

## 4. Teil: Rauschen und Störungen

Elektronik Kurs LPC

*Inhalt:*

<b>1</b>	<b>Einführung</b>	<b>2</b>
<b>2</b>	<b>Rauschen</b>	<b>2</b>
2.1	<i>Einleitung</i>	2
2.2	<i>Front-end</i>	3
2.3	<i>Zeitmittelwert-Messgrößen</i>	4
2.4	<i>Spektrale Leistungsdichte (Power Density Spectrum)</i>	7
2.5	<i>Lineare Uebertragung</i>	8
2.6	<i>Rauschbandbreite</i>	9
2.7	<i>Elektrische Quellen</i>	9
2.8	<i>Leistungsanpassung</i>	10
2.9	<i>Dezibel</i>	11
2.10	<i>Thermisches Rauschen (Wärmerauschen)</i>	15
2.11	<i>Rauschzahl, Rauschtemperatur</i>	18
2.12	<i>Phasenrauschen</i>	23
<b>3</b>	<b>Störungen</b>	<b>28</b>
3.1	<b>ERDE</b>	<b>30</b>
3.1.1	Masse, Erde, Ground	30
3.1.2	GND-Systeme	31
3.1.3	GND-Loops (Erdschleifen) und deren Bekämpfung	34
3.2	<b>Abschirmung</b>	<b>40</b>
3.2.1	Kapazitive Kopplung	40
3.2.2	Magnetische Einkopplung	41
3.2.3	Kabelvergleich: Koax-abgeschirmte, verdrehte 2-Drahtleitung	44
3.2.4	Abschirmung von störenden Leitern	45
3.2.5	Niederfrequente magnetische Störfelder	47
3.3	<b>Balancing und Filtering</b>	<b>50</b>
3.3.1	Symmetrischer Aufbau (Balancing)	50
3.3.2	Filterung	54
<b>4</b>	<b>Messungen</b>	<b>59</b>
4.1	<i>Messungen mit Spektrumanalysator</i>	59

4.2	<b>Störungsmessungen</b>	59
5	<b>Anhang</b>	60
5.1	<b>Literatur:</b>	60
5.2	<b>Rauschtypen</b>	61
5.3	<b>Rauschzahl/ -temperatur</b>	63
5.4	<b>Checkliste zur Störunterdrückung</b>	65

## 1 Einführung

Als Rauschen im weitesten Sinn kann jede Störung, die ein Nutzsignal beeinträchtigt, aufgefasst werden. Nun, Nutzsignale für den einen, sind Störsignale für den andern. Handys, schnurlose Telefone und Mäuse, Lampendimmer, Mikrowellen-Ofen, GPS, Radio, TV, Hochspannungsleitungen... sind eben auch Quellen von Elektro- Smog. Diese Störungen, wie auch mechanische (Vibrationen), allesamt von Menschenhand geschaffen, gehören zur Kategorie der **Interferenzen** “**man made noise**” und werden meist elektrostatisch, elektromagnetisch oder mikrophonisch in empfindliche Geräte eingekoppelt. Sie können oft durch geeignete Massnahmen (schirmen, filtern, Schaltungslayout..) reduziert oder gar eliminiert werden. Das Kapitel “Störungen” befasst sich mit dieser Thematik. Zufällige Schwankungen, die als Bestandteil des Nutzsignals von diesem nicht unterscheidbar sind (z.B. Sensorsignal beim Messen schwankender Temperaturen) gehören zur Kategorie “**transmitted noise**”. Weiter begegnet man **elektronischem Rauschen** “**intrinsic noise**”, das infolge physikalisch bedingter Transportphänomene und Wärmebewegung der quantisierten Ladungsträger (Elektronen) in den Schaltungskomponenten entsteht. Diese Störungen können weder vorausgesagt noch eliminiert, oft aber manipuliert werden. Näheres im Kapitel “Rauschen”.

## 2 Rauschen

### 2.1 Einleitung

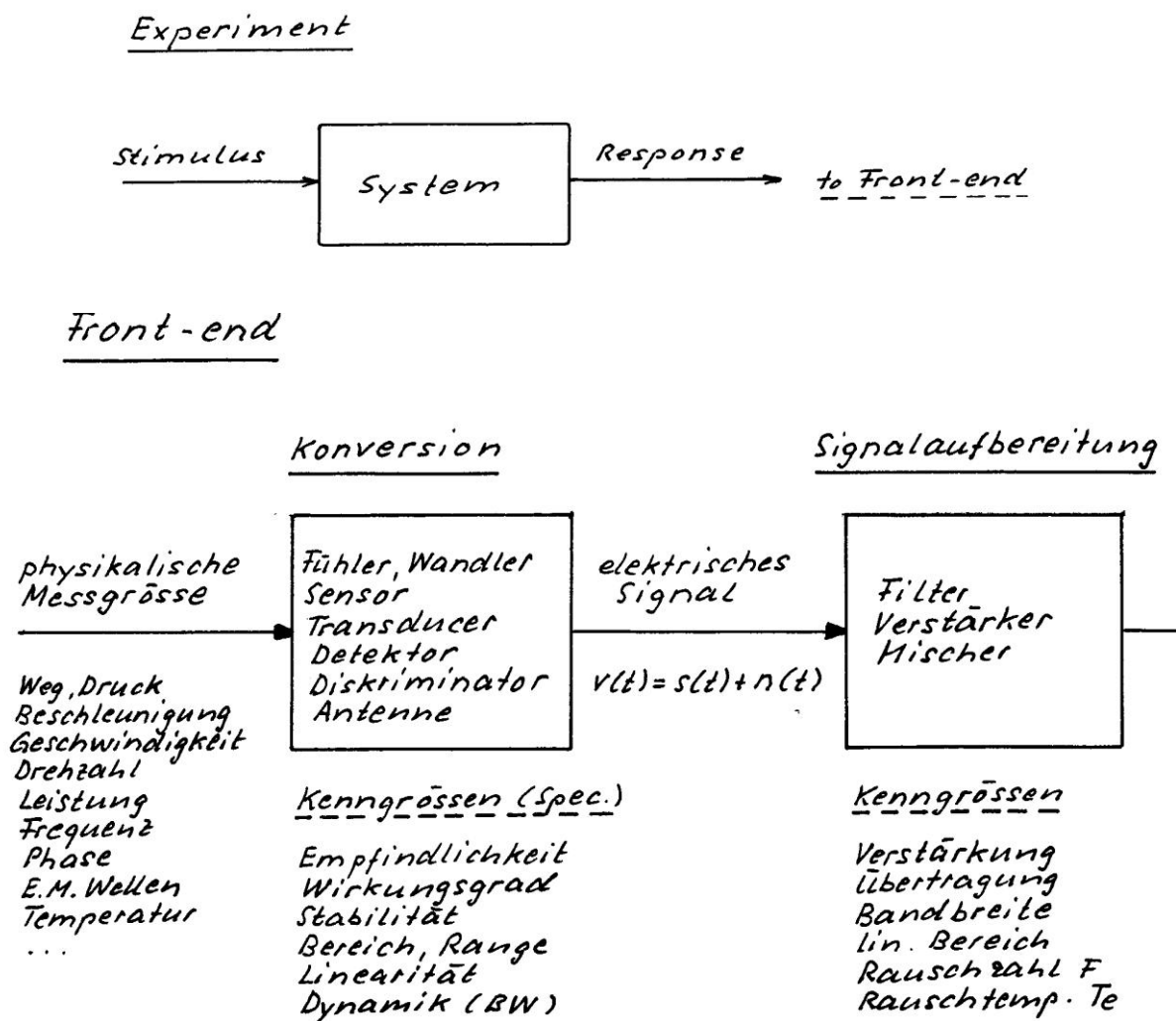
Wer kennt nicht das Rauschen (Noise) aus dem Lautsprecher, das die Musik begleitet oder sogar - früher mehr als heute - überdeckt und den Hörgenuss verdirbt. Es hat den Zufallssignalen, wie sie elektronische Komponenten generieren, den *Namen* gegeben. Wo elektronische Komponenten eingesetzt werden, sind Rauschsignale immer vorhanden und überdecken die schwachen Nutzsignale, wie sie in der wissenschaftlichen Messtechnik alltäglich sind.

Elektronische Rauschquellen liefern stationäre, ergodische Zufallssignale (Zeit- und Ensemble-Mittelung ergeben gleiches Resultat). Da das Rauschsignal seine Ursache in einer grossen Zahl voneinander unabhängiger Einzelvorgänge hat, resultiert daraus (zentraler Grenzwertsatz) eine Normal- resp. Gaussverteilung. Dies ist ein sehr günstiger Sachverhalt, weil eine Gauss'sche Rauschquelle durch die Varianz resp. Standardabweichung völlig bestimmt ist, da in der Praxis Gleichanteile (lin. Mittelwert) nicht

der Rauschquelle zugeordnet werden. Auch die Ueberlagerung mehrerer unkorrelierter Rauschsignale - bei Rauschbetrachtungen häufig anzutreffen - ist einfach zu vollziehen, weil die Gaussverteilung erhalten bleibt und die resultierende Varianz gleich der Summe der Einzelvarianzen ist.

## 2.2 Front-end

Für elektrische Signale sind eine Vielzahl von Verfahren zur Aufbereitung und Verarbeitung verfügbar, sowohl analog wie digital. Darum werden die meisten physikalischen Messgrößen mit Vorteil zuerst in elektrische gewandelt. Am Eingang der Signalverarbeitungskette des Messsystems sind die Signalpegel in der Regel am kleinsten. Das Signal- und Rausch-Verhalten am Messkopf (Front-end) ist entscheidend für die Grenzempfindlichkeit des ganzen Systems und sollte möglichst optimiert werden.



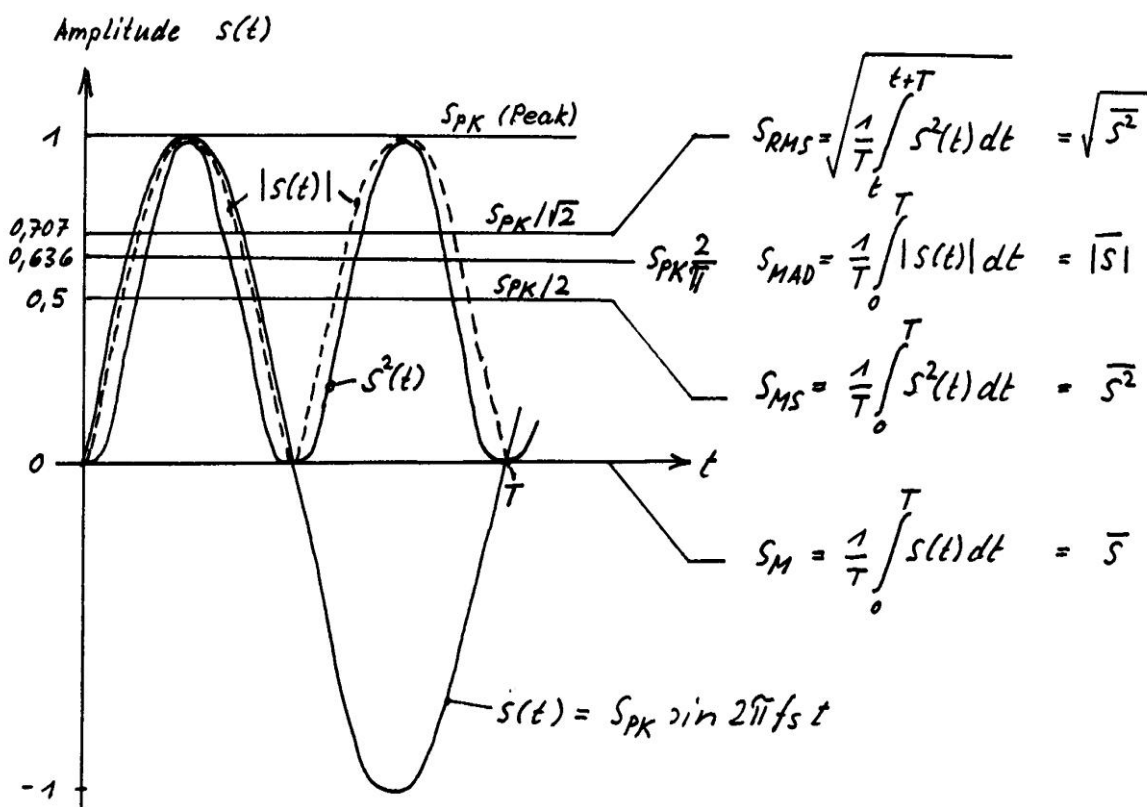
Das verfügbare Signal des Wandlers  $v(t)$  kann aus zwei Komponenten bestehend aufgefasst werden: Das Nutzsignal  $s(t)$  entspricht im Rahmen des Uebertragungsverhaltens (Empfindlichkeit, Bereich, Linearität, Dynamik) der physikalischen Messgröße, dem ‘wahren’ Signal. Auch zufällige Schwankungen der phys. Messgröße (transmitted noise) sollen durch  $s(t)$  dargestellt werden und analysiert werden können

(z.B. Messen der Phasenschwankungen ‘phase noise’ eines Oszillators). Zufallssignale (Rauschen), die vom Wandler generiert werden (intrinsic noise) sowie eingekoppelte Störsignale (interference noise) werden durch  $n(t)$  repräsentiert. Interferenzsignale (man made noise) werden im Kapitel Störungen behandelt. Für das Rauschen können unterschiedliche physikalische Prozesse verantwortlich sein, (siehe Rauschtypen im Anhang) aber einer, der thermische ist praktisch *immer* wirksam. Wärmerauschen, obwohl meist sehr klein, bestimmt die unterste Grenze (lower limit) des Rauschpegels und damit die minimalen verarbeitbaren Nutzsignalleistungen. Bei gegebenem Rauschpegel ( $n(t)$ , vom Wandler erzeugt) kann das Ziel beim ‘front-end’ nur lauten:

- Nutzsignal  $s(t)$  durch effizienten Wandler optimieren
- Im Signalaufbereitungsteil dem Wandlerrauschen möglichst wenig zusätzliches beifügen (kleine Rauschzahl F)

### 2.3 Zeitmittelwert-Messgrößen

Rauschen stört in elektronischen Systemen in der Regel erst, wenn seine Intensität im Vergleich zum Nutzsignal zu gross ist. Erst ein Signal zu Rauschvergleich hilft, die Situation zu beurteilen. Für Vergleiche müssen Messgrößen verwendet werden, die für die unterschiedlichen Signaltypen (deterministische wie stochastische) Aussagewert besitzen und einfach zu messen sind. Zufallsgrößen werden durch statistische Mittelwerte beschrieben. Ideal wäre es, wenn diese Mittelwerte auch möglichst viele Nutzsignaltypen charakterisieren würden.



Bezeichnungen:

$S_P, S_{PK}$ :	Peak	$V_S$ :	Spitzenwert
$S_{PP}$ :	Peak to Peak	$V_{SS}$ :	Spitze-Spitzenwert
$S_M$ :	Mean		
$S_{MAD}$ :	Mean Absolute Deviation	:	Gleichrichtwert
$S_{MS}$ :	Mean Square	$V_{eff}^2$ :	Quadratischer Mittelwert
$S_{RMS}$ :	Root Mean Square	$V_{eff}$ :	Effektivwert

Bei *periodischen* (Leistungs-) Signalen wird über die Periode T gemittelt. Bei *aperiodischen*, zeitlich begrenzten (Energie-) Signalen ergeben sich durch Einschränken der Mittelungszeit trotzdem sinnvolle Informationen wie z.B. Peak Power, Peak Envelope Power.

Je nach Signalverlauf können trotz kleinem RMS-Wert hohe Spitzenwerte auftreten, wie z.B. bei kurzen Pulsen mit kleinem Tastverhältnis oder auch bei Rauschsignalen. Um RMS-Messgeräte nicht zu überfordern (Signalbereich) wird für diese der zulässige Formfaktor spezifiziert:

$$\text{Crest Factor} = S_{\text{Peak}} / S_{\text{RMS}}$$

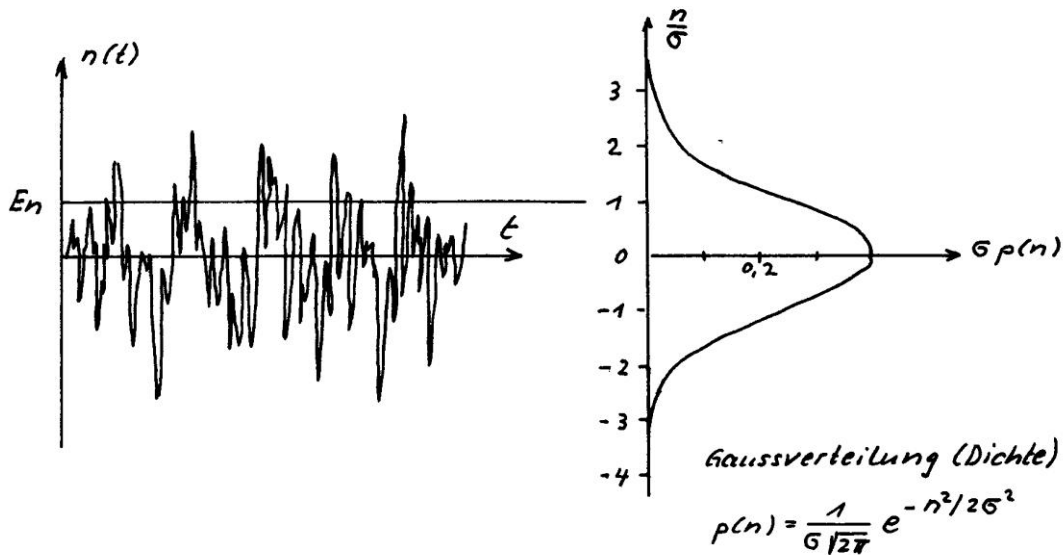
Waveform 1 Volt Peak	RMS	MAD	RMS/MAD	Crest Factor
Undistorted Sinewave	$\frac{V_{PEAK}}{\sqrt{2}} = 0.707$ Volts	$\frac{2V_{PEAK}}{\pi} = 0.636$ Volts	$\frac{0.707}{0.636} = 1.11$	$\frac{V_{PEAK}}{V_{rms}} = 1.414$
Symetrical Squarewave	$\frac{V_{PEAK}}{1} = 1.00$ Volts	$\frac{V_{PEAK}}{1} = 1.00$ Volts	$\frac{1.00}{1.00} = 1.00$	$\frac{V_{PEAK}}{V_{rms}} = 1.00$
Undistorted Triangle- Wave	$\frac{V_{PEAK}}{\sqrt{3}} = 0.580$ Volts	$\frac{V_{PEAK}}{2} = 0.500$ Volts	$\frac{0.580}{0.500} = 1.155$	$\frac{V_{PEAK}}{V_{rms}} = 1.73$

Für die Charakterisierung *stochastischer Signale* sind Spitzenwert und Gleichrichtwert schlecht geeignet. Der lineare Mittelwert von Rauschsignalen ist null, da ein solcher, falls vorhanden, dem Nutzsignal zugewiesen wird. Wir begegnen in der Elektronik fast ausschliesslich *ergodischen* Rauschquellen, deren lineare Mittelwerte null sind. Es gilt:

Quadratischer Zeitmittelwert = Varianz der Amplitudenverteilung

$$E_n^2 = \frac{1}{T} \int_0^T n^2(t) dt = \sigma^2 \quad \text{Varianz}$$

Der RMS-Wert  $E_n = \sigma$  (Standardabweichung, Streuung)

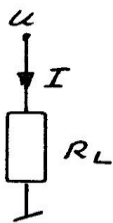


Die Mittelungszeit muss mit Rücksicht auf die tiefsten Frequenzkomponenten des Rauschens gewählt werden.

Für die *elektrische Leistung*, die den Lastwiderstand  $R_L$  erwärmt, gilt:

**Gleichsignale:**  $U_{DC}, I_{DC}$  (Direct Current)

$$P = \frac{U_{DC}^2}{R_L} = I_{DC}^2 \cdot R_L \quad \text{Ohm'sches Gesetz}$$



**Wechsel und Rauschsignale:**  $U_{AC}, I_{AC}$  (Alternating Current, resp.  $u(t), i(t), n(t)$ )

$$P_{AVR} = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{u^2(t)}{R_L} dt = \frac{U_{RMS}^2}{R_L} = \frac{E_n^2}{R_L} = \frac{\sigma_n^2}{R_L}$$

$$P_{AVR} = \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) \cdot R_L dt = I_{RMS}^2 \cdot R_L = I_n^2 \cdot R_L = \sigma_n^2 \cdot R_L$$

**Der RMS-Wert eines Wechsel- oder Rauschsignals entspricht dem konstanten Amplitudenwert eines Gleichsignals, das in einer identischen Last  $R_L$  die gleiche Wirkung erzeugt wie das Wechselsignal. (Erwärmung; mittlere Leistungsabgabe)**

Quadratische Mittelwerte, resp. RMS-Werte von Wechselsignalen (Varianz und Streuung von Rauschsignalen) lassen sich gut durch Leistungs- (Erwärmungs-) Messungen bestimmen. Dies ist besonders bei hohen Frequenzen wichtig, wo analoge und digitale Signalverarbeitungsverfahren überfordert werden.

Bei Signal zu Rauschbetrachtungen spielen quadratische Zeitmittelwerte (sowie ihre Wurzelwerte) eine *bedeutende* Rolle. Wegen ihrer Proportionalität zur Leistung (Faktor  $R_L$ ) wird bei Amplitudenquadratgrößen ( $A^2$ ,  $V^2$ ) häufig etwas unpräzise von Leistung gesprochen.

## ***2.4 Spektrale Leistungsdichte (Power Density Spectrum)***

Bisher wurde keine Beschränkung des Messfrequenzbereichs in Betracht gezogen. Die Varianz eines breitbandig erfassten Zufallssignals beschreibt das Gesamttrauschen über den systembedingten Nutzfrequenzbereich. Wird das Nutzsignal im Zeitbereich ausgewertet, kann dessen Minimalamplitude gut abgeschätzt werden.

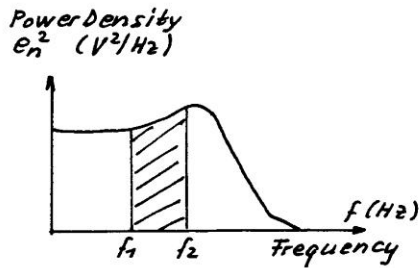
Soll die Übertragung von Signal und Rauschen in linearen Systemen genauer untersucht werden, sind Betrachtungen im Frequenzbereich vorzuziehen. Das Zufallssignal wird durch die spektrale Verteilung der Rauschleistung beschrieben. Die spektrale Leistungsdichte hat die Einheit Watt/Hz. In der Praxis werden aber häufig Amplitudenquadrate pro Einheitsbandbreite verwendet (quadratische Mittelwerte als Messgröße). Spektrale Leistungsdichte-Einheiten für elektrische Signale wären somit  $V^2/Hz$  oder  $A^2/Hz$ , die sich über den Lastwiderstand in  $W/Hz$  umrechnen lassen.

Halbleiterhersteller verwenden für Rauschspezifikationen in Datenblättern meistens die Quadratwurzel der spektralen Leistungsdichten. Größen wie ‘Current Noise’, ‘Voltage Noise Density’, ‘Noise Spectral Density’ werden in Einheiten wie  $nV/\sqrt{Hz}$  oder  $pA/\sqrt{Hz}$  angegeben. Vorsicht beim Kombinieren von Rauschquellen und Rauschen aus unterschiedlichen Frequenzbereichen! Immer Quadrate addieren (RSS – root sum of squares).

Die Wahrscheinlichkeitsdichte der Amplitudenverteilung einer Zufallsvariable steht in keinem Zusammenhang zur spektralen Leistungsdichte: Gauss’sches Rauschen muss nicht weiss sein.

Das Leistungsdichte-Spektrum wird am einfachsten durch frequenzselektive Messung von Signalamplituden (Zeitmittelwerte) bestimmt. Spektrum- oder Signal- Analysatoren sind schmalbandige, über den Frequenzbereich abstimmbare Messempfänger. Das Dichtespektrum aus Autokorrelationsmessungen im Zeitbereich zu gewinnen, erfordert digitale Signalverarbeitung. Beschränkte Zeitauflösung limitiert dabei den Frequenzbereich.

Spektrale Rauschgrößen (Leistungsdichte) sind streng zu unterscheiden vom Gesamttrauschen in einem gegebenen Frequenzbereich.



$$E_n^2 = \int_{f_1}^{f_2} e_n^2 df$$

$e_n^2$ : spektrale Rauschleistungsdichte  
Leistung im Einheitsfrequenzband

$E_n^2$ : Gesamtrauschleistung (Varianz)  
im Frequenzbereich  $f_1$  bis  $f_2$

Werden unabhängige (unkorrelierte) Gauss'sche Rauschsignale von verschiedenen Quellen oder aus unterschiedlichen Frequenzbereichen überlagert, bleibt die Gaussverteilung erhalten.

Die Varianz der Summe ist gleich der Summe der Einzelvarianzen ( $\sigma_n^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots$ ). Da der lineare Mittelwert elektronischer Rauschsignale null ist, entspricht die Varianz  $\sigma^2$  dem quadratischen Zeitmittelwert von Rauschspannung resp. Strom (Spannungs- oder Stromquadrate resp. 'Rauschleistung'). Beim Kombinieren von Rauschsignalen ist die Summe der Quadrate zu bilden.

**RSS** (root-sum-of the squares) beschreibt "Amerikanisch" das Bilden des RMS-Wertes von Rauschgrößen

$$E_n = \sqrt{e_{n1}^2 \Delta f_1 + e_{n2}^2 \Delta f_2 + \dots} = \sqrt{E_{n1}^2 + E_{n2}^2 + \dots}$$

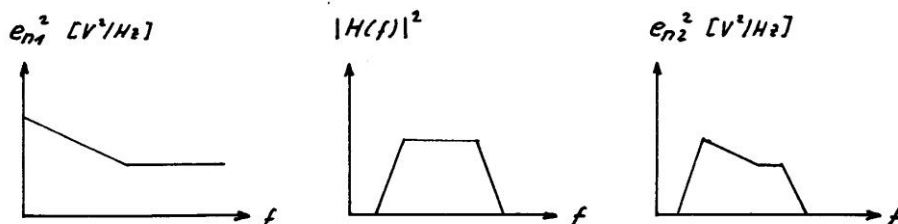
Gilt übrigens auch für unkorrelierte harmonische Signale, als 'RMS-Addition' bekannt:

$$U_{RMS} = \sqrt{U_{1RMS}^2 + U_{2RMS}^2 + \dots}$$

## 2.5 Lineare Uebertragung

Bei der linearen Uebertragung bleibt die Gaussverteilung der Amplitude erhalten. Die Uebertragung von Rauschen (durch spektrale Leistungsdichte beschrieben) wird durch die frequenzabhängige *Leistungsverstärkung* des Systems bestimmt. (Betragsquadrat des Frequenzgangs)

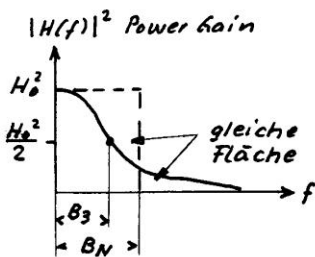
$$e_{n2}^2(f) = e_{n1}^2(f) |H(f)|^2$$





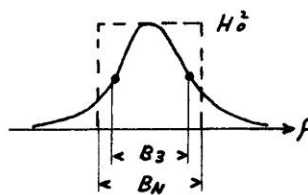
## 2.6 Rauschbandbreite

Der spektrale Charakter der Rauschsignale erfordert bei Messungen den Einsatz von Filtern. Die ideale Trennschärfe (Uebergangssprung Durchlass-Sperrbereich 'Brick Wall') wird von realen Filtern nicht erreicht. Die Bandbreite des idealen Filters, das am Ausgang die gleiche Rauschleistung  $E_n^2$  wie das verfügbare Filter liefert, wird als 'Effektive Rauschbandbreite  $B_n$  (Noise BW) bezeichnet und in Berechnungen eingesetzt. Voraussetzung sind identische *Leistungsverstärkung* in Frequenzbandmitte und 'weisses' Rauschen am Eingang ( $e_{n1}^2 = konst$ ).  $B_n$  wird meistens auf die 3dB-Bandbreite bezogen ( $|H(f_{3dB})|^2 = 0.5$ ).



TP (Tiefpass)

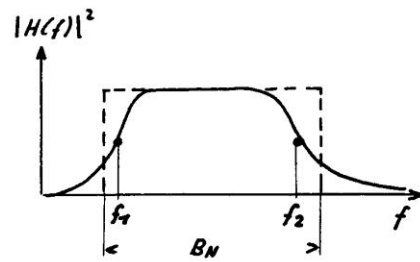
$$B_N = k \cdot B_{3dB}$$



BP (Bandpass)

$$B_N = 1,2 B_{3dB}$$

(hp Spectrum Analyzer)



HP (n=1; 6dB/Oct.) TP

$$B_N = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{f_2^2}{f_1 + f_2} = \frac{f_2}{1 + f_1/f_2}$$

z.B.

$$f_2/f_1 = 2 \quad B_N = 0,67 \frac{\pi}{2} f_2$$

$$f_2/f_1 = 10 \quad B_N = 0,91 \frac{\pi}{2} f_2$$

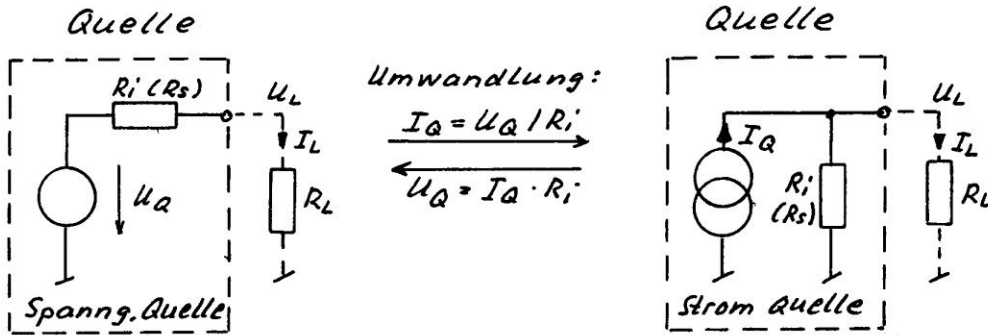
n	k
1	$\frac{\pi}{2} = 1,57$ (6dB/Octave)
2	1,11
3	1,05
4	1,025
ideal	1,0 ("Brick Wall")

(n: Ordnung des TP)

**Achtung: Leistungsübertragung massgebend !**

## 2.7 Elektrische Quellen

Das Verhalten realer Quellen werden durch *Ersatzschaltungen* nachgebildet.



$U_Q$  : Quellenspannung  
 Leerlaufspannung  
 (open circuit voltage)

$R_i$  : Innenwiderstand  
 ( $R_s$ ) Source Resistor)

$U_L$  : Klemmenspannung  
 (Load voltage)

$I_Q$  : Quellenstrom  
 Kurzschlussstrom  
 (short circuit current)

$I_L$  : Laststrom  
 (Load current)

Die Ersatzwerte ( $R_i$ ,  $U_Q$ ,  $I_Q$ ) können durch Messungen bestimmt werden. Je nach externer Beschaltung wird man die Ersatzstrom- oder Ersatzspannungsquelle vorziehen. Jede Quelle besitzt einen Innenwiderstand  $R_i$ , da ihr sonst beliebig grosse Leistung entnommen werden könnte. Leistungsabgabe:

**Leistungsabgabe:**

$$P = \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{1}{R_L} \left( \frac{U_Q \cdot R_L}{R_i + R_L} \right)^2 = \frac{U_Q^2 \cdot R_L}{(R_i + R_L)^2}$$

$$P = \frac{U_L^2}{R_L} = \frac{1}{R_L} \left( I_Q \frac{R_i \cdot R_L}{R_i + R_L} \right)^2 = \frac{I_Q^2 \cdot R_L \cdot R_i^2}{(R_i + R_L)^2}$$

für  $U_Q$  resp.  $I_Q$  sind Gleich- oder RMS-Werte einzusetzen.

**2.8 Leistungsanpassung**

Für  $R_L=R_i$  erreicht die Leistungsabgabe ein Maximum

**Leistungsanpassung:**  $R_L = R_i$

$$P_{\max} = P_{av} = \frac{U_Q^2}{4 \cdot R_i} = \frac{I_Q^2}{4} \cdot R_i$$

(max) verfügbare Leistung (available Power)

$$U_L = U_Q / 2 \quad I_L = I_Q / 2$$

In vorhergehenden Kursteil wurde gezeigt, dass eine Signalleitung (HF-Kabel mit Wellenimpedanz  $Z_0$ ) bei hohen Frequenzen (Wellenlänge des Signals im Bereich der Kabellänge und kleiner) nur dann eine minimale Frequenzabhängigkeit des Uebertragungsverhaltens (bis zu höchsten Frequenzen) zeigt, wenn sie von einer Quelle mit  $R_i=Z_0$  gespeisen und mit einer Last  $R_L=Z_0$  abgeschlossen wird. Aus diesem Grund werden Hochfrequenzgeräte (Quellen- und Eingangswiderstand) für eine bestimmte Leitungsimpedanz  $Z_0$  ausgelegt. Die Systemimpedanz ist  $50\Omega$  in der wissenschaftlichen und industriellen HF-Technik und  $75\Omega$  für Radio/TV-Kabelnetze und Video-Bereich. Die mehrheitlich verwendeten Koax-Leitungen bringen, neben sehr gutem Wellenübertragungsverhalten, mit der Schirmwirkung des Aussenleiters den Vorteil, Interferenzen fernzuhalten. Mit der Bedingung  $R_i=R_L=Z_0$  ist neben gutem Uebertragungsverhalten auch die Leistungsanpassung gewährleistet. Leistungsbetrachtungen (und Messungen) sind zur Charakterisierung von HF-Systemen sehr nützlich. Dabei ist die ‘verfügbare Leistung  $P_{av}$ ’ eine wichtige *Bezugsgrösse*.

Aus der gemessenen Leistung können die Signal-Spannungen und Ströme jederzeit berechnet werden (RMS-Werte)

$$U_L = \sqrt{P \cdot R_L} \quad \text{Klemmenspannung}$$

$$U_Q = \sqrt{P \cdot 4R_L} = 2U_L \quad \text{Quellenspannung bei Anpassung}$$

Da bei tiefen Frequenzen die Signalübertragung auf Leitungen - abgesehen von grossen Distanzen in der Telefonie - kaum Probleme bereitet, wird auf die Belastung der Quellen durch Leistungsanpassung verzichtet. Mit  $R_L \gg R_i$  wird optimale Signalspannungsübertragung angestrebt und Leistungsbetrachtungen machen wenig Sinn. In der Praxis ist es wichtig, die Belastungsregeln für beide Geräteklassen einzuhalten (NF-Geräte nicht mit  $50\Omega$  belasten).

## 2.9 Dezibel

Der Wertebereich der Signalleistungen ist in der elektronischen Messtechnik sehr gross. Er kann von z.B.  $4 \cdot 10^{-18} \text{ mW/Hz}$  (Rauschleistung) bis  $2 \cdot 10^4 \text{ W}$  (Leistungssender) einige Dekaden umfassen. In der Praxis wird die logarithmische Darstellung bevorzugt. Führt man für den absoluten Leistungspegel das logarithmierte *Verhältnis* der vorhandenen Leistung  $P$  zur Referenzleistung  $1 \text{ mW}$  ein,

$$P_{[dBm]} = 10 \log_{10} \left( \frac{P}{1 \text{ mW}} \right) \quad \text{absolute Leistung}$$

so reduziert sich der oben erwähnte Leistungsbereich auf einen übersichtlichen Wertebereich von - 174 dBm/Hz bis +73 dBm ( $0 \text{ dBm} \equiv 1 \text{ mW}$ ).

Für die Referenzleistung von 1 mW genügt an der 50Ω Last eine Klemmspannung von  $U_R = \sqrt{R_L \cdot P} = \sqrt{50 \cdot 10^{-3}} = 223.6 \text{mV}_{RMS}$ . Die absolute Leistung errechnet sich aus der Klemmspannung im 50Ω -System

$$P_{[dBm]} = 20 \log_{10} \left( \frac{U}{0.224 \text{V}} \right) = 10 \log_{10} \left( \frac{U^2 / R_L}{U_R^2 / R_L} \right)$$

Umgekehrt gilt:

$$P_{[mW]} = 10^{P_{[dBm]}/10}$$

$$U_{[V_{RMS}]} = 0.224 \text{V} \cdot 10^{P_{[dBm]}/20}$$

Wird die Verstärkung als logarithmisches *Verhältnis* von Ausgangs- zu Eingangsleistung eingeführt:

$$G_{[dB]} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_2}{P_1} \right) \quad (\text{Gain})$$

$$= 20 \log_{10} \left( \frac{U_2}{U_1} \right) \quad (\text{Spannung an identischer Last})$$

für die Abschwächung ( Attenuation, Loss):

$$A_{[dB]} = 10 \log_{10} \left( \frac{P_1}{P_2} \right) = 20 \log_{10} \left( \frac{U_1}{U_2} \right) = L_{[dB]}$$

können die Verstärkungen und Pegel von kaskadierten Geräten *bequem* durch Addition und Subtraktion von dB-Werten gefunden werden.

Umgekehrt gilt: (Spannungen an identischer Last)

$$\frac{P_2}{P_1} = \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 = 10^{G_{[dB]}/10} \quad \frac{U_2}{U_1} = 10^{G_{[dB]}/20}$$

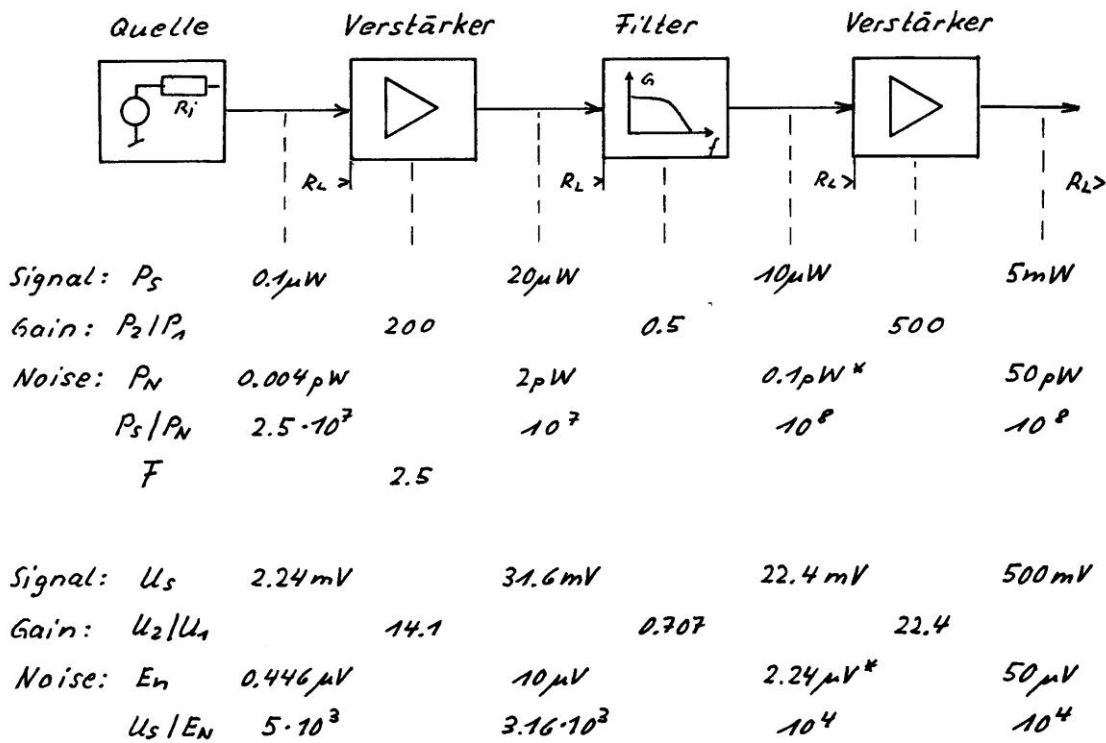
Bei leistungsloser Signalübertragung ( $R_L \gg R_i$ ) sind nur die logarithmischen *Spannungsverhältnisse* sinnvoll. Absolute Spannungspegel werden gelegentlich in Einheiten wie dBV oder dBμV angegeben.

dBm	P	V <sub>rms</sub>	dBm	P	V <sub>rms</sub>	dBm	P	V <sub>rms</sub>	dBm	P	V <sub>rms</sub>
	mW	V		μW	mV		pW	μV		pW	μV
+20	100.0	2.24	-20	10.00	22.4	-60	1000	224	-100	0.1000	2.24
+19	79.4	1.99	-21	7.94	19.9	-61	794	199	-101	0.0794	1.99
+18	63.1	1.78	-22	6.31	17.8	-62	631	178	-102	0.0631	1.78
+17	50.1	1.58	-23	5.01	15.8	-63	501	158	-103	0.0501	1.58
+16	39.8	1.41	-24	3.98	14.1	-64	398	141	-104	0.0398	1.41
+15	31.6	1.26	-25	3.16	12.6	-65	316	126	-105	0.0316	1.26
+14	25.1	1.12	-26	2.51	11.2	-66	251	112	-106	0.0251	1.12
+13	20.0	1.000	-27	2.00	10.0	-67	200	100	-107	0.0200	1.00
+12	15.8	0.890	-28	1.58	8.90	-68	158	89	-108	0.0158	0.890
+11	12.6	0.793	-29	1.26	7.93	-69	126	79.3	-109	0.0126	0.793
+10	10.0	0.707	-30	1.00	7.07	-70	100	70.7	-110	0.0100	0.707
+09	7.94	0.630	-31	0.794	6.30	-71	79.4	63.0	-111	0.00794	0.630
+08	6.31	0.562	-32	0.631	5.62	-72	63.1	56.2	-112	0.00631	0.562
+07	5.01	0.501	-33	0.501	5.01	-73	50.1	50.1	-113	0.00501	0.501
+06	3.98	0.446	-34	0.398	4.46	-74	39.8	44.6	-114	0.00398	0.446
+05	3.16	0.398	-35	0.316	3.98	-75	31.6	39.8	-115	0.00316	0.398
+04	2.51	0.354	-36	0.251	3.54	-76	25.1	35.4	-116	0.00251	0.354
+03	2.00	0.316	-37	0.200	3.16	-77	20.0	31.6	-117	0.00200	0.316
+02	1.58	0.282	-38	0.158	2.82	-78	15.8	28.2	-118	0.00158	0.282
+01	1.26	0.251	-39	0.126	2.51	-79	12.6	25.1	-119	0.00126	0.251
0	1.00	0.224	-40	0.100	2.24	-80	10.0	22.4	-120	0.00100	0.224
—	μW	mV	-41	0.0794	1.99	-81	7.94	19.9	-121	0.000794	0.199
-01	794	199	-42	0.0631	1.78	-82	6.31	17.8	-122	0.000631	0.178
-02	631	178	-43	0.0501	1.58	-83	5.01	15.8	-123	0.000501	0.158
-03	501	158	-44	0.0398	1.41	-84	3.98	14.1	-124	0.000398	0.141
-04	398	141	-45	0.0316	1.26	-85	3.16	12.6	-125	0.000316	0.126
-05	316	126	-46	0.0251	1.12	-86	2.51	11.2	-126	0.000251	0.112
-06	251	112	-47	0.0200	1.00	-87	2.00	10.0	-127	0.000200	0.100
-07	200	100	-48	0.0158	0.890	-88	1.58	8.90	-128	0.000158	0.0890
-08	158	89.0	-49	0.0126	0.793	-89	1.26	7.93	-129	0.000126	0.0793
-09	126	79.3	-50	0.0100	0.707	-90	1.00	7.07	-130	0.000100	0.0707
-10	100	70.7	-51	0.00794	0.630	-91	0.794	6.30	-131	0.0000794	0.0630
-11	79.4	63.0	-52	0.00631	0.562	-92	0.631	5.62	-132	0.0000631	0.0562
-12	63.1	56.2	-53	0.00501	0.501	-93	0.501	5.01	-133	0.0000501	0.0501
-13	50.1	50.1	-54	0.00398	0.446	-94	0.398	4.46	-134	0.0000398	0.0446
-14	39.8	44.6	-55	0.00316	0.398	-95	0.316	3.98	-135	0.0000316	0.0398
-15	31.6	39.8	-56	0.00251	0.354	-96	0.251	3.54	-136	0.0000251	0.0354
-16	25.1	35.4	-57	0.00200	0.316	-97	0.200	3.16	-137	0.0000200	0.0316
-17	20.0	31.6	-58	0.00158	0.282	-98	0.158	2.82	-138	0.0000158	0.0282
-18	15.8	28.2	-59	0.00126	0.251	-99	0.126	2.51	-139	0.0000126	0.0251
-19	12.6	25.1							-140	0.0000100	0.0224

*R<sub>L</sub> = 50Ω*

*(Spannung an einer 50Ω Last)*

Kaskade von RF-Komponenten ( $R_i = R_L = 50 \Omega$ )



Signal:	-40 dBm	-17 dBm	-20 dBm	+7 dBm
Gain:		23 dB	-3 dB	27 dB
Noise:	-114 dBm	-87 dBm	-100 dBm*	-73 dBm
S/N	74 dB	70 dB	80 dB	80 dB
NF		4 dB		

Der Vorteil der "dB-Rechnung" wird bei "weniger schönen" Leistungspegeln noch deutlicher!

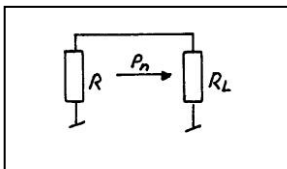
Anmerkung:

- Spannungen : RMS-Werte
  - Noise : Messbandbreite  $B_N = 1 MHz$
  - F : Rauschfaktor (Noisefactor) =  $(P_{S1}/P_{N1}) / (P_{S2}/P_{N2})$
  - NF : Rauschzahl (Noisefigure) =  $10 \log F$
- \* Filter reduziert Noisebandbreite

## 2.10 Thermisches Rauschen (Wärmerauschen)

Die thermische Bewegung der Ladungsträger in Metallen und Halbleitern verursacht das Widerstandsrauschen (Johnson Rauschen). Jeder Widerstand erzeugt an seinen Klemmen eine temperaturabhängige Zufallsspannung und kann an eine ausgeschlossene Last elektrische Leistung abgeben. Diese Leistung ist maximal bei Anpassung ( $R=R_L$ ) und beträgt

$$P_n = kTB \quad \text{verfügbare Rauschleistung (} R=R_L \text{)}$$



T: abs. Temperatur [K]

k:  $1.38 \cdot 10^{-23}$  Ws/K

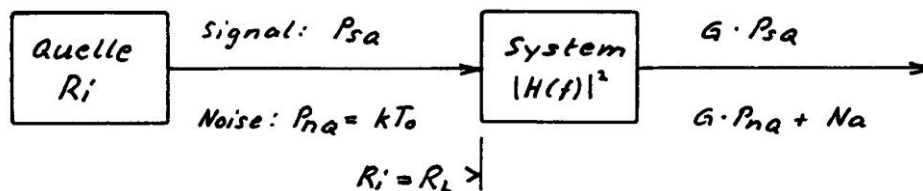
B: Frequenzintervall  $\Delta f$  [Hz]

Die verfügbare Leistung im Frequenzintervall B ist vom Widerstandswert und von der Frequenz unabhängig (weisses Rauschen). Bei  $T=290$  K ( $17^\circ\text{C}$ ) ist die thermische Rausch-Leistungsdichte:

$$P_{290}/B = kT_0 = 4 \cdot 10^{-18} \text{ mW/Hz} = -174 \text{ dBm/Hz}$$

Die frequenzunabhängige Leistungsdichte (bis  $\approx 10^{13}$  Hz) und die Gauss'sche Amplitudenverteilung machen das thermische Rauschen zum idealen Referenzrauschen. Dabei gilt  **$T_0=290$  K als Normaltemperatur.**

Im Hochfrequenzbereich ist wie schon erwähnt, die Leistungsanpassung zwischen den Systemkomponenten (HF-Module) sehr wichtig. Unter diesen Bedingungen gibt der Innenwiderstand der Signalquelle die maximale thermische Rauschleistung ( $P_N=kTB$ ) an das angepasste System ab. Das Signal- und Rauschverhalten kann durch Leistungsbetrachtungen umfassend beschrieben werden (siehe später: NF).



Im NF-Bereich, wo leistungslose Signalübertragung angestrebt wird ( $R_L \gg R_i$ , Ausnahme bei Leistungsstufen) muss das Rauschen der Signalquelle durch eine Ersatzquelle (Spannung oder Strom) nachgebildet werden. Auch in Netzwerken von aktiven und passiven elektronischen Komponenten (Schaltungstechnik in allen Frequenzbereichen) ist Anpassung eher selten zu finden. Auch hier sollen Ersatzquellen die dominant rauschenden Komponenten einer Analyse zugänglich machen.

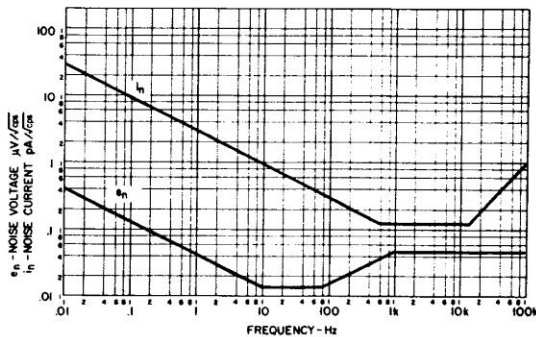
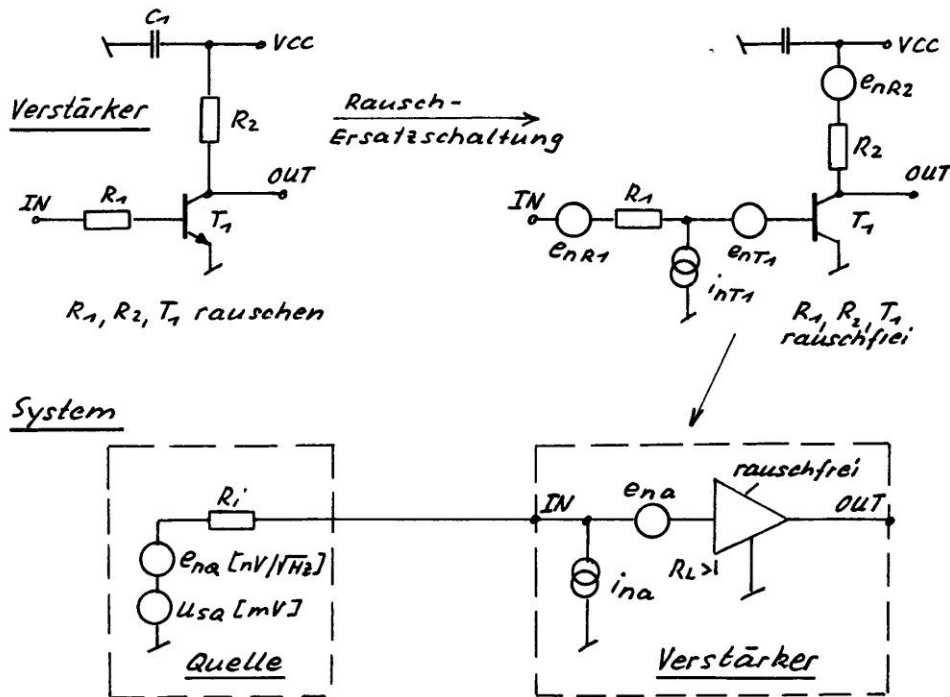


Figure 13. Voltage and Current Noise per Root cps Bandwidth for Model 183, a low-noise bipolar type

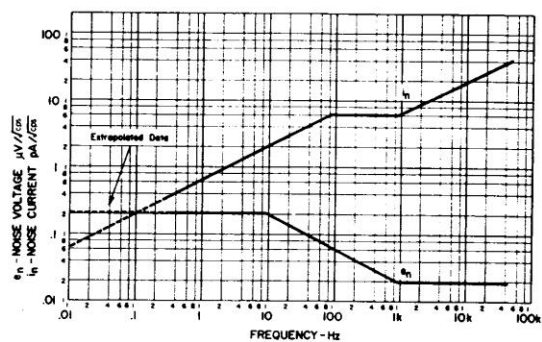
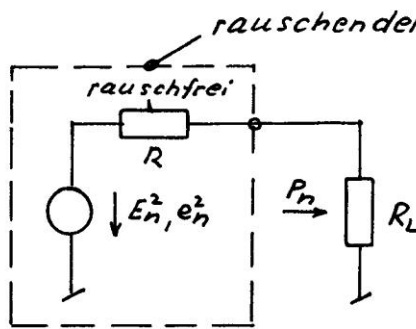


Figure 14. Voltage and Current Noise per Root cps Bandwidth for Model 230, a chopper-stabilized type (for discussion of chopper spike noise, see technical bulletin Model 230)

Ein thermisch rauschender Widerstand kann durch eine Rauschstrom- oder Rauschspannungsquelle und einen rauschfreien Widerstand dargestellt werden. Mit der Wärmerauschleistung  $P_n = kTB$  bei Leistungsanpassung  $P_n = E_n^2/4R = I_n^2 R/4$  (wenn  $R = R_L$ ) sind die *Erstzerausquellen* bestimmt.





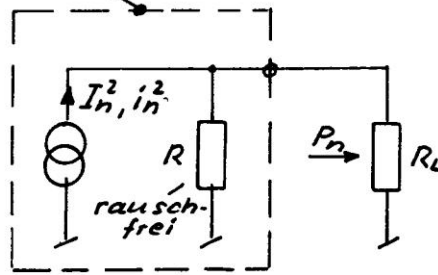
$$P_n = kTB = E_n^2 / 4R$$

Rauschspannungs-  
quadrat im  
Frequenzintervall B:

$$\underline{E_n^2 = 4kTB R \quad [V^2]}$$

Rauschspannungs-  
quadratdichte

$$\underline{e_n^2 = 4kTR \quad [V^2/Hz]}$$



$$P_n = kTB = I_n^2 R / 4$$

Rauschstrom-  
quadrat im  
Frequenzintervall B:

$$\underline{I_n^2 = 4kTB / R \quad [A^2]}$$

Rauschstrom-  
quadratdichte

$$\underline{i_n^2 = 4kT / R \quad [A^2/Hz]}$$

Nur der resistive Teile einer Impedanz  $R = \text{Re}(Z)$  generiert Wärmerauschen: Ideale Spulen und Kondensatoren sind rauschfrei.

$E_n = \sqrt{4kT_0RB} = 0.1265 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\Omega\text{Hz}}} \sqrt{RB}$	$T_0 = 290 \text{ K}$
$E_n = e_n \sqrt{B} = 0.895 \frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}} \sqrt{B}$	$R = 50 \Omega \quad T_0 = 290 \text{ K}$
$E_n^2 = e_n^2 \cdot B = 0.8 \frac{\text{nV}^2}{\text{Hz}} B$	$R = 50 \Omega \quad T_0 = 290 \text{ K}$

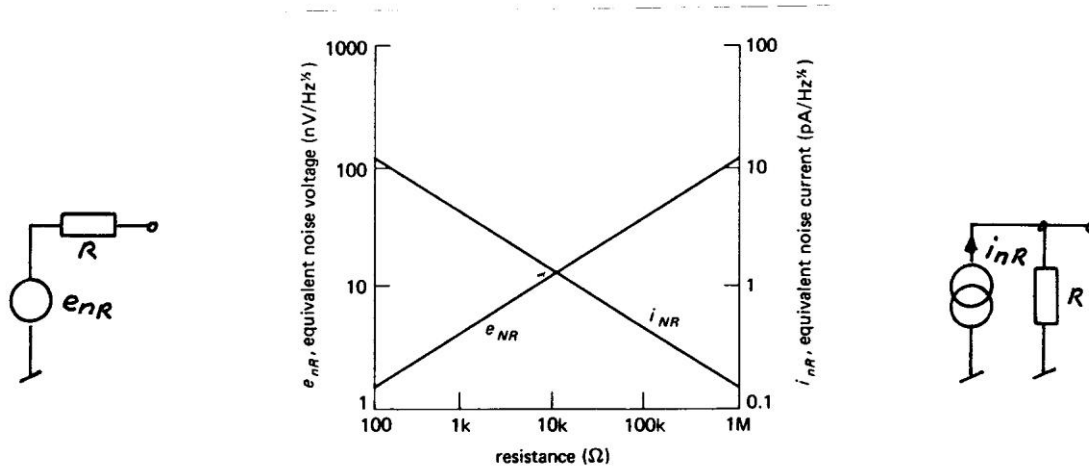
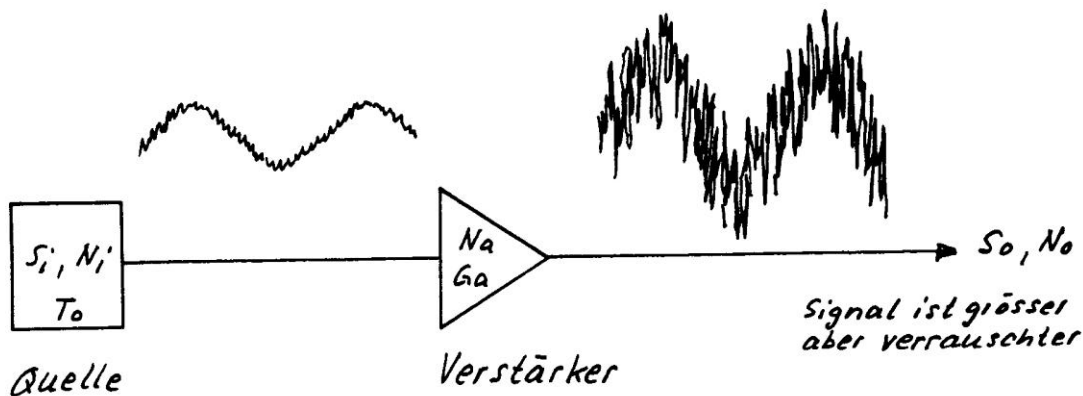


Figure 7.39  
 Thermal noise voltage density versus resistance at 25°C. The equivalent short-circuit current noise density is also shown. (National Semiconductor Corp.)

## 2.11 Rauschzahl, Rauschtemperatur

Auch heute, im Zeichen der digitalen Signalverarbeitung sind es analoge Komponenten (Verstärker, Filter, Frequenzumsetzer), die am Front-end die Wandlersignale aufbereiten. Gerade diese Elemente, die in der Signalkette die kleinsten Nutzsignale verarbeiten, sollten möglichst rauscharm sein. Die Rauschzahl (noise figure) ist eine wichtige Kenngrösse, die das Rauschverhalten dieser Komponenten spezifiziert. Man kann davon ausgehen, dass jede Signalquelle (Wandler, Antenne, Sensor), zusätzlich zum Nutzsignal, Rauschleistung abgibt (Wärmerauschen des Quellenwiderstandes). Es ist daher naheliegend, das beigefügte Eigenrauschen des Bauteils im Vergleich zum Quellenrauschen (Referenz) zu bewerten. Als Referenz gilt die verfügbare (available) thermische Rauschleistung der Quelle bei 290 K. (Ursprünglich war es die Rauschleistung einer terrestrischen Empfangsantenne bei einer atmosphärischen Temperatur von 17°C.)



**Rauschzahl (noise factor)**

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o}$$

$N_i$ : thermische Referenzrauschleistung bei  $T_0=290$  K:

$$N_i = kT_0 = 4 \cdot 10^{-18} \text{ mW/Hz} = -174 \text{ dBm/Hz}$$

**Achtung:** Leistungsverhältnisse

**Rauschmass (noise figure)**

$$NF[\text{dB}] = 10 \log F \quad F = 1 \div \infty \quad NF = 0 \div \infty \quad [\text{dB}]$$

- $S_i$ : verfügbare Signalleistung der Quelle
- $N_i$ : (available) Referenzrauschleistung der Quelle
- $S_o$ : verfügbare Signalleistung vom Verstärker
- $N_o$ : verfügbare Rauschleistung vom Verstärker
- $G_a$ : (available) Leistungsverstärkung
- $N_a$ : (noise added) Eigenrauschen des Verstärkers am Ausgang
- $B$ : Messbandbreite

Weil die Rauschzahl (besonders  $N_a$ ) im allg. frequenzabhängig ist, wird sie vorteilhafter mit reduzierter Messbandbreite  $B$  als Funktion der Frequenz bestimmt. Man spricht von der spektralen Rauschzahl  $F(f)$  (spot noise figure). Es ist schwierig  $S_i/N_i$  direkt zu messen. Ein rauschfreier "idealer" Verstärker müsste verfügbar sein. Eine andere Form der Definitionsgleichung zeigt den Nutzen der Rauschzahl und wie sie gemessen werden könnte viel deutlicher:

$$S_o = G_a S_i \quad N_o = N_a + G_a N_i \quad N_i = kT_0 B \quad T_0 = 290 \text{ K}$$

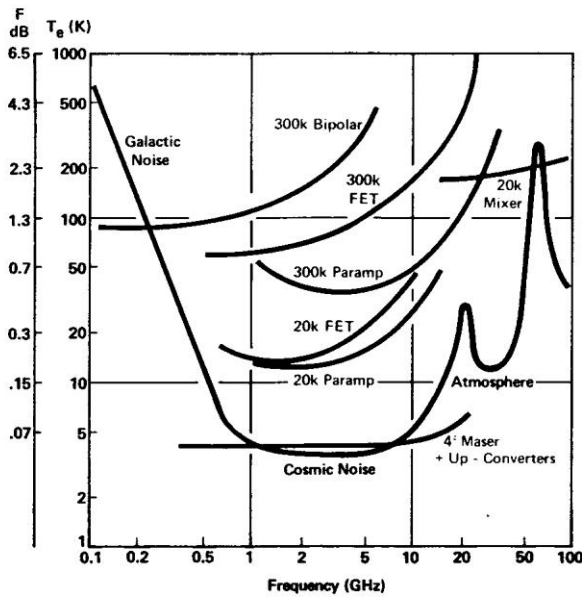
$$F = \frac{S_i \cdot N_o}{N_i \cdot S_o} = \frac{S_i N_o}{N_i G_a S_i} = \frac{N_o}{kT_0 B G_a} = \frac{N_a + kT_0 B G_a}{kT_0 B G_a}$$

$$F = \frac{\text{totales Rauschen am Ausgang}}{\text{Quellenrauschen am Ausgang}}$$

$$F = \frac{\text{Ausgangsrauschen des realen Verstärkers}}{\text{Ausgangsrauschen des idealen Verstärkers}}$$

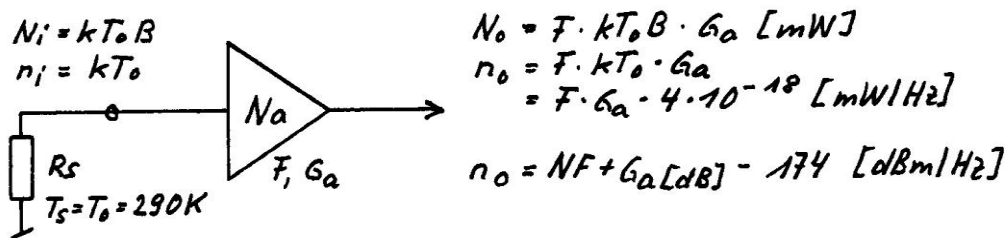
Quellentemperatur = 290 K =  $T_0$   
 (Rauschen : Leistungen oder Leistungsdichten)

Für die Rauschzahlbestimmung muss  $N_o(f)$  (Frequenzintervall B) und  $G_a(f)$  gemessen werden. Beachte, dass  $G_a$  (oft auch  $N_a$ ) und damit F von der Quellenanpassung abhängig ist.



Typische Noise Figures

Die Rauschzahl bezieht die Eigenrauschleistung ( $N_a$ ) des Bauteils auf die *Referenzrauschleistung* ( $kT_oB$ ) und ist besonders dann nützlich, wenn die reale Signalquelle im Bereich von  $T_o=290$  K betrieben wird, was meistens zutrifft, und eine mit der Referenz vergleichbare Rauschleistung abgibt. Unter diesen Bedingungen ist der Rauschpegel am realen Verstärkungsausgang mit F und  $G_a$  bestimmt.



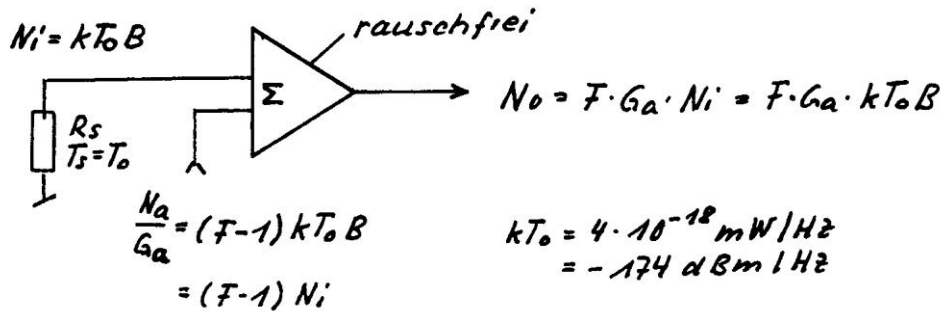
( $N_o, n_o$  ist um Faktor F höher als beim rauschfreien Verstärker)

Häufig wird das vom Verstärker generierte Rauschen  $N_a$  auf eine fiktive Quelle am Eingang übertragen und der Verstärker als rauschfrei betrachtet.

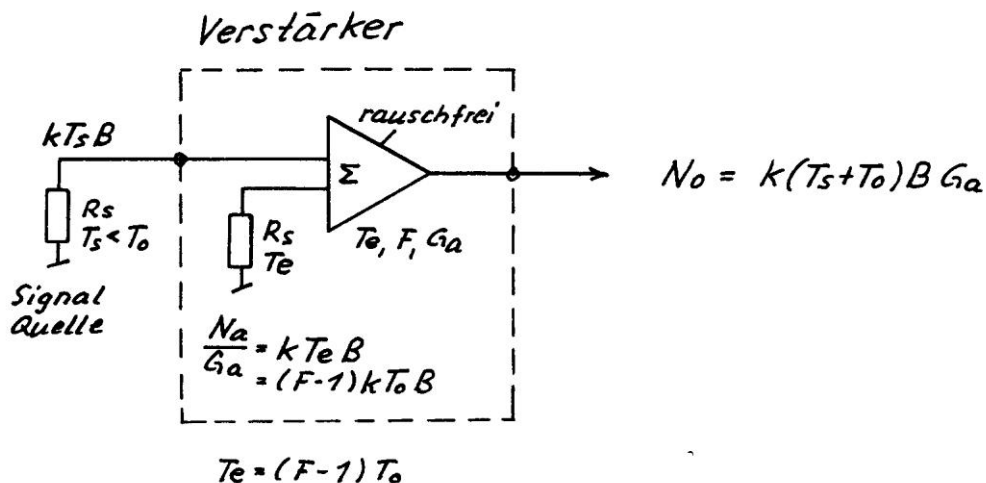
$$N_o = N_a + kT_oBG_a = F \cdot kT_oBG_a$$

$$N_a = (F - 1)kT_oBG_a$$

$$N_a(\text{RTI}) = (F - 1)kT_0B = (F - 1)N_i \quad (\text{noise added referenced to input})$$

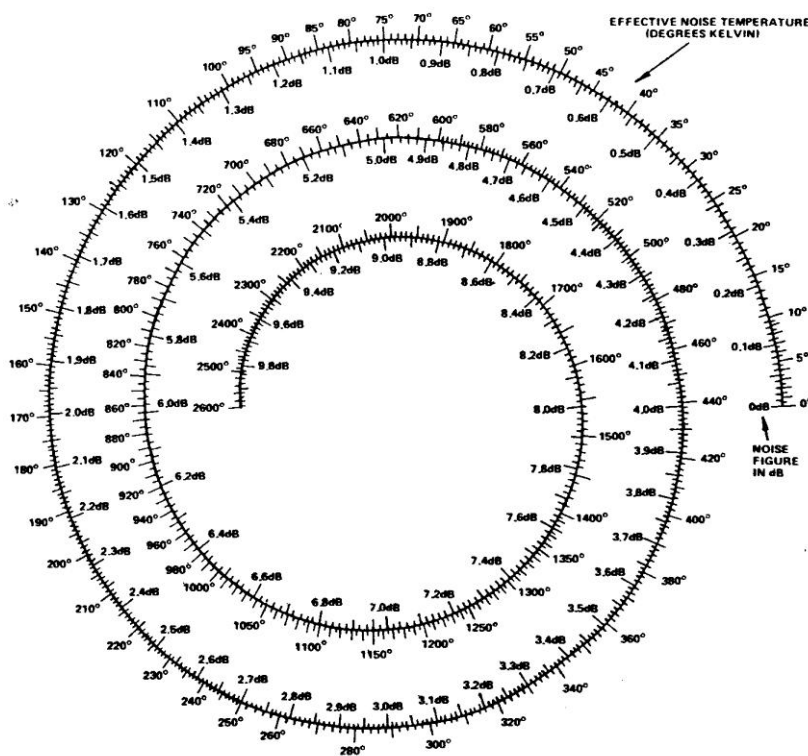


Mit der effektiv am Eingang wirksamen Rauschleistung  $= kT_0B + (F-1)kT_0B = F \cdot kT_0B$  kann die minimale, verarbeitbare Nutzsignalleistung (Grenzempfindlichkeit des Systems) gut abgeschätzt werden. Ist das tatsächliche Quellenrauschen (gekühlte Quelle oder Satellitenempfangsantenne) *kleiner* als das Referenzrauschen ( $kT_0B$  mit  $T_0=290 \text{ K}$ ), ist  $F$  (als Verhältniszahl) zum Berechnen der aktuellen Rauschpegel weniger geeignet. Bei diesem Sachverhalt ist es viel nützlicher, die vom Verstärker generierte Rauschleistung, auf den Eingang bezogen, *absolut* zu kennen. In der Praxis beziffert man diese Leistung nicht in 'mW' oder 'mW/Hz', sondern gibt die Temperatur  $T_e$  einer fiktiven thermischen Rauschquelle ( $R_s$ ) an, die eine äquivalente Leistung erzeugt. Die Rauschtemperatur (effective input noise temperature)  $T_e$  ist eine Rauschkenngröße für analoge Bauteile, die ohne Referenztemperatur  $T_0$  auskommt.



$$F = \frac{N_a + kT_0BG_a}{kT_0BG_a} = \frac{kT_eBG_a + kT_0BG_a}{kT_0BG_a} \quad F = \frac{T_e + T_0}{T_0}$$

Der effektive am Eingang wirksame Rauschpegel ist  $= k(T_s + T_e)B$  also kleiner als  $F \cdot kT_0B$  für  $T_s < T_0$ .

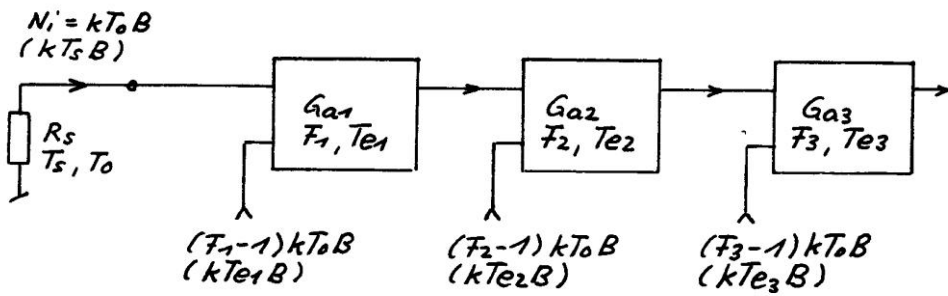


$$T_e = T_0(F - 1)$$

$$T_0 = 290 \text{ K}$$

$$F = \frac{T_0 + T_e}{T_0}$$

Bei einer Kaskade von Komponenten muss die **Gesamtrauschzahl** resp. **-Temperatur** ermittelt werden.



$$(F-1)N_i = (F_1-1)N_i + \frac{(F_2-1)N_i}{G_{a1}} + \frac{(F_3-1)N_i}{G_{a1}G_{a2}} + \dots$$

$$kT_e B = kT_{e1} B + \frac{kT_{e2} B}{G_{a1}} + \frac{kT_{e3} B}{G_{a1}G_{a2}} + \dots$$

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{a1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{a1}G_{a2}} + \dots$$

$$T_e = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{a1}} + \frac{T_{e3}}{G_{a1}G_{a2}} + \dots$$

F: Rauschzahl (nicht dB)

Ga: Leistungsverstärkung

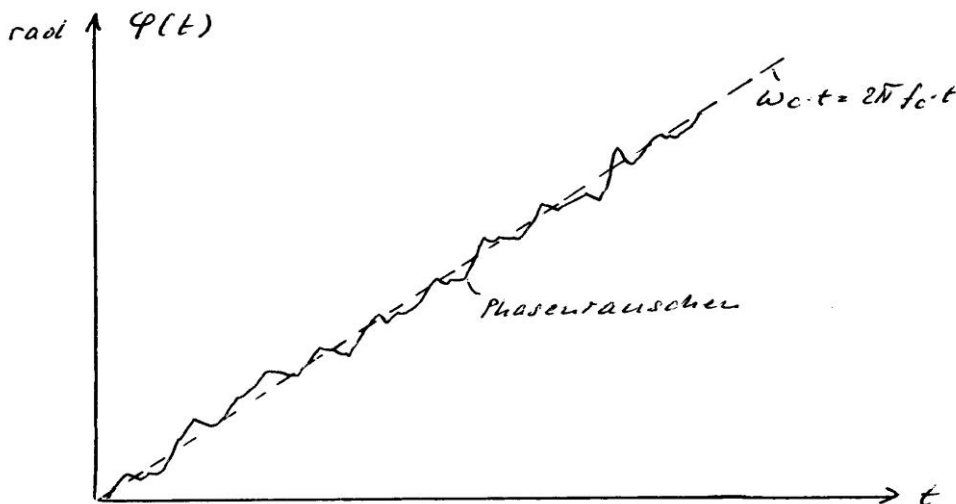
## 2.12 Phasenrauschen

Spricht man vom Phasenrauschen, denkt man an einen harmonischen Oszillator mit der Kreisfrequenz  $\omega_c$  und meint die unerwünschten, zufälligen Abweichungen  $\Phi(t)$  von der idealen Phase  $\varphi(t) = \omega_c t$ .

$V_s(t) = A(t) \cos \varphi(t)$ $= A(t) \cos (\omega_c t + \Phi(t))$	$A(t)$ : Amplitude = konst $\varphi(t)$ : Phase [rad] $\Phi(t)$ : Phasenschwankungen [rad]
--	--

Die Frequenz ist die Ableitung der Phase

$\omega(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt} = \omega_c + \frac{d\Phi(t)}{dt}$ $\varphi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_c t + \Phi(t)$	$\omega(t)$ : Momentanfrequenz [rad/s] Kreisfrequenz, Winkelgeschwindigkeit $\omega_c$ : Träger (Carrier) Frequenz
---	--



Die Phase kann nicht direkt gemessen werden, weil nur eine Funktion (cos im einfachsten Fall) der Phase verfügbar ist.

Fehler bei der Phasenmessung durch Amplitudenschwankungen sind leicht möglich (Amplitudenkonstanz im Auge behalten).

Die spektrale Verteilung des Phasenrauschens ermöglicht Aussagen über die Schnelle der Phasenschwankungen (Langzeit-, Kurzzeitstabilität).

Die verschiedenen Messverfahren zeigen unterschiedliche Empfindlichkeitsverläufe im Spektralbereich und müssen im Hinblick auf Aufwand (Stand der Technik) und Ertrag (Nutzen der Messresultate: z.B. ist bei Zeitnormalen (Atomuhren) vor allem die Langzeitstabilität wichtig, bei schnellen Frequenzchirps sind es eher die kurzzeitigen Phasenabweichungen.) ausgewählt werden.

Alle Messverfahren benötigen stabilere bis gleichwertige Referenzfrequenzquellen im Vergleich zum Testobjekt und somit unter Umständen einen hochstabilen Zeitbasis Oszillator (Schwingquarze, stabile Resonatoren, Quantenübergänge bei Atomuhren).

**Frequenzzähler:** Das reziproke Verfahren, das heute vorzugsweise angewendet wird, liefert bei gleicher Messzeit die höhere Auflösung als der reine Schwingungszähler. Bei diesem verfahren wird während der Messzeit die Dauer von N (ganzzahlig) Schwingungsperioden gemessen und aus der gemittelten Periode der Kehrwert, die Frequenz berechnet. Die Standardabweichung der relativen Frequenzdifferenz über viele aufeinanderfolgende Messpaare  $\Delta f(\tau)/ f_c$  in Funktion der Messzeit  $\tau$  (sogenannte Allan Varianz) ist wenig empfindlich auf Drift und liefert eine gute Charakterisierung insbesondere der Langzeit Stabilität extrem präziser Oszillatoren.

**Phasendiskriminator:** Ausgangssignal ist proportional der Phasendifferenz des Prüflings zu einem stabilen Referenzoszillator. Das Signal (Phasenschwankungen) kann im Zeitbereich oder Frequenzbereich ausgewertet werden.

$$S_{\phi}(f) = \Phi_{rms}^2(f)$$

$S_{\phi}(f)$ : Leistungsdichtespektrum der Phasenschwankungen [rad<sup>2</sup>/Hz]  
 $\Phi_{rms}^2(f)$ : Varianz der Phasenabweichung pro Hz Messbandbreite bei f

Der Messbereich (max Phasendifferenz) ist beschränkt ( $\pi/2$ ) was bedingt, dass die beiden Oszillatoren auf der gleichen Frequenz gehalten werden (gemeinsame Zeitbasis bei Synthesizern oder durch schmalbandigen Regelkreis der schnellere Phasenschwankungen, die gemessen werden sollen, nicht beeinflusst)

**Frequenzdiskriminator:** Ausgangssignal ist proportional der Frequenz innerhalb einem vom Detektortyp und seiner Dimensionierung abhängigen Frequenzbereich. Der RMS Wert der Frequenzschwankung, Messbandbreite auf 20kHz beschränkt wird Residual FM genannt. Die Auswertung im Frequenzbereich liefert

$$S_v(f) = \Delta v_{rms}^2(f)$$

$S_v(f)$ : Leistungsdichtespektrum der Frequenzschwankungen [Hz<sup>2</sup>/Hz]  
 $\Delta v_{rms}^2(f)$ : Varianz der Frequenzabweichung pro Hz Messbandbreite bei f

Da die Frequenz eines Oszillators der ersten Ableitung der Phase nach der Zeit entspricht, sind auch die spektrale Leistungsdichte von Phase- und Frequenzrauschen wohldefiniert verknüpft:

$$S_v(f) = f^2 \cdot S_{\phi}(f)$$



**Spektralanalyse:** Phasen- resp. Frequenzschwankungen  $\Phi(t)$  manifestieren sich analog der Phasenmodulation PM resp. der Frequenzmodulation FM in Modulationsseitenbändern symmetrisch beidseits des Trägers  $\omega_c$ . Das Leistungsspektrum im Bereich der Trägerfrequenz kann direkt mit dem Spektrum Analysator erfasst werden.

Aus der Theorie der Winkelmodulation mit *harmonischem Modulationssignal* kann die Situation für *stochastisch phasenmodulierte* Träger bei *kleinem Phasenhub* ( $\Phi \ll 1$ ) veranschaulicht werden.

$$V_s(t) = A \cos(\omega_c t + \Phi(t)) \quad \text{Amplitude konstant}$$

$$V_s(t) = A \cos(\omega_c t + \Delta\Phi \sin \omega_m t) \quad \text{PM: Oszillator **Phase** sin-moduliert}$$

$\Delta\Phi$  : Phasenhub  
 $\omega_m$  resp.  $f_m$ : Modulationsfrequenz

$$V_s(t) = A \cos \int (\omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t) dt \quad \text{FM: Oszillator **Frequenz** cos-moduliert}$$

$$V_s(t) = A \cos(\omega_c t + \frac{\Delta\omega}{\omega_m} \sin \omega_m t) \quad \Delta\omega \text{ resp. } \Delta f: \text{Frequenzhub}$$

$\frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} = \Delta\Phi$  : Phasenhub bei FM

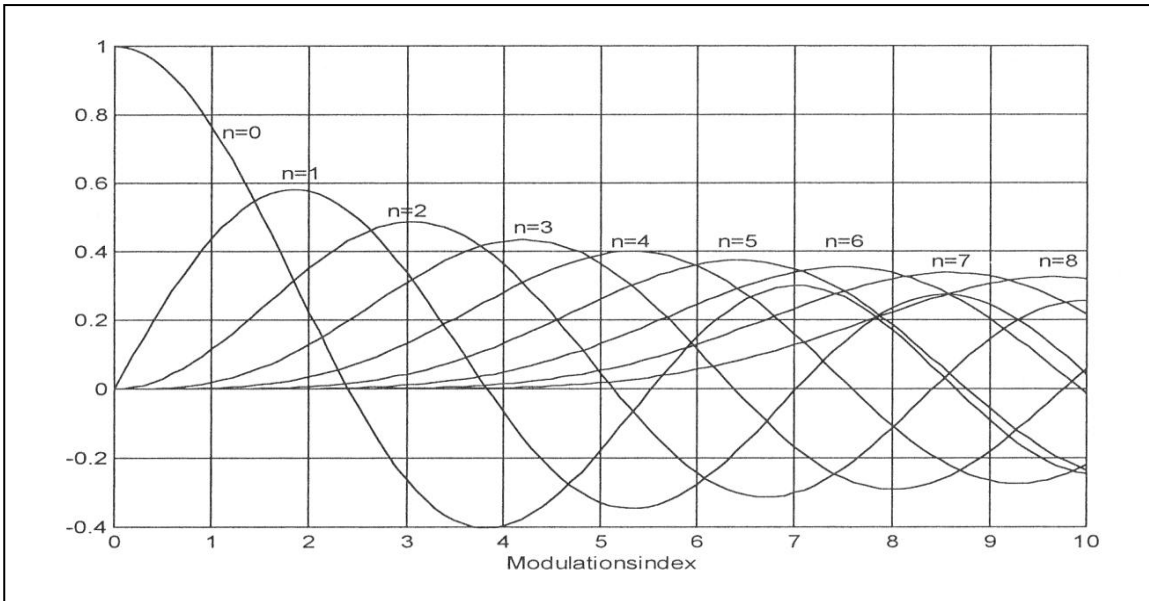
$$\cos(a + m \sin b) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot \cos(a + nb) \quad J_n(m): \text{Besselfunktion 1. Art, Ordnung } n$$

m: Modulationsindex

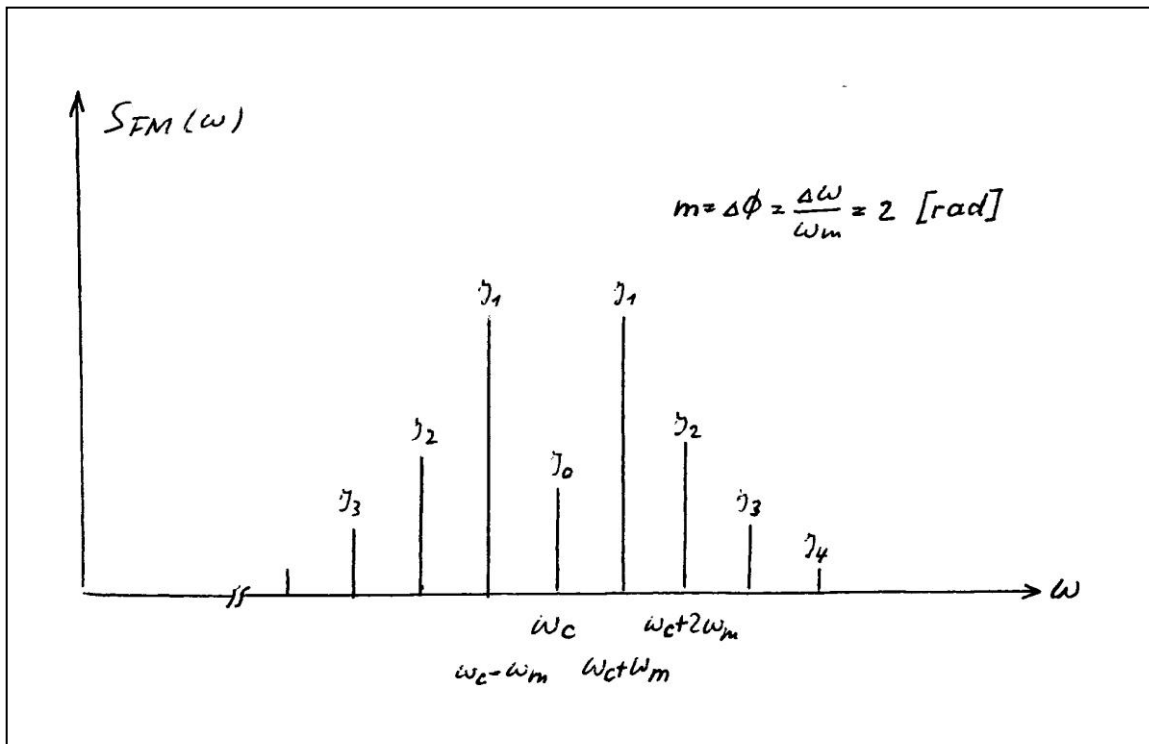
$$V_s(t) = A \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cdot \cos(\omega_c t + n\omega_m t) \quad m = \Delta\Phi : \text{Phasenhub (PM)}$$

$m = \frac{\Delta\omega}{\omega_m} = \frac{\Delta f}{f_m} = \Delta\Phi$  Phasenhub (FM)

Winkelmodulation mit harmonischem Modulationssignal erzeugt ein Linienspektrum symmetrisch zur Trägerfrequenz. Frequenzabstände entsprechen der Modulationsfrequenz, Amplituden der Seitenbänder der korrespondierenden Ordnung der Besselfunktion d.h. deren Funktionswert für den aktuellen Modulationsindex  $m$  (resp. Phasenhub). Dies gilt nur für harmonische Modulation und es ist nicht zulässig für kompliziertere Modulationssignale, das Spektrum uneingeschränkt durch Superposition zu bestimmen. Besselfunktionen 1. Art, Ordnung 0 bis 8



Linienspektrum (Trägeramplitude A=1)

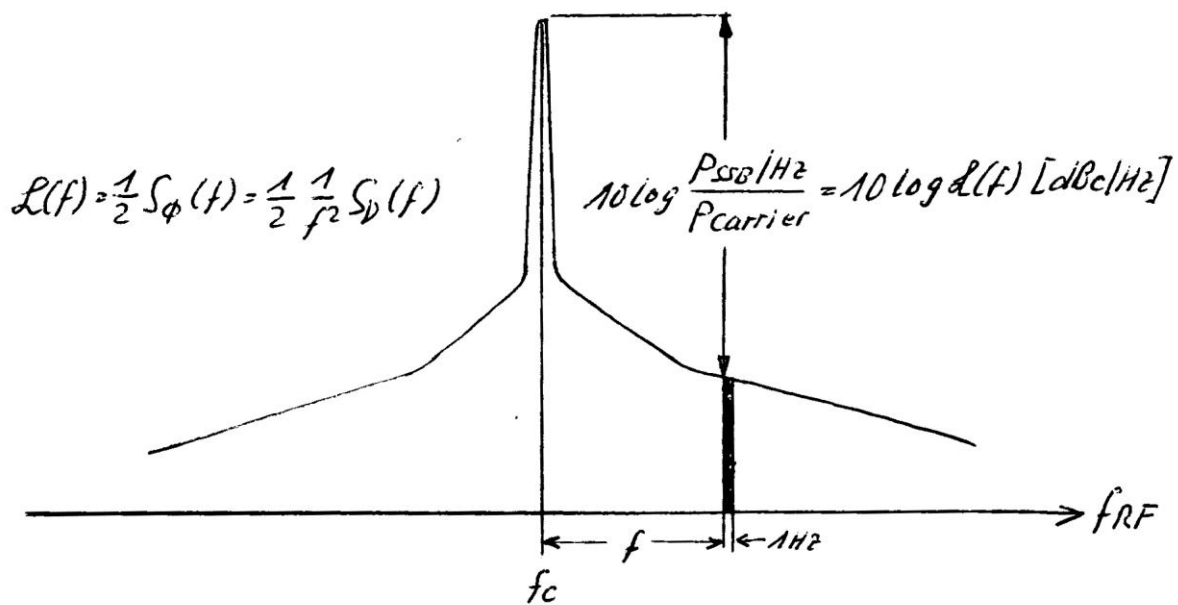


Bei sehr kleinem Phasenhub (Modulationsindex  $m \ll 1$ ) ist die Träger (Carrier) Amplitude  $V_C = A$  konstant ( $J_0 = 1$ , unabhängig von  $m$ ) und die beiden ersten Seitenbänder haben die Amplitude  $V_{SB1} = A J_1 = V_C m/2$  ( $J_1 = m/2$ ). Die übrigen, höherer Ordnung sind vernachlässigbar klein.

Das bedeutet umgekehrt, dass wegen der Proportionalität von  $J_1$  zu  $m$  aus der Messung der Seitenbandamplitude, auf die Trägeramplitude skaliert, der Phasenhub bestimmt werden kann.

Aus  $V_{SB1} = V_C \cdot J_1 = V_C \cdot m/2 = V_C \cdot \Delta\Phi / 2$  folgt  $\Delta\Phi = m = 2 \cdot \frac{V_{SB1}}{V_C}$

Wegen dem **linearen Zusammenhang von Seitenband- zu Modulationsamplitude** bei konstanter Trägeramplitude ( $V_{SB1} = k \cdot \Delta\Phi$ ) ist der Prozess für kleine Phasenhübe ein linearer, was auch für stochastische Phasenfunktionen gilt, solange der integrierte Phasenhub resp. das Verhältnis Seitenbandrauschleistung zu Trägerleistung klein ist, was von guten Oszillatoren erfüllt wird. Der skalierte spektrale Verlauf des Rauschens in der Nähe des Trägers ist somit ein Abbild vom Spektralen Verlauf der Phasenschwankungen wenn Amplitudenrauschen vernachlässigt werden kann. Er wird als Funktion des Frequenzoffsets zum Träger mit dem Spektrum Analysator gemessen und  $L(f)$  genannt.



### 3 Störungen

#### Störeinkopplung

Wir betrachten lediglich man-made noise, bzw. Störungen, die nicht material-physikalisch bedingt sind wie thermisches Rauschen, Schrotrauschen etc.

Wir unterscheiden 3 hauptsächliche Störquellen:

Mechanismus	Beispiel	Abhilfe
<b>Hauptverantwortliche</b> <b>Einkoppeln über Leiter</b> Störungen auf Speiseleitungen		Bandbegrenzung, Filterung am Eingang (Decoupling) Filterung des störenden Leiters  Speiseleitungen & Erde sehr niederohmig... $(\omega L + R)$
<b>Kopplung über gemeinsame Impedanzen</b> gemeinsame Speise- & Signalleitungen → Ground Loops	$U_{pos} = U_{PS} - (I_1 + I_2) Z_1$ $U_{GND} = 0 + (I_1 + I_2) Z_2$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• angepasstes Erdungskonzept</li> <li>• niedrige Leitungsimpedanzen</li> <li>• Lasten getrennt speisen</li> <li>• galvanische Trennung</li> </ul>
<b>Kopplung durch elektromagnetisches Feld</b> <ul style="list-style-type: none"> <li>• Netzverteilung (50 Hz-Brumm)</li> <li>• parallele Signalleiter</li> </ul>	$V_n = j\omega M I_S$ $I_n = j\omega C U_S$	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Abschirmung</li> <li>• Symmetrischer Aufbau</li> <li>• Filtern</li> <li>• A/D-Wandeln</li> <li>• Erden</li> </ul>

Es gibt weitere Effekte, die Störspannungen erzeugen:

a) Elektrochemische:

i) Zwischen zwei unterschiedlichen Metallen oder Legierungen können durch galvanische Aktivität Rauschspannungen erzeugt werden. Es braucht lediglich einen Leckpfad und einen Elektrolyten, welche beide durch Oberflächenfeuchtigkeit gegeben sind.

Verminderung: die zwei Metalle müssen möglichst nahe beisammen sein auf der elektrochemischen Spannungsreihe, (man kann z.B. Cu verzinnen /Lötzinn ist 60% Pb, 40% Sn).

ii) Ein Gleichstrom kann fließen, wenn zwischen den Kontaktflächen zweier Metalle ein Elektrolyt (Feuchtigkeit) liegt.

**Table 1-5 Galvanic Series**

<u>ANODIC END</u>	
(Most susceptible to corrosion)	
Group I	1. Magnesium
	2. Zinc
	3. Galvanized steel
Group II	4. Aluminum 2S
	5. Cadmium
	6. Aluminum 17ST
	7. Steel
	8. Iron
	9. Stainless steel (active)
Group III	10. Lead-tin solder
	11. Lead
	12. Tin
	13. Nickel (active)
	14. Brass
	15. Copper
	16. Bronze
Group IV	17. Copper-nickel alloy
	18. Monel
	19. Silver solder
	20. Nickel (passive) <sup>a</sup>
	21. Stainless steel (passive) <sup>a</sup>
	22. Silver
Group V	23. Graphite
	24. Gold
	25. Platinum
<u>CATHODIC END</u>	
(Least susceptible to corrosion)	

<sup>a</sup>Passivation by immersion in a strongly oxidizing acidic solution.

b) Thermospannung:

Dieser Effekt (Seebeckeffekt) dient als Nutzsignal bei Thermoelementen. Wenn eine Temperaturdifferenz zwischen der Kontaktstelle von zwei unterschiedlichen Metallen oder Legierungen und dem fernen Ende der Zuleitungen herrscht, entsteht eine Thermospannung im  $\mu\text{V}$ -Bereich.

c) Triboelektrischer Effekt:

Eine Ladungsdifferenz kann an einem Kabelisolator entstehen, wenn sich dieser vom Leiter trennt (z.B. beim starken Biegen von Kabeln). Kann mit chemisch speziell behandelten Kabeln (low noise cable) verhindert werden.

d) Mikrophonische Effekte:

Ein bewegter Leiter erzeugt induzierte Störspannungen in einem Magnetfeld. Störfelder sind meist überall vorhanden (speziell 50 Hz). Kann durch mechanisches Befestigen der Kabel verhindert werden.

Um all diese Störeinflüsse auszumerzen stehen folgende Hilfsmittel zur Verfügung. Auf die wichtigsten davon werden wir genauer eingehen.

- Erden
- Abschirmen
- Symmetrischer Aufbau
- Filtern
- Isolieren
- Separieren und Anordnung untereinander
- Ändern der Impedanzbereiche
- Kabelkonfektion
- Auslöschung ("rechnerisch" im Frequenz- oder Zeitbereich)

→ Phasempfindliche Detektion, FFT (Fast Fourier Transform)

### 3.1 ERDE

#### 3.1.1 Masse, Erde, Ground

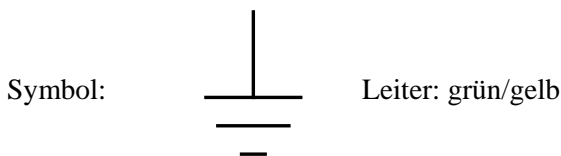
Zuerst einige Begriffe und Definitionen:

##### Safety Ground - Schutzerte:

- meist ein gigantischer Erdpfahl, verbunden mit einer Erdplatte, eingelassen in gut leitender Erde (wäre das Ideal)

Diese Verbindung gilt als "Schutzerde" und kann betrachtet werden als

- Lieferant für unbegrenzte Mengen negativer Ladung
- Empfänger für unbegrenzte Mengen positiver Ladung ohne je sein Potential zu ändern.



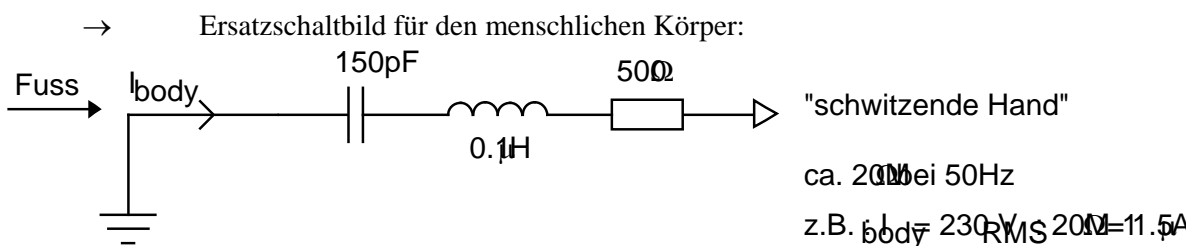
(Bei Hausinstallationen ist der →Neutralleiter, der den Rückstrom der Phasen führt, am → Hauptverteilkasten mit der Schutzerte verbunden, wird dann aber getrennt geführt.)

Die elektrischen Apparaturen, die an Steckdosen angeschlossen werden, müssen bestimmten Sicherheitsanforderungen genügen.

Je nach Schutzklasse sind sie

- I) schutzgeerdet (alle unsere Messgeräte)
- II) schutzisoliert (Haushaltsgeräte mit Plastikgehäusen, vielfach mit Motor)

zu I) Bei uns im Labor sind einige Netzkabel mit trennbarem Schutzerdleiter ausgestattet. Dieser darf nie getrennt werden, weil sonst bei Gerätedefekt ein niederohmigem Pfad zur Phase (230V) besteht!



Dies ist der bestmögliche Fall!

### Signal Ground - Signal Erde (meist als "Masse" bezeichnet)

Bezeichnet das Referenzpotential in der Schaltung. Wegen den unvermeidlichen Impedanzen in den Signal Ground Leitern (vor allem der  $j\omega L$  - Anteil) lautet eine bessere Definition:

Die Signalerde ist ein niederohmiger Pfad für den Strom, der zur Quelle zurückkehrt.

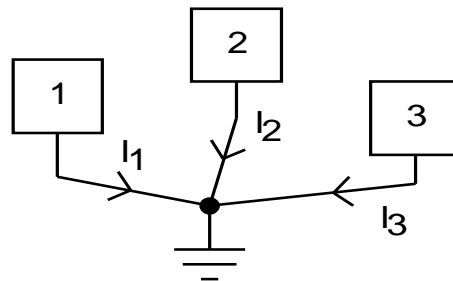
Diese Definition zwingt den Anwender, darüber nachzudenken, auf welchem Weg der Strom nun wirklich zur Quelle zurückkehrt. Dies ist eigentlich der Schlüssel zur Verminderung von Störeinflüssen.

### 3.1.2 GND-Systeme

#### Einfache Erdung:

- Sternförmige Verbindung

beste Lösung für NF ( $\leq 100\text{kHz}$ )



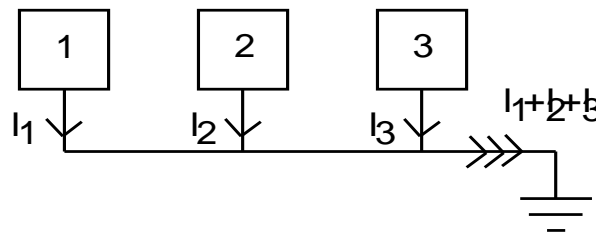
#### Vorteile:

keine gegenseitige Beeinflussung durch common mode coupling (d.h. es gibt keine gemeinsame Impedanz für die einzelnen Ströme)

#### Nachteile:

aufwendig in der Verdrahtung daher teuer

- Kaskadierte Verbindung:



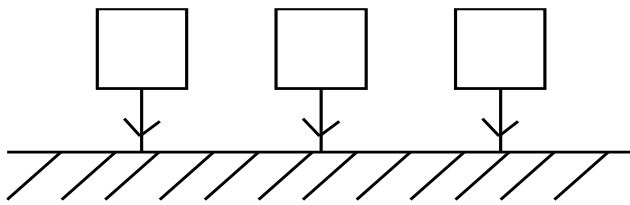
#### Vorteile:

einfache Verdrahtung daher billig

#### Nachteile:

common mode coupling! (siehe oben)

### Mehrfacherdung (multiple grounding)



Bevorzugte Erdung für HF

Bei den von uns gemachten Voraussetzungen ist der reaktive Anteil  $j\omega L$  der Impedanz  $\propto$  zur Frequenz und der Länge des Leiters. Je höher die Frequenz nun ist, desto kleiner muss die Leiterlänge gehalten werden. Dies führt zum  $\Rightarrow$  multiple grounding.

Beispiel: Induktivität eines runden Leiters ( $l > 100 d$ )

$$L = 2 \cdot l_{cm} \left( \ln\left(\frac{4l}{d}\right) - 1 \right) \quad \text{in nH}$$

$$X_L \text{ (induktive Reaktanz)} = 2\pi fL$$

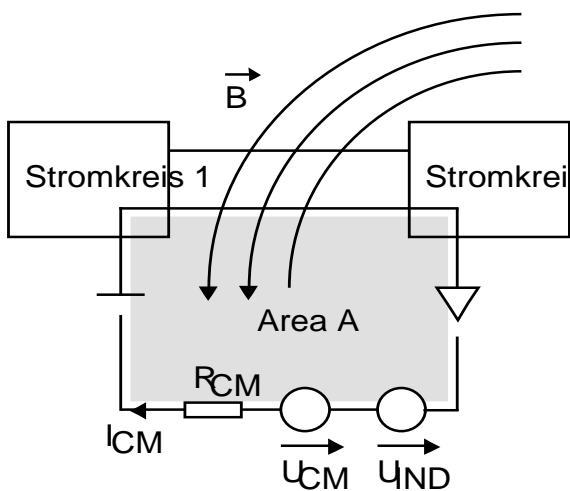
Nun sei:  $f = 100\text{kHz}$ ,  $l = 1\text{m}$ ,  $d = 0.5\text{mm}$

$$X_L = 830 \text{ m}\Omega$$

$$R_L = \rho_{cu} \frac{l}{A} = 87 \text{ m}\Omega$$

Bei hohen Frequenzen sind Mehrfacherdungen nicht zu vermeiden, da die allgegenwärtigen parasitären Kapazitäten durch ihre Reaktanz  $X_C = \frac{1}{j\omega C}$  eine GND - Verbindung herstellen.

Das Problem bei Mehrfacherdungen sind die Masseschleifen ( $\rightarrow$  ground loops). Sie sind anfällig auf magnetische Störeinkopplung ( $U_{\text{stör}} \propto$  Fläche des Rezeptorloops) und auf Ausgleichsströme, die zwischen zwei auseinanderliegenden GND-Anschlüssen fließen können.



$$U_{cm} = I_{cm} \cdot R_{cm}$$

$$U_{IND.} = j\omega \cdot \mu \cdot H \cdot A \cdot \cos \Theta$$

$\Theta$  = Einfallswinkel zwischen

$$\vec{B} = \mu \cdot \vec{H} \text{ und Fläche } A$$



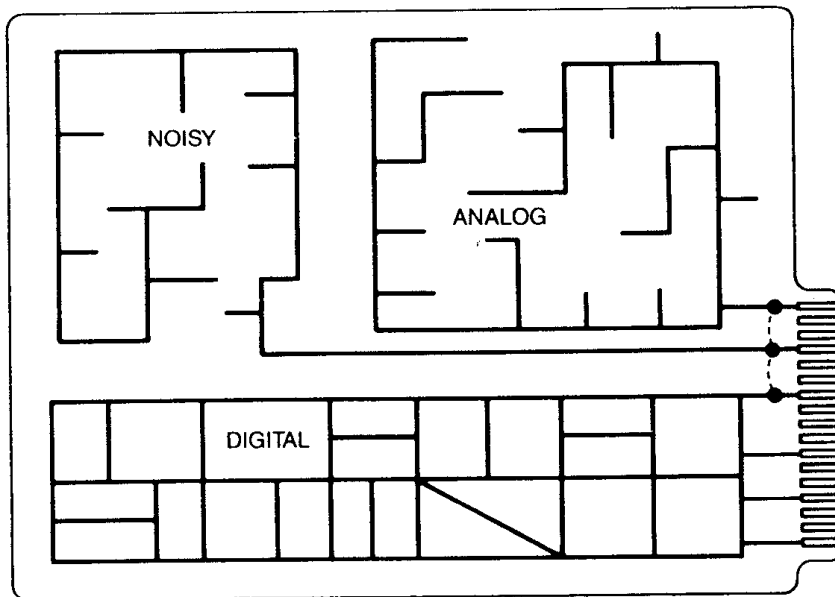
Digitale Schaltungen und Systeme müssen als HF betrachtet werden → es drängt sich eine Mehrfacherdung auf. Um die Fläche der GND-Loops klein zu halten, werden sog. *Ground Grids* oder ganze GND-Flächen verwendet.

### Anwendung

Als Grundsatz darf gesagt werden:

- $0 < f < 1 \text{ MHz}$ :           Einfacherdung, sternförmig verbunden
  - $1 \text{ MHz} < f < 10 \text{ MHz}$ :   Einfacherdung, wenn längste Erdleitung  $< \lambda/20$   
Mehrfacherdung, wenn längste Erdleitung  $> \lambda/20$
  - $f > 10 \text{ MHz}$                Mehrfacherdung
- ( $\lambda$  ist die Wellenlänge. Es gilt  $\lambda = c/f$ . Das Längenmass  $\lambda/20$  wird oft zur Abschätzung benutzt.)

Beispiele einer Erdverbindung auf einem PCB (printed circuit board, gedruckte Schaltung)



**Figure 3-11.** A printed wiring board with three separate ground systems, one for the digital logic, one for the low-level analog circuits, and one for the “noisy” circuits.

Man erkennt, dass drei verschiedene GND-Systeme gebraucht werden:

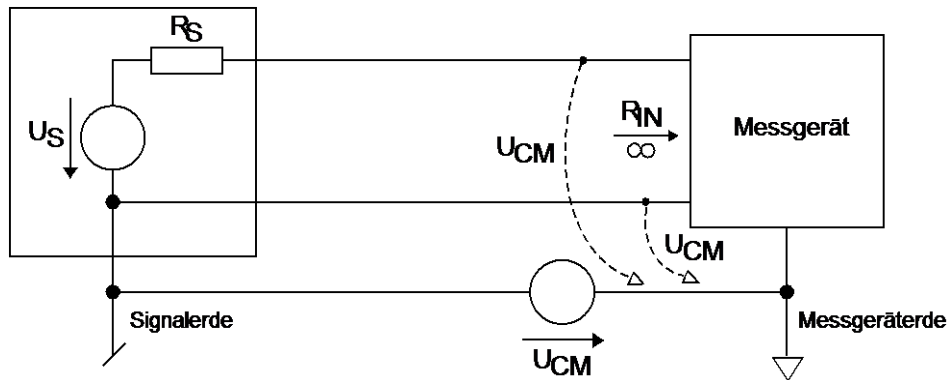
- i) empfindlicher Analog Teil (low level Schaltungen wie Eingangsverstärker, Vorverstärker):  
Einfacherdung; möglichst Sternverbindung,
- ii) gestörter Analog Teil (Endverstärker, Relais, Treiberstufen):  
Einfacherdung, serielle Verbindung möglich.
- iii) digitaler Teil:                   Maschengitter (Ground Grid)

Viele Erdprobleme können gelöst werden, wenn diese einfachen Grundsätze angewandt werden.

### 3.1.3 GND-Loops (Erdschleifen) und deren Bekämpfung

GND-Loops stellen vor allem ein Problem dar, wenn die Apparaturen über eine grosse Distanz verteilt und an verschiedenen Netzphasen bzw. Schutzleiteranschlüssen angeschlossen sind.

Wir betrachten nun die messeitigen Auswirkungen der sog. GND-Loops. Anhand dieser Skizze soll nochmals der Begriff "Common Mode"- Spannung (oder Gleichtaktspannung) erklärt werden.



Einfluss der Potentialdifferenz  $U_{CM}$ :  $U_{Signal}$  ist für diese Betrachtung ein Kurzschluss (Superpositionsprinzip), über beiden Anschlüssen des Messgerätes liegt  $U_{CM}$ - eine Gleichtaktspannung

Die Grösse des Störeinflusses hängt nun von der Qualität des Messgerätes ab, bzw. von dessen Vermögen, Gleichtaktspannungen zu unterdrücken. Als Mass dafür gilt die Gleichtaktunterdrückung (*Common Mode Rejection Ratio CMRR*)

$$CMRR = 20 \log \left( \frac{\text{Spannungsverstärkung für Differenzsignale}}{\text{Spannungsverstärkung für Gleichtaktsignale}} \right)$$

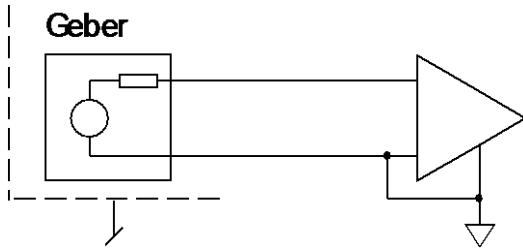
Würde man im obigen Beispiel die Signalerde (Gebererde) am Messgerät mit der Messerde verbinden (z.B. mit Koaxkabel), so läge  $U_{CM}$  nur noch über den beiden Messgerätanschlüssen und würde sich ununterscheidbar mit der Signalspannung überlagern. Man spricht dabei von einer Gleich- in Gegentaktumwandlung.

#### 3.1.3.1 Aufbrechen von Erdschleifen (GND-Loops)

Es gilt, die durch die Loops bedingten Störungen dann zu bekämpfen, wenn das Signal zu Rauschverhältnis (S/N ratio) inakzeptabel wird.

Dazu gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten:

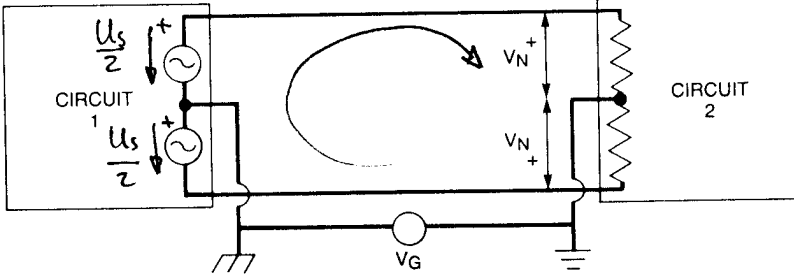
i) eine Seite erdfrei machen;



dies ist in den meisten Fällen nicht möglich, da aus Sicherheitsgründen die Schutzterde am Gehäuse liegen muss

ii) Isolation der beiden Schaltkreise  
Dazu stehen wiederum diverse Möglichkeiten zur Verfügung:

<p>• Trenntransformator (Übertrager)</p>	<p><b>Merkmale:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>+ oft sehr gute CMRR möglich</li> <li>- keine DC-Übertragung</li> <li>- sperrig und nicht einfach herzustellen</li> <li>- Frequenzbereich eingeschränkt</li> </ul>
<p>• Stromkompensierende Drossel (CM-Joke)</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ mehrere Signale über denselben Kern möglich</li> <li>• dämpft CM-AC Signale, wird bei Netzfiltern angewendet</li> </ul>
<p>• Optokoppler</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>+ isoliert sehr hohe Spannungen</li> <li>- meist schlechte Linearität</li> <li>• wird vor allem bei digitalen Systemen eingesetzt</li> <li>• bis 50 Mbaud</li> </ul>

 <p>• Symmetrischer Aufbau</p> <p>Maschenregel: <math>\frac{U_s}{2} + \frac{U_s}{2} + V_N + (-V_N) = U_s</math></p>	<p><b>Merkmale:</b></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>+ sehr gute CMRR möglich, wenn die Symmetrie stimmt.</li> <li>- aufwendig, da Quelle und Last symmetrisch aufgebaut werden müssen</li> <li>• je höher die Frequenzen, desto schwieriger zu erreichen.</li> </ul>
--	---

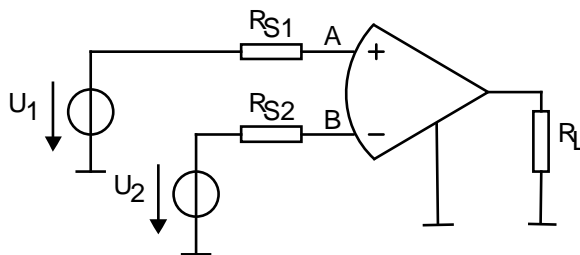
### 3.1.3.2 Subtraktionsverstärker (zur Unterdrückung von GND-Loop bedingten Störungen)

Ein anderes Mittel, den Einfluss von CM-Spannungen zu verringern, ist der Gebrauch spezieller Verstärker:

- i) Differenzverstärker (auch Instrumentation-Amplifier)
- ii) Isolationsverstärker

Es seien zwei Situationen aufgeführt, wie solche Verstärker angewendet werden können.

i)

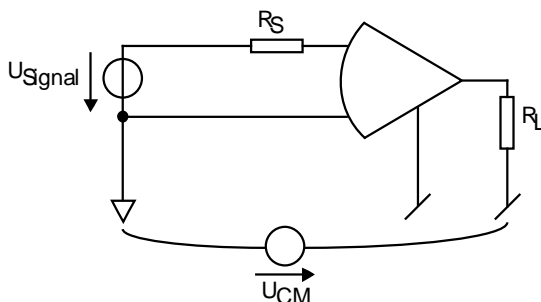


Es interessiert die Differenz zweier Signale, von denen man annimmt, dass sie dasselbe Referenzpotential (hier  $\perp$ ) wie der Verstärker haben.

z.B. Referenzkanal & moduliertes Signal

Hier werden vor allem "Instrumentation-Amplifier" (Instrumenten-Verstärker) eingesetzt, die im Verhältnis zu ihrer Speisespannung ein limitiertes Gleichtaktsignal erlauben (im Bereich 5 - 15 V)

ii)



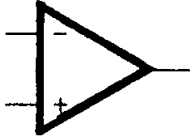
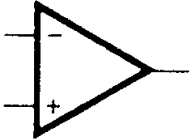
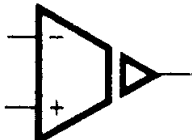
Messen einer Spannung, die ein unterschiedliches Referenzpotential aufweist. Die Differenz zwischen den beiden Referenzpotentialen kann einige tausend Volt betragen!

Die Entscheidung, welchen Typ man einsetzen muss, hängt also von der Grösse der zu erwartenden Gleichtaktspannung  $U_{CM}$  ab:

$U_{CM} < 10\text{ V}$ : Einsatz eines "Instrumentation Amplifiers",  
viel gebraucht bei A/D - Wandlerkarten

$U_{CM} > 10\text{ V}$ : Einsatz eines geeigneten "Isolation-Ampolifier", der eine galvanische  
(bis bis einige 1000V) Trennung enthält zwischen Eingang und Ausgang. Die Bandbreite ist  
maximal 20 kHz, je nach der verwendeten Kopplungstechnik.

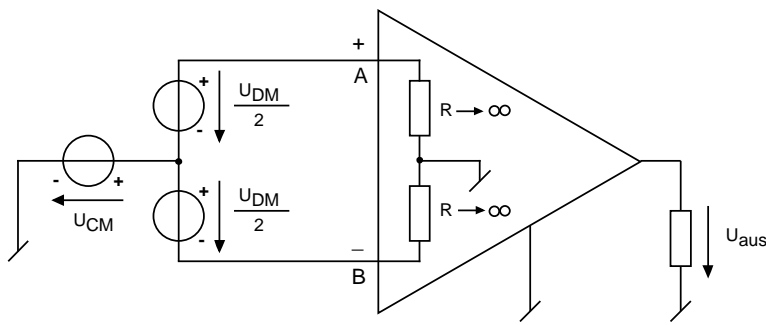
⇒ Isolationsverstärker brechen auch Erdschleifen auf! In Medizinalanwendungen sind sie aus Sicherheitsgründen vorgeschrieben.

	OP AMP	INSTRUMENTATION AMP	ISOLATION AMP
SYMBOL			
FEEDBACK CONFIGURATION	User defined feedback such as voltage, current $dV/dt$ ; $\int V dt$ ; $\log V$ ; etc.	Committed feedback. Gain adjustable within fixed limits.	
BASIC APPLICATION	1. General purpose gain element. 2. Buffer. 3. Analog computer.	High accuracy analog sense amplifier when common-mode potentials are smaller than the supply voltage.	1. High accuracy analog sense amplifier for common-mode potentials in excess of supply voltage. 2. Analog safety isolator. 3. Break ground loops.
MAJOR ERRORS	Offset, noise and common-mode errors independent of gain.	Input and output offset and noise. Total error depends on gain. One set of common-mode specifications.	Input and output offset and noise. Separate common-mode and isolation mode errors except for single-ended input devices.

Im folgenden einige Erläuterungen zum Differenzaspekt obiger Verstärker:

### 3.1.3.3 Differenzverstärker:

Dies ist ein Verstärker mit einem symmetrischen, meist sehr hochohmigen Eingang, der die beiden Eingangssignale subtrahiert, wobei als Referenzsignal die Masse des Ausgangs dient.



$U_{CM}$  : "Common Mode"

Spannung = Gleichtaktspannung

$U_{DM}$  : "Differential Mode" Spannung =  
Gegentaktspannung

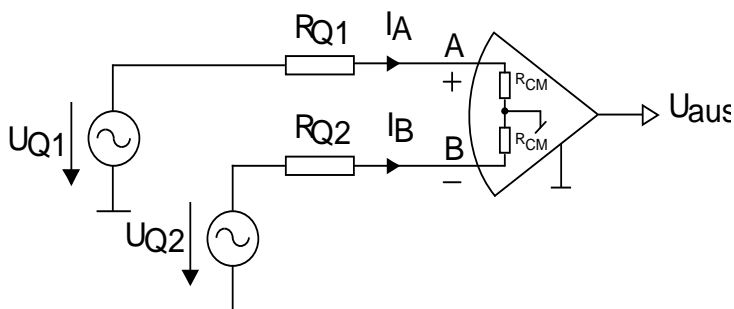
Der Signalanteil, der an beiden Eingängen anliegt, (die sog. Gleichtaktspannung, oder auch das arithmetische Mittel  $(A+B)/2$ ) wird unterdrückt.

$$U_{aus} = U_A - U_B = \left( U_{CM} + \frac{U_{DM}}{2} \right) - \left( U_{CM} - \frac{U_{DM}}{2} \right) = U_{DM}$$

$$\frac{U_A + U_B}{2} = \left( U_{CM} + \frac{U_{DM}}{2} + U_{CM} - \frac{U_{DM}}{2} \right) \div 2 = U_{CM}$$

Hochohmige Eingänge werden verwendet, damit Unsymmetrien in den Quellen ihren Einfluss verlieren.

Sind die Eingänge genügend hochohmig, fliesst so wenig Strom, dass die Spannungsabfälle über den ungleichen Quellenwiderständen vernachlässigbar klein werden. Im Falle von grossen und unterschiedlichen Quellenwiderständen entstehen durch den Laststrom ungleiche Spannungsabfälle und ergeben am Verstärker ein Differenzsignal.



$$U_{aus} = U_A - U_B$$

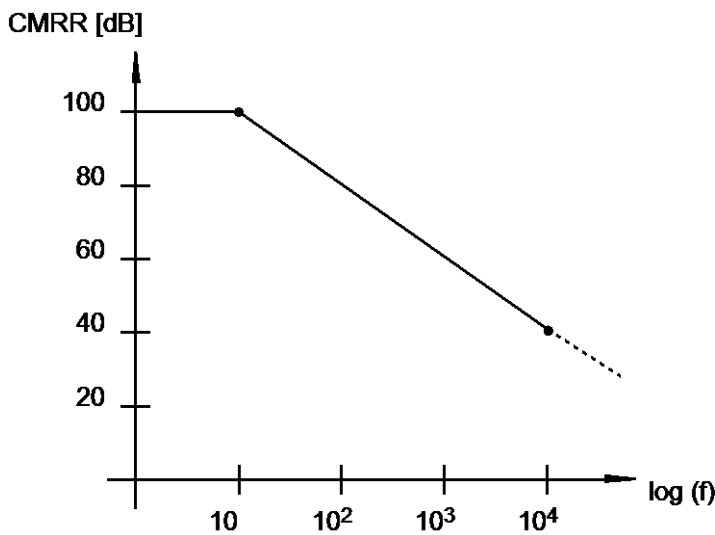
$$= R_{CM} \cdot (I_A - I_B)$$

$$U_{aus} = R_{CM} \cdot \left( \frac{U_{Q1}}{R_{CM} + R_{Q1}} - \frac{U_{Q2}}{R_{CM} + R_{Q2}} \right)$$

$$= \frac{U_{Q1}}{1 + \frac{R_{Q1}}{R_{CM}}} - \frac{U_{Q2}}{1 + \frac{R_{Q2}}{R_{CM}}}$$

Mit steigender Frequenz nimmt das CMRR ab. Dies ist bedingt durch die Differenzstufe des Verstärkers und des Frequenzganges der Verstärkung. Meist jedoch wird die AC-CMRR durch die äussere Beschaltung und Verdrahtung bereits verschlechtert. Sind die parasitären Kapazitäten an den beiden Eingängen

unterschiedlich, resultiert zwischen den Eingangssignalen eine Phasendifferenz, welche eine ungewollte Amplitudendifferenz bewirkt.



Bei Instrumentation-Amplifiern gilt die Regel, dass das CMRR ungefähr  $\propto$  zum Verstärkungsfaktor zunimmt. Dies liegt an der Schaltungstechnik. Man ist also bestrebt, eine möglichst hohe Verstärkung zu benutzen.

Trotz diesen Einschränkungen gilt es zu beachten, dass sog. Single Ended Amplifier überhaupt keine CM-Unterdrückung haben, da ein Eingang direkt an der Messerde liegt und sich allfällige CM-Spannungen der Signalspannung ununterscheidbar überlagern!

Zur Veranschaulichung folgt ein Beispiel für ein Single Ended Amplifier (Input B ist mit der Messerde verbunden):

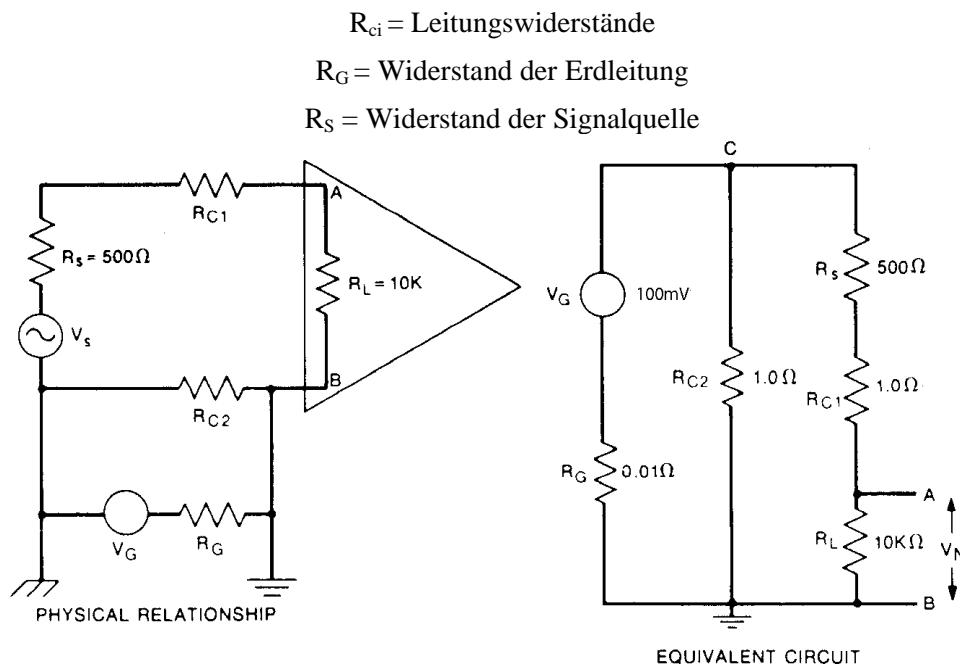


Figure 3-16. With two ground connections, much of the ground-potential difference appears across the load as noise.

Man berechne aus obigem Ersatzschaltbild  $V_{N(\text{oise})}$ :

### 3.2 Abschirmung

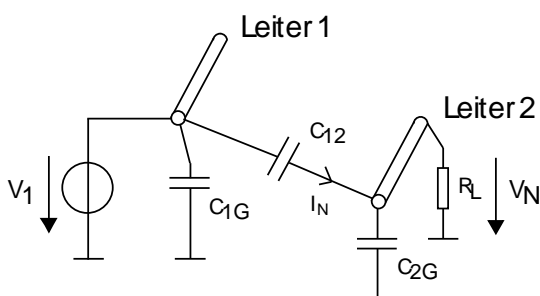
Ein späteres Kapitel enthält ebenfalls einen Abschnitt "Abschirmung". Es geht da jedoch hauptsächlich um niederfrequente **magnetische** sowie z.T. um "elektrostatische" Abschirmung.

In diesem Kapitel werden vor allem der Gebrauch und der Einsatz von Kabeln im Hinblick auf Störungseinflüsse und deren Vermeidung besprochen.

Es sollen folgende Voraussetzungen gelten:

- Wirkung im "Nahfeld" (d.h. Kabelabmessungen  $< \lambda/10$ )  
 $\Rightarrow$  erlaubt den Gebrauch von diskreten Elementen R, L, C und eine Auftrennung in elektrische Wirkung und magnetische Wirkung
- Keine Rückwirkung des Lastkreises auf den Störkreis
- Abschirmungen sind nicht magnetisch und die Eindringtiefe der elektromagnetischen Felder ist  $\gg$  als die Schirmdicke.  
 $\Rightarrow$  sind die Frequenzen so hoch, dass die Eindringtiefe  $<$  Schirmdicke, resultiert eine zusätzliche Schirmwirkung!

#### 3.2.1 Kapazitive Kopplung



$C_{12}$ : parasitäre Koppelkapazität, für die gebräuchlichsten Leiteranordnungen sind in den Standardwerken Formeln angegeben.

$V_N$ : eingekoppelte Störspannung

$V_1$ : störende Spannung auf Nachbarleiter

Mit Spannungsteileransatz und der Tatsache, dass in den meisten praktischen Fällen

$$R_L \ll \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})} \quad (\text{Reaktanz der Kondensatoren}) \text{ wird}$$



$$I_N = j\omega \cdot C_{12} \cdot V_1$$

$$V_N = I_N \cdot R_L$$

Es wird also ein **Störstrom** eingekoppelt, somit ist die resultierende Störspannung vom Impedanzniveau der gestörten Leitung abhängig.

Massnahmen zur Verminderung der Störspannung:

i) Verkleinern des Impedanzpegels

- oft nicht möglich, da die Verlustleistung steigt

ii) Verkleinern der Koppelkapazität  $C_{12}$  (mit zunehmender Wirkung aufgelistet)

- die Leiter senkrecht zueinander führen.

- die Leiter räumlich trennen und möglichst nahe an der GND Fläche führen (falls eine vorhanden),

- "elektrostatische" Abschirmung:

Ein leitender Schutzschirm umgibt den Rezeptor, wobei der Schirm eine gut leitende Verbindung zur Masse haben muss. Diese Verbindung leitet den auf dem Schirm eingekoppelten Störstrom  $I_N$  zur Erde ab.

Die Formel für den Störstrom bleibt dabei die gleiche, aber  $C_{12}$  wird praktisch null.

$$I_N = j\omega C_{12} V_1$$

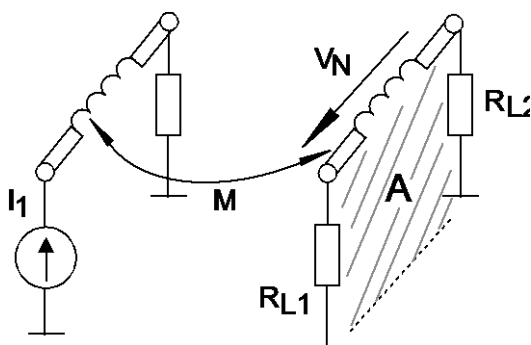
$C_{12}$  setzt sich zusammen aus dem Leiterteil, der aus dem Schirm hervorragt, und der Kapazität, die auch durch ein Schirmgeflecht noch wirksam ist.

Zusammenfassung:

Es braucht:

- einen gut geerdeten Schirm (bei Leitungen reicht es aus, wenn **eine** Seite geerdet wird).
- der Innenleiter darf nicht über den Schirm vorstehen.

### 3.2.2 Magnetische Einkopplung



M: Gegeninduktivität

A: Fläche, die durch den Rezeptorkreis aufgespannt wird

$V_N$ : eingekoppelte Störspannung

$I_1$ : Störstrom

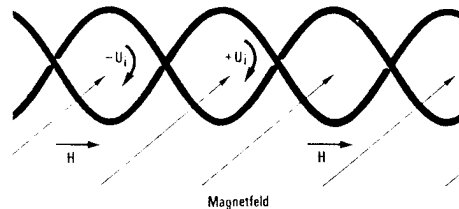
Es wird eine **Störspannung** eingekoppelt:

$$V_N = j\omega B A \cos\theta = j\omega M I_1 \quad [\text{mit } M = (B A \cos\theta) / I_1]$$

Die Spannung ist von der Gegeninduktivität allein abhängig (bei gegebenem  $I_1$ ).

Massnahmen zur Verringerung von M:

- i)
  - Leiter nicht parallel, sondern möglichst senkrecht führen
  - Leiter in der Nähe der GND-Platte, falls vorhanden
- ii)
  - verdrillen von Hin- und Rückleitung der Receptorloops
  - ⇒ verkleinert die Fläche A
  - ⇒ benachbarte Teilstörspannungen kompensieren sich



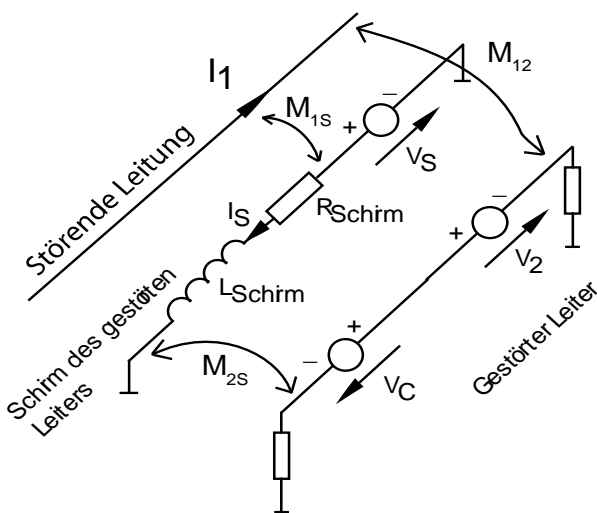
### Der Schirm bei magnetischer Kopplung

i) Ein Schirm, der nicht, oder lediglich auf einer Seite geerdet ist, nützt **nichts!**

( → man beachte: Skintiefe >> Schirmtiefe)

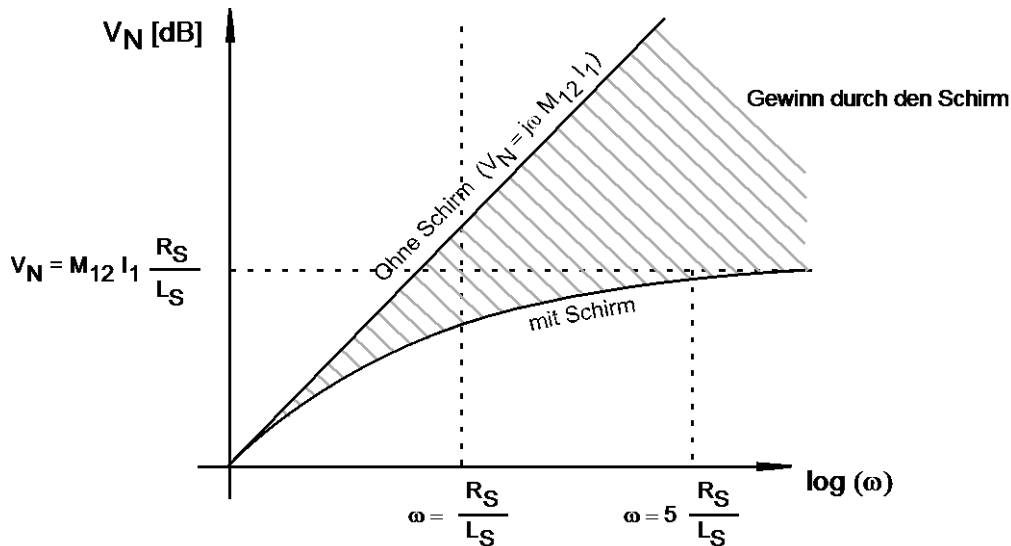
Ein nicht-magnetischer Leiter, in welchem kein Strom fließt, ist für das Magnetfeld "unsichtbar".

ii) Einen Abschirmeffekt erhält man, wenn alle vier Leitungsenden (Schirmenden direkt, Seelenenden via Lastwiderstände) geerdet sind. Dann induziert der Strom  $I_s$ , der im Schirm fließt, eine Spannung  $V_c$  im Innenleiter, die der ursprünglichen Störspannung  $V_2$  entgegengesetzt ist. Wenn die Frequenz  $\omega \geq 5 \cdot R_{Schirm} / L_{Schirm}$  wird, fließt aller Strom durch den Schirm und nicht über die GND-Ebene:



$$M_{1S} \approx M_{12}$$

$$V_N = V_2 - V_C = \frac{j\omega \cdot M_{12} \cdot I_1}{1 + j\omega \frac{L_S}{R_S}}$$



Die Frequenz  $\omega = 5 \cdot \frac{R_s}{L_s}$  nennt man auch Cut-off Frequenz des Kabels.

Hier die Werte für die wichtigsten Kabeltypen:

Koaxialkabel:

- RG - 59C (Video 75Ω) 8 kHz
- RG - 58C (BNC 50Ω) 10 kHz

Geschirmtes, 2-adriges, verdrehtes Kabel

- 22 Gage 35 kHz (so hoch, weil  $R_s$  gross ist)

Grundregel:

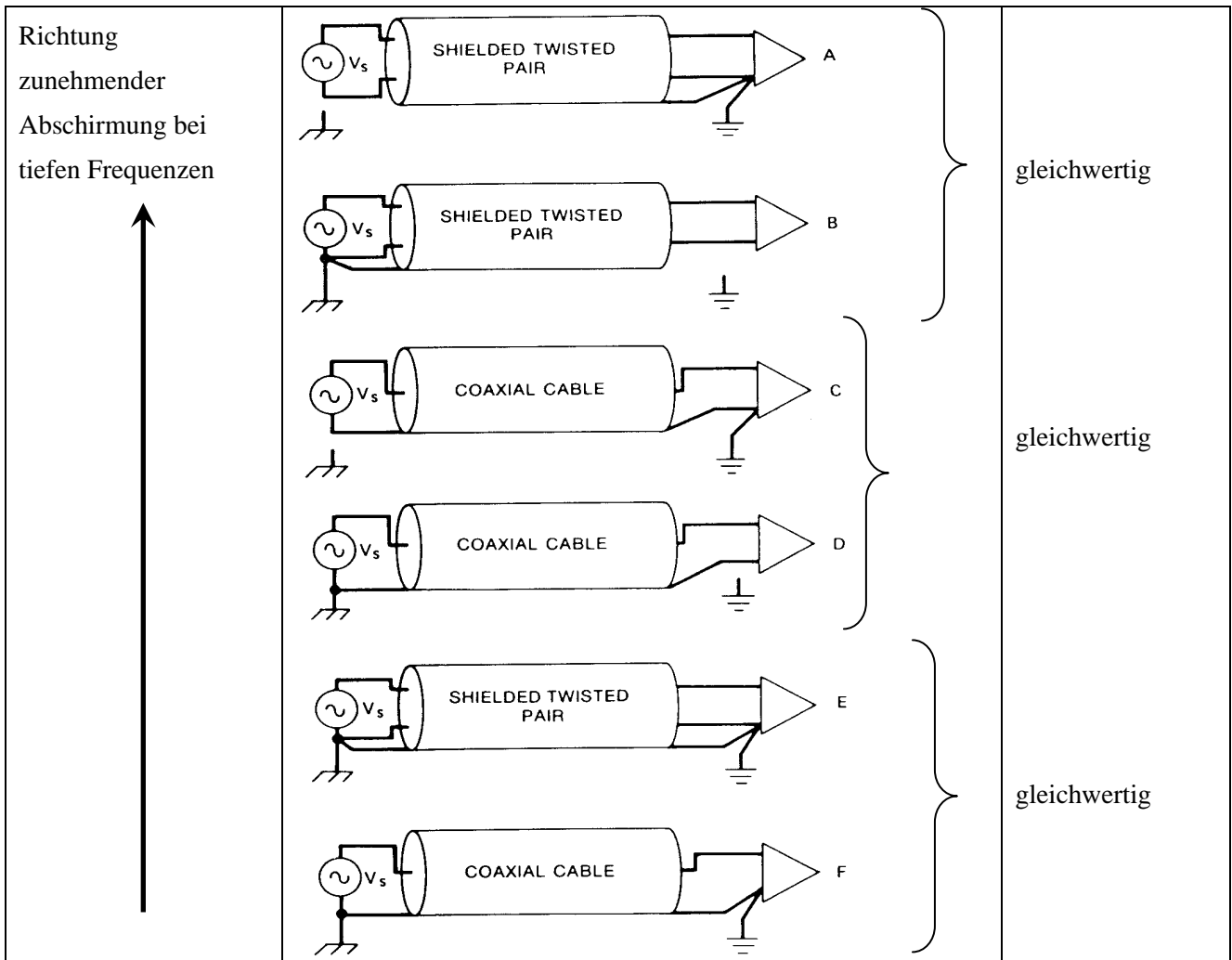
tiefe Frequenzen  
(50 Hz und Harmonische)

- der Schirm sollte nicht zugleich als Signalleiter gebraucht werden (also kein Koax)
- eine Seite der Receptorschaltung sollte floating sein

hohe Frequenzen

- Koax ab 1 MHz geeigneter, da durch Skin effekte Störströme auf der Schirmaussenseite die Signalströme auf der Innenseite fließen  
⇒ Wirkt wie Triaxkabel

Folgende Skizze zeigt die bevorzugten Verbindungen bei tiefen Frequenzen



### 3.2.3 Kabelvergleich: Koax-abgeschirmte, verdrehte 2-Drahtleitung

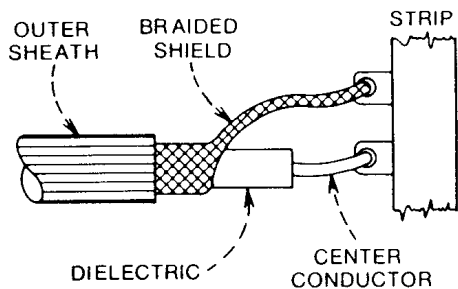
	Einsatzfrequenz	Wellenimpedanz	Schirmqualität	Dämpfung
Koax (BNC)	DC-100 MHz bis einige GHz möglich	sehr gut definiert 50, 75 $\Omega$	80-95% wegen Geflecht; Schirm ist zugleich Signalleiter $\rightarrow$ schlecht bei tiefen Frequenzen	kleiner als 2-Draht
2-Draht	DC-100 kHz bis 100 MHz möglich	definiert $\approx 100 \Omega \div 200 \Omega$	bis 100% dank Alu-Folie	grösser als Koax

Bemerkung:

- Ist die Abschirmung nicht 100%, wird vor allem die magnetische Schirmwirkung verschlechtert (Schirmstrom fliesst unregelmässig verteilt)
- Koax-Kabel sind auch doppelt abgeschirmt erhältlich

- Beim Alufolienschirm ist die Schirmqualität 100%, Er ist aber schlecht abzuschliessen (d.h. eine gleichmässige Erdung des Schirms rundum ist fast nicht möglich).

Unbedingt zu vermeiden sind sog. Pig-Tails (KO-Sonden)



Stecker der nicht abgeschirmte Teil ist empfindlich auf kapazitive Einstreuung (vor allem bei hohen Lastwiderständen)

⇒ sehr schlimm sind kreuz und quer gespannte Laborkabel

### Flachbandkabel

Für kürzere Verbindungen vor allem innerhalb von Geräten werden Flachbandkabel eingesetzt. Auch diese haben durch die fixe Anordnung der einzelnen Leiter definierte Leitungseigenschaften. Es gibt viele verschiedene Typen, von denen wir die wichtigsten kurz charakterisieren:

	Signal-dichte	ohmische Kopplung	Übersprechen	GND-Loop	Besonderes
	hoch	gross	klein	GND-Leiter sollte in der Mitte sein	
	klein	keine	klein	sehr klein	<ul style="list-style-type: none"> <li>• oft paarweise verdreht</li> <li>• ideales Kabel</li> </ul>
	mittel	gering	mittel	klein	<ul style="list-style-type: none"> <li>• nur unwesentlich schlechter als b)</li> </ul>
	hoch	gering (hängt vom Abschluss ab)	gross	minimal	<ul style="list-style-type: none"> <li>• schwierig, den GND sauber abzuschliessen</li> </ul>

Ausgefüllt: GND Leiter

Man bekommt auch die meisten Konfigurationen abgeschirmt, wobei es sehr schwierig ist, den Schirm sauber abzuschliessen. Gelingt dies nicht, geht ein grosser Teil der Abschirmwirkung verloren.

### 3.2.4 Abschirmung von störenden Leitern

**elektrische Abstrahlung**

Wie beim Rezeptor genügt ein mit Masse verbundener, gut leitender Schirm → keine Pigtails (Vorsicht bei Laborkabel)

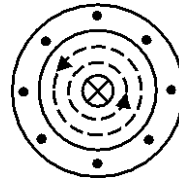
**magnetische Abstrahlung**

Diese kann verringert werden, wenn der hin- und rückführende Strom sehr nahe beieinander liegen.

→ Emitter Loop Area muss so klein wie möglich sein, dann löschen sich die beiden Felder durch Überlagerung nahezu aus.

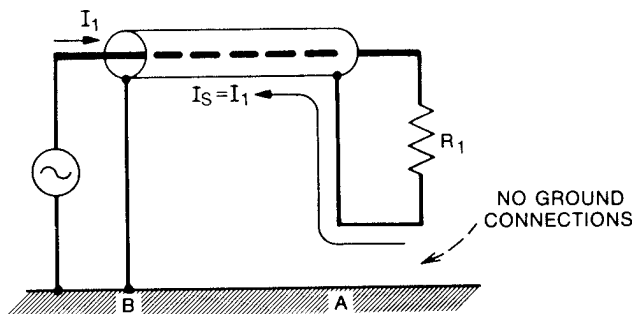
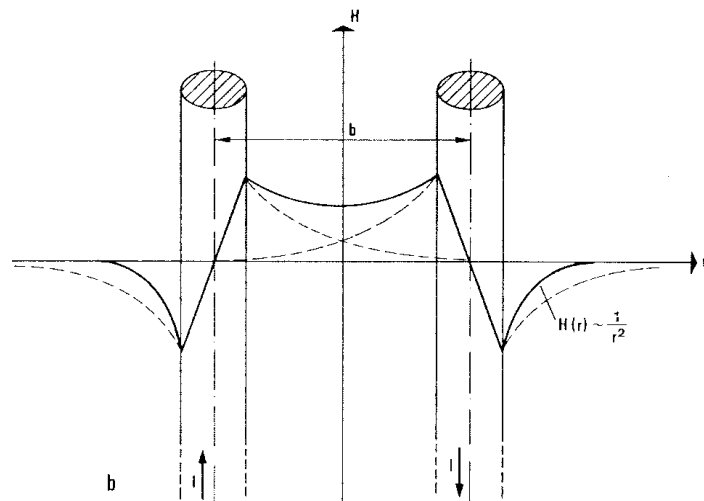
i) Koax

Feld ausserhalb des Schirms exakt 0!  
(gilt nur aus Symmetriegründen)



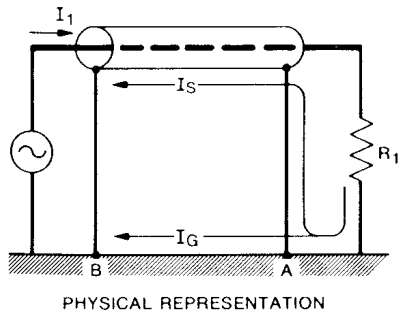
ii) 2-Draht

Abnahme der Feldstärke mit  $1/r^2$ .  
Für praktische Fälle existiert das Feld nur zwischen den Leitern.



Wenn eine Seite der Schaltung erdfrei (floating) ist, wird die Bedingung der gleich grossen, aber entgegengesetzten Ströme automatisch erreicht

Figure 2-23. Without ground at far end, all return current flows through shield.



Falls aber beide Seiten geerdet sind, fließt der rücklaufende Strom erst dann durch den Schirm (wegen der magnetischen Kopplung zwischen Schirm und Seele), wenn die Frequenz oberhalb der cut-off-Frequenz des Kabels liegt.

- bei **tiefen** Frequenzen muss also:
- i) entweder eine Seite erdfrei sein
  - ii) oder der Schirm muss aus magnetischem Material sein und die gesamte Schaltung umschliessen (⇒ folgendes Kapitel)

### Abstrahlung einer Digitalschaltung mit I/O-Kabel

Es gibt zwei Arten der Abstrahlung:

- **Differential Mode** Ein Stromkreis bildet eine kleine Antenne, die bei gewissen geometrischen Bedingungen abstrahlt.

Abhilfe: Die vom Strom umflossene Fläche muss minimiert werden ⇒ wird vielfach durch eine GND-Fläche erreicht.

- **Common Mode** Hervorgerufen durch die Kabel selbst, die als Dipolantennen wirken, welche mit einer Common Mode Spannung betrieben werden. UCM sind dabei die Unterschiede im Groundpotential vom Geräteschirm zum Kabelein- oder austritt

- Abhilfe:
- Kabel abschirmen und auf beiden Seiten auf eine "Gute" Masse erden
  - Niederfrequente Signale (z.B. serielle Schnittstelle) können gefiltert werden, so dass hochfrequente Störströme abgeleitet werden.
  - eine Common Mode Impedanz einfügen → gibt es als nachträglich um die Kabel klemmbare Ferritkerne → die Wirkung ist wie bei den Netzfiltern
  - $U_{CM}$  klein halten durch eine sehr induktivitätsarme Massefläche.

### 3.2.5 Niederfrequente magnetische Störfelder

#### Magnetische Streufelder

Sie sind unvermeidliche Begleiterscheinungen der Natur (Erdmagnetfeld, ca. 50uTesla) und der Technik (z.B. Transformatoren und Spulen in Speisegeräten, Permanentmagnete in Spektrometern).

Magnetische Streufelder abzuschirmen bedingt idealerweise einen ferromagnetischen, elektrisch gut leitenden Stoff. (bei den meisten praktischen Anwendungen in unserem Institut bleiben die geometrischen Abmessungen klein im Verhältnis zur Wellenlänge)

$$\begin{aligned} \Rightarrow 50 \text{ Hz} &\Rightarrow \lambda = 6000 \text{ km !} \\ \Rightarrow 300 \text{ MHz} &\Rightarrow \lambda = 1 \text{ m,} \end{aligned}$$

d.h. dass wir die Problematik feldmässig im sogenannten "near field" (Nahfeld) betrachten können, oder aber für alle Ersatzschaltungen → lumped elements (diskrete Elemente R, L, C) verwenden können.

Geht man von der feldmässigen Betrachtung aus, setzt sich die Abschirmwirkung für Magnetfelder aus zwei Komponenten zusammen:

i) **Absorption eines leitenden Metalls**, wobei dieses die Feldenergie in Wärme umsetzt.

$$\text{mittlere Verlustleistung pro Volumen} \quad \frac{\bar{P}}{V_{ol}} = \frac{1}{24} \sigma (2\pi f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r \cdot H_{Peak} \cdot b)^2$$

$$\text{oder auch Absorption } A = 0.017b\sqrt{f \cdot \mu_r \cdot G} \quad [dB]$$

$\sigma$  = spezifische Leitfähigkeit

$\mu$  = relative Permeabilität (materialabhängiges Mass für die magnetische Speicherfähigkeit)

$b$  = Dicke des Materials

$$\text{Verlustleistungsdichte} \propto \sigma, f^2, \mu^2, A^2, b^2$$

Es seien zwei Tabellen angeführt, die quantitativ den Einfluss der Materialkonstanten  $\sigma, \mu$ , auf die Absorption zeigen:

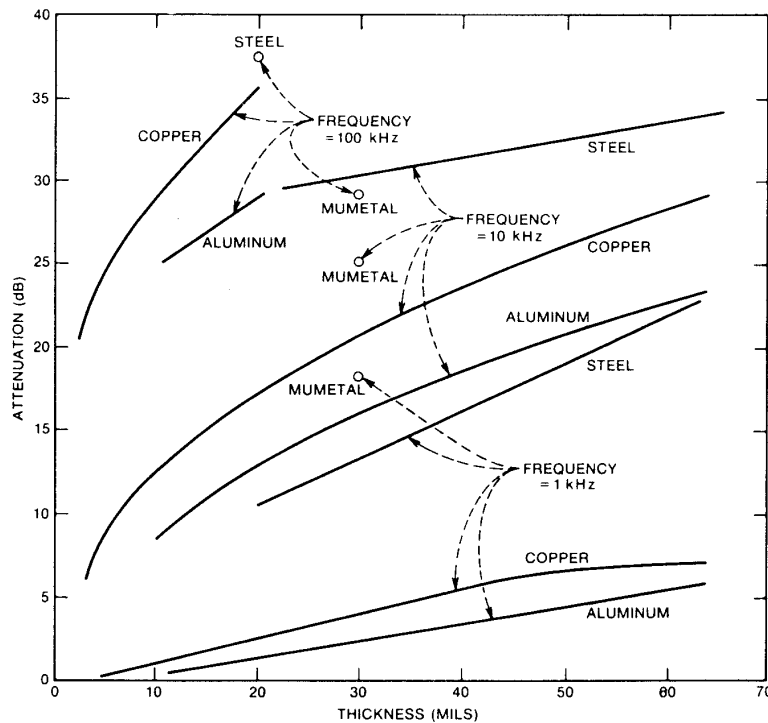
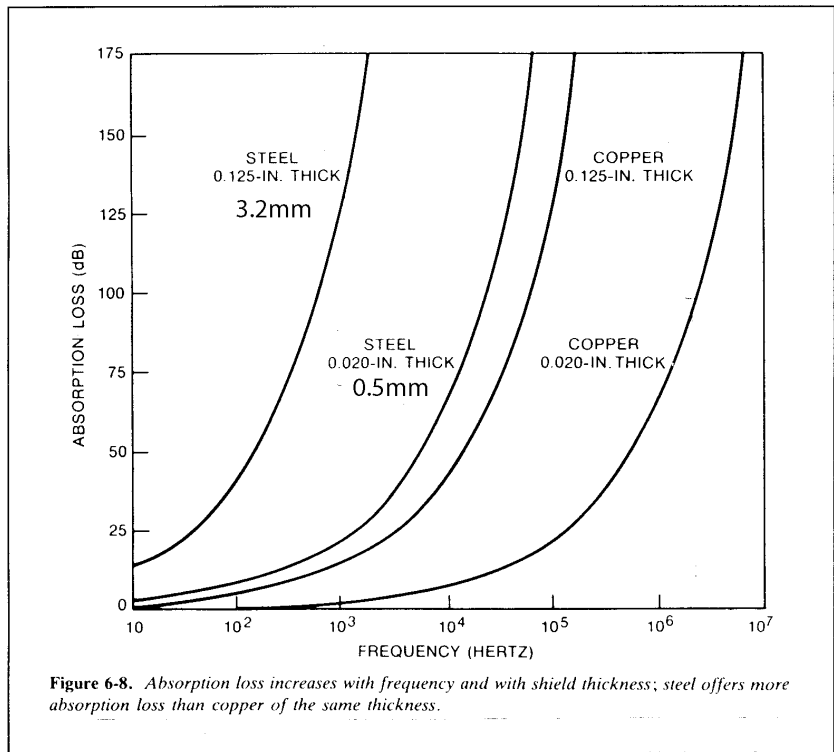
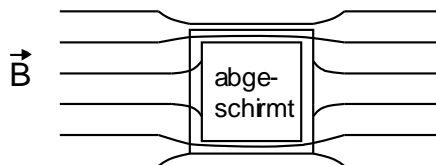


Figure 6-22. Experimental data on magnetic attenuation by metallic sheets in the near field.





ii) Um bei tiefen Frequenzen, (wie z.B. der Netzfrequenz 50 Hz) die Abschirmung zu verbessern, müssen empfindliche Teile mit einer **hochpermeablen Abschirmung** vollständig umschlossen werden. Diese wirkt dann als magnetischer Kurzschluss und das Magnetfeld wird "umgeleitet". Dies ist auch der einzige Schutz gegen statische Felder!



Die Abschirmung funktioniert in beiden Richtungen, d.h. man kann entweder die Störquelle abschirmen (z.B. Netztrafo in einem Gerät) oder aber empfindliche Teile gegen Störfelder von aussen abschirmen. Im ersten Fall wird jedoch nur die Absorption wirksam, (wobei diese für magnetische Felder mit tiefen Frequenzen dominiert).

Bis jetzt haben wir lediglich den Einfluss von Materialeigenschaften auf die Abschirmung betrachtet und sind von einer soliden Platte ausgegangen. Beinahe wichtiger sind jedoch Diskontinuitäten in der Abschirmung wie Löcher, Schlitze etc. (für Stecker, Schalter usw.). Dabei ist nicht die Fläche der Öffnungen massgebend, sondern deren grösste Abmessung. Für **Abmessungen**  $< \lambda/2$  gilt folgende Faustformel für die **Abschirmwirkung S** in dB:

$$S = 20 \log \frac{\text{einfallende Feldstärke}}{\text{Feldstärke nach dem Schirm}} \text{ in dB}$$

$$S = 20 \log \frac{\lambda}{2l} \quad l = \text{grösste Abmessung}$$

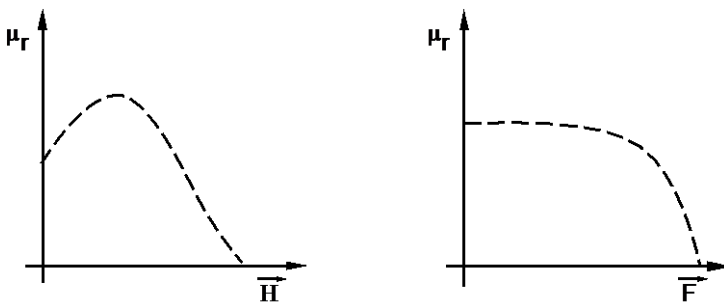
bei mehreren Öffnungen reduziert sich die Abschirmwirkung mit

$$S = 20 \log \sqrt{n} \quad n = \text{Anzahl Öffnungen, gilt bei gleich grossen Öffnungen die nahe beieinander sind (} d < \lambda/2 \text{)}$$

⇒ Abschirmgeflecht eines Koaxkabels

Hochpermeable Werkstoffe haben auch Nachteile:

- $\mu_r$  ist frequenz- und feldstärkenabhängig
- $\mu_r$  wird bei mechanischer Verarbeitung (Belastung) erniedrigt



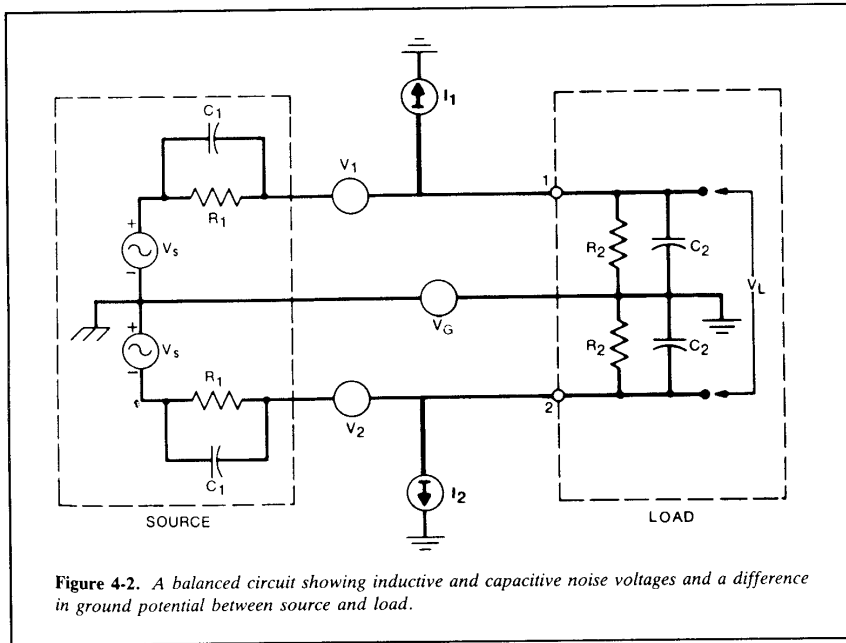
Ebenso wichtig ist es, durch eine geschickte Anordnung der Komponenten die gegenseitige Beeinflussung zu verkleinern:

- drehen der Komponenten
- das empfindlichste Element am weitesten von der Störquelle weg positionieren  
(Luft kann auch als Abschirmung betrachtet werden, nimmt doch die Feldstärke proportional zum Abstand ab)

### 3.3 *Balancing und Filtering*

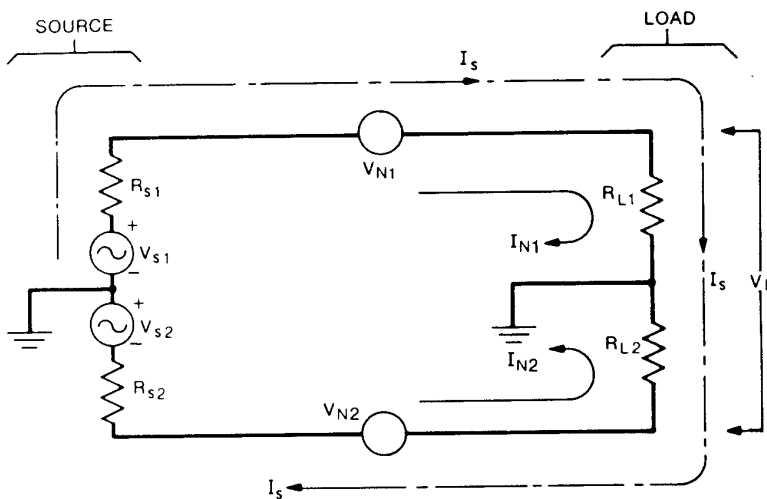
#### 3.3.1 Symmetrischer Aufbau (Balancing)

Eines der wirksamsten Mittel zur Verminderung von Störeinflüssen ist die symmetrische Anordnung des Rezeptorkreises (z.B. lange Übertragungsstrecke, empfindliche Sensorkreise). Dies gilt vor allem bei tiefen Frequenzen.



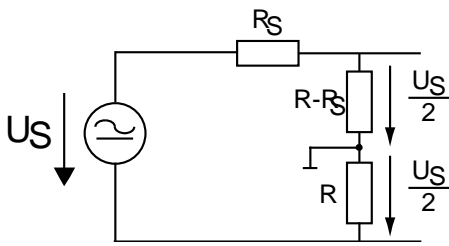
Die Bedingungen für eine perfekte Symmetrie sind offenbar:

- die beiden Quellen müssen identisch sein
- die Lastimpedanzen müssen identisch sein
- die magnetisch eingekoppelten Störspannungen und die elektrisch eingekoppelten Störströme müssen identisch sein  $\Rightarrow$  symmetrische Übertragung

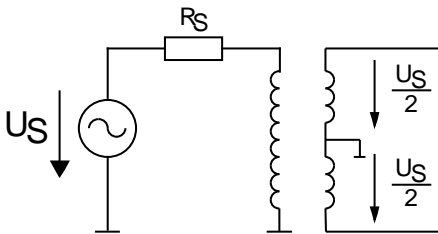


### Identische Quellen

Diese Bedingung ist am schwierigsten zu erfüllen, da das eigentliche Nutzsignal halbiert (oder verdoppelt) werden muss. Wenn die Signalquelle dies nicht zur Verfügung stellt, müssen Kunstkniffe angewandt werden.



- Quelle muss floatend sein
- $R_S$  muss kompensiert werden
- Ersatzquellen müssen hochohmig sein



- + galvanische Trennung → keine GND-Loops
- keine DC-Übertragung möglich

### Identische Last

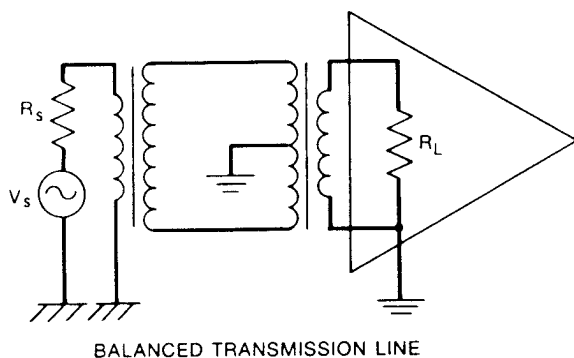
Als Last kann ein Differenzverstärker eingesetzt werden, wie wir ihn schon früher kennen lernten.

### Symmetrische Übertragungsstrecke

Die Verbindung muss doppelt geführt werden, wobei die zwei Signalleiter räumlich so nah wie möglich gelegt werden müssen. Dadurch wird sichergestellt, dass Kopplungskapazitäten und Gegeninduktivitäten von fernen Störleitungen auf jede der Signalleitungen gleich gross sind. Sind die Koppellemente gleich gross, sind es auch die Störspannungen und -ströme.

Von Natur aus symmetrisch ist die verdrehte 2-Draht Leitung, welche in diesen Systemen auch am meisten verwendet wird. Da Koaxialleitungen unsymmetrisch sind, braucht es deren zwei für eine symmetrische Verbindung.

Problematisch wird die Symmetrie bei höheren Frequenzen, wo auch die unvermeidlichen parasitären Impedanzen ein stärkeres Gewicht bekommen.

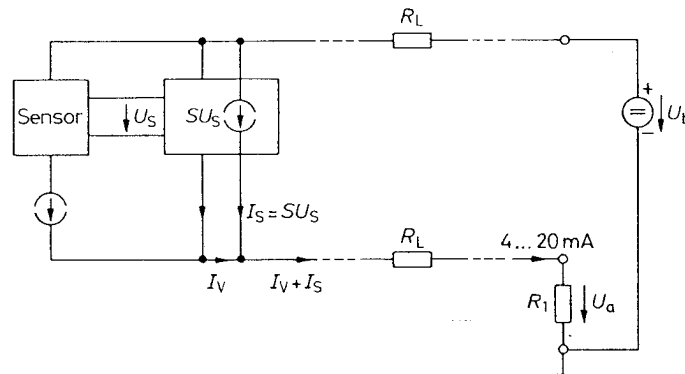


Oft wird nur der Verbindungspfad symmetrisch ausgeführt, da hier die Störanfälligkeit (besonders bei langen Leitungen) am grössten ist.

Als Beispiel seien hier zwei Übertragungssysteme angeführt, die wenig störanfällig sind:

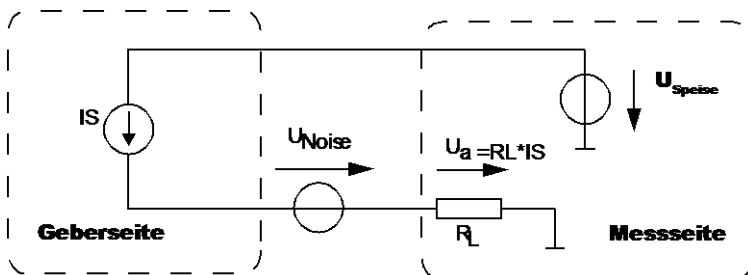
i) 4 - 20 mA Stromschleife

Ein Übertragungsstandard in der Industrie für die Übertragung von Sensormesssignalen ist die 4-20 mA Stromschleife:



Ihre Eigenschaften sind:

- Sensorsignal 0: 4 mA Schleifenstrom
- Sensorsignal Full Scale: 20 mA Schleifenstrom
- Falls kein Strom fließt, muss ein Defekt vorliegen  $\Rightarrow$  einfache Fehlererkennung
- Die Störanfälligkeit ist klein, da
  - kapazitive Einkopplung durch eine einfache Abschirmung vermieden werden kann
  - induktive Einkopplung nicht stört, da sie eine Spannung in Serie zu einem Stromkreis erzeugt, die auf den Strom der fließt keinen Einfluss hat



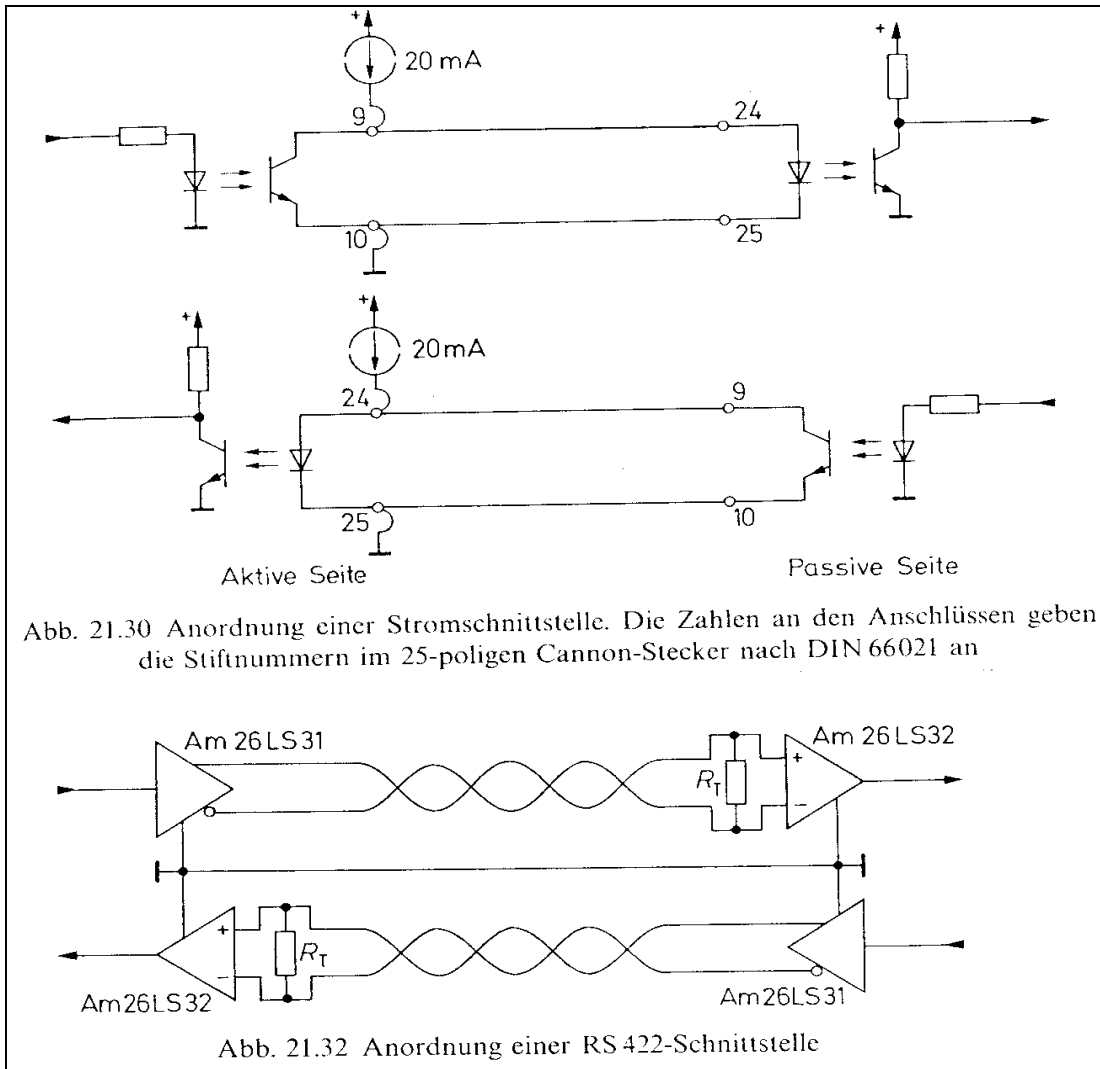
- bei langen Leitungen entfallen die Einflüsse der Leitungswiderstände, da durch sie ein Strom eingepreßt wird.

ii) Serielle Schnittstellen (gute Zusammenfassung im National Semiconductor / Interface Databook)

Bei diesen wird z.T. der symmetrische Übertragungsweg gewählt, was bei

- der Stromschnittstelle eine galvanische Trennung bewirkt
- der RS-422/RS-485 eine Steigerung der Übertragungsrates und des Übertragungsweges bewirkt.

Leider ist die RS-422 wenig verbreitet, da die Verkabelung aufwendig ist.



iii) Lichtwellenleiter

Die störstichere Übertragungsart ist diejenige mit → Lichtwellenleiter. Sie lassen sich mit dem Frequenzband das die Elektronik verwendet, nicht beeinflussen.

Analoge Übertragungswerte sind jedoch fast nicht möglich, da die optische Strecke ständig Veränderungen unterworfen ist (stark temperaturabhängig, altern stark, nichtlinear etc.) Daher müssen die Sensorsignale in einem A/D-Wandler digitalisiert werden, bevor sie als serielle Daten gesendet werden. Es besteht selbstverständlich die Möglichkeit, die digitalen Daten beliebig zu modulieren.

Dieses Konzept ist jedoch aufwendig und eignet sich nur bei grossen Stückzahlen und grossen Distanzen.

3.3.2 Filterung

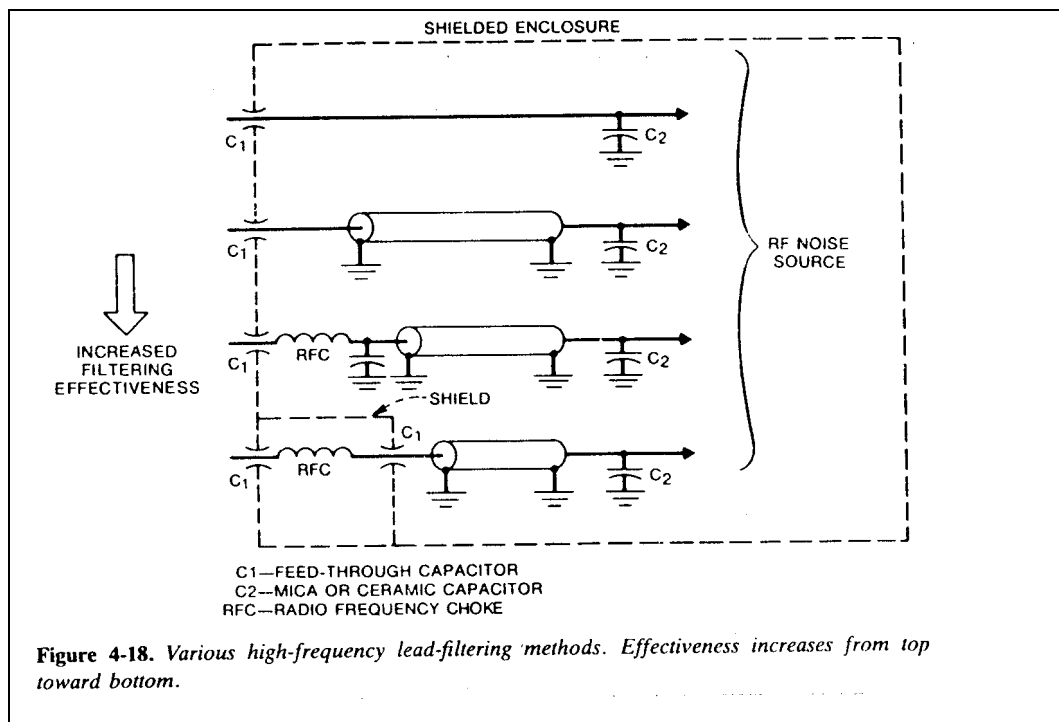
Dies ist eine Störverminderungstechnik im Frequenzbereich. Wir können zwei wichtige Bereiche unterscheiden:

- Filtern von Speiseleitungen (DC, 50 Hz /60 Hz, 400 Hz)
- Filtern von Signalleitungen (DC bis GHz)

### Speiseleitungen

Meistens bilden die Speiseleitungen ein unübersichtliches Netz von Verbindungen durch viele Schaltungsteile, im Falle des 230V-Netz von ganzen Gebäuden. Sie sind die idealen ohmschen Träger von Störungen, die auf einem solchen Netz oftmals die abenteuerlichsten Pfade einschlagen, um nach Murphy sich dem empfindlichsten Schaltungsteil zwecks Störung zu nähern.

Störströme leitet man niederohmig ab (für hohe Frequenzen durch Kapazitäten gegen Masse) oder legt ihnen grosse Impedanzen in den Weg (für hohe Frequenzen Induktivitäten in Serie). Speiseleitungen, welche Störer versorgen, filtert man, damit diese Störungen nicht auf das zu andern Verbrauchern führende Netz geraten (z.B. die Ausgänge von geschalteten Netzteilen).



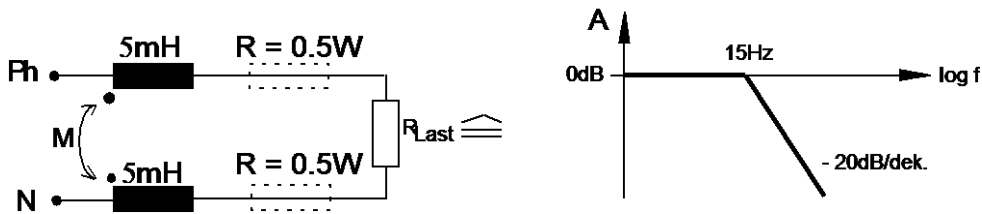
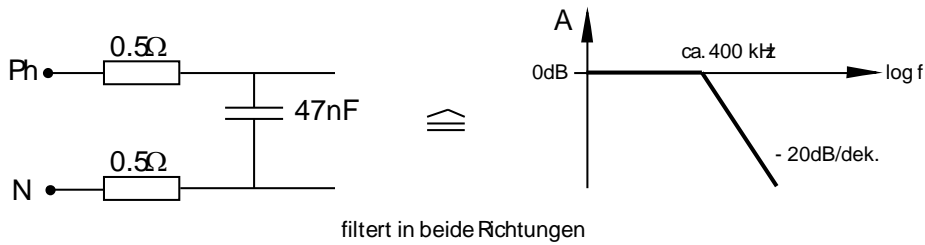
Als Beispiel für eine Speiseleiterfilterung soll ein Netzfilter dienen.

#### i) Netzfilter

Eine Filterschaltung, welche verhindert, dass

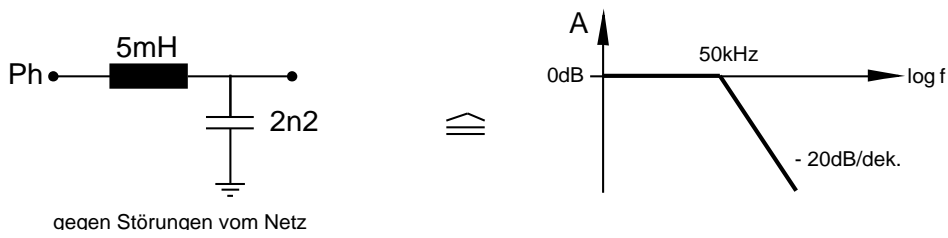
- Störspannungen über die Netzleitung in das Gerät eingekoppelt werden
- im Gerät entstehende Störspannungen nicht auf die Netzleitung geraten

Natürlich darf die 50 Hz-Netzspannung nicht gedämpft werden. Im klassischen Filter wirken verschiedene Komponenten:



**Common Mode Choke**

Funktioniert in beide Richtungen, natürlich nur für asymmetrische Störungen (common mode)



Der Dämpfungseffekt des Filters wird bei hohen Frequenzen durch eine sog. parasitäre Kapazität zunichte gemacht. Diese wird bestimmend.

Die für das "Line-Filter" benötigten Elemente müssen den gesetzlichen Sicherheitsvorschriften genügen. Daher verwendet man vorzugsweise bereits gefertigte, mit eingebautem Schalter und Sicherung erhältliche Netzfilter.

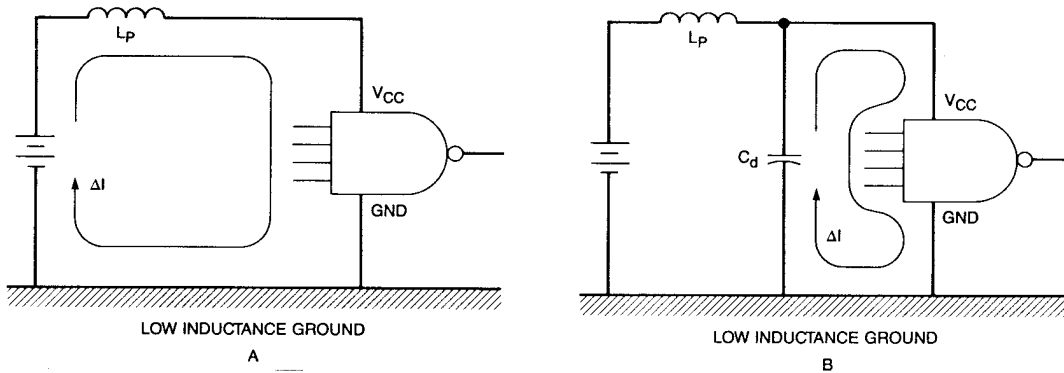
Man muss im Auge behalten, dass in vielen empfindlichen Systemen die Netzfrequenz von 50 Hz meist auch ein wichtiger Störer ist.

ii) Abblocken (Decoupling)

Das Abblocken von Schaltungsteilen kann auch als Filterung betrachtet werden. Abblocken heisst, dass dem entsprechenden Schaltungsteil ein niederohmiger Pfad zur Verfügung gestellt wird, der plötzlich auftretende Versorgungsstromspitzen aufnimmt.

Eigentlich ist dies ein Energiereservoir in Form einer Kapazität, der die benötigte Energie  $U_{cc} \cdot Q = U_{cc} \cdot \Delta t \cdot \Delta I$  liefert.





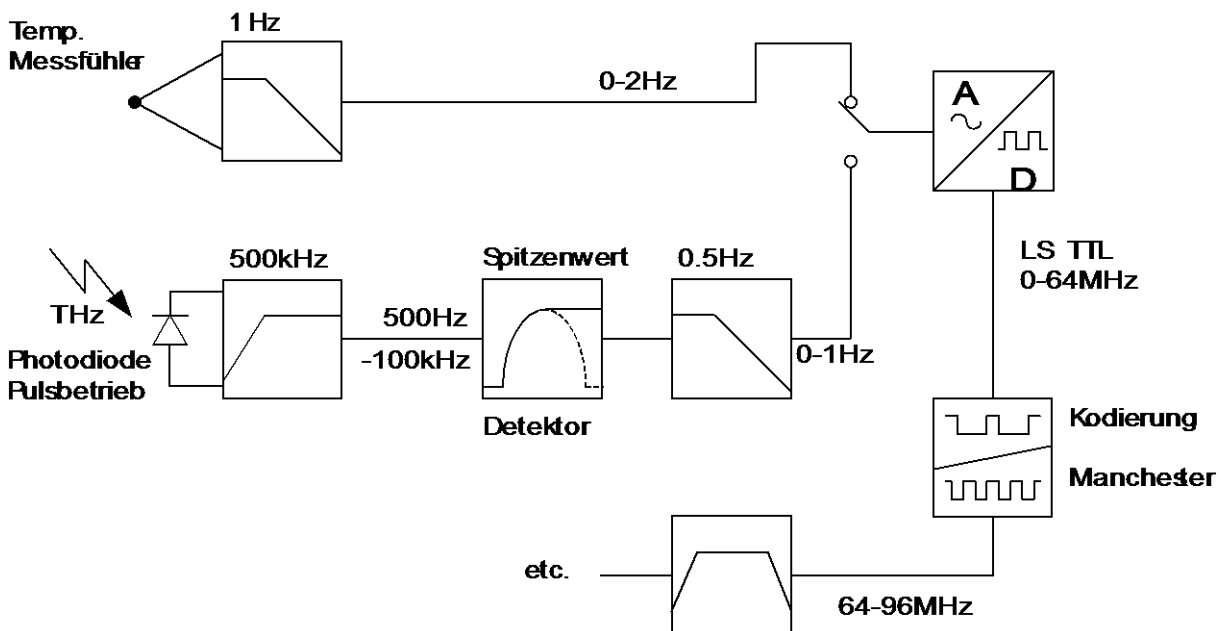
Transient power supply current with (B) and without (A) a decoupling capacitor.

Falls diese kurzzeitig benötigte Energie von der weit entfernten Quelle über die unvermeidbaren Leitungsimpedanzen transportiert wird, entstehen dadurch kurzzeitig Spannungsabfälle und wirken sich durch ohmsche Kopplung auf andere Schaltungsteile aus. Diese Problematik existiert in jedem Fall für digitale Schaltkreise, (wo in wenigen ns mehrere Hundert mA fließen können) sowie in analogen Schaltungen. Dort ergibt sich die Problematik der Führung von relativ grossen Lastströmen, damit diese nicht gemeinsame Impedanzen mit den Signalquellenströmen durchfliessen.

Da dies vor allem schaltungstechnische Probleme sind, kann sie der Anwender nicht beeinflussen.

### Signalleitungen

Das korrekte Filtern von Signalleitungen stellt ein sehr wirkungsvolles Mittel zur Störunterdrückung dar. Die wichtigste Überlegung dazu ist, in welchem Teil des Messsystems welche Bandbreite benötigt wird. Ist dies bekannt, kann mit den entsprechenden Filtern das Nutzsignal von Störsignalen in einem anderen Frequenzbereich getrennt werden.



Wichtigstes Kriterium:

- analoge Signale auf die wirklich notwendige Bandbreite begrenzen
- langsamst mögliche digitale Logik benutzen.

**Table 10-1 Rise/Fall Time and Bandwidth of Various Logic Families**

Logic Family	Rise/Fall Time (ns)	Bandwidth (MHz)
CMOS	50	6.3
TTL	10	32
HCMOS	9	32
LSTTL	5	64
ALS	4	80
ACL	3	106
FAST	3	106
AS	2	159
ECL(10K)	2	159
ECL(100K)	1	318

Bleibt anzumerken, dass das Filtern bzw. die Bandbreitenlimitierung eine Änderung im Frequenzbereich ist, deren Auswirkungen im Zeitbereich (falls benötigt) gut abgeschätzt werden müssen.

## 4 Messungen

### 4.1 Messungen mit Spektrumanalysator

Einführende Messungen mit dem Spektrumanalysator, der als Ueberlagerungsempfänger aufgebaut ist, sollen mit dem Frequenzbereichsmessungen vertraut machen. Gegenübergestellt werden Vergleichsmessungen mit einem modernen Oszilloskop, bei welchem eine FFT benutzt wird. Die Prozedur ist in der Messanleitung beschrieben.

### 4.2 Störungsmessungen

An einem speziellen Print sollen mit dem Oszilloskop die 3 Kopplungsmechanismen

- kapazitive Kopplung
- induktive Kopplung
- galvanische Kopplung

qualitativ gemessen werden.

Die Prozedur ist in der Messanleitung beschrieben.

## 5 Anhang

### 5.1 Literatur:

- Noise Reduction Techniques in Electronic Systems  
Henry W. Ott, J. Wiley & Sons, 88, 2nd. ed.  
*Deckt alles, was man wissen muss in einfacher Sprache, wenig Mathematik*
- Grounding & Shielding Techniques in Instrumentation  
Ralph Morrison, J. Wiley & Sons, 85, 3rd ed.  
*Sehr genaue beschreibendes Textbuch, für analoge Schaltungen ausgelegt, z. B. Aufbereitung von Sensorsignalen*
- Halbleiterschaltungstechnik  
Tietze/Schenk, Springer Verlag, 02, 12. Auflage  
*Eines der wenigen, weltweit anerkannten deutschen Nachschlagwerk*
- Die Verarbeitung von Kleinsignalen in elektronischen Systemen  
Roland Best, AT Verlag, 82  
*Enthält gut verständliche, ausgezeichnete Zusammenfassung der Erdproblematik*
- Messtechnik und Datenverarbeitung  
Arthur Schweiger  
Vorlesung PC VI, Physikalische Chemie ETH Zürich
- The Art of Electronics  
Horowitz Hill, 89, 2<sup>nd</sup>Ed.  
Cambridge University Press
- Electronic Instruments Handbook  
ed. Clyde F. Coombs, McGraw-Hill, 1995, 2nd Ed.  
*Messtechnikbeschreibungen vom Feinsten, die Autoren sind von HP (nun Agilent)*
- Fundamental of RF and Microwave Noise Figure Measurements  
Application Note 57-1  
Hewlett Packard
- Div. Publikationen von Analog Devices  
Sind meist auf IC-Level, z.B. 1992 Amplifier Application Guide oder The Best of Analogue Dialogue, 1967-1991 / 91
- "Interface Databook" von National Semiconductor  
Gute Beschreibung von Übertragungsproblemen bei digitalen Schnittstellen
- Manuals der verwendeten Messgeräte

## 5.2 Rauschtypen

**THERMAL NOISE** Wärmerauschen is white

Gaussian distribution

Thermal noise comes from thermal agitation of electrons within a resistance, and it sets a lower limit on the noise present in a circuit. Thermal noise is also referred to as resistance noise or “Johnson noise” (for J. B. Johnson, its discoverer). Johnson (1928) found that a nonperiodic voltage exists in all conductors and its magnitude is related to temperature.

Ideally-pure reactances are free from Johnson noise.

The power available, that is, the power delivered to a complex conjugate load

$$P_a = \frac{e_n^2}{4R} = kTB$$

The available power spectral density is  $kT$  watts/hertz. power density is constant to within 1% up to 100 GHz, and to within 10% up to 1000 GHz.

$$kT_0 = 4 \times 10^{-21} \text{ W/Hz} = -174 \text{ dBm/Hz. (290K)}$$

$$E_n = \sqrt{4kTRB} \text{ volts}$$

where  $E_n$  is the rms value of voltage generated in source resistance

$k$  = Boltzmann's Constant =  $1.381 \times 10^{-23}$  joules/kelvin  
 $T$  = Absolute temperature, kelvins ( $^{\circ}\text{C} + 273.2^{\circ}$ )  
 $B$  = Bandwidth,  $f_2 - f_1$ , (“brick wall”) in hertz.

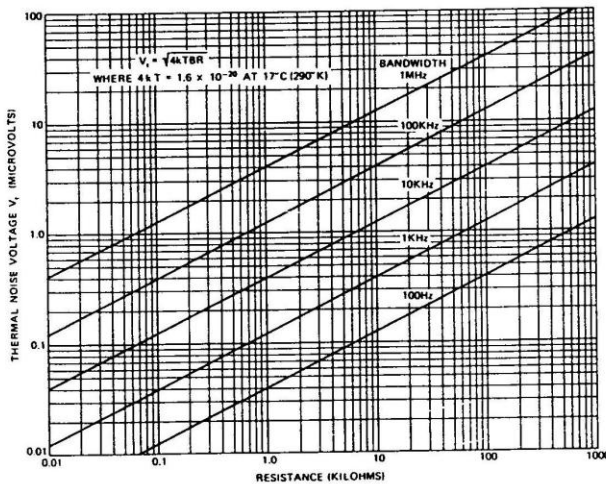
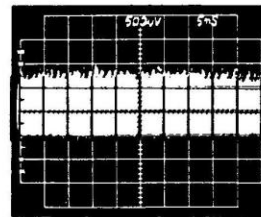


Figure 8-1. Thermal noise voltage as a function of resistance and bandwidth.



**White Noise.** Noise whose power spectral density (watts/hertz) is constant for the frequency range of interest. The term “white” is borrowed from the layman’s concept of white light being a composite of all colors, hence containing all frequencies.

**SHOT NOISE** Schrotrauschen Schöttky noise.

Shot noise is associated with current flow across a potential barrier. It is due to the fluctuation of current around an average value resulting from the random emission of electrons (or holes). This noise is present in both vacuum tubes and semiconductors. In vacuum tubes, shot noise comes from the random emission of electrons from the cathode. In semiconductors, shot noise is due to random diffusion of carriers through the base of a transistor and the random generation and recombination of hole electron pairs.

Shot noise is

“rain on a tin roof.”

is Gaussian and white.

The shot effect was analyzed theoretically by W. Schottky in 1918. He showed that the rms noise current was equal to

caused by the quantized and random nature of current flow.

$$I_{noise} (rms) = \sqrt{2qI_{dc}B} ,$$

$q$  = electron charge ( $1.6 \times 10^{-19}$  coulombs)

$I_{dc}$  = average dc current (A) ,

$B$  = noise bandwidth (Hz) .

Shot noise, arising from a large number of small events

**CONTACT NOISE** Flicker Noise 1/f Noise Funkelrauschen

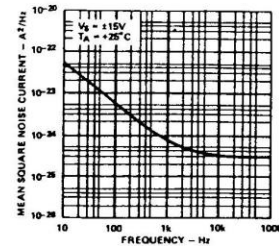
is gaussian in distribution

Contact noise is caused by fluctuating conductivity due to an imperfect contact between two materials. It occurs anywhere when two conductors are joined together, such as in switches and relay contacts. It also occurs in transistors and diodes, due to imperfect contacts, and in composition resistors and carbon microphones that are composed of many small particles molded together.

Contact noise is also called by many other names. When found in resistors, it is referred to as “excess noise.” When observed in vacuum tubes, it is usually referred to as “flicker noise.” Due to its unique frequency characteristic it is often called “1/f noise,” or “low-frequency noise.”

Due to its frequency characteristics, contact noise is usually the most important noise source in low-frequency circuits.

Pink, 1/f - spectrum..



-3dB per octave slope.

Real resistors suffer from fluctuations in resistance, generating an additional noise voltage (which adds to the ever-present Johnson noise) proportional to the dc current flowing through them. This noise depends on many factors having to do with the construction of the particular resistor, typical excess noise for various resistor types, given as rms microvolts per volt applied across the resistor, measured over one decade of frequency:

Carbon-composition	0.10μV to 3.0μV
Carbon-film	0.05μV to 0.3μV
Metal-film	0.02μV to 0.2μV
Wire-wound	0.01μV to 0.2μV

This noise has approximately a 1/f spectrum (equal power per decade of frequency)

For voltage (and correspondingly for current),

$$e_n = K \sqrt{\frac{1}{f}}$$

K is the actual or extrapolated value of  $e_n$  at  $f = 1$  Hz.

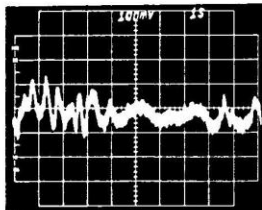
To compute  $E_n$  for the band,  $f_1$  to  $f_2$ , using

$$E_n(f_1 \text{ to } f_2) = K \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{f}} = K \sqrt{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}$$

Every octave

( $f_2 = 2 f_1$ ) or decade ( $f_2 = 10 f_1$ ) in the 1/f-noise region will generate as much noise as every other octave or decade

Most causes of 1/f noise are not well understood.



1/f noise.

Curiously enough, 1/f noise is present in nature in unexpected places, e.g., the speed of ocean currents, the flow of sand in an hourglass, the flow of traffic on Japanese expressways, and the yearly flow of the Nile measured over the last 2000 years. If you plot the loudness of a piece of classical music versus time, you get a 1/f spectrum! No unifying principle has been found for all the 1/f noise that seems to be swirling around us, although particular sources can often be identified in each instance.

**POPCORN NOISE**

Popcorn noise, also called burst noise, was first discovered in semiconductor diodes and has recently reappeared in integrated circuits. If burst noise is amplified and fed into a loudspeaker, it sounds like corn popping, with thermal noise providing a background frying sound—thus the name popcorn noise.

Unlike the other noise sources discussed in this chapter, popcorn noise is due to a manufacturing defect, and it can be eliminated by improved manufacturing processes. This noise is caused by a defect in the junction, usually a metallic impurity, of a semiconductor device. Popcorn noise occurs in bursts and causes a discrete change in level



Popcorn noise.

### 5.3 Rauschzahl/-temperatur

#### Noise Relations

##### Relation I.

$$F = \frac{(S/N)_i}{(S/N)_o} \Big|_{T_s=T_o} \quad (3-1)$$

yields

$$F = \frac{N_a + kT_oBG_a}{kT_oBG_a} \quad (3-2)$$

Eq (3-1) is more precisely written as

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \Big|_{T_s=T_o} \quad (3-3)$$

$S_i$  and  $S_o$  refer to the signal power available from the source and the DUT output, and  $N_i$  and  $N_o$  refer to the noise power available from the source and the DUT output. From the definition of available gain

$$S_o = S_i G_a \quad (3-4)$$

The noise power available at the output is composed of two uncorrelated components, amplified input noise and noise added by the DUT. Thus

$$N_o = N_a + N_i G_a \Big|_{T_s=T_o} \quad (3-5)$$

Substitution of eq (3-4) and (3-5) in (3-3) gives

$$F = \frac{S_i}{G_a S_i} \cdot \frac{N_a + G_a N_i}{N_i} \Big|_{T_s=T_o} \quad (3-6)$$

The input noise power that gets amplified is over the noise bandwidth  $B$  (the bandwidth of either the DUT or the power measuring equipment, whichever is narrower) so that

$$N_i \Big|_{T_s=T_o} = kT_o B \quad (3-7)$$

Substituting eq (3-7) into (3-6) gives

$$F = \frac{N_a + kT_o B G_a}{kT_o B G_a} \quad \text{Q.E.D.}$$

##### Relation II.

$$T_e = \frac{N_a}{kG_a B} \quad (3-8)$$

Figure 1-5, repeated here, shows that the slope of the general noise characteristic of a two-port device and the slope of the noise characteristic for a noise-free device are both equal to  $kG_a B$ . But the slope of the noise-free characteristic, i.e., the rise/run, is also equal to  $N_a/T_e$ . The two expressions for slope must be the same so that

$$kG_a B = \frac{N_a}{T_e} \quad (3-9)$$

This is obviously the same as eq (3-8), Q.E.D.

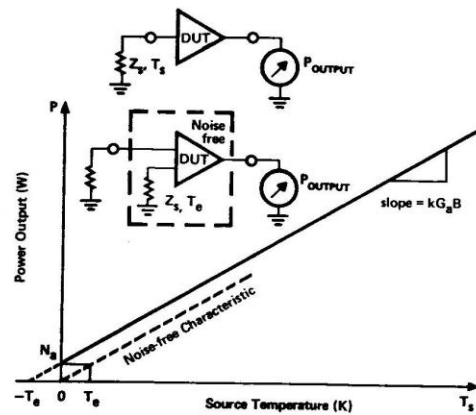


Figure 1-5. Effective input noise temperature  $T_e$  shows how hot the source impedance driving a perfect (noise-free) device would have to be to contribute the same noise as the added noise of the DUT. It also turns out that  $-T_e$  is the X-axis intercept of the straight-line noise characteristic.

##### Relation III.

$$F = \frac{T_e + T_o}{T_o} \quad (3-10)$$

Eq (3-9) can be rearranged to give

$$N_a = T_e kG_a B \quad (3-11)$$

Substituting this into eq (3-2) gives

$$F = \frac{T_e kG_a B + kT_o G_a B}{kT_o G_a B} \quad (3-12)$$

or

$$F = \frac{T_e + T_o}{T_o} \quad \text{Q.E.D.}$$

**Relation IV.**

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \tag{3-13}$$

where

$$Y = \frac{N_2}{N_1} \tag{3-14}$$

The noise power available at the output of the DUT is composed of two parts, amplified input noise and noise added by the DUT. The amplified input noise available at the output is the product of available gain and noise power available at the input. Thus

$$Y = \frac{N_2}{N_1} = \frac{N_a + kT_hBG_a}{N_a + kT_cBG_a} \tag{3-15}$$

By substituting in eq (3-15) from (3-11) for  $N_a$

$$Y = \frac{kT_eBG_a + kT_hBG_a}{kT_eBG_a + kT_cBG_a} \tag{3-16}$$

or

$$Y = \frac{T_e + T_h}{T_e + T_c} \tag{3-17}$$

Solving this equation for  $T_e$  gives

$$T_e = \frac{T_h - YT_c}{Y - 1} \tag{3-18}$$

Q.E.D.

**Relation V.**

$$F = \frac{\left(\frac{T_h}{T_o} - 1\right) - Y \left(\frac{T_c}{T_o} - 1\right)}{Y - 1} \tag{3-18}$$

Using eq (3-10) and substituting (3-13) for  $T_e$  gives

$$F = \frac{\frac{T_h - YT_c}{Y - 1} + T_o}{T_o} \tag{3-19}$$

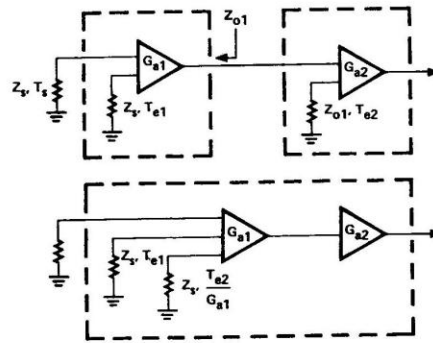
or

$$F = \frac{T_h - YT_c + YT_o - T_o}{T_o(Y - 1)} \tag{3-20}$$

or

$$F = \frac{\frac{T_h}{T_o} - 1 - Y \left(\frac{T_c}{T_o} - 1\right)}{Y - 1} \tag{3-20}$$

Q.E.D.



**Figure 3.1.** A cascade of two stages where each stage contributes its own noise (represented by  $T_{e1}$  or  $T_{e2}$ ) and processes (amplifies) the noise power available from the previous stage.

*ENR: Excess Noise Ratio  
(Noise Generator Kennwert)*

$$ENR = 10 \log \frac{T_h - T_o}{T_o} \quad T_o = 290K$$

*z.B.*

*ENR = 0dB →  $T_h = 580K$*

*$T_h = 100°C (373K) → ENR = -5.43dB$*

*$T_h = 290K → ENR = -∞dB$*



## 5.4 Checkliste zur Störunterdrückung

### APPENDIX B: SUMMARY OF NOISE REDUCTION TECHNIQUES

(Eine nützliche Checkliste aus Henry W. Ott, "Noise Reduction techniques in Electronic Systems" 2<sup>nd</sup>, 1988)

The check list that follows is intended to summarize, in short form, the more commonly used noise reduction techniques. Those items with an asterisk are essentially free of added cost and should be used whenever applicable. The remaining techniques should be used whenever additional noise reduction is required.

#### A. Suppressing Noise at Source

- Enclose noise sources in a shielded enclosure.
- Filter all leads leaving a noisy environment.
- Limit pulse rise times.
- Relay coils should be provided with some form of surge damping.
- Twist noisy leads together.\*
- Shield and twist noisy leads.
- Ground both ends of shields used to suppress radiated interference. (Shield does not need to be insulated).\*

#### B. Eliminating Noise Coupling

- Twist low-level signal leads.\*
- Place low-level leads near chassis (especially if the circuit impedance is high).
- Twist and shield signal leads (coaxial cable may be used at high frequencies).
- Shielded cables used to protect low-frequency, low-level signal leads should be grounded at *one end only* (coaxial cable may be used at high frequencies with shield grounded at both ends).\*
- When low-level leads and noisy leads are in the same connector, separate them and place the ground leads between them.\*
- Carry shield on signal leads through connectors on a separate pin.
- Avoid ground leads between high-and low-level equipment.\*
- Keep hardware grounds separate from circuit grounds.\*
- Keep ground leads as short as possible.\*
- Use conductive coatings in place of nonconductive coatings for protection of metallic surfaces.
- Separate noisy and quiet leads.\*
- Ground low-frequency, low-level circuits at one point only (high frequencies and digital logic are exceptions).\*
- Avoid questionable or accidental grounds.
- For very sensitive applications, operate source and load balanced to ground.
- Place sensitive equipment in shielded enclosures.
- Filter or decouple any leads entering enclosures containing sensitive equipment.
- Keep the length of sensitive as short as possible.\*
- Keep the length of leads extending beyond cable shields as short as possible.\*
- Use low-impedance power distribution lines.
- Avoid ground loops in low-frequency, low-level circuits.\*
- Consider using the following devices for breaking ground loops:
  - Isolation transformers
  - Common-mode chokes
  - Optical couplers
  - Differential amplifiers
  - Guarded amplifiers
  - Balanced circuits
  - Hybrid ground

### **C. Reducing Noise at Receiver**

- Use only necessary bandwidth.
- Use frequency-selective filters when applicable.
- Provide proper power-supply decoupling.
- Bypass electrolytic capacitors with small high-frequency capacitors.
- Separate signal, noisy, and hardware grounds.\*
- Use shielded enclosures.
- With tubular capacitors, connect outside foil end to ground.\*

### **D: Guidelines for controlling Emissions in Digital Systems**

- Minimize ground inductance by using a ground plane or ground grid.
- Locate decoupling capacitors next to each IC in the system.
- Use the smallest value decoupling capacitor that will do the job.
- Use a bulk decoupling capacitor to recharge the individual IC decoupling capacitors.
- Clock signal loop areas should be kept as close to zero as possible.
- All cables should be treated to minimize their common-mode current.
- All unused inputs on logic gates should be connected to either power or ground.
- I/O drivers should be located near where the cables leave the system.
- Use the lowest-frequency clock, and slowest rise time that will do the job.
- Keep clock circuits and leads away from the I/O cables.