75**). Die Zeitkonstante ergibt sich als Produkt von C und der Parallelschaltung von R und dem Eingangswiderstand R_E . Der Generator-Innenwiderstand kann meistens vernachlässigt werden. Für C eignen sich Werte zwischen 5 – 100 nF, für R zwischen 1 – 50 k Ω .

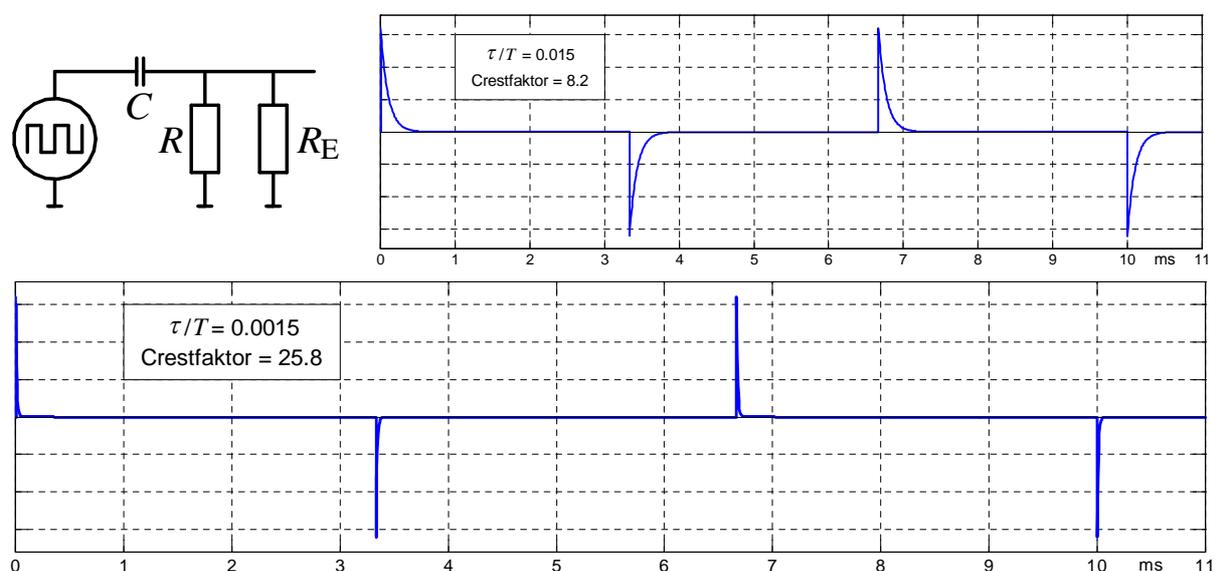


Abb. 75: Hochpassgefiltertes Rechtecksignal (150 Hz). Zeitkonstante $\tau = C * (R // R_E)$.

Die Generatorfrequenz muss relativ niedrig gewählt werden, weil Audio-Messgeräte manchmal nur bis 20 kHz (bandbegrenzt) übertragen. Ein symmetrisches (50:50) Rechteck enthält ungeradzahlige Harmonische, deren Amplituden mit $1/f$ abnehmen. Bei der im Bild gewählten Grundfrequenz (150Hz) also 450Hz, 750Hz, 1050Hz.... Gegenüber der Grundton-Amplitude ist die Amplitude des 133ten Teiltones (19.950 Hz) also nur $1/133$, das wäre vernachlässigbar. Durch die Hochpassfilterung bekommen nun aber alle Harmonische unter der Hochpass-Grenzfrequenz eine konstante Amplitude, oder anders ausgedrückt: werden die hohen Harmonischen wichtig. Und wenn die im zu testenden Messgerät ab 20 kHz abgeschnitten werden, entsteht ein Fehler, der nicht als schlechte Crestfaktor-Verarbeitung interpretiert werden darf. Die Hochpass-Grenzfrequenz ergibt sich aus der Zeitkonstante ganz einfach zu: $f_g = 1/(2\pi\tau)$. Im ersten Beispiel (oberes Bild) sind das 1.6 kHz, im zweiten 16 kHz. Das bedeutet: Bis etwa 16 kHz haben alle Spektrallinien den selben Pegel, erst darüber nimmt der Pegel ab. Wenn nun das Messgerät auf 20 kHz begrenzt, entsteht ein Fehler, der schnell 1 – 2 dB betragen kann. Des Weiteren ist zu berücksichtigen, dass die Anstiegsflanke des Rechtecks nicht unendlich steil sein kann, und dass bei ungünstiger Parametrisierung der Anstieg auch durch z.B. Kabelkapazitäten verrundet werden kann. Dies spielt beim Effektivwert des ungefilterten Rechtecks keine Rolle, bei den gefilterten Spitzen kann es aber zu Fehlern führen – da ist ein gut abgeglichenes Oszilloskop hilfreich.

In **Abb. 76** sind Messergebnisse von verschiedenen Messgeräten dargestellt. Das **hp-3478A** (Hewlett Packard) ist ein präzises Digital-Multimeter, die **CF-100** ist die CORTEX-Workstation, der **B&K-2209** (Brüel&Kjaer) ist ein Handschallpegelmesser (auch für Spannungsmessung geeignet), das **B&K-2609** ist Millivoltmeter, das **PM-2505** (Philips) ist ein Multimeter, das **VT-121** (Kenwood) ist ein Millivoltmeter.

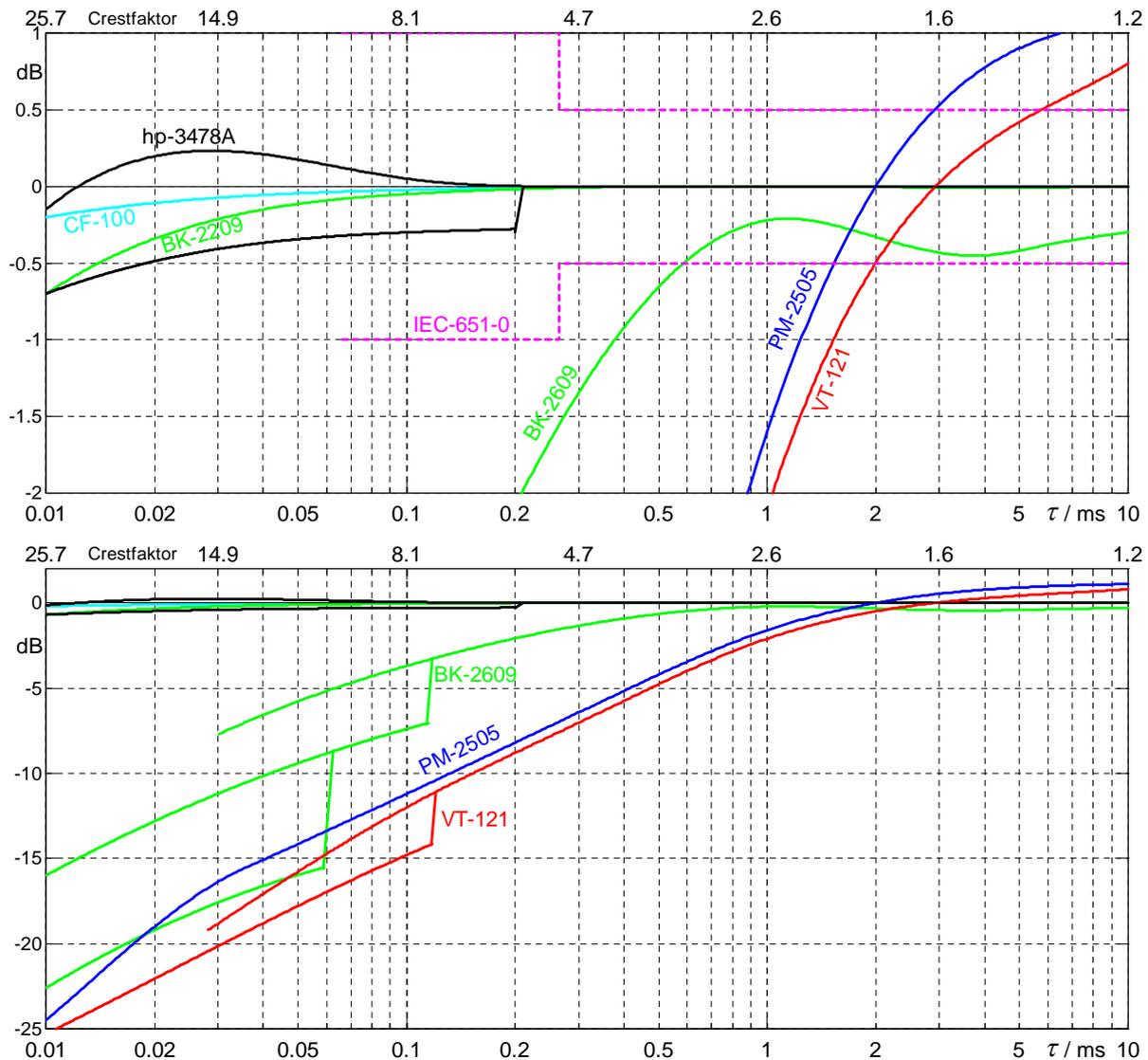


Abb. 76: Messfehler bei variabler Zeitkonstante τ ; Frequenz = 150Hz. Wenn die Kurve in mehrere Äste zerfällt, sind die Ergebnisse mehrerer Spannungsmessbereiche dargestellt. Zur IEC-651 siehe Anhang.

Die CF-100 hat mit derartigen Signalen keine Probleme, ihr 56 Bit breiter Akku hat genügend Reserven. Auch hp-3478A und B&K-2209 machen eine gute Figur, bis zu einem Crestfaktor von 20 bleiben die Fehler unter 0.5 dB. Das B&K-2609 beweist, dass sich der Hersteller sehr genau überlegt hat, welchen Aufwand er treiben will. Beim 2209 mehr, beim 2609 weniger. Bei nicht zu großen Crestfaktoren ist das 2609 aber allemal besser als die Schlusslichter dieses Vergleichs: PM-2505 und VT-121 messen den Mittelwert (AVG), und schließen daraus auf den Effektivwert. Das funktioniert bei Sinustönen, bei allen anderen Signalformen ist diese Methode aber nicht empfehlenswert. OK – Kosinus geht auch noch...

Die Messung nichtlinearer Verzerrungen ist schwierig; vor allem, wenn man kleine Verzerrungen messen möchte. Mit heutiger Technologie sind 80 dB Klirrdämpfung Standard, 100 dB mit noch vertretbarem Aufwand erreichbar. 100 dB, das entspricht einem Klirrfaktor von 0.001%. Um das messen zu können, ist ein sehr klirrarmer Generator erforderlich, und ein Analysator mit entsprechend großer Messdynamik. Die CORTEX-Workstation hatte diese Dynamik als Ziel, das auch erreicht wurde (Abb. 70). Hat der zur Verfügung stehende Analysator nicht ganz die gewünschte Dynamik, können **Filter** helfen. Dazu senkt man den Pegel des Primärtones schmalbandig um z.B. 20 dB ab, und kann den Analysator um denselben Betrag höher aussteuern. LC-Filter sind dabei aber problematisch, weil die ferromagnetischen Spulenkern nichtlinear arbeiten. Schalenkerne ohne Luftspalt (o.L.) scheiden deshalb generell aus, so groß ihr AL-Wert auch sein mag. Wenn, dann mit großem Luftspalt, und mit großem Durchmesser (4 cm werden da leicht erreicht). Bezüglich der Verzerrungen sind RC-Filter unkritischer: Metallfilmwiderstände verzerren fast überhaupt nicht, und gute Kondensatoren nur sehr wenig (Keramik-Kondensatoren sind jedoch ungeeignet).

In **Abb. 77** ist das Übertragungsmaß eines Doppel-T-Gliedes dargestellt. Es kann verwendet werden, um bei der Verzerrungsmessung den Grundton abzuschwächen. Die Widerstände sollten hierfür mit 0.1% Toleranz ausgewählt werden, die Kondensatoren mit 1%. Den Worst-Case erreicht man, wenn beide Längs-Cs zu groß sind und der Quer-C zu klein ist (oder umgekehrt). Bei 1%-igen Kondensatoren ist die Maximaldämpfung aber immer noch > 50 dB. Zu beachten ist, dass auch die höheren Harmonischen abgeschwächt werden: Die zweite um 9.0 (9.6) dB, die dritte um 4.9 (5.3) dB (Klammerwerte für mit $100\text{k}\Omega$ belasteten Ausgang). Der Filtereingang ist niederohmig anzusteuern, der Ausgang sollte hochohmig belastet werden. Bei den Kondensatoren empfiehlt es sich, 4 Stück mit gleicher Kapazität zu kaufen; die Quer-Kapazität kann dann aus den beiden bestgeeigneten Cs zusammengesetzt werden.

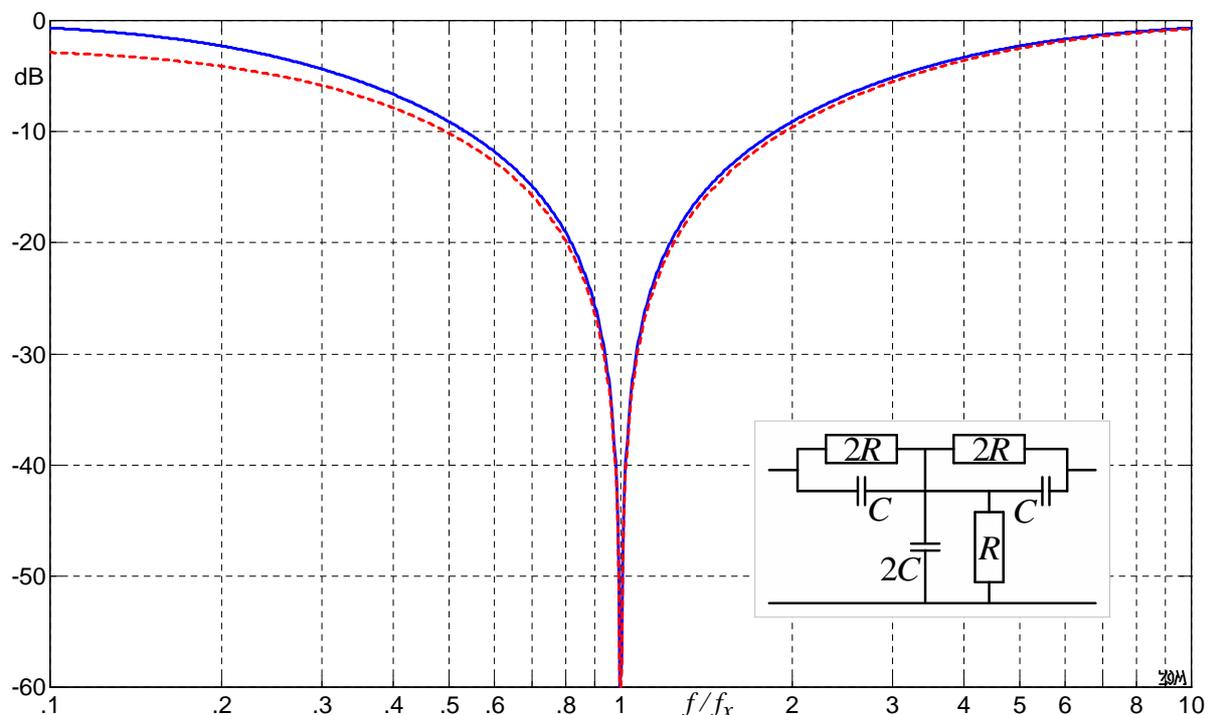


Abb. 77: Übertragungsmaß eines Doppel-T-Gliedes (Sperrfilter, Notch-Filter). Die blaue Kurve gilt für unbelasteten Ausgang, die rote bei $100\text{k}\Omega$ Last. $R = 7960\Omega$, $C = 10\text{nF} \Rightarrow f_x = 1\text{kHz}$.

Bei der Verzerrung von Sinustönen entstehen höhere Harmonische bei ganzzahlig Vielfachen der Primärfrequenz. Das kann bedeuten, dass bei bandbegrenzenden Systemen Verzerrungen zwar entstehen, aber durch Filter unterdrückt werden. So wird ein 20-kHz-Tiefpass zwar die zweite und dritte Harmonische eines verzerrten 1-kHz-Tones durchlassen, nicht aber die eines verzerrten 15-kHz-Tones. Dann stören die Nichtlinearitäten auch nicht? Stören schon! Man merkt das, wenn man den Generatorpegel ändert (auch eine probate Methode, um Nichtlinearitäten zu erkennen): Die Pegeländerung am Ausgang des untersuchten Systems muss exakt genau so groß sein wie die Pegeländerung am Systemeingang (Proportionalitätsforderung bei Linearität). Jedoch lässt sich aus einer Pegelungleichheit schlecht auf die Verzerrungsart schließen. Hier kann die **Differenztonmessung** helfen: Man gibt zwei Sinustöne gleichen Pegels und fast gleicher Frequenz auf den Systemeingang (z.B. 18 und 19 kHz). Quadratische Verzerrungen zeigen sich nun bei der Differenzfrequenz (1 kHz), kubische Verzerrungen bei $2f_1 - f_2$ (17 kHz). Eine Anwendung dieser Technik ist in [7] beschrieben.

Bei der Aussteuerung ist zu beachten, dass der Summen-Effektivwert $\sqrt{2}$ -mal so groß ist wie der Einzelton-Effektivwert, der Summen-Spitzenwert hingegen doppelt so groß ist wie der Einzelton-Spitzenwert (Änderung der Kurvenform). Der Analysator wird folglich voll aussteuert, wenn die Einzeltonpegel 6 dB unter Clipping liegen (**Abb. 78**).

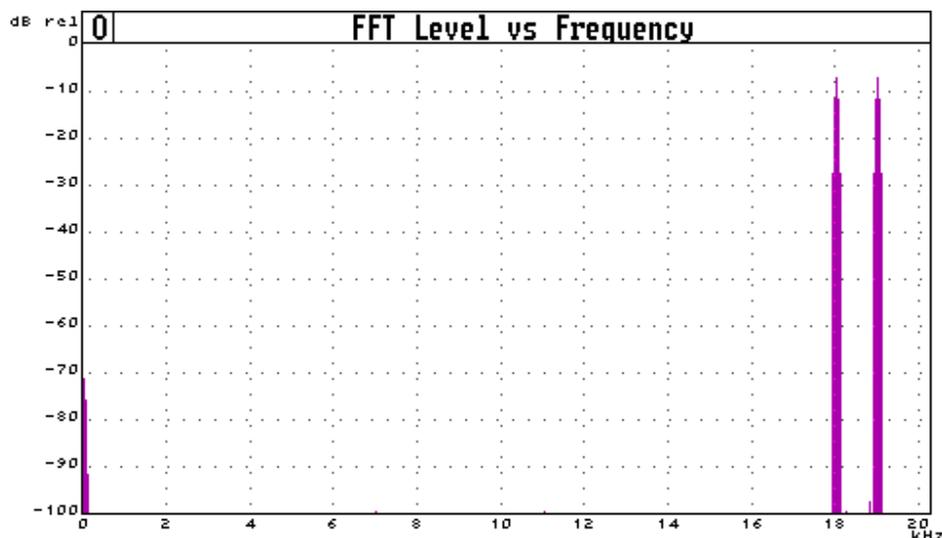


Abb. 78: Differenztonspektrum (CORTEX-Workstation CF-100).

Schaltungs-Alternativen

Millivoltmeter haben meistens einen hohen Eingangswiderstand (z.B. $1\text{ M}\Omega$), um das Messobjekt möglichst wenig zu belasten. Mit einem JFET ist ein derartiger Widerstand leicht erreichbar, allerdings auf Kosten des Rauschens: Das bei JFETs übliche Eingangsrauschen liegt bei $10\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, was bei 22 kHz Bandbreite $1.5\text{ }\mu\text{V}$ Eingangs-Rauschen ergibt. Sollen niederohmige Quellen gemessen werden, ist der hohe Eingangswiderstand unnützlich, und das Rauschen störend. Ein dynamisches Mikrofon hat z.B. $200\text{ }\Omega$ Innenwiderstand, da kann das JFET-Rauschen erheblich stören. Die Alternative: Ein OP mit einem Bipolar-Transistor im Eingang. Der LT-1028 hat z.B. nur noch $1\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Eingangsrauschen, jedoch sind damit keine $\text{M}\Omega$ -Widerstände erreichbar. Da derartige OPs nicht viel kosten, kann es sinnvoll sein, eine umschaltbare Eingangsstufe vorzusehen: Mit z.B. $1\text{ M}\Omega$ (HA-5170) & $10\text{ k}\Omega$ (LT-1028).

Bei einem niederohmigen Eingang wächst die Gefahr der Zerstörung durch (versehentlich) zu hohe Spannungen. In Abb. 2 wurde hierzu ein Schutzwiderstand von $10\text{ k}\Omega$ vorgesehen. Der würde, sollten dauerhaft 220 V anliegen, mit gut 4 W belastet werden! Ist handhabbar, aber noch besser ist an dieser Stelle ein PTC, ein Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizient. Diese auch Kaltleiter genannten Widerstände gibt es zur Temperaturmessung (ungeeignet!) und zur Strombegrenzung (geeignet). Wenn im Datenblatt steht, dass der PTC im kalten Zustand ca. $1\text{ k}\Omega$ hat, und bei 220 V so hochohmig wird, dass nur noch einige wenige mA fließen, ist er geeignet (als Beispiel: $220\text{ V} / 3\text{ mA} = 73\text{ k}\Omega$; $220\text{ V} * 3\text{ mA} = 0.66\text{ W}$).

Sollen hohe Wechselspannungen gemessen werden, ist der Vorteiler "nach oben" zu erweitern. Also nicht den untersten Widerstand weiter aufteilen, sondern vor den obersten Widerstand einen zusätzlichen hochohmigen Widerstand setzen. Hat das Gerät z.B. $1\text{ M}\Omega$ Eingangswiderstand, kann mit einem zusätzlichen $9\text{-M}\Omega$ -Widerstand der Messbereich verzehnfacht werden. Natürlich muss auch dieser $9\text{-M}\Omega$ -Widerstand durch eine kleinen Kapazität frequenzkompensiert werden. Und sowohl der Widerstand als auch der Kondensator müssen für die zu messende Spannung geeignet sein. Was nicht selbstverständlich ist! Die Leistung ist zwar unkritisch [$(300\text{ V})^2 / 10\text{ M}\Omega = 9\text{ mW}$], aber die hohe Spannung kann zu Überschlügen führen. Es könnte also zweckmäßig sein, den $9\text{-M}\Omega$ -Widerstand aufzuteilen ($4.3 + 4.7$), und beim Layout auf ausreichenden Abstand zu achten. Anstatt diesen Vor-Vorteiler in das Gerät einzubauen, ist es überlegenswert, dafür ein eigenes Tastkopf-Gehäuse zu verwenden. $10\text{ M}\Omega$ klingt zwar im ersten Moment hochohmig, aber ein 1 m langes abgeschirmtes Kabel hat mit z.B. 100 pF bei 20 kHz nur noch $80\text{ k}\Omega$! Nein, nicht $\text{M}\Omega$, **Kilo-Ohm**! Deshalb gehört so ein Vor-Vorteiler in einen Tastkopf, wie beim Oszilloskop. Da liest man dann z.B. $10\text{ M}\Omega // 12\text{ pF}$ und hat bei 20 kHz immerhin schon $663\text{ k}\Omega$. Wenn die kapazitive Belastung noch kleiner sein soll, hilft nur noch der aktive Tastkopf: Teiler und JFET-Verstärker im Tastkopf-Gehäuse.

Um Brummstörungen klein zu halten, sollte die erste Verstärkerstufe möglichst weit vom Netztransformator entfernt sein. Ein Trafokern mit geringem Streufluss (z.B. Ringkern) ist hilfreich, wichtig ist jedoch auch dessen Dimensionierung. Damit magnetische Störfelder möglichst wenig Störspannung induzieren, müssen die Leiterschleifen im Eingangskreis möglichst klein sein. Ein Trafo streut nicht nur bei 50 Hz , sondern bis weit in den kHz -Bereich (die Hysterese ist sehr nichtlinear). Da kann es erforderlich sein, den Trafo so zu drehen, dass der Vorverstärker im Minimum des Streufeldes liegt, oder auf der Vorverstärker-Platine eine Kompensationsschleife zu verlegen (bzw. einen kurzen Schaltdraht kunstvoll durch den Raum zu biegen). Bei derartigen Maßnahmen zeigt sich der Schaltungsprofi ...

IEC 651, EN 60651

Die internationale Norm IEC 651 beschreibt Geräte zur Messung von frequenz- und zeitbewerteten Schallpegeln. Sie legt vier Genauigkeitsklassen fest: Klasse 0 bis Klasse 3; hierbei ist Klasse 0 die Klasse mit der höchsten Genauigkeit (für Labor-Bezugsnormale). Die Anforderungen der IEC 651 sind umfangreich, im Folgenden wird nur ein Ausschnitt dargestellt.

Die Fehlergrenzen zur Pegelanzeige in Abhängigkeit vom Crestfaktor (Scheitelfaktor) sind in **Abb. 79 links** für die Klassen 0 und 1 dargestellt. Gemäß IEC 651 ist als Testsignal hierfür ein Rechteckpuls mit variablem Tastverhältnis zu verwenden. Die Fehlergrenzen für die Zeitbewertung Fast bzw. Slow zeigt **Abb. 79 rechts**, gemessen mit einem Toneburst.

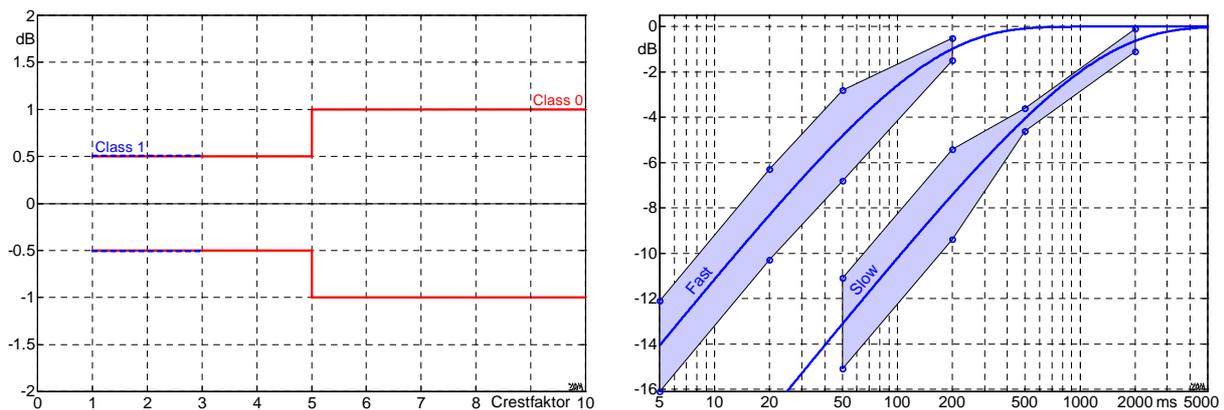


Abb. 79 links: Fehlergrenzen für unterschiedlichen Crestfaktor (Scheitelfaktor). **Rechts:** Sollverlauf und Fehlergrenzen für die Anzeige mit Fast- bzw. Slow-Bewertung (Klasse 0). Testsignal ist ein Toneburst (Tonimpuls) mit der an der Abszisse angegebenen Dauer. Für Klasse 1 wird nur bei 200ms (Fast) bzw. 2000ms (Slow) gemessen, Toleranz hierbei ± 1 dB.

Die **differentielle Pegellinearität** gibt an, wie groß der Messfehler bei kleinen Pegeländerungen werden darf. Hierbei wird unterschieden zwischen Messwerte innerhalb und außerhalb des 'primären Messbereichs'. Für Klasse 0 ist der maximal erlaubte differentielle Pegelfehler für Pegeldifferenzen von 1 dB innerhalb (außerhalb) des primären Bereichs $\pm 0,2$ dB ($\pm 0,3$ dB), für Pegeldifferenzen von 1 bis 10 dB gilt $\pm 0,4$ dB ($\pm 0,6$ dB). **Abb. 80** zeigt zwei Beispiele.

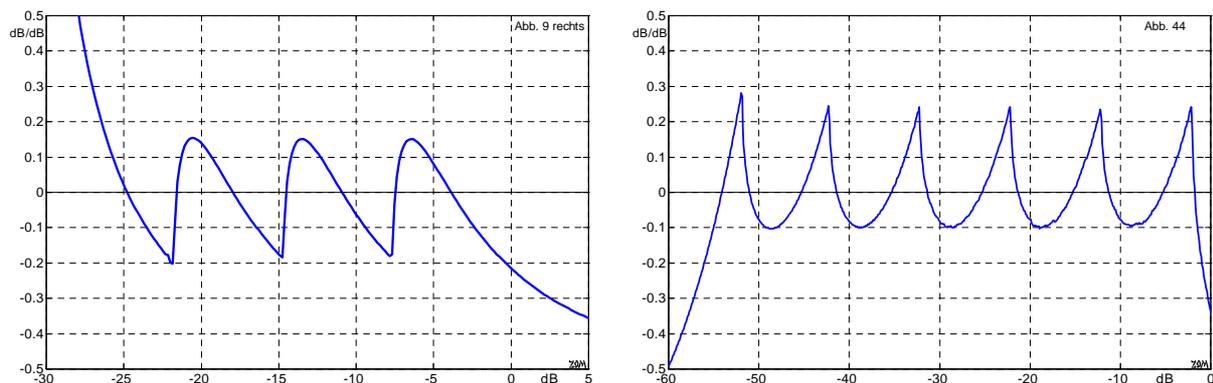


Abb. 80: Differentieller Pegelfehler für die Beispiele aus Abb. 9r (links) und Abb. 44 (rechts).

Literatur:

- [1] Zollner M.: **Rauschen**, Vorlesungs-Skriptum, OTH Regensburg, 1995.
- [2] Zollner M.: **Aktive Filter**, Vorlesungs-Skriptum, OTH Regensburg, 1995.
- [3] Tietze U., Schenk C.: **Halbleiter-Schaltungstechnik**, Springer, 2016.
- [4] Zollner M.: **Signalverarbeitung**, OTH Regensburg, 2009, ausleihbar.
- [5] Zollner M., Zwicker E.: **Elektroakustik**, Springer 1993.
- [6] Hess W.: **Digitale Filter**, Teubner 1989, Springer 1993.
- [7] Zollner M.: **Studio- und Messmikrofone**, siehe unten.
- [8] Zollner M.: **Einfache RC-Schaltungen**, siehe unten.

Fachartikel in www.gitarrenphysik.de	21 Der Lautsprecher-Phasengang
1 Gitarren-Lautsprecher	22 Negative Gruppenlaufzeit
2 Studio-Lautsprecher	23 Der LDR als steuerbarer Widerstand
3 Welche ECC83 darf's denn sein?	24 Steuerbare Allpässe – Uni-Vibe & Co.
4 Reamping and Reguitaring	25 Der JFET als steuerbarer Widerstand
5 Gitterstrom bei Trioden	26 Messdaten eines Nahfeld-Monitors
6 Der Verzerrer	27 Bündelung: Studio- und Heimlautsprecher
7 Der Range-Master rauscht	28 Bündelung: Hörner
8 Raumakustik	29 Bündelung: Instrumentallautsprecher
9 Saitenalterung	30 Lautsprecher-Parameter: Datensammlung
10 Lautsprecherkabel	31 Lautsprecher-Parameter: Messverfahren
11 Schaltungsvarianten für das Reguitaring	32 Lautsprecher-Parameter: Strahlungsimpedanz
12 Verzerrungen: gerade oder ungerade?	33 Bundhöhen (in Vorb.)
13 Die Basswiedergabe beim Studio-Monitor	34 Federhall-Systeme
14 Vom Sinn und Unsinn der CSD-Wasserfälle	35 Alnicomagnet-Tonabnehmer
15 Artefakte bei Wasserfall-Spektrogrammen	36 Der Lace "Holy Grail"
16 Equalizer und Allpässe, Teil 1 – 3	37 Batterien für Effektgeräte
17 Studio- und Messmikrofone, Teil 1 – 5	38 Verzerrungsarme RC-Generatoren
18 Die Dummy-Load als Lautsprecher-Ersatz	39 Millivoltmeter mit echter RMS-Anzeige
19 Nichtlineare Modelle	40 Einfache RC-Schaltungen
20 Wie misst man Elkos?	41 Pickup-Parameter messen – aber richtig