

SAE-Aufschriebe

Benjamin Weiss

AEDS 1205

1	GRUNDLAGEN AUDIO	10
1.1	Schall	10
1.1.1	<i>Schwingung</i>	10
1.1.2	<i>Konstruktion einer Sinuskurve aus einer Kreisrotation</i>	11
1.1.3	<i>Winkelgeschwindigkeit (Kreisfrequenz) ω</i>	12
1.1.4	<i>Winkel im Bogenmaß</i>	12
1.1.5	<i>Phasenwinkel ϕ</i>	12
1.1.6	<i>Monokompatibilität</i>	13
1.1.7	<i>Korrelationsgradmesser</i>	13
1.1.8	<i>Definition verschiedener Schwingungsformen</i>	13
1.2	Welle	13
1.2.1	<i>Schallgeschwindigkeit</i>	13
1.2.2	<i>Laufzeit des Schalls $t(s)$</i>	14
1.2.3	<i>Wellenlänge $\lambda(m)$</i>	14
1.2.4	<i>Tonhöhe und Klangfarbe</i>	14
1.2.5	<i>Kammerton a</i>	15
1.2.6	<i>Obertonreihe</i>	15
1.2.7	<i>Verzerrung</i>	15
1.2.8	<i>Klirrfaktor</i>	15
1.2.9	<i>Harmonisches Klangspektrum</i>	16
1.2.10	<i>Formanten</i>	16
1.2.11	<i>ADSR-Hüllkurve</i>	16
1.2.12	<i>Resonanz</i>	17
1.3	Pegel	17
1.3.1	<i>Leistungspegel</i>	17
1.3.2	<i>Spannungspegel</i>	17
1.3.3	<i>Norminalpegel</i>	19
1.3.4	<i>Zusammenfassung: Warum rechnet man mit Pegel</i>	19
2	SEQUENCING 1	20
2.1	Midi	20
2.1.1	<i>Midi Geschichte</i>	20
2.1.2	<i>Midi-In</i>	20
2.1.3	<i>Midi Out/Thru</i>	20
2.1.4	<i>Verkabelung eines Midi-Setups</i>	21
3	HD-EDITING	22
3.1	Analog-digital Wandlung	22

3.2	Audiodateiformate	22
4	PEGELRECHNUNG	23
4.1	Mathematische Grundlagen	23
4.1.1	<i>Potenzen</i>	23
4.1.2	<i>Logarithmus</i>	23
4.2	Relativer Pegel.....	24
4.2.1	<i>Relativer Leistungspegel</i>	24
4.2.2	<i>Relativer Spannungspegel.....</i>	25
4.2.3	<i>Umgestellte Pegelformeln</i>	26
4.3	Absoluter Pegel.....	26
4.3.1	<i>Absoluter Leistungspegel</i>	26
4.3.2	<i>Absoluter Spannungspegel</i>	27
4.3.3	<i>Absoluter Schalldruckpegel.....</i>	27
4.3.4	<i>Gewichtete Wertungskurven.....</i>	27
4.3.5	<i>Digitaler Pegel</i>	28
4.3.6	<i>Effektivwert.....</i>	28
4.3.7	<i>Nominalpegel</i>	28
4.3.8	<i>Feldübertragungsmaß</i>	29
4.3.9	<i>Kenschalldruckpegel.....</i>	29
5	ELEKTROTECHNIK 1	30
5.1	Elektrische Leiter	30
5.2	Gleichspannung	30
5.2.1	<i>Spannung.....</i>	30
5.2.2	<i>Batterie.....</i>	30
5.2.3	<i>Strom</i>	30
5.2.4	<i>Widerstand</i>	31
5.2.5	<i>Leitwert.....</i>	31
5.2.6	<i>Leistung.....</i>	31
5.2.7	<i>Piezo-Kristalle.....</i>	31
5.3	Wechselspannung	31
5.3.1	<i>Netzfrequenz.....</i>	31
5.3.2	<i>Induktionsgesetz</i>	31
5.3.3	<i>Drehstrom.....</i>	31
5.3.4	<i>Schutzklassen.....</i>	32
5.3.5	<i>FI-Schalter</i>	32
5.3.6	<i>Erdschleifenbrummen.....</i>	33

5.3.7	<i>Frequenzbänder</i>	33
5.3.8	<i>Crestfaktor</i>	33
5.3.9	<i>Schwingungsformen</i>	33
5.3.10	<i>Phantomspeisung</i>	34
5.3.11	<i>Amplituden-Modulation</i>	35
5.3.12	<i>Frequenz-Modulation</i>	35
5.4	Passive Bauelemente	35
5.4.1	<i>Widerstand</i>	35
5.4.2	<i>Schaltsymbole</i>	38
5.4.3	<i>Blockschaltbild</i>	39
5.4.4	<i>Stromlaufplan</i>	39
5.4.5	<i>Impedanz</i>	39
5.4.6	<i>Serielle und parallele Verkabelung von Boxen</i>	39
5.4.7	<i>Innenwiderstand</i>	40
5.4.8	<i>Anpassung</i>	41
5.4.9	<i>Spannungsteiler</i>	41
5.4.10	<i>Potentiometer</i>	42
5.4.11	<i>Schalter</i>	43
5.4.12	<i>Kondensator</i>	44
5.4.13	<i>Filter</i>	47
5.4.14	<i>Spule</i>	49
5.4.15	<i>LC-Parallel-Schwingkreis</i>	50
5.4.16	<i>Transformator</i>	51
6	GEHÖR - PSYCHOAKUSTIK	54
6.1	Das Gehör	54
6.1.1	<i>Außenohr</i>	54
6.1.2	<i>Mittelohr (Paukenhöhle)</i>	54
6.1.3	<i>Innenohr (Schnecke)</i>	54
6.1.4	<i>Schallereignis und Hörereignis</i>	55
6.1.5	<i>Kurven gleicher Lautstärke</i>	55
6.2	Räumliches Hören	55
6.2.1	<i>Höhenlokalisierung</i>	55
6.2.2	<i>Tiefenlokalisierung</i>	55
6.2.3	<i>Seitenlokalisierung</i>	56
6.2.4	<i>Gesetz der ersten Wellenfront</i>	56
6.2.5	<i>2-Kanal-Stereofonie</i>	57

7	MIKROFONIE	58
7.1	Wandlerprinzipien	58
7.1.1	<i>Kohlemikrofon</i>	58
7.1.2	<i>Elektromagnetischer Wandler</i>	58
7.1.3	<i>Elektrodynamischer Wandler</i>	59
7.1.4	<i>Piezoelektrischer Wandler</i>	60
7.1.5	<i>Elektrostatistischer Wandler</i>	61
7.2	Empfängerprinzipien	62
7.2.1	<i>Druckempfänger</i>	63
7.2.2	<i>Druckgradientenempfänger</i>	63
7.2.3	<i>Druckgradientenempfänger mit akustischem Laufzeitglied</i>	64
7.2.4	<i>Interferenzempfänger</i>	64
7.2.5	<i>Grenzflächenmikrofon</i>	65
7.2.6	<i>Hallradius</i>	65
7.2.7	<i>Lavaliermikrofon</i>	65
7.2.8	<i>Doppelmembranmikrofon</i>	66
7.2.9	<i>Nahbesprechungseffekt</i>	67
7.3	Mikrofonkabel	67
7.3.1	<i>Unbalanced</i>	67
7.3.2	<i>Balanced</i>	67
7.4	Phantomspeisung	68
7.5	Tonaderspeisung	68
7.6	Technische Daten und Eigenschaften von Mikrofonen	68
7.6.1	<i>Nennabschlussimpedanz</i>	68
7.6.2	<i>Nennimpedanz</i>	68
7.6.3	<i>Grenzschalldruck</i>	68
7.6.4	<i>Grenzschalldruckpegel</i>	69
7.6.5	<i>Feldleerlaufübertragungsfaktor</i>	69
7.6.6	<i>Feldbetriebsübertragungsfaktor</i>	69
7.6.7	<i>Feldübertragungsmaß</i>	69
7.6.8	<i>Übertragungsbereich</i>	69
7.6.9	<i>Frequenzgang</i>	70
8	STEREOMIKROFONIE	71
8.1	Bestandteile eines Schallereignisses	71
8.2	Hallradius	71
8.3	Phantomschallquellen	72

8.4	Eigenschaften von Stereomikrofoniearten.....	72
8.5	Im-Kopf-Lokalisation	72
8.6	Pegelstereofonie	73
8.6.1	<i>XY-Verfahren.....</i>	73
8.6.2	<i>Blumleinverfahren.....</i>	73
8.6.3	<i>MS-Verfahren.....</i>	74
8.7	Laufzeitstereofonie	75
8.7.1	<i>AB-Verfahren</i>	75
8.7.2	<i>Faulkner-AB.....</i>	76
8.7.3	<i>Fehllokalisierung.....</i>	76
8.7.4	<i>Decca-Tree.....</i>	76
8.8	Äquivalenzstereofonie.....	77
8.8.1	<i>Williamskurven.....</i>	77
8.8.2	<i>Trennkörpermikrofonie</i>	77
8.8.3	<i>Kugelflächenmikrofon</i>	78
8.8.4	<i>OSS / Jecklin-Scheibe.....</i>	78
8.8.5	<i>Clara-System</i>	78
8.8.6	<i>Crown-SASS.....</i>	79
8.8.7	<i>Kunstkopf.....</i>	79
8.9	Stützmikrofone	79
8.9.1	<i>3:1-Regel.....</i>	80
8.10	Tipps zur Planung einer Liveaufnahme.....	80
9	MUSIKTHEORIE.....	81
9.1	Notenschlüssel.....	81
9.2	Taktvorschriften.....	81
9.3	Vorzeichen.....	81
9.4	Dynamikbezeichnungen.....	81
9.5	Akzente.....	82
9.6	Tempoangaben	82
10	EFFEKTE	83
10.1	Regelverstärker	83
10.1.1	<i>Dynamikbegriffe.....</i>	83
10.1.2	<i>Limitier</i>	83
10.1.3	<i>Kompressor</i>	85
10.1.4	<i>Expander</i>	87
10.1.5	<i>Noise-Gate.....</i>	88

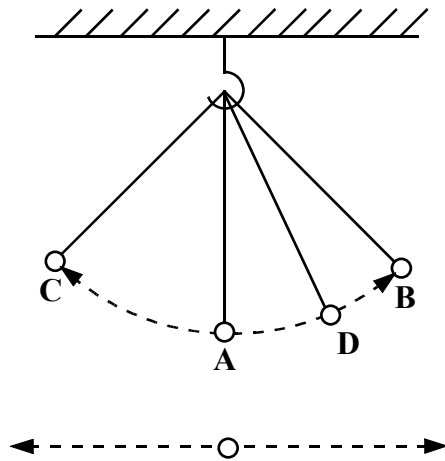
10.1.6	<i>Invers-Gate (Ducker)</i>	89
10.1.7	<i>Anwendungsbeispiele</i>	90
10.2	Equalizer	92
10.2.1	<i>Anwendungsbeispiele</i>	92
10.2.2	<i>Arten von Filtern</i>	92
10.2.3	<i>Ideales Filter</i>	92
10.2.4	<i>Filterkennlinien</i>	92
10.2.5	<i>Einteilung nach einstellbaren Parametern</i>	94
10.2.6	<i>Bandbreite</i>	94
10.2.7	<i>Grafischer EQ</i>	95
10.2.8	<i>Bandpassfilter</i>	95
10.2.9	<i>Bandsperrfilter</i>	95
10.3	Hall	96
10.3.1	<i>Absorptionsgrad</i>	96
10.3.2	<i>Absorptionsvermögen</i>	96
10.3.3	<i>Überschrift??</i>	96
10.3.4	<i>Zeitlicher Aufbau einer Schallfelds im Raum</i>	96
10.3.5	<i>Künstliche bzw. Nachträgliche Hallerzeugung</i>	98
10.4	Delay	98
10.4.1	<i>Technische Realisierung</i>	98
10.4.2	<i>Anwendungsbeispiele</i>	99
10.4.3	<i>Modulationseffekte</i>	99
11	DIGITALE AUDIOTECHNIK	100
11.1	Analog - Digital	100
11.1.1	<i>Vorteile der Digitaltechnik</i>	100
11.2	Digitale Audiokomponenten	100
11.2.1	<i>Mischpult</i>	100
11.2.2	<i>Effektgeräte</i>	100
11.2.3	<i>EQs, Filter</i>	100
11.2.4	<i>Dynamics</i>	100
11.2.5	<i>Endstufen</i>	100
11.2.6	<i>Aufzeichnungsformate</i>	101
11.3	AD-Wandlung	102
11.3.1	<i>Abtastung</i>	102
11.3.2	<i>AD/DA-Wandlerkette</i>	105
11.3.3	<i>Quantisierung</i>	106

11.3.4	<i>Wortbreitenreduktion</i>	108
11.3.5	<i>Jitter</i>	110
11.3.6	<i>Oversampling</i>	111
11.3.7	<i>Delta-Sigma-Wandlung</i>	112
11.4	Digitale Schnittstellen	112
11.4.1	<i>Übersicht</i>	112
11.4.2	<i>Wordclock</i>	113
11.4.3	<i>Digitale Synchronisation</i>	113
11.4.4	<i>Kanalmodulation/Kanalcodierung</i>	114
12	DIGITAL RECORDING	115
12.1	Digital Audio Engine	115
12.2	Plug-ins	115
12.3	HD-System	115
12.3.1	<i>Übersicht</i>	115
12.3.2	<i>Interface 192 I/O</i>	115
12.3.3	<i>Sync I/O</i>	116
13	PRODUKTIONSTECHNIK	118
13.1	Analoge Aussteuerungsbereiche	118
13.1.1	<i>Störpegel</i>	118
13.1.2	<i>Footroom</i>	119
13.1.3	<i>Aussteuerungsbereich</i>	119
13.1.4	<i>Aussteuerungsreserve</i>	119
13.1.5	<i>Klippgrenze</i>	119
13.2	Fourieranalyse/-synthese (Signaldarstellungen)	119
13.2.1	<i>Sinus</i>	119
13.2.2	<i>Rechteck</i>	120
13.3	Klirrfaktor	120
13.4	Digitale Aussteuerung	120
13.5	Messgeräte	120
13.5.1	<i>Klassenvorschläge für Messgeräte in einer Session</i>	120
13.5.2	<i>Spektrum Analyser / Real Time Analyser (RTA)</i>	121
13.5.3	<i>Volume Unit-Meter (VU-Meter)</i>	121
13.5.4	<i>Peak Programm Meter (PPM)</i>	121
13.5.5	<i>Merksätze zu Pegelmessern</i>	122
13.5.6	<i>Korrelationsgradmesser</i>	122
13.5.7	<i>Goniometer (Stereosichtgerät)</i>	122

1 Grundlagen Audio

1.1 Schall

1.1.1 Schwingung



- A: Ruhelage, nur kinetische Energie
- B: Umkehrpunkt, nur potenzielle Energie
- C: Umkehrpunkt, nur potenzielle Energie
- D: Potenzielle und kinetische Energie

Abb. 1

Bei maximaler Auslenkung herrschen ein Druckmaximum und ein Geschwindigkeitsminimum. In der Ruhelage herrschen ein Geschwindigkeitsmaximum und ein Druckminimum. Die Schallschnelle ist die Geschwindigkeit des schwingenden Teilchens. Die Schallgeschwindigkeit dagegen die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Schallwelle.

Der Schalldruck p wird in Pa ($1\text{Pa} = 10\ \mu\text{Bar}$). Er ist der Druck der auf eine Fläche wirkt.

$$p = \frac{F}{A} \text{ in } \frac{\text{N}}{\text{m}^2}$$

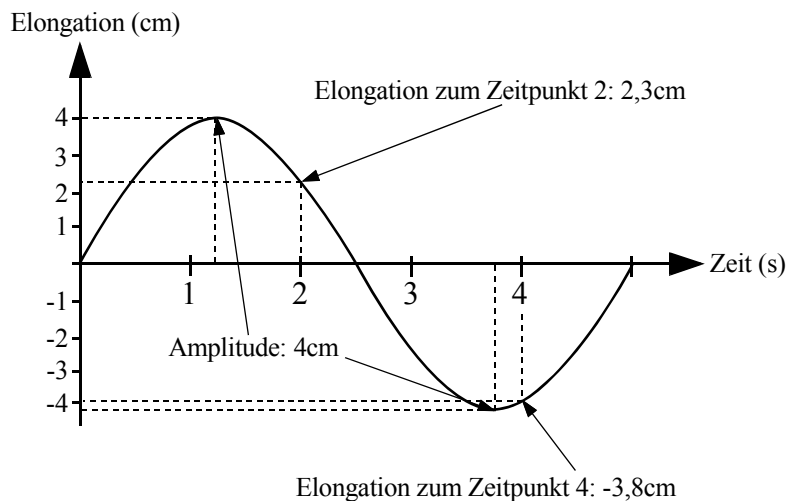


Abb. 2

Y-Achse

- Schalldruck $p(\text{pa})$
 - Elektrische Spannung $U(\text{V})$
 - Bandfluss Φ (nWb/m)
- entspricht der Lautstärke

X-Achse

- Zeit t (s)
- Periodendauer T (s)
- Frequenz f (Hz)

$$T = \frac{1}{f}$$

→ Tonhöhe(Tonheit)

Der Effektivwert ist der Mittelwert. Er wird meistens beim Schalldruck verwendet. Bei Sinustönen berechnet sich der Effektivwert mit Amplitudenwert / $\sqrt{2}$. Er wird meistens bei Wechselgrößen benutzt

1.1.2 Konstruktion einer Sinuskurve aus einer Kreisdrehung

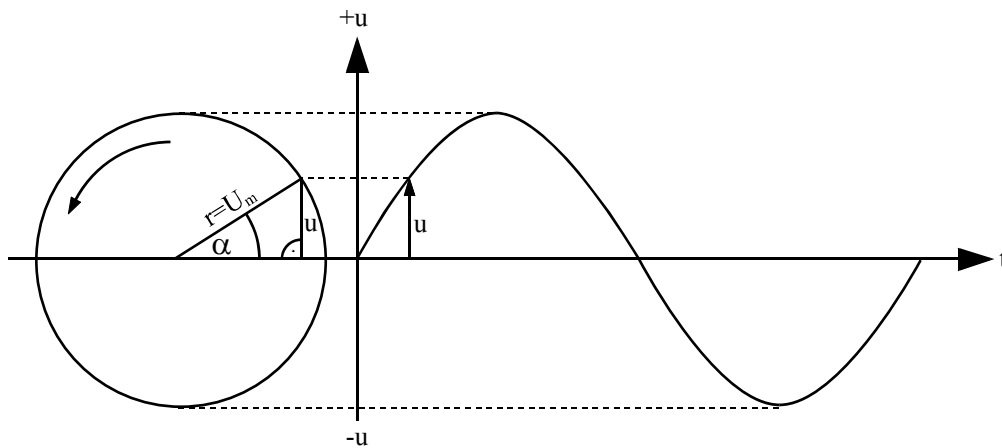


Abb. 3

$$\sin(\alpha) = \frac{u}{U_m}$$

1 Umlauf = T // Strecke: $s = 2\pi r$

→ Umlaufgeschwindigkeit

$$v = \frac{2\pi r}{T}$$

→ Zusammenhang zwischen α und t :

$$v = \frac{2\pi r}{T}$$

$$\frac{v}{r} = \frac{2\pi}{T}$$

$$\text{Einheit: } \frac{v}{r} = \frac{\text{m/s}}{\text{m}} = \frac{1}{\text{s}}$$

→ gleiche Einheit wie die Frequenz

1.1.3 Winkelgeschwindigkeit (Kreisfrequenz) ω

$$\omega = \frac{2\pi}{T}$$

$$\boxed{\omega = 2\pi f}$$

$\omega \triangleq$ Winkeländerung pro Zeit

$$\alpha = \omega t$$

$$\omega = \frac{\alpha}{t}$$

$$\alpha = 2\pi ft$$

$$\sin \alpha = \frac{u}{U_m}$$

$$u = U_m \sin(\omega t)$$

Beispiel:

$$U_m = 310,8\text{V}$$

$$f = 50\text{Hz}$$

$$t = 5\text{ms}$$

$$u = ?$$

$$u = U_m \sin(2\pi ft)$$

$$u = 310,8\text{V} \sin\left(\frac{2\pi \cdot 50\text{Hz} \cdot 0,005\text{s} \cdot 180}{\pi}\right) = 310,8\text{V}$$

1.1.4 Winkel im Bogenmaß

Ein Bogenmaß von 2π entspricht genau dem Umfang des Einheitskreises ($r=1$) und damit einem Winkel von 360° .

$$\text{Winkel}_{\text{Grad}} = \frac{\text{Winkel}_{\text{Bogenmaß}} \cdot 180}{\pi}$$

1.1.5 Phasenwinkel φ

Überlagerung zweier Sinusschwingungen gleicher Frequenz und Amplitude

- $\Delta\varphi=0^\circ \rightarrow$ Amplitudenverdoppelung $\rightarrow +6\text{dB}$

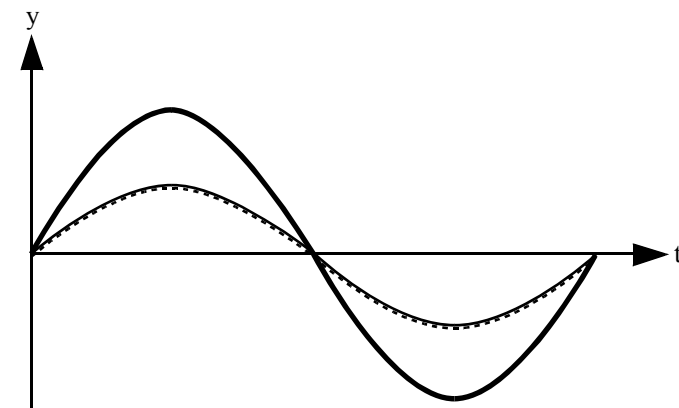


Abb. 4

- $\Delta\varphi=180^\circ \rightarrow$ totale Auslöschung $\rightarrow -\infty\text{dB}$

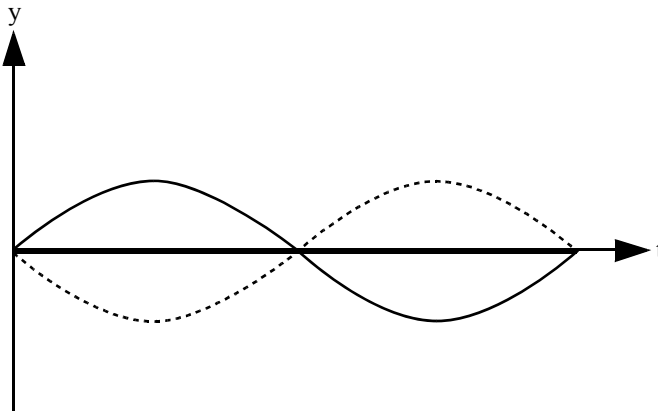


Abb. 5

$$A_r = 2A \cos \frac{\Delta\varphi}{2}$$

- $\Delta\varphi=90^\circ \rightarrow A_r=1,41A \rightarrow +3\text{dB}$
 $\Delta\varphi=120^\circ \rightarrow A_r=A \rightarrow \pm 0\text{dB}$
 $\Delta\varphi=150^\circ \rightarrow A_r=0,52A \rightarrow -6\text{dB}$

1.1.6 Monokompatibilität

Die Monokompatibilität ist eine Anforderung an stereofone Tonaufzeichnungen, ohne nennenswerte Klangeinbußen auch in Mono abspielbar zu sein.

- Öffentlicher Rundfunk
- Autoradioempfang

1.1.7 Korrelationsgradmesser

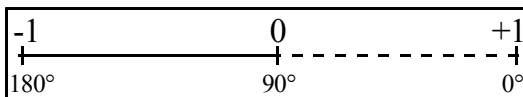


Abb. 6

1.1.8 Definition verschiedener Schwingungsformen

Ton: Sinusförmige Schallschwingung (im Hörbereich)

Klang: Hörschall aus Grund und Obertönen

\rightarrow Harmonischer Klang: Obertöne sind ganz zahlige Vielfache des Grundtons

\rightarrow Geräusch: Obertöne sind statistisch verteilt

Lärm

1.2 Welle

1.2.1 Schallgeschwindigkeit

Die Schallgeschwindigkeit c in m/s ist die Ausbreitungsgeschwindigkeit der Welle. Sie beträgt in Luft 343,8m/s, bei 20°C. Bei einer Erwärmung um 1°C erhöht sich die Schallgeschwindigkeit um 0,6m/s.

Material	Schallgeschwindigkeit
Glas	ca. 5500 m/s
Stahl	ca. 5000 m/s
Holz	ca. 2500 m/s
Wasser	ca. 1500 m/s
Weichgummi	ca. 80 m/s

Umso höher die Elastizität eines Stoffes desto höher ist die Schallgeschwindigkeit.

1.2.2 Laufzeit des Schalls $t(s)$

$$t = \frac{d}{c}$$

d: Weg den der Schall zurücklegt
c: Schallgeschwindigkeit
t: Zeit

Beispiel 1:

$$\begin{aligned} d &= 150\text{m} \\ \text{Temperatur} &= 15^\circ\text{C} \\ \Rightarrow t &= \frac{150\text{m}}{343,8 \frac{\text{m}}{\text{s}} - 5 \cdot 0,6 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 440\text{ms} \end{aligned}$$

Beispiel 2:

$$\begin{aligned} d &= 1\text{m} \\ \text{Temperatur} &= 20^\circ\text{C} \\ \Rightarrow t &= \frac{1\text{m}}{343,8 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 3\text{ms} \end{aligned}$$

Die Echogrenze liegt bei ungefähr 50ms.

1.2.3 Wellenlänge $\lambda(m)$

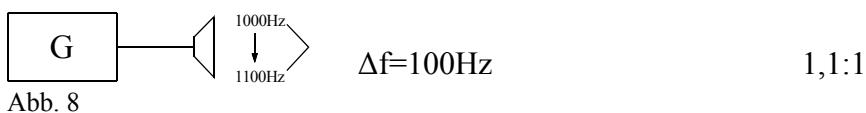
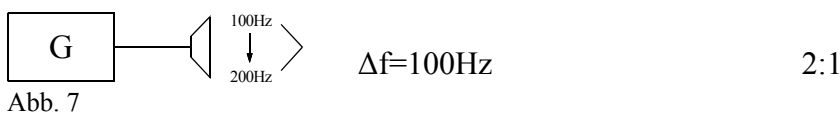
Die Wellenlänge ist der unmittelbare Abstand zweier mit gleicher Phase Schwingender Teilchen.

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

λ bei 20Hz: 17m

λ bei 20kHz: 17cm

1.2.4 Tonhöhe und Klangfarbe



Das Tonhöhenempfinden ist von dem Frequenzverhältnis abhängig (→ Logarithmisch).

1.2.5 Kammerton a

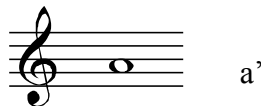


Abb. 9

Temperierte Stimmung:

1 Halbtonschritt: $1,06:1$ ($\sqrt[12]{2}$)

z.B. b': 466Hz (bei a'=440Hz)

1.2.6 Obertonreihe



Abb. 10

1-2: C-C = Oktave

2-3: C-G = Quinte

3-4: G-C = Quarte

4-5: C-E = große Terz

5-6: E-G = kleine Terz

6-7: G-B = kleine Terz(kleiner als vorherige Terz)

Grundton = 100Hz = 1.Harmonische

1.Oberton = 200Hz = 2.Harmonische

2.Oberton = 300Hz = 3.Harmonische

1.2.7 Verzerrung

Eingangssignal \neq Ausgangssignal

- Lineare Verzerrungen
Dem Signal wird nichts hinzugefügt.
- Nicht-lineare Verzerrungen
Dem Signal werden Komponenten hinzugefügt die im Eingangssignal nicht vorhanden sind. → Klirrvverzerrungen

1.2.8 Klirrfaktor

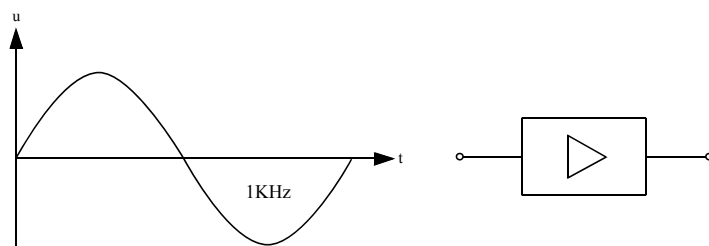


Abb. 11

z.B. THD = 1%
(Total Harmonic Distortion)
Ab 3% bei Musik hörbar

z.B. $K_3 = 3\%$
K = Klirrfaktor
3 = 3. Harmonische

1.2.9 Harmonisches Klangspektrum

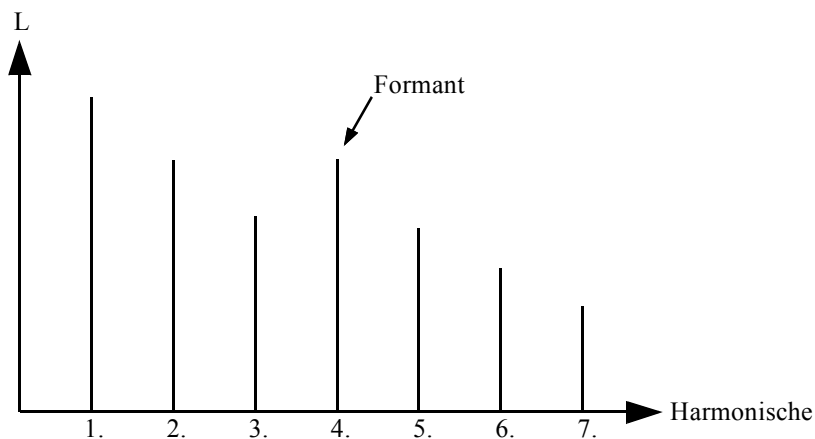


Abb. 12

L = Level (Pegel)

Das Harmonische Klangspektrum zeigt die Pegel der Harmonischen. Die Geräuschkomponenten eines Klangs werden bei dieser Betrachtung ignoriert.

1.2.10 Formanten

Formanten sind im Klangspektrum hervortretende Frequenzbereiche. Welche Harmonischen im Formantbereich liegen, hängt vom Grundton ab.

1.2.11 ADSR-Hüllkurve

A = Attack (Einschwingphase) → Geräuschanteile
D = Decay (Abklingphase)
S = Sustain (quasistationäre Klangphase) → Formanten
R = Release (Ausklingphase)

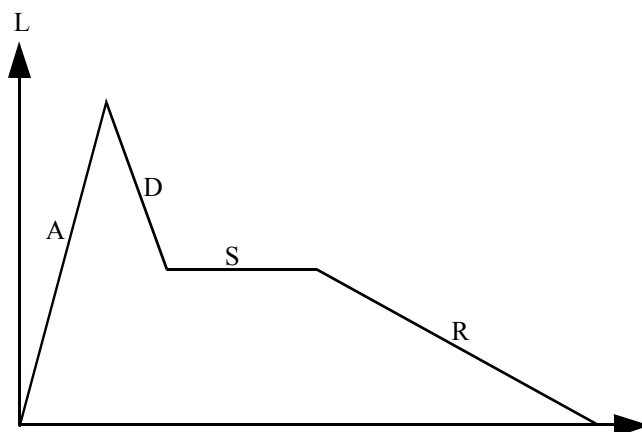


Abb. 13

1.2.12 Resonanz

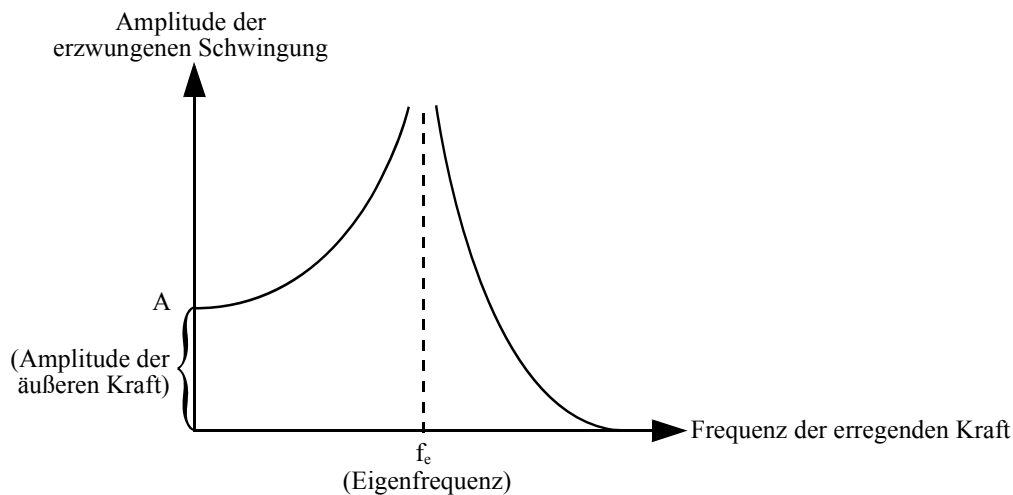


Abb. 14

$f_a = f_e$ (theoretisch bei fehlender Dämpfung)

1.3 Pegel

Der Pegel ist ein logarithmiertes Verhältnis.

1.3.1 Leistungspegel

P_1	P_2
Marshall	Marshall
50W	100W

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{100W}{50W} = 2$$

$$\log_{10} \frac{P_2}{P_1} = \log_{10} 2 = 0,3$$

$$\log_{10} \frac{P_2}{P_1} \text{ Bel} = \log_{10} 2 = 0,3 \text{ Bel}$$

$$10 \cdot \log_{10} \frac{P_2}{P_1} \text{ deziBel} = \log_{10} 2 = 3 \text{ dBel}$$

$$\boxed{L_p = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ dB}}$$

1.3.2 Spannungspegel

$$P = U \cdot I$$

$$I = \frac{U}{R}$$

$$\Rightarrow P = \frac{U^2}{R} \text{ (P und U verhalten sich quadratisch)}$$

$$L_p = 10 \cdot \lg \frac{P_2}{P_1} \text{ dB}$$

$$\Rightarrow L_U = 10 \cdot \lg \left(\frac{U^2}{R} \right)_2 \text{ dB} \Big|_{R_1 = R_2}$$

$$L_U = 10 \cdot \lg \frac{U_2^2}{U_1^2} \text{ dB}$$

$$L_U = 20 \cdot \lg \frac{U_2}{U_1} \text{ dB}$$

Relativer Pegel

Beim relativen Pegel müssen der Ist- und der Bezugswert bekannt sein bzw. ermittelt werden.
(→ Marshall Amp)

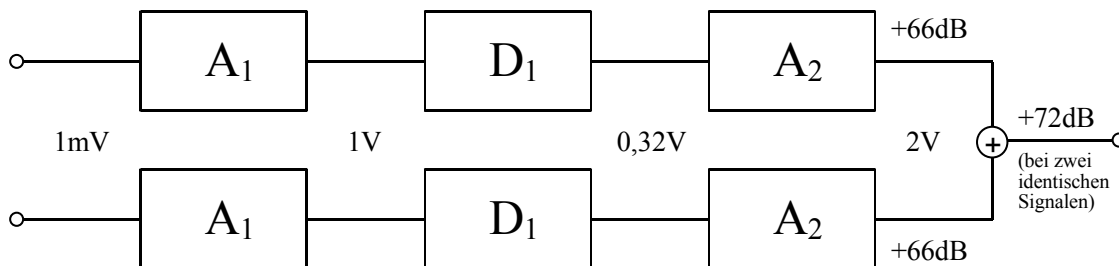


Abb. 15

$$L_{U(A_1)} = 20 \lg \frac{1V}{0,001V} \text{ dB} \parallel L_U = +60 \text{ dB}$$

$$L_{U(D_2)} = 20 \lg \frac{0,32V}{1V} \text{ dB} \parallel L_U = -10 \text{ dB}$$

$$L_{U(A_2)} = 20 \lg \frac{2V}{0,32V} \text{ dB} \parallel L_U = +16 \text{ dB}$$

$$L_{U(Ges)} = 20 \lg \frac{2V}{0,001V} \text{ dB} \parallel L_U = +66 \text{ dB}$$

Absoluter Pegel

Bei einem absoluten Pegel ist der Bezugswert definiert

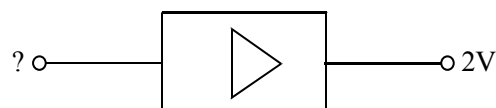


Abb. 16

$$L_{U(abs)} = 20 \lg \frac{2V}{1V} \text{ dBV} \parallel L_U = +6 \text{ dBV}$$

dBm: 1mW (üblicherweise an 600Ω)

dBu: 0,775V

dBV: 1V

dB SPL: 2·10⁻⁵Pa

1.3.3 Norminalpegel

Der Norminalpegel ist der Pegel bei dem ein Gerät auf der Anzeige 0dB anzeigt.

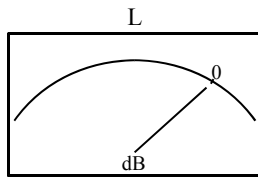


Abb. 17

+4dBu (Studiopegel): 1,23V

-10dBV (Homerecordingpegel): 0,32V

+6dBu (Rundfunkpegel, Funkhausnormpegel): 1,55V

Beispiel:

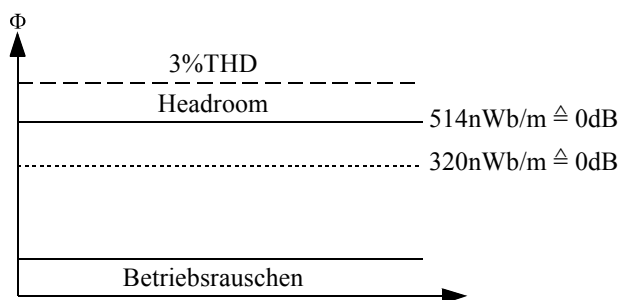


Abb. 18

1.3.4 Zusammenfassung: Warum rechnet man mit Pegel

- Große Zahlenbereiche werden verkleinert
- Das Gehörempfinden verläuft logarithmisch
- Pegel ist dimensionslos → gilt für Spannung und Leistung
- Pegel können einfach addiert werden

2 Sequencing 1

2.1 Midi

Midi-Daten sind lediglich Steuerdaten. Audiodaten kann man dagegen als „Spannung über der Zeit“ messen und auf einem Oszilloskop darstellen.

Vorteile Midi:

- Steuerdaten können beliebig verändert werden
- Der Sound kann bis zum Ende beliebig gewählt werden
- Geringe Speicherkapazität notwendig

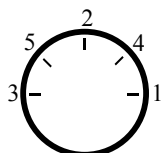
2.1.1 Midi Geschichte

1983: Roland, Oberheim, Sequential Circuits stellen Midi vor.
→ Midi Spezifikation 1.0

Spezifiziert wurden

- Midi-Hardware
Interface: Schnittstelle an jedem Gerät (Midi-In, Midi-Out)
- Midi-Software(Datenformat)
Midi Implementation(Ausführbarkeit)
→ Wie werden die Steuerdaten ausgeführt?/Was wird ausgelöst?
- Es müssen 5-Pol DIN-Verbindungen verwendet werden.

2.1.2 Midi-In



2 = n.c. (not connected)

4,5 = Signal

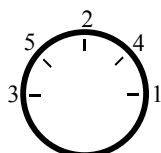
1,3 = n.c.

Datenübertragung läuft im
Midi-In über einen
Optokoppler

→ unsymmetrisches Signal

Aufgrund der galvanischen Trennung wird die Datenübertragung gesichert.

2.1.3 Midi Out/Thru



2 = Ground /Shield

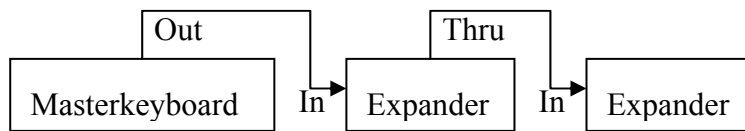
4,5 = Signal

1,3 = n.c.

- Paarweise abgeschirmtes Kabel
- Kabellänge $\leq 15\text{m}$
- Übertragung läuft seriell (32,25 kBaud; 31250 bit/s)

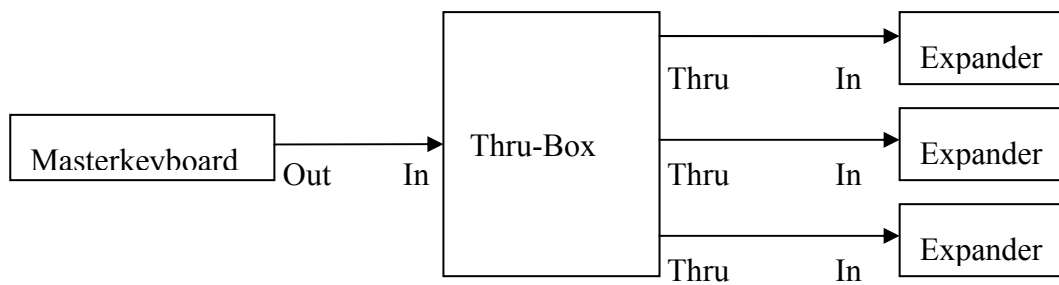
2.1.4 Verkabelung eines Midi-Setups

Serielle Verkabelung(Kettenförmig)

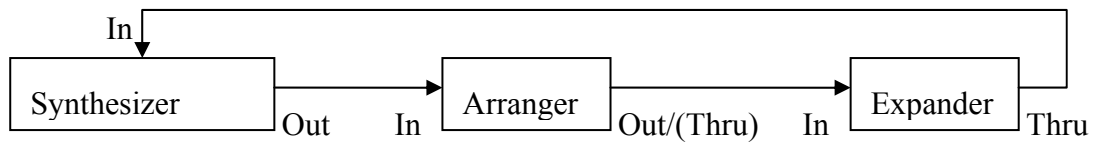


- bis zu 3 Geräte problemlos

Parallele Verkabelung(Sternförmig)



Ringförmige Verkabelung



3 HD-Editing

3.1 Analog-digital Wandlung

Die Spannung wird in bestimmten Zeitabständen abgetastet. Die Sampling-Frequenz (z.B. 44,1 kHz) bestimmt dabei wie oft. Die Sampling-Frequenz muss mindestens doppelt so hoch wie die Nutzfrequenz (Nyquist-Theorem). Die Wortbreite (z.B. 16 Bit) des Systems sagt aus wie viel Bits für die Speicherung der abgetasteten Spannungswerte zur Verfügung stehen. Folglich werden die abgetasteten Spannungen gerundet wenn der Wert nicht in das vorgegebene Zahlenraster passt. Dies führt zu dem so genannten Quantisierungsrauschen.

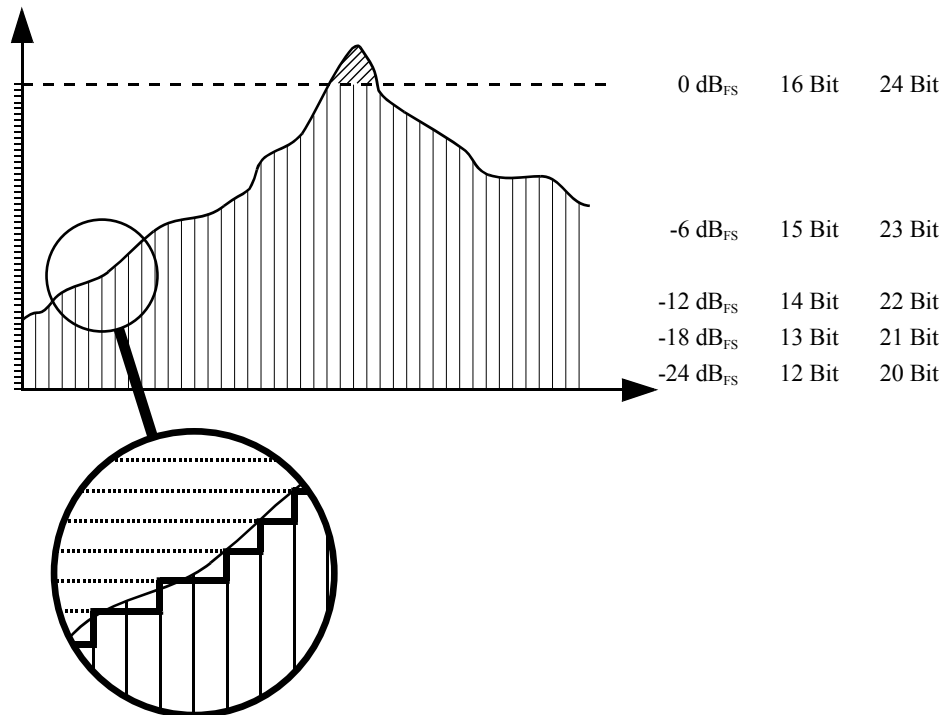


Abb. 1

3.2 Audiodateiformate

AIFF = Audio Interchange File Format (Apple)

SDII = Sound Designer 2 (Digidesign) / inclusive Regions & Marker / nur bis 48 kHz

WAVE = Windows Audiofile Format

QuickTime = Multimedia (Apple)

RAW = Spieleplattformen

System7 Sound = altes Mac Betriebssystem

SonicAIFF = für Sonic Solutions Workstations

Paris = Ensoniq Audiofilesystem

JAM Image = für CD-Brennprogramm: Jam

AU = für Javaanwendungen (www)

RealAudio = Internet Streaming

Shockwave = Internet Streaming (Macromedia)

MP3 = MPEG1/Layer3 (Fraunhoferinstitut)

4 Pegelrechnung

4.1 Mathematische Grundlagen

4.1.1 Potenzen

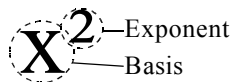


Abb. 1

Beispiel 1:

$$\begin{aligned}x^2 &= 4 \\ \sqrt{x} &= \sqrt{4} \\ x &= 2\end{aligned}$$

Beispiel 2:

$$\begin{aligned}x^3 &= 27 \\ \sqrt[3]{x} &= \sqrt[3]{27} \\ x &= 3\end{aligned}$$

4.1.2 Logarithmus

Beispiel 1:

$$\begin{aligned}2^x &= 8 \\ \log_2 2^x &= \log_2 8 \\ x &= 3\end{aligned}$$

Beispiel 2:

$$\begin{aligned}2^x &= 1 \\ x &= \log_2 1 \\ x &= 0\end{aligned}$$

Beispiel 3:

$$\begin{aligned}10^x &= 1000 \\ x &= \log_{10} 1000 \\ x &= 3\end{aligned}$$

Potenzgesetze

$$\begin{aligned}a^{\frac{1}{n}} &= \sqrt[n]{a} \\ a^{-n} &= \frac{1}{a^n} \\ a^n \cdot a^m &= a^{n+m} \\ a^n / a^m &= a^{n-m} \\ 0^n &= 0 \\ a^0 &= 1\end{aligned}$$

Logarithmusgesetze

$$\begin{aligned}\lg(n \cdot v) &= \lg n + \lg v \\ \lg\left(\frac{n}{v}\right) &= \lg n - \lg v \\ \lg\left(\frac{1}{v}\right) &= -\lg v \\ \lg u^n &= n \lg u\end{aligned}$$

Verkürzte Schreibweisen

$$\begin{aligned}\log_{10} x &= \lg x \\ \log_2 x &= \text{lb } x \\ \log_e x &= \ln x\end{aligned}$$

Graph des Zehnerlogarithmus

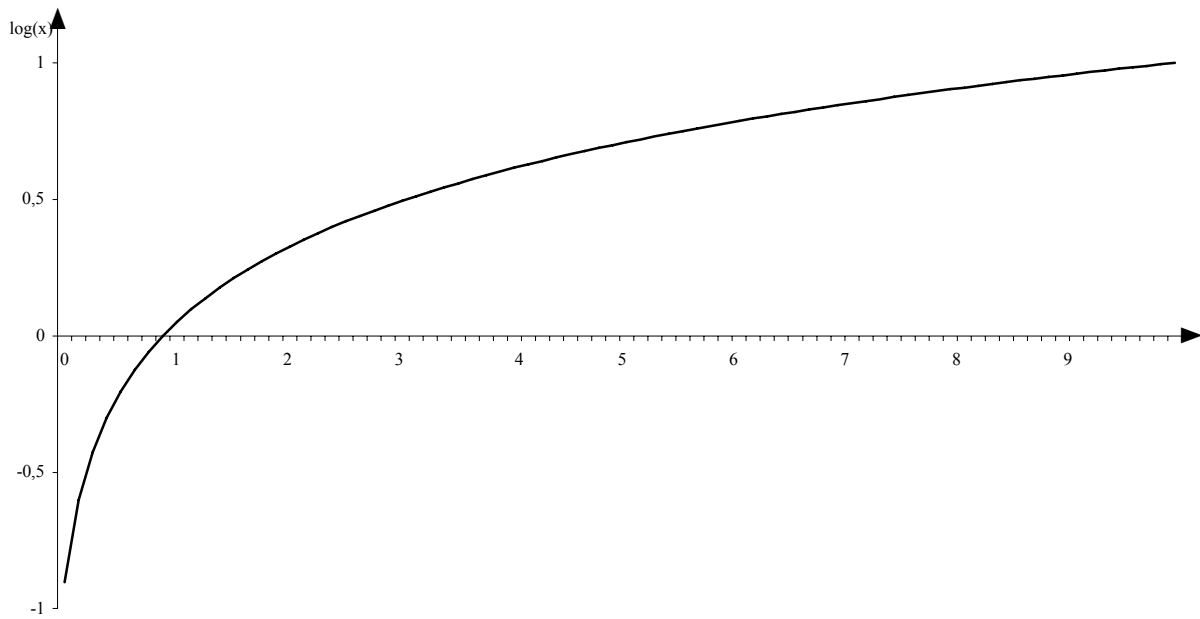


Abb. 2

4.2 Relativer Pegel

Der relative Pegel steht für eine Verstärkung oder Dämpfung und wird in Dezibel (genauer: dBr) angegeben.

4.2.1 Relativer Leistungspegel

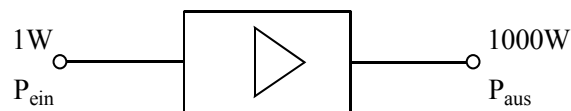


Abb. 3

$$L_{P_{rel}} = 10 \lg \frac{P_{aus}}{P_{ein}} \text{ dBr}$$

$$L_{P_{rel}} = 10 \lg \frac{1000W}{1W} \text{ dBr}$$

$$L_{P_{rel}} = 10 \lg 1000 \text{ dBr}$$

$$L_{P_{rel}} = +30 \text{ dBr}$$

Leistungsverstärkungsmaß = 10 lg Leistungsverstärkungsfaktor
--

Beispiel 1:

$$P_{ein} = 0,3W$$

$$P_{aus} = 15W$$

$$L_{P_{rel}} = 10 \lg \frac{15W}{0,3W} \text{ dBr} = +16,99 \text{ dBr}$$

→ Verstärkung → positiver Pegel

Beispiel 2:

$$P_{\text{ein}} = 4W$$

$$P_{\text{aus}} = 1W$$

$$L_{P_{\text{rel}}} = 10 \lg \frac{1W}{4W} \text{ dBr} = -6 \text{ dBr}$$

→ Dämpfung → negativer Pegel

Beispiel 3:

$$P_{\text{ein}} = 3W$$

$$P_{\text{aus}} = 3W$$

$$L_{P_{\text{rel}}} = 10 \lg \frac{3W}{3W} \text{ dBr} = 0 \text{ dBr}$$

→ keine Änderung → 0dBr

4.2.2 Relativer Spannungspegel

$$P = U \cdot I$$

$$I = \frac{U}{R}$$

$$\Rightarrow P = \frac{U^2}{R}$$

$$L_{U_{\text{rel}}} = 10 \lg \frac{P_{\text{aus}}}{P_{\text{ein}}} = 10 \lg \frac{\left(\frac{U^2}{R}\right)_{\text{aus}}}{\left(\frac{U^2}{R}\right)_{\text{ein}}} = 10 \lg \frac{U^2_{\text{aus}} \cancel{R_{\text{ein}}}}{U^2_{\text{ein}} \cancel{R_{\text{aus}}}} = 10 \lg \left(\frac{U_{\text{aus}}}{U_{\text{ein}}}\right)^2$$

$$L_{U_{\text{rel}}} = 20 \lg \frac{U_{\text{aus}}}{U_{\text{ein}}} \text{ dBr}$$

Beispiel:

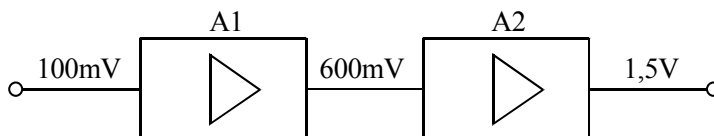


Abb. 4

$$L_{U_{\text{rel}}}(\text{A1}) = 20 \lg \frac{600mV}{100mV} \text{ dBr} = 20 \lg 6 \text{ dBr} = +15,56 \text{ dBr}$$

$$L_{U_{\text{rel}}}(\text{A2}) = 20 \lg \frac{1500mV}{600mV} \text{ dBr} = 20 \lg 2,5 \text{ dBr} = +7,96 \text{ dBr}$$

$$L_{U_{\text{rel}}}(\text{A1+A2}) = 20 \lg \frac{1500mV}{100mV} \text{ dBr} = 20 \lg 15 \text{ dBr} = +23,52 \text{ dBr}$$

4.2.3 Umgestellte Pegelformeln

Leistungspegel

$$L = 10 \lg \frac{P_{aus}}{P_{ein}}$$

$$\frac{L}{10} = \lg \frac{P_{aus}}{P_{ein}}$$

$$10^{\frac{L}{10}} = \frac{P_{aus}}{P_{ein}}$$

$$P_{aus} = P_{ein} 10^{\frac{L}{10}}$$

$$P_{ein} = P_{aus} / 10^{\frac{L}{10}}$$

Spannungspegel

$$L = 20 \lg \frac{U_{aus}}{U_{ein}}$$

$$\frac{L}{20} = \lg \frac{U_{aus}}{U_{ein}}$$

$$10^{\frac{L}{20}} = \frac{U_{aus}}{U_{ein}}$$

$$U_{aus} = U_{ein} 10^{\frac{L}{20}}$$

$$U_{ein} = U_{aus} / 10^{\frac{L}{20}}$$

Beispiel 1:

$$P_{ein} = 4,2W$$

$$L = +15dB$$

$$P_{aus} = 4,2W \cdot 10^{\frac{15}{10}} = 132,8W$$

Beispiel 2:

$$P_{aus} = 0,5W$$

$$L = +8dB$$

$$P_{ein} = 500mW / 10^{\frac{8}{10}} = 79mW$$

Beispiel 1:

$$U_{ein} = 50mV$$

$$L = +33dB$$

$$U_{aus} = 50mV \cdot 10^{\frac{33}{20}} = 2,23V$$

Beispiel 2:

$$U_{aus} = 800mV$$

$$L = -19dB$$

$$U_{ein} = 800mV / 10^{\frac{19}{20}} = 7,1V$$

4.3 Absoluter Pegel

Der absolute Pegel steht für einen bestimmten physikalischen Wert (1V, 2W, 3Pa...). Die Angabe im Nenner ist dabei fest definiert (=Bezugswert).

4.3.1 Absoluter Leistungspegel

$$L_{P_{abs}} = 10 \lg \frac{P}{1mW} dBm \quad || \text{ an } 600\Omega$$

$$0dBm \hat{=} 1mW$$

Beispiel:

$$5W \text{ in dBm=?}$$

$$L_{p_{abs}} = 10 \lg \frac{5000 mW}{1 mW} dBm = +36,99 dBm$$

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{(0,775V)^2}{600\Omega} = 1 mW$$

4.3.2 Absoluter Spannungspegel

$$L_{U_{abs}} = 20 \lg \frac{U}{0,775V} dBu$$

$$L_{U_{abs}} = 20 \lg \frac{U}{1V} dBV$$

Beispiel:

3V in dBu, dBV=?

$$L_{U_{abs}} = 20 \lg \frac{3V}{0,775V} dBu = +11,76 dBu$$

$$L_{U_{abs}} = 20 \lg \frac{3V}{1V} dBV = +9,54 dBV$$

4.3.3 Absoluter Schalldruckpegel

$$L_{dB_{SPL}} = 20 \lg \frac{\text{Schalldruck}}{2 \cdot 10^{-5} Pa} dB_{SPL}$$

SPL: Sound Pressure Level

$2 \cdot 10^{-5} Pa$: Hörschwelle bei 1kHz

Beispiel:

1Pa in dB_{SPL}=?

$$L_{dB_{SPL}} = 20 \lg \frac{1Pa}{2 \cdot 10^{-5} Pa} dB_{SPL} = 93,98 dB_{SPL}$$

1Pa	≅	94dB _{SPL}
2Pa	≅	100dB _{SPL}
4Pa	≅	106dB _{SPL}
10Pa	≅	114dB _{SPL}
5Pa	≅	108dB _{SPL}

4.3.4 Gewichtete Wertungskurven

Um den Schalldruckpegel an das Gehör anzupassen wurden für verschiedene Lautstärken Wertungskurven genormt.

- dBA: leise
- dBB: mittel
- dBC: laut

4.3.5 Digitaler Pegel

0dB_{FS}: höchster digitaler Pegel (Full Scale) → Volllaussteuerung

$$L_{dB_{FS}} = 20 \lg \frac{\text{Anzahl der verwendeten Spannungstufen}}{2^{\text{Wortbreite}} - 1} dB_{FS}$$

Beispiel:

$$\boxed{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1} \cong 255(2^{\text{Bits}} - 1)$$

$$\boxed{1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1} \cong 165$$

$$L_{dB_{FS}} = 20 \lg \frac{165}{255} dB_{FS} = -3,78 dB_{FS}$$

4.3.6 Effektivwert

Gleichspannung, die in einem Widerstand die gleiche Wärme erzeugt wie die Wechselspannung

Alle Angaben im Tonstudio sind Effektivwerte??

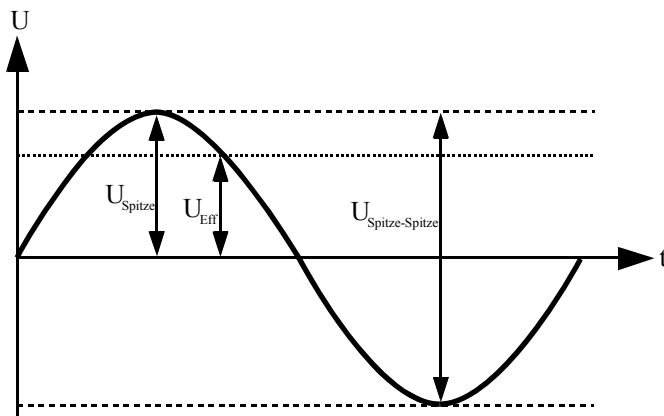


Abb. 5

4.3.7 Nominalpegel

Pegelstandards

	dB	Volt
Homerecordingpegel	-10dBV	0,316V
Studiopegel	+4dBu	1,23V
Rundfunkpegel	+6dBu	1,55V

$$x = \text{Bezugswert} \cdot 10^{\frac{L}{20}}$$

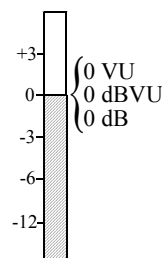


Abb. 6

Beispiel:

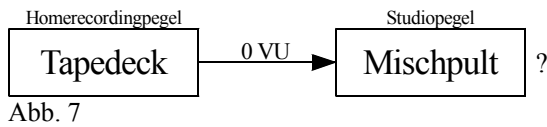


Abb. 7

$$L_{U_{abs}} = 20 \lg \frac{0,316V}{0,775V} dBu = -7,79 dBu$$

$$-7,79 dBu - 4 dBu = -11,79 VU$$

100% Vollaussteuerung $\hat{=} 0 VU \hat{=} -10 dBV$

50% Vollaussteuerung $\hat{=} -6 VU \hat{=} -16 dBV$

4.3.8 Feldübertragungsmaß



Abb. 8

1 Pa	→	1 mV	Feldübertragungsfaktor
94 dB _{SPL}	→	-60 dBV	Feldübertragungsmaß

4.3.9 Kennschalldruckpegel

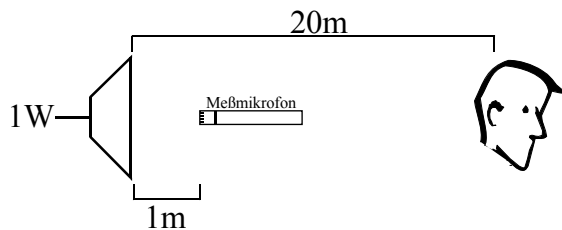


Abb. 9

Kenschalldruckpegel: 100 dB_{SPL}

5 Elektrotechnik 1

5.1 Elektrische Leiter

Elektrische Leiter	Halbleiter	Isolatoren
<ul style="list-style-type: none"> • Silber • Kupfer 	<ul style="list-style-type: none"> • Silizium 	<ul style="list-style-type: none"> • Glas • Gummi • Kunststoffe(z.B. PVC)

Die Anzahl der Valenzelektronen, also der Elektronen auf der äußersten Schale (→ Bohrsches Atommodell), eines Metalls bestimmt wie viele Paarbindungen es eingehen kann. Wenn eine Paarbindung aufbricht werden Elektronen “frei“, welche dann zum Transport von Ladung benutzt werden können. D.h. gute elektrische Leiter haben viele aufgebrochene Paarbindungen.

5.2 Gleichspannung

5.2.1 Spannung

Elektrische Spannung U ; Einheit: Volt[V]

$$U = \frac{W}{Q}$$

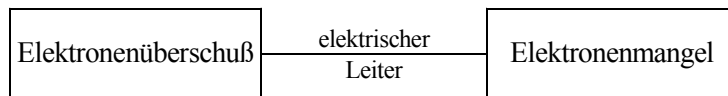


Abb. 1

Wenn zwischen zwei Orten ein Potenzialunterschied besteht spricht man von einer Spannung. Werden diese mit einem elektrischen Leiter verbunden wandern die Elektronen von dem Ort des Elektronenüberschusses zu dem Ort an dem ein Elektronenmangel herrscht. Bei der technischen Stromrichtung wandern die Elektronen definitionsgemäß von plus nach minus. Die physikalische Stromrichtung dagegen ist andersherum, also von minus nach plus.

5.2.2 Batterie

Bei einer Batterie wird eine Spannung durch zwei chemische Stoffe (z.B. Zink und Kohle) zwischen denen ein Potentialunterschied besteht, auch galvanisches Element genannt, erzeugt. Zwischen Zink und Kohle besteht ein Potentialunterschied von 1,5V, wobei Zink einen Überschuss und Kohle einen Mangel an Elektronen hat. Um höhere Spannungen zu bekommen werden in einem 9V-Block z.B. 6 Zink-Kohle Zellen in Reihe geschaltet.

5.2.3 Strom

Elektrischer Strom I ; Einheit: Ampere[A]

$$I = \frac{Q}{t}$$

5.2.4 Widerstand

Elektrischer Widerstand R; Einheit: Ohm[Ω]

$$R = \frac{U}{I}$$

5.2.5 Leitwert

Elektrischer Leitwert G; Einheit: Siemens[S]

$$G = \frac{1}{R}$$

5.2.6 Leistung

Elektrische Leistung P; Einheit: Watt[W]

$$P = U \cdot I$$

5.2.7 Piezo-Kristalle

Bei einem Piezo-Kristall entsteht durch Druck ein Potentialunterschied. Im Audibereich werden diese Kristalle in Tonabnehmern und Hochtonlautsprechern verwendet.

5.3 Wechselspannung

Bei einer Wechselspannung verändern sich Richtung und Betrag kontinuierlich, periodisch.

5.3.1 Netzfrequenz

Frequenz der Wechselspannung f; Einheit: Hertz[Hz]

$$f = \frac{\text{Perioden}}{\text{Sekunde}}$$

In Deutschland beträgt die Netzfrequenz 50Hz.

5.3.2 Induktionsgesetz

Wenn man in einem Magnetfeld einen Leiter bewegt, wird in dem Leiter eine Spannung induziert. Oder andersherum: Wird durch einen elektrischen Leiter ein Strom geschickt entsteht ein Magnetfeld um den Leiter.

5.3.3 Drehstrom

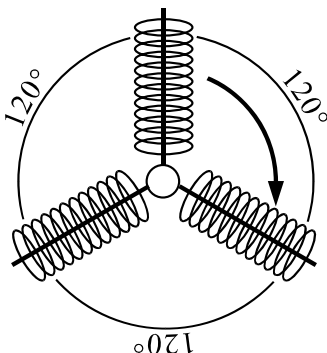


Abb. 2

Bei Dreh- oder Kraftstrom gibt es drei um 120° verschobene Phasen. Die Effektivspannung, gemessen zwischen den Phasen des Drehstroms, beträgt 400V. Die drei Phasen des Drehstroms lassen sich in drei getrennte Stromkreise aufteilen. Wobei jede der Phasen mit 16A belastbar ist.

Beispiel:

Maximale Leistung eines Stromkreises?

$$P_{\max} = 230V \cdot 16A$$

$$P_{\max} = 3680W$$

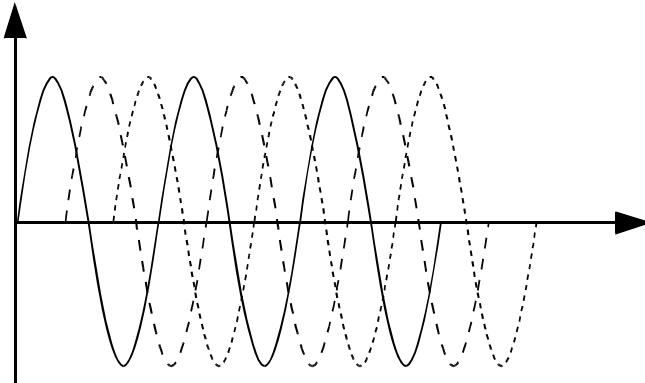


Abb. 3

5.3.4 Schutzklassen

Schutzklasse	Maßnahmen
Schutzklasse 0	<ul style="list-style-type: none"> • Basisisolierung
Schutzklasse I	<ul style="list-style-type: none"> • Basisisolierung • Metallgehäuse ist über den Schutzleiter geerdet
Schutzklasse II	<ul style="list-style-type: none"> • Basisisolierung • Schutzisolierung • Keine Verbindung mit dem Schutzleiter
Schutzklasse III	<ul style="list-style-type: none"> • Benötigen keinen besonderen Schutz, das sie mit sehr geringen Spannungen arbeiten

5.3.5 FI-Schalter

Ein Fehlerstromschutzschalter vergleicht den eingehenden Strom auf der Phase mit dem ausgehenden Strom auf dem Nullleiter, wenn der Unterschied größer als 30mA ist unterbricht der FI-Schalter die Leitung. Es handelt sich dabei um eine Schutzmaßnahme für den Menschen, die jedoch keine normale Sicherung ersetzt, da bei einem Kurzschluss der eingehende Strom trotzdem gleich groß ist wie der ausgehende.

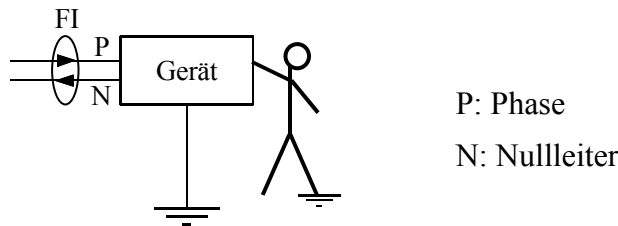


Abb. 4

5.3.6 Erdschleifenbrummen

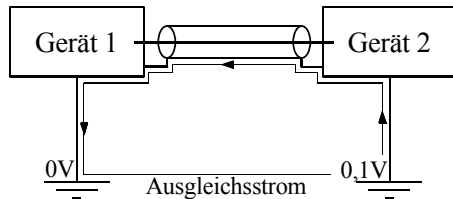


Abb. 5

Ein Erdschleifenbrummen entsteht wenn zwei Geräte, die an zwei unterschiedliche Massen, mit einem voneinander abweichendem 0V Potenzial, angeschlossen sind, durch ein Kabel verbunden werden. Dann nämlich läuft über die Abschirmung des Kabels ein Ausgleichsstrom.

Möglichkeiten der Beseitigung

- Auftrennen der Masseverbindung an einer Seite des Kabels
- Zwischenschalten eines Trenntransformators
- Wenn möglich die zwei Geräte an den gleichen Stromkreis hängen

5.3.7 Frequenzbänder

Deutsch	Englisch	Frequenzbereich
NF = Niederfrequenz	AF = audio frequency	20Hz-20kHz
HF = Hochfrequenz	RF = radio frequency	10kHz-1MHz

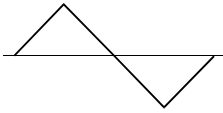
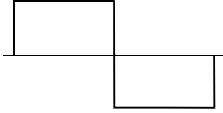
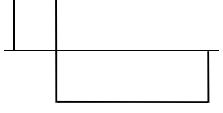
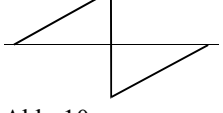
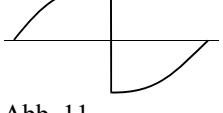
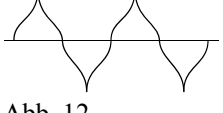
5.3.8 Crestfaktor

Der Crestfaktor ist der Quotient aus Spitzenwert und Effektivwert.

$$C = \frac{U_s}{U_{eff}}$$

5.3.9 Schwingungsformen

Skizze	Name	Crestfaktor	Hinweise
<p>Abb. 6</p>	Sinus-Schwingung	$\sqrt{2}$	<ul style="list-style-type: none"> • Enthält keine Obertöne • Eignet sich als Testsignal

 Abb. 7	Dreiecks-Schwingung	$\sqrt{3}$	
 Abb. 8	Symmetrische Rechteck-Schwingung	1	
 Abb. 9	Unsymmetrische Rechteck-Schwingung	-	
 Abb. 10	Lineare Sägezahn-Schwingung	-	
 Abb. 11	Exponentielle Sägezahn-Schwingung	-	<ul style="list-style-type: none"> • Obertonreichste Schwingung
 Abb. 12	Impuls-Schwingung	bis über 10	

5.3.10 Phantomspeisung

Bei der Phantomspeisung, welche einige Kondensatormikrofone benötigen, kommt ein Mischstrom, also ein Überlagerung von einer Gleichspannung mit einer Wechselspannung, zum Einsatz. Der Gleichstrom wird als Energieversorgung und die Wechselspannung als Nachrichtenstrom genutzt.

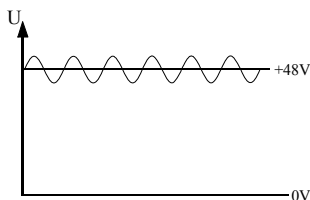


Abb. 14

Die Abweichungen von 48V betragen bei durchschnittlicher Lautstärke $\pm 0,1V$, bei sehr lauten Passagen können sie aber auch bis zu $\pm 1V$ sein.

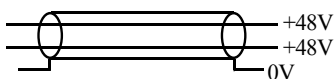
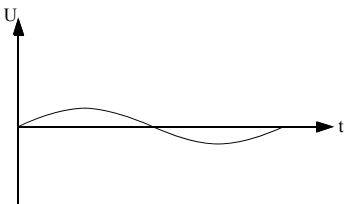
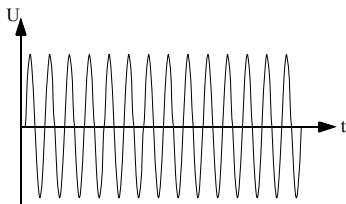
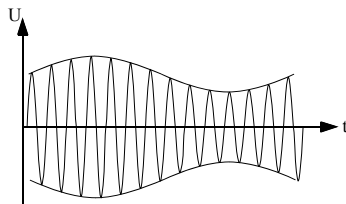


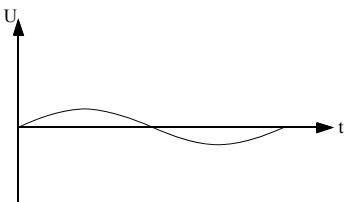
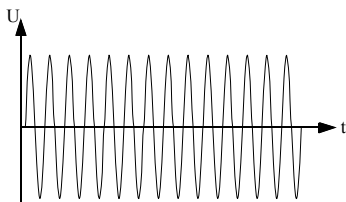
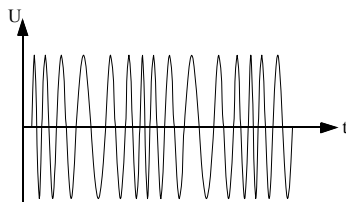
Abb. 13

5.3.11 Amplituden-Modulation

Modulation	Träger	Modulierter Träger
 <p>Abb. 15</p>	 <p>Abb. 16</p>	 <p>Abb. 17</p>

Bei der Amplituden-Modulation (AM) wird die Amplitude des Trägers im Takt der Modulation verändert. Musikalisch wird dies auch Tremolo genannt.

5.3.12 Frequenz-Modulation

Modulation	Träger	Modulierter Träger
 <p>Abb. 18</p>	 <p>Abb. 19</p>	 <p>Abb. 20</p>

Bei der Frequenz-Modulation (FM) wird die Frequenz des Trägers im Takt der Modulation verändert. Musikalisch wird dies auch Vibrato genannt.

5.4 Passive Bauelemente

Passive Bauelemente benötigen im Gegensatz zu Aktiven Bauelementen keine Energieversorgung.

5.4.1 Widerstand

Widerstände setzen Leistung in Wärme um.

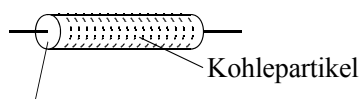
Bauformen von Widerständen

Kohlemassewiderstände

Gemahlene Kohle versetzt mit unterschiedlichen anderen Stoffen

Toleranz: $\pm 20\%$

Kohlefilmwiderstände

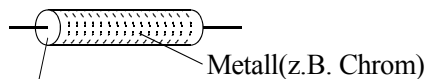


Isolation
(Keramik, Porzellan)

Abb. 21

Toleranz: $\pm 10\%, \pm 5\%$

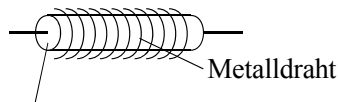
Metallfilmwiderstände



Isolation
Abb. 22

Toleranz: $\pm 2\%$, $\pm 1\%$
→ geringes Rauschen

Drahtwiderstände



Isolation
Abb. 23

Surface Mounted Devices (SMD)

SMD-Widerstände haben sehr geringe Ausmaße und sind zur direkten Montage auf einer Platine. Sie haben keine Drähte als Anschluss sondern lediglich zwei kleine Metallplatten als Kontakte. Sie werden nur von Maschinen verarbeitet.

Beschriftung von Widerständen

Für große Widerstandswerte werden die Kürzel der Vorsilben für Maßeinheiten verwendet.

Beispiel:

$$4k7 \rightarrow 4700\Omega$$

Für sehr kleine Widerstandswerte wird der Buchstabe R als Komma verwendet.

Beispiel:

$$4R7 \rightarrow 4,7\Omega$$

$$R005 \rightarrow 0,005\Omega$$

Farbringsystem

Bei Widerständen mit geringen Ausmaßen wird zur besseren Ablesbarkeit ein Farbringsystem verwendet.

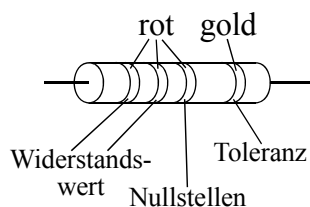


Abb. 24

Beispiel:

$$\text{rot} = 2$$

$$\text{gold} = 5\%$$

$$\rightarrow 2200\Omega / 5\%$$

Reihenschaltung von Widerständen

Für die Reihenschaltung gilt: Je größer der Widerstand, umso größer der Spannungsverlust an dem Widerstand. Sie verhalten sich proportional. Der Gesamtwiderstand ist gleich der Summe der Teilwiderstände. Die Gesamtspannung ist gleich der Summe der an den einzelnen Widerständen abfallenden Teilspannungen. Der Strom durch alle Widerstände ist gleich groß.

$$R_{Ges} = R_1 + R_2 + R_3 \dots$$

$$U_{Ges} = U_1 + U_2 + U_3 \dots$$

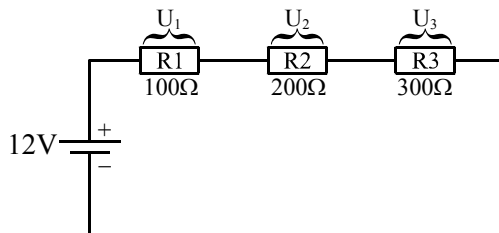


Abb. 33

$$R_{Ges} = 100\Omega + 200\Omega + 300\Omega = 600\Omega$$

$$I = \frac{12V}{600\Omega} = 0,02A$$

$$U_1 = 100\Omega * 0,02A = 2V$$

$$U_2 = 200\Omega * 0,02A = 4V$$

$$U_3 = 300\Omega * 0,02A = 6V$$

$$U_{Ges} = 2V + 4V + 6V = 12V$$

Parallelschaltung von Widerständen

Für die Parallelschaltung gilt: Die Gesamtspannung liegt an allen Widerständen an, d.h. sie ist für alle Widerstände gleich. Die Ströme verteilen sich. Der Gesamtstrom ist gleich der Summe der durch die einzelnen Widerstände fließenden Teilströme. Die Ströme verhalten sich umgekehrt proportional zu den Widerständen.

$$\frac{1}{R_{Ges}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \dots$$

$$G_{Ges} = G_1 + G_2 + G_3 \dots$$

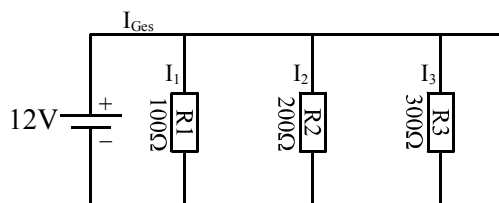


Abb. 34

$$\frac{1}{R_{Ges}} = \frac{1}{100\Omega} + \frac{1}{200\Omega} + \frac{1}{300\Omega}$$

$$R_{Ges} = 54,55\Omega$$

E-Reihe









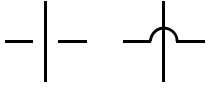
Die Werte von passiven Bauelementen werden nicht in jedem beliebigen Wert produziert, sondern nur in gewissen Abstufungen, welche normiert sind und als E-Reihe bezeichnet werden.

E12 Reihe (10%) {10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82}

E24 Reihe (5%)

E96 Reihe (1%)

5.4.2 Schaltsymbole

Schaltsymbol	Alternativsymbol	Bedeutung
 Abb. 25-1	 Abb. 25-2	Widerstand
 Abb. 26		Erde, Masse
 Abb. 27		Gleichspannungsquelle
 Abb. 28		Schalter
 Abb. 29		Wechselspannungsquelle
 Abb. 30		Elektrisch verbunden
 Abb. 31-1	 Abb. 31-2 Abb. 31-3	Nicht elektrisch verbunden

5.4.3 Blockschaltbild

Ein Blockschaltbild enthält keine Bauteile sondern nur nach ihrer Funktion getrennte Blöcke. Bei sehr großen komplizierten Schaltungen kann es sogar zu einer weiteren Unterteilung kommen.

5.4.4 Stromlaufplan

Der Stromlaufplan enthält die einzelnen Bauteile und deren Werte.

Beispiel:

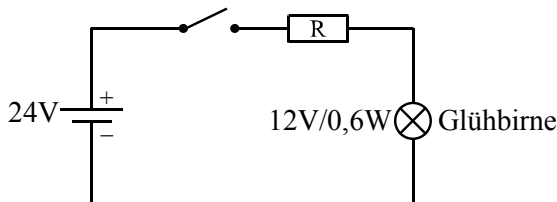


Abb. 32

$$P = U \cdot I$$

$$I = \frac{0,6W}{12V} = 0,05A = 50mA$$

$$U = R \cdot I$$

$$R = \frac{12V}{0,05A} = 240\Omega$$

5.4.5 Impedanz

Impedanz Z ; Einheit: Ohm $[\Omega]$

Eine Impedanz ist die Kombination aus einem Ohmschen Widerstand und einem Scheinwiderstand. Der Ohmsche Widerstand ist frequenzunabhängig (\rightarrow Gleichstrom, Wechselstrom). Scheinwiderstände weisen einen frequenzabhängigen Widerstand auf. D.h. die angegebene Impedanz gilt nur im Arbeitsbereich. Außerhalb davon kann der Widerstand extrem ansteigen.

5.4.6 Serielle und parallele Verkabelung von Boxen

In der Praxis werden Boxen immer parallel verschaltet (\rightarrow parallel out).

Beispiel 1:

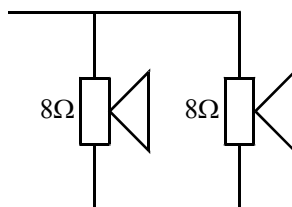


Abb. 35-1

$$\frac{1}{R_{Ges}} = \frac{1}{8\Omega} + \frac{1}{8\Omega}$$

$$R_{Ges} = 4\Omega$$

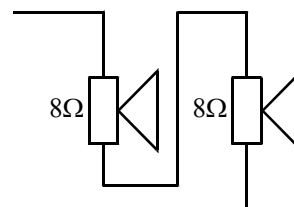


Abb. 35-2

$$R_{Ges} = 8\Omega + 8\Omega = 16\Omega$$

Beispiel 2:

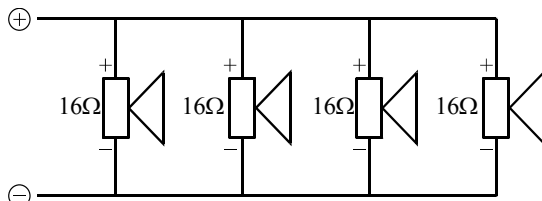


Abb. 36

$$\frac{1}{R_{Ges}} = \frac{1}{16\Omega} + \frac{1}{16\Omega} + \frac{1}{16\Omega} + \frac{1}{16\Omega}$$

$$R_{Ges} = 4\Omega$$

Beispiel 3:

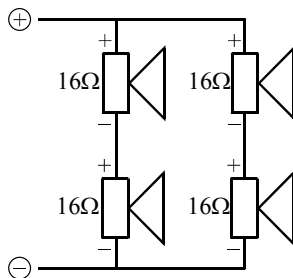


Abb. 37

$$\frac{1}{R_{Ges}} = \frac{1}{16\Omega + 16\Omega} + \frac{1}{16\Omega + 16\Omega}$$

$$R_{Ges} = 16\Omega$$

Beispiel 4:

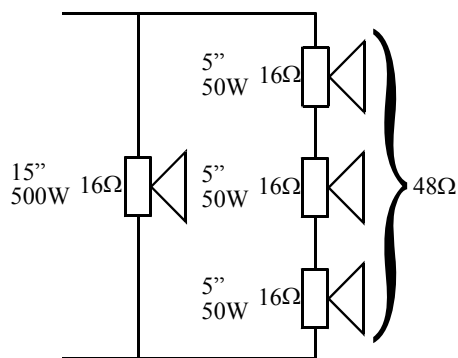
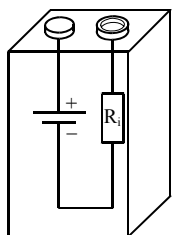


Abb. 38

→ Keine gleichmäßige Leistungsverteilung

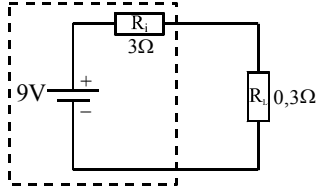
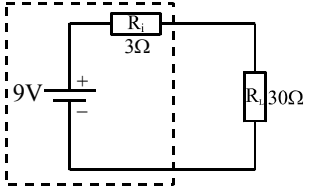
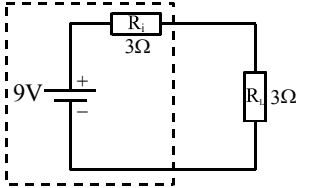
5.4.7 Innenwiderstand



R_i = Quell- oder Innenwiderstand

Abb. 39

5.4.8 Anpassung

Stromanpassung	Spannungsanpassung	Leistungsanpassung
 <p>Abb. 40-1</p>	 <p>Abb. 40-2</p>	 <p>Abb. 40-3</p>
$R_{Ges} = R_i + R_L = 3,3\Omega$ $I = \frac{U_{Ges}}{R_{Ges}} = \frac{9V}{3,3\Omega} = \underline{\underline{2,7A}}$ $U_L = 0,3\Omega \cdot 2,7A = \underline{\underline{0,8V}}$ $P_L = 0,8V \cdot 2,7A = \underline{\underline{2,2W}}$	$R_{Ges} = R_i + R_L = 33\Omega$ $I = \frac{U_{Ges}}{R_{Ges}} = \frac{9V}{33\Omega} = \underline{\underline{0,27A}}$ $U_L = 30\Omega \cdot 0,27A = \underline{\underline{8,2V}}$ $P_L = 8,2V \cdot 0,27A = \underline{\underline{2,2W}}$	$R_{Ges} = R_i + R_L = 6\Omega$ $I = \frac{U_{Ges}}{R_{Ges}} = \frac{9V}{6\Omega} = \underline{\underline{1,5A}}$ $U_L = 3\Omega \cdot 1,5A = \underline{\underline{4,5V}}$ $P_L = 4,5V \cdot 1,5A = \underline{\underline{6,75W}}$
$R_i = 10 \cdot R_{Last}$	$R_{Last} = 10 \cdot R_i$	$R_i = R_{Last}$
Der übertragene Strom ist maximal.	Die übertragene Spannung ist maximal.	Die Übertragene Leistung ist maximal

In der Tonstudioteknik wird bei der Verbindung von Geräten immer die Spannungsanpassung verwendet. Um bei der Mischung von Signalen zu verhindern, dass sich die zu mischenden Kanäle gegenseitig belasten wird dabei Stromanpassung mit $R_L = 0\Omega$ verwendet. Damit wird sichergestellt, dass immer alle Signale vollständig am Masterbus ankommen.

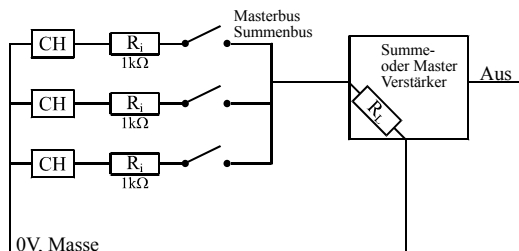


Abb. 41

5.4.9 Spannungsteiler

Ein Spannungsteiler dämpft eine Spannung mit dem Dämpfungsfaktor:

$$D = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Beispiel:

$$U_{Ein} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot U_{Aus} = \frac{5\Omega}{5\Omega + 5\Omega} \cdot 2V = 1V$$

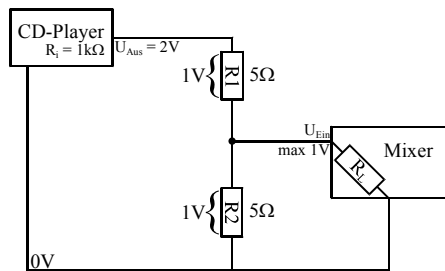
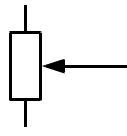
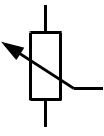


Abb. 42

5.4.10 Potentiometer

Flachbahnpotentiometer

		Pegelsteller
Abb. 45-1	Abb. 45-2	

Bei einem Flachbahnpotentiometer ändern sich R_1 und R_2 nach der Position des Schleifers. Bei sehr hochwertigen Potentiometern (\rightarrow Nevepult) wird anstelle der Kohlebahn ein Leitkunststoff, welcher mit Graphit vermischt ist, verwendet (engl. conductive plastic).

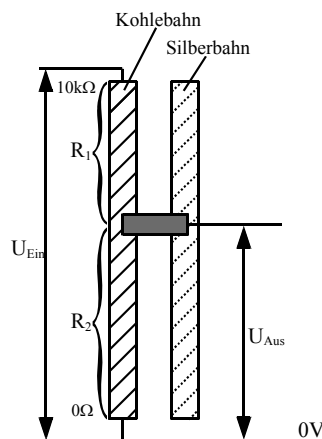
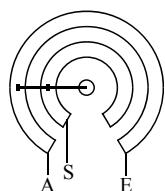


Abb. 43

Drehpotentiometer



Anschlüsse:
 A = Anfang
 S = Schleifer
 E = Ende

Abb. 44

Der Drehwinkel beträgt 300° , seltener auch 270° . Es gibt Ausführungen mit einem Achsendurchmesser von 6mm oder 4mm. Der Widerstandsverlauf ist entweder linear (lin; A) oder logarithmisch (aud; B).

Eine einfache Messmethode, um festzustellen ob ein lineares Poti oder ein logarithmisches Poti vorliegt, besteht indem man das Poti auf Mittelstellung bringt, und zwischen Anfang und Schleifer bzw. zwischen Schleifer und Ende den Widerstand misst. Diese zwei Widerstands-

werte ergeben bei einem linearen Poti ein Verhältnis von 50/50 und bei einem logarithmischen Poti ein Verhältnis von 10/90.

Pan-Potentiometer

Damit das Signal nicht in der Mitte lauter wird und damit näher erscheint, muss ein Pan-Potentiometer das Signal zur Mitte hin dämpfen.

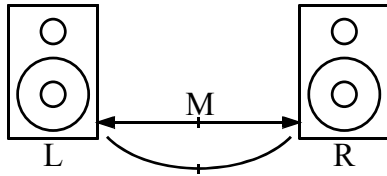


Abb. 46

Einstellung 1: Das Master R-Signal wird komplett nach Masse abgeleitet. Das Signal kommt nur auf Master L.

Einstellung 2: Das Master L-Signal wird komplett nach Masse abgeleitet. Das Signal kommt nur auf Master R.

Mittelstellung: Beide Signale werden gedämpft da ein Teil des Stroms nach Masse abfließt.

Für Pan-Potis werden meistens lineare Potentiometer verwendet.

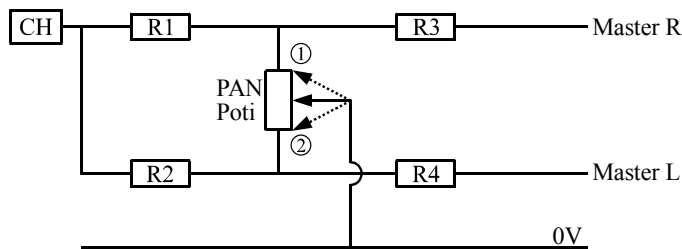


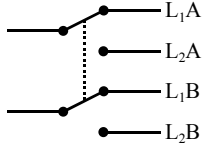
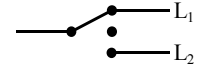
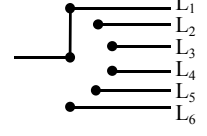


Abb. 47

5.4.11 Schalter

Die Einteilung von Schaltern geschieht in zwei Kategorien. Die elektrische Kategorie unterscheidet nach der elektrischen Funktion des Schalters, die mechanische Kategorie nach der mechanischen Bauform des Schalters.

Elektrische Kategorie

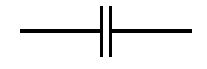
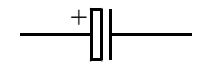
Schaltsymbol	Bedeutung
<p>Abb. 48</p>	Ein/Aus-Schalter
<p>Abb. 49</p>	2-poliger Ein/Aus-Schalter
<p>Abb. 50</p>	Umschalter

 <p>Abb. 51</p>	2-poliger Umschalter
 <p>Abb. 52</p>	Umschalter mit zentraler Ruheposition
 <p>Abb. 53</p>	Stufenschalter mit 6 Positionen
 <p>Abb. 54</p>	Taster/Schließer
 <p>Abb. 55</p>	Taster/Öffner

Mechanische Kategorie

- Wippschalter
- Kippschalter
- Druckschalter
- Drehschalter
- Schiebeschalter

5.4.12 Kondensator

 <p>Abb. 56</p>	Kondensator
 <p>Abb. 57</p>	gepolter Kondensator

Kapazität C; Einheit: Farad[F]

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{A}{d}$$

A = Fläche der Plattend = Plattenabstand
 ϵ_0 = Dielektrizitätskonstante
 ϵ_r = Dielektrizitätszahl

Bauformen von Kondensatoren

Folienkondensator

Bei einem Folienkondensator wird als Dielektrikum eine Plastikfolie verwendet. Um eine Miniaturisierung zu erreichen werden meistens keine Aluminiumfolien verwendet, sondern das Aluminium nur auf beide Seiten der Folie aufgedampft. Folienkondensatoren sind immer ungepolt, d.h. es ist nicht wichtig in welcher Richtung sie aufgeladen werden.

Kapazitäten: zwischen $0,1 \mu\text{F}$ und $1 \mu\text{F}$
 Spannungsfestigkeit: 50V - 2500V
 Toleranz: $\pm 20\%$ / $\pm 10\%$ / $\pm 5\%$

Elektrolytkondensator („Elko“)

Der Elektrolytkondensator besteht aus einer aufgerauten Aluminiumfolie. Als Dielektrikum dient eine dünne Oxidschicht. Die zweite Platte wird durch den Elektrolyten dargestellt. Bei dieser Bauform handelt es sich immer um gepolte Kondensatoren. Die Alufolie ist immer die positiv geladene Elektrode und das Elektrolyt die negativ geladene Elektrode. Ein gepolter Kondensator darf niemals mit Wechselspannung betrieben werden.

Kapazitäten: bis zu 1F
 Spannungsfestigkeit: 6V - 500V
 Toleranz: zwischen $+50\%$ und -20%

Der Kondensator im Wechselstromkreis

Betriebs man ein Kondensator mit Wechselspannung, wird er im Rhythmus ständig von positiv nach negativ und umgekehrt geladen. Je höher die Frequenz, umso schneller wird der Kondensator wieder in entgegengesetzte Richtung umgeladen. Da die Ladekurve aber nicht linear, sondern nach der e-Funktion ansteigt, ist der Stromanstieg zu Beginn am größten. Je höher also die Frequenz, umso höher auch der ladende Strom. Ströme und Widerstände verhalten sich aber umgekehrt proportional, je höher also der Strom umso kleiner scheinbar der Widerstand den der Kondensator dem Stromfluss entgegengesetzt.

Phasenverschiebungen

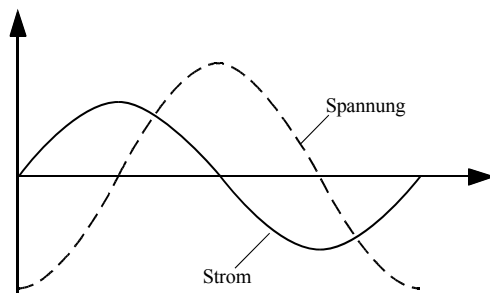


Abb. 58

Liegt an einem idealen Kondensator Wechselspannung an, eilt der Strom der Spannung um 90° voraus. Es muss zunächst Strom fließen, ehe am Kondensator eine Spannung aufgebaut wird. → „Kondensator, Strom eilt vor!“

Scheinwiderstand

Dem Kondensator wird ein so genannter Scheinwiderstand zugeordnet. Der Scheinwiderstand des Kondensators wird mit X_c bezeichnet. X_c lässt sich nachfolgender Formel berechnen.

$$X_c = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{2\pi f \cdot C}$$

Der Scheinwiderstand wird also mit steigender Frequenz kleiner.

Parallelschaltung von Kondensatoren

Bei der Parallelschaltung werden die Plattenflächen addiert. Daraus ergibt sich, dass die einzelnen Kapazitäten ebenfalls addiert werden können. Die Spannung an allen Kondensatoren ist gleich. In der Praxis werden somit Kapazitäten erzeugt die außerhalb der E-Reihe liegen.

$$C_{Ges} = C_1 + C_2 + C_3 \dots$$

Reihenschaltung von Kondensatoren

Bei der Reihenschaltung wird der Plattenabstand addiert. Der Strom der durch die Kondensatoren fließt ist gleich. Die Reihenschaltung wird z.B. angewendet um eine hohe Spannung auf mehrere Kondensatoren mit geringerer Spannungsfestigkeit zu verteilen.

$$\frac{1}{C_{Ges}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \dots$$

Beispiel:

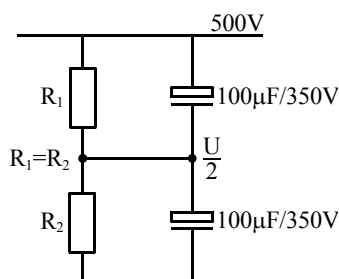


Abb. 59

$$\frac{1}{C_{Ges}} = \frac{1}{100\mu F} + \frac{1}{100\mu F} = \frac{1}{50\mu F}$$

$$C_{Ges} = 50\mu F / 700V$$

Lade und Entladekurve des Kondensators

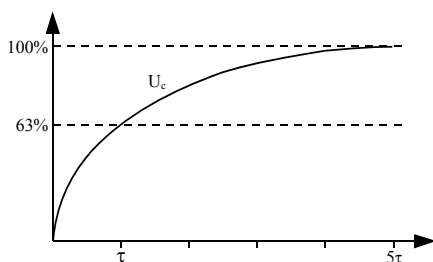


Abb. 60

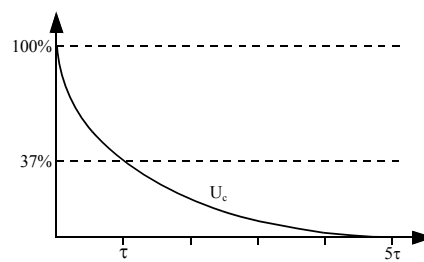


Abb. 61

Abbildung 60 zeigt die Ladekurve eines Kondensators. Sie verläuft nicht linear sondern nach einer e-Funktion. Nach der Zeit τ (Ladezeitkonstante) ist der Kondensator zu 63% der Spannung der ihn ladenden Spannungsquelle geladen. Nach 5τ ist der Kondensator zu praktisch 100% geladen. Die Entladekurve verläuft genau entgegengesetzt (siehe Abb. 61), d.h. nach τ ist der Kondensator nur noch zu 37% geladen.

Zeitkonstante

Die Zeitkonstante τ berechnet sich aus:

$$\tau = R \cdot C$$

Beispiel:

$$\tau = R \cdot C$$

$$\tau = 500k\Omega \cdot 1\mu F = 0,5s$$

5.4.13 Filter

Ein Filter verändert den Frequenzgang eines Signals. Um dies zu realisieren macht man sich z.B. die Frequenzabhängigkeit des Kondensatorscheinwiderstands zu nutze. Ein Filter besteht im einfachsten Fall aus lediglich einem RC-Glied. Die Schaltung kann als Spannungsteiler angesehen werden, der jedoch einen frequenzabhängigen Widerstand enthält. Somit ist die Dämpfung ebenso frequenzabhängig.

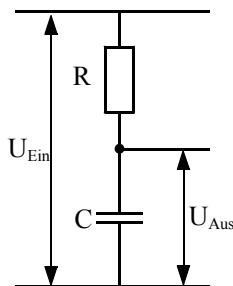


Abb. 62

Daher ergibt sich aus der Spannungsteilerformel

$$U_{Aus} = U_{Ein} \frac{|X_c|}{\sqrt{X_c^2 + R^2}}$$

Grenzfrequenz

Für die Grenzfrequenz f_g gilt

$$R = X_c$$

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

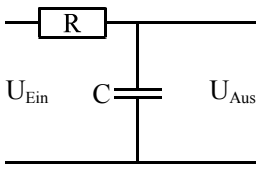
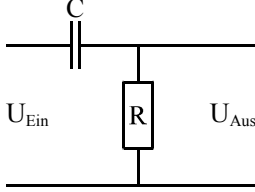
$$\boxed{f_g = \frac{1}{2\pi RC}}$$

Für die Ausgangsspannung gilt

$$U_{Aus} = \frac{U_{Ein}}{\sqrt{2}}$$

Damit wird die Ausgangsspannung um 3dB gedämpft, bzw. die Leistung wird halbiert. In Prozent ausgedrückt bedeutet dies, dass am Ausgang 70,7% der Eingangsspannung liegen.

Tiefpassfilter und Hochpassfilter

Tiefpass	Hochpass
 <p>Abb. 63</p> $U_{Aus} = U_{Ein} \frac{ X_c }{\sqrt{X_c^2 + R^2}}$	 <p>Abb. 64</p> $U_{Aus} = U_{Ein} \frac{R}{\sqrt{X_c^2 + R^2}}$

Filter n-ter Ordnung

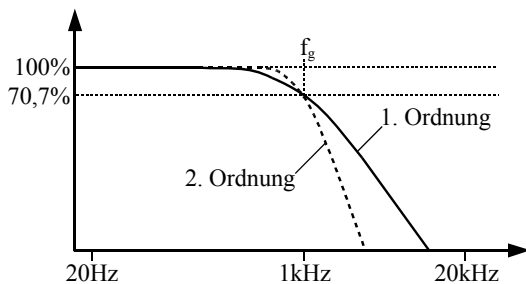


Abb. 65

Bei einem Filter n-ter Ordnung werden z.B. mehrere RC-Glieder in Kette geschaltet. Die Flankensteilheit erhöht sich pro RC-Glied um jeweils 6dB/Oktave. Für einen Filter n-ter Ordnung werden n frequenzabhängige Bauteile benötigt.

Bandpassfilter

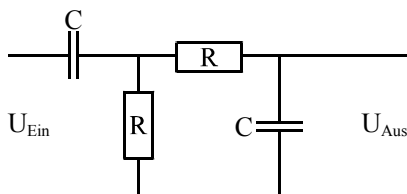


Abb. 66

Ein Bandpassfilter ist im einfachsten Fall aus einem CR-Glied und einem RC-Glied zusammengesetzt.

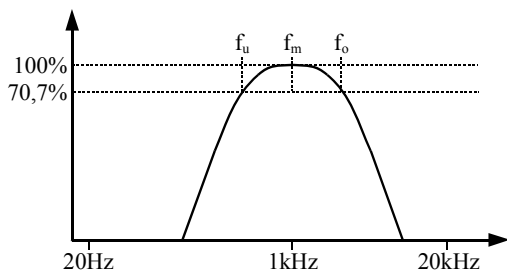


Abb. 67

Bei der oberen und unteren Grenzfrequenz ist der Pegel um 3dB gedämpft. Die Mittelfrequenz ist das geometrische Mittel von f_u und f_o .



$$f_m = \sqrt{f_u \cdot f_o}$$

Die Bandbreite eines Bandpasses ist definiert als $B = f_o - f_u$. Der Güte oder Q-Faktor ist definiert als Resonanzfrequenz zu Bandbreite. Damit entspricht eine große Bandbreite einem kleinen Güte-Faktor und umgekehrt.

$$Q = \frac{f_m}{B}$$

$$Q = \frac{f_m}{f_o - f_u}$$

5.4.14 Spule

		Spule
Abb. 68-1	Abb. 68-2	

Induktivität L; Einheit: Henry[H]

Eine Spule hat die Induktivität 1 Henry, wenn in ihr bei einer Änderung des Stromflusses um 1 Ampere innerhalb einer Sekunde, eine Selbstinduktionsspannung von 1 Vol induziert wird.

$$L = \frac{f n^2 \mu_0 \mu_r A}{l}$$

f = Spulenfaktor, beschreibt die Streufeldverluste ($0 < f \leq 1$)

n = Windungszahl

μ_0 = magnetische Feldkonstante ($\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{Vs/Am}$)

μ_r = Permeabilitätszahl, Materialkonstante des Spulenkerns

A = Spulenquerschnitt in m^2

l = mittlere Feldlinienlänge in m (bei langen Spulen die Länge der Spule)

Bauformen von Spulen

Eine Spule besteht aus einem Körper, um den ein Kupferlackdraht gewickelt wird. Der Lack isoliert die einzelnen Windungen gegeneinander. Ist der Hohlraum innerhalb der Spule nur mit Luft gefüllt spricht man von Luftspulen. Um die Induktivität einer Spule zu erhöhen wird ein magnetischer Kern z.B. aus Eisen eingefügt.

Die Spule im Wechselstromkreis

Wird eine Spule von Wechselstrom durchflossen wechselt der Strom periodisch seine Richtung. Durch die stetige Stromänderung wird ständig eine Induktionsspannung erzeugt.

Phasenverschiebungen

Liegt an einer Induktivität eine Wechselspannung an, eilt die Spannung dem Strom um 90° voraus. Der Strom kann wegen der induzierten Gegenspannung nur langsam ansteigen. → „Induktivitäten, tun den Strom verspäten!“

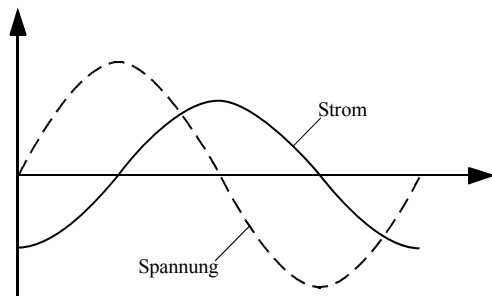


Abb. 69

Scheinwiderstand

Der Spule wird ein so genannter Scheinwiderstand zugeordnet. Der Scheinwiderstand der Spule wird mit X_L bezeichnet. X_L lässt sich nachfolgender Formel berechnen.

$$X_L = \omega L = 2\pi fL$$

Der Scheinwiderstand steigt also mit steigender Frequenz.

Reihenschaltung von Spulen

Spulen verhalten sich in einer Reihenschaltung entsprechend den Widerständen. D.h. die Einzelinduktivitäten können einfach addiert werden.

$$L_{Ges} = L_1 + L_2 + L_3 \dots$$

Parallelschaltung von Spulen

$$\frac{1}{L_{Ges}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} \dots$$

5.4.15 LC-Parallel-Schwingkreis

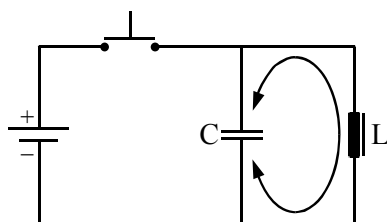


Abb. 70

Nachdem dem Schwingkreis durch betätigen des Tasters elektrische Energie zugeführt wurde, wird die Energie periodisch zwischen Kondensator und Spule ausgetauscht. Die Frequenz mit der dies geschieht wird Resonanzfrequenz genannt. Ist der Kondensator geladen befindet sich die Energie im elektrischen Feld und die Spannung ist maximal. Dann entlädt sich der Kondensator über die Spule, der Strom ist dann maximal und die Energie ist ins Magnetfeld geströmt. Wegen der Trägheit der Spule gegen Stromänderung sorgt die Induktion dafür, dass der Strom nun noch weiter fließt und den Kondensator in umgekehrter Polung wieder auflädt.

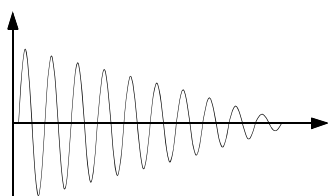
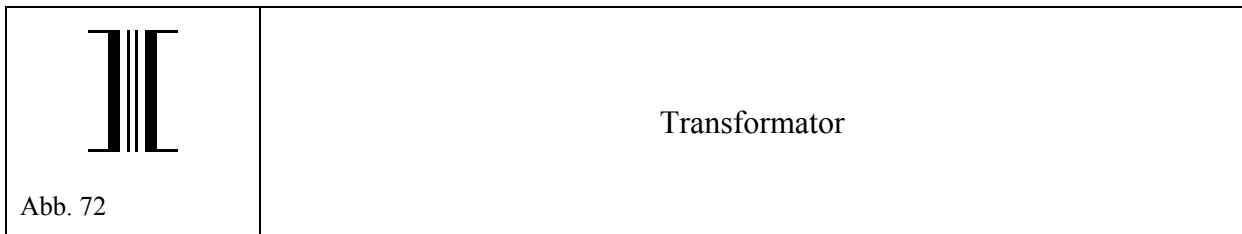


Abb. 71

Durch den ohmschen Widerstand des Schwingkreises geht dem System Energie verloren und die Schwingung wird gedämpft.

5.4.16 Transformator



Ein Transformator besteht aus zwei Drahtspulen mit gemeinsamem Eisenkern. Mit Hilfe von Transformatoren lassen sich elektrische Wechselspannungen herauf oder herunter transformieren. Das Übersetzungsverhältnis ist abhängig von der Windungszahl der Spulen.

$$\ddot{U} = \frac{N_{\text{Primär}}}{N_{\text{Sekundär}}}$$

$$\ddot{U} = \frac{U_1}{U_2}$$

Die Leistung bleibt im Idealfall (keine Verluste) gleich. Damit verhalten sich die Ströme umgekehrt wie die Windungszahlen

$$\ddot{U} = \frac{10}{1}$$

$$P_{\text{Primär}} = 230V \cdot 1A = 230W$$

$$P_{\text{Sekundär}} = 23V \cdot 10A = 230W$$

$$\ddot{U} = \frac{I_2}{I_1}$$

Die Widerstände werden im Quadrat des Übertragungsfaktors übersetzt.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{U_1}{I_1} \div \frac{U_2}{I_2} = \frac{U_1}{U_2} \cdot \frac{I_2}{I_1}$$

$$\ddot{U}^2 = \frac{R_1}{R_2}$$

Verluste entstehen z.B. durch den Ohmschen Widerstand der Spulen und durch Streuverluste. Mit steigender Leistung des Transformators sind bessere Wirkungsgrade realisierbar. (100W: ca. 90%; 300W-400W: ca. 97%)

Bauformen von Transformatoren

2-Kammer-Mantelkern-Transformator

Bei einem 2-Kammer-Mantelkern-Transformator werden die beiden Spulen auf einen gemeinsamen Kunststoffkörper gewickelt. In diesen wird dann ein E-förmiger Eisenkern gesteckt, der mit einem I-förmigen Eisenteil zusammen die Magnetfeldlinien so eng wie möglich an die Spule bindet. Trotzdem entstehen besonders an den Ecken Streuverluste.

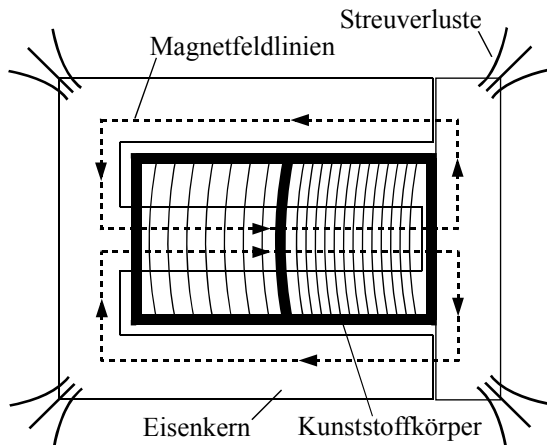


Abb. 73

Ringkern-Transformator

Ringkerntransformatoren haben einen besonders hohen Wirkungsgrad, da durch den Ringkern Streuverluste minimiert werden und der Weg den die Magnetfeldlinien zurücklegen müssen besonders gering ist.

Line-Trennübertrager

Bei einem Trenntransformator trennt die elektrisch leitende Verbindung zwischen den Geräten auf. Die Übertragung läuft nur über eine magnetische Kopplung (\rightarrow Galvanische Trennung). Da das Signal weder verstärkt noch gedämpft werden soll hat ein Trenntransformator den Übertragungsfaktor 1:1.

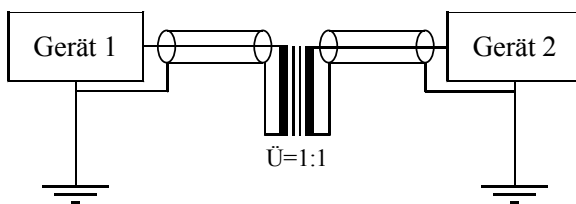


Abb. 74

Passive DI-Box

Eine passive DI-Box wandelt ein LINE-Signal in ein Mikrofonsignal um. Sie besteht aus einem Transformator mit einem Übertragungsfaktor von 10:1. Oft ist noch ein Spannungsteiler mit z.B. -30dB vor den Transformator geschaltet. Der Groundlift-Schalter verbindet bei Geräten ohne Erdung das Gerät mit der Mischpulterde.

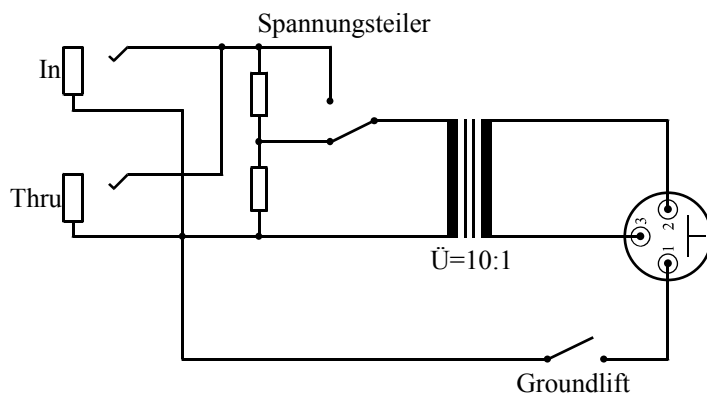


Abb. 75

Eingang	Ausgang
<ul style="list-style-type: none">• Unsymmetrisch• einige $10\text{k}\Omega$• Instrumentenpegel $\approx 300\text{mV}$	<ul style="list-style-type: none">• Symmetrisch• ca. 200Ω• Mikrofonpegel $\approx 30\text{mV}$

6 Gehör - Psychoakustik

6.1 Das Gehör

6.1.1 Außenohr

Ohrmuschel	Schattet Frequenzbereiche ab → Richtungshören
Gehörgang	Hat Resonanzeigenschaften im Bereich von 1000Hz-4500Hz Die Resonanzfrequenz liegt bei ca. 3kHz
Trommelfell	Wandelt den Luftschall in mechanische Energie um → Membran

6.1.2 Mittelohr (Paukenhöhle)

Gehörknöchelchen (Hammer, Amboss, Steigbügel)	Verstärkung (Faktor: 20:1) Schutzfunktion Überträgt die Schwingungen auf das ovale Fenster
Eustachische Röhre	Sorgt für einen Druckausgleich zwischen Mittel- und Außenohr

6.1.3 Innenohr (Schnecke)

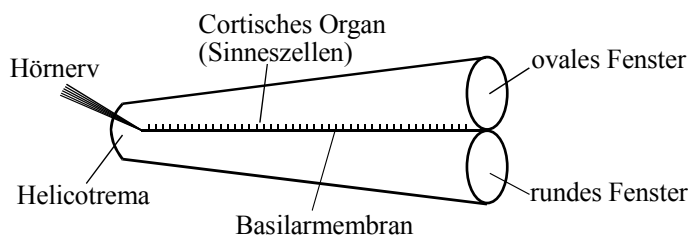


Abb. 1

ovales Fenster	Über das ovale Fenster wird die Lympheflüssigkeit zum Schwingen angeregt
rundes Fenster	sorgt für den Druckausgleich
Basilarmembran	trennt die Schnecke der Länge nach
Helicotrema	Öffnung am Ende der Schnecke
Cortisches Organ	besteht aus ca. 20000 Sinneszellen, diese wandeln die wandernde Welle in elektrische Informationen um
Hörnerv	leitet die elektrischen Informationen ins Gehirn

6.1.4 Schallereignis und Hörereignis

Schallereignis: objektiv messbar; Reizgrößen

Hörereignis: subjektiv ermittelbar; Empfindungsgrößen

6.1.5 Kurven gleicher Lautstärke

Hörschwelle: $2 \cdot 10^{-5}$ Pa, bei 1kHz

Schmerzgrenze: 20 Pa, bei 1kHz

Hörbereich: 120dB

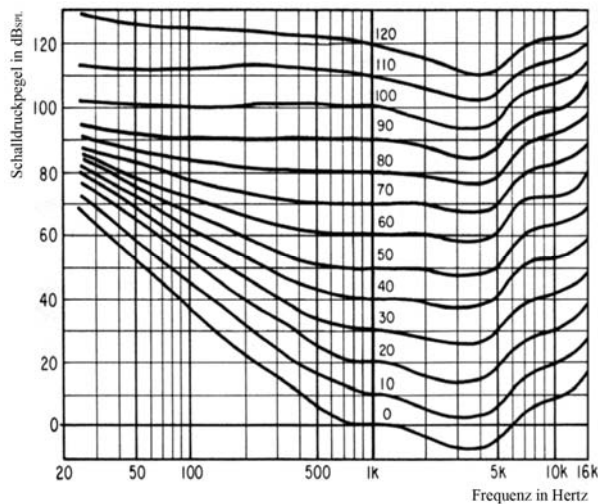


Abb. 2

6.2 Räumliches Hören

6.2.1 Höhenlokalisation

(oben-unten / vorne-hinten)

Die Höhenlokalisation beruht auf Klangfarbenänderungen (\rightarrow Ohrmuschel) und der Hörerfahrung. Somit lassen sich unbekannte Schallquellen deutlich schlechter orten. Eine breitbandige Schallquelle lässt sich besser orten, als z.B. ein Sinuston.

Lokalisationsschärfe: ca. 17°

6.2.2 Tiefenlokalisation

(nah-fern)

Tiefenstaffelung

Unter Tiefenstaffelung versteht man die relative Unterscheidung zweier Schallquellen. In der Natur ist dies nur mit Kenntnis der original Schallquelle möglich. Zur Reproduktion auf einem Tonträger kann man Pegelunterschiede, Klangfarbenunterschiede und ganz besonders den Direktschall/Diffusschallanteil zur Hilfe nehmen.

Entfernung

Eine genaue Bestimmung der Entfernung ist nur sehr schlecht möglich. Eine Reproduktion auf einem Tonträger ist nicht möglich.

6.2.3 Seitenlokalisierung

(links-rechts)

Interaurale Laufzeitunterschiede

Δs = Wegunterschied

k = Ohrabstand (21 cm)

α = Einfallswinkel

$$\Delta t = \frac{\Delta s}{c}$$

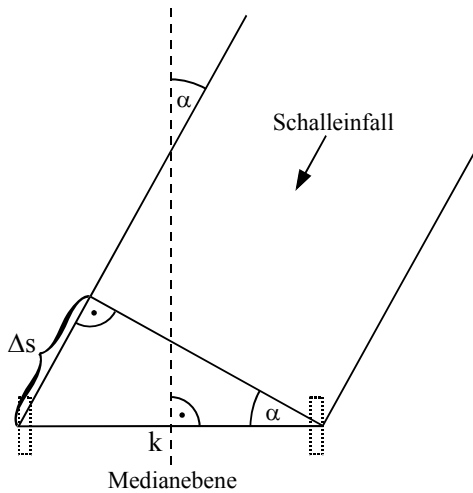


Abb. 3

$$\sin \alpha = \frac{\Delta s}{k}$$

$$\Delta t = \frac{k \cdot \sin \alpha}{c}$$

Lokalisationsschärfe: 3°

$$\Delta t_{\min} = \frac{0,21\text{m} \cdot \sin(3^\circ)}{344\text{m/s}} = 0,03\text{ms}$$

$$\Delta t_{\min} = \frac{0,21\text{m} \cdot \sin(90^\circ)}{344\text{m/s}} = 0,63\text{ms}$$

Interaurale Pegelunterschiede

Pegelunterschiede machen sich ab ca. 1kHz bemerkbar, da es erst dort zu Abschattungen durch den Kopf kommt.

6.2.4 Gesetz der ersten Wellenfront

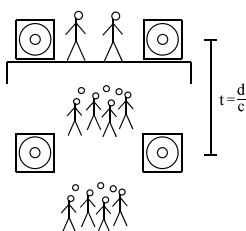


Abb. 4

Das Gesetz der ersten Wellenfront (Haas-Effekt) besagt, dass die zuerst eintreffende Schallwellenfront den Richtungseindruck bestimmt selbst wenn die zweite Schallwelle bis zu 10 dB lauter ist. Ein Echo ist ab ca. 35ms wahrnehmbar.

6.2.5 2-Kanal-Stereofonie

Stereofonie = Räumlicher Klang

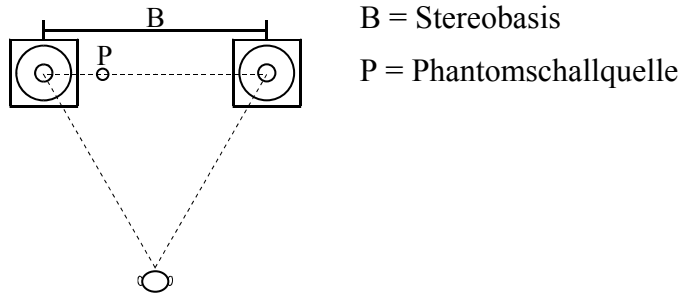
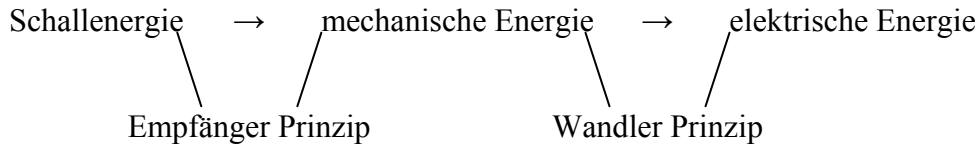


Abb. 5

- realakustische Situation: 1 Schallquelle + 1 Wahrnehmung
- elektroakustische Reproduktion: 2 Schallquelle + 1 Wahrnehmung

7 Mikrofonie

Mikrofone sind Schallwandler. Ein Wandler wandelt von einer Energieform in eine andere. Es wird unter reversiblen und irreversiblen Wandlern unterschieden. Reversible Wandler lassen sich in beide Wirkungsrichtungen betreiben, irreversible nur in eine Richtung.



7.1 Wandlerprinzipien

7.1.1 Kohlemikrofon

Ein Kohlemikrofon ist mit einem Kohlekörper gefüllt. Der Schalldruck der auf die Membran einwirkt führt zu Dichteänderungen des Kohlekörpers. Damit ändert sich auch der elektrische Widerstand der Kohle. Wird nun eine Gleichspannung angelegt fällt über dem Ausgangswiderstand eine Spannung ab die proportional zu den Luftschwingungen ist. Es handelt sich hierbei um einen irreversiblen Wandler.

$$\boxed{\text{Empfängergesetz: } U = R \cdot I}$$

Klirrfaktor: $\approx 20\%$

7.1.2 Elektromagnetischer Wandler

Umfasst eine elektrische Leiterschleife ein sich ändernde Magnetfeld so wird in diese Leiterschleife eine elektrische Wechselspannung induziert.

Verwendet wird dieses Prinzip hauptsächlich bei E-Gitarrenpickups. Die Gitarrensaite stellt dabei den Anker dar.

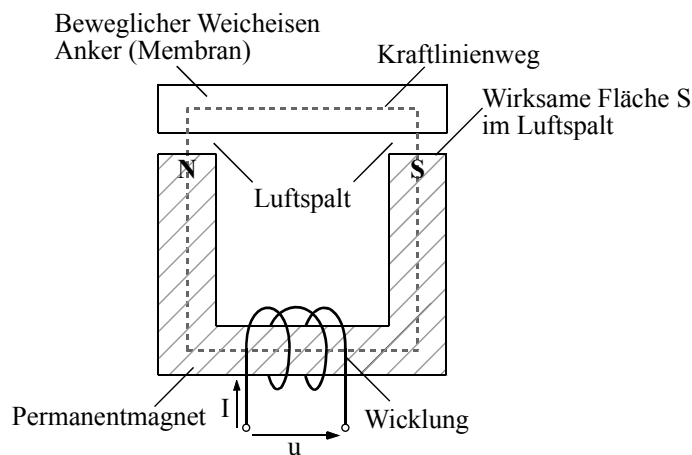
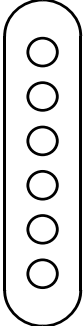
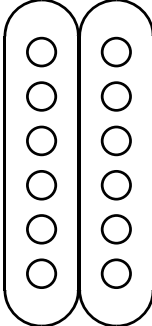


Abb. 1

- Permanentmagnet mit elektrischer Leiterwicklung
 - Anker
 - Luftspalt
- Änderung der magnetischen Eigenschaften (Induktion)

Single Coil	Humbucker
 Abb. 2	 Abb. 3
Klingt brilliant Obertonreich	Verfärbt den Klang Obertonärmer „Brummunterdrücker“

7.1.3 Elektrodynamischer Wandler

Tauchspulenmikrofon

- Permanentmagnet als Topfmagnet
- Membran, verbunden mit einer Schwingspule

Bewegt sich ein elektrischer Leiter im permanenten Magnetfeld, so wird in diesen eine Wechselspannung induziert.

$$\boxed{\text{Empfängergesetz: } U = B \cdot l \cdot v}$$

u = Ausgangswechselspannung in V

B = magnetische Flussdichte in Wb/m²

l = Länge des elektrischer Leiters in m

v = Geschwindigkeit des elektrischen Leiters in m/s

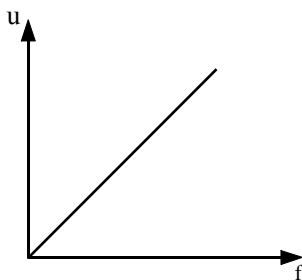


Abb. 4

Da die Ausgangsspannung von der Geschwindigkeit v abhängig ist, geht aus dem Empfängergesetz des elektrodynamischen Wandlers hervor, dass die Ausgangsspannung linear mit der Frequenz ansteigt. (→ Schnellempfänger)

Um einen brauchbaren Frequenzgang zu erzeugen wird bei einem Tauchspulenwandler eine Frequenzgangkorrektur vorgenommen. Die Resonanzfrequenz liegt meistens in der Mitte des Übertragungsbereichs. Somit muss in der Mitte des Übertragungsbereichs eine Dämpfung vorgenommen werden und bei tiefen und hohen Frequenzen eine Anhebung. Die Anhebung bei tiefen Frequenzen wird durch die Kombination mit einem Druckgradientenempfänger

erreicht der zu einem Nahbesprechungseffekt führt. Die Dämpfung in der Mitte des Übertragungsbereichs wird durch eine Filzscheibe erzeugt.

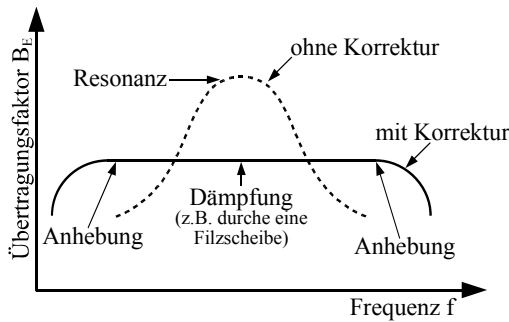


Abb. 5

Die Resonanzfrequenz ist abhängig von der Masse der Membran und der Federsteife. Umso höher die Masse, desto tiefer liegt die Resonanzfrequenz; umso höher die Federsteife, desto höher liegt die Resonanzfrequenz.

Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> Keine Spannungsversorgung Relativ robust Hoher Grenzschalldruck Relativ preiswert Die Tauchspulenimpedanz liegt bei ca. 200Ω, d.h. es ist keine Impedanzwandlung nötig 	<ul style="list-style-type: none"> Schlechte Impulstreue Prinzipbedingt kein linearer Frequenzgang Relativ geringe Ausgangsspannung Anfällig für Störeinstreuungen → Kompensationsspule notwendig

Bändchenmikrofon

Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> Gutes Impulsverhalten Tief abgestimmt 	<ul style="list-style-type: none"> Zerstörungsanfällig Anfällig gegen Griffgeräusche Geringer Grenzschalldruck Sehr geringe Ausgangsspannung Wandlerinnenimpedanz liegt bei ca. 0,1Ω Ausgangsübertrager notwendig

7.1.4 Piezoelektrischer Wandler

Der Piezoelektrische Wandler basiert auf dem piezoelektrischen Effekt („druckelektrischer Effekt“). Danach entsteht durch Druck auf einen Piezokristall eine dem Druck proportionale Spannung. Ein Piezoelektrischer Wandler wird fast immer als Körperschallwandler (Gitarre, Violine) verwendet. Die Wandlerinnenimpedanz ist relativ hoch (z.B. $X_{c(30Hz)} = 5,3M\Omega$), deshalb ist eine elektronische Impedanzwandlung notwendig.

7.1.5 Elektrostatischer Wandler

Kondensatormikrofon in NF-Schaltungstechnik

- Kapselkondensator (Membran & feste Gegenelektrode)
- Gleichspannungsversorgung
- Ladewiderstand R

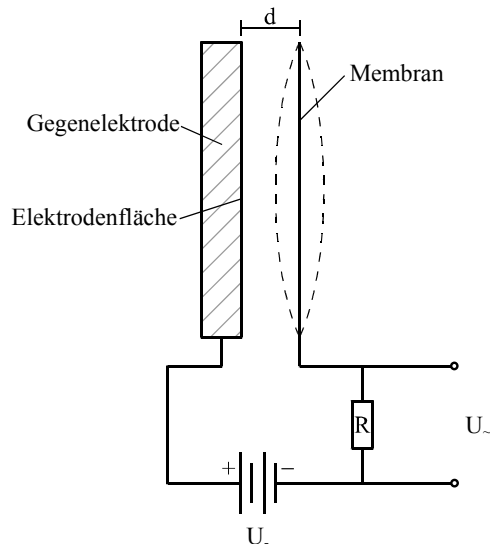


Abb. 6

$$\text{Empfängergesetz: } U = \frac{Q}{C}$$

Es handelt sich hierbei um ein Frequenzunabhängiges Wandlerprinzip.

Der Kapselkondensator und der Ladewiderstand bilden zusammen ein Hochpassfilter als CR-Glied.

Beispiel:

$$C = 100 \text{ pF}$$

$$f_g = 20 \text{ Hz}$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_g C} = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \text{ Hz} \cdot 100 \text{ pF}} \approx 80 \text{ M}\Omega$$

Das Beispiel zeigt, dass die Wandlerinnenimpedanz eines Kapselkondensators sehr hoch ist. Da an eine so Hochohmige Quelle keine längere elektrische Leitung angeschlossen werden kann, ist eine Impedanzwandlung direkt nach dem Wandler notwendig. Diese Impedanzwandlung wird von dem Mikrofonverstärker übernommen. Oft ist noch ein PAD-Schalter (z.B. -10dB) vor dem Mikrofonverstärker um diesen vor Übersteuerung zu schützen. Gelegentlich ist auch noch ein Trittschallfilter integriert.

Kondensatormikrofon in HF-Schaltung

- Kapselkondensator im Schwingkreis
- HF-Oszillator (z.B. 8MHz)
- Modulation – Demodulation

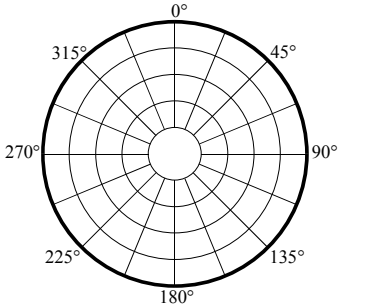
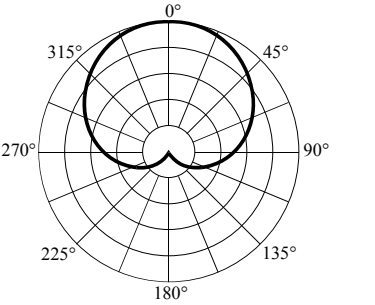
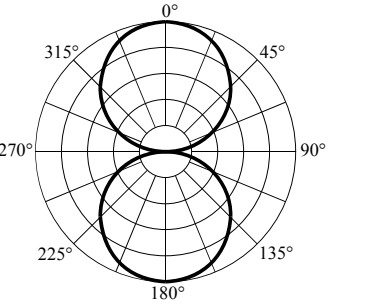
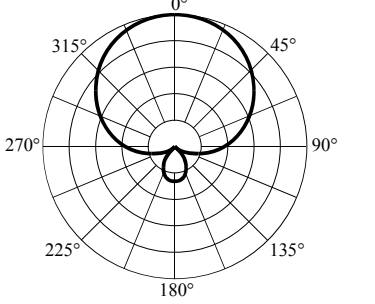
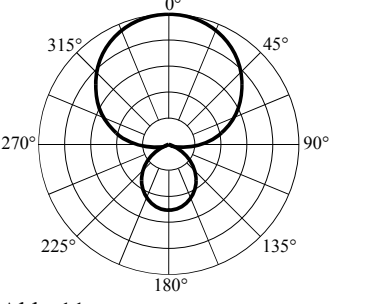
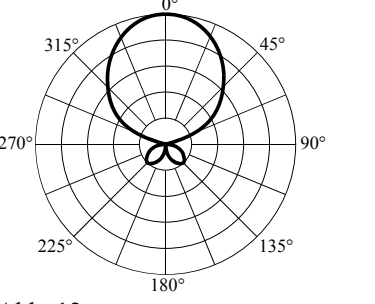
Elektretmikrofon

Bei einem Elektretmikrofon ist die Ladung des Kondensators in einer Kunststoffolie (z.B. Teflon) „eingefroren“. Eine Spannungsversorgung ist lediglich für den Mikrofonverstärker notwendig.

Vorteile	Nachteile
<ul style="list-style-type: none"> • Sehr gutes Impulsverhalten • Relativ hohe Ausgangsspannung • Prinzipbedingt linearer Frequenzgang • Hoch abgestimmt • Flexibel umschaltbare Richtcharakteristik 	<ul style="list-style-type: none"> • Gleichspannungsversorgung notwendig • Anfällig, besonders gegen Feuchtigkeit • Relativ geringer Grenzschalldruckpegel • Sehr hohe Wandlerinnenimpedanz

7.2 Empfängerprinzipien

Das Empfängerprinzip bestimmt die Richtcharakteristik! Die Darstellung erfolgt in einem Richtdiagramm (engl.: polar pattern). Diese zeigt die Empfindlichkeit des Mikrofons in Abhängigkeit des Besprechungswinkels. Der Bezugswinkel 0° (engl.: on axis) ist senkrecht auf die Membranvorderseite. Die Richtcharakteristik ist Frequenzabhängig. Je größer die Richtwirkung, desto größer sind die Frequenzveränderungen. Außerdem ist die Richtcharakteristik immer symmetrisch.

<p>Kugel omnidirectional</p>  <p>Abb. 7</p>	<p>Niere cardioid, unidirectional</p>  <p>Abb. 8</p>	<p>Acht figur-of-eight</p>  <p>Abb. 9</p>
<p>Superniere super-cardioid</p>  <p>Abb. 10</p>	<p>Hypernieren cardioid</p>  <p>Abb. 11</p>	<p>Keule shotgun</p>  <p>Abb. 12</p>

7.2.1 Druckempfänger

Bei einem Druckempfänger handelt es sich um eine akustisch geschlossene Kapsel. Es ist lediglich eine Druckausgleichsöffnung vorhanden, die den atmosphärischen Druck innerhalb und außerhalb der Kapsel gleich hält. Der Druckempfänger reagiert somit auf den absoluten Schalldruck.

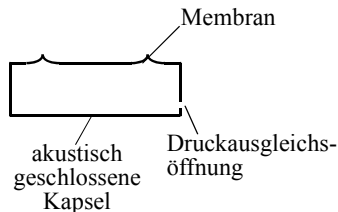


Abb. 13

Trifft der Schall in der 0° Einsprechrichtung auf die Membran kommt es zur maximalen Auslenkung. Bei Besprechung von 180° werden tiefe Frequenzen um das Mikrofon herum gebeugt und gelangen somit ungehindert an die Membran. Wird die Wellenlänge kleiner als der Kapseldurchmesser, werden die Schallwellen vom Mikrofon reflektiert. Es kommt somit zu einer Abschattung vor der Membran. D.h. hohe Frequenzen, die von hinten auf das Mikrofon treffen, werden gedämpft.

Richtcharakteristik: Kugel

- Am stärksten Frequenzabhängig
- Größter Diffusschallanteil
- Idealer Tiefbassempfänger (geht theoretisch bis 0Hz)
- Kein Nahbesprechungseffekt

Verwendung findet der Druckempfänger meistens nur in gut klingenden Räumen. Außerdem ist für bestimmte Stereomikrofonverfahren eine Kugelrichtcharakteristik notwendig (A/B-Verfahren, Trennkörperverfahren).

7.2.2 Druckgradientenempfänger

Bei einem Druckgradientenempfänger ist die Membran für den Schall von allen Seiten zugänglich. Die Membranauslenkung wird durch den Druckunterschied (Druckgradient) zwischen Vorder- und Rückseite der Membran herbeigeführt.

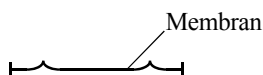


Abb. 14

Einfallender Schall aus 0° führt zu maximaler Auslenkung. Ebenso Schall aus 180° . Dieser wird jedoch um 180° phasenverschoben aufgenommen. Eine Beschallung aus 90° führt zu keiner Auslenkung, da dann der Druck vor und hinter der Membran gleich ist.

Richtcharakteristik: Acht

- Am wenigsten Frequenzabhängig
- Schall von hinten ist gegenüber Schall von vorne um 180° in der Phase gedreht

Die Achterrichtcharakteristik wird eher selten verwendet, da sie meist durch ihre hohe Empfindlichkeit nach hinten zu viel Störschall aufnimmt. Beim Blumlein-Verfahren und beim MS-Stereoverfahren wird die Achterrichtcharakteristik jedoch zwingend benötigt.

7.2.3 Druckgradientenempfänger mit akustischem Laufzeitglied

Bei diesem Druckgradientenempfänger wird durch ein akustisches Laufzeitglied Schall der von hinten auf das Mikrofon trifft gedämpft. Bei einer Nierenrichtcharakteristik ist die Länge des Laufzeitglieds so dimensioniert, dass Schall der aus der 180° Einsprechrichtung auf das Mikrofon trifft nahezu komplett ausgelöscht wird. Bei den Zwischenformen Super- und Hyperniere hat das Laufzeitglied geringere Laufzeiten als bei der Niere.

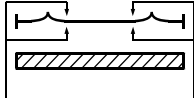


Abb. 15

Schall aus der 0° Einsprechrichtung führt wie immer zu maximaler Auslenkung. Der Schall wird um die Membran gebeugt und es entsteht ein Druckgradient. Bei 180° bewirkt das Laufzeitglied (Abb. 15), dass der Schall vor und hinter der Membran mit gleicher Phasenlage anliegt und sich somit die Kräfte aufheben und die Membran nicht ausgelenkt wird. Seitlich einfallender Schall wird bei der Niere um -6dB gedämpft.

Richtcharakteristik: Niere

- Gute Kanaltrennung (→ Polymikrofonie)
- recht Frequenzunabhängig
- Rückkopplungsfest

Die Nierenrichtcharakteristik ist die am häufigsten verwendete Richtcharakteristik. Auf der Bühne ist Rückkopplungsfestigkeit besonders wichtig. Im Studio werden Nierenmikrofone verwendet um eine gute Kanaltrennung zu erhalten.

7.2.4 Interferenzempfänger

Bei einem Interferenzempfänger oder Rohrrichtmikrofon wird auf eine Super- oder Hyperniere ein Richtrohr gesetzt, um eine noch stärkere Richtwirkung zu bekommen.

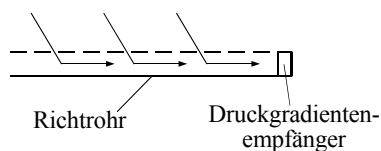


Abb. 16

Dieses Rohr hat seitliche Einlässe für den Schall, durch welche seitlich einfallender Schall hineingebeugt wird. Dies führt, durch den unterschiedlichen Weg den die Schallwellen zurücklegen müssen, zu phasenverschobenen Überlagerungen des Schalls vor der Membran und somit zu Auslöschungen. Ab welcher Grenzfrequenz die Richtwirkung einsetzt hängt von der Länge des Rohrs ab. Desto länger das Rohr, umso niedriger liegt die Grenzfrequenz.

$$f_g = \frac{c}{2L}$$

Richtcharakteristik: Keule

- hohe Richtwirkung bei hohen Frequenzen
- starke Klangfarbenänderungen bei sich änderndem Einfallswinkel

Verwendet werden Richtmikrofone hauptsächlich zur O-Ton Aufnahme.

7.2.5 Grenzflächenmikrofon

Das Grenzflächenmikrofon, welches auch PZM™ (Pressure Zone Microphone) oder BLM (Boundary Layer Microphone) genannt wird, macht sich die akustischen Merkmale die an einer Grenzfläche herrschen zu nutze.

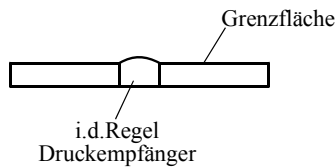


Abb. 17

Zum einen müssen Direkt- und Diffusschall den gleichen Weg zurücklegen um an eine Grenzfläche zu gelangen, im Gegensatz zu einem Mikrofon das innerhalb eines Raums aufgestellt ist. Somit werden Kammfiltereffekte, die durch Überlagerung von Direkt- und Diffusschall entstehen können, ausgeschlossen. Zum anderen gibt es eine Anhebung des Pegels um 6dB, da sich direkter und reflektierter Schall mit gleicher Phasenlage überlagern. Bei Grenzflächenmikrofonen wird in der Regel ein Druckempfänger eingesetzt, daraus ergibt sich eine frequenzunabhängige Halbkugelförmige Richtcharakteristik.

Richtcharakteristik: Halbkugel

- Kein Kammfiltereffekt durch Überlagerung von Direkt und Diffusschall
- ein um 6dB lauterer Ausgangssignal
- Vollkommen Frequenzunabhängige Richtcharakteristik
- größerer Signal-Rauschabstand

Meist werden Grenzflächenmikrofone als Zumisckmikrofone verwendet, also im Diffusschallfeld. Aber auch im Theater werden Grenzflächenmikrofone gerne als Ersatz für Ansteckmikrofone mit drahtloser Übertragung genutzt.

7.2.6 Hallradius

Auf dem Hallradius ist die Intensität des Direktschalls gleich der Intensität des Diffusschalls. Der Hallradius trennt das Direktschallfeld vom Diffusschallfeld.

$$r_H = 0,057 \sqrt{\frac{V[m^3]}{T_{RT60}[s]}}$$

Faktoren um die gerichtete Mikrofone weiter von der Schallquelle positioniert werden müssen um das gleiche Verhältnis von Direkt zu Diffusschall zu erreichen wie die Kugel

Kugel	Niere / Acht	Superniere	Hyperniere	Keule
1,0	1,7	1,9	2,0	2,1

Die Angaben beziehen sich auf die Frequenz 1kHz.

7.2.7 Lavaliermikrofon

Im allgemeinen Sprachgebrauch werden alle Miniaturmikrofone Lavaliermikrofone genannt. Jedoch sind nicht alle Miniaturmikrofone, laut der IRT-Spezifikation, Lavaliermikrofone.

IRT-Spezifikation

- Kugelrichtcharakteristik
- Frequenzgangkorrektur
- Höhen angehoben (ab 2kHz)
→ gerichtete Abstrahlung von hohen Frequenzen aus dem Mund
- Brustraumresonanz absenken (600-800Hz)

7.2.8 Doppelmembranmikrofon

Bei einem Doppelmembranmikrofon werden zwei Membrane auf jeweils eine Seite einer Gegenelektrode angebracht. Durch eine unterschiedlich hohe oder gepolte Polarisationsspannung lässt sich die Richtcharakteristik auf elektrischem Weg umschalten.

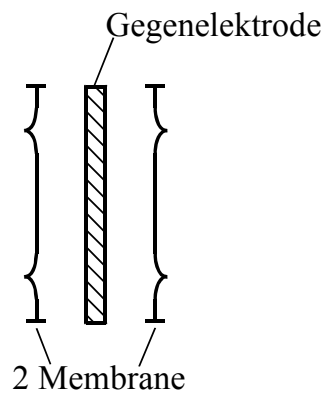


Abb. 18

Eine Membran und die Gegenelektrode bilden eine Nierenrichtcharakteristik, wobei die jeweils gegenüberliegende Membran das Laufzeitglied bildet. Da die Kugelrichtcharakteristik des Doppelmembranmikrofons aus zwei Druckgradientenempfängern zusammengesetzt ist hat sie nicht die Eigenschaften eines Druckempfängers. D.h. die Tiefbasswiedergabe ist nicht so gut wie bei einer Druckempfänger-Kugel und es gibt natürlich einen Nahbesprechungseffekt.

1 Niere	Niere + Niere	Niere - Niere
Niere	Kugel	Acht

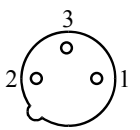
7.2.9 Nahbesprechungseffekt

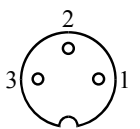
Beim Nahbesprechungseffekt handelt es sich um eine Tiefenanhebung bei Druckgradientenempfängern in der Nähe des Mikros.

Beispiel:

Niere	
5cm	50cm
50Hz: +20dB	50Hz: +3dB
100Hz: +15dB	100Hz: +2dB
...	
1kHz: +2dB	

7.3 Mikrofonkabel

XLR-Verbinder	
 <p>Abb. 25</p>	<p>1 Ground 2 Audio (In Phase) // + Phase, +, life, hot, a, left 3 Audio (Non Phase) // -Phase, -, return, cold, b, right</p>

DIN-Verbinder	
 <p>Abb. 26</p>	<p>1 Audio (In Phase) 2 Ground 3 Audio (Non Phase)</p>

7.3.1 Unbalanced

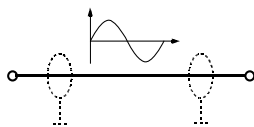


Abb. 27

7.3.2 Balanced

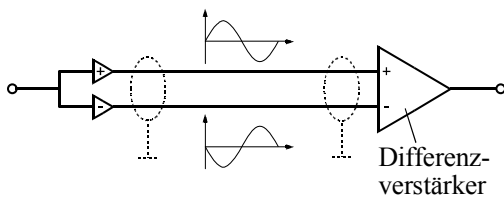


Abb. 28

7.4 Phantomspeisung

- P48/P24/P12 (die angegebene Zahl entspricht der Höhe der Versorgungsspannung)
- R_1 - R_4 sind identisch, geringste Toleranz
- Hinführung über beide Tonadern, Rückführung über den Schirm
- kein Potenzialunterschied zwischen den beiden Tonadern messbar
- auch Mikrofone die keine Spannungsversorgung benötigen (Tauchspulenmikrofone) können problemlos angeschlossen werden

7.5 Tonaderspeisung

- 12V Versorgungsspannung
- Hin- und Rückführung über die Tonadern
- um die Wechselspannung von der Versorgungsgleichspannung zu entkoppeln sind Trennkondensatoren eingefügt
- sehr selten anzutreffen
- da zwischen den beiden Adern eine Spannung messbar ist, können Mikrofone die nicht für die Tonaderspeisung gedacht sind zerstört werden

7.6 Technische Daten und Eigenschaften von Mikrofonen

7.6.1 Nennabschlussimpedanz

Die Nennabschlussimpedanz ist die empfohlene Eingangsimpedanz des Mischpults.

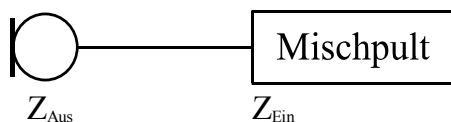


Abb. 29

Beispiel:

$$Z_{Ein} = 1k\Omega$$

7.6.2 Nennimpedanz

Die Nennimpedanz ist die Quellimpedanz des Mikrofon.

Beispiel:

$$Z_{Aus} = 200\Omega$$

7.6.3 Grenzschalldruck

Der Grenzschalldruck gibt an ab welchem Schalldruck das Mikrofon einen bestimmten Grad an Verzerrungen produziert. In der Regel sind das 0,5% oder 1% THD. Bei Tauchspulenmikrofonen wird normalerweise kein Grenzschalldruck angegeben, da dieser eigentlich nie erreicht wird. Bei Kondensatormikrofonen liegt er zwischen 20Pa-200Pa.

7.6.4 Grenzschalldruckpegel

$$\text{Grenzschalldruckpegel} = 20 \lg \frac{\text{Grenzschalldruck in Pa}}{2 \cdot 10^{-5} \text{ Pa}} \text{ dB}_{SPL}$$

Der Grenzschalldruckpegel liegt bei Kondensatormikrofonen zwischen 120dB_{SPL}-140dB_{SPL}.

7.6.5 Feldleerlaufübertragungsfaktor

Beim Feldleerlaufübertragungsfaktor wird die Ausgangsspannung des Mikrofons bei 1Pa Schalldruck in unbelastetem Zustand gemessen. Die Einheit des Feldleerlaufübertragungsfaktors ist mV/Pa.

Beispiel:

Dynamische Mikrofone: 1-2mV/Pa

Kondensatormikrofone: 5-20mV/Pa

7.6.6 Feldbetriebsübertragungsfaktor

Der Feldbetriebsübertragungsfaktor wird unter Anschluss an die Nennabschlussimpedanz gemessen. Daraus ergeben sich schlechtere Werte als bei der Messung in unbelastetem Zustand. Außerdem lassen sich die Daten von unterschiedlichen Mikrofonen schlechter vergleichen, da oft eine unterschiedliche Nennabschlussimpedanz vorliegt.

7.6.7 Feldübertragungsmaß

$$\text{Feldübertragungsmaß} = 20 \lg \frac{\text{Feldübertragungsfaktor in mV/Pa}}{\text{Bezugs-Feldübertragungsfaktor in mV/Pa}} \text{ dB}$$

Beispiel:

Feldübertragungsmaß: -54dB(1V/pa)

$$\text{Feldübertragungsfaktor} = 1V / Pa \cdot 10^{\frac{-54}{20}} = 2mV / Pa$$

7.6.8 Übertragungsbereich

Der Frequenzbereich, in dem der Übertragungsfaktor nicht mehr als 3dB gegenüber dem Übertragungsfaktor bei 1kHz abfällt, stellt den Übertragungsbereich dar. Dieser ist jedoch bei einem Mikrofon nicht sehr aussagekräftig, da die Angaben über den Frequenzgang fehlen. Eine Ausnahme bilden Mikrofone mit einem stark reduzierten Übertragungsbereich.

Beispiel:

Übertragungsbereich: 20Hz-18kHz

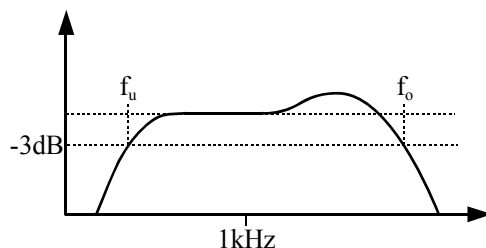


Abb. 30

7.6.9 Frequenzgang

Der Frequenzgang gibt die Ausgangsspannung des Mikrofons in Abhängigkeit von der Frequenz an. Die Spannung bei 1kHz wird als Bezug genommen und liegt somit immer bei 0dB. Meistens wird lediglich der Freifeldfrequenzgang (0° Einsprechrichtung; in Reflexionsarmen Raum gemessen) angegeben. Der Diffusfeldfrequenzgang ist der Mittelwert der Frequenzgänge aus allen Einsprechrichtungen. Die Angabe freifeldentzerrt gibt an, dass der Freifeldfrequenzgang linearisiert wurde. Bei einem diffusfeldentzerrtem Mikrofon dagegen ist der Diffusfeldfrequenzgang linear.

8 Stereomikrofonie

Mit einem Stereo- oder Hauptmikrofonverfahren kann man die Räumlichkeit auf eine Aufnahme bekommen. Ein Monosignal besitzt dagegen grundsätzlich keine Räumlichkeit.

- Richtungswahrnehmung (Lokalisationsschärfe)
- Entfernungswahrnehmung (Tiefenstaffelung)
→ Räumlichkeit

Die Stereomikrofonie macht also immer bei ausgedehnten Schallquellen Sinn. Ausgedehnte Schallquellen haben eine räumliche Ausdehnung in die Tiefe und Breite, also z.B. ein Orchester oder Drumset. Aber auch eine akustische Gitarre ist schon eine ausgedehnte Schallquelle.

8.1 Bestandteile eines Schallereignisses

Die Bestandteile eines Schallereignisses sind der Direktschall, die Early Reflections und der Nachhall. Unter Direktschall versteht man die Schallwellen die ohne Reflektion zum Ohr des Hörers gelangen. Wird der Schall nur einmal reflektiert handelt es sich um Early Reflections. Nachhall hingegen wurde schon mehrfach reflektiert.

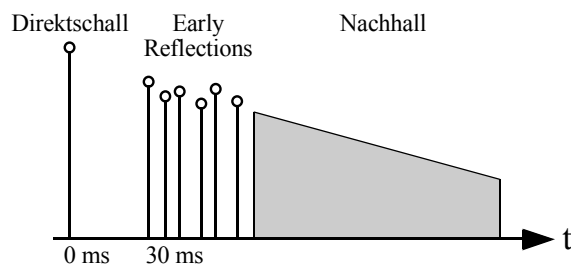


Abb. 1

Die folgende Tabelle zeigt die Bestandteile eines Schallereignisses und ob und in welchem Maße sie zur Lokalisation, der Entfernungsbestimmung und dem Raumempfinden beitragen.

	Direktschall	Early Reflections	Nachhall	Lautstärke	Klangfarbe
Lokalisation	●●●	○○○	○○○	○○○	○○○
Entfernung	○○○	●●●	●●○	●○○	●○○
Raumempfinden	○○○	●●○	●●○	○○○	●○○

8.2 Hallradius

Auf dem Hallradius (engl. critical distance) ist die Energie des Direktschalls gleich der Energie des Diffusschalls.

Berechnen lässt sich der Hallradius wie folgt.

$$r_H = 0,057 \sqrt{\frac{V[m^3]}{T_{RT60}[s]}}$$

V = Raumvolumen

T_{RT60} = Nachhallzeit

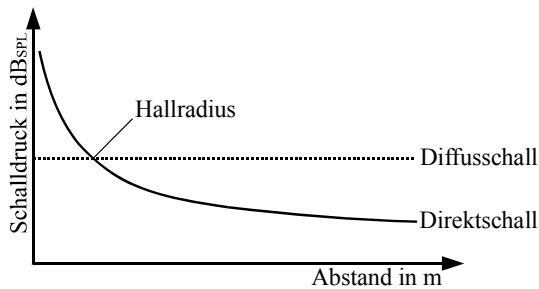


Abb. 2

Eine einfache Methode um in der Praxis den Hallradius zu bestimmen ist folgende. Man stellt sich mit geschlossenen Augen in Richtung Schallquelle in den Raum. Nun hält man zuerst die Hände hinter die Ohrmuschel, um diese zu vergrößern. Dadurch wird deutlich mehr Diffusschall ausgeblendet, bzw. man hört hauptsächlich den Direktschall. Danach hält man die Hände vor die Ohrmuschel. Jetzt bewegt man sich solange Richtung Schallquelle (oder davon weg) bis die Lautstärke bei hinter die Ohrmuschel gehaltenen Händen genauso groß ist wie bei vor die Ohrmuschel gehaltenen Händen. Ist dies der Fall befindet man sich ungefähr auf dem Hallradius.

8.3 Phantomschallquellen

Geben zwei Lautsprecher, welche wie in Abbildung 3 dargestellt angeordnet sind, das gleiche Signal wieder, wird eine Phantomschallquelle genau in der Mitte geortet. Bei einem Pegelunterschied von 15dB oder einem Laufzeitunterschied von 1,2ms wird das Signal ganz seitlich geortet. Die Strecke zwischen den zwei Lautsprechern wird Stereobasis genannt.

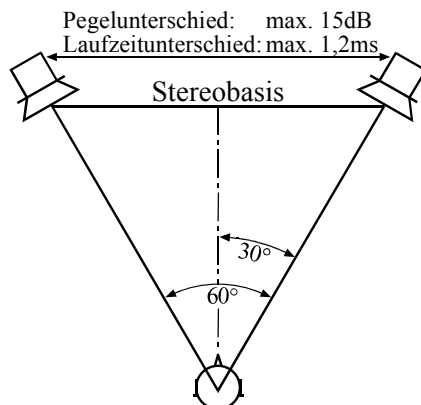


Abb. 3

8.4 Eigenschaften von Stereomikrofoniearten

- Lokalisationsschärfe (Pegelunterschiede)
- Tiefenstaffelung (Laufzeitunterschiede)
- Räumlichkeit (Dekorrelation)
- rückwärtige Dämpfung (Richtcharakteristik)
- Linearität im Bass (Empfängerprinzip)
- Monokompatibilität (Korrelation)

8.5 Im-Kopf-Lokalisation

Besitzt eine Aufnahme keine Räumlichkeit lokalisiert man die Phantomschallquellen nicht außerhalb sondern im Kopf. (→ Kopfhörerwiedergabe)

8.6 Pegelstereofonie

Die Pegel- oder Intensitätsstereophonie basiert nur auf Pegelunterschieden. Somit müssen sich die beiden Membranen immer an der gleichen Position befinden, damit keine Laufzeitunterschiede entstehen.

8.6.1 XY-Verfahren

Hier werden zwei Nieren-, Supernieren- oder Hypernierenmikrofone übereinander angeordnet, damit keine Laufzeitunterschiede entstehen. Die zwei Mikrofone werden dann beide symmetrisch um einen bestimmten Versatzwinkel aus der Vorwärtsrichtung der Anordnung herausgedreht. Der Aufnahmewinkel ändert sich gegensinnlich zum Öffnungswinkel: Mit kleiner werdendem Öffnungswinkel wird der Aufnahmebereich größer. Somit ergibt sich eine schlechte Höhenwiedergabe bei sehr kleinen Aufnahmewinkeln (und damit sehr großen Öffnungswinkeln), da die Richtwirkung bei höheren Frequenzen zunimmt.

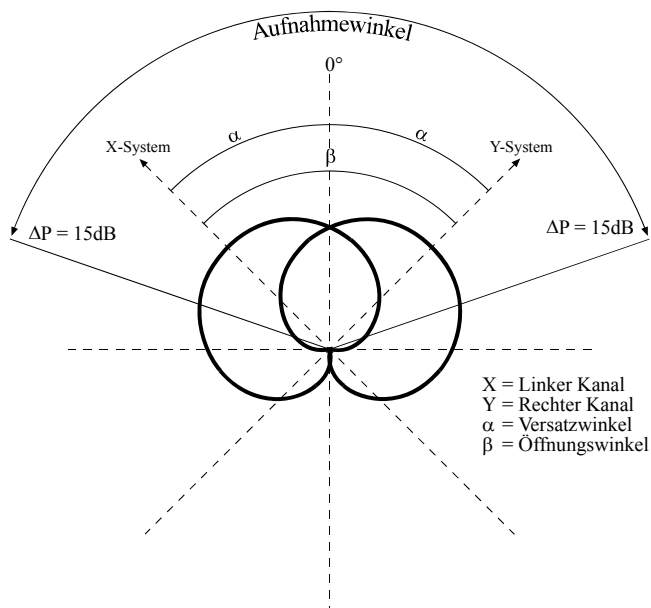


Abb. 4

Unter Summenleistung versteht man die Pegelverteilung über die Lautsprecherbasis. Um eine ausgeglichene Summenleistung zu erreichen, müssen sich die Richtcharakteristiken jeweils im -3dB Punkt schneiden. Damit ergibt sich für die 0° Richtung ein Gesamtpegel von 0dB. Die folgende Tabelle zeigt die je nach Richtcharakteristik optimalen Versatz- und Öffnungswinkel die eine ausgeglichene Summenleistung erzeugen.

Richtcharakteristik	Niere	Superniere	Hyperniere
Versatzwinkel	65°	57,5°	52,5°
Öffnungswinkel	130°	115°	105°
Aufnahmewinkel	136°	104°	

8.6.2 Blumleinverfahren

Es werden zwei Mikrofone mit Achterrichtcharakteristik und einem Versatzwinkel von 45° übereinander angeordnet. Die beiden Achterrichtcharakteristika schneiden sich in den -3dB Punkten und es ergibt sich eine sehr saubere Summenleistung. Im Überbasisbereich entstehen

kleine Phasenverschiebungen, die zu einer Ortung außerhalb der Stereobasis führen. Deshalb hat das Blumlein-Verfahren die breiteste Abbildung. Außerdem entstehen im Verpolungsbereich zusätzliche Phasenverschiebungen des Diffusschalls, welche für zusätzliche Räumlichkeit sorgen. Im Verpolungsbereich ist keine Ortung möglich.

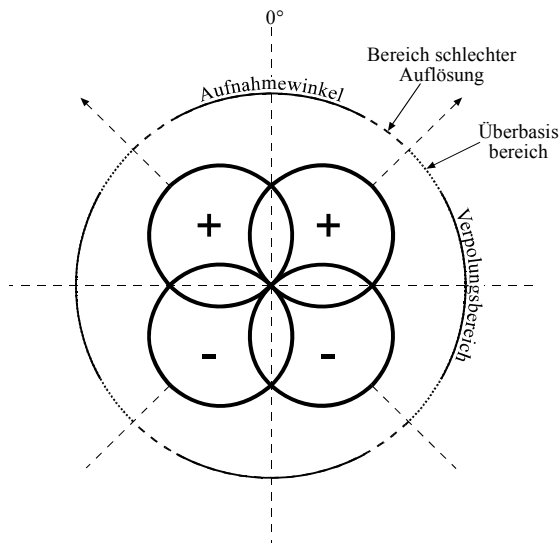


Abb. 5

Zu beachten ist, dass Schall, der von hinten auf die Anordnung auftrifft, seitenvertauscht wiedergegeben wird.

8.6.3 MS-Verfahren

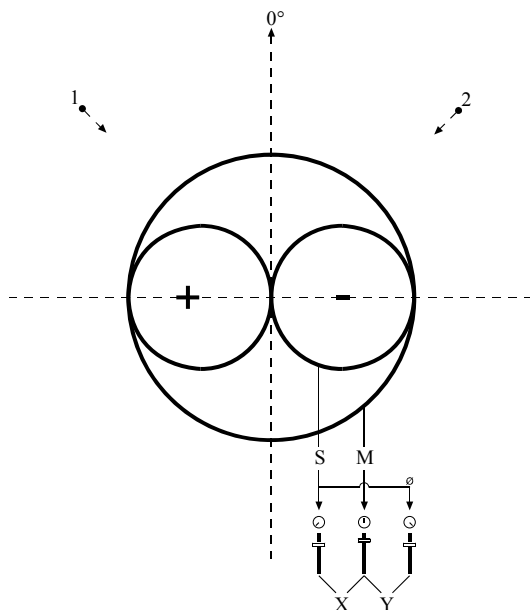


Abb. 6

Ein Kugel-, Nieren-, Hypernieren- oder Supernierenmikrofon wird auf die Schallquelle ausgerichtet. Das zweite Mikrofon besitzt immer eine Achterrichtcharakteristik und wird mit der 0°-Einsprechrichtung um 90° nach links aus der Vorwärtsrichtung der Stereoanordnung gedreht. Die Mikrofone liefern somit nicht direkt das XY-Signal, sondern ein Mitten- und ein Seitensignal.

Um ein XY-Signal zu bekommen, muss das Signal erst umgewandelt werden. Dies geschieht nach folgenden Rechenvorschriften.

$$X = M + S$$

$$Y = M - S$$

Falls keine spezielle MS-Matrix zur Verfügung steht, kann man diese Decodierung auch mit einem Mischpult realisieren. Dazu legt man das M-Signal auf einen Kanal und stellt den Panoramasteller auf Mittelstellung. Das S-Signal wird auf zwei Kanäle gegeben und bei einem Kanal wird die Phase gedreht. Das phasenrichtige Signal wird nach links und das phasengedrehte Signal nach rechts gepannt.

Die beiden S-Signale müssen dabei genau den gleichen Pegel haben. Um dies zu erreichen schaltet man einfach das M-Signal auf stumm und pannt die beiden S-Signale temporär in die Mitte. Nun stellt man die beiden Fader so ein, dass nichts mehr zu hören ist.

Durch das Verhältnis von Mitte-Signal zu Seiten-Signalen kann man nun den Aufnahmewinkel einstellen. Umso lauter das Mittensignal, desto kleiner ist der Öffnungswinkel der gleichwertigen XY-Anordnung und desto größer somit der Aufnahmewinkel. Somit lassen sich mit einer MS-Anordnung sehr kleine Aufnahmewinkel realisieren ohne dabei eine Dämpfung der Höhen hinnehmen zu müssen, wie dies bei dem XY-Verfahren der Fall ist.

8.7 Laufzeitstereofonie

Lediglich Laufzeitunterschiede sind für die Stereowirkung verantwortlich, weshalb die beiden Mikrofone immer absolut parallel aufgestellt werden müssen, damit praktisch keine Pegeldifferenzen entstehen.

8.7.1 AB-Verfahren

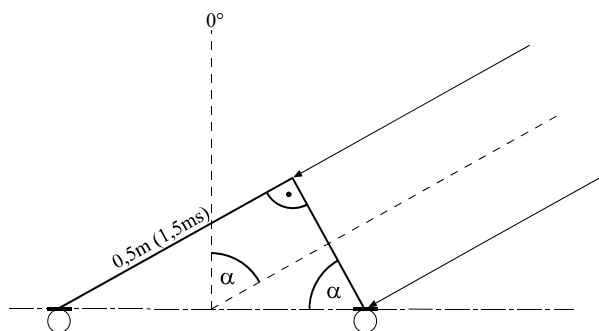


Abb. 7

$B \hat{=}$ Mikrofonbasis

$\alpha \hat{=}$ halber Aufnahmewinkel

Der Aufnahmewinkel 2α lässt sich durch das Verändern der Mikrofonbasis einstellen. Je größer die Mikrofonbasis, desto kleiner der Aufnahmewinkel. Berechnen lässt sich dies wie folgt, wenn für eine Auslenkung von 100% eine Laufzeitdifferenz von 1,5ms angenommen wird.

$$\sin \alpha = \frac{0,0015 \cdot 343,8}{B} \approx \frac{0,5}{B}$$

$$\boxed{B = \frac{1}{2 \sin \alpha}}$$

Die Laufzeitstereofonie zeichnet sich durch eine gute Tiefenstaffelung und Räumlichkeit aus. Problematisch dagegen ist die Monokompatibilität, da beide Mikrofone quasi das gleiche, nur eben mit Laufzeitunterschieden aufnehmen, entstehen nämlich beim zusammenmischen Kammfiltereffekte. Will man jedoch noch vor dem Mixdown ein Monosignal, kann man einfach nur ein Mikrofon benutzen. Des Weiteren ist die Lokalisationsschärfe bei der Laufzeitstereofonie nicht so gut wie bei der Pegelstereofonie.

Will man beim Mixdown das ganze Klangbild nach links oder rechts verschieben, kann man noch zusätzlich Pegeldifferenzen hinzufügen und erhält somit eine Äquivalenzstereofonie.

8.7.2 Faulkner-AB

Bei der Faulkner-AB werden zwei Mikrofone mit Achterrichtcharakteristik mit einer Mikrofonbasis von 20cm aufgestellt. Sie wird sehr selten verwendet und zwar meist nur als Mittel der "Schadensbegrenzung". In akustisch schlechten Räumen kann man unter Umständen, durch die gute seitliche Dämpfung der Achten, recht viele ungünstige Reflexionen, welche zu Kammfiltereffekten führen, ausblenden.

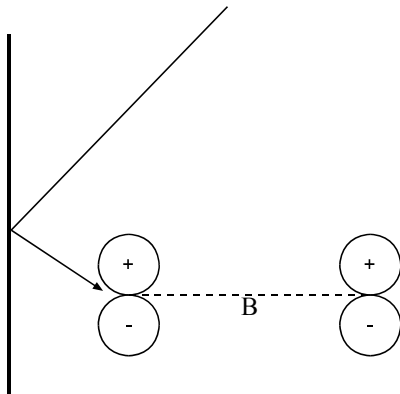


Abb. 8

8.7.3 Fehllokalisierung

Stehende Töne lokalisiert das Gehirn nicht mehr mittels Laufzeit- sondern aufgrund von Phasenverschiebungen. Liegt nun die Wellenlänge oder deren Vielfache – oder die halbe Wellenlänge und deren ungerade Vielfache - im Bereich der Laufzeitunterschiede, kann das Gehirn keine Phasenverschiebungen mehr feststellen. Es kommt somit zu einer Fehlortung. Dies erklärt die schlechte Lokalisationsschärfe bei der Laufzeitstereofonie.

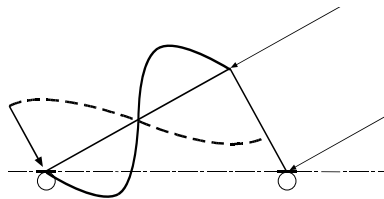


Abb. 9

8.7.4 Decca-Tree

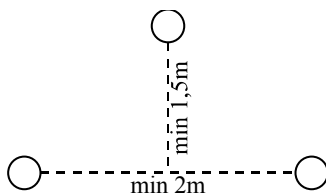


Abb. 10

Bei diesem von der Produktionsfirma Decca in den 50er Jahren entwickelten Verfahren werden 3 Druckempfänger in einem Dreieck angeordnet. Das linke Mikrofon wird dann links, das rechte Mikrofon rechts und das vordere Mikrofon mittig im Panorama eingefügt. Bei diesem Verfahren entstehen keine Phantomschallquellen sondern „Klangwolken“.

8.8 Äquivalenzstereofonie

Als Äquivalenzstereofonie werden jene Verfahren bezeichnet, welche sowohl Pegel- als auch Laufzeitunterschiede erzeugen. Meist werden Mikrofone mit einer Nierenrichtcharakteristik verwendet, aber auch Super- oder Hypernieren. Somit hat man bei der Äquivalenzstereofonie niemals eine Linearität im Bass. Außerdem muss man immer eine Dämpfung der Höhen in der 0°-Einsprechrichtung hinnehmen. Wichtig ist, dass Pegel- und Laufzeitunterschiede gleichsinnig wirken. Da bei der Äquivalenzstereofonie genauso wie bei dem AB-Verfahren von beiden Mikrofonen ein ähnliches Signal mit Laufzeitunterschieden aufgenommen wird, ist dieses Verfahren auch nur bedingt Monokompatibel. Die folgende Tabelle zeigt verschiedene Aufnahmeverfahren und deren Aufnahmewinkel.

ORTF	Stereo-180°-Anordnung	NOS
2x Niere	2x Hypernieren	2x Niere
$\alpha = 55^\circ$	$\alpha = 67,5^\circ$	$\alpha = 45^\circ$
B = 17cm	B = 4,6cm	B = 30cm
Aufnahmewinkel: 100°	Aufnahmewinkel: 180°	Aufnahmewinkel: 82°

8.8.1 Williamskurven

Die Williamskurven zeigen den Aufnahmewinkel in Abhängigkeit von dem Öffnungswinkel und dem Abstand zwischen den Mikrofonen. Diese Darstellung macht keine Angaben über die Summenleistung. Die folgende Abbildung bezieht sich auf zwei Nierenmikrofone.

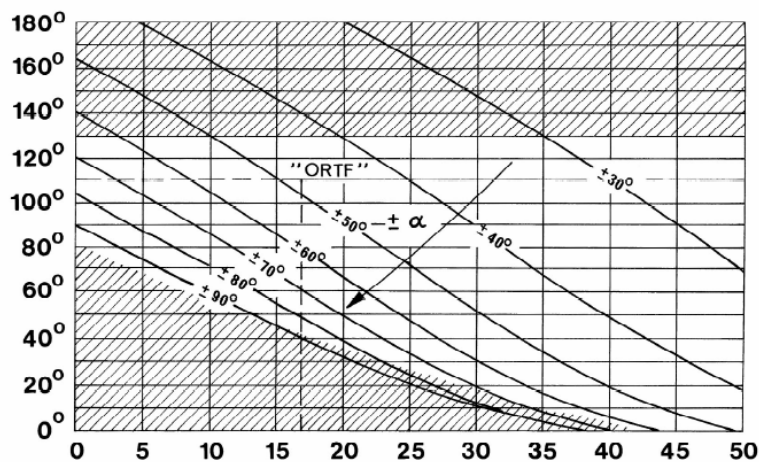


Abb. 11

8.8.2 Trennkörpermikrofonie

Die Trennkörpermikrofonie ist auch eine Art Äquivalenzstereofonie, wobei jedoch die Pegel- und Laufzeitunterschiede frequenzabhängig sind. Zwei Druckempfänger werden durch einen Trennkörper voneinander getrennt. Die Abschattung, die bei hohen Frequenzen hinter dem Trennkörper entsteht, bewirkt dabei die Pegeldifferenzen. Bei tiefen Frequenzen wirkt der Trennkörper jedoch nicht mehr als Hindernis und es werden von den Mikrofonen lediglich Laufzeitunterschiede aufgenommen. Ist die halbe Wellenlänge so groß wie der Durchmesser des Trennkörpers, wird genauso viel reflektiert wie herumgebeugt und somit tragen Pegel- und Laufzeitunterschiede in gleichem Maße zur Stereowirkung bei. Die Monokompatibilität ist gut, da bei hohen Frequenzen – wo bekanntermaßen Kammfiltereffekte als viel störender

empfundener werden - nur Pegeldifferenzen aufgezeichnet werden. Der Aufnahmewinkel bei solchen Systemen lässt sich nicht verändern und in der Nachbearbeitung beim Mixdown hat man kaum Möglichkeiten. Deshalb macht die Trennkörpermikrofonie meist nur als Hauptmikrofon in akustisch sehr guten Räumen Sinn.

8.8.3 Kugelflächenmikrofon

In einer Kugel aus schallhartem Material mit 20cm Durchmesser sind zwei Druckempfänger eingebaut. Der Aufnahmewinkel beträgt 100° .

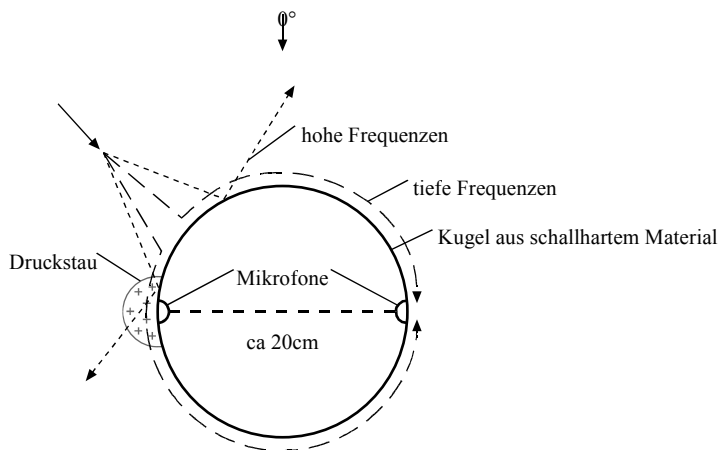


Abb. 11

8.8.4 OSS / Jecklin-Scheibe

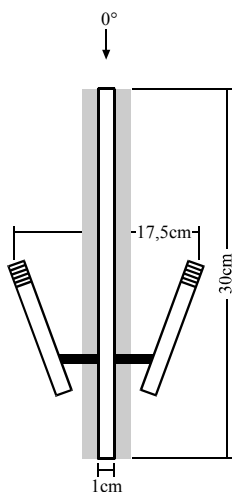


Abb. 12

Zwei Druckempfänger werden durch eine schallabsorbierende Scheibe mit 30cm Durchmesser getrennt. Sie werden in der Mitte mit einem Abstand von 17,5cm an der Scheibe befestigt. Die Absorber vermindern Kammfiltereffekte, die durch Reflexionen hoher Frequenzen an der Scheibe entstehen und somit zu Klangverfärbungen führen. Der Aufnahmewinkel beträgt wie beim Kugelflächenmikrofon 100° .

8.8.5 Clara-System

Als Trennkörper kommt hier ein parabelförmiger Acrylkörper zum Einsatz. Seine Dimensionen entsprechen etwa den Kopfabmessungen. Die Mikrofone die zum Einsatz kommen sind bevorzugt freifeldentzerrte Druckempfänger.

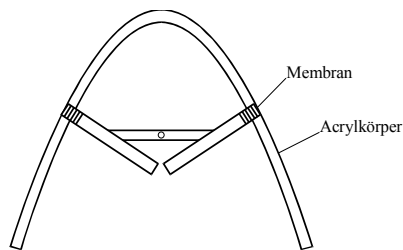


Abb. 13

8.8.6 Crown-SASS

Dieses Stereomikrofon von der Firma Crown ist aus einem speziellen Kunststoff gefertigt. Die massive Rückwand bewirkt eine gewisse rückwärtige Dämpfung obwohl zwei Druckempfänger eingesetzt werden. Des Weiteren ist dieses Mikrofon deutlich leichter als z.B. ein Kugelflächenmikrofon und kann somit auch gut an einer Angel bei O-Tonaufnahmen verwendet werden.

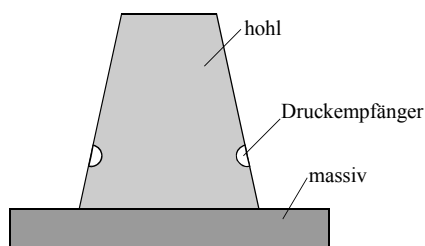


Abb. 14

8.8.7 Kunstkopf

In eine Nachbildung des menschlichen Kopfes werden zwei Druckempfänger eingebaut. Hört man eine Aufnahme von einem Kunstkopfmikrofon mit einem Kopfhörer ab, wird man quasi in den Aufnahmebereich versetzt. Sogar vorne / hinten und oben / unten lässt sich in gewissem Maße unterscheiden. Man spricht deshalb auch von kopfbezogener Stereophonie.



Abb. 15

8.9 Stützmikrofone

Falls bestimmte Instrumente oder Instrumentengruppen im Hauptmikrofon unterrepräsentiert sind, können zusätzliche Stützmikrofone aufgestellt werden. Jedes Monostützmikrofon verschlechtert dabei natürlich die Räumlichkeit. Deswegen sollten immer so wenig Stützen wie möglich benutzt werden. Die Stützmikrofone müssen je nach Abstand zum Hauptmikrofon verzögert und richtig in den Mix eingepannt werden. Da der Chor meistens hinter dem Orchester steht und somit am ehesten auf dem Hauptmikrofon unterrepräsentiert ist, wird dieser als erstes gestützt. Als nächstes stützt man meist Holzbläser und die Streicher (Kontrabass, Celli, Bratsche Violinen). Zuletzt unter Umständen noch die Blechbläser und die Solisten.

8.9.1 3:1-Regel





Der Abstand zwischen zwei Stützmikrofonen sollte mindesten 3-mal so groß sein wie der Abstand der Mikrofone zur Schallquelle

8.10 Tipps zur Planung einer Liveaufnahme



Man sollte unbedingt vor dem Aufnahmetermin eine Raumbesichtigung machen, um schon im vornherein festzustellen ob die Räumlichkeiten überhaupt für eine Aufnahme geeignet sind oder ob der Raum klanglich ungenügend ist (z.B. Sporthalle). Dabei ist es auch wichtig zu klären wo man die Technik aufbauen kann und wo man den benötigten Strom herbekommt. An dem verwendeten Stromkreis sollten keine weiteren Geräte hängen, insbesondere Kühlschränke oder Orgeln können den Stromkreis sehr stark belasten. Bei einer Aufnahme von E-Musik sollte im vornherein mit dem Dirigenten die Besetzung und Aufstellung besprochen werden, ebenso die Klangvorstellungen des Dirigenten. (Welche Instrumentengruppen sind unterrepräsentiert und sollten gestützt werden?)

9 Musiktheorie

9.1 Notenschlüssel






	Violin-Schlüssel	G-Schlüssel
	Alt-Schlüssel	C-Schlüssel
	Bass-Schlüssel	F-Schlüssel
	oktavierender Bass-Schlüssel	Erklingt eine Oktave tiefer als notiert

9.2 Taktvorschriften

	$\frac{4}{4}$	common time
	$\frac{2}{2}$	cut time



9.3 Vorzeichen

Alle Vorzeichen gelten immer für einen Takt. Außer sie werden am Anfang der Zeile notiert, dann wirkt sich das Vorzeichen auf die ganze Zeile aus.

	Ein Kreuz (engl. sharp) vor einer Note erhöht diese um einen Halbton.
	Ein Be (engl. flat) vor einer Note erniedrigt diese um einen Halbton.
	Ein Doppelkreuz erhöht eine Note um einen Ganzton.
	Ein Doppel-Be erniedrigt eine Note um einen Ganzton.
	Ein Auflösungszeichen (engl. natural) hebt ein vorangehendes Vorzeichen auf.

9.4 Dynamikbezeichnungen

<i>pp</i>	pianissimo	sehr leise
<i>p</i>	piano	leise
<i>mp</i>	mezzo piano	halb leise
<i>mf</i>	mezzo forte	halb laut
<i>f</i>	forte	laut
<i>ff</i>	fortissimo	sehr laut

	crescendo	lauter werden
	diminuendo	leiser werden
	meno forte	weniger laut
	più forte	etwas lauter
sfz	sforzato	starke Betonung

9.5 Akzente

		Akzent
		starker Akzent
	staccato	kurz gespielt
	tenuto	gehalten
	legato	gebunden
	fermate	lang aushalten

Synkope: Betonung auf einer eigentlich unbetonten Zählzeit.

Die Anordnung der Instrumente in einer Partitur

Holzbläser
Blechbläser
Schlagzeug
Sänger / Chor; Solo-Instrument; Harfen / Tasteninstrumente
Streicher

Innerhalb der jeweiligen Gruppen werden die Instrumente von hoch nach tief sortiert.

9.6 Tempoangaben

accelerando	schneller werden
ritardando	langsamer werden
a tempo	wieder im Tempo

10 Effekte

10.1 Regelverstärker

Regelverstärker (engl. dynamic control devices) verstärken das Signal abhängig von einer Steuerspannung.

10.1.1 Dynamikbegriffe

Die *musikalische Dynamik* umfasst maximal 90dB. Die original Dynamik bezeichnet dabei die Dynamik der Darbietung. Die Programmdynamik dagegen die Dynamik der Aufnahme.

Die *technische Dynamik* bezeichnet die Dynamik die ein tontechnisches Gerät verarbeiten kann. Die Systemdynamik ist dabei die messbare Dynamik. Die nutzbare Dynamik ist noch kleiner da noch der headroom und der footfloor wegfallen.

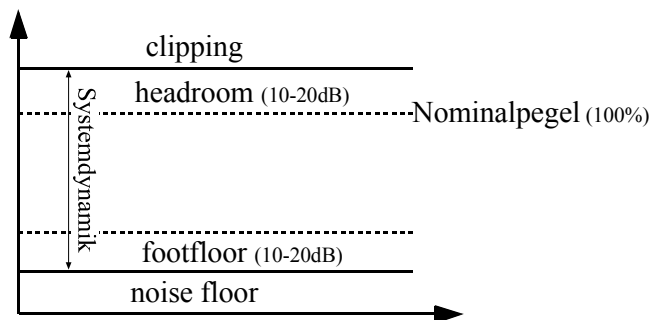


Abb. 1

Die folgende Tabelle zeigt die Dynamik von unterschiedlichen Aufnahmesystemen.

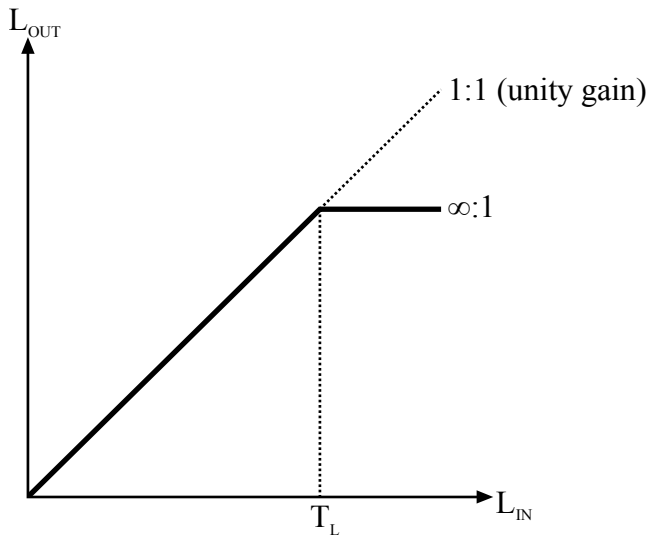
Mikrofon	ca. 120dB
Analoge Bandmaschine	ca. 60dB
Analoge Bandmaschine mit Noise Reduction	bis zu 90dB
DAT (16Bit)	ca. 90dB
Analoge Schallplatte	ca. 55dB bis 70dB
CD	96dB

10.1.2 Limiter

Das *statische Verhalten* eines Regelverstärkers wird durch die statische Kennlinie dargestellt. Diese zeigt den Ausgangspegel in Abhängigkeit vom Eingangspegel. Sie gilt nur wenn der Pegel gleich bleibt oder sich nur sehr langsam ändert. Bei schnellen Pegeländerungen benötigt der Regelverstärker eine gewisse (einstellbare) Zeit bis er tatsächlich auf den statischen Kennlinienwert herunter oder herauf geregelt hat.

Die Abbildung 2 zeigt eine Limiterkennlinie. Ein Limiter besitzt immer eine sehr hohe Ratio. Die Ratio gibt an im welchem Verhältnis der Pegel bei überschreiten des Thresholds ansteigt. Beispielsweise steigt der Pegel, bei einer eingestellten Ratio von 10:1, lediglich um 1dB an wenn der Threshold um 10dB überschritten wird.

Anwendungsbeispiele für einen Limiter sind die Verwendung als Schutzlimiter (Boxen) oder als Programmlimiter beim Rundfunk.



- T_L : Limiter Threshold
- Limiter Ratio ($\sim 10:1$)

Abb. 2

Das *dynamische Verhalten* gibt Auskunft über das zeitliche Regelverhalten des Regelverstärkers. Die Attacktime bestimmt wie lange der Limiter benötigt um nach überschreiten des Thresholds um 63% auf den statischen Kennlinienwert herunterzuregeln. Die Releasetime bestimmt wie lange der Limiter benötigt um nach unterschreiten des Thresholds um 63% auf unity gain zurückzuregeln.

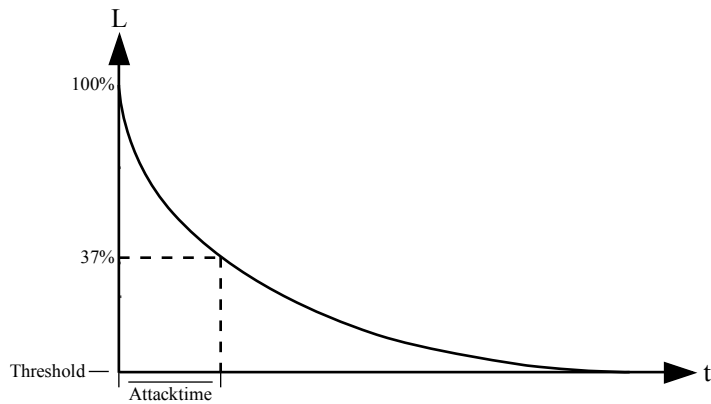


Abb. 3

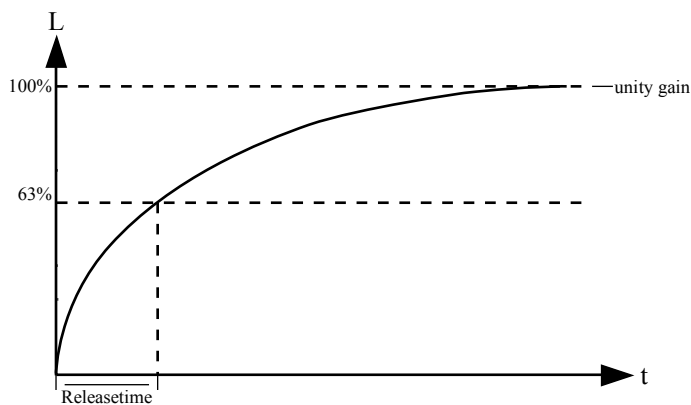


Abb. 4

Schutzlimiter	Kurze Attack- und Releasetime.
Programmlimiter	Kurze, aber nicht zu kurze Attacktime. Eine zu kurze Attacktime führt, besonders bei tiefen Frequenzen, zu einem Knacken oder Verzerrungen. Die Releasetime sollte nicht zu kurz eingestellt werden, da sonst die Gefahr besteht das das Signal zu "pumpen" anfängt.

Technische Umsetzung von Limitern

Der *Clipper* besitzt keine Attack- und Releasetime. Das Signal wird sozusagen sofort bei überschreiten des Thresholds "abgeschnitten". Er ist technisch sehr einfach zu realisieren und wird beispielsweise als Schutzlimiter eingesetzt wenn der Threshold unter keinen Umständen überschritten werden darf.

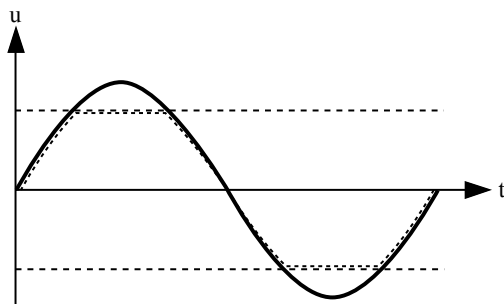


Abb. 5

Technisch komplizierter ist die Realisierung mittels eines spannungsgesteuerten Verstärkers. (engl. *voltage controlled amplifier*, VCA). D.h. das Übertragungsmaß des VCA ist abhängig von einer gleichgerichteten Steuerspannung, welche entweder von dem Eingangssignal selbst oder von einem über den Sidechain eingespeisten Signal erzeugt wird.

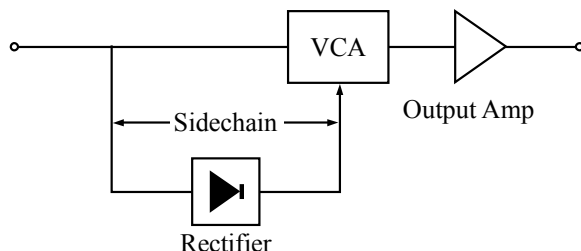
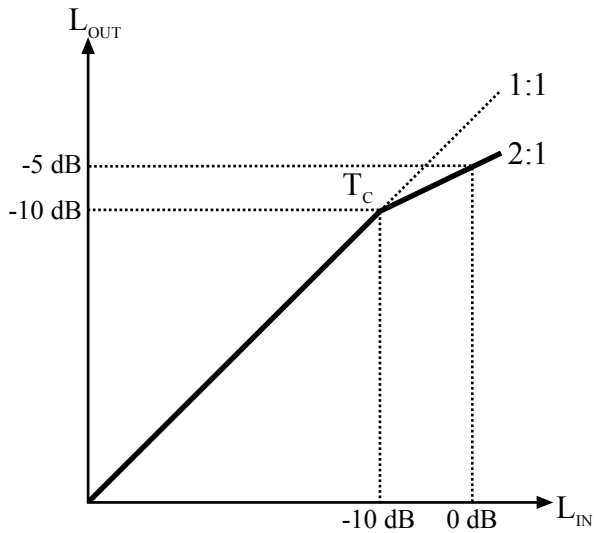


Abb. 6

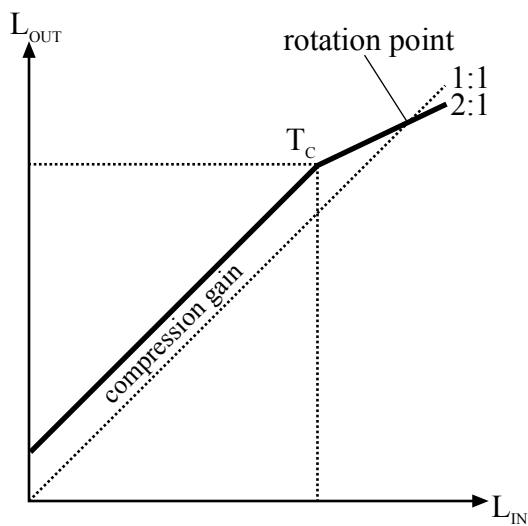
10.1.3 Kompressor

Der Limiter ist eine Sonderform des Kompressors. D.h. ein Kompressor mit sehr hoher Ratio wird als Limiter bezeichnet. Somit sind auch die weiteren Einstellparameter eines Kompressors (Attack- und Releasetime, Threshold) mit denen eines Limiters identisch. Der Parameter Output Gain ist ein zusätzlicher Parameter mit welchem man die Verstärkung nach der Kompression einstellen kann, um den Pegel wieder auf Nominalpegel zu bringen. Der Schnittpunkt der Kompressorkennlinie und der 1:1-Geraden wird *rotation point* genannt. Kompressoren werden immer mit einem VCA realisiert. Ferner kann der Kompressor einen Automatikmodus besitzen. Die Attack- und Releasetime wird in diesem Modus vom Eingangssignal abgeleitet. Ein *Stereolinkschalter* sorgt dafür, dass bei der Bearbeitung von Stereosignalen die Monosumme als Steuerspannung an beiden VCAs anliegt. Somit wird verhindert, dass sich die Stereoabbildung durch den Kompressor verschiebt.



- T_C : Compressor Threshold
- Compressor Ratio (z.B. 2:1)

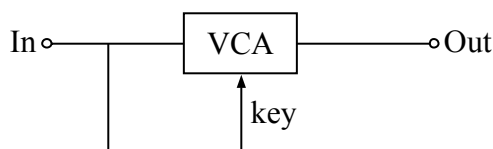
Abb. 7



- Output Level

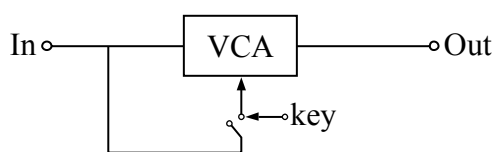
Abb. 8

Der *Sidechain* liefert die Steuerspannung die der VCA benötigt. Je nach dem, ob das Eingangssignal oder ein externes Signal zur Erzeugung der Steuerspannung verwendet wird, spricht man von internal oder external keying.



- internal keying

Abb. 9



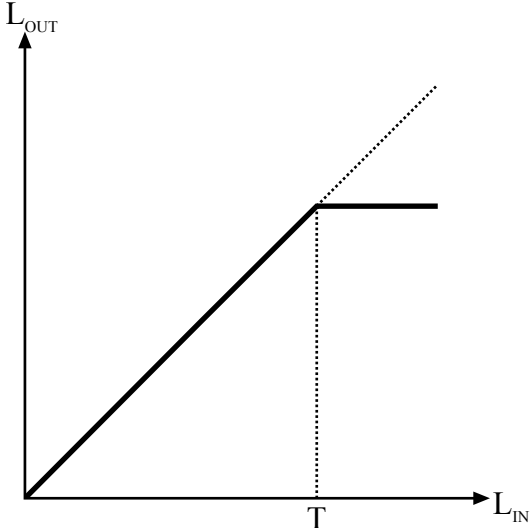
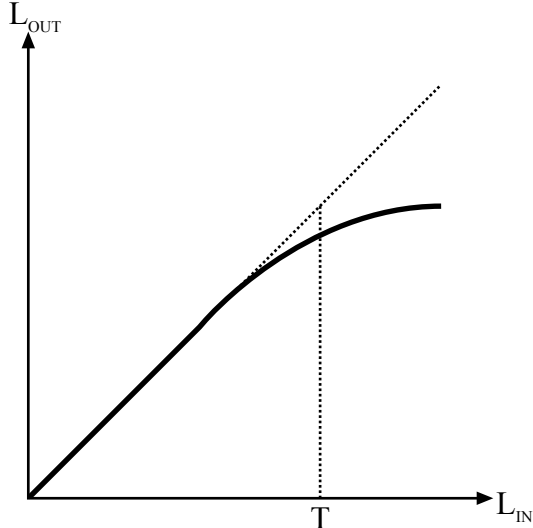
- external keying

Abb. 10

Die technische Ausführung des Sidechain ist je nach Gerät verschieden. Die folgende Auflistung zeigt alle möglichen Ausführungen.

- Key Input als Mono-Trennklinkenbuchse
→ kein Anschluss an Patchbay möglich
- Sidechain Send/Return als Stereotrennklinkenbuchse
→ kann an eine half normalized Patchbay angeschlossen werden
- Sidechain Send & Return als Monoklinkenbuchsen, Schalter auf Frontplatte
- Key Input als Monoklinkenbuchsen, Schalter auf Frontplatte
- Sidechain Send & Return als Cinch-Buchsen, Verbunden mit Drathbrücken
→ kann an eine half normalized Patchbay angeschlossen werden

Teilweise lässt sich der Kompressor noch zwischen *hardknee* und *softknee* umschalten. Bei einer *softknee* Charakteristik weist die Kennlinie eine Krümmung auf und die Kompression beginnt schon in geringem Maße vor Erreichen des Thresholds.

hardknee	softknee
 <p>The graph shows a coordinate system with L_{OUT} on the vertical axis and L_{IN} on the horizontal axis. A dotted line represents the identity function $L_{OUT} = L_{IN}$. A solid line follows this identity function until it reaches a threshold T on the L_{IN} axis. At this point, the solid line becomes horizontal, indicating that the output level is constant regardless of further increases in input level.</p>	 <p>The graph shows a coordinate system with L_{OUT} on the vertical axis and L_{IN} on the horizontal axis. A dotted line represents the identity function $L_{OUT} = L_{IN}$. A solid line follows this identity function until it reaches a threshold T on the L_{IN} axis. Before reaching T, the solid line curves downwards, indicating that the output level is lower than the input level even before the threshold is reached. After T, the curve continues to level off, approaching a horizontal line.</p>
<p>Abb. 11</p>	<p>Abb. 12</p>
<ul style="list-style-type: none"> • Schutzlimiter • Einzelinstrumente 	<ul style="list-style-type: none"> • Programmlimiter • Gesang

10.1.4 Expander

Der Expander ist das Gegenstück des Kompressors; er senkt unterhalb des Thresholds den Pegel ab. Somit ist der Expander ein Gerät, das die Dynamik vergrößert um unerwünschte Signalanteile auszublenden.

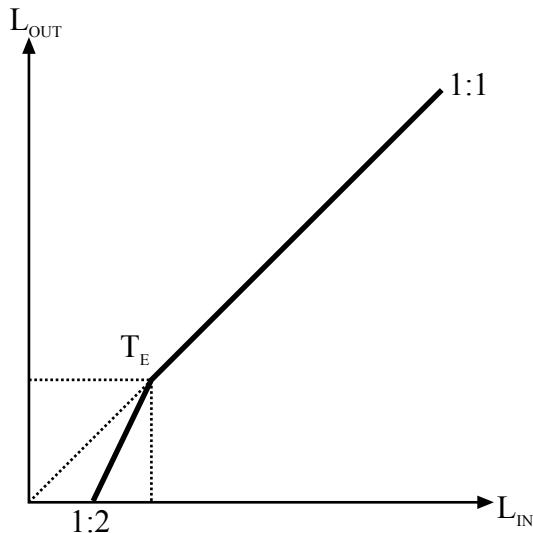


Abb. 13

- T_E : Expander Threshold
- Expander Ratio (z.B. 1:2)

10.1.5 Noise-Gate

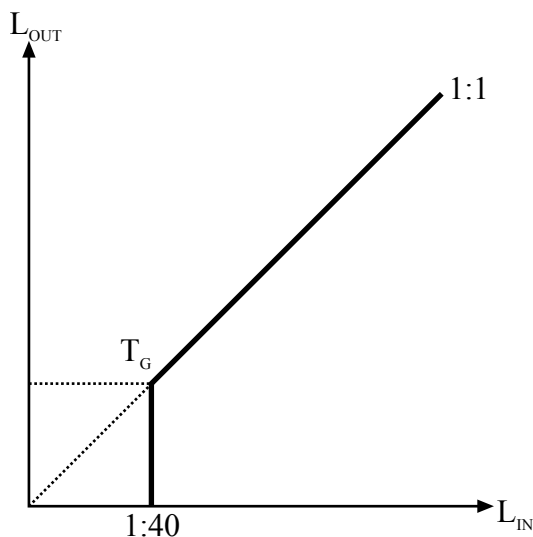
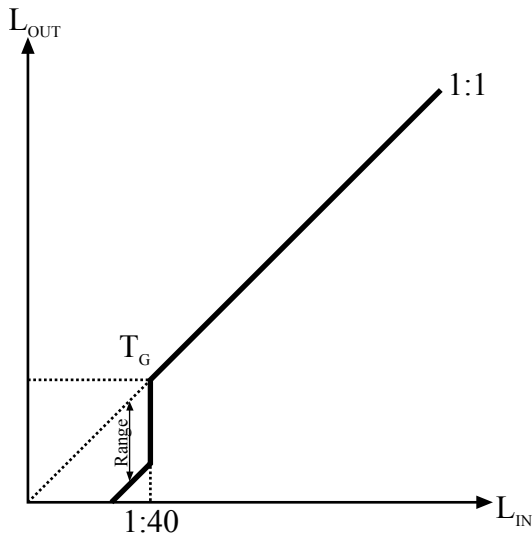


Abb. 14

- T_G : Gate Threshold
- Gate Ratio (z.B. 1:40)

Das Noise-Gate ist eine Sonderform des Expanders mit einer sehr hohen Ratio, so wie auch der Limiter eine Sonderform des Kompressors ist. Ein Noise-Gate schaltet also das Signal nach unterschreiten des Thresholds stumm und wirkt somit wie ein automatischer "Ein / Aus-Schalter". Ein weiterer Parameter der bei einem Gate vorhanden sein kann ist die *Range*. Ist die Range eingeschaltet wird das Signal nach unterschreiten des Thresholds nicht stumm geschaltet sondern nur um den bei der Range eingestellten Wert abgesenkt. Das Noise-Gate mit Range wirkt somit eher wie ein automatischer "PAD-Schalter". In manchen Gates lassen sich auch zwei Thresholds definieren, einen *Open-Threshold* und einen *Close-Threshold*. Der Close Threshold muss immer niedriger liegen als der Open-Threshold. Bei anderen Geräten wird um dasselbe zu erreichen ein Close-Threshold und ein relativer Open-Threshold definiert (\rightarrow Hysteresis) oder ein Open-Threshold mit relativem Close-Threshold (\rightarrow Logic).

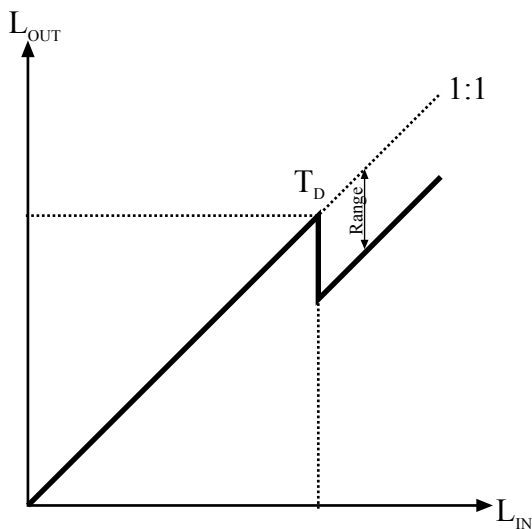


- Gate Range
- Gate Ratio (z.B. 1:40)

Abb. 15

10.1.6 Invers-Gate (Ducker)

Ein Invers-Gate senkt nach überschreiten des Thresholds den Pegel um eine bestimmte Range ab. Teilweise lässt sich ein "normales" Gate auf Invers-Gate umschalten. Angewendet wird ein Ducker beispielsweise um die Musik automatisch im Pegel zu reduzieren, wenn in ein Mikrofon gesprochen wird.



- T_D : Ducker Threshold
- Ducker Range

Abb. 16

	Noise-Gate	Ducker
Attacktime	Die Attacktime bestimmt wie lange das Noise-Gate benötigt um nach überschreiten des Thresholds zu öffnen.	Die Attacktime bestimmt wie lange der Ducker benötigt, um nach überschreiten des Thresholds den Pegel abzusenken.

Releasetime	Die Releasetime bestimmt wie lange das Noise-Gate benötigt um nach unterschreiten des Thresholds zu schließen.	Die Releasetime bestimmt wie lange der Ducker benötigt, um nach unterschreiten des Thresholds auf unity gain zurückzuregeln.
Holdtime	Die Holdtime bestimmt wie lange das Noise-Gate in jedem Fall geöffnet bleibt nachdem der Threshold unterschritten wurde.	Die Holdtime bestimmt wie lange die Pegelreduktion des Duckers in jedem Fall bestehen bleibt nachdem der Threshold unterschritten wurde.

10.1.7 Anwendungsbeispiele

Noise-Gate

- Noise-Gate in jedem Kanalzug
- Unterdrücken von Crosstalk
- Gating von z.B. Gesang, akustische Gitarre
- Gating mit geringer Range
- Noise-Gate mit Filter im Sidechain
- Gating von Effekt-Sends (z.B. Gated Reverb)

External Keying

- Kick keyt Bass

Die Range sollte einen sehr kleinen Wert von z.B. 6 dB haben. Der Bass wird nun jedes Mal lauter wenn die Kick spielt.

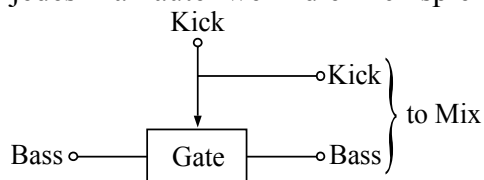


Abb. 17

Um das Kick-Signal zu splitten benutzt man am besten eine half-normalized Patchbay.

- Kick (Snare) keyt Tieffrequenzoszillator (Rauschoszillator)

Dem Kick-Signal wird durch diese Anordnung immer ein tieffrequenter Ton zugemischt.

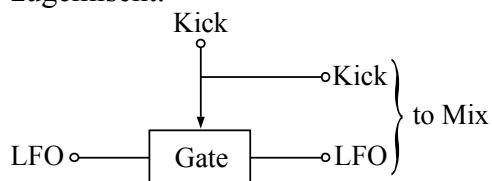


Abb. 18

- Gated Reverb

Für diesen Effekt ist es wichtig, dass eine Holdtime definiert ist. Außerdem sollte die Releasetime sehr kurz eingestellt sein.

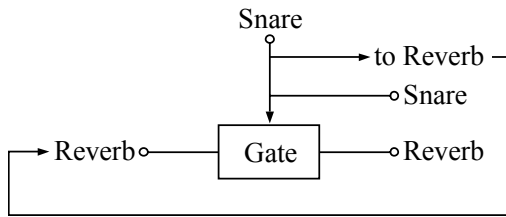


Abb. 19

- „Tighte“ Bläusersätze

Der erste Bläser liefert die Steuerspannung für alle weiteren Bläser.

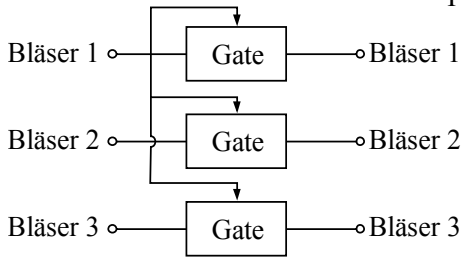


Abb. 20

- Rechteckgenerator keyt Gitarre

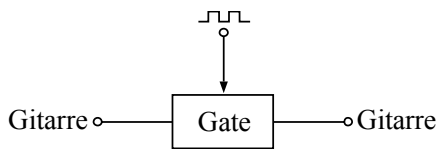


Abb. 23

Ducker

- Ducker mit Filter im Sidechain
- Stimme duckt Musik

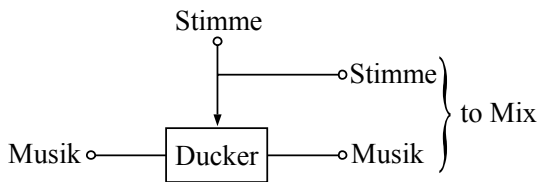


Abb. 24

- De-Esser

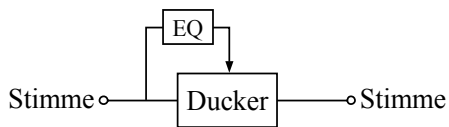


Abb. 25

- Gitarre duckt Delay

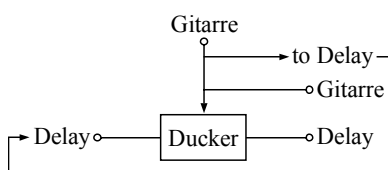


Abb. 26

10.2 Equalizer

- Filter
- Entzerrer
- Verzerrer

10.2.1 Anwendungsbeispiele

technisch, akustische Anwendung	musikalisch, gestalterische Anwendung
<ul style="list-style-type: none"> • Trittschallfilter • Frequenzweiche • Anpassung an die Raumakustik • Feedback-Killer • dB(A)-Messung • Entzerrung von Mikrofonen • Entzerrung bei analoger Bandmaschine, Schallplatte • Sidechain-Filter 	<ul style="list-style-type: none"> • EQ-Effekte • Mastering • Verzerrung von Musikinstrumenten

10.2.2 Arten von Filtern

- Tiefdurchlassfilter (Tiefpassfilter, low pass, hi cut)
- Hochdurchlassfilter (Hochpassfilter, hi pass, low cut)
- Banddurchlassfilter (Bandpassfilter, band pass)
- Bandsperrefilter (Bandsperre, band reject)
- Allpassfilter (erzeugt lediglich Phasenverschiebungen)

10.2.3 Ideales Filter

Ein ideales Filter ist folgendermaßen definiert. Im Durchlassbereich sollte das Verhältnis von U_{Aus} zu U_{Ein} konstant sein. Der Flankenabfall im Sperrbereich sollte unendlich groß sein und die Zeitverzögerung sollte über den ganzen Frequenzbereich gleich sein. In der Praxis ist es nicht möglich ein Ideales Filter herzustellen.

10.2.4 Filterkennlinien

Tiefenentzerrung

High Pass Filter

Die Grenzfrequenz f_g in Hz ist die Frequenz bei der der Pegel um 3 dB bedämpft wird. Die Flankensteilheit in dB/Oktave gibt an um wie viel dB der Pegel pro Oktave abnimmt. Ein Filter mit einer Flankensteilheit von 6 dB/Oktave wird Filter 1. Ordnung (\rightarrow ein Frequenzabhängiges Bauteil) genannt.

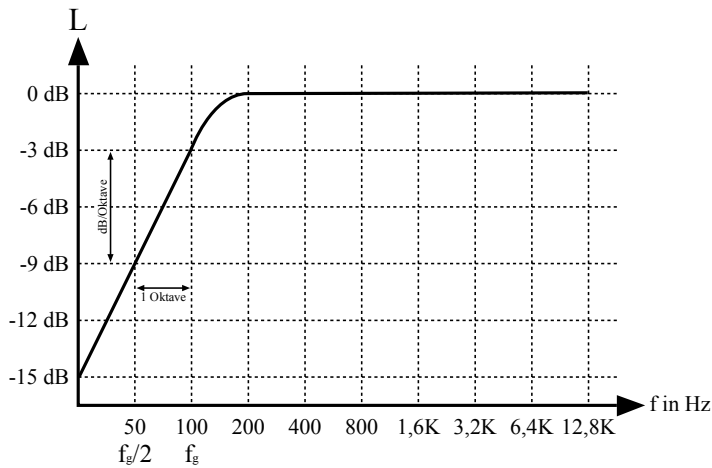


Abb. 27

Shelving Filter

Er besteht aus einem Verstärker und einem Filter mit flachabfallender Flanke. Über den Cut/Boost-Steller kann man die Verstärkung einstellen. Die Turnoverfrequency liegt $|3\text{dB}|$ unterhalb des maximalen boost bzw cut.

Höhentzerrung

Low Pass Filter

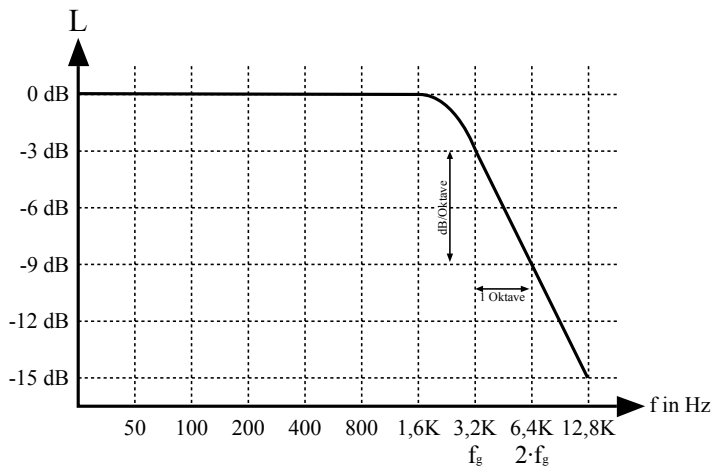


Abb. 28

High Shelving Filter

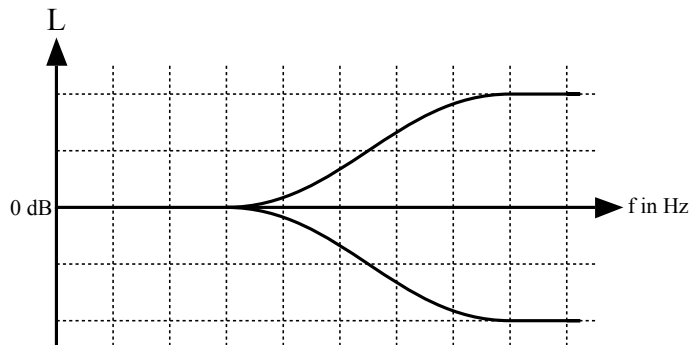


Abb. 29

Mittentzerrung

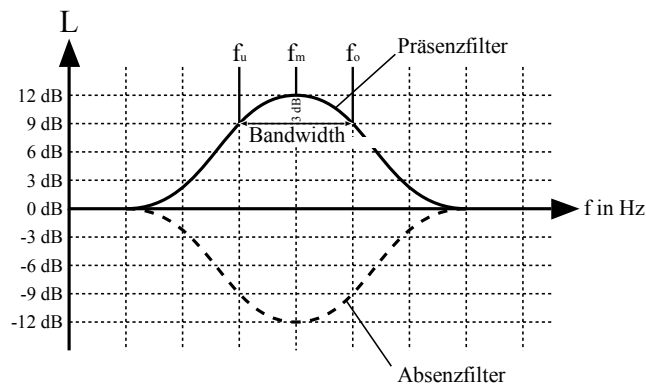


Abb. 30

10.2.5 Einteilung nach einstellbaren Parametern

- Nur An/Aus
- Nur Cut/Boost
- Cut/Boost & Centerfrequency (Sweep EQ, semi-parametrischer EQ)
- Cut/Boost, Centerfrequency & Bandwidth (voll-parametrischer EQ)

10.2.6 Bandbreite

Die Bandbreite (engl. bandwidth) wird entweder in Oktaven oder als Q-Faktor (quality factor) angegeben. Berechnen lässt er sich wie folgt.

$$Q = \frac{f_c}{\Delta f} = \frac{f_c}{f_{o(-3dB)} - f_{u(-3dB)}}$$

Beispiel 1:

Neve High-Q

$$f_c = 226\text{Hz}$$

$$f_{o(-3dB)} = 286,8\text{Hz}$$

$$f_{u(-3dB)} = 176,3\text{Hz}$$

$$Q = \frac{226\text{Hz}}{286,8\text{Hz} - 176,3\text{Hz}} = 2,05$$

Beispiel 2:

Neve Low-Q

$$f_c = 372,6\text{Hz}$$

$$f_{o(-3dB)} = 752,5\text{Hz}$$

$$f_{u(-3dB)} = 193,2\text{Hz}$$

$$Q = \frac{372,6\text{Hz}}{752,5\text{Hz} - 193,2\text{Hz}} = 0,67$$

Variable/Constant Q

Bei einem variable Q-Filter ist der Q-Faktor von Cut/Boost bzw. Cut/Boost abhängig vom Q-Faktor (\rightarrow proportional). Bei einem constant Q-Filter bleibt der Q-Faktor konstant, unabhängig von Cut/Boost.

10.2.7 Grafischer EQ

Die Mittenfrequenzen des grafischen EQs sind genormt. Der Oktavband EQ hat 10 und der Terzband EQ 30 definierte Bänder. Einstellbar ist lediglich Cut/Boost. Er wird häufig in Verbindung mit einem Analyser verwendet.

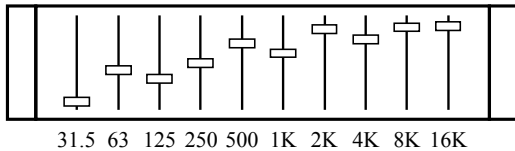


Abb. 31

10.2.8 Bandpassfilter

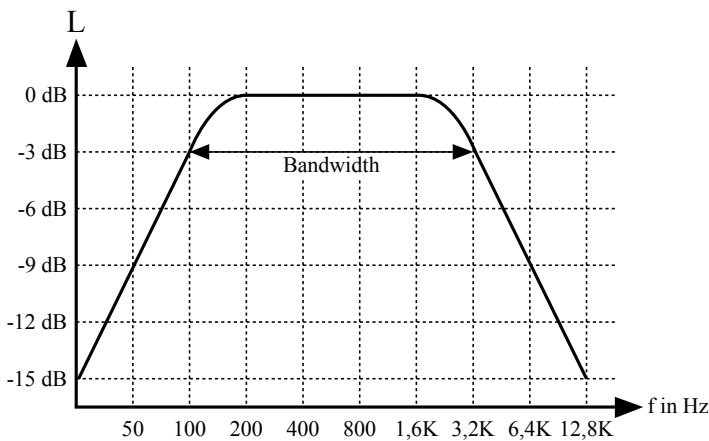


Abb. 32

Die Kombination aus Hochpass- und Tiefpassfilter nennt man Bandpassfilter. Anwendung findet ein Bandpass z.B. als Sidechainfilter oder als "Telefoneffekt".

10.2.9 Bandsperfilter

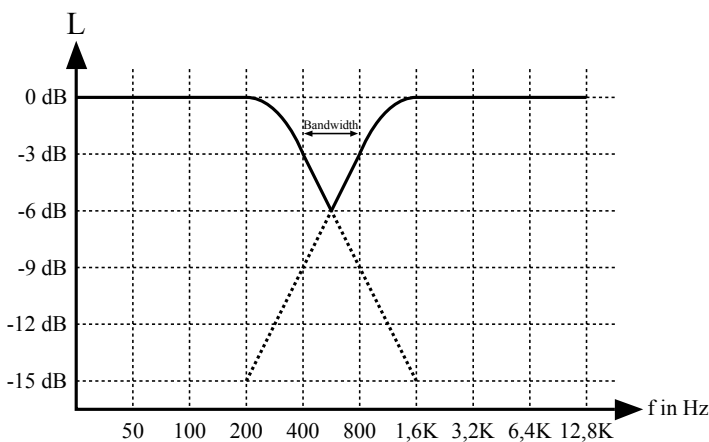


Abb.33

Anwendung findet der Bandsperfilter (engl. notch filter) hauptsächlich als Feedbackunterdrücker.

10.3 Hall

Bei Freifeldbedingungen stehen dem Schall keine Hindernisse im Weg. Bei Diffusfeldbedingungen wird der Schall reflektiert oder absorbiert und es baut sich ein Diffusschallfeld auf.

10.3.1 Absorptionsgrad

Er gibt an wie stark ein bestimmtes Material bei einer bestimmten Frequenz den Schall absorbiert. Ist $\alpha = 1$ wird der Schall total absorbiert, bei $\alpha = 0$ wird der Schall total reflektiert.

10.3.2 Absorptionsvermögen

Diese raumbezogene Angabe in m^2 gibt an wie groß eine Fläche mit einem Absorptionsgrad von 1 sein müsste um genauso viel Schall zu absorbieren wie der Raum.

10.3.3 Überschrift??

- Brechung
- Beugung
- Bündelung
- Streuung

10.3.4 Zeitlicher Aufbau einer Schallfelds im Raum

Der Direktschall trifft zuerst beim Hörer ein. Die Zeit bis zum Eintreffen der Ersten Reflexionen (engl. early reflections) wird Pre Delay genannt. Die Länge des Pre Delays ist hauptsächlich für den Raumgrößeneindruck verantwortlich. Nach den Ersten Reflexionen werden die Reflexionen immer dichter. Dieser Zeitabschnitt wird als Nachhall bezeichnet. Man spricht auch davon, dass im Nachhall das Schallfeld diffus ist.

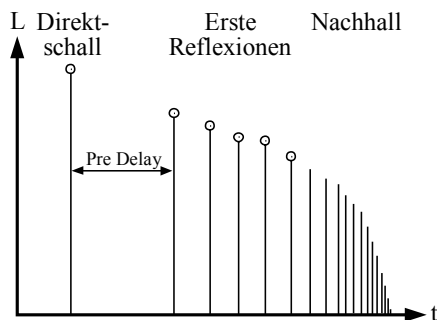


Abb. 34

Anhall, Mithall, Nachhall

Unter Anhall (engl. initial reverberation time; early decay time) versteht man die Zeit die der Hall benötigt um sich aufzubauen. Vermischt sich neuer Direktschall mit Nachhall spricht man von Mithall. Der Nachhall (\neq Nachhallzeit) ist der ausklingende Hall der nach den frühen Reflexionen in Erscheinung tritt.

Pre Delay

Die Dauer des Pre Delays kann unterschiedliche Auswirkungen haben. Die nachfolgende Tabelle listet unterschiedliche Pre Delay Zeiten, die dem entsprechende Umlenkung und ihre Wirkung auf Sprache auf.

Pre Delay	Umlenkung	Wirkung auf Sprache
bis 20 ms	bis 7 m	unangenehme Klangfärbung durch Kammfiltereffekte
20 ms – 50 ms	7 – 17 m	“nutzbarer“ Bereich → erhöht die Sprachverständlichkeit
über 50 ms	über 17m	Echo

Nachhallzeit RT60

Der Zeitabschnitt in dem nach abschalten der Schallquelle die Schallintensität auf den millionsten Teil oder der Schalldruck auf ein tausendstel gesunken ist wird Nachhallzeit genannt.

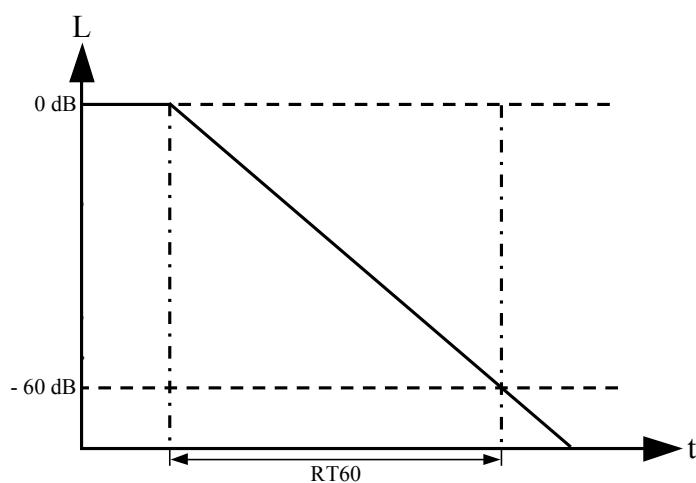


Abb. 35

$$L_I = 10 \cdot \lg \frac{1}{1000000} \text{ dB}$$

$$L_I = -60 \text{ dB}$$

$$L_p = 20 \cdot \lg \frac{1}{1000} \text{ dB}$$

$$L_p = -60 \text{ dB}$$

Raum	Nachhallzeit
Sprecherkabine	bis 0,3s
Wohnraum	0,5s – 0,8s
Theater	ca. 1,2s
Mehrzweckhalle	ca. 1,6s
Konzertsaal	2,0 – 2,5s
Kirche	> 3s

Halldauer

Hier wird die Zeit gemessen die vergeht bis nach abschalten der Schallquelle die Hörschwelle unterschritten wird. Diese Angabe ist abhängig vom Ausgangsschalldruck und deshalb nicht sehr aussagekräftig.

10.3.5 Künstliche bzw. Nachträgliche Hallerzeugung**Raummikrofone**

Im Diffusfeld des Aufnahmeraums werden zusätzliche Mikrofone aufgestellt um den original Hall aufzunehmen; z.B. mit einem AB-Verfahren.

Hallraum

Über Lautsprecher wird das zu verhallende Signal in einen Raum geschickt und dann über Mikrofone wieder aufgenommen.

Hallplatte (EMT 140)

Die Hallplatte ist eine 2m x 1m große und 0,5mm dicke Stahlplatte die über starke Federn in einen starren Holzrahmen eingespannt ist. Sie besitzt eine schlechte Übersprechdämpfung und benötigt deshalb immer noch einen separaten Raum. Die Nachhallzeit lässt sich, über eine Filzplatte welche vor der Stahlplatte sitzt, zwischen 1s-5s bei 500Hz einstellen. Wegen der schnellen Schallgeschwindigkeit in Stahl von etwa 5000m/s besitzt sie kein Pre Delay. Daher muss ein Pre Delay vorgeschaltet werden.

Hallfolie (EMT 240)

Die Erzeugung des Halls funktioniert wie bei der Hallplatte. Anstatt der sperrigen Stahlplatte kommt jedoch eine 0,3m x 0,3m große und 0,02mm dicke Goldfolie zum Einsatz. Durch ein abgeschirmtes Gehäuse ist die Übersprechdämpfung im Gegensatz zur Hallplatte gut. Ein auf 25ms festgelegtes Pre Delay ist auch schon eingebaut.

Digital Reverb**10.4 Delay**

Delays sind Verzögerungsgeräte.

10.4.1 Technische Realisierung**Delay Tubes**

Am Anfang einer einige Meter langen Röhre befindet sich ein Lautsprecher. In der Röhre befindet sich ein Mikrofon welches das Signal verzögert wieder aufnimmt. Durch die Entfernung zum Lautsprecher lässt sich die Verzögerungszeit einstellen.

Magnetbandtechnik (Bandecho)

Das Signal wird von einem Schreibkopf auf Band geschrieben und durch ein dahinter liegenden Widgabekopf kurze Zeit später wieder ausgelesen. Die Verzögerungszeit t lässt sich bei einem Bandecho wie folgt berechnen.

$$t = \frac{d}{v}$$

d: Kopfabstand
v: Bandgeschwindigkeit

Analog Delay (Eimerkettenspeicher)

Die Spannung wird von einem Kondensator zum nächsten weitergegeben, wodurch Verzögerungen entstehen.

DDL – Digital Delay Line

10.4.2 Anwendungsbeispiele

- Delay Tower (Stütz-PA)
- Doubling (ADT: automatic doubling track)
- Echo
- Modulationseffekte
 - Flanger
 - Phaser
 - Chorus
- Stützmikrofone verzögern (ctd: controlled time delay)
- Pseudo-Stereofonie
- Latenzausgleich
- Transientenlimiter

10.4.3 Modulationseffekte

Flanger

Der Flanger erzeugt frequenzunabhängige Zeitverschiebungen und dadurch Kammfiltereffekte. Ein Flanger könnte man auch mit einem Delay erzeugen indem man die die Delayzeit ständig ändert.

Phaser

Phaser bestehen aus All Pass Filtern und erzeugen somit frequenzabhängige Phasenverschiebungen. Der Phaser ist weniger aufdringlich als der Flanger und hört sich nicht so künstlich verzerrt an. Der Phaser kann nicht per Delay simuliert werden

Chorus

Der Chorus gehört ebenfalls zu den Eimerkettenschaltungen. Beim Chorus bilden sich keine Kammfiltereffekte und er liegt unterhalb der Echogrenze. Man nennt ihn auch Ensemble Effekt.

Effekt	Flanger	Chorus	Doubling
Delayzeit	1 – 10ms	20 – 40ms	40 – 80ms

11 Digitale Audiotechnik

11.1 Analog - Digital

Ein analoges Signal ist *zeitkontinuierlich* und *wertekontinuierlich*. D.h. ein Analogsignal ist zu jedem Zeitpunkt – deren es unendlich viele gibt – definiert und das Signal kann jeden beliebigen Wert annehmen.

Ein digitales Signal ist dagegen *zeitdiskret* und *wertediskret*. D.h. ein Digitalsignal ist nur zu bestimmten Zeitpunkten definiert und kann auch nur bestimmte Werte annehmen.

11.1.1 Vorteile der Digitaltechnik

- Speicherplatzersparnis
- grafische Darstellung beim Editing
- non-destructive Editing
- prinzipiell Verlustfreies Kopieren / Übertragen
- kostengünstig

11.2 Digitale Audiokomponenten

11.2.1 Mischpult

Die Fader und Potis haben fast immer eine Mehrfachbelegung. Damit ist es möglich kleinere Pulte mit sehr vielen Funktionen zu bauen. Dadurch werden die Mischpulte jedoch auch sehr viel unübersichtlicher. Eine Total Recall Funktion, also die Möglichkeit alle Einstellungen zu speichern und wieder aufzurufen, ist auch fast immer zu finden. Genauso wie eine interne Effektsektion.

11.2.2 Effektgeräte

Hall wird heutzutage fast nur noch digital erzeugt. Eine Schwierigkeit stellen besonders kleine Räume dar, da dafür eine sehr hohe Rechenleistung benötigt wird. Weitere typische digitale Effekte sind z.B. Pitchshifting und Timestretching.

11.2.3 EQs, Filter

Nur digital lassen sich FIR-Filter realisieren welche – im Gegensatz zu IIR-Filtern – keine frequenzabhängigen Phasenverschiebungen erzeugen. Hohe Frequenzen sind besonderes bei günstigen EQs problematisch.

11.2.4 Dynamics

Oft ist eine grafische Darstellung der statischen Kennlinie integriert. Limiter mit 0ms Attacktime lassen sich nur digital realisieren.

11.2.5 Endstufen

Digitale Endstufen haben einen besonders hohen Wirkungsgrad und sind somit sehr klein und leicht.

11.2.6 Aufzeichnungsformate

Format	Besonderheiten
Festplatte	Sie sind schnell und günstig. Die Platten sollten jedoch regelmäßig defragmentiert werden.
R-DAT	Das rotary head-DAT ist ein bandgestütztes System mit 2 Kanälen, einer Samplerate von 48kHz und einer Wortbreite von 16 Bit. Da beim ersten Bespielen ein Timecode auf das Band geschrieben wird sollte man das Band mindestens einmal durchgängig bespielt werden.
ADAT	Dieses System benutzt handelsübliche SVHS-Kassetten bzw. SVHS-Recorder. Es können maximal 8 Spuren auf eine Kassette geschrieben werden.
DA-38	Hier werden Hi-8 Kassetten verwendet. Die Spurenzahl beträgt 8.
DASH	
Pro Digi	
(U-Matic)	Es werden Videokassetten verwendet. Es wird immer ein Fehlerprotokoll erstellt. Deswegen wird
(DLT)	DVD-Mastermedium
MOD	Diese "Disketten" lassen sich bei Raumtemperatur nicht ummagnetisieren. Wird jedoch eine Stelle durch einen Laser erhitzt lässt sich dies schon durch ein schwaches Magnetfeld erreichen. Dadurch wird die MOD sehr viel dichter beschreibbar und hat somit eine hohe Kapazität.
MD	Dies ist die Consumerversion der MOD. Die Daten werden verlustbehaftet gespeichert (→ ARTAC).
CD	Die Compact Disc ist ein optisches Medium, d.h. die Daten werden als Erhöhungen und Vertiefungen auf die CD gepresst und dann von einem Laser abgetastet. Die Samplerate beträgt 44,1 kHz, die Wortbreite 16Bit und es können 2 Kanäle gespeichert werden.
DVD	Die Digital Versatil Disc gibt es in verschiedenen Varianten (s.u.).

DVD

Physikalische Formate

Name	Kapazität	Seiten	Layer
DVD-5	4,7GB	1	1

DVD-9	8,54GB	1	2
DVD-10	9,4GB	2	1
DVD-18	17,08GB	2	2
DVD-14	13,24	2	2/1

Logische Formate

Book A	DVD-ROM
Book B	DVD-Video
Book C	DVD-Audio
Book D	DVD-R (DVD-R / DVD+R)
Book E	DVD-RAM (DVD-RW / DVD+RW / DVD-RAM)

Audiospezifikationen

DVD-Video	DVD-Audio
LPCM AC-3 (Dolby Digital 5.1 / 7.1) DTS	LPCM (eventuell MLP-codiert) AC-3 (Dolby Digital 5.1 / 7.1) DTS
Für LPCM: <ul style="list-style-type: none"> • 48 / 96kHz • 16 / 20 / 24 Bit • max. 8 Kanäle bei 48 kHz / 16 Bit • max. 2 Kanäle bei 96 kHz / 24 Bit 	Für LPCM: <ul style="list-style-type: none"> • 44,1 / 48 / 88,2 / 96 / 176,4 / 192 kHz • 16 / 20 / 24 Bit • max. 6 Kanäle bei 96 kHz / 24 Bit • max. 2 Kanäle bei 192 kHz / 24 Bit

11.3 AD-Wandlung

11.3.1 Abtastung

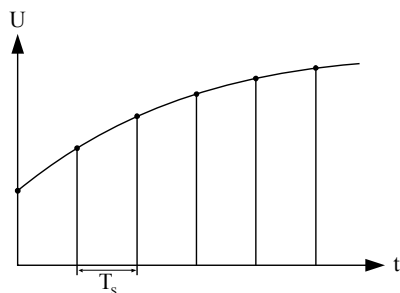


Abb. 1

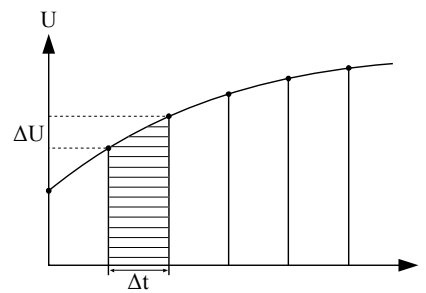


Abb. 2

Die Abtastung macht aus dem zeitkontinuierlichen Analogsignal ein zeitdiskretes Analogsignal. Wie oft das Signal pro Sekunde abgetastet wird bestimmt die *Samplefrequenz* f_s . Der Kehrwert, also die Zeit die zwischen zwei Abtastungen vergeht, wird *Sampletakt* T_s genannt. Der Abtaster selbst ist ein Schalter welcher sich im Takt einer Dirac-Impuls-Folge ständig öffnet und schließt. Ein Dirac-Impuls ist ein Impuls welcher so kurz wie möglich ist ($\Delta t \rightarrow 0$). Da das Eingangssignal von einer Dirac-Impuls-Folge in der Amplitude moduliert wird spricht man bei der Abtastung auch von einer *Puls-Amplituden-Modulation* (PAM) bzw. bei einem abgetasteten Signal von einem PAM-Signal. Nach dem Abtaster befindet sich ein Kondensator um den abgetasteten Wert über die Dauer des Sampletaktes beizubehalten. Die Verbindung aus Abtaster und Haltekondensator bezeichnet man als *Sample-and-Hold-Schaltung*.

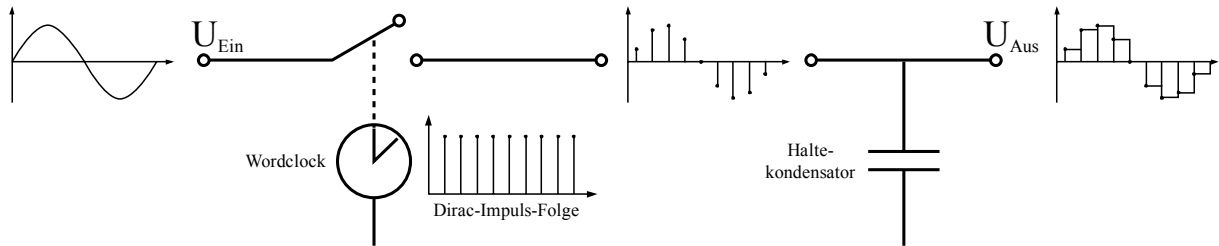

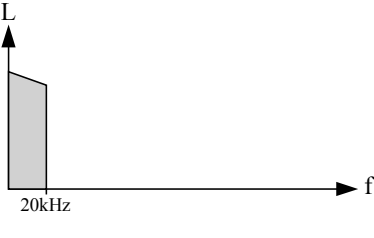
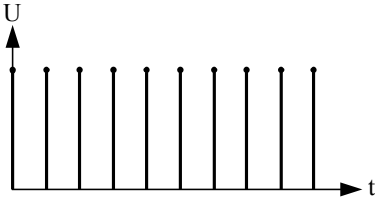
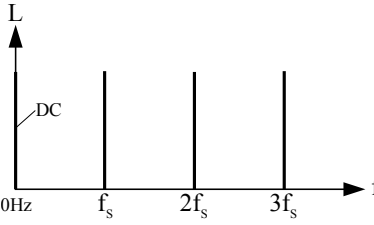
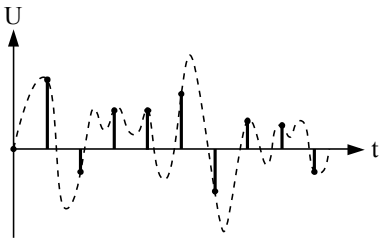
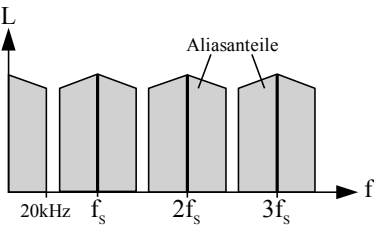


Abb. 3

Die nachfolgende Tabelle zeigt wie sich das Spektrum eines Signals ändert, wenn es abgetastet wird. Ober- und unterhalb der Samplefrequenz und deren Vielfachen tauchen im Abstand der abgetasteten Frequenz zusätzliche Frequenzen im Spektrum auf, so genannte *Aliasanteile*.

Testsignal	Spektrum Testsignal

Wird ein beliebiges auf 20kHz bandbegrenztetes Audiosignal abgetastet entstehen zusätzliche 20kHz breite Frequenzbänder ober- und unterhalb der Samplefrequenz und deren Vielfachen.

beliebiges Audiosignal	Spektrum beliebiges Audiosignal
	
Dirac-Impuls-Folge	Spektrum Dirac-Impuls-Folge
	
beliebiges abgetastetes Audiosignal	Spektrum abgetastetes Audiosignal
	

Shannon-Nyquist-Theorem

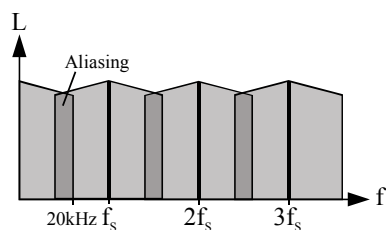


Abb. 16

Ist die Samplefrequenz f_s zu niedrig, überlappen sich die Aliasanteile und es kommt zu dem so genannten *Aliasing*. Das Shannon-Nyquist-Theorem besagt, dass die Samplefrequenz immer mindestens doppelt so hoch sein muss wie die höchste abzutastende Audiofrequenz (*Nyquist-Frequenz*), um Aliasing zu verhindern.

$$f_N = \frac{f_s}{2}$$

- f_s : Samplefrequenz
- f_N : Nyquist-Frequenz

Um zu verhindern, dass auch Signalanteile oberhalb der Nyquist-Frequenz an den Abtaster gelangen, wird vor dem Abtaster ein entsprechendes Tiefpassfilter angebracht. Abgeleitet vom Einsatzzweck wird dieses Filter auch *Anti-Alias-Filter* genannt.

Samplefrequenzen

22,05 kHz	Multimedia
32 kHz	Digital Radio (DAB: Digital Audio Broadcasting)
44,1 kHz	CD
48 kHz	DAT
96 kHz	DVD
192 kHz	DVD-A

Vorteile von hohen Samplingfrequenzen

- EQ arbeiten besser
- bessere Lokalisation bei Laufzeitstereofonie
- Differenzöne bei Naturinstrumenten durch sehr hohe Obertöne außerhalb des Hörbereichs

11.3.2 AD/DA-Wandlerkette

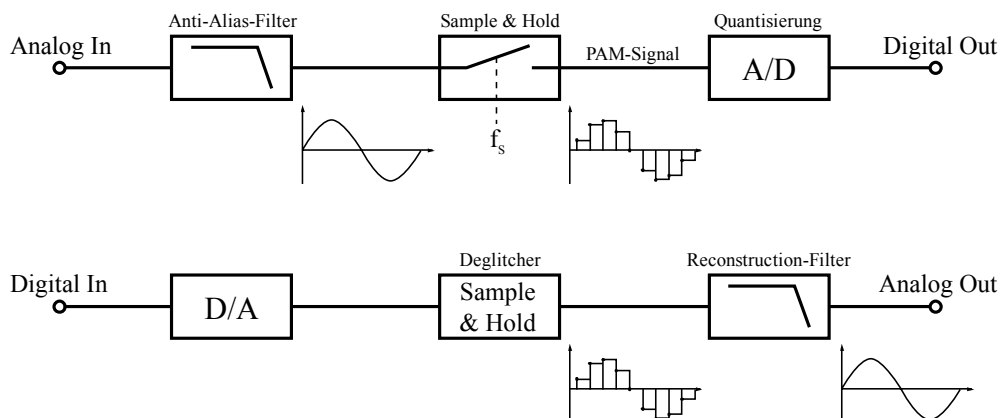


Abb. 17

Der D/A-Wandler benötigt immer eine gewisse Zeit bis er sich auf den vorgegebenen Wert eingeschwungen hat. Dadurch entstehen Glitches (siehe Abb. 18). Um diese zu entfernen wird hinter den D/A-Wandler eine Sample & Hold Schaltung angebracht. Nach seiner Funktion wird diese auch *Deglitcher* genannt.

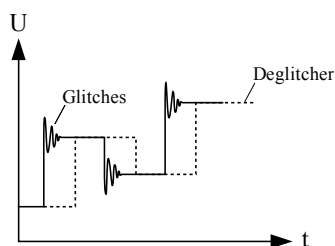


Abb. 18

Danach filtert das *Reconstruction-Filter* die bei der Abtastung entstandenen Alias-Anteile wieder aus, stellt das ursprüngliche Spektrum wieder her und macht so aus dem zeitdiskreten wieder ein zeitkontinuierliches Signal.

11.3.3 Quantisierung

Erst bei der Quantisierung findet die eigentliche Analog-Digital-Wandlung statt. Aus dem zeitdiskreten Analogsignal wird ein zeit- und wertediskretes Digitalsignal. Jedem Abtastwert wird ein, seiner Größe entsprechender, Zahlenwert zugewiesen. Die Anzahl der zur Verfügung stehenden Zahlenwerte wird durch die *Wortbreite* des digitalen Systems bestimmt. Der höchste Zahlenwert entspricht dabei immer 0dB_{FS} . Eine Aussteuerung über 0dB_{FS} führt sofort zu einer krassen Verzerrung des Signals (\rightarrow Clipping). Die folgende Abbildung zeigt die Quantisierung am Beispiel eines 2 Bit Wandlers.

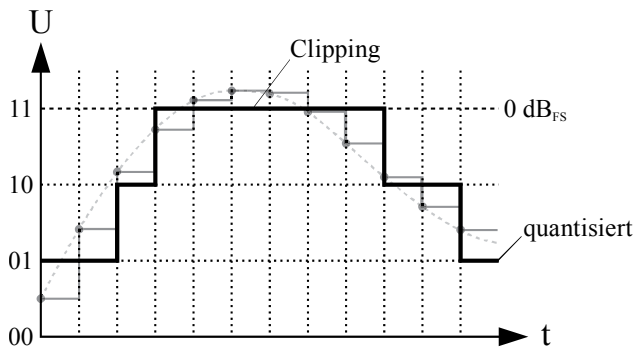


Abb. 19

Zahlensysteme

Normalerweise rechnen wir immer im Dezimalsystem, benutzen also zur Darstellung von Zahlen 10 Ziffern. Digitale Systeme benutzen lediglich 2 Ziffern (bzw. hohe Spannung, niedrige Spannung) um Zahlen darzustellen oder mit ihnen zu rechnen. Man nennt dieses Zahlensystem Dual- oder Binärsystem.

dezimal	binär	hexadezimal
0	0	0
1	1	1
2	10	2
3	11	3
4	100	4
5	101	5
6	110	6
7	111	7
8	1000	8
9	1001	9
10	1010	A
11	1011	B
12	1100	C
13	1101	D
14	1110	E
15	1111	F
16	10000	10

Da eine Zahl im Binärsystem sehr unübersichtlich ist wird zur Darstellung auch oft das Hexadezimalsystem (16 Ziffern) verwendet.

Beispiel:

$$11111111 \rightarrow 255$$

$$FF \rightarrow 255$$

Wortbreite

Die Anzahl der möglichen Spannungsstufen wird durch die Wortbreite in Bit bestimmt. Berechnen lässt sich die Anzahl der Zustände wie folgt.

$$2^{\text{Bitanzahl}} = \text{Anzahl der Zustände}$$

Bitanzahl	Anzahl der Zustände
1 Bit	2
2 Bit	4
3 Bit	8
4 Bit	16
8 Bit	256
16 Bit	65536
24 Bit	16777216

Kennlinie der Quantisierungsstufe

Ebenso wie für ein Regelverstärker kann man für die Quantisierungsstufe auch eine Kennlinie zeichnen, also die Ausgangsspannung über die Eingangsspannung auftragen. Die folgende Abbildung zeigt die Kennlinie wieder am Beispiel eines 2 Bit-Wandlers.

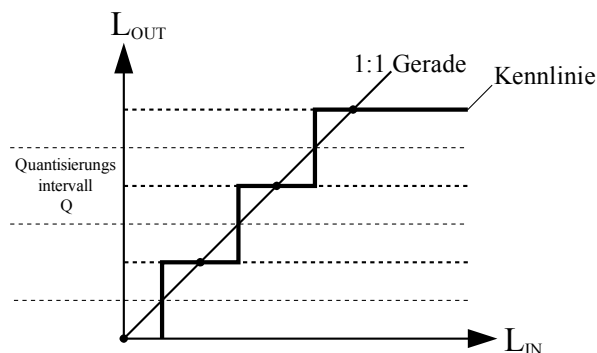


Abb. 20

Wie in der vorhergehenden Abbildung zu erkennen, erzeugt die Quantisierungsstufe ein Quantisierungsfehler, welcher abhängig vom Eingangspegel ist. Dieser Quantisierungsfehler wird hörbar als *Quantisierungsrauschen*. Er beträgt maximal $\frac{1}{2} Q$. Soll er kleiner werden muss die Anzahl der Stellen vergrößert und somit das Quantisierungsintervall verkleinert werden. Mit jedem zusätzlichen Bit verdoppelt sich die Anzahl der Stellen und der Quantisierungsfehler halbiert sich. Also wird das Quantisierungsrauschen bei gleich

bleibender Aussteuerung mit jedem zusätzlichen Bit um 6 dB leiser und die Systemdynamik um 6 dB größer. Die Dynamik eines digitalen Systems lässt sich wie folgt berechnen.

$$S/N = 6 \cdot \text{Wortbreite}$$

Beispiel:

CD (16Bit)	96 dB
DVD (24Bit)	144 dB
Interne Signalverarbeitung (32Bit)	192 dB

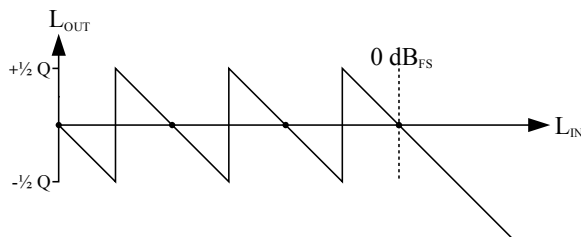


Abb. 21

11.3.4 Wortbreitenreduktion

Eine Verringerung der Anzahl der Bits ist bei der digitalen Signalverarbeitung an verschiedenen Stellen notwendig, beispielsweise um von der internen höheren Berechnung mit 32 Bit auf 16 Bit/24 Bit zu kommen.

Truncation

Hier werden zur Requantisierung einfach die LSBs (least significant bit) weggelassen.

Beispiel:

6 Bit

1	0	0	1	0	1
---	---	---	---	---	---

$$\rightarrow \frac{37}{63} = 0,587$$

$$20 \lg 0,587 = -4,62 \text{ dB}_{FS}$$

4 Bit

1	0	0	1		
---	---	---	---	--	--

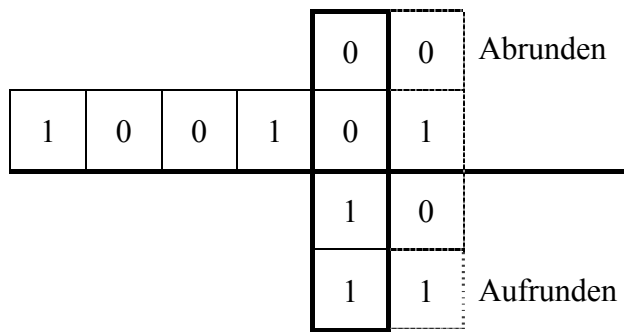
$$\rightarrow \frac{9}{15} = 0,600$$

$$20 \lg 0,600 = -4,43 \text{ dB}_{FS}$$

Rounding

Bei dieser Technik fallen die letzten Stellen nicht einfach weg sondern es wird zusätzlich noch gerundet. Um dies zu erreichen muss man einfach das höchstwertigste der LSBs hinzuaddieren.

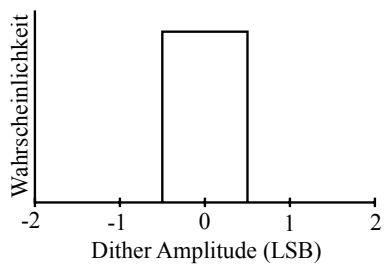
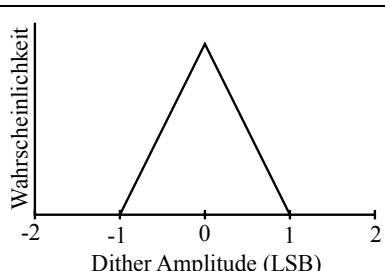
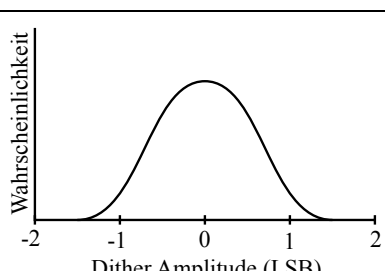
Beispiel:



Dithering

Der Quantisierungsfehler macht sich bei hohen Pegeln als Rauschen bemerkbar. Desto niedriger der Pegel wird, umso mehr bekommt das Rauschen einen tonalen Charakter. Das Spektrum des Quantisierungsgeräusches ändert sich also mit der Aussteuerung. Dadurch macht sich das Quantisierungsgeräusch viel störender bemerkbar als ein Rauschen statistischer Natur. Um diese Korrelation zwischen Eingangssignal und Quantisierungsgeräusch aufzuheben, wird dem Signal ein weißes Rauschen (→ Ditherrauschen) in Größenordnung der Zielwortbreite hinzugefügt. Durch das Rauschen nimmt eine Spannungsstufe nicht mehr nur einen Wert an, sondern zufällig den höheren oder tieferen Wert. Damit ist die Abhängigkeit von der Aussteuerung aufgehoben.

Amplitudenverteilung des Dither-Rauschens

 <p>Abb. 22</p>	Rechteck (RPDF: rectangular probability density function) + 3dB noise
 <p>Abb. 23</p>	Dreieck (TPDF: triangular probability density function) + 4,77dB noise
 <p>Abb. 24</p>	Gauß (GPDF: gaussian probability density function) + 6dB noise

Noise Shaping

Rauschformung (engl. noise shaping) bezeichnet ein Verfahren bei dem die Rauschenergie in Frequenzbereiche verschoben wird die vom Gehör nicht bzw. nicht so laut wahrgenommen werden. Die Rauschenergie wird dabei nicht abgeschwächt.

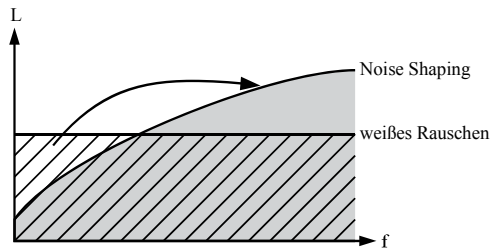


Abb. 25

Noise Shaping-Verfahren

Abkürzung	Verfahrensname, zusätzliche Parameter	Hersteller
UV22/HR	Normal, High	Apogee
SBM	Super-Bit-Mapping	Sony
ANR	Advanced Noise-Shaping Redither	Weiss Engineering
SNS	Super Noise-Shaping (1, 2, 3, 4)	Prism
POW-r	Psychoacoustically Optimized Wordlength-Reduction	Millennia Media, Weiss Engineering, Z-Systems, Lake DSP
IDR	Increased Digital Resolution Off, Moderate, Normal, Ultra	Waves

11.3.5 Jitter

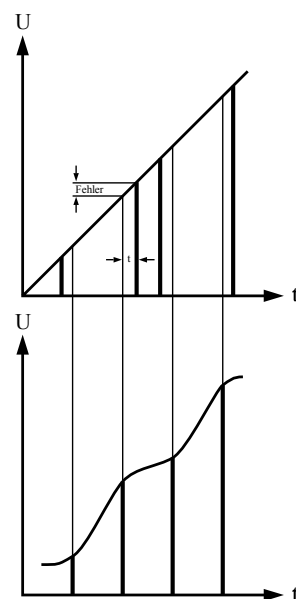


Abb. 26

Durch einen schwankenden Sampletakt werden die Amplituden fehlerhaft abgetastet bzw. wiedergegeben. Der dadurch entstandene Fehler wird als Jitter bezeichnet. Die Jitteramplitude ist der Abstand zwischen dem größten und kleinsten Sampletakt. Durch Jitter bzw. eine zu hohe Jitteramplitude nimmt das Rauschen zu hohen Frequenzen hin zu und das Stereobild verschlechtert sich.

11.3.6 Oversampling

Um Aliasing komplett zu verhindern müsste der analoge Anti-Alias-Filter, wie die nachfolgende Rechnung zeigt eine extrem hohe Flankensteilheit (z.B. 480dB/Oktave $\hat{=}$ Filter 80. Ordnung) besitzen. Solch ein analoges Filter kann aber praktisch überhaupt nicht sinnvoll gebaut werden, da mit zunehmender Flankensteilheit Phasenverschiebungen immer mehr zunehmen und der Frequenzgang im Übergangsbereich äußerst ungleichförmig wird.

Beispiel:

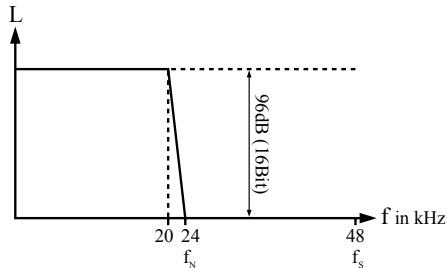


Abb. 27

$$\frac{24\text{kHz} - 20\text{kHz}}{20\text{kHz}} = \frac{1}{5} \text{ Oktave}$$

$$\frac{96\text{dB}}{\frac{1}{5} \text{ Oktave}} = 480 \frac{\text{dB}}{\text{Oktave}}$$

Um dieses Problem zu lösen wird beim Oversampling das Signal zuerst mit einem Vielfachen der Samplefrequenz (z.B. 2-fach) abgetastet. Dadurch kann das analoge Anti-Alias-Filter viel flacher verlaufen (weniger Phasenverschiebungen, bessere Impulswiedergabe, günstiger, ...). Nach dem A/D-Wandler sitzt dann noch ein weiterer Anti-Aliasing-Filter. Dieser ist jedoch als digitaler FIR-Filter realisiert, welche keine frequenzabhängigen Phasenverschiebungen erzeugen. Danach wird die Samplefrequenz direkt wieder reduziert.

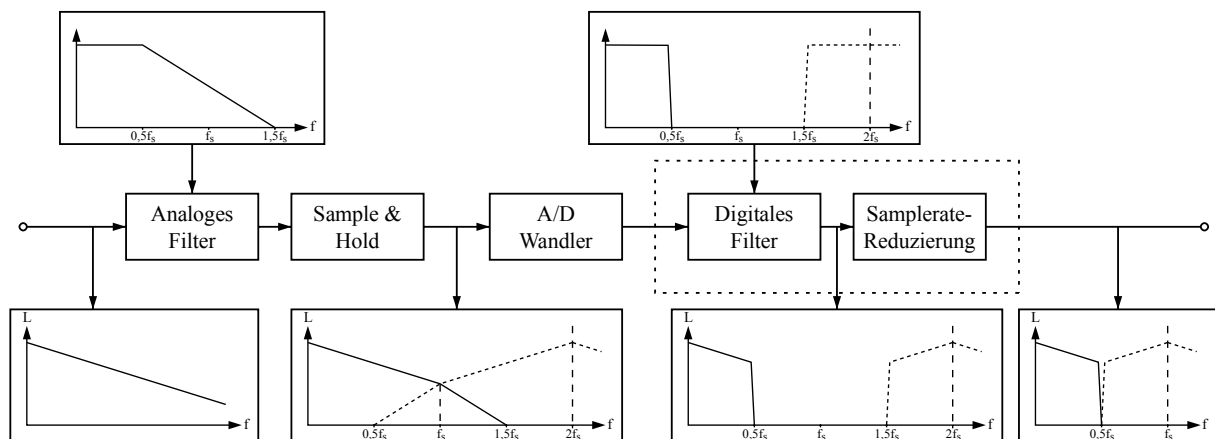


Abb. 28

Ein weiterer Vorteil des Oversamplings ist es das sich das Quantisierungsrauschen auf einen größeren Frequenzbereich verteilt, welcher aber durch das digitale FIR-Filter wieder teilweise herausgeschnitten wird. Das Quantisierungsrauschen wird deshalb pro Frequenzverdopplung um 3dB leiser. Wird Oversampling zusammen mit Noise-Shaping verwendet, kann das Ditherrauschen auch oberhalb der ursprünglichen Nutzbereichs (z.B. >20kHz) gelegt werden.

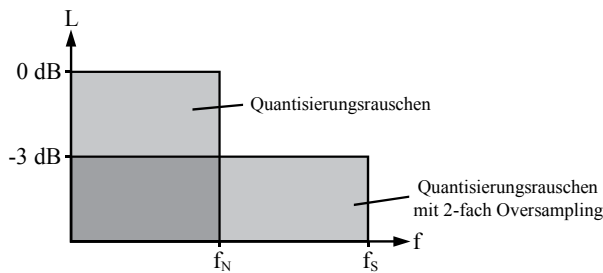


Abb. 29

11.3.7 Delta-Sigma-Wandlung

Im Gegensatz zur A/D-Wandlung mit dem PCM-Verfahren, bei dem jedes Sample einzeln als Zahlenwert gespeichert wird, der für eine bestimmte Aussteuerung steht, wird bei der Delta-Sigma-Wandlung lediglich die Differenz zum vorhergehenden Wert gespeichert und mit 1 Bit quantisiert. Da nur mit einem Bit gewandelt wird, verwendet man zusätzlich ein vielfaches Oversampling und ein Noise-Shaping Verfahren. Eingesetzt wird dieses Verfahren z.B. bei der SACD.

Super Audio CD (SACD)
<ul style="list-style-type: none"> • DSD: Direct Stream Digital • 64-faches Oversampling • “radikales” Noise-Shaping

11.4 Digitale Schnittstellen

11.4.1 Übersicht

Name	Kanäle	Stecker	Leitungsführung	Länge
S/P-DIF ”consumer” 48kHz/24Bit	2	Coaxial: Cinch	Unbalanced	2m-5m
		Optisch: Toslink	-	2m-10m
AES/EBU AES-3 ”professional” 48kHz/24Bit 96kHz/24Bit 192kHz/24Bit	2	XLR	Balanced	100m
ADAT 48kHz/24Bit	8	Toslink	-	5m-max. 10m
T-DIF 48kHz/24Bit	8	25-Pol-D-Sub	Unbalanced	5m(- max. 15m)
MADI 48kHz/24Bit 96kHz	56/64	2x BNC	Unbalanced	50m-100m

11.4.2 Wordclock

Die Wordclock ist der Taktgeber in einem digitalen System. Es wird zwischen synchroner und asynchroner Übertragung unterschieden. Bei der synchronen Übertragung wird der Takt mit übertragen und zwar entweder über eine separate Taktleitung (BNC) oder ebenfalls über die Datenleitung (Genlock). Der Empfänger generiert bei der asynchronen Übertragung den Takt (z.B. MIDI, Start- und Stopbit).

11.4.3 Digitale Synchronisation

Damit der Empfänger auch immer zur selben Zeit ein Sample erwartet zu der der Sender dieses auch sendet, muss die Wordclock des Empfängers synchron zu der des Senders laufen. Zu diesem Zweck wird immer ein Gerät zum Wordclockmaster und alle weiteren Geräte in dem Digitalen System zum Wordclockslave. Im folgenden Beispiel soll ein DAT-Recorder via S/P-DIF an ein PC angeschlossen werden. Da ein DAT-Recorder schon durch Drücken von „Play“ als Master eingestellt wird, muss der PC als Slave fungieren. Damit er dies tut, muss in den Einstellungen der Soundkarte die Syncquelle auf External (auch Coaxial, Optical oder Lock to Input A genannt) gestellt werden.

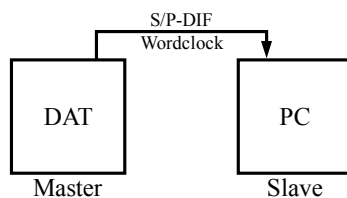


Abb. 30

Um von einem PC auf einen DAT-Recorder Audiodaten zu überspielen, muss der PC zum Master werden (Einstellung: internal). Der DAT-Recorder wird durch Auswahl des Digitaleingangs und Drücken der Record-Taste automatisch als Slave geschaltet.

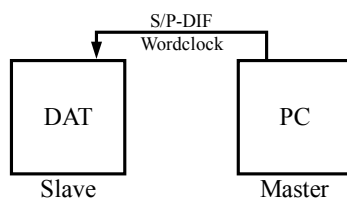


Abb. 31

Um ein komplettes Studio zu verkabeln ist jedoch eine sternförmige Verkabelung am sinnvollsten. Damit dies funktioniert müssen jedoch alle Geräte extern synchronisierbar sein. Ein so genannter Haustakt (*Synchronizer*) stellt den Master dar. Die Kabellänge sollte 6m nicht überschreiten.

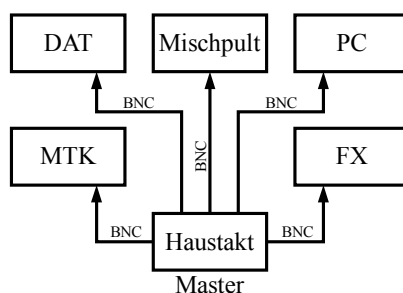


Abb. 32

Um auch Geräte die sich nicht extern synchronisieren lassen oder deren Sampletakt von dem des Haustakts abweicht in das digitale System einbinden zu können, benötigt man einen *Sample Rate Converter*.

11.4.4 Kanalmodulation/Kanalcodierung

Die Bitfolge des digitalen Audiosignals wird durch die Kanalcodierung an die Eigenschaften des Übertragungs-/Aufzeichnungskanals angepasst. Wird z.B. eine lange Folge von Einsen gefolgt von einer Folge von Nullen über ein Kabel übertragen, würde es bei Erreichen der Nullfolge erst eine gewisse Zeit dauern bis sich das Kabel entladen hat.

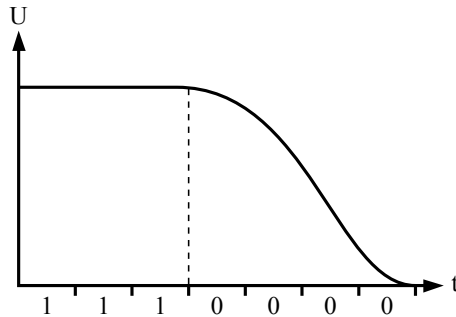


Abb. 33

Biphase-Mark-Code (Biphase-Manchester)

Der Leitungscode der z.B. bei AES-3 und S/P-DIF zum Einsatz kommt wird Biphase-Mark-Code genannt. Der Binärzahl "1" sind die Bitfolgen "10" & "01" und der Binärzahl "0" die Bitfolgen "11" & "00" zugeordnet. Außerdem ist beim Biphase-Mark-Code festgelegt, dass nach jeder codierten Binärzahl ein Flankenwechsel erfolgen muss.

Vorteile:

- Wordclockinformation mit im Datenstrom
- Kabel können sich nicht mehr "aufladen" → größere Kabellängen möglich
- kein Gleichspannungsanteil
 - Übertrager sind einsetzbar
 - Filter unterdrücken Störungen
- Signal ist verpolsicher

12 Digital Recording

12.1 Digital Audio Engine

Diese verwaltet die Digidesign Hardware, also die Inputs/Outputs, die DSPs/Plug-ins und Midi. Programme die nicht die Digidesign DAE unterstützten können durch Digi Direct IO trotzdem die Ein-/Ausgänge verwenden. Die Einstellungen für Direct IO finden man unter Digi Hardware Setup.

12.2 Plug-ins

Protools unterstützt drei Formen von Plug-ins: TDM-, Real Time Audio Suite (RTAS) und Audio Suite (AS) Plug-ins. TDM Plug-ins werden von den DSPs berechnet. Dadurch wird die CPU des Rechners entlastet. RTAS Plug-ins werden vom der CPU berechnet (→ Native Systeme). AS Plug-ins arbeiten aber im Gegensatz zu RTAS Plug-ins destruktiv.

12.3 HD-System

12.3.1 Übersicht

Ein Protools HD System besteht mindestens aus einer HD-Core-Karte und einem Audio IO Interface. Eine HD-Core-Karte enthält 9 DSPs. Um die Leistungsfähigkeit des Systems zu erhöhen können HD-Process-Karten eingebaut werden. Diese enthalten genauso wie die HD-Core-Karte 9 DSPs. An jede DSP-Karte können mit einem Digi-Link-Kabel bis zu 2 Audio IO Interface angeschlossen werden. Über ein Digi-Link-Kabel lassen sich maximal 32 Kanäle IO übertragen (also 32 In, 32 Out). Audiodaten können mit maximal 24Bit aufgezeichnet werden. Die interne Signalverarbeitung wird mit 48 Bit durchgeführt. Die Samplerate kann auf 44,1kHz, 48kHz, 88,2kHz, 96kHz, 176,4kHz oder 192kHz gestellt werden. Die Anzahl der gleichzeitig abspielbaren Audiofiles (→ Voices) ist bei einem HD-1 System auf 96 Voices bei 44,1/48kHz beschränkt. Sind noch weitere Process Karten eingebaut wird die Anzahl der Voices bei 44,1/48kHz auf 192 erhöht.

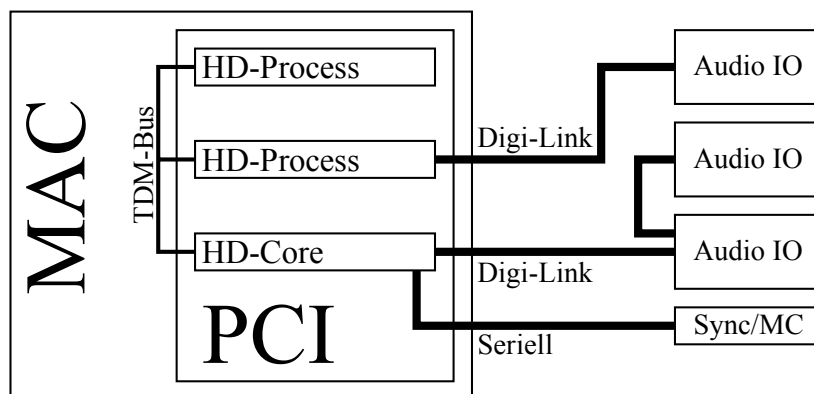


Abb. 1

Die DSP-Karten werden noch zusätzlich über den TDM-Bus verbunden. Dadurch können sie Audiodaten auch unabhängig vom systemeigenen PCI-Bus austauschen. Dazu stehen bei 44,1/48kHz insgesamt 512 Timeslots zur Verfügung.

12.3.2 Interface 192 I/O

Standardmäßig sind 3 Platinen eingebaut; eine Analog Input Platine, eine Analog Output Platine und eine Digital Platine. Bei Bedarf können jedoch weitere Platinen nachgerüstet werden. Trotz der vielen Anschlüsse können immer nur 16 Ein-/Ausgänge gleichzeitig

verwendet werden. Da das Interface keine Mikrofonvorverstärker besitzt müssen die Signale immer davor eingepegelt werden. Die folgende Tabelle listet alle Ein- und Ausgänge des 192 I/O auf.

Analog Input Platine	<ul style="list-style-type: none"> • 1 Buchse mit 8 symmetrischen Eingängen (+4dBu) • 1 Buchse mit 8 symmetrischen Eingängen (-10dBV) → nur 8 AD-Wandler
Analog Output Platine	<ul style="list-style-type: none"> • 1 Buchse mit 8 symmetrischen Ausgängen (+4dBu) • 1 Buchse mit 8 symmetrischen Ausgängen (-10dBV) → nur 8 DA-Wandler
Digital Platine	<ul style="list-style-type: none"> • Wordclock • AES-3 (8 In/Out) → Multipinbuchse • 1x T-DIF • ADAT (In/Out)
Sonstige Anschlüsse	<ul style="list-style-type: none"> • AES-3 (In/Out) • S/P-DIF (In/Out) • Optisch (In/Out) → Standardmäßig S/P-DIF, auf ADAT umschaltbar • External Wordclock → kann als Ein- und Ausgang verwendet werden • Loop Sync (In/Out) Über diesen wird die Superclock (Wordclock mit 256-fachem Oversampling) übertragen. Durch die Verbindung als Loop kann jeder Digitaleingang zum Clockmaster werden. • Digilink (Expansion-Port) → Verbindung zum Computer • Legacy Port Über den Legacy Port können ältere Interfaces angeschlossen werden. Dieser Eingang bietet jedoch im Gegensatz zu allen anderen Eingängen keinen Samplerateconverter.

12.3.3 Sync I/O

Hierbei handelt es sich um den Digidesign Synchronizer. Im Verbund mit einem HD-System lässt sich dieser auch innerhalb von Protools einstellen. Es werden alle gängigen Wordclock- und Timecode-Formate unterstützt und es ist auch möglich von einem Format in ein anderes wandeln zu lassen. Er hat folgende Anschlüsse:

- Video Ref In/Out (→ Blackburst)
- Host Serial Port (→ Verbindung zum Host-Rechner)

- Video In/Out (→ VITC)
- MTC Out (→ Midi Time Code)
- LTC In/Out (→ SMPTE)
- AES In/Out
- Word Clock In/Out
- 9-Pin Out 1/2 (→ COM-Port)
- Loop Sync In/Out

13 Produktionstechnik

13.1 Analoge Aussteuerungsbereiche

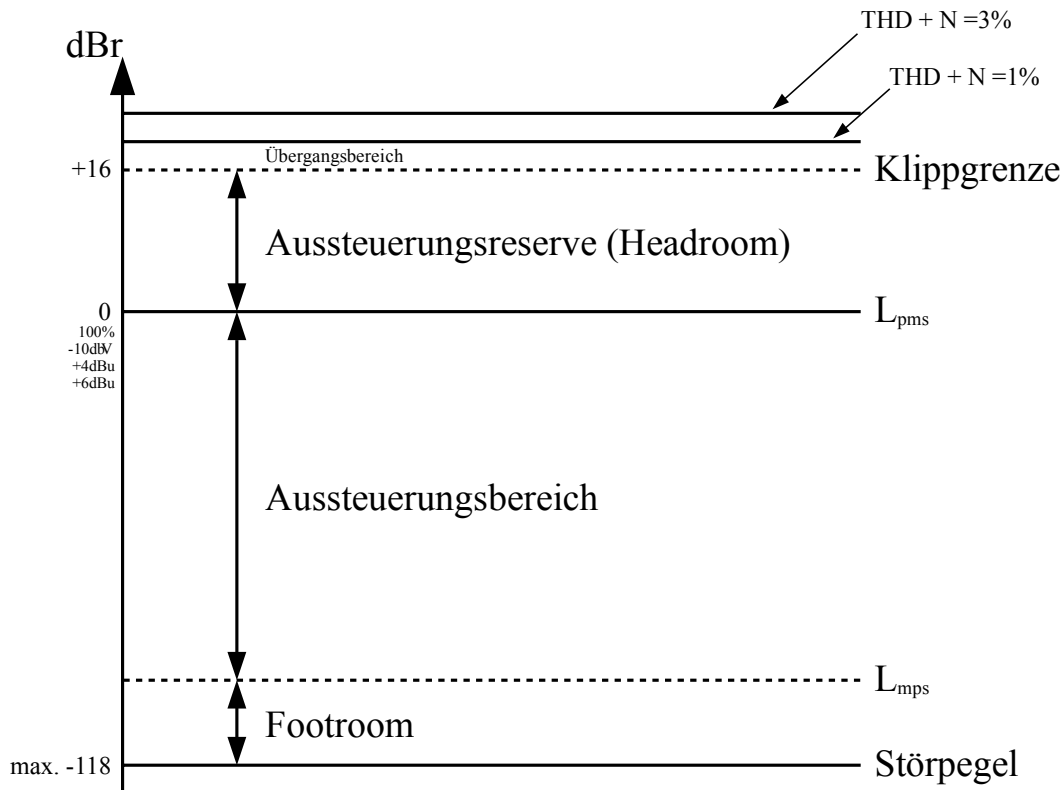


Abb. 1

13.1.1 Störpegel

Störpegel sind Tonsignale, die zusätzlich zum Nutzsignal entstehen. Sie werden erzeugt durch:

- Systemrauschen (engl. system noise)
 - passive Bauelemente
 - Bandrauschen
 - Quantisierungsrauschen
 - aktive Bauelemente (Funkelrauschen)
- Magnetische Felder
 - stromdurchflossene Leiter
- Hochfrequente elektromagn. Felder (engl. high frequency electromagnetic fields)
 - Handy
- Knackstörungen (engl. clicking)
 - Fehler bei Digitaler Übertragung
- Entladung statischer Elektrizität
- Brummen infolge von Erdschleifen (engl. hum due to ground loops)
- Übersprechen (engl. crosstalk)
- Schallfelder (engl. sound fields)
 - äußere Einflüsse (z.B. Verkehrslärm, Klimaanlage)

13.1.2 Footroom

Dies ist der Pegelbereich zwischen dem Störpegel und dem kleinsten vorkommenden Nutzpegel (L_{mps} : minimum program signal level).

13.1.3 Aussteuerungsbereich

Pegelbereich innerhalb dem die Pegelwerte des Nutzsignals bleiben sollten, damit die Qualität der Tonverarbeitung gesichert ist. Dabei stellt die Aussteuerungsgrenze (L_{pms} : permitted maximum signal level) die obere Grenze dar. Laut IRT (Institut für Rundfunktechnik) ist diese folgendermaßen definiert: „Es ist so auszusteuern, dass Pegelspitzen gerade den höchsten zulässigen Wert erreichen, ihn aber niemals übersteigen.“ Erreichen die Pegelspitzen einer einheitlichen Produktion den höchsten zulässigen Wert (Vollaussteuerung) nicht, spricht man von Untersteuerung.

13.1.4 Aussteuerungsreserve

Der Bereich oberhalb der Aussteuerungsgrenze wird Aussteuerungsreserve (engl headroom) genannt. Hier gilt das Signal bereits als übersteuert, ist aber in seiner Qualität noch nicht eingeschränkt, also noch nicht verzerrt.

13.1.5 Klippgrenze

Diese ist erreicht, wenn ein Sinussignal nicht mehr sinusförmig ist: $u(t) \neq \sin(\omega t)$. Zwischen Klippgrenze und $THD + N = 1\%$ liegt der Übergangsbereich. Das Signal ist in diesem Abschnitt bereits verzerrt, dies ist jedoch fast nicht hörbar.

13.2 Fourieranalyse/-synthese (Signaldarstellungen)

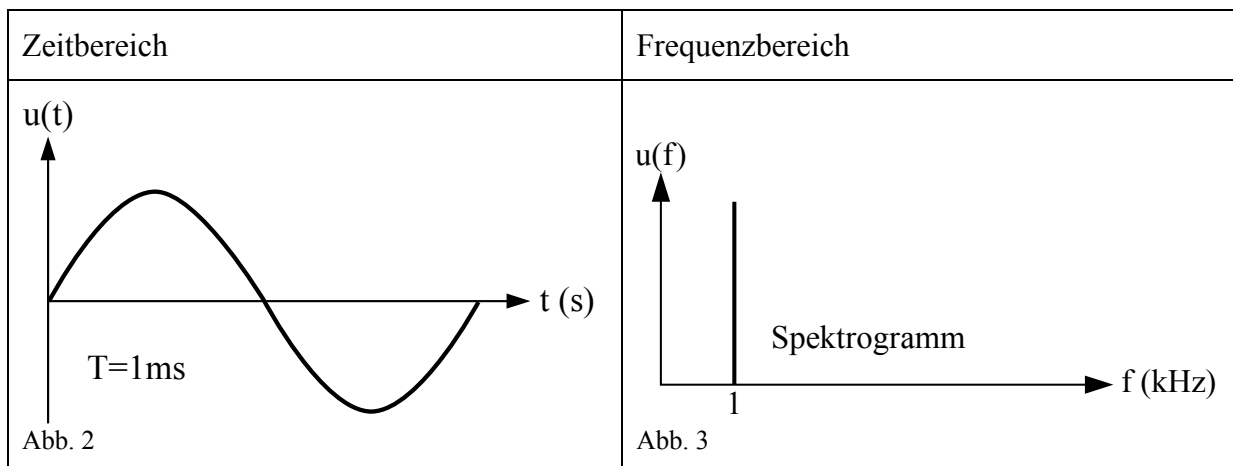
Die Fourieranalyse beschreibt das Zerlegen eines beliebigen Signals in Sinus- und Kosinusfunktionen. Die Fouriersynthese beschreibt die Erzeugung beliebiger Signale aus Sinus- und Kosinusfunktionen.

13.2.1 Sinus

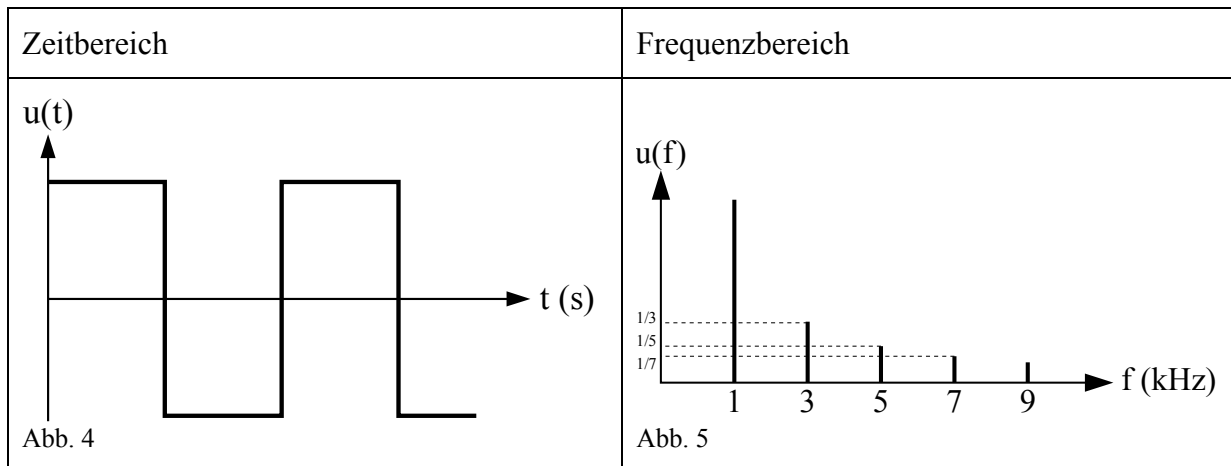
Ein idealer Sinuston entspricht im Zeitbereich der Funktion

$$u(t) = \sin(\omega t) = \sin(2\pi ft)$$

In diesem Fall existiert im Frequenzbereich auch nur eine einzige Spektrallinie.



13.2.2 Rechteck



Funktion für die Zerlegung einer Rechteckschwingung mit einem Tastverhältnis von 1:1 ohne Gleichspannungsanteil:

$$u(t) = \frac{4 \cdot U_s}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega t) + \dots \right]$$

13.3 Klirrfaktor

Der Klirrfaktor k gibt an wie groß die spektralen Anteile (Obertöne), die bei der Verzerrung eines sinusförmigen Signals entstehen, im Vergleich zum Gesamtsignal sind. Multipliziert man k mit 100 so ergibt sich der Wert in %.

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}$$

Häufig werden die Anteile der Obertöne getrennt bestimmt (k_2, k_3, \dots). Die Anteile sind stets frequenz- und pegelabhängig.

$$k_2 = \sqrt{\frac{U_2^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots}}$$

Teilweise wird der Klirrfaktor auch als Klirrdämpfung D_k angegeben.

$$D_k = -20 \cdot \lg(K) \text{ dB}$$

13.4 Digitale Aussteuerung

In der Digitaltechnik ist eigentlich kein headroom mehr vorhanden, da eine Aussteuerung über 0dB_{FS} sofort zu drastischen Verzerrungen führt. Deshalb muss der Anwender diesen selbst festlegen. Dieser "headroom" wird ceiling oder margin genannt.

13.5 Messgeräte

13.5.1 Klassenvorschläge für Messgeräte in einer Session

- Korrelationsgradmesser
- Spektrum Analyser

- VU- und Peakmeter
- Pegelmesser
- Clipping-LED
- Signal Present-LED
- Stimmgerät
- Goniometer
- OHR

13.5.2 Spektrum Analyser / Real Time Analyser (RTA)

Die Fast Fourier-Analyse zum Berechnen des Frequenzspektrums hat eine zu geringe Auflösung der tiefen Frequenzen und ist nicht in Echtzeit möglich. Professionelle RTA sind deshalb als Filter-Analyser aufgebaut. Das Signal wird gesplittet und mit 31 Terzbandpassfiltern 6. Ordnung gefiltert. Die Mittenfrequenzen der Bandpassfilter entsprechen den Mittenfrequenzen eines 31-Band-Grafik-EQs. Die gefilterten Signale werden dann jeweils auf einem bargraph dargestellt.

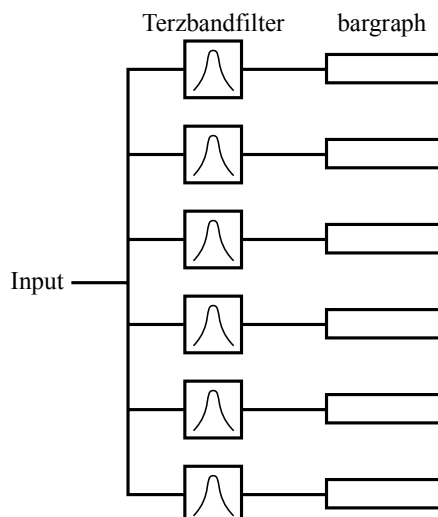


Abb. 6

13.5.3 Volume Unit-Meter (VU-Meter)

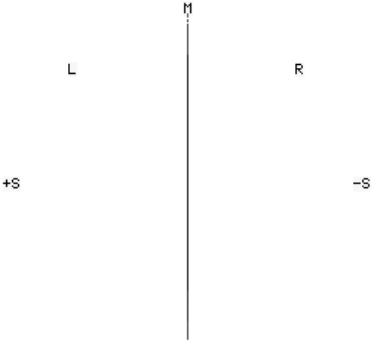
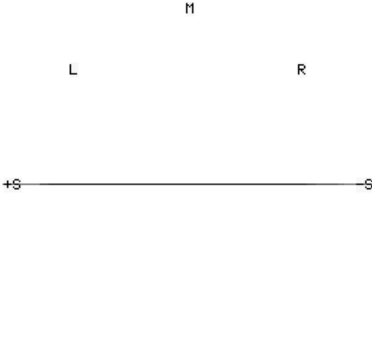
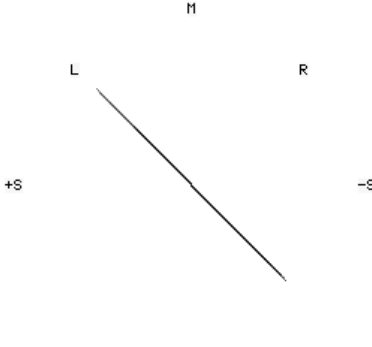
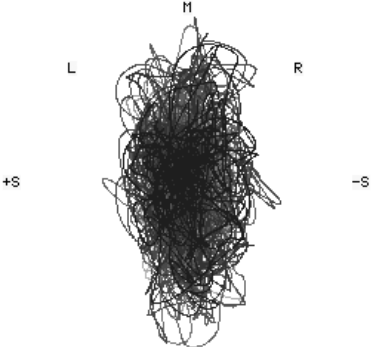
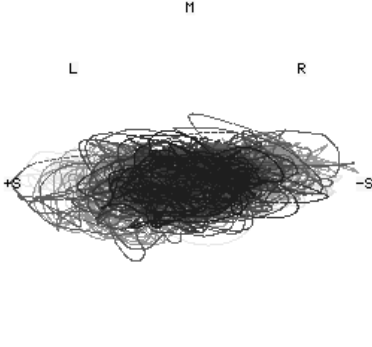
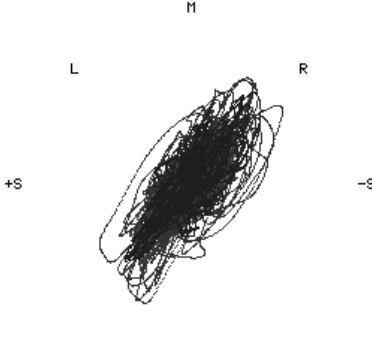
Ein VU-Meter ist ein Pegelmessgerät. Die Skalierung der Skala beginnt mit -20dB und geht bis +3dB. Die Integrationszeit t sollte 300ms/20dB betragen. Ebenso die Rückstellzeit t_R . Da ein VU-Meter nicht den Momentanwert sondern die Mittelung anzeigt, ist es zum einpegeln von Digitalgeräten nicht sinnvoll. Soll ein VU-Meter nun doch als Quasi-Peak-Meter verwendet werden kann ein sogenannter Vorlauf (engl. lead) eingeschaltet werden. Dadurch werden zeitlich kurze Signale genauer angezeigt.

13.5.4 Peak Programm Meter (PPM)

Das PPM nach DIN45406 hat eine Skalierung von -50dB bis +5dB. Für die Integrations- und Rückstellzeit werden mehrere Werte angegeben.

	Integrationszeit t	Rückstellzeit t_R
Aufnahme auf analog	• 10 ms	• 750 ms

Ein Stereosichtgerät zeigt die Phasenbeziehung mehrerer Kanäle auf einem Display dar. Technisch umgesetzt ist dies als Oszilloskop im X/Y-Betrieb. Aus der Darstellung des Goniometers lassen sich einige Dinge ablesen.

 <p>Abb. 8</p>	 <p>Abb. 9</p>	 <p>Abb. 10</p>
<p>Monosignal</p>	<p>Verpoltes Monosignal</p>	<p>Nur linker Kanal</p>
 <p>Abb. 11</p>	 <p>Abb. 12</p>	 <p>Abb. 13</p>
<p>Stereosignal</p>	<p>Verpoltes Stereosignal</p>	<p>Stereosignal, hauptsächlich von rechts</p>

