

Wesentliche Empfänger Kriterien

Workshop technische Weiterbildung, FACW/DARC OV Weinheim



Günter Fred Mandel

DL4ZAO

Wesentliche Empfänger-Kriterien

EmpfindlichkeitRauschzahl
.MDS....NoiseFloor ...Interzeptpunkt
blockierungsfreier Dynamikbereich
Intermodulationsfreier Dynamikbereich
....Seitenbandrauschenreziprokes
Mischen...IP3...

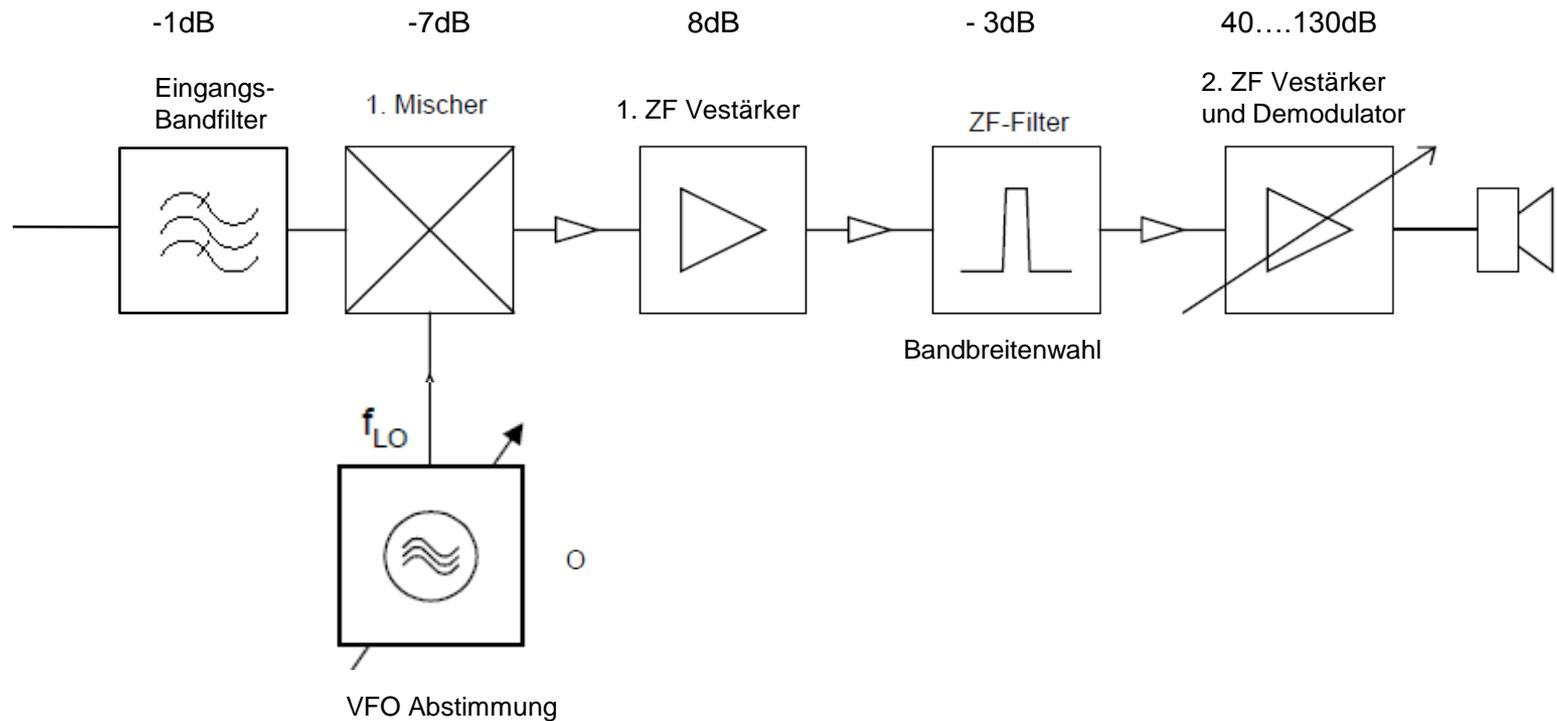


Auf was kommt es an?

- ❖ Die Leistungsfähigkeit eines Empfängers ist limitiert durch die kleinsten und die größten Signale, die er trennen und gleichzeitig verarbeiten kann.
- ❖ So lange keine starken Nachbarstationen vorhanden sind, sind fast alle modernen Empfänger ausreichend empfindlich und trennscharf. Im realen Betrieb, bei starker Bandbelegung mit vielen starken Stationen zeigen sich jedoch Unterschiede. Worauf kommt es beim Empfänger an?

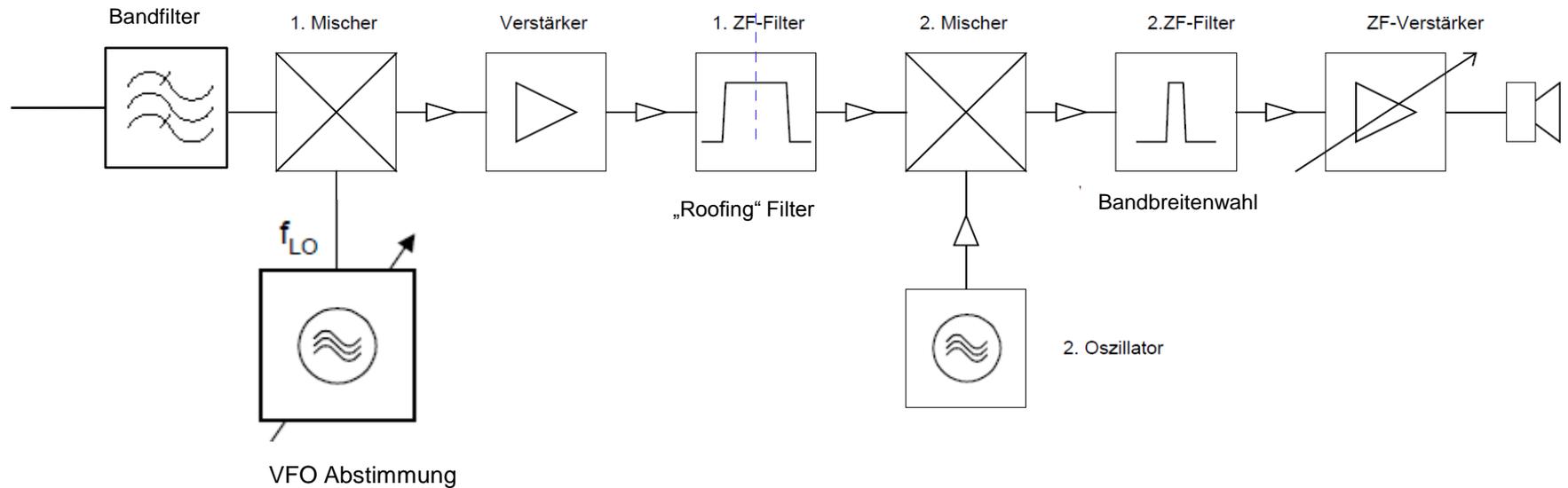
**Rauschen und Großsignalverhalten
(Dynamikbereich)**

Einfachsuper Blockschaltbild



Zeichnung W. Schnorrenberg [13]

Doppelsuper Blockschaltbild

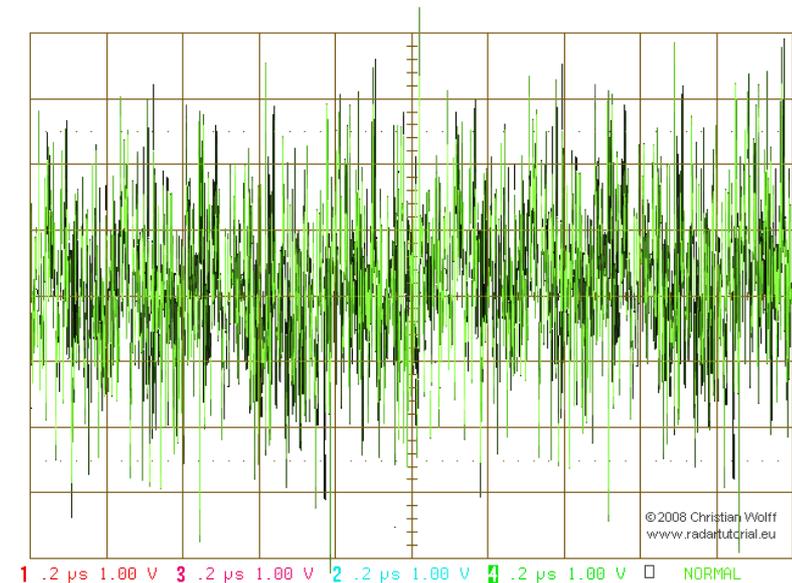


Zeichnung: W. Schnorrenberg [13]

Außer Rauschen nix zu lauschen

FA Jan/2001 [1]

- ❖ Rauschen (englisch: Noise) ist der Spielverderber in der Empfangstechnik.
- ❖ Rauschen stört, da es schwache Nutzsignale überlagert.
- ❖ Rauschen begrenzt die Fähigkeit eines Empfängers, schwache Signale aufzunehmen.



Rauschen ist ein statistisch auftretendes, zufälliges, meist unerwünschtes Signal mit großer Bandbreite

externe Rauschquellen



In der Funktechnik haben wir es mit drei äußeren Rauschursachen zu tun:

- Atmosphärisches (und kosmisches) Rauschen, QRN
- "Man made noise,,
- Thermisches Rauschen

Die thermische Rauschen ist rein physikalischer Natur und spielt als Bezugsgröße für das Rauschverhalten eines Empfängers eine maßgebliche Rolle.

atmosphärisches Rauschen



Das atmosphärische Rauschen stammt hauptsächlich von Blitzen, die sich gerade irgendwo auf der Welt entladen. Blitzentladungen erzeugen energiereiche Hochfrequenz-Impulse, die sich durch Reflexion an der Ionosphäre über die ganz Erde verbreiten.

Das kosmische oder galaktische Rauschen hat seine Ursache hauptsächlich in der Sonnenaktivität und von den Fixsternen des Milchstraßensystems. Hintergrundrauschen kommt auch von der Bewegung von heißen Gasmolekülen im Weltraum und von der Entstehung unseres Universums.

Man Made Noise



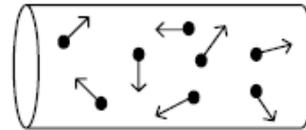
Man Made Noise entsteht durch elektrische und elektronische Geräte in Industrie und Haushalten. Der Pegel dieses Rauschens ist abhängig vom Ort und von der Tageszeit. In ländlichen Gegenden ist dieses Rauschen geringer als in Städten oder in Industriegebieten. Tagsüber rauscht es mehr als nachts.

Ursachen sind zum Beispiel: Hochspannungsleitungen, Schaltnetzteile, Fernseh- und Computermonitore, PCs, PLC und DLS Modems, Maschinen, Zündfunken etc.

thermisches Rauschen

In jedem Leiter bewegen sich Elektronen wenn Strom fließt. Sobald aber Wärme mit im Spiel ist, und das ist bei Temperaturen über dem absoluten Nullpunkt immer der Fall, bewegen sich die Ladungsträger unregelmäßig. Durch "Hin- und Herbewegung" der Elektronen schwankt der Strom zufällig und unregelmäßig um winzige Beträge.

Unregelmäßige Bewegungen von Ladungsträgern durch Wärmeenergie (Brown'sche Molekularbewegung)



Dieser Effekt nennt sich "thermisches Rauschen". Je wärmer die Temperatur ist, desto mehr bewegen sich die Teilchen, dabei steigt auch das Rauschen an.

Selbst wenn keine äußere Spannung angelegt ist, misst man an einem Widerstand wegen der Wärme-Bewegung der Ladungsträger eine kleine Rausch-Leerlaufspannung U_{noise} .

Boltzmann Konstante

Ludwig Boltzmann, ein österreichischer Physiker, der vor 1900 die Gesetze der Thermodynamik maßgeblich entwickelt hat.

Die Boltzmann Konstante spielt eine große Rolle für die Berechnung der Energie des thermischen Rauschens:

$$\text{Boltzmann-Konstante } k = 1,38 * 10^{-23} \text{ J/K}$$

Der absolute Nullpunkt ist bei $0 \text{ K} = -273,15^\circ \text{ C}$; $0^\circ \text{ C} = + 273,15 \text{ K}$

Als Referenztemperatur für Rauschbetrachtungen hat man zur Vereinfachung eine Umgebungstemperatur $T_0 = 290 \text{ K}$ festgelegt, entsprechend $16,85^\circ \text{ C}$.

Da elektrisches Rauschen sich aus zufälligen Anteilen aller Frequenzen zusammensetzt, wird eine Rauschleistung üblicherweise bezogen auf eine Bandbreite angegeben. In der Regel auf 1 Hz .

Nyquist Formel

Harry Nyquist war ein schwedisch – amerikanischer Physiker
Er leistete viele wichtige Beiträge zur Informationstheorie

Die thermische Rauschleistung eines Widerstands bei Referenztemperatur 290K (~17°C) bei Leistungsanpassung ist:

$$P = k * T_0 * B$$

Dabei sind

P = Rauschleistung in Watt

k = Boltzmann-Konstante $k = 1,38 * 10^{-23}$ J/K

T₀ = Referenztemperatur 290 K

B = Mess-Bandbreite in Hertz

Da die Ergebnisse sehr klein sind, benutzt man das logarithmische Verhältnismaß dB und gibt die Rauschleistung als Verhältnis bezogen auf 1mW an (dBm)

$$P_{[\text{dBm}]} = 10 * \log P + 30$$

Wegen des Leistungsbezugs Milliwatt anstatt Watt müssen wir noch den Faktor 1000 = 30dB berücksichtigen

Jeder Widerstand erzeugt bei "Raumtemperatur" eine Rauschleistung je Hz Bandbreite von:

$$P_{[\text{dbm}]} = 10 * \log (1,38 * 10^{-23} \text{ J/K} * 290 \text{ K} * 1\text{Hz}) + 30 \text{ dB} = -174 \text{ dBm}$$

Das ist als lineare Zahl: $4 * 10^{-21}$ W oder 0,0000000000000000000004 W

Rauschleistung und Bandbreite

- ❖ Ein idealer Empfänger erzeugt bei $\sim 17^\circ\text{C}$ (290K) am Dummyload durch Wärme eine Eigenrauschleistung von $-174 \text{ dBm} / \text{Hz}$.
- ❖ Bei Bandbreiten (B) größer als ein Hz gelangt mehr Rauschleistung in den Empfänger. Je größer die Bandbreite, desto höher ist proportional die absolute Rauschleistung.

Bei $B = 2,4 \text{ kHz}$ also das 2400fache. In dB ausgedrückt: $10 \log 2400 = 34\text{dB}$.
Das thermische Rauschen bei $B=2,4 \text{ kHz}$ ist also: $-174\text{dBm} + 34 \text{ dB} = -140\text{dBm}$

thermisches Grundrauschen	10 log Bandbreite	Bandbreite	Betriebsart
-174 dBm	0	1 Hz	Referenzbandbreite
-148 dBm	26	400Hz	CW
-140 dBm	34	2,4 kHz	SSB
-123 dBm	41	12,5 kHz	FM

Rauschfaktor und Rauschmaß

Alle Elemente und Baugruppen in einem Empfangssystem fügen zusätzliches Rauschen zum thermischen Rauschen hinzu.

Die Rauschzahl (besser: Rauschfaktor) beschreibt, um wieviel sich das Signal-Rausch-Verhältnis (englisch: Signal / Noise Ratio, S/N) am Ausgang gegenüber dem Eingang verschlechtert.

$$\text{Rauschzahl} = \frac{\text{Signal-}/\text{Rauschverhältnis}_{(\text{Eingang})}}{\text{Signal-}/\text{Rauschverhältnis}_{(\text{Ausgang})}}$$

$$F = \frac{S/N_{\text{Ein}}}{S/N_{\text{Aus}}}$$

Es ist auch hier hilfreich, Verhältnisse in dB anzugeben.

Das Rauschmaß f (englisch: noise figure NF) ist der in dB angegebene Rauschfaktor.

$$f = 10 \log F$$

Ein idealer Empfänger oder Verstärker, der selbst kein Rauschen hinzufügt, hätte einen Rauschfaktor F von 1 oder ein Rauschmaß von 0 dB.

Rauschtemperatur

Neben dem **Rauschfaktor** und dem gleichwertigen **Rauschmaß** in dB gibt es noch eine weitere Variante, um das Rauschen zu quantifizieren.

Wir wissen, jeder Widerstand erzeugt pro Hz Bandbreite eine thermische Rauschleistung : $P = k * T$ (Boltzmann Konstante * Temperatur in Kelvin)

Man kann also eine Rauschgröße definieren als die Temperatur, auf die ich einen Widerstand aufheizen müsste, damit er die gleiche Rauschleistung wie mein zu vergleichendes Messobjekt abgibt. Das ist die **Rauschtemperatur** (angegeben in Kelvin).

Da Rauschfaktor und Rauschtemperatur nur zwei Seiten der gleichen Medaille sind, kann man sie ganz einfach ineinander umrechnen:

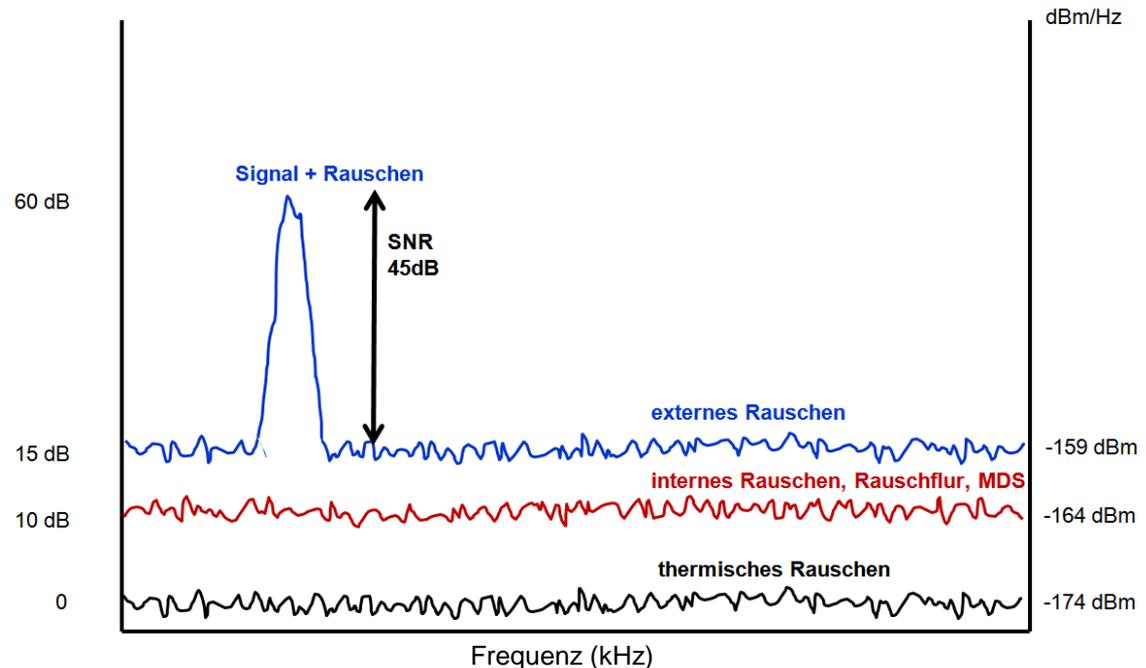
$$T = (F - 1) \cdot T_0$$

T = Rauschtemperatur
F = Rauschfaktor
T₀ = 290K Referenztemperatur

$$F = 1 + \frac{T}{T_0}$$

Signal/Rausch-Verhältnis, SNR

Das Signal/Rausch-Verhältnis (SNR) ist der Quotient aus der Leistung des Nutzsignals zur Leistung des Rauschsignals und ein Maß für die Reinheit eines Signals. Man spricht auch vom Signal/Rauschabstand. Das SNR wird in dB angegeben.



$$SNR = 10 \log \left(\frac{P_{Signal}}{P_{Rauschen}} \right) dB, \quad SNR = 20 \log \left(\frac{U_{eff, Signal}}{U_{eff, Rauschen}} \right) dB$$

Rauschen, nochmal die Begriffe

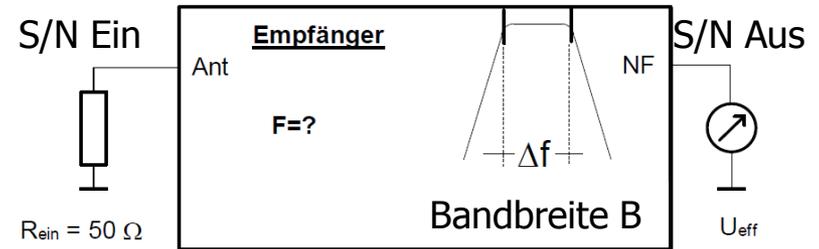
❖ Die Rauschleistung $P = k * T * B$
Sie beträgt bei der Referenztemperatur T_0 (290K) **-174 dBm bei $B = 1$ Hz.**

❖ Die Rauschleistung nimmt mit der Bandbreite und der Temperatur zu.

❖ Der Quotient zwischen dem Signal/Rauschverhältnis (S/N, SNR) am Eingang zu dem Signal/Rauschverhältnis am Ausgang einer Komponente (Verstärker, Baugruppe, Empfänger etc) nennt man **Rauschfaktor** (engl. **Noise Factor**). Er ist eine dimensionslose Verhältnis-Zahl und ist immer > 1 .

❖ Den **Rauschfaktor** umgerechnet in logarithmischen Maßstab nennt man **Rauschmaß** (engl. **Noise Figure**). Er wird in dB angegeben.

❖ Der Begriff „**Rauschzahl**“ , wird sowohl für **Rauschfaktor** oder **Rauschmaß** benutzt. Deshalb genau hinschauen ob dimensionslos oder in dB!

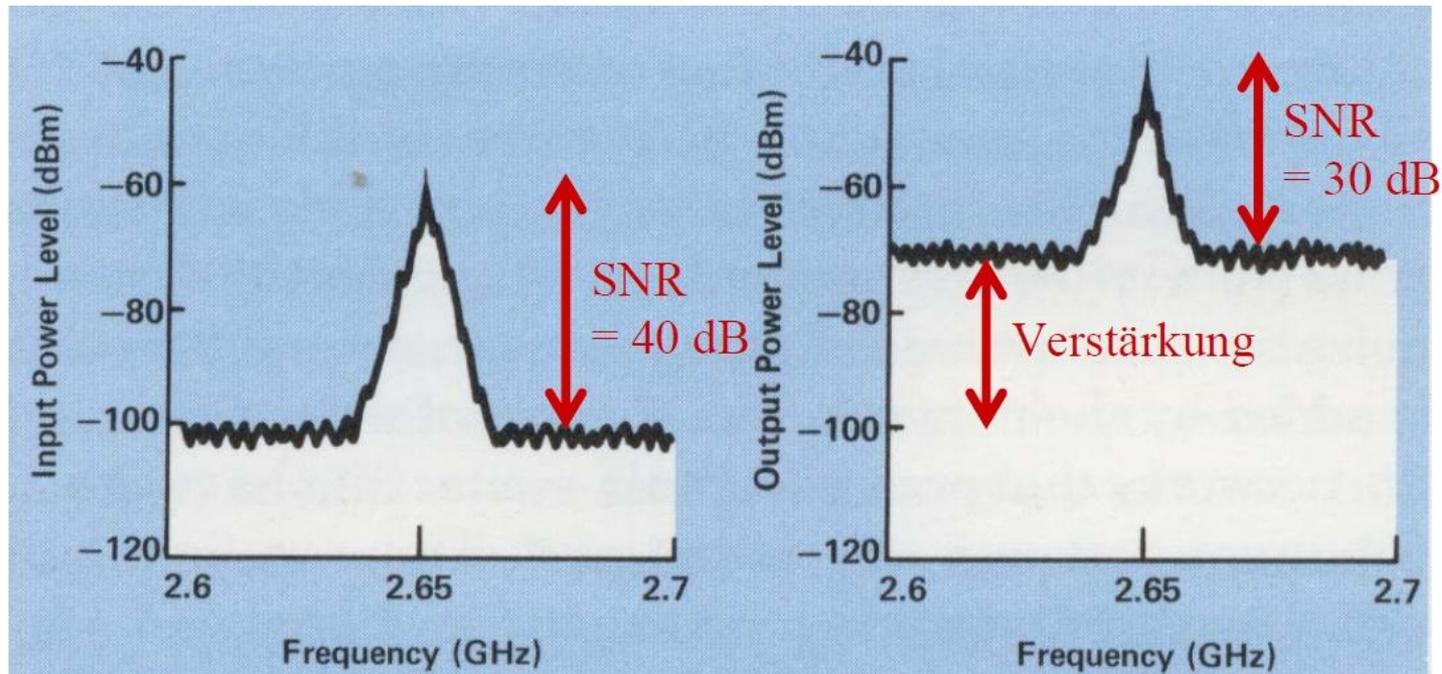


Quelle: H Wickenhäuser [8]

Betrachtung: Verstärker

Betrachten wir uns einmal diese Messung des SNR an einem Verstärker mit einer Leistungsverstärkung von 1000 (=30 dB)

Welchen Rauschfaktor bzw. welches Rauschmaß hat der Verstärker?



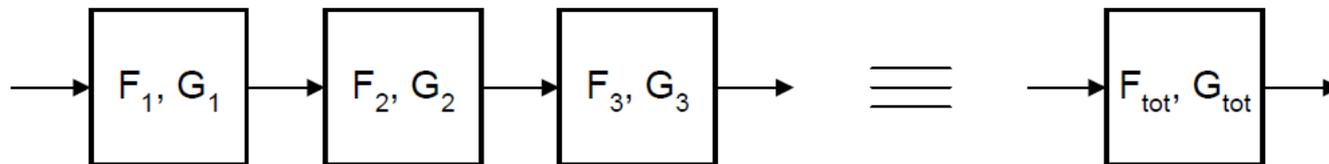
Grafik Agilent AN 57-1

Kettenschaltung von Bausteinen

In der Praxis hat man es meist mit einer Kette von in Reihe geschalteten Komponenten zu tun, die unterschiedlich verstärken und rauschen. Da stellt sich die Frage nach der Gesamttrauschzahl der Kette.

Jede einzelne Stufe der Kette hat einen Rauschfaktor F und eine Leistungsverstärkung G (G von englisch: *Gain*).

M. Hufschmid [6],



Die Gesamtverstärkung ergibt sich aus der Multiplikation der Teilverstärkungen:

$$G_{tot} = G_1 \cdot G_2 \cdot G_3$$

Der Gesamttrauschfaktor lässt sich nach der folgenden Formel herleiten:

$$F_{gesamt} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

Friis Formel.

Achtung: Hier NICHT die logarithmischen Größen (dB) benutzen! In diesen Formeln müssen die linearen Größen eingesetzt werden. Also Rauschfaktor F und nicht Rauschmaß $NF_{[db]}$

Friis Formel

Harald Friis war ein dänisch – amerikanischer HF-Ingenieur
Er erarbeitete 1944 die theoretischen Grundlagen der Rauschzahl

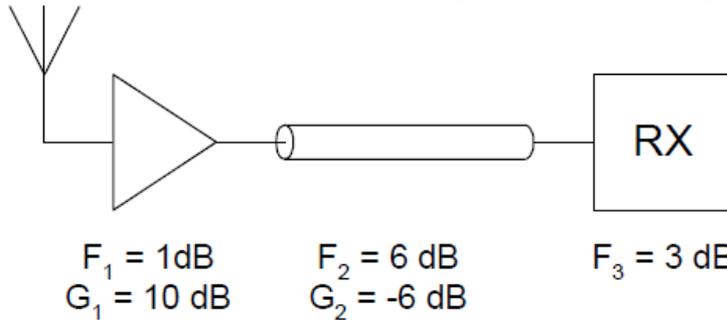
$$F_{gesamt} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

- ❖ Die **Friis-Formel** berechnet die Gesamt rauschzahl einer Kette von Verstärkern oder Dämpfungsgliedern
- ❖ Die Friis-Formel drückt aus, dass das Rauschen der nachfolgenden Verstärkerstufen jeweils um die Verstärkung G der vorhergehenden Verstärkerstufen verringert in die gesamte Rauschzahl der Kette eingeht.
- ❖ Nach dieser Formel kann ein rauscharmer Vorverstärker die Rauschzahl einer Verstärkerkette verringern, sofern die Verstärkung genügend hoch ist.
- ❖ Die Friis Formel kann auch mit der Rauschtemperatur ausgedrückt werden

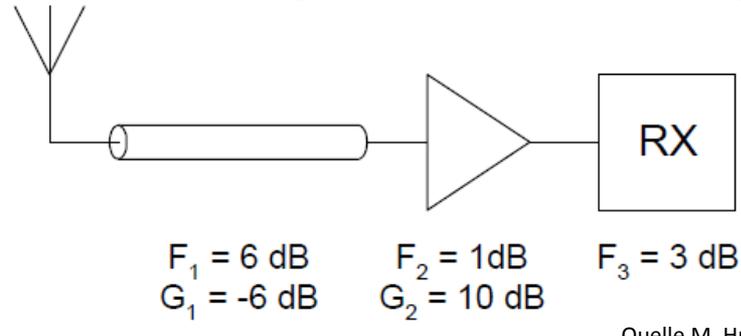
$$T_{gesamt} = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 \cdot G_2} + \dots$$

Wohin mit dem Vorverstärker?

Antenne - Vorverstärker - Leitung - Empfänger



Antenne - Leitung - Vorverstärker - Empfänger



Quelle M. Hufschmid [6],

1. Schritt: Umrechnen von dB in lineare Werte

$$\begin{aligned}
 F_1 &= 1.26 \\
 G_1 &= 10 \\
 F_2 &= 4 \\
 G_2 &= \frac{1}{4} = 0.25 \\
 F_3 &= 2.00
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_1 &= 4 \\
 G_1 &= \frac{1}{4} = 0.25 \\
 F_2 &= 1.26 \\
 G_2 &= 10 \\
 F_3 &= 2
 \end{aligned}$$

2. Schritt: Berechnen des Gesamtrauschfaktors und der Gesamt Noise Figure

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

$$F_{tot} = 1.2 + \frac{3}{10} + \frac{1}{2.5}$$

$$F_{tot} = 1.96 \quad \sim \text{NF} = 2.9\text{ dB}$$

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 \cdot G_2}$$

$$F_{tot} = 4 + \frac{0.26}{0.25} + \frac{1}{2.5}$$

$$F_{tot} = 5.42 \quad \sim \text{NF} = 7.4\text{ dB}$$

Rauschwissen für den Praktiker!

- ❖ Das Rauschen der ersten Stufe geht voll in das Gesamtrauschen ein und bestimmt maßgeblich das Rauschmaß des Gesamtsystems.
- ❖ Schon das Rauschen der zweiten Stufe fällt weniger ins Gewicht, wenn die Verstärkung der ersten Stufe groß ist.
- ❖ Das Rauschmaß eines passiven Bauelements, z.B. eines Dämpfungsgliedes, eines Filters oder einer Leitung entspricht exakt seiner Dämpfung in dB.
- ❖ Eine passives Bauelement mit Dämpfung in der ersten Stufe verschlechtert das Rauschmaß des Gesamtsystems um seine Dämpfung
- ❖ Eine Antenne nimmt neben dem Nutzsignal externes Rauschen auf. Den Pegel des externen Rauschen beschreibt die Rauschzahl F_{Antenne} , die sich aus der externen Rauschleistung in Bezug zum thermischen Grundrauschen zusammensetzt. (ITU P.372-10, Radio Noise).

Empfindlichkeit, MDS

- ⌘ Die Empfindlichkeit eines Empfängers ist durch sein Grundrauschen (Noisefloor) begrenzt.
- ⌘ Das Maß für die Empfindlichkeit, MDS (Minimum Discernible Signal), ist das kleinste empfangbare Signal über dem Grundrauschen bei einer bestimmten Bandbreite.
- ⌘ Das MDS ist die Signalleistung am Empfänger-Eingang die am Ausgang ein SNR von 0dB erzeugt. Nutzsignal und Noisefloor sind dann gleich groß ($S + N = N + 3 \text{ dB}$)

$$\text{MDS}_{[\text{dBm}]} = -174_{\text{dbm}} + 10/\log B + F_{[\text{dB}]}$$

-174 dBm = thermisches Grundrauschen pro Hz Bandbreite

$10/\log B$ = Bandbreite in dB bezogen auf 1Hz

F = Rauschzahl (Noise Figure) des Empfängers

Merke: Bei gleicher Rauschzahl ergibt eine schmale Bandbreite eine höhere Empfindlichkeit, ein breitbandige eine geringere!

Empfindlichkeit für spezif. SNR

- ⌘ Oft wird bei einem Empfänger als Empfindlichkeit das erforderliche Eingangssignal zur Erzielung eines spezifizierten Signal/Rauschabstandes (z.B. 10dB) am Empfängerausgang angegeben.

$$S_{\text{SNR [dbm]}} = \text{MDS}_{[\text{dBm}]} + \text{SNR}_{[\text{dB}]}$$

$$S_{\text{SNR [dbm]}} = -174_{\text{dbm}} + 10/\log B + F_{[\text{dB}]} + \text{SNR}_{[\text{dB}]}$$

S_{SNR} = Empfindlichkeit für das spezifizierte S/N
-174 dBm = Therm. Rauschen pro Hz Bandbreite
 $10\log B$ = Bandbreite in dB bezogen auf 1Hz
F = Rauschzahl (Noise Figure) des Empfängers
SNR = spezifiziertes Signal /Rausch Verhältnis

Oft ist in Datenblättern die Empfindlichkeit statt als Leistung in dbm als Spannung in $\text{db}\mu\text{V}$ an 50 Ohm angegeben. Die Umrechnung ist einfach mit der Eselsbrücke: $U_{\text{db}\mu\text{V}} = P_{\text{dbm}} + 107$

Rauschmaß - Maß aller Dinge

Mit den bisher benutzten Formeln können mit dem Zusammenhang
 Rauschmaß \leftrightarrow Empfindlichkeit \leftrightarrow Bandbreite \leftrightarrow SNR
 die MDS Werte eines Empfängers einfach errechnet werden

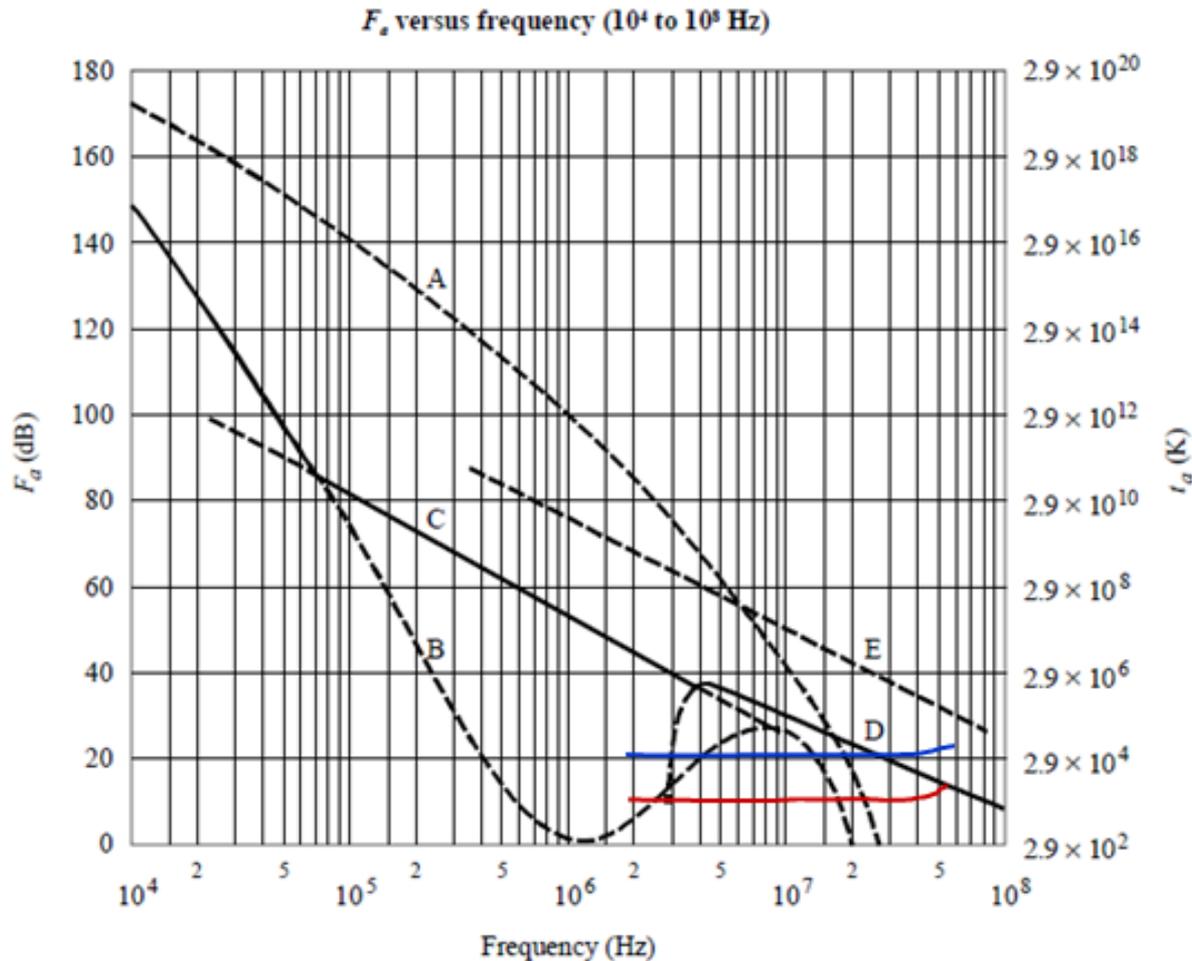
	Bandbreite				
	3,1 kHz (34,9 dB)	2,4 kHz (33,8 dB)	2,1 kHz (33,2 dB)	500 Hz (27 dB)	100 Hz (20 dB)
Rauschmaß	Empfindlichkeit (U_F für 10 dB S/N)				
7 dB	0,18 μ V	0,15 μ V	0,14 μ V	71 nV	32 nV
10 dB	0,25 μ V	0,22 μ V	0,20 μ V	0,10 μ V	45 nV
13 dB	0,35 μ V	0,31 μ V	0,29 μ V	0,14 μ V	64 nV
20 dB	0,78 μ V	0,69 μ V	0,64 μ V	0,31 μ V	0,14 μ V

Die Empfindlichkeit (MDS, Noise Floor, S/N) eines RX ist durch Angabe des Rauschmaßes (Noise Figure) bereits vollständig und unabhängig von der Bandbreite bestimmt. Lediglich die erste Spalte wäre wirklich benötigt.

Quelle: H Wickenhäuser [8]

Das Rauschmaß ist das aussagekräftigste Kriterium, um die Empfindlichkeit von Empfängern eindeutig zu spezifizieren.

ITU 372-10 externes Rauschen



ITU Umweltkategorie, Kurve:

A: atmosphärisches Rauschen,
zu 0,5 % der Zeit überschritten

B: atmosphärisches Rauschen,
zu 99,5 % der Zeit überschritten

C: Man Made Noise,
in ruhiger ländlicher Umgebung

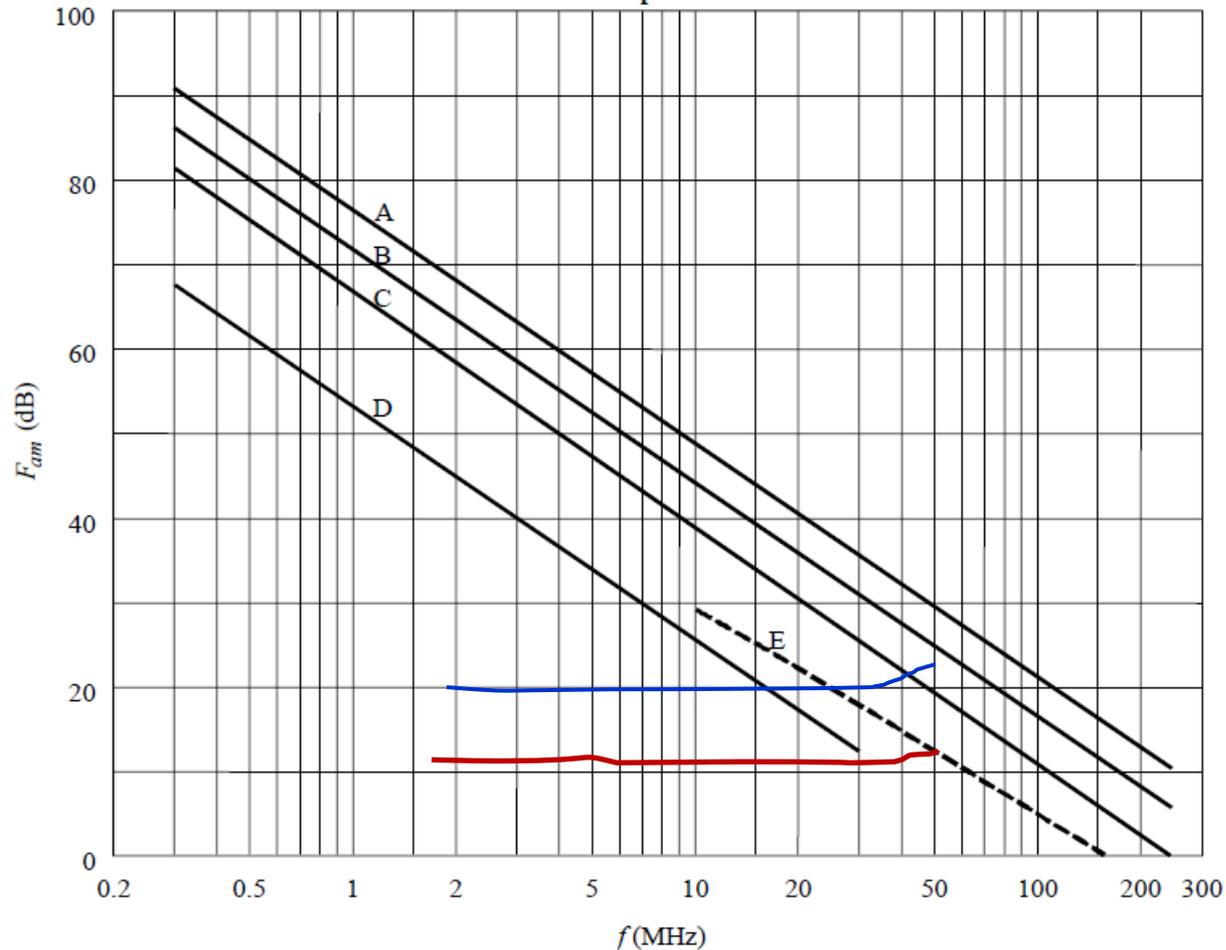
D: Galaktisches Rauschen

E: Man Made Noise,
Mindestpegel in Gewerbegebieten.

Zum Vergleich die Rauschzahl eines K3:
Ohne Vorverstärker
Mit Vorverstärker

ITU 372-10 - Man Made Noise

Mittlere Werte künstlicher Störleistung einer kurzen vertikalen verlustfreien geerdeten Monopolantenne



ITU Umweltkategorie, Kurve:

A: Man Made Noise, in Gewerbegebieten

B: Man Made Noise, in städtischen Wohngebieten

C: Man Made Noise, in ländlicher Umgebung

D: Man Made Noise, in ruhiger ländlicher Umgebung

E: Galaktisches Rauschen

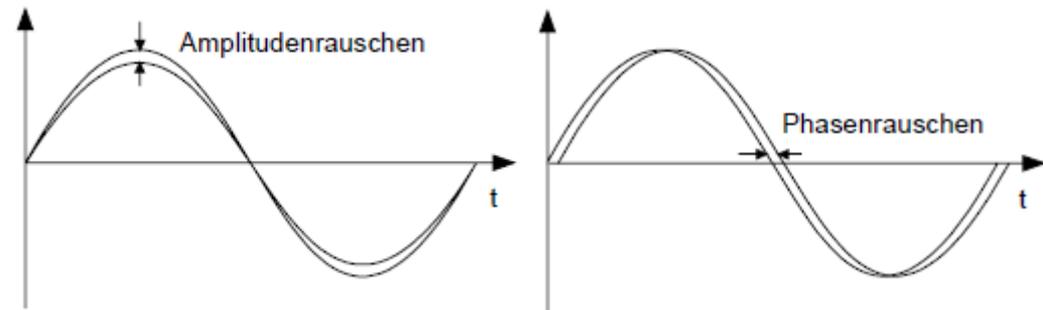
Zum Vergleich die Rauschzahl eines K3:
Ohne Vorverstärker

Mit Vorverstärker

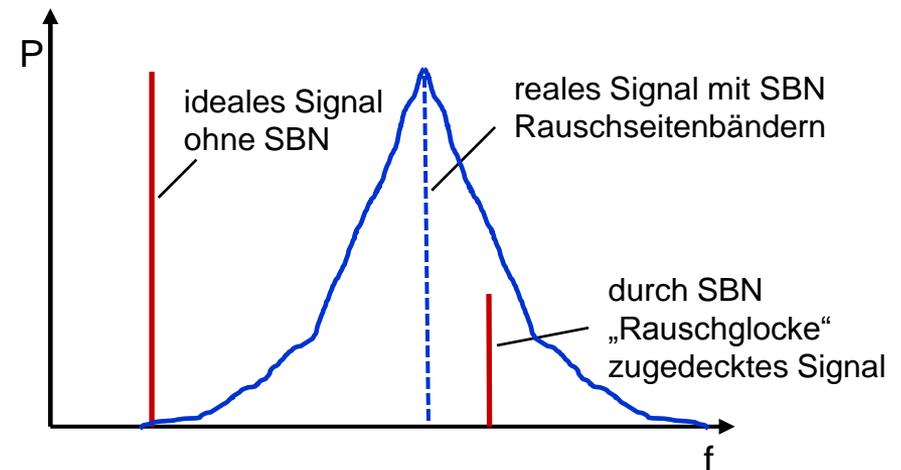
Seitenbandrauschen (SBN)

❖ Das Phasenrauschen oder Seitenbandrauschen zeigt sich als „Rauschglocke“ um die Oszillatorfrequenz. Es verursacht im Empfänger eine Anhebung des Grund-Rauschpegels durch „reziprokes Mischen“. Schwache Signale können vom eigenen LO Rauschen überdeckt werden.

❖ Beim Sender verursacht das Seitenbandrauschen Nebenaussendungen, die bei benachbarten Stationen schwache Signale im RX „zurauschen“ (überdecken).

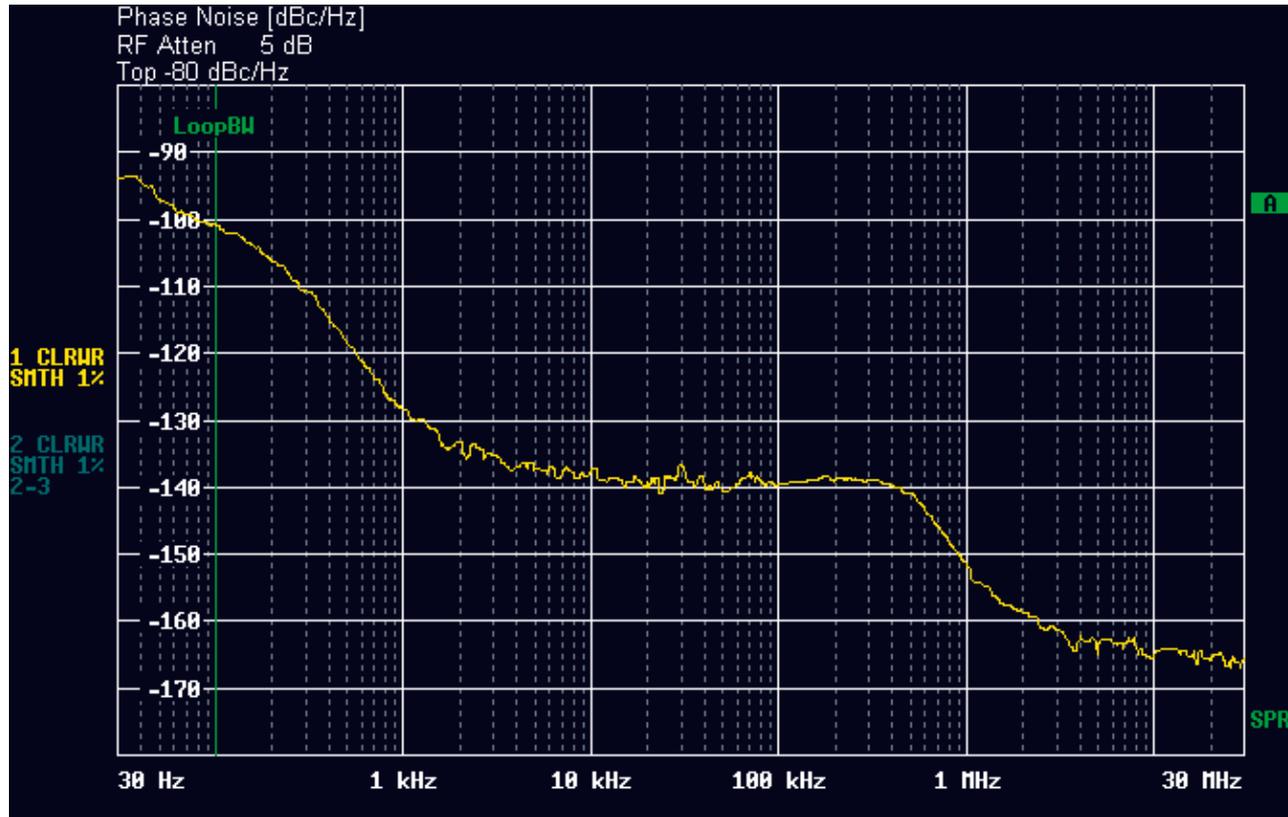


Grafik W. Schnorrenberg [9]



Rauschseitenbänder durch Phasenrauschen

Spektrumdarstellung SBN



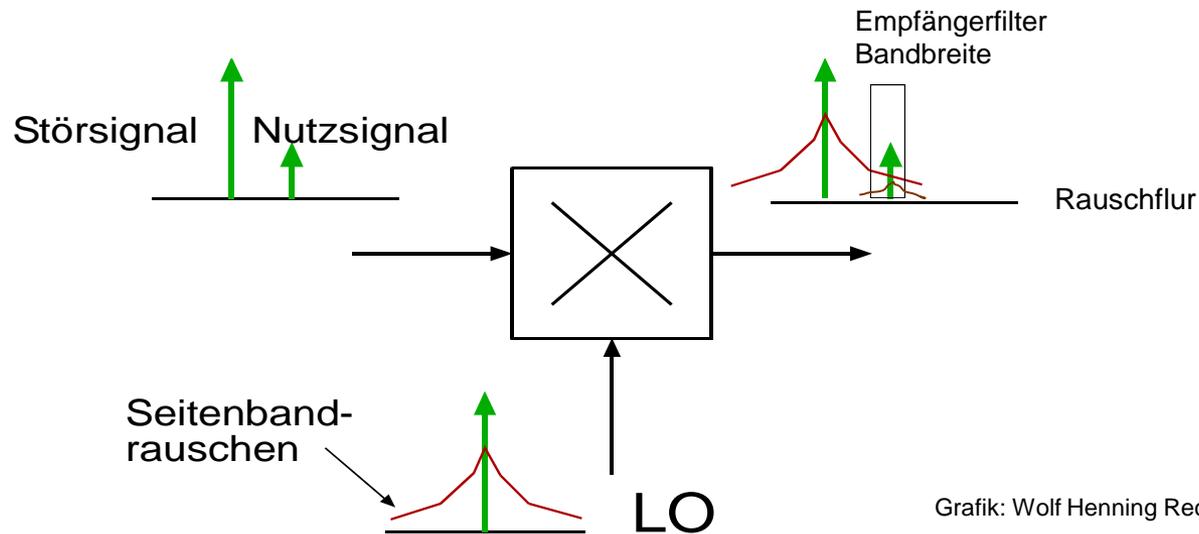
Spektrum des Seitenbandrauschens eines Oszillators gemessen mit einem prof. Messgerät. Es zeigt die Rauschleistung in dB/Hz unter dem Trägerpegel des Oszillators in Abhängigkeit vom Frequenzabstand

Der Oszillator in einem Empfänger kann eine störende Rauschquelle darstellen. Betrachtet man das Spektrum eines Oszillators, so findet man außer der erwünschten Nutzfrequenz noch Rauschfrequenzen als Rauschglocke in den Seitenbändern des Oszillatorsignals.

Reziprokes Mischen

Das Phasenrauschen des Lokaloszillators mischt Störsignale außerhalb der Übertragungskanals in ein Rauschsignal im Übertragungskanal

Der ursprüngliche Rauschflur erhöht sich, was gleichbedeutend mit einer Verringerung des SNR ist. Man nennt dies auch Desensibilisierung



Grafik: Wolf Henning Rech, DF9IC

Reciprocal Mixing must be seriously considered while evaluating the overall performance of a receiver. In fact, it is probably the most significant figure in receiver performance!

Bob Allison, ARRL Test Engineer

Auswirkungen des SBN

Seitenbandrauschen im Empfänger

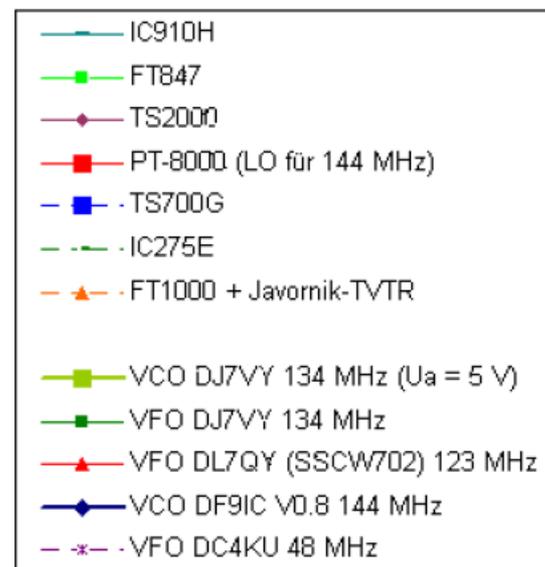
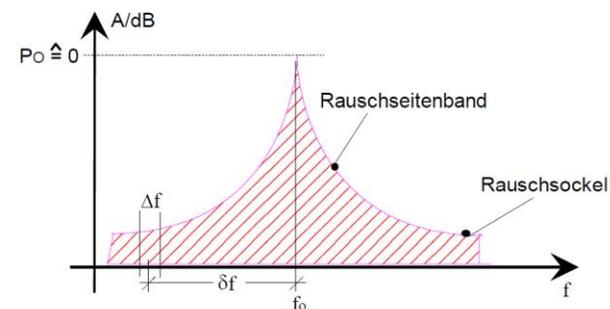
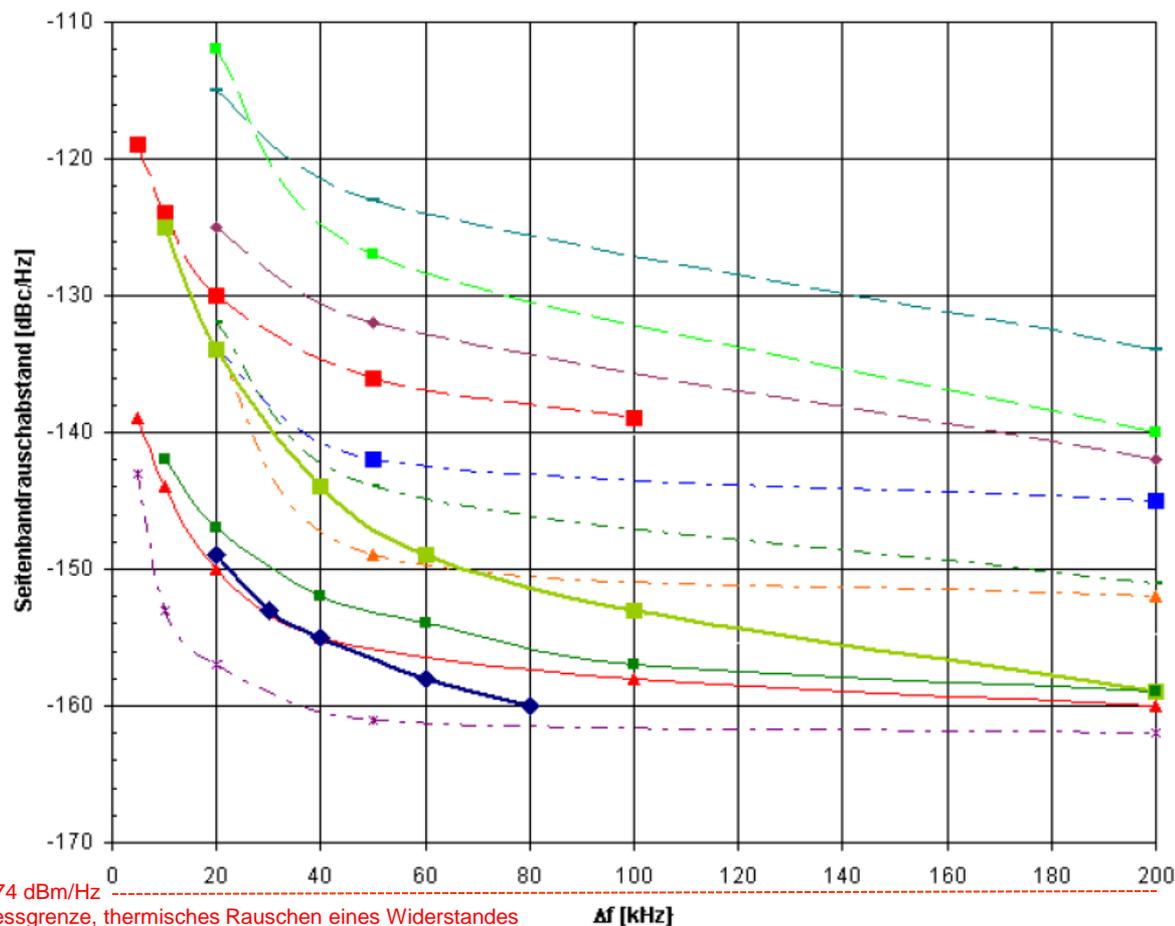
In der Nähe eines starken Trägers werden schwache Stationen vom Rauschen des eigenen Oszillators zugedeckt. Die Empfindlichkeit wird quasi verringert, da der Noise Floor angehoben wird. Desensibilisierung durch reziprokes Mischens des LO Seitenbandrauschens ist bei modernen Transceivern ein limitierender Faktor weil dadurch die Empfängerdynamik eingeschränkt wird.

Seitenbandrauschen im Sender

Benachbarte Empfänger hören ein mit der Modulation veränderliches Rauschen, das mit zunehmendem Abstand vom störenden Sender abnimmt. Bei CW z.B. ein Pulsen des Hintergrundrauschens beim Empfang von schwachen Signalen.

Die Rauschglocke vom Sender eines benachbarten Funkamateuers kann bei mir schwache Signale überdecken

SBN von diversen TRX [dBc/Hz]



Quelle: Wolf Henning Rech, DF9IC

Dynamikbereich

Der Dynamikbereich gibt den Bereich zwischen dem kleinsten und dem grössten Signalpegel an, den ein Empfänger gleichzeitig ohne Qualitätseinbußen verarbeiten kann.

Die untere Grenze des Dynamikbereiches bildet der Rauschflur. Nach oben wird die Dynamik durch nichtlineare Verzerrungen: **Intermodulation (IMD)** oder **Blocking (Zustopfen)** begrenzt. Man unterscheidet zwischen dem blockierungsfreien Dynamikbereich und dem intermodulationsfreien Dynamikbereich sowie seit Neuem dem **Reciprocal Mixing Dynamic Range***.

Der Dynamikbereich ist der Pegel-Bereich zwischen Noise Floor (MDS) und Übersteuerung.

*Seitenbandrauschen limitiert den nutzbaren Dynamikbereich. In neueren Empfängertest wird daher auch die Dynamikeinschränkung durch reziprokes Mischen des LO-Seitenbandrauschens berücksichtigt (RMDR, Reciprocal Mixing Dynamic Range).
Gute Werte: $-120/105/-90$ dBc im Abstand 20/5/2 kHz. Weniger gut : $-85/-65/-60$ dBc.

Intermodulation (IMD) IMD = Intermodulation Distortion

Intermodulation sind nichtlineare Verzerrung, die bei Großsignal Aussteuerung mit zwei (oder mehreren) Trägern entstehen können. Im Empfänger als auch im Sender.

Dabei entstehen unerwünschte Mischprodukte der Träger mit deren Harmonischen. Die Frequenz-Verhältnisse dieser Mischprodukte werden durch die Ordnungszahl beschrieben.

IM-Produkte 2. Ordnung:	$2 \cdot f_1, 2 \cdot f_2, f_1 + f_2$ sowie $f_2 - f_1$
IM-Produkte 3. Ordnung:	$2 \cdot f_1 - f_2$ sowie $2 \cdot f_2 - f_1$

Hauptsächlich stören die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung. Sie sind am stärksten und fallen in den Nutzfrequenzbereich wo sie oft nicht mehr ausgefiltert werden können. Intermodulation entsteht vornehmlich in Verstärkern und Mischern, aber auch durch andere Nichtlinearitäten.

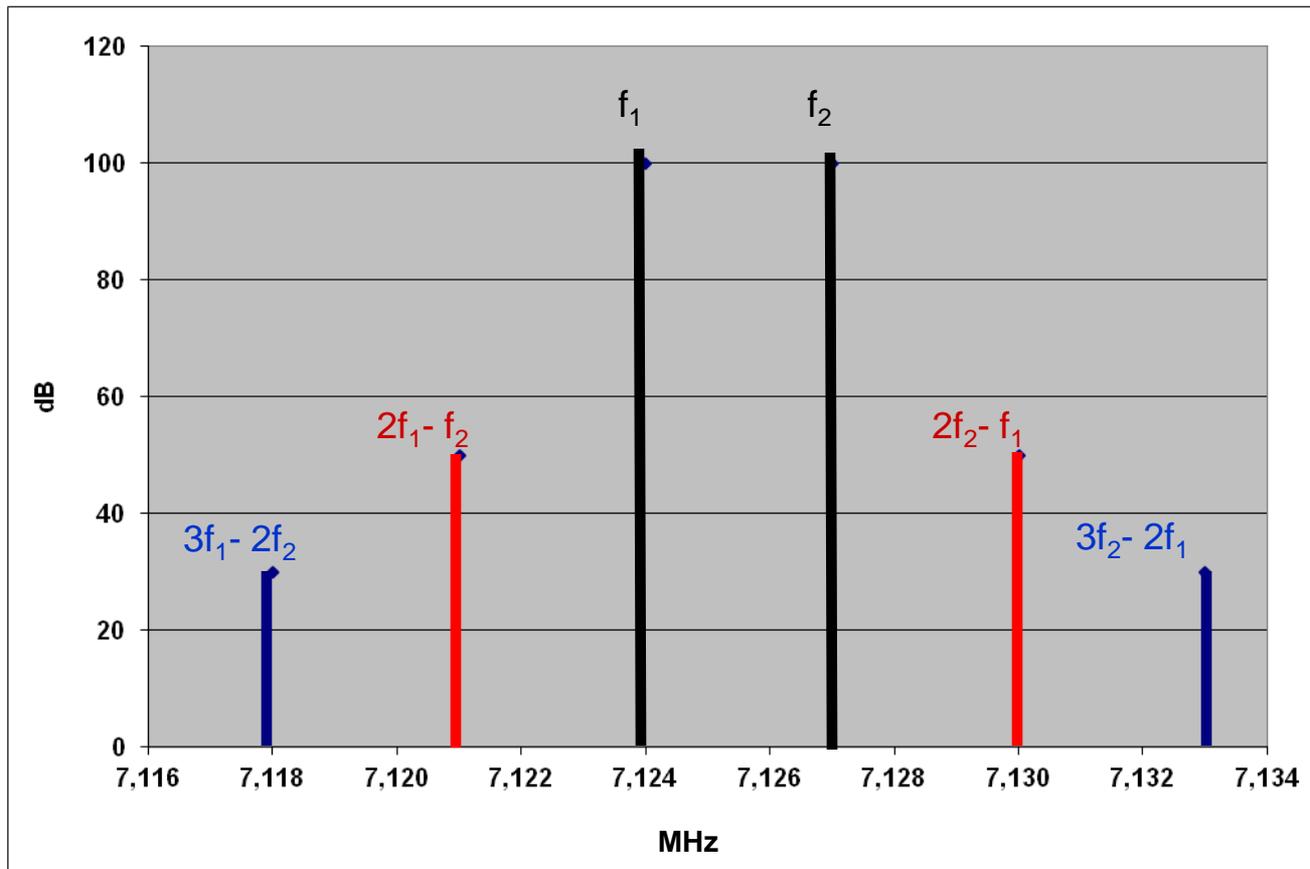
IMD 3. und 5. Ordnung

Intermodulationsprodukte 3. und 5. Ordnung am Beispiel der Frequenzen: $f_1 = 7,124$ MHz und $f_2 = 7,127$ MHz

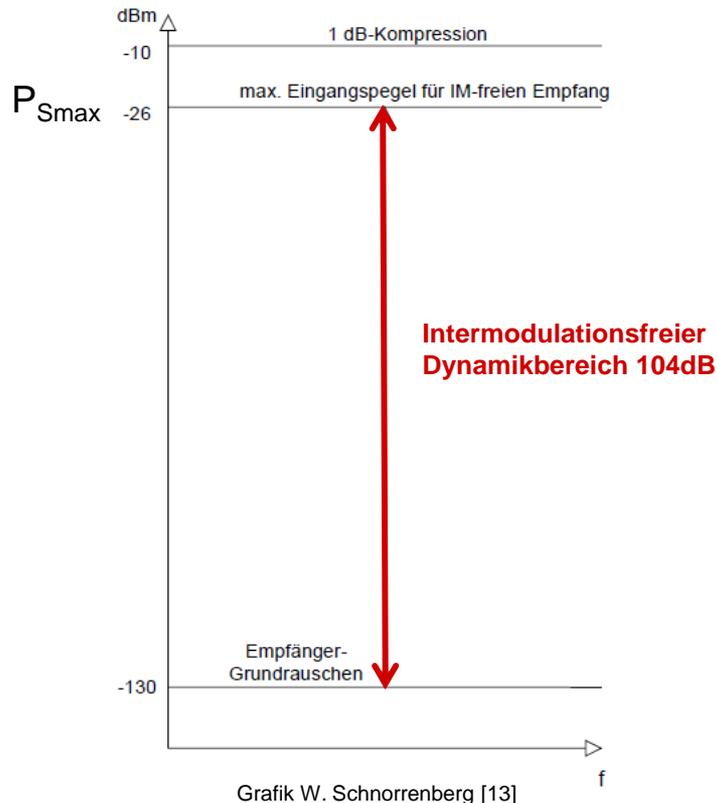
5. Ordnung	$3f_1 - 2f_2$	7.118
3. Ordnung	$2f_1 - f_2$	7.121
Signal 1	f_1	7.124
Signal 2	f_2	7.127
3. Ordnung	$2f_2 - f_1$	7.130
5. Ordnung	$3f_2 - 2f_1$	7.133

Intermodulationsprodukte zweiter Ordnung sind die Summe oder die Differenz von Signal 1 und 2. ($f_1 + f_2$ oder $f_1 - f_2$). Sie können meist gut ausgefiltert werden und sind daher weniger störend.

IMD 3. Ordnung – die Troublemaker



IM freier Dynamikbereich



Um eine obere Grenze für den intermodulationsfreien Dynamikbereich zu definieren, wird der Eingangspegel P_{Smax} bestimmt, bei dem die Intermodulationsprodukte gerade so groß wie der Pegel des Rauschflurs sind.

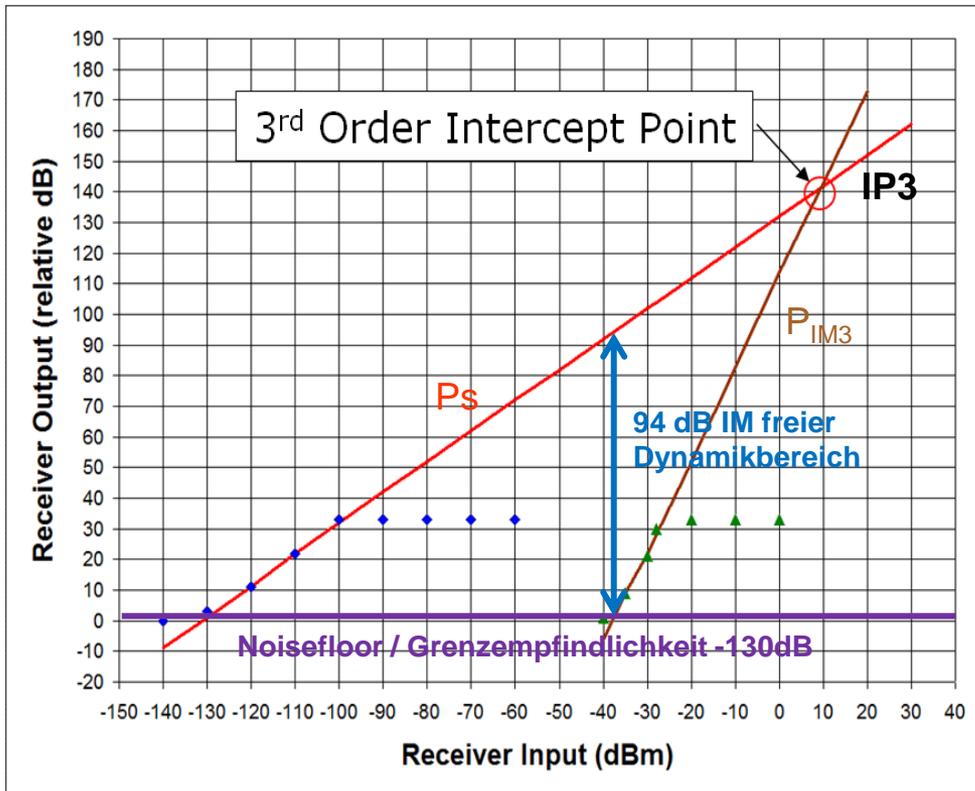
Der intermodulationsfreie Dynamikbereich ist der Abstand zwischen dem Pegel P_{Smax} und dem Rauschflur, gemessen bei einem bestimmten Trägerabstand.

Der IM3 freie Dynamikbereich definiert, wie stark zwei ungewünschte Signale werden dürfen, bevor deren Intermodulationsprodukte 3. Ordnung, die innerhalb der RX Bandbreite fallen, genauso stark werden, wie der Grund-Rauschflur (MDS) des Empfängers.

Definition: $IM3 = 2/3 * (IP3 - MDS)$, Für den MDS ist die Mess-Bandbreite mit anzugeben.

Intercept Punkt 3. Ordnung (IP3)

Der Interzeptpunkt ist ein theoretisch ermittelter Wert, er erlaubt (bei gleichen Messbedingungen !) den Vergleich der Großsignalfestigkeit von Empfängern; je größer der IP3, desto besser die Großsignalfestigkeit.



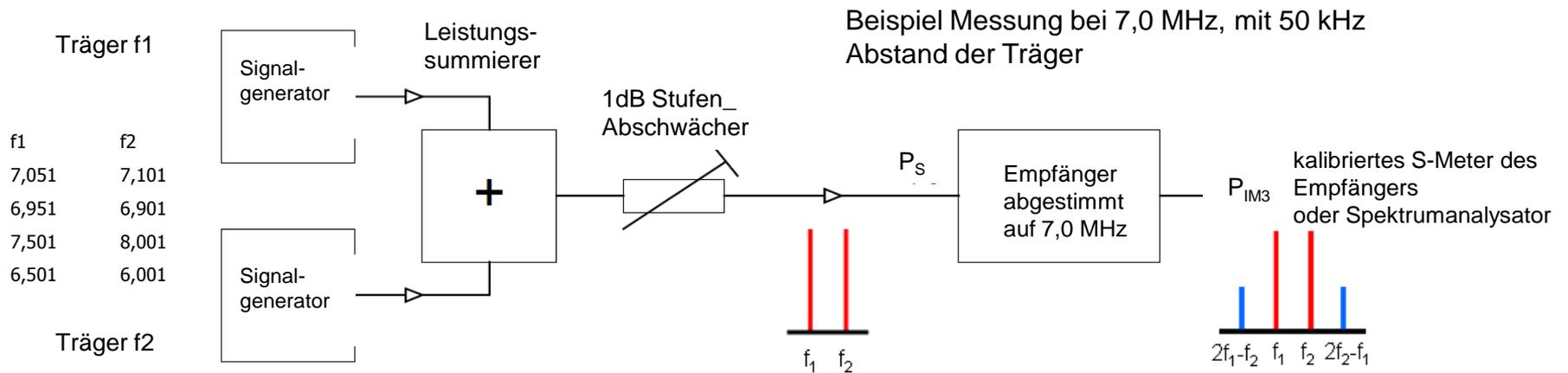
Die Punkte sind die gemessenen Werte, messtechnisch lässt sich der IP nicht erreichen ohne den Empfänger zu begrenzen, die Linien durch die Messpunkte werden daher bis zum Schnittpunkt „IP3“ rechnerisch extrapoliert.

Das Diagramm zeigt den IP3 als hypothetischen Schnittpunkt, bei dem die Träger und deren IM3-Produkt gleich groß sind.

Die rote Linie ist der Pegel der Träger (P_s), die braune Linie zeigt den Pegel der IM-Produkte 3. Ordnung.

Merke: Steigt das Signal P_s um 1dB, nehmen die IM-Produkte 3.Ordnung um 3 dB zu.
$$IM3 = \frac{2}{3} * (IP3 - MDS)$$

Ermittlung des Intercept Punkts IP_3



Der Störträger P_S und das gemessene Intermodulations Produkt P_{IM3} liefern den Interceptpunkt IP_3 nach der Beziehung

$$IP_3 = \frac{3}{2} P_S - \frac{1}{2} P_{IM3}$$

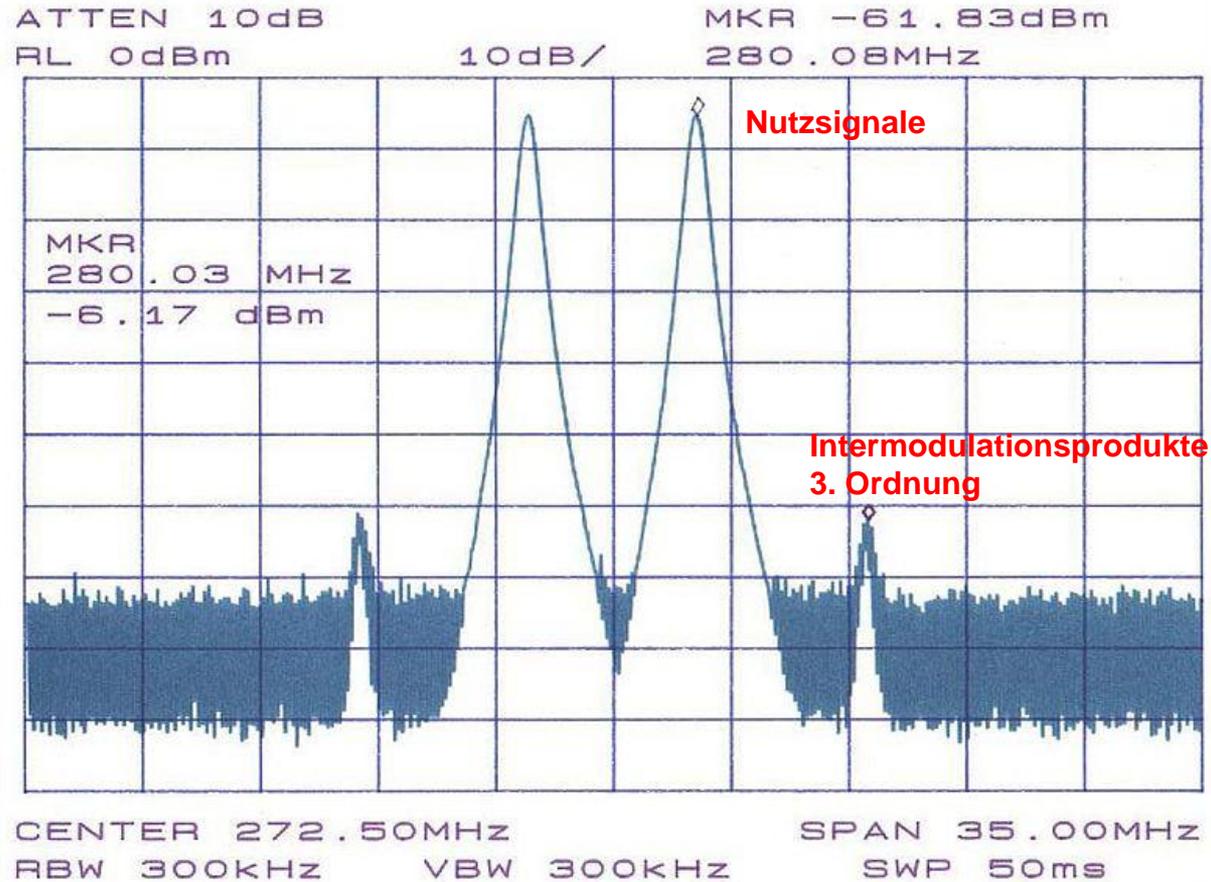
Aus dem Zusammenhang zwischen Interceptpunkt und dem Intermodulationsprodukt kann man daher leicht den Intermodulationsabstand $A_{IM} = P_S - P_{IM3}$ errechnen:

$$P_{IM3} = 3 \cdot P_S - 2 \cdot IP_3$$

$$A_{IM} = 2 \cdot (IP_3 - P_S)$$

Alle Werte in dBm

Messung mit Spektrumanalyzer



Wikimedia

Beispielrechnung

Ein Empfänger besitzt eine Bandbreite von $B = 2,5$ kHz und eine Rauschzahl von $F = 9$ dB. Sein Interzeptpunkt 3. Ordnung liegt bei $IP_3 = +12$ dBm. Wie groß ist der intermodulationsfreie Dynamikbereich?

$$IP_3 = 3/2 I_{M3} + \text{NoiseFloor(MDS)}_{(dB)}$$

Der Rauschflur errechnet sich aus

$$\begin{aligned} P_{\text{noiseFloor(dB)}} &= -174\text{dBm} + 10 \log(B) + F_{\text{dB}} = \\ &= -174\text{dBm} + 34\text{dB} + 9\text{dB} = \mathbf{-131\text{dBm}} \end{aligned}$$

Bei einem Eingangsspiegel von

$$P_{IM3} = \frac{P_{\text{NoiseFloor}} + 2 \cdot IP_3}{3} = \frac{-131\text{dBm} + 2 \cdot +12\text{dbm}}{3} = -35,6\text{dBm}$$

sind die Intermodulationsprodukte gerade gleich stark wie der Rauschflur

Es resultiert daraus ein intermodulationsfreier Dynamikbereich von

$$\begin{aligned} \text{IM-freier Dynamikbereich} &= -35,6\text{dBm} - (-131\text{dBm}) \\ &= \mathbf{95,4 \text{ dB}} \end{aligned}$$

Damit Dynamikangaben miteinander vergleichbar sind, ist es erforderlich, den bei der Messung verwendeten Frequenzabstand zwischen Nutzträger und dem Störsignal anzugeben! (Spacing).

Auswirkungen IMD

Intermodulation im Empfänger

„Phantomsignale“ bei den Frequenzen $2f_1-f_2$ und $2f_2-f_1$. Bei SSB-Stationen ein unverständliches, verrauschtes/verbreitertes Signal. Im CW-Kontext z.B. ein CW-Signal mit sinnlosem Rhythmus und unregelmäßigem Auftreten Da immer beide Stationen senden müssen, haben diese Signale eine relativ geringe Auftrittsdauer. Bei AM Stationen sind Brodeln, Zischen und AM „Geistersignale“ zu empfangen, die beim Zuschalten eines Abschwächers nahezu verschwinden. [13]

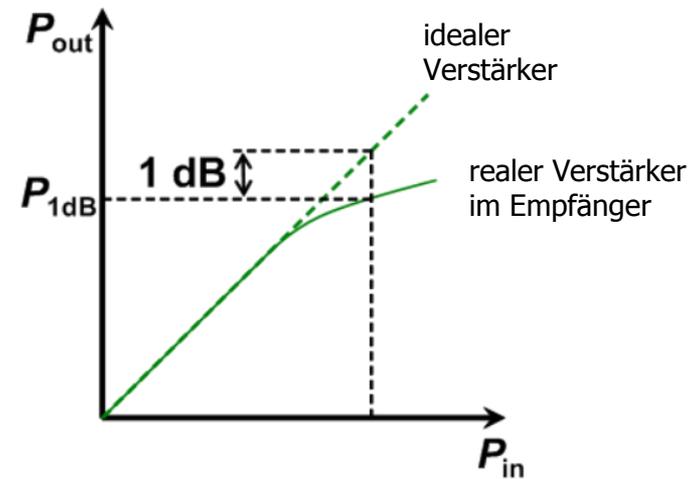
Der Abschwächer ist die „Geheimwaffe“ gegen Intermodulation

Intermodulation im Sender der Nachbarstation

Das typische „Splatter“-Geräusch, also ein im Takt der Modulation veränderliches breitbandiges Signal, in Trägernähe eher impulsähnlich, trägerfern eher rauschähnlich. [13]

Blocking (Blocking Gain Compression)

Wir wollen dass unser Empfänger eine kleine Rauschzahl hat, damit wir auch schwächste Signale aufnehmen können. Auf der anderen Seite ist klar, dass unser Empfänger keine unendlich großen Signale aufnehmen kann, ab einem bestimmten Pegel wird eine Grenze erreicht – der Kompressionspunkt.



1-dB-Kompressionspunkt.

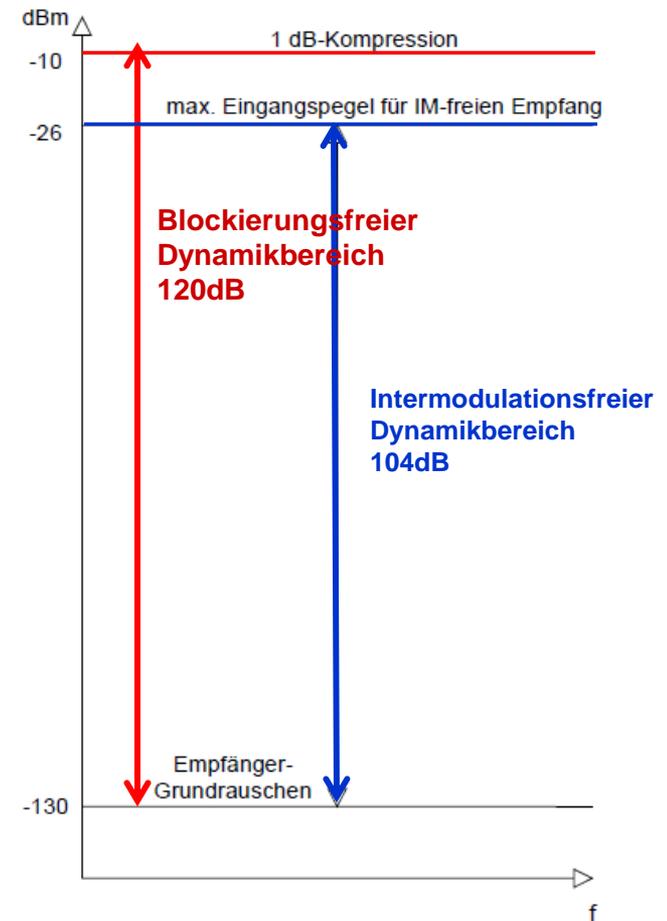
Blocking entsteht, wenn ein starkes Nachbarsignal (Störer) unseren Empfänger bis zum Kompressionspunkt aussteuert. Dadurch wird ein kleines Nutzsignal "zugestopft". Man nennt diesen Vorgang auch Desensibilisierung. Die Empfindlichkeit wird - ähnlich wie durch reziprokes Mischen von Seitenbandrauschen - reduziert.

Blockierungsfreier Dynamikbereich

Blocking ist spezifiziert als der Störträgerpegel, der, bei einem bestimmten Frequenzabstand – vom Nutzträger, eine Empfindlichkeitsreduktion um 1dB verursacht.

Der blockingfreie Dynamikbereich gibt an wie stark ein unerwünschtes Eingangssignal über dem Rauschflur werden darf, bevor es den Empfänger übersteuert und damit für kleine Signale unempfindlicher macht. Je größer dieser Wert, um so besser.

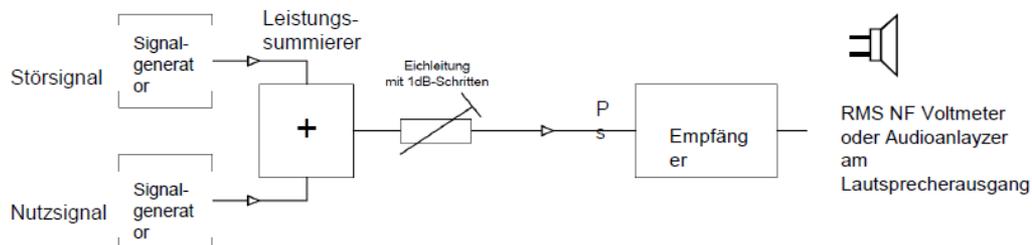
Der blockierungsfreie Dynamikbereich (Blocking Gain Compression, BDR) ist die Pegeldifferenz zwischen dem 1 dB Kompressionspunkt und dem Rauschflur.



Ermittlung des BDR

Der blockingfreie Dynamikbereich gibt an, wie stark ein unerwünschtes Nachbarsignal über dem Rauschflur werden darf, bevor es den Empfänger übersteuert und ihn für kleine Signale unempfindlicher macht. Je größer dieser Wert, um so besser. Gute Empfänger liegen über 130dB in 100 kHz Trägerabstand.

In Trägernähe ist meist schon vorher eine Desensibilisierung durch das Seitenbanddrauschens dynamikbegrenzender Faktor. In den Messungen der ARRL wird seit 2007 auch der durch reziprokes Mischen begrenzte Dynamikbereich gemessen. (RMDR Reciprocal Mixing Dynamic Range)



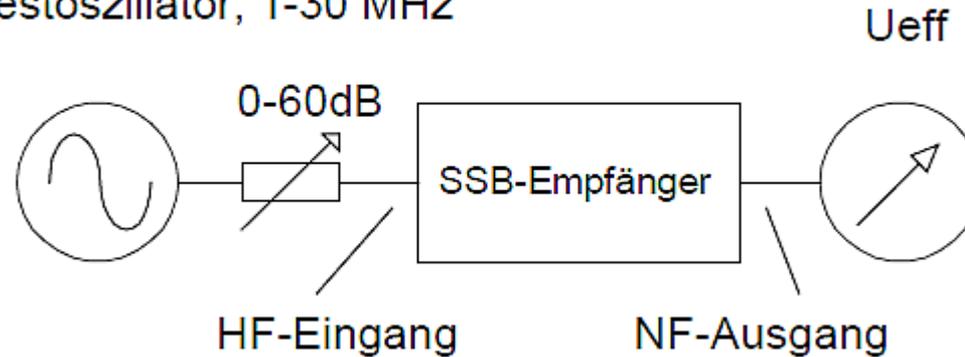
Zeichnung W. Schnorrenberg [13]

Messaufbau für Blocking und reziprokes Mischen

Signalgenerator 1 erzeugt ein schwaches Nutzsignal, dessen Audiospannung am Lautsprecherausgang gemessen wird. Dann wird Signalgenerator 2 mit dem Störträger eingeschaltet und dessen HF-Pegel so lange erhöht, bis der NF Pegel des Nutzsignals am Lautsprecher um 1dB abnimmt. Die Messung wird mit verschiedenen Trägerabständen durchgeführt. Oft zeigen Empfänger bei kleinen Trägerabständen schon vor dem Erreichen des Blockingpegels eine Desensibilisierung durch reziprokes Mischen des LO- Seitenbanddrauschens.

Ermittlung Reziprokes Mischen

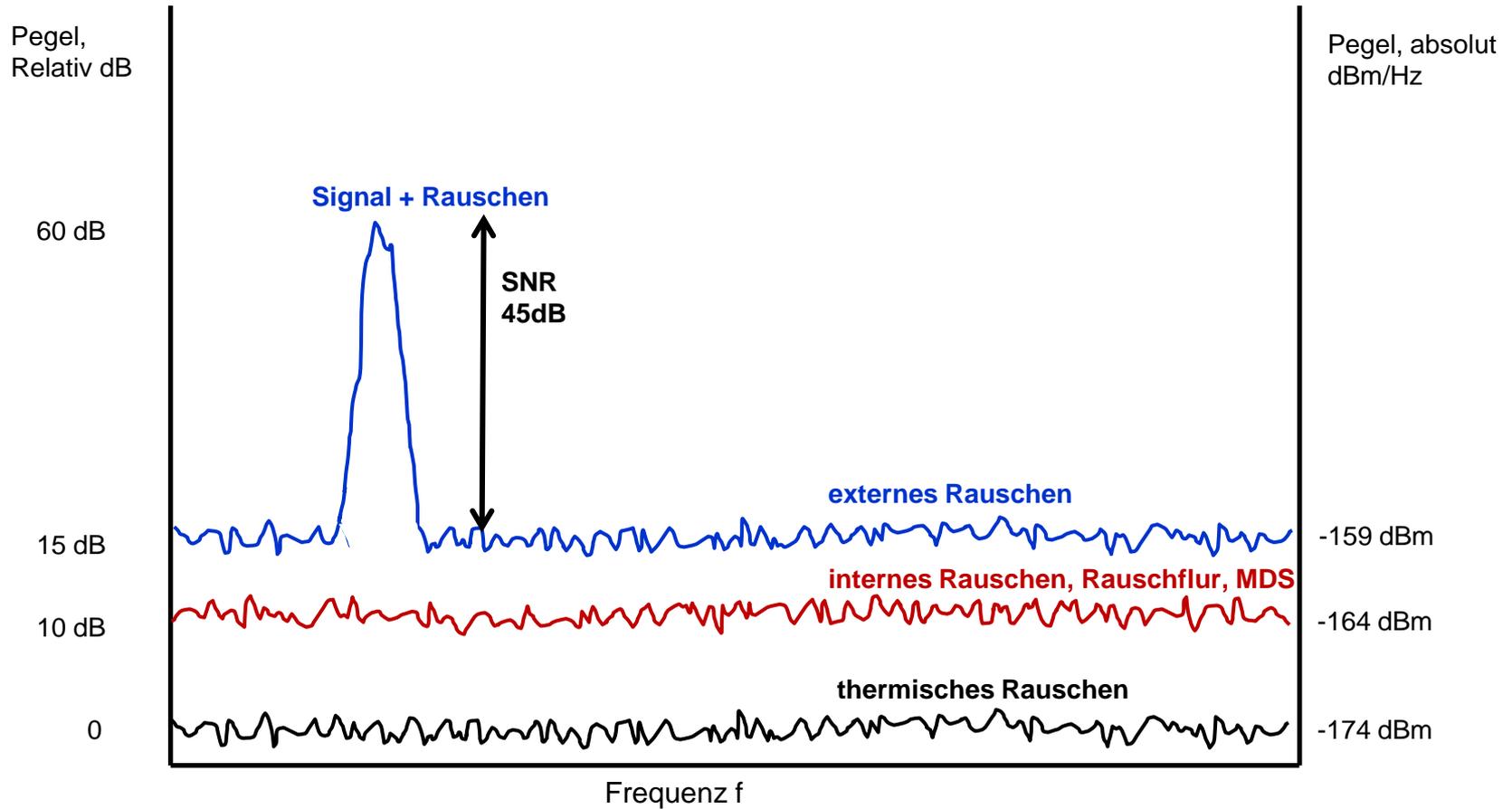
quasi rauschfreier
Testoszillator, 1-30 MHz



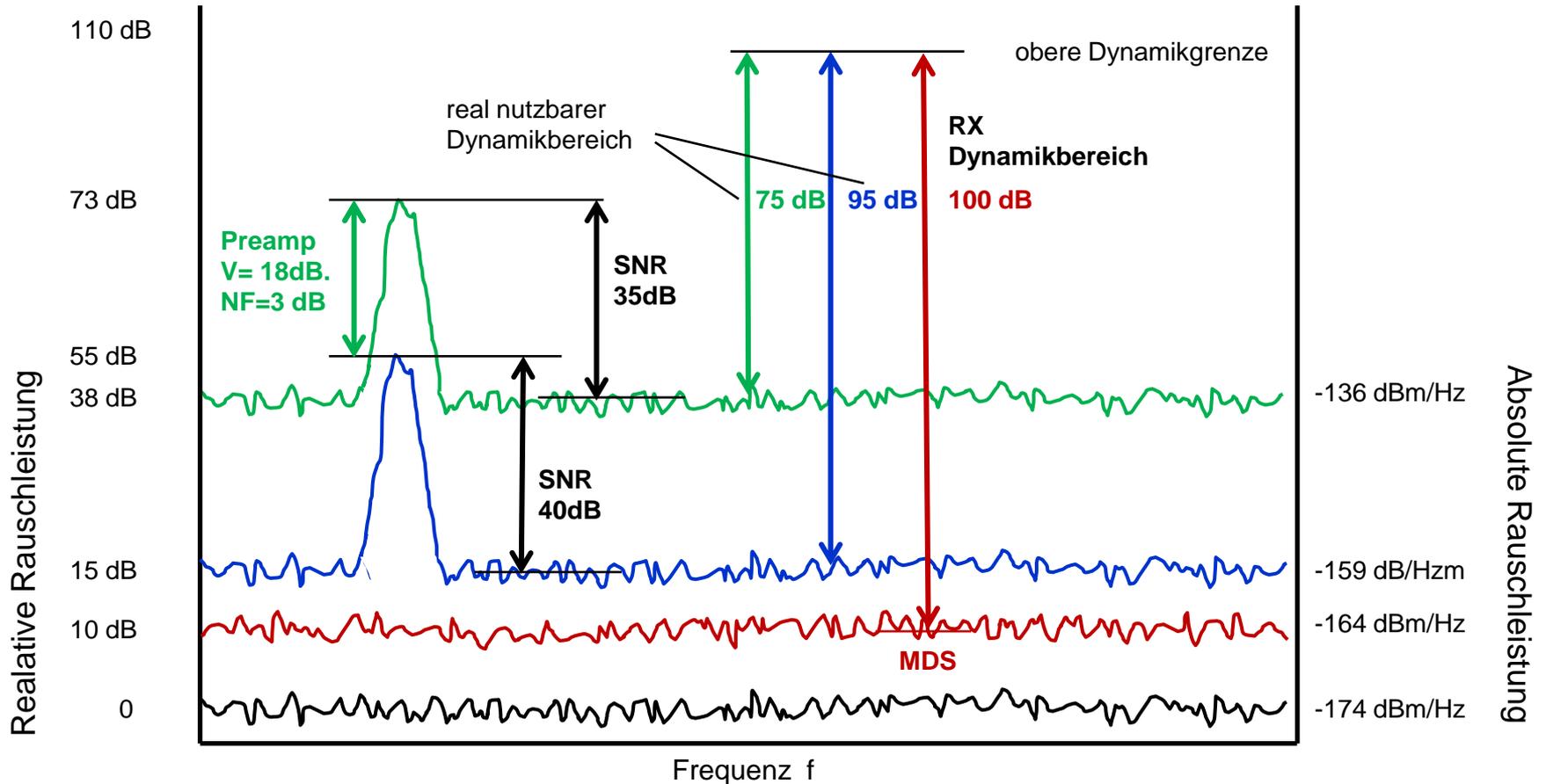
Grafik W. Schnorrenberg [13]

Ein quasi rauschfreies Testsignal mit kalibriertem Pegel wird über einen Stufenabschwächer (0-60dB) an den Eingang des Empfängers gelegt und die Empfangsfrequenz in Betriebsart SSB auf $f_{\text{Eingang}} + 10 \text{ kHz}$ eingestellt. Am NF-Ausgang wird ein NF-Effektivwertmesser angeschlossen. Das Grundrauschen wird mit dem Lautsprecher-Poti soweit angehoben, bis sich auf dem Instrument ein ablesbarer Wert einstellt (relativer Bezugspunkt: 0 dB). Anschließend wird der Pegel (P_e) des Testsignals soweit erhöht, bis durch die Zunahme des Rauschens die Anzeige des Voltmeters um 3 dB (Faktor $1,414 = 20 \log U_2/U_1 = 3\text{dB}$) angestiegen ist. Das bedeutet, das SBN ist bei diesem Eingangs-Pegel genau so groß, wie das Grundrauschen - die Empfindlichkeit des Empfänger ist um 3 dB desensibilisiert.

Rauschpegel am Empfänger

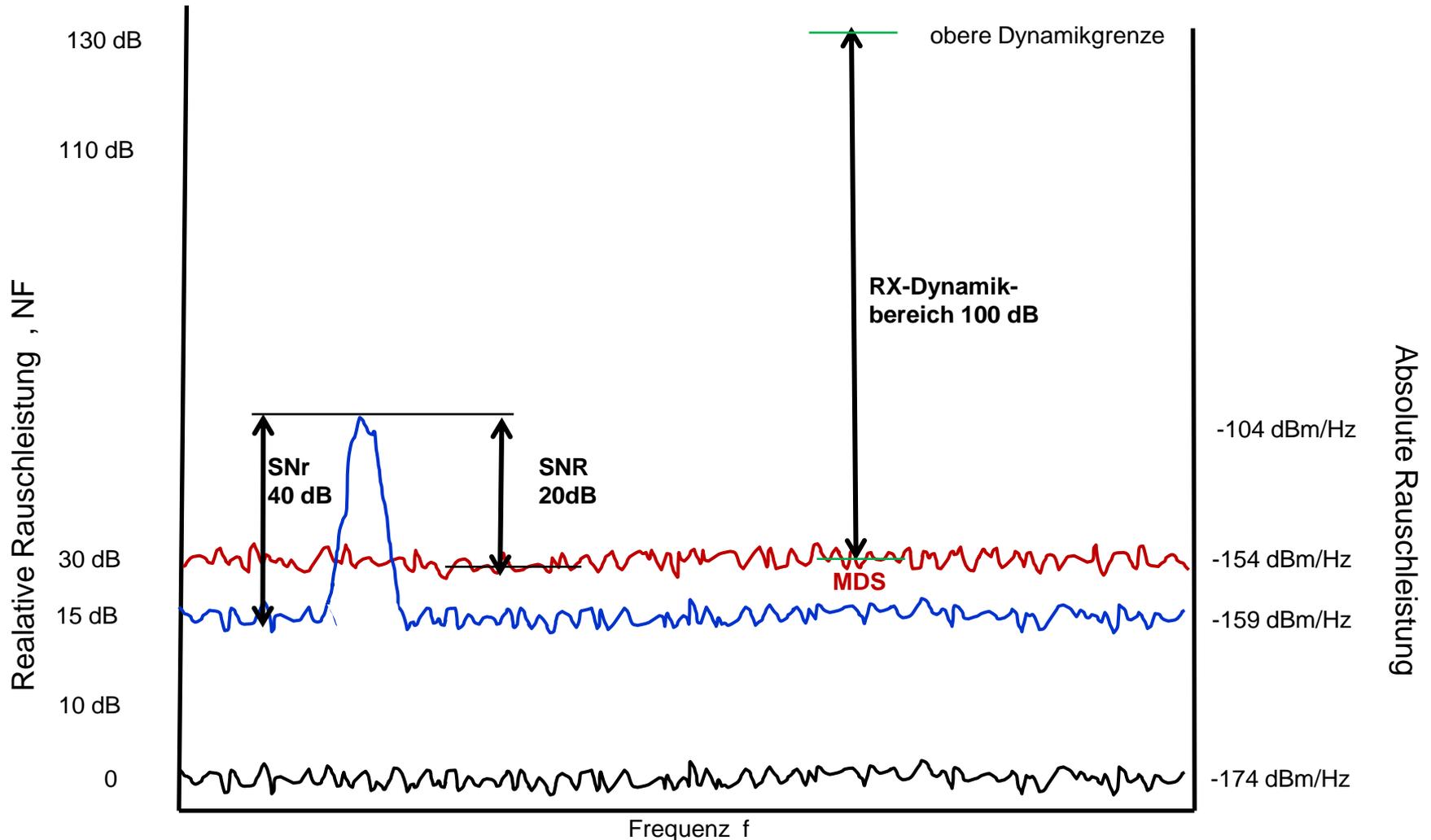


Real nutzbarer Dynamikbereich



Schwarz = thermisches Rauschen, rot = internes Rauschen (RX Rauschflur, MDS),
 blau = Signal + externes (Ant.) Rauschen, grün = Situation nach Zuschalten eines 18dB Vorverstärkers.

SNR mit 20 dB Abschwächer



Schwarz = thermisches Rauschen, rot = internes Rauschen (RX Rauschflur), blau = Signal + Rauschen

Fazit

Die Fähigkeit schwache DX Stationen aufnehmen zu können, wenn gleichzeitig viele starke Nachbarsignale vorhanden sind, wird bestimmt von den Empfänger Kenngrößen:

- **Grenzempfindlichkeit (MDS),**
- **Selektivität (Trennschärfe)**
- **Intermodulationsfreier Dynamikbereich (IMD),**
- **Blockierungsfreier Dynamikbereich (BDR) und**
- **LO-Seitenbandrauschen (Reziprokes Mischen)**

Fast alle modernen Empfänger sind ausreichend empfindlich und trennscharf, um auch schwache DX-Stationen aufnehmen zu können, so lange keine starken Nachbarstationen vorhanden sind. Im realen Betrieb, bei PileUp oder bei starker Bandbelegung mit vielen starken Stationen wie z.B. im Kontest, zeigen sich jedoch deutliche Unterschiede in der Leistungsfähigkeit verschiedener Empfänger.

Quellen und Referenzen

- ⌘ [1] Dr. Werner Hegeewald, DL3RD, „Außer Rauschen nichts zu lauschen“ Funkamateure 1/01
- ⌘ [2] „Was ist Rauschen“, Fa. Hameg Fachartikel
- ⌘ [3] Recommendation ITU-R P.372-10 (10/2009) „Radio Noise“
- ⌘ [4] Paul Wade, N1BWT, „Noise Measurement and Generation“, QEX Nov. 1996
- ⌘ [5] Dr. Uwe Siart, „Rauschen von linearen Zweitoren“
- ⌘ [6] Dr. M. Hufschmid, Vorlesungsskript „Empfängertechnik“, Fachhochschule Nordwestschweiz,
- ⌘ [7] Dr. Wolf Henning Rech, DF9IC, „Realisierung rauscharmer und frequenzstabiler Oszillatoren im VHF-UHF-Bereich“ Skriptum der 46. Weinheimer UKW-Tagung
- ⌘ [8] Harald Wickenhäuser, DK1OP, „Vorlesungsskript FH Regensburg „Funktechnik Grundlagen – Rauschen“
- ⌘ [9] Werner Schnorrenberg, W., DC4KU, Rauscharmer VFO für großsignalfeste HF-Empfänger. Skriptum der 46. Weinheimer UKW-Tagung 2001,
- ⌘ [10] Appcad RF Design Software, <http://www.hp.woodshot.com/>
- ⌘ [11] „External Noise, Antenna Efficiency, Cable Loss and Receiver Sensitivity“ Fachartikel CODAR Ocean Sensors, Ltd
- ⌘ [12] James R. Fisk, W1DTY, „Receiver noise figure sensitivity and dynamic range“ Ham Radio Magazine October 1975
- ⌘ [13] Werner Schnorrenberg, „Messung kritischer Spezifikationen eines HF-Empfängers“
- ⌘ [14] Dr. Ulrich Rhode, N1UL „Receiver Measurements“ QEX Jul/Aug 2005
- ⌘ [15] Dr. Wolf Henning Rech, DF9IC „Großsignalverhalten von 144-MHz-Transceivern“, Skriptum der 51. Weinheimer UKW-Tagung 2006
- ⌘ [16] Robert E. Watson, „Receiver Dynamic Range Part1“, Watkins Johnson Company
- ⌘ [17] „Test Procedures Manual“, 2011 ARRL, American Radio Relay League
<http://www.arrl.org/files/file/Technology/Procedure%20Manual%202011%20with%20page%20breaks.pdf>
- ⌘ [18] PA1HR Liste: QST Magazine Product Reviews <http://www.remeeus.eu/hamradio/pa1hr/productreview.htm>



2013 Günter Fred Mandel, Dieses Material steht unter der Creative-Commons-Lizenz: Namensnennung - Nicht-kommerziell - Weitergabe unter gleichen Bedingungen 4.0 International. Um eine Kopie dieser Lizenz zu sehen, besuchen Sie <http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/deed.de>

Annex



"When you can measure what you are speaking about, and express it in numbers, you know something about it.

But when you cannot measure it, when you cannot express it in numbers, your knowledge is of a meager and unsatisfactory kind.

It may be the beginning of knowledge, but you have scarcely in your thoughts advanced to the state of Science"

Sir William Thomson, Lord Kelvin, 1824 - 1907

Tabellen dBm-dB μ V- μ V, dBHz, dB

dB zu 1 mW	dB zu 1 μ V	Spannung an 50 Ohm	>30 MHz (UKW)	< 30 MHz (KW)
dBm	dBμV	μV	S-Stufen	S-Stufen
-174	-67	0,0004	290K therm. Noise, B = 1Hz	
-154	-47	0,004	290K therm. Noise, B = 100 Hz	
-147	-40	0,01	290K therm. Noise, B = 500 Hz	
-144	-37	0,0140	290K therm. Noise, B = 1000 Hz	
-140	-34	0,0199	290K therm. Noise, B = 2400 Hz	
-141	-33	0.02	1	
-137	-30	0.03		
-135	-28	0.04	2	
-133	-26	0.05		
-131	-24	0.06		
-130	-23	0.07		
-129	-22	0.08	3	
-128	-21	0.09		
-127	-20	0.10		
-123	-16	0.16	4	
-121	-14	0.21		1
-117	-10	0.32	5	
-115	-8	0.40		2
-113	-6	0.50		
-111	-4	0.63	6	
-110	-3	0.70		
-109	-2	0.80		3
-108	-1	0.90		
-107	0	1.00		
-105	2	1.26	7	
-103	4	1.60		4
-101	6	2.00		
-99	8	2.50	8	
-97	10	3.20		5
-95	12	4.00		
-93	14	5.00	9	
-92	15	6.00		

dB zu 1 mW	dB zu 1 μ V	Spannung an 50 Ohm	>30 MHz (UKW)	< 30 MHz (KW)
dBm	dBμV	μV	S-Stufen	S-Stufen
-91	16	6.30		6
-88	19	9.00		
-87	20	10.0		
-85	22	12.6		7
-83	24	16.0	9 + 10dB	
-81	26	20.0		
-79	28	25.0		8
-77	30	30.0		
-75	32	40.0		
-73	34	50.0	9 + 20dB	9
-72	35	60.0		
-71	36	70.0		
-69	38	80.0		
-68	39	90.0		
-67	40	100		
-63	44	160	9 + 30dB	9 + 10dB
-61	46	200		
-57	50	300		
-55	52	400		
-53	54	500	9 + 40dB	9 + 20dB
-52	55	600		
-51	56	700		
-49	58	800		
-48	59	900		
-47	60	1000		
-43	64	1,6 mV	9 + 50dB	9 + 30dB
-33	74	5,0 mV	9 + 60dB	9 + 40dB
-23	84	16 mV		9 + 50dB
-13	94	50 mV		9 + 60dB
0	107	225 mV		
20	127	2,25 V		
40	147	22,5 V		

B [Hz]	10logB [dB_{Hz}]	Mode
0	1	Ref
100	20	Digi
400	26	CW
500	27	CW
1000	30	CW
2000	33	SSB
2500	34	SSB
3100	35	SSB
6000	38	AM
12500	41	FM

Leistungs-Verhältnis	dB (10log)
1	0
1,26	1
1,6	2
2	3
2,5	4
3,2	5
4	6
5	7
6,3	8
8	9
10	10
100	20
1000	30
10000	40

Vergleichbarkeit von Messwerten

Die ARRL misst in ihrem Reviews in der QST die von der Bandbreite des Empfängers abhängigen Messwerte wie z.B. den Rauschflur/MDS bei einer Empfänger-Bandbreite von 500 Hz. In DL und GB wird üblicherweise bei einer ZF-Bandbreite von 2,5 kHz gemessen. Bei einer Bandbreite von 2500 Hz wird 5 mal mehr Rauschleistung durchgelassen als bei 500 Hz.

Durch die 5 mal geringere Bandbreite der ARRL-Messungen, werden im Vergleich z.B. zur cqDL BESSERE Messergebnisse für den Noisefloor (MDS) ermittelt! Um Vergleichbarkeit herzustellen, müssen die ARRL Messwerte (in dB) um das logarithmische Bandbreitenverhältnis korrigiert werden:

$$10\log (2500 \text{ Hz}/500 \text{ Hz}) = 10 \log 5 = \sim\mathbf{7\text{dB}}$$

Das gilt auch für den auf den Noisefloor bezogenen IM-freien Dynamikbereich.

Wegen:

ist der Dynamikwert um $2/3$ von 7dB = **4,5 dB** zu reduzieren

Rob Sherwood misst Blocking Dynamic Range in 100 kHz Abstand, und damit außerhalb der ZF-Filter.

Beispiel: IC910H

⌘ NF = 3,7 dB IP = -8,5 dBm

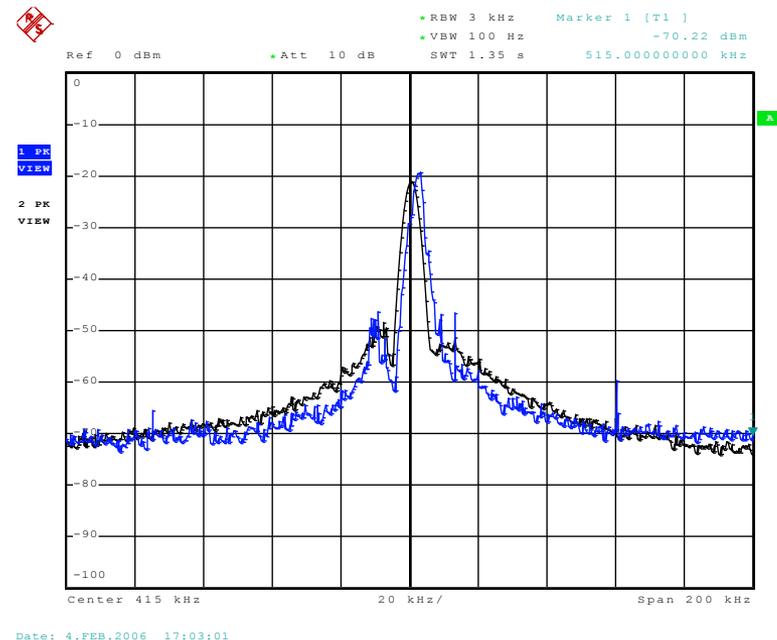
⌘ IM-freier Dynamikbereich 85 dB



Rauschen in 2,5 kHz Meßbandbreite			
	$\Delta f =$ 20 kHz	$\Delta f =$ 50 kHz	$\Delta f =$ 200 kHz
RX	-81 dB	-89 dB	-100 dB
TX	-78 dB	-88 dB	-98 dB

Quelle: Wolf Henning Rech, DF9IC

<http://www.df9ic.de/tech/trxtest/trxtest.html>



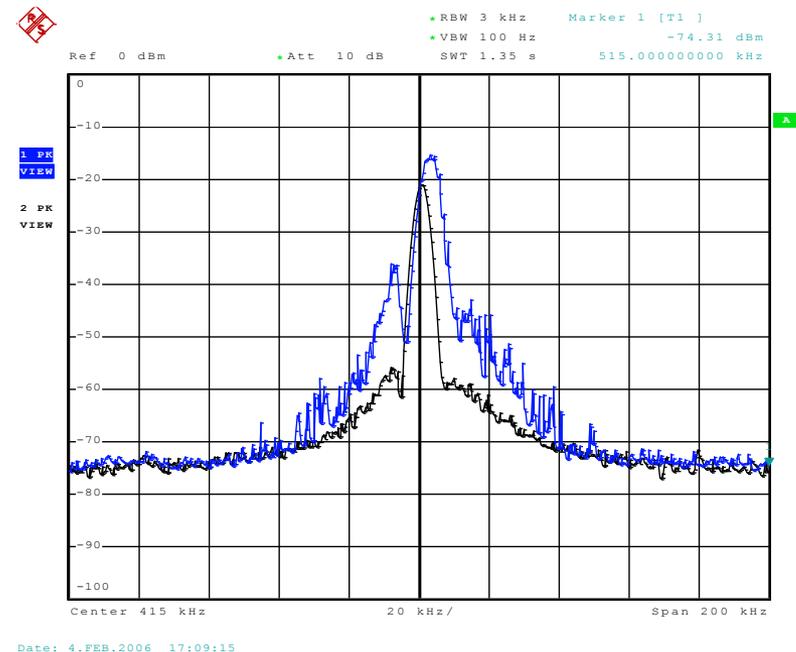
Beispiel: FT857D

⌘ NF = 6,1 dB IP = -2 dBm

⌘ IM-freier Dynamikbereich 88 dB



Rauschen in 2,5 kHz Meßbandbreite			
	$\Delta f =$ 20 kHz	$\Delta f =$ 50 kHz	$\Delta f =$ 200 kHz
RX	-86 dB	-96 dB	-106 dB
TX	-84 dB	-93 dB	-99 dB



<http://www.df9ic.de/tech/trxtest/trxtest.html>

Quelle: Wolf Henning Rech, DF9IC

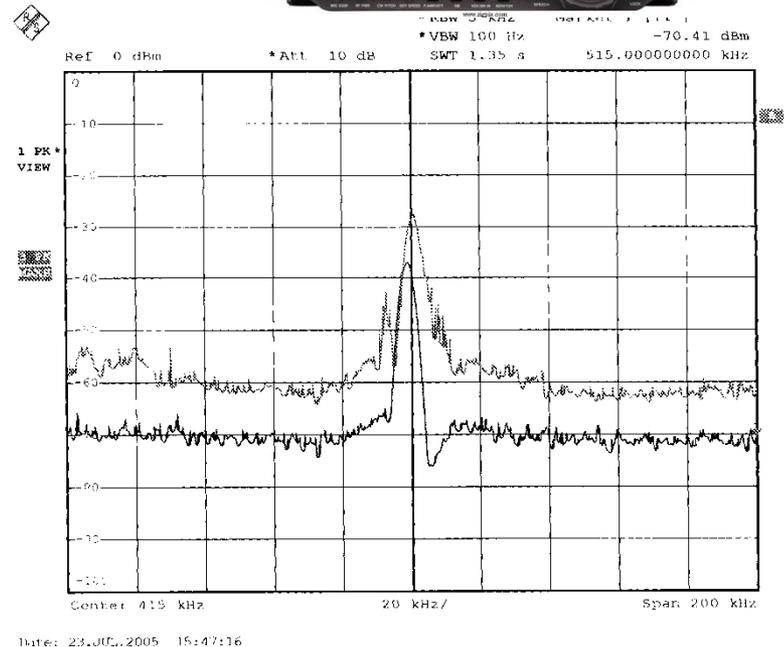
Beispiel: IC746@4W+TR144H40

⌘ NF = 1,2 dB IP = -5,5 dBm

⌘ IM-freier Dynamikbereich 89 dB



Rauschen in 2,5 kHz Meßbandbreite			
	$\Delta f =$ 20 kHz	$\Delta f =$ 50 kHz	$\Delta f =$ 200 kHz
RX	-99dB	-106 dB	-119 dB
TX	Siehe Bild!		



<http://www.df9ic.de/tech/trxtest/trxtest.html>

Quelle: Wolf Henning Rech, DF9IC

Beispiel: FT1000MP+Javornik

⌘ NF = 1,4 dB IP = +1 dBm

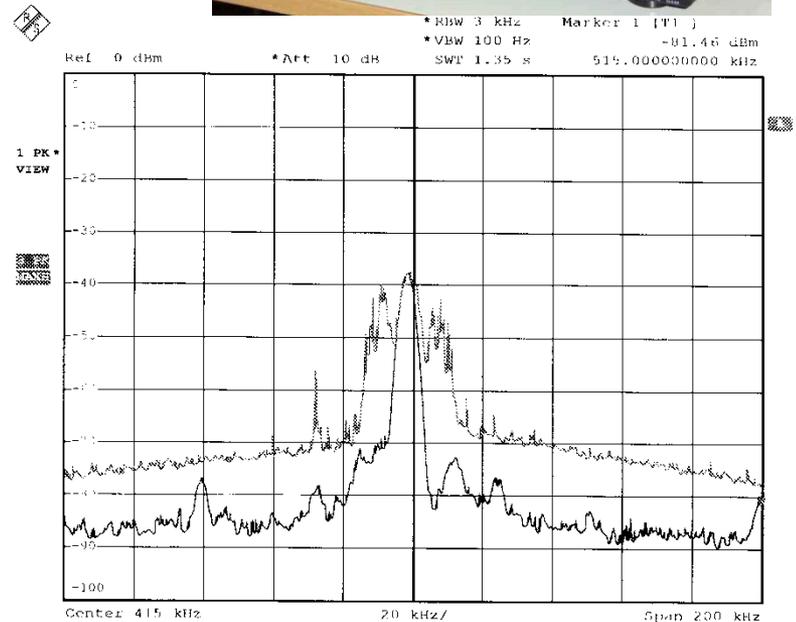
⌘ IM-freier Dynamikbereich 93 dB



Rauschen in 2,5 kHz Meßbandbreite			
	$\Delta f =$ 20 kHz	$\Delta f =$ 50 kHz	$\Delta f =$ 200 kHz
RX	-100 dB	-115 dB	-118 dB
TX	-98 dB	-106 dB	-110 dB

<http://www.df9ic.de/tech/trxtest/trxtest.html>

Quelle: Wolf Henning Rech, DF9IC



Date: 23.JUL.2005 15:11:22

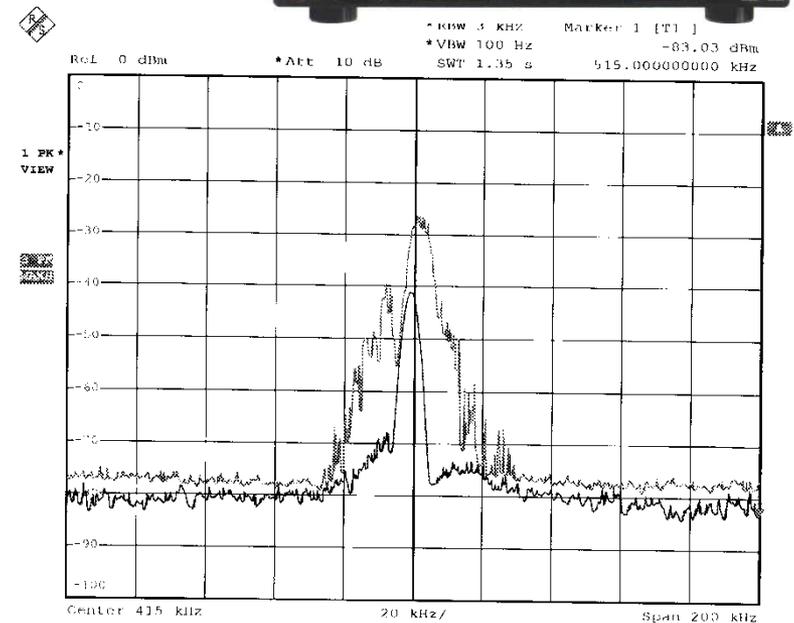
Beispiel: TS850+LT2S

⌘ NF = 3,7 dB IP = -26,5 dBm

⌘ IM-freier Dynamikbereich 73 dB



Rauschen in 2,5 kHz Meßbandbreite			
	$\Delta f =$ 20 kHz	$\Delta f =$ 50 kHz	$\Delta f =$ 200 kHz
RX	-100 dB	-102 dB	-104 dB
TX	-93 dB	-100 dB	-103 dB



<http://www.df9ic.de/tech/trxtest/trxtest.html>

Quelle: Wolf Henning Rech, DF9IC

Reciprocal Mixing; What Is It?

Reciprocal Mixing must be seriously considered while evaluating the overall performance of a receiver. In fact, it is probably the most significant figure in receiver performance! For this reason, at the earliest opportunity, ARRL will change the listing for reciprocal mixing to show "reciprocal mixing dynamic range" to ensure that less technically astute people realize that the reporting of reciprocal mixing is indeed part of a complete evaluation of receiver performance.

In one sense, one could say that a receiver is only as good as its weakest dynamic range measurement, but in reality, each type of "dynamic range" can have a different effect on the performance of a receiver, depending on how it is used. The effect of reciprocal mixing will be worse at low levels of desired signal, while it would have little effect on signal that are S9, for example.

Reciprocal mixing is noise that is generated in a super-heterodyne receiver when noise from the local oscillator mixes with strong, adjacent signals. All local oscillators have some noise on each sideband, some more than others. This sideband noise mixes with the strong adjacent off channel signal and noise is generated at the output of the mixer. This noise can degrade the sensitivity of the receiver and is most notable when just outside the IF passband. Note that the 2 kHz spacing reciprocal mixing is always the worst figure on our Product Review Data Tables.

We perform the Reciprocal Mixing Test at 14.025 MHz, using a very low noise Wenzel test oscillator with a measured output of +14 dBm. It's low noise because the test oscillator's sideband noise is considerable lower than the reciprocal mixing we're measuring. The output of the oscillator is fed to a step attenuator, which is adjusted until a 3 dB increase of background noise is indicated on an audio meter. The output level at which the 3 dB increase is measure is noted.

If the receiver MDS is -133 dBm and a strong station, 2 kHz away, causes a 3 dB increase of noise at a level of -53 dBm into the receiver's antenna jack, the reciprocal mixing figure is MDS minus (3 dB increase figure), or $-133 \text{ dBm} - (-53 \text{ dBm}) = -80 \text{ dBm}$. We report as -80 dBc

In the real world example above, if your noise floor (MDS) is -133 dBm, a signal 2 kHz away at 20 dB over S9 will cause the noise in your receiver to increase by 3 dB and your MDS ability of your receiver is now -130 dBm.

A stronger signal will create more noise, but our benchmark for testing is a 3 dB increase of noise.

Very good reciprocal mixing: -120/105/-90 dBc for spacing of 20/5/2 kHz.

Not so great reciprocal mixing: -85/-65/-60 dBc.

Bob Allison, WB1GCM, ARRL Test Engineer

ARRL Receiver Testing 1

Dynamic Range: Fundamentally, dynamic range is the difference in dB between the minimum discernible signal and the signal that causes a specified amount of harmonic distortion at the receiver output. Dynamic range figures are important because they describe a very basic parameter and one with which receivers can be compared. Of course the same criteria must be used in making the comparison; the standard testing procedure done in the ARRL labs allows us to make informed decisions about manufacturer's dynamic range claims.

MDS: The minimum discernible (detectable) signal (MDS) concept is important to understanding dynamic range. This is the value of the input signal, measured in dBm or microvolts (μV) that is just perceivable at the output. MDS is defined as the 3dB sensitivity; that is, an input causing a signal to rise 3dB out of the device noise.

$$\text{MDS} = \text{NF} + 10 \log \text{BW} - 171$$

where: -171 = 3dB over noise floor (-174 dBm@ 290° K)

Manufacturers often specify sensitivity at a certain signal to noise ratio, such as 10dB S+N/N, which is a different value than the MDS. For instance the sensitivity of the TS-50S is given by Kenwood as -119 dBm for 10 dB S+N/N (bandwidth unspecified) and the MDS is given as 139 dBm with AIP (Advanced Intercept Point) off using the 500 Hz filter by the ARRL. A difference of 20 dB.

Blocking Dynamic Range: Blocking dynamic range (BDR) indicates how well the receiver handles strong nearby signals before desensitization occurs. This is an important parameter when attempting to QSO weak stations in the presence of strong local signals. Blocking dynamic range is referenced to the MDS, and is the value of an input signal that causes the gain to drop 1 dB. Therefore if a -25 dBm input signal causes 1 dB of gain compression for a receiver with a MDS of -135 dBm, the blocking dynamic range is 110 dB. The receiver filter bandwidth and the distance in KHz between the two signals must be specified to make this measurement meaningful. ARRL uses a standard 20 KHz spacing and the narrow filter.

Two-Tone Dynamic Range: Two-tone dynamic range, also known as intermodulation distortion (IMD) dynamic range, indicates the range of signals that can be tolerated by the receiver before undesirable spurious responses are developed. A spurious response is a distortion product that results from receiver nonlinearities. Normally, receiver filters restrict the worst case to the third order difference products. For two frequencies f_1 and f_2 these products are; $2f_1 - f_2$ and $2f_2 - f_1$. The sum products ($2f_1 + f_2$ and $2f_2 + f_1$) are also produced, but are outside the receiver filter bandwidths and thus are not considered. For instance, a signal at 7030 KHz and 7050 KHz produces the following products:

$$\text{(Spur 1)} = (2 \times 7030) - 7050 = 7010 \text{ KHz}$$

$$\text{(Spur 2)} = (2 \times 7050) - 7030 = 7070 \text{ KHz}$$

In other words two strong signals at 7030 KHz and 7050 KHz are likely to create a signal at 7010 KHz and 7070 KHz that you will be able to tune on the receiver if the third-order two-tone intermodulation distortion dynamic range (IMD3) is exceeded. If a juicy DX signal exists on 7010 KHz, the "intermod" could easily cover it up. The IMD3 dynamic range is defined as the input from two generators 20 KHz apart that cause a third order spurious response to appear 3 dB above the noise (MDS). That is: Two-tone dynamic range (IMD) = MDS - IM level

For instance, if a combined signal of -50 dBm causes a spurious signal to appear on 7010 KHz for a receiver with a -135 dB MDS, the IMD is -135 - (-50) or 85 dB. The receiver filter should be specified as well as the signal spacing (20 KHz).

ARRL Receiver Testing 2

Intercept Point (IP): Some years ago the concept of intercept point was introduced and has become a useful and popular specification for comparing the quality of various non-linear electronic components (amplifiers, mixers, couplers, receivers). The intercept point is the theoretical level at which two tone distortion products intersect the single tone transfer curve on a plot of output vs input levels. Normally the third order products are plotted, however, the point can be found for the second or other orders. To understand this concept remember that the output of a linear device, say an amplifier, will follow the input according to the formula:

$$\text{Output} = A (\text{Input})$$

Where A = the device gain.

Third order products ($2f_1 - f_2$) and ($2f_2 - f_1$) will follow the formula:

$$\text{Output (3rd)} = 3A (\text{Input})$$

The third order output will have a slope that is three times that of the desired fundamental signal. If the above two equations are plotted with input and output on the x and y axis respectively, the two curves can be projected to intersect at some point on the plot; that point is known as the third order intercept point (IP3). The intercept point can be given in terms of input or output level. The output IP is the input IP times the gain of the device. Devices with higher intercept points are better than ones with lower intercept points.

The IP3 is related to MDS and IMD3 by: $IP3 = MDS + 1.5(IMD3)$

Most commercial manufacturers specify IP3 for their devices and some amateur radio manufacturers are beginning to do so. For instance, the brochure on the ICOM 765 transceiver specifies a IP3 of +23 dBm (input IP) and a 105 dB (IMD) dynamic range.

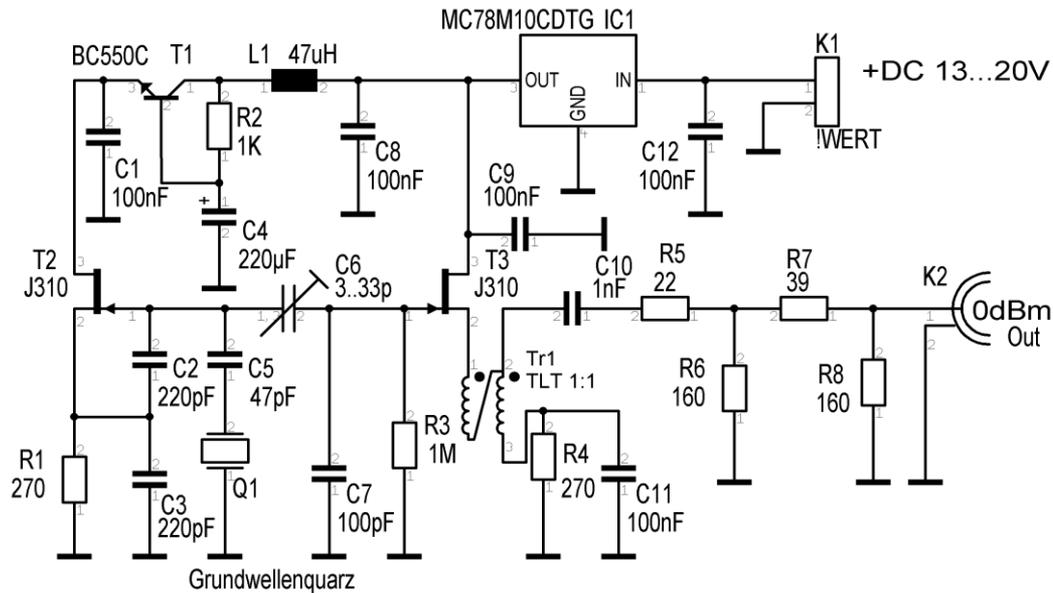
Spur Free Dynamic Range: The IMD3 is also known as the Spur free dynamic range (SFDR) which is the difference between input noise level and input signal level where the IMD3 are equal to the noise level. Using this definition we can see that SFDR is the distance along the x-axis between the two curves on an IP3 plot. SFDR can be stated as:

$$SFDR \text{ (dB)} = 2/3 (IP3 - NF - 10\log BW + 171)$$

With a little thought you will recognize this as just a restatement of the IP3 equation above.

Third Order Intermodulation Distortion: The ARRL tests transmitters and amplifiers to determine their linearity. The results are reported using a spectrum display. Two tones modulate the transmitter, which is operated at full output, and the third and fifth order products are measured using a spectrum analyzer. An ideal transmitter (amplifier) display would only show the two tones, however, real amplifiers are not linear and produce intermodulation products. These products produce interference to adjacent stations, take power from the fundamental, waste spectrum, and are illegal if they exceed the FCC bandwidth specifications (97.307) for that mode. Look for the third and fifth order products to be 25 to 40 dB below the carrier or better. Transmitters that are over-driven will create a strong spectrum either side of the carrier frequency because of IMD, so watch that ALC level.

Oszillator für SBN Test



Testoszillator zur Simulation eines rauschfreien Eingangssignals nach DJ7VY

