

## Noise Power Ratio (NPR)

Die Messung des NPR (Noise Power Ratio) stellt gegenüber der 2-Ton-Messung eine alternative Methode zur Bestimmung der Dynamik und Großsignalfestigkeit von Empfangssystemen dar, bei der mithilfe von Gauß'schem Rauschen ein breitbandiges Multitonsignal simuliert wird. Das Konzept des "Rauschleistungsverhältnisses" (NPR) gibt es schon seit den frühen Tagen von Telefonsystemen auf Basis des Verfahrens Frequency-Division-Multiplex (FDM) und ist seitdem etwas in Vergessenheit geraten. Erst mit dem Erscheinen von digitalen Empfängern (SDR) hat das NPR wieder an Bedeutung gewonnen.

### 1.) Prinzip der NPR-Messung

Normalerweise misst man die Großsignalfestigkeit eines (analogen) Empfängers oder HF-Verstärkers mit zwei klirrarmen HF-Nutzsignalen ( $f_1, f_2$ ), die man soweit vergrößert, bis die ersten IM-Produkte in direkter Nachbarschaft der Nutzsignale sichtbar werden. Der verzerrungsfreie Dynamikbereich entspricht dann der Pegeldifferenz von Nutzsignal zu Störsignal. Wenn die Störsignale die Empfindlichkeitsgrenze des Empfängers erreichen, d.h. die gleiche Größe des Grundrauschens haben und mit 3dB über dem Rauschpegel gerade sichtbar sind  $(S+N)/N=3dB$ , dann ist der maximale Dynamikbereich des Empfängers erreicht. Ein Signalgröße von 3dB über Rauschen bezeichnet man auch als MDS (Minimum Discernible Signal). Auf gleiche Art und Weise wird auch die Empfindlichkeit eines SSB-Empfängers gemessen. Das ermittelte MDS entspricht dann der ultimativen Empfänger-Empfindlichkeit.

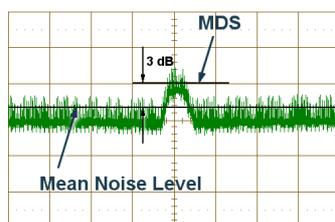


Bild 1: MDS, Minimum Discernible Signal (Christian Wolff)

Aber auch das beliebte 2-Ton-Messverfahren hat seine Probleme. Die Frage ist, bei welchem Signalabstand  $f_1$  und  $f_2$  die Messung durchgeführt werden soll. Mit 20kHz, 10kHz oder 2kHz?

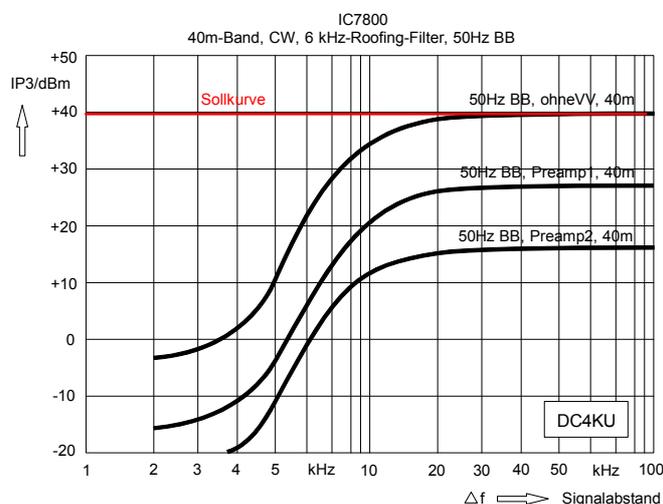
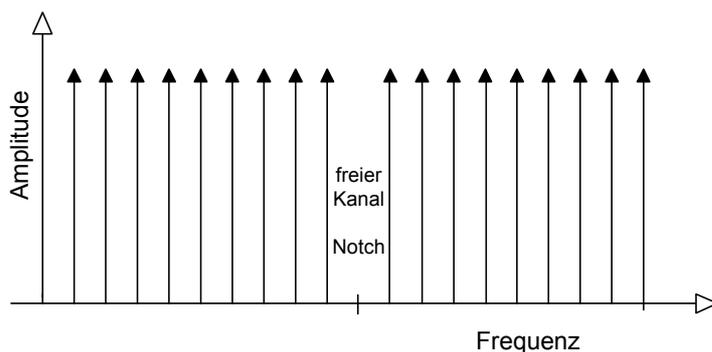


Bild 2:  $IP_3$  in Abhängigkeit vom Signalabstand, IC 7800

Wer IM<sub>3</sub>-Messungen mit unterschiedlichen Signalabständen schon einmal durchgeführt hat, wird sich an die etwas "seltsamen" Ergebnisse erinnern: Je näher die Nutzprodukte beieinander liegen, umso geringer wird der IM<sub>3</sub>-Abstand. Über diesen Effekt hatte ich schon in **(8)** berichtet.

Das Problem ist, dass bei eng zusammen liegenden Signalen, beide Signale in das Roofing-Filter fallen und nicht mehr der 1. (großsignalfeste) Mischer, sondern der 2. Mischer für die resultierenden IM-Verzerrungen verantwortlich ist. Es entsteht eine sog. Inband-Intermodulation (**Bild 2**). Um bei verschiedenen Empfängern zu vergleichbaren Ergebnissen zu kommen, muss man sich zunächst über den benutzten Signalabstand  $f_1$  und  $f_2$  des 2-Ton-Signals einigen.

Eine weitere Frage ist, ob ein Test der Großsignalfestigkeit eines KW-Empfängers mit nur 2 Signalen praxisorientiert ist, denn im Normalfall liefert eine Antenne viele hundert Signale an den Eingang des Empfängers. Realistischer wäre es, wenn der SSB-Empfänger mit sehr vielen Sinussignalen gleichen Pegels im Abstand von 2,4kHz beaufschlagt wird (Lattenzaunsignal) (**Bild 3**). Nur ein Kanal lässt man frei und auf diesen Kanal wird der Empfänger abgeglichen. Wenn unser Empfänger durch die vielen Signale noch nicht übersteuert wird, liefert er im freien Kanal nur sein eigenes Grundrauschen. Ab einer bestimmten Pegelgröße der CW-Signale wird der Empfänger übersteuert und auf sämtlichen Kanälen - als auch im freien Kanal - entstehen gleich starke Intermodulationsstörungen, die jedoch nur im freien Kanal gemessen werden können. Wenn die IM-Störprodukte 3dB über dem Grundrauschen des Empfängers liegen, ist der max. Signalpegel für einen IM-freien Empfang erreicht. Die Differenz aus Signalpegel und Störprodukten entspricht dem verzerrungsfreien Dynamikumfang des Empfängers.

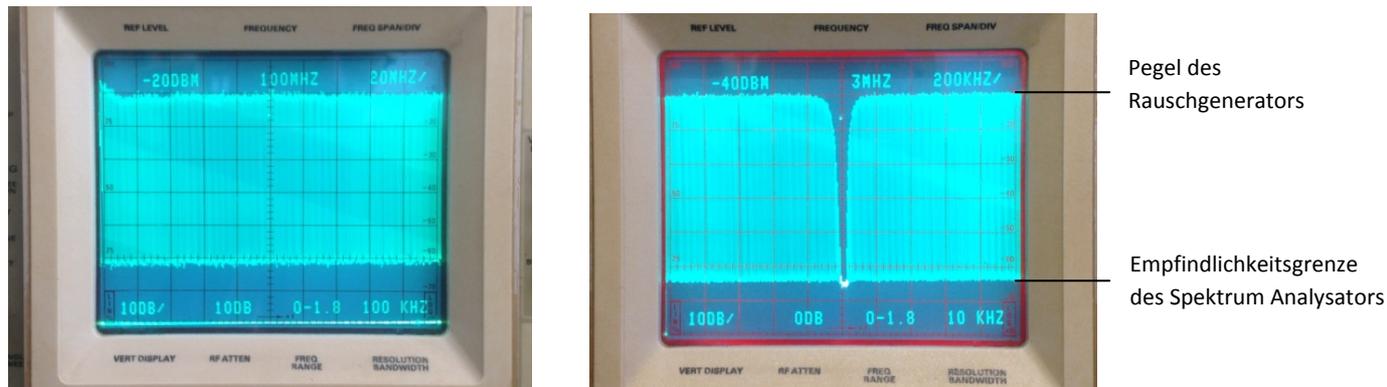


**Bild 3: Austeuerung eines Empfängers mit vielen Sinussignalen gleichen Pegels**

Der so ermittelte verzerrungsfreie Dynamikumfang entspricht einem "Worst Case"-Ergebnis, weil sämtliche Kanäle des Empfängers mit Nutzsignalen belegt sind. Das Ergebnis ist jedoch unbestechlich und wäre direkt vergleichbar mit der Dynamik anderer Empfänger, die auf die gleiche Weise getestet werden. Zur Prüfung eines KW-Empfängers mit einem Eingang von 0-30MHz (ohne Preselector) müssten  $30\text{MHz}/2,4\text{kHz} = 12500$  Signale (minus 1 Signal) für diesen Test erzeugt werden, was nur schwer zu realisieren und auch ziemlich kostenintensiv wäre.

Anstelle vieler Sinussignale, kann man aber auch ein Rauschsignal auf den Eingang des Empfängers leiten, es erfüllt den gleichen Zweck, vielleicht sogar noch etwas besser, weil mit einem Rauschsignal sämtliche Kanäle des Empfängers lückenlos ausgefüllt werden. Anstelle mit vielen, einzelnen Signalen wird der Eingang des Empfängers jetzt mit einem breitbandigen Rauschen ( $P_{\text{TOT}}$ ) beaufschlagt. **Bild 4** (links) zeigt das Spektrum des verwendeten Rauschgenerators von 0-200MHz. Nur an einer Stelle im Frequenzband darf das Rauschen nicht auftreten, damit die entstehenden Störprodukte an dieser freien Stelle gemessen werden können. Dazu schaltet man ein schmalbandiges und steiles Notch-Filter (Kerbfiler) hinter den Rauschgenerator und blendet damit das Rauschen bei dieser Frequenz (eine Kanalbandbreite genügt) völlig aus. Wird der Empfänger auf die Sperrfrequenz des Filters abgeglichen,

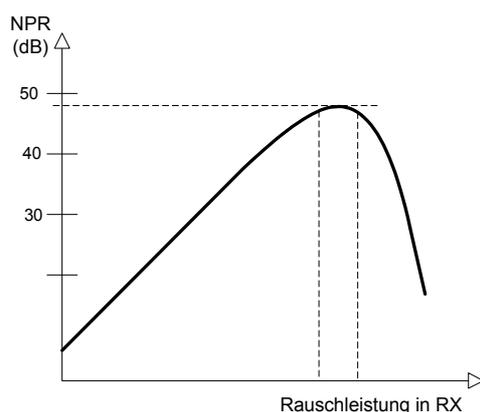
dann empfängt er an dieser Stelle kein externes Rauschen mehr, sondern zeigt nur sein eigenes Grundrauschen an, mit einem Rauschpegel von z.B. -120dBm (**Bild 4, rechts**).



**Bild 4: Rauschsignal von 0-200MHz (links) und Rauschsignal mit Notchfilter (rechts)**

Bei einem NPR-Test (Noise Power Ratio) gleicht man den Empfänger auf die Notch-Frequenz ab und vergrößert den Rauschpegel soweit, bis auch das Rauschen im Sockel des Kerbfilters ansteigt. Das jetzt messbare, zusätzliche Rauschen, kommt jedoch nicht vom Rauschgenerator, es sind die entstehenden Störsignale des Empfängers, die durch Intermodulation und Kreuzmodulation in den Nutzkanal des Kerbfilters fallen. Bei einem Rauschanstieg von 3dB erreichen die Störsignale den zuvor gemessenen Grundrauschpegel des Empfängers. Die Differenz zwischen dem Pegel des Rauschgenerators und dem Rauschpegel des Empfängers entspricht dem maximalen "Rauschleistungsverhältnis" (NPR=Noise Power Ratio) und damit der maximal erreichbaren, verzerrungsfreien Dynamik des Empfängers.

**Bild 5** zeigt die NPR-Kurve eines digitalen Empfängers, als Funktion der eingespeisten Rauschleistung (Noise Loading). Bei niedrigem Rauschpegel ist das NPR proportional zur Rauschleistung, 1dB Rauscherhöhung folgt eine 1dB NPR-Erhöhung. Wird das Rauschen weiter vergrößert, dann verkleinert sich das NPR aufgrund entstehender Intermodulationsprodukte. Ab einem bestimmten Pegel dominieren die IMD-Produkte und der NPR verkleinert sich sehr schnell. Der Wendepunkt der Kurve zeigt den maximalen Rauschpegel an, bei dem das NPR gemessen wird.



**Bild 5: Optimales NPR in Abhängigkeit vom Rauschpegel**

Das NPR-Messverfahren ist bei analogen- und digitalen Empfängern anwendbar. Bei digitalen Empfängern ist es gleichzeitig das einzig sinnvolle Messverfahren zur Ermittlung des Dynamikbereichs, weil eine  $IM_3$ -Messung mit einem 2-Ton-Signal zu keinen relevanten Ergebnissen führt.

#### **Bestimmung des NPR von analogen Empfängern:**

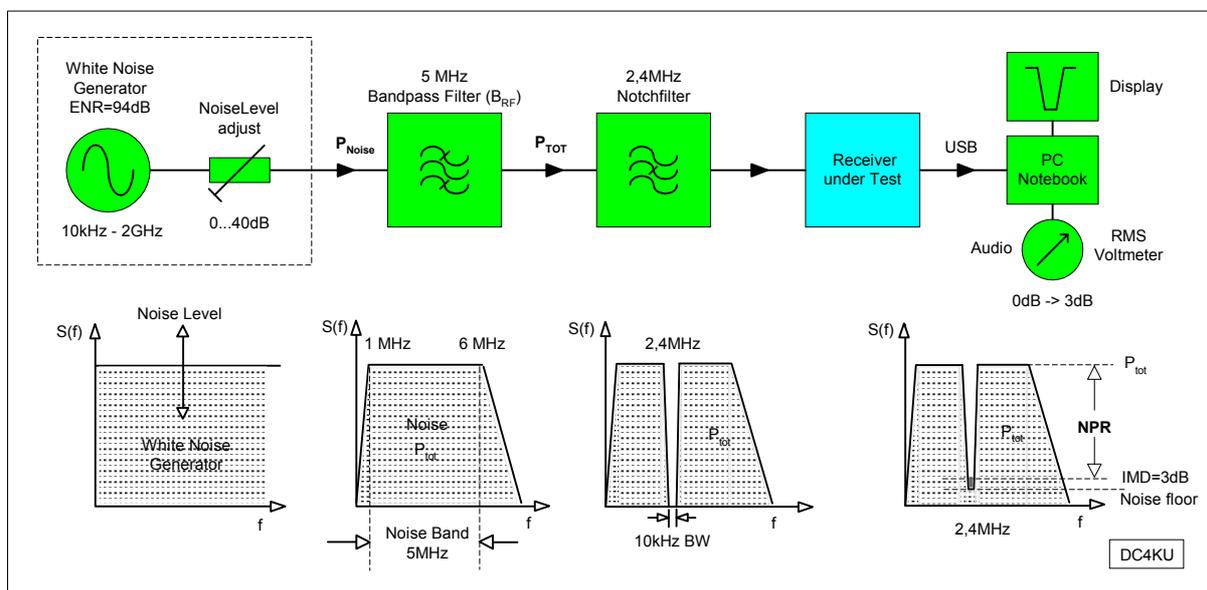
Der maximale NPR des Empfängers ist erreicht, wenn das Rauschen im Fuß des Notchfilters um 3dB

ansteigt. Der Pegelunterschied zwischen dem Rauschsignal außerhalb des Notchfilters zum Rauschsignal innerhalb des Notchfilters entspricht dem NPR. Falls der zu messende Empfänger über kein FFT-Display verfügt, misst man den 3dB-Rauschanstieg im Sockel des Filters über das NF-Rauschen am Lautsprecherausgang ( $S+N/N=3dB$ ).

**Bestimmung des NPR von digitalen Empfängern (SDR):**

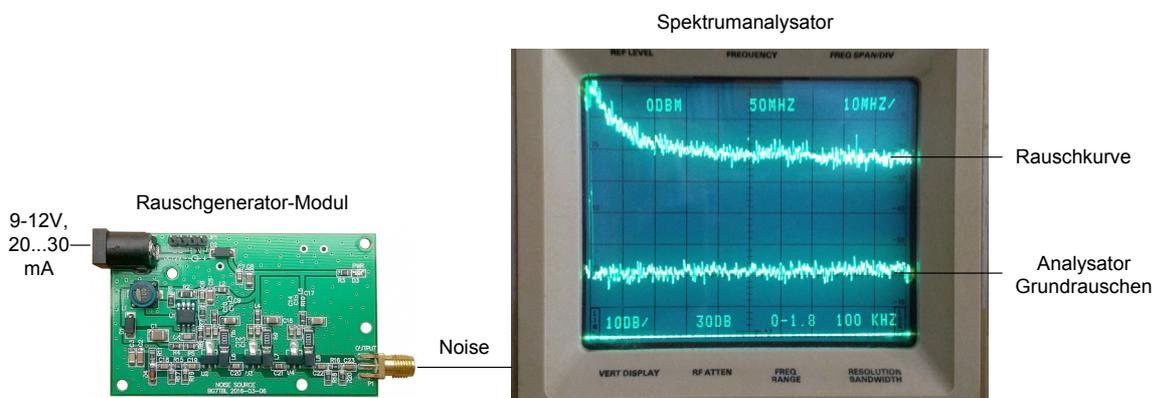
Bei SDR-Receiver entsteht das maximale NPR kurz vor Einsatz der Saturation. Der Rauschpegel wird in 1-dB-Stufen soweit erhöht, bis der ADC in Begrenzung fährt. Anschließend reduziert man den Rauschpegel wieder soweit (um 1...3dB), bis sich der ADC wieder im linearen Bereich befindet. Der resultierende NPR ist aus der Messkurve im Bildschirm des PCs direkt ablesbar und entspricht der Pegeldifferenz von Rauschleistung außerhalb des Notchfilters zur Rauschleistung innerhalb des Notchfilters.

**2.) Aufbau eines NPR-Messplatzes**



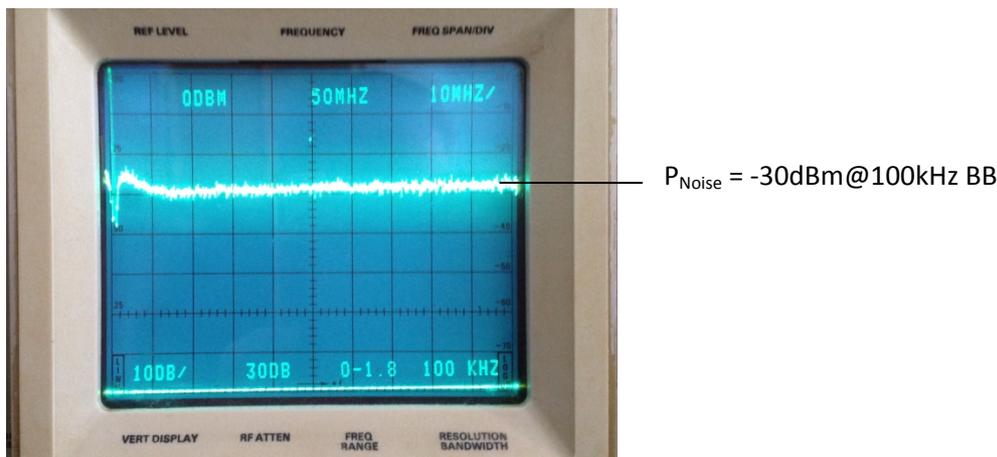
**Bild 6: NPR-Messaufbau**

Den prinzipiellen Aufbau eines NPR-Messplatzes und die entstehenden Rauschkurven hinter den einzelnen Stufen zeigt **Bild 6**. Als Rauschgenerator (bis 3GHz) benutze ich ein Rauschgenerator-Modul von FUNKAMATEUR. Das Modul verwendet eine 24-V Z-Diode als Rauschquelle (DC-UP-Converter auf



**Bild 7: Pegel des Rauschgenerator-Moduls**

der Platine) mit drei nachgeschalteten, kaskadierten MMICs als Breitbandverstärker. Der Generator zieht bei 12VDC bis zu 30mA Strom und kann ziemlich warm werden, deswegen sollte die Platine auf der Rückseite mit einem kleinen Kühlkörper vor Überhitzung geschützt werden. **Bild 7** zeigt das Modul und sein erzeugtes Rauschen von 0...100MHz, bezogen auf 100kHz Auflösungsbandbreite. Bei niedrigen Frequenzen (ca. 2MHz) liegt der Rauschpegel ziemlich hoch bei fast 0dBm und fällt dann im weiteren Verlauf bis 100MHz um ca. 20dB ab. Erst ab ca. 50MHz verläuft die Kurve fast geradlinig. Zur Linearisierung (Glättung) der Rauschkurve, habe ich im Ausgang ein parallel geschaltetes C/R-Glied eingefügt (33pF, 2kOhm), so dass sich anschließend eine fast gerade Rauschlinie bis 100MHz ergibt. Das resultierende Spektrum des Rauschgenerators, mit einem fast konstanten Pegel von  $P_{\text{Noise}} = -30\text{dBm}@100\text{kHz}$  Rauschbandbreite, zeigt **Bild 8**. Dem Rauschgenerator folgt ein in 1dB-Stufen einstellbares 0...40dB Dämpfungsglied, zur Anpassung des Rauschpegels während der NPR-Messung.



**Bild 8:** Linearisierte Rauschkurve von 0-100MHz,  $P_{\text{Noise}} = -30\text{dBm}@100\text{kHz}$  Bandbreite

Bezogen auf 1Hz-Bandbreite beträgt die Rauschleistung in **Bild 8**

$$P_{\text{Noise}/\text{Hz}} = -30\text{dBm}/100\text{kHz} - 10\log 100000 = -80\text{dBm}/\text{Hz}$$

Aus der Rauschleistung/Hz Bandbreite kann das ENR (Exzessive Noise Ratio = Rauscherhöhungsfaktor), eine wichtige Kennzahl des Rauschgenerators, ermittelt werden. Das ENR gibt an, um wie viel mehr der Generator rauscht, als das thermische Grundrauschen eines Widerstands bei  $-174\text{dBm}/\text{Hz}$ .

$$\text{ENR} = -80\text{dBm}/\text{Hz} - (-174\text{dBm}/\text{Hz}) = 94\text{dB}$$

Ohne Angabe einer Messbandbreite (Rauschbandbreite), darf ein Rauschpegel in dBm nicht angegeben werden. Folgende Rauschpegel ( $P_{\text{TOT}}$ ) ergeben sich am Ausgang des Rauschgenerators, in Abhängigkeit der gewählten Rauschbandbreite:

Bandbreite	$P_{\text{Noise}}$
1Hz	-80dBm
2,4kHz	-46dBm
10kHz	-40dBm
5MHz	-13dBm
30MHz	-5dBm

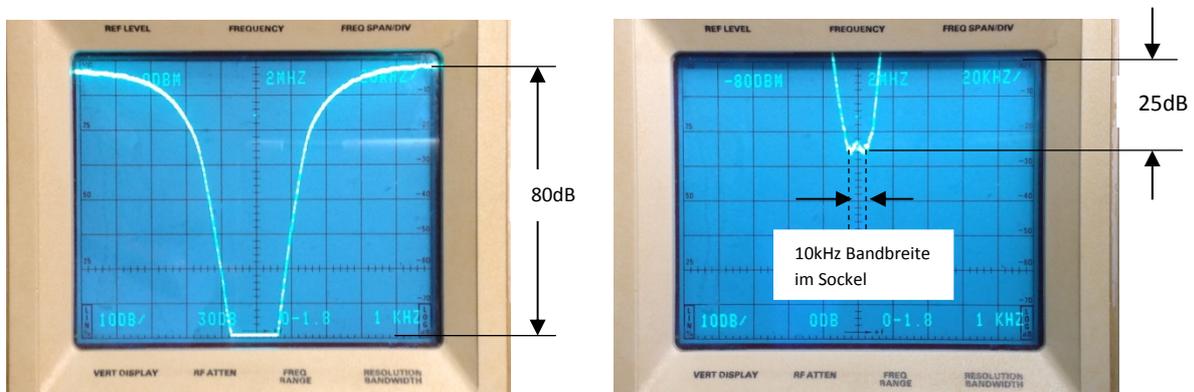
Dem stellbaren Dämpfungsglied in **Bild 6** folgt ein Bandpaßfilter, mit dem die Rauschbandbreite (0 bis

>2GHz) auf eine definierte Bandbreite von z.B. 1 bis 6MHz, entsprechend  $B_{RF} = 5\text{MHz}$  begrenzt wird. Zum Experimentieren können andere Filterbandbreiten verwendet werden, im Extremfall auch ein 30MHz-TP-Filter, wenn im Eingang des KW-Empfängers keine begrenzenden Filter vorgesehen sind. Der kumulative, maximale Rauschpegel am Ausgang des erzeugten 5MHz ( $B_{RF}$ ) breiten Rauschbandes beträgt

$$P_{TOT@5\text{MHz}} = P_{\text{Noise}@1\text{Hz}} + 10\log B_{RF} = -80\text{dBm} + 10\log 5 \times 10^6 = -80\text{dBm} + 67\text{dB} = -13\text{dBm}$$

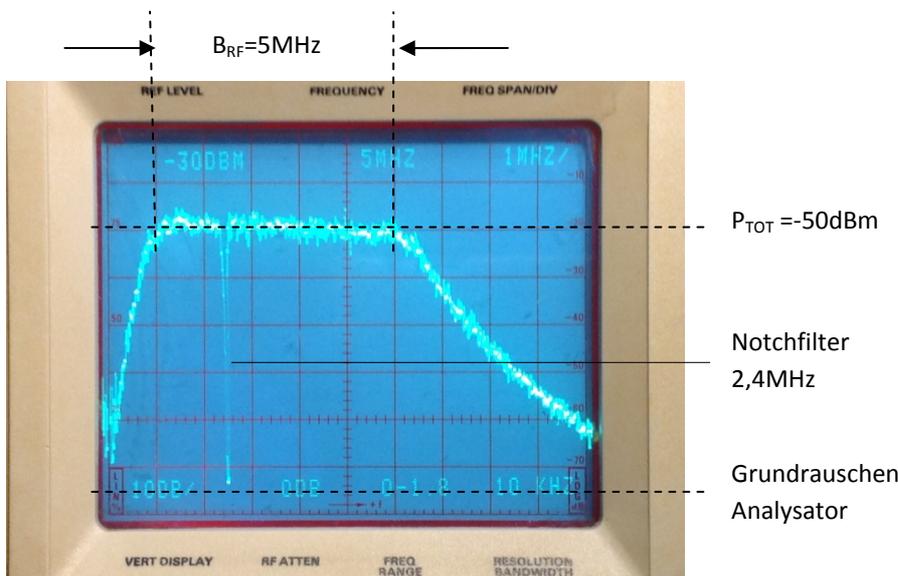
Gibt man dieses Signal auf den Eingang eines SSB-Empfängers mit einer ZF-Bandbreite ( $B_{IF}$ ) von 2,4kHz, dann verteilt sich das Rauschen gleichmäßig auf  $B_{RF}/B_{IF} = 5000/2,4 = 2083$  Kanäle (abzüglich dem Notchfilter) und die Belastung pro Kanal beträgt  $P_{TOT@2,4\text{kHz}} = -13\text{dBm} - 10\log 2,4 \times 10^3 = -47\text{dBm}$  entsprechend einer S-Meter Anzeige von S9+26dB pro Kanal!

Dem Bandpass in folgt ein 2,4MHz-Notchfilter, welches für die NPR-Messung verantwortlich ist. Das Notchfilter muß das Rauschsignal so weit unterdrücken, dass es auf seiner Sperrfrequenz bei 2,4MHz von einem angeschlossenen Empfänger nicht mehr detektierbar (messbar) ist.



**Bild 9: Übertragungsfunktion des Notchfilters, Sperrdämpfung 80dB (links) + 25dB (rechts) = 105dB**

Damit das funktioniert, muß die Sperrdämpfung des Filters größer 100dB sein. Die gewobbelte Übertragungsfunktion des eingesetzten Filters zeigt **Bild 9**, die max. Sperrdämpfung im Sockel beträgt 105dB und die Bandbreite im Sperrbereich etwa 10kHz.



**Bild 10: Rauschspektrum am Ausgang des NPR-Messplatzes von 0-10MHz mit  $B_{RF} = 5\text{MHz}$ ,  $P_{TOT} = -50\text{dBm}$**

Die Bandbreite im Sperrbereich sollte im Idealfall so groß sein, das genau ein SSB-Kanal von 2,4kHz Bandbreite dort hineinpasst. Kleiner darf die Sperrbandbreite auf keinen Fall sein. Die Qualität des verwendeten Notchfilters entscheidet über die Funktion des Messplatzes. OM OE3HKL beschreibt unter **(7)** wie man solche Filter selbst aufbauen kann.

Am Ausgang des NPR-Messplatzes entsteht ein Spektrum gemäß **Bild 10**. Die eingestellte Rauschleistung beträgt bei einer Dämpfung von 10dB:  $P_{TOT} = -50\text{dBm}$ , bezogen auf eine Auflösungsbandbreite des Analysators von 10kHz. Die Sperrwirkung (Kerbe) des 2,4MHz-Notchfilters, ist im Spektrum noch als Nadelspitze zu erkennen.

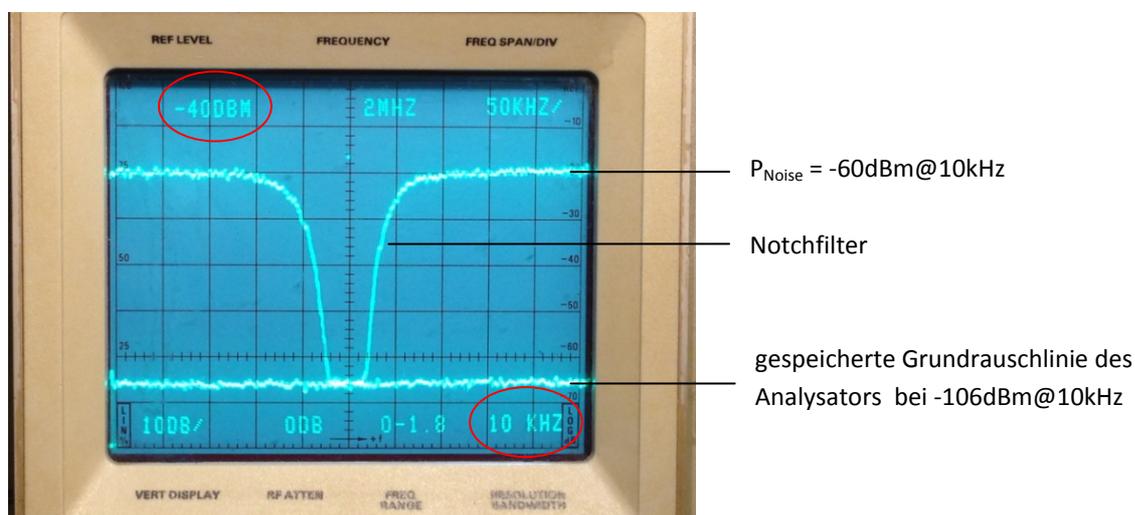
Nachfolgend werden NPR-Messungen an einem Spektrumanalysator, an einem analogen KW-Empfänger und an zwei SDR-Empfängern beschrieben.

### 3.) NPR-Messung an einem Spektrumanalysator



**Bild 11: TEK 492P Spektrum Analysator**

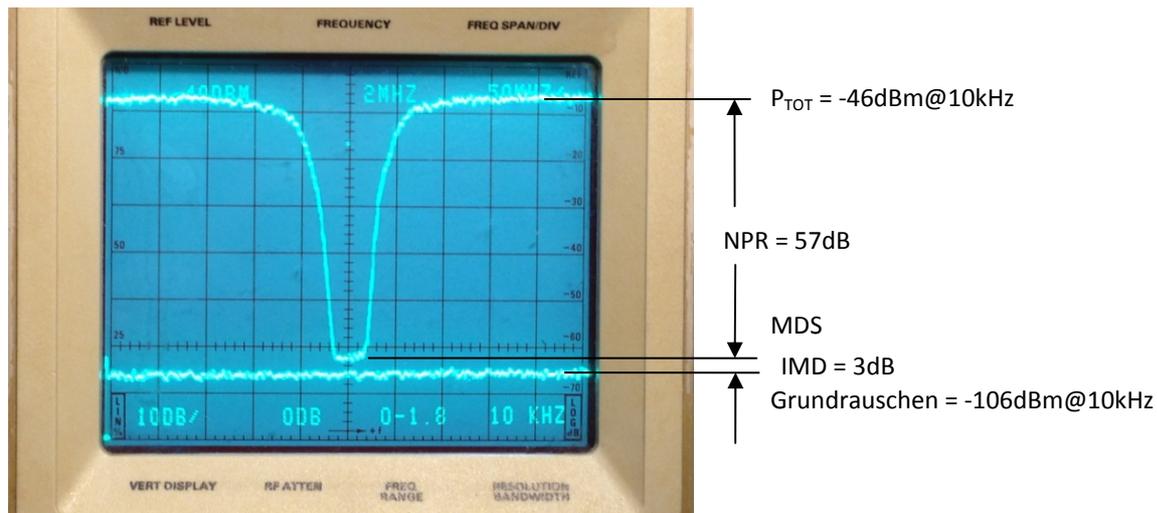
Als erstes Beispiel einer NPR-Messung verwende ich meinen Spektrumanalysator, mit dem auch die Fotos der Rauschsignale gemacht wurden. Ein Analysator ist ja im Prinzip nichts anderes als ein gewobbelter, breitbandiger Empfänger und eignet sich gut für eine NPR-Messung, weil er die Wirkung einer Übersteuerung direkt an seinem Bildschirm anzeigt. Zunächst gleicht man den Analysator auf die Mitte des Notchfilters ab und erhöht die Frequenzauflösung auf bis zu 50kHz/Teil, so dass die Kerbe besser zu erkennen ist. Dann reduziert man die Ausgangsleistung des Rauschgenerators zunächst um 20dB, auf einen Wert von  $P_{\text{Noise}} = -60\text{dBm}@10\text{kHz}$ . Bei dieser Rauschleistung befindet sich der Analysator noch in seinem linearen Bereich und erzeugt keine IM-Störprodukte (**Bild 12**).



**Bild 12: Aufgelöstes Notchfilter, der Boden des Kerbfilters verschwindet im Grundrauschen des Empfängers**

Dies erkennt man am Bildschirm des Analysators, wenn das Rauschen im Sockel des Kerbfilters deckungsgleich mit dem Grundrauschpegel des Analysators ist. Der Analysator zeigt im Boden des Kerbfilters nur sein eigenes Grundrauschen von  $-106\text{dBm}@10\text{kHz}$  an.

Anschließend vergrößert man den Rauschgeneratorpegel (verkleinern die Dämpfung) in 1dB-Schritten soweit, bis ein geringer Rauschanstieg im Sockel des Notchfilters erkennbar wird. Die jetzt sichtbaren, zusätzlichen Rauschanteile entstehen ausschließlich durch Nichtlinearitäten und IM-Produkte des Analysators (1. Mischer), die in den freien Nutzkanal des Notchfilters fallen. Bei einer Erhöhung des Rauschpegels auf  $P_{\text{TOT}} = -46\text{dBm}@10\text{kHz}$  (Reduzierung der Dämpfung auf 6dB), steigt das Rauschen des Analysators im Sockel des Notchfilters um +3dB an (**Bild 13**).



**Bild 13: Rauschanstieg um 3dB im Boden des Notchfilters bei  $P_{\text{TOT}} = -46\text{dBm}@10\text{kHz}$**

Damit erreichen die Störsignale den gleichen Pegel, wie das Grundrauschen des Analysators und der Analysator erreicht seinen maximalen, verzerrungsfreien Dynamikbereich. Dies entspricht der max. Aussteuergrenze des Analysators für linearen Betrieb. Die Größe des NPR lässt sich direkt vom Bildschirm ablesen und entspricht der Differenz von  $P_{\text{TOT}}$  zur Grenzeempfindlichkeit des Analysators.

$$\text{NPR} = P_{\text{TOT}@10\text{kHz}} - \text{MDS} = -46\text{dBm} - (-103\text{dBm}) = 57\text{dB}$$

mit:  $P_{\text{TOT}@10\text{kHz}}$  = erforderliches Rauschsignal für ein  $(S+N)/N$  von 3dB  
 $\text{MDS}$  = Grundrauschpegel +3dB

Eine andere Gleichung, die **Adam Farson VA7OJ/AB4OJ** in seinen Berichten (1) verwendet, beinhaltet das Verhältnis der gewählten Rauschbandbreiten (BWR = Bandwidth Ratio) von Generator  $B_{\text{RF}}$  (5MHz) und Empfänger  $B_{\text{IF}}$  (10kHz). Diese Gleichung sollte dann eingesetzt werden, wenn mit verschiedenen Filterbandbreiten gemessen wird.

$$\text{NPR} = (P_{\text{TOT}@5\text{MHz}} - \text{BWR}) - \text{MDS} = (-19\text{dBm} - 27\text{dB}) - (-103\text{dBm}) = 57\text{dB}$$

mit  $P_{\text{TOT}@5\text{MHz}} = -13\text{dBm} + (-6\text{dB Dämpfung}) = -19\text{dBm}$   
 $\text{BWR} = 10\log B_{\text{RF}}/B_{\text{IF}} = 10\log 5000\text{kHz}/10\text{kHz} = 27\text{dB}$   
 $B_{\text{RF}}$  = Rauschbandbreite des Generators (im Beispiel 5MHz)  
 $B_{\text{IF}}$  = Rauschbandbreite des Empfängers (im Beispiel 10kHz)

SA als abgestimmter Empfänger:

Verkleinert man den Frequenzhub des Analysators bis auf 0 Hertz (Zero Span), dann arbeitet der Analysator als abstimbarer, analoger Empfänger. Auch in dieser Einstellung lässt sich das NPR messen. Dazu schließt man ein Effektiv-Voltmeter an den NF-Ausgang des Analysators und misst den Rauschanstieg von +3dB über die Skala eines Voltmeters. Wenn die Spannung am Voltmeter um Faktor 1,414 ansteigt, entspricht dies einem Rauschanstieg von 3dB ( $20\log U_2/U_1=3\text{dB}$ ). Wird die so ermittelte Rauschleistung in die Formel  $\text{NPR} = (P_{\text{TOT}} - \text{BWR}) - \text{MDS}$  eingesetzt, kommt man wieder auf einen NPR von 57dB.

#### 4.) NPR eines analogen KW-Empfängers



Bild 14: Analoger KW-Receiver, Frequenzbereich 0,1-30MHz, ohne Preselector,  $\text{IP}_3 = +26\text{dBm}$

#### Messung der Empfindlichkeit

Zunächst messen wir die Empfindlichkeit des SSB-Empfängers. Auch hierzu kann man den Rauschgenerator verwenden. Dazu verbindet man ein RMS-Voltmeter mit dem Lautsprecherausgang des Empfängers, gleicht den Empfänger auf eine Frequenz außerhalb des Notchfilters ab (z.B. auf 3,5MHz) und stellt die NF-Ausgangsspannung ( $U_{\text{eff}}$ ) über den Lautstärkereger auf einen relativen Spannungswert von "0dB" ein. Als Voltmeter empfehle ich ein Zeigerinstrument, weil der Zeiger den Rauschpegel schon mittelt und nicht hin und her zittert, wie die Anzeige eines LCD-Displays. Dann schließt man den Rauschgenerator an und verkleinert die Ausgangsleistung soweit, bis der gemessene Rauschpegel am AC-Voltmeter um Faktor 1,414 ( $20\log U_2/U_1=3\text{dB}$ ) ansteigt. Bei einer Dämpfung von 82dB steigt das Rauschen um 3dB an und das extern angelegte Rauschsignal entspricht damit der Empfindlichkeit des Empfängers.

Grundrauschen =  $-46\text{dBm}@2,4\text{kHz} - 82\text{dB}(\text{Dämpfung}) = -128\text{dBm}/2,4\text{kHz}$ .

#### Messung des NPR

Die anschließende NPR-Messung läuft ähnlich wie zuvor ab. Der Empfänger wird auf die Mitte des Notchfilters ( $f_c=2,4\text{MHz}$ ) abgeglichen (USB oder LSB) und der Pegel des Rauschgenerators soweit erhöht, bis das gemessene Rauschen im Kerbfilter um 3dB anwächst. Dies erfolgte bei einer Dämpfung von 13dB, entsprechend einer Eingangsleistung von  $P_{\text{TOT}@2,4\text{kHz}} = -46\text{dBm} - 13\text{dB} = -59\text{dBm}$ .

Der maximale, verzerrungsfreie Dynamikbereich des Empfängers entspricht der Differenz von zuvor gemessener Empfindlichkeit und der erforderlichen Rauschleistung für einen Rauschanstieg im Kerbfilter von 3dB

$$\text{NPR} = P_{\text{Noise}@2,4\text{kHz}} - \text{MDS} = -59\text{dBm} - (-125\text{dBm}) = 66\text{dB}$$

mit:  $P_{\text{TOT}@2,4\text{kHz}}$  = erforderliches Rauschsignal für ein (S+N)/N von 3dB  
 MDS = Grundrauschpegel + 3dB

Anmerkung: Der mit einem Zweitonsignal gemessene  $IP_3$  des Empfängers beträgt +26dBm und die daraus berechnete Dynamik >100dB. Hieran erkennt man, dass die NPR-Messung ein sehr hartes, ultimatives Messverfahren ist. Der Empfänger wird eben nicht nur mit zwei Nutzsignalen belastet, sondern auf 2083 Kanälen (5MHz/2,4kHz) mit Pegeln von S9+20 pro Kanal angesteuert. Dieser Fall mag in der Praxis eher selten auftreten, es ist ein Extremfall, mit einem "Worst Case" Ergebnis. Mit einem Preselector könnte das NPR verbessert werden. Es gilt: Je größer  $B_{RF}$  umso kleiner das NPR, wie umgekehrt. KW-Empfänger, deren Eingang mit Preselector geschützt ist, erreichen eine bessere Großsignalfestigkeit.

## 5.) NPR des SDR-Receivers SDRplay RSP2



Bild 15: SDRplay RSP2, SDR-Receiver

Gemessene Empfindlichkeit des RSP2: Grundrauschen = -120dBm@2,4kHz bei  $f_c=2,4$ MHz

Die NPR-Messung erfolgte über die Software HSDR.

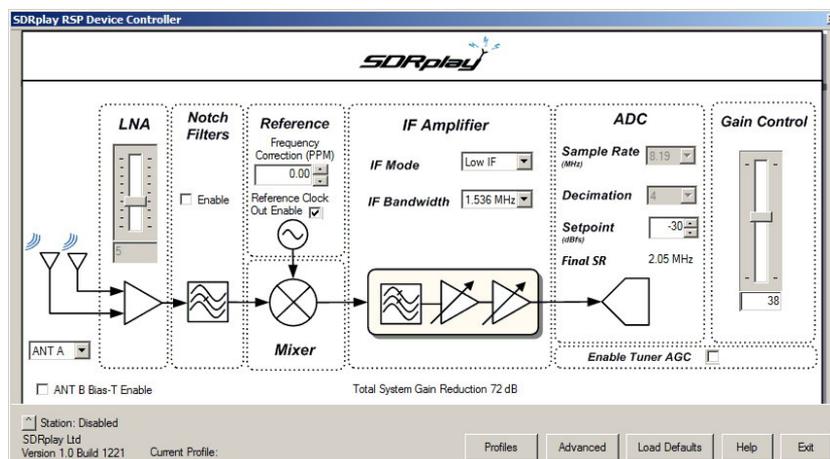


Bild 16: Einstellungen RSP2 unter HSDR

### Messung des NPR

Der SDR-Receiver wird auf die Mittenfrequenz des Notchfilters abgeglichen und der Pegel des Rauschgenerators langsam erhöht. Ab einem bestimmten Rauschpegel, sollte der ADC des RSP2 in die Begrenzung (Saturation) gehen und das Rauschen im Kerbfilter massiv zunehmen. Stattdessen wächst das Rauschen im Kerbfilter (IM-Produkte) schon unterhalb der Saturation langsam an, ähnlich wie bei einem analogen Empfänger. Bei einem Rauschanstieg von 3dB über Grundrauschen (**Bild 17**), befindet sich der ADC des RSP2 immer noch 6dB unterhalb seiner Sättigung (-6dBFS). Daraus folgt, dass offensichtlich die analogen Stufen im Eingang des RSP2 (LNA, Mischer) bereits Verzerrungsprodukte erzeugen, bevor der ADC in Begrenzung geht. Dadurch verliert der RSP2 um ca. 6dB an Dynamik.

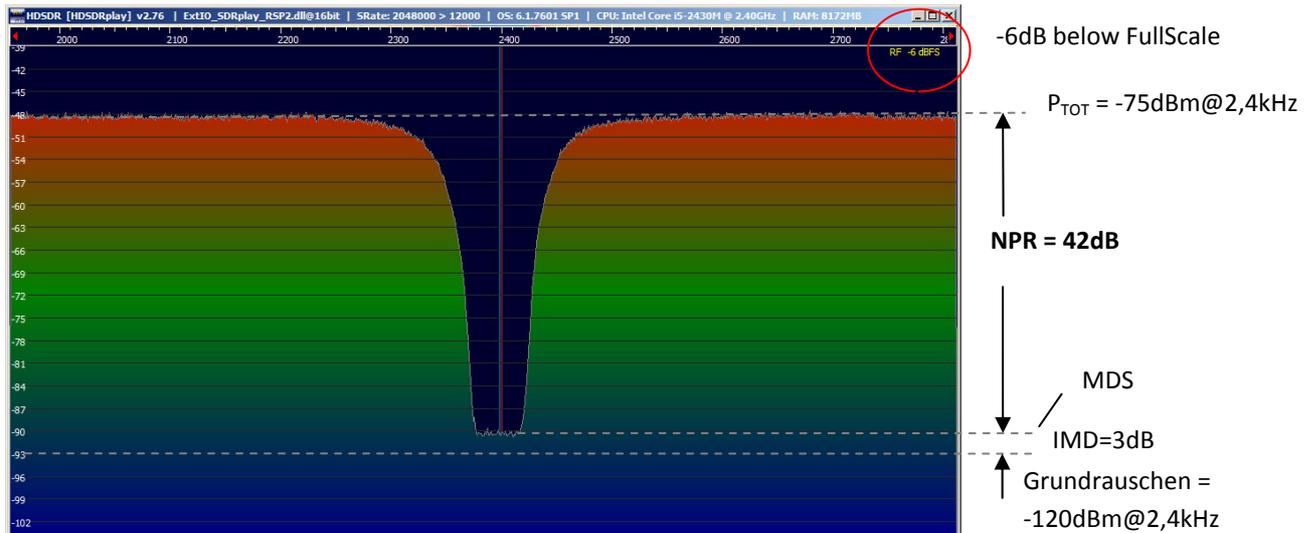


Bild 17: NPR des RSP2

Ein Rauschanstieg im Kerbfilter von 3dB erfolgte bei einer Dämpfung von 29dB, entsprechend einer Rauschleistung von  $P_{TOT@2,4kHz} = -46\text{dBm} - 29\text{dB} = -75\text{dBm}$ . Der daraus resultierende, maximal erreichbare NPR kann aus dem Kurvenverlauf in **Bild 17** direkt abgelesen werden und beträgt 42dB.

Aus der zuvor ermittelten Empfindlichkeit kann der NPR berechnet werden

$$\text{NPR} = P_{TOT@2,4kHz} - \text{MDS} = -75\text{dBm} - (-117) = 42\text{dB}$$

mit:  $P_{TOT@2,4kHz}$  = erforderlicher Rauschpegel für einen Rauschanstieg im Kerbfilter von 3dB

$$\text{MDS} = \text{Grundrauschpegel} + 3\text{dB}$$

## 6.) NPR des SDR-Receiver Colibri-NANO



Bild 18: ColibriNANO, Direct-Sampling-Receiver

Der ColibriNANO ist der "kleine Bruder" des ColibriDDC, hergestellt von der Firma Expert Electronics. Er ist der zurzeit wohl kleinste DDC-Receiver, aufgebaut in einem USB-Stick-Gehäuse. Im Eingang befindet sich nur ein 55MHz TP-Filter. Auf den ersten Blick sieht er aus wie ein ganz normaler RTL-Stick... aber weit gefehlt! Der ColibriNANO ist ein Direct-Sampling SDR mit 14Bit Auflösung und 122,88MHz ADC-Taktfrequenz. Die A/D-Wandlung erfolgt nicht in der Soundkarte sondern quasi direkt hinter dem Antenneneingang. Somit lassen sich analoge Signale bis über 60MHz (Shannon Abtasttheorem) ohne Mischer direkt transformieren und spektral in Echtzeit darstellen. Als Software bietet der Hersteller das Programm ExpertSDR2 und liefert ExtIO's für HSDR und SDR#.

### Messung der Empfindlichkeit

Einstellungen: fe= 2,4MHz, LSB, B=2,5kHz, Preamp 0dB, RF 100dB, NR/NB/ANF off, AGC off, Preamp Auto off, Sampling Rate 96kHz, Software: ExpertSDR2 Vers. 1.2.0

Ein CW-Signal von -117dBm Leistung erzeugt am NF-Ausgang ein S+N/N von 3dB.

Empfindlichkeit (MDS) = -117dBm@2,4kHz

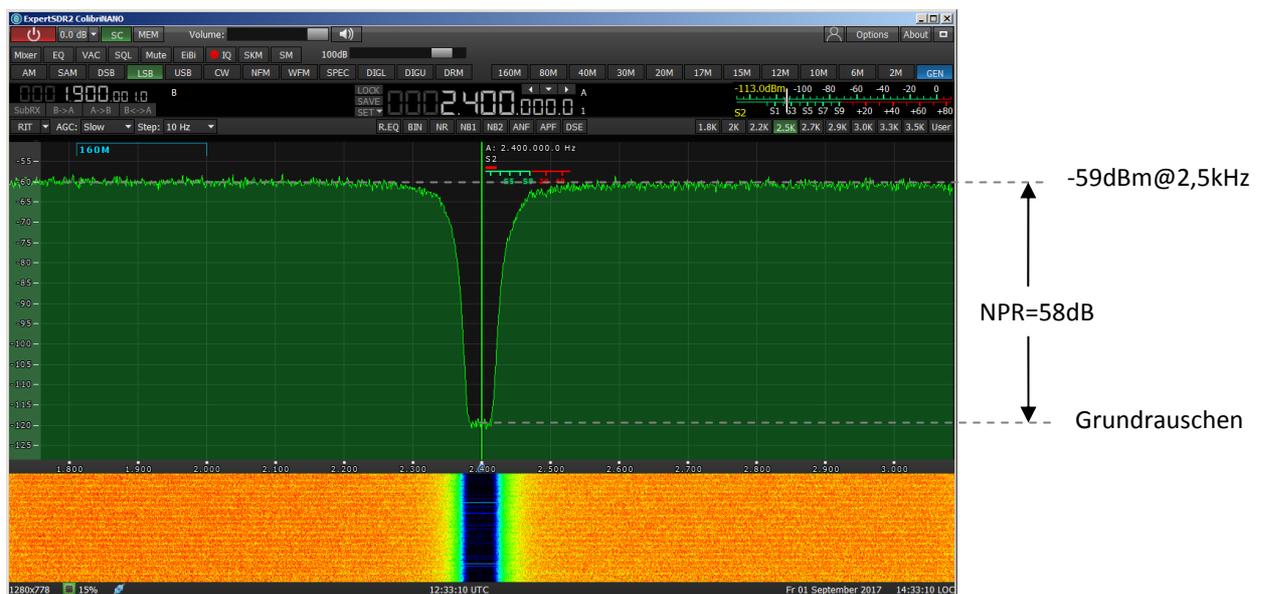
### Messung des NPR

Einstellungen: Preamp 0dB, RF 100dB, NR/NB/ANF off, B=2,5kHz, AGC Slow, Sampling Rate 1,5MHz, Software: ExpertSDR2 ColibriNANO

Bei einer Dämpfung des Rauschpegels um 13dB, entsprechend einer Rauschleistung von -26dBm@5MHz bzw. -59dBm@2,5kHz, steht der ColibriNANO kurz vor Saturation (**Bild 19**) und erreicht damit seinen maximalen NPR von

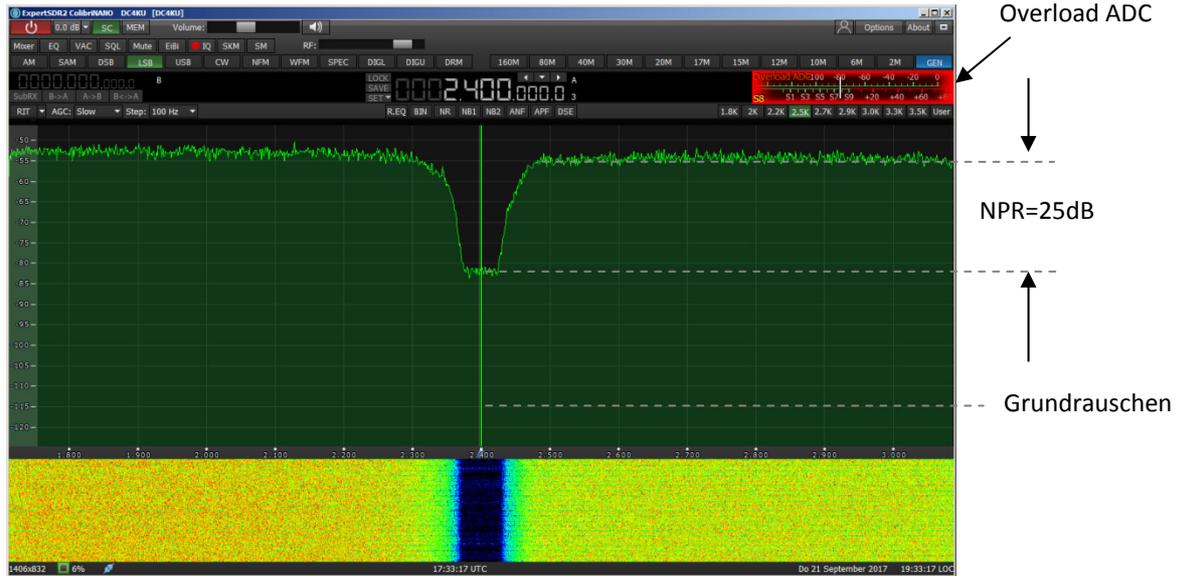
$$\text{NPR} = P_{\text{TOT@2,5kHz}} - \text{MDS} = -59\text{dBm@2,5kHz} - (-117\text{dBm}) = 58\text{dB}$$

Wenn das eingespeiste Rauschsignal nur um 2...3dB vergrößert wird, gerät der ADC schon in Begrenzung (**Bild 20**), erzeugt starke Verzerrungen und seine Dynamik schrumpft auf ca. 25dB. Die Übersteuerung zeigt die Software als Warnung "Overload ADC" an.



**Bild 19: NPR des ColibriNANO**

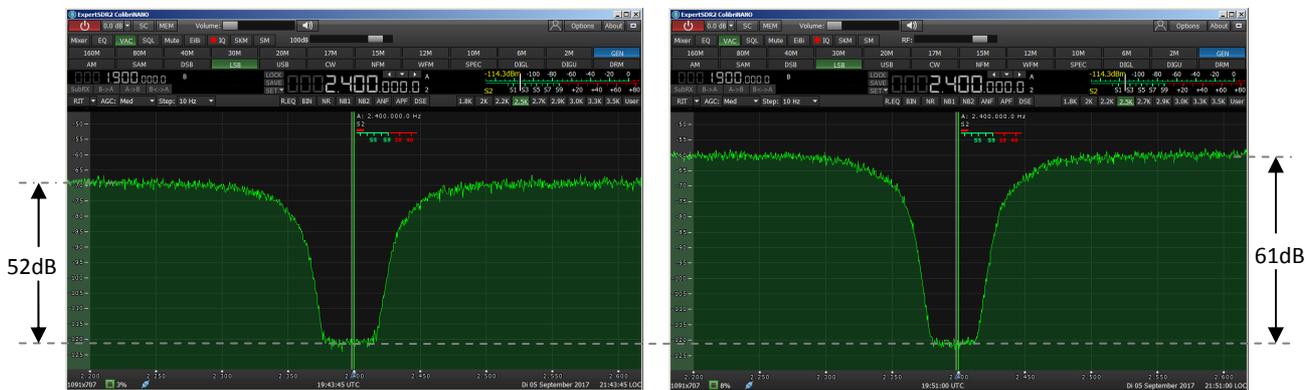
Mit einem verzerrungsfreien Dynamikumfang von 58dB, bei einer Rauschbandbreite von 5MHz (2000 belegte SSB-Kanäle) erreicht der ColibriNANO einen respektablen NPR-Wert. Mit Preselektoren im HF-Eingang, ließe sich der Wert noch verbessern. Für einen Preis von unter € 300,- wird man zurzeit wohl kaum einen besseren DDC-SDR finden können.



**Bild 20: ColibriNANO in Begrenzung**

**Verhalten des ColibriNANO bei unterschiedlichen Rauschbandbreiten ( $B_{RF}$ )**

Die bisherigen Tests wurden mit einer festen Rauschbandbreite von 5MHz durchgeführt, damit verschiedene Empfänger miteinander verglichen werden können. Die Bandbreite des eingespeisten Rauschens kann über die Größe des vorgeschalteten BP/TP-Filters in **Bild 6** beliebig verändert werden. Dies ist besonders dann von Interesse, wenn der Empfänger über keine Preselektoren im Eingang verfügt, wie es beim ColibriNANO der Fall ist. Deswegen wurde nachfolgend noch ein Test mit einer Rauschbandbreite von 0-30MHz durchgeführt und zur Simulation eines Preselektors im Antenneneingang eine Messung über einen TP von 0-3,7MHz. **Bild 21** zeigt die Meßergebnisse.



**Bild 21: NPR-Messung mit vorgeschalteten TP-Filtern, 30MHz (links) und 3,7MHz (rechts)**

Wie schon vermutet, verkleinert sich das NPR bei der Erweiterung der Rauschbandbreite auf 30MHz, auf einen Wert von 52dB. Trotzdem ist das noch ein gutes Ergebnis, wenn man bedenkt, dass der Empfänger mit 12000 SSB-Kanälen (!) der Leistung  $S9+26dB/Kanal$  belastet wird. Schon anders das Ergebnis mit nur 3,7MHz-Rauschbandbreite. Jetzt wird der Eingang nur mit 1480 Kanälen belastet und das NPR steigt auf 61dB. Daraus folgt: Wenn das NPR zum Vergleich von Empfängern herangezogen wird, muß grundsätzlich mit der gleichen Rauschbandbreite ( $B_{RF}$ ) gearbeitet werden.

Der theoretisch erreichbare NPR von 10-, 12-, 14- und 16-Bit-ADCs zeigt **Bild 22**. Je größer die Bit-Auflösung des ADCs, umso größer wird auch der erreichbare NPR. Die Kurven basieren auf einem idealen ADC, bei dem einzig das Quantisierungsrauschen und die Störungen durch Begrenzung eine

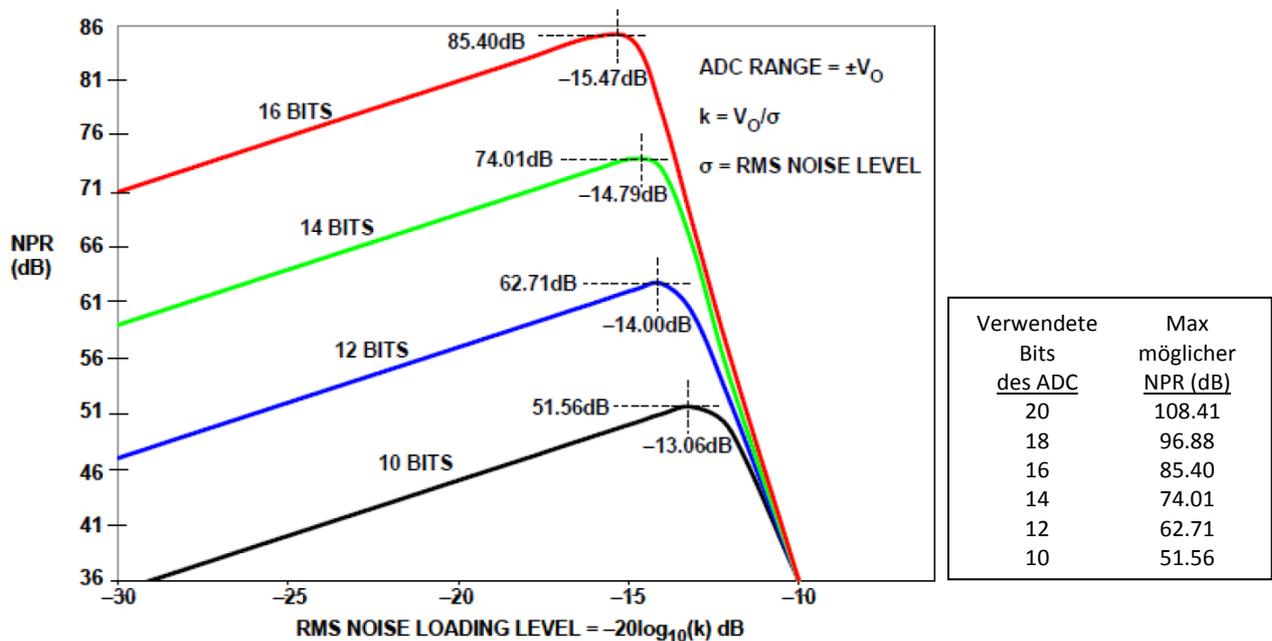
**NPR-Meßergebnisse**

	MDS dBm	B <sub>RF</sub> MHz	B <sub>IF</sub> kHz	P <sub>TOT(RF)</sub> dBm	P <sub>TOT(IF)</sub> dBm	NPR dB
Spektr. Analysator 492P	-103	5	10	-19	-46	57
analoger KW-Empfänger	-125	5	2,4	-26	-59	66
SDRplay RSP2	-117	5	2,4	-42	-75	42
Colibri-Nano	-117	5	2,5	-26	-59	58
Colibri-Nano	-117	3,7	2,5	-26	-56	61
Colibri-Nano	-117	30	2,5	-26	-65	52

mit:  $NPR = P_{TOT\ IF} - MDS$

**Tabelle 1: NPR Test-Ergebnisse**

Rolle spielen. In der Praxis ist die Performance mehr oder weniger geringer, wie die Messungen zuvor zeigten. Der ColibriNANO arbeitet mit einem 14Bit-ADC, dessen theoretischer NPR bei 74dB liegt. Sehr gute und teure) Direct-Sampling-Receiver mit 14Bit-Auflösung und schmalbandigen Filtern im Eingang erreichen inzwischen praktische NPR-Werte von fast 70dB und mit 16Bit-Auflösung über 80dB.



**Bild 22: Theoretischer NPR von 10-, 12-, 14 und 16Bit-ADCs (Analog Devices)**

**7.) IM<sub>3</sub>-Messung mit dem 2-Ton-Verfahren**

Den maximalen, verzerrungsfreien Dynamikumfang von analogen Empfängern misst man in der Regel mit dem sog. "2-Ton-Verfahren", indem man zwei gleich große HF-Signale auf Eingang des Empfängers gibt und diese so weit vergrößert, bis die entstehenden IM<sub>3</sub>-Produkte mit 3dB aus dem Rauschen hervortreten. Die Differenz ( $\Delta IM_3$ ) zwischen dem Eingangspegel (Pin) und dem Rauschpegel ergibt den verzerrungsfreien Dynamikbereich (**Bild 23**). Aus den so gewonnenen Daten läßt sich der IP<sub>3</sub> (3. Order Intercept Point) des Empfängers nach  $IP_3 = \Delta IM_3 / 2 + Pin$  berechnen. Wird hierbei ein Wert von +30dBm erreicht wird, ist der Empfänger sehr großsignalfest und man muß sich über IM-Verzerrungen seines Empfängers keine Gedanken machen. Bei analogen Empfängern und Verstärkern gilt: Bei Pegelerhöhung des Zweitonsignals um 1 dB, steigen die IM<sub>3</sub>-Störungen um 3dB an, wie umgekehrt.

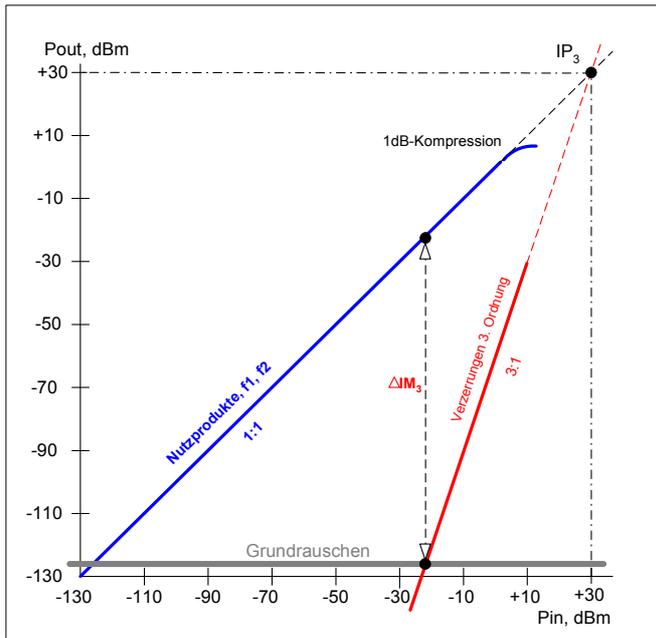


Bild 23: IM<sub>3</sub>-Verzerrungen eines großsignalfesten, analogen Empfängers (Beispiel)

**Wie verhält sich ein digitaler Empfänger bei einer 2-Ton Messung?**

Zur Beantwortung der Frage führen wir die "klassische" 2-Ton-Messung am ColibriNANO durch. Hierzu wird der Eingang mit zwei gleich großen HF-Signalen beaufschlagt, deren Pegel von -60dBm bis -20dBm in 10dB Stufen eingestellt wird. Wie in **Bild 24 bis 26** zu erkennen, liegen die entstehenden IM-Störprodukte grundsätzlich alle in der Nähe des Grundrauschens, bei -100...-120dBm. Auffallend ist, dass die IM-Produkte bei Pegelvergrößerung nicht ansteigen, sondern gleich groß bleiben und sogar kleiner werden, im Bereich von <-100dBm. Das steht im direkten Widerspruch zu analogen Empfängern, wo die IM-Produkte bei Pegelerhöhung (gesetzmäßig) schneller ansteigen, als die Nutzprodukte! Bei analogen Empfängern sinkt die Dynamik bei steigenden Nutzsignalen, bei digitalen Empfängern mit einem ADC im Eingang steigt die Dynamik bei wachsenden Nutzsignalen. Die im Bildschirm sichtbaren IM-Störungen entstehen demnach nicht durch "analoge Nichtlinearitäten" im SDR sondern aufgrund von Korrelationsfehlern im ADC. Durch "Dithering" (Hinzufügen von Rauschen oder eines dritten, starken Signals) lassen sich die sichtbaren IM-Signale sogar komplett unterdrücken. Diese Funktion ist im ColibriNANO jedoch nicht eingebaut. Da es offensichtlich keine Gesetzmäßigkeit zwischen den Nutzsignalen und den IM-Produkten gibt (**Bild 28**), läßt sich ein "IP<sub>3</sub>" als Maß der Großsignalfestigkeit auch nicht verwenden.

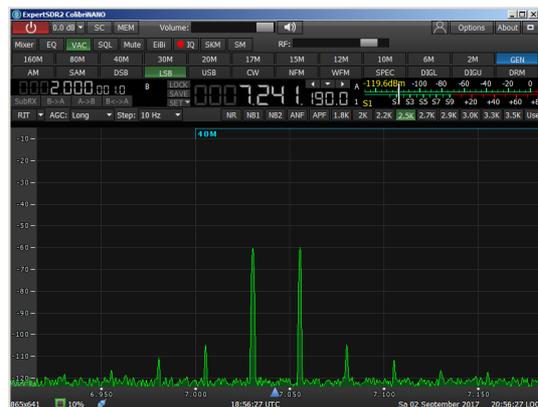


Bild 24: Pe=2x-60dBm, ΔIM<sub>3</sub>=45dB, IP<sub>3</sub>=-37,5dBm

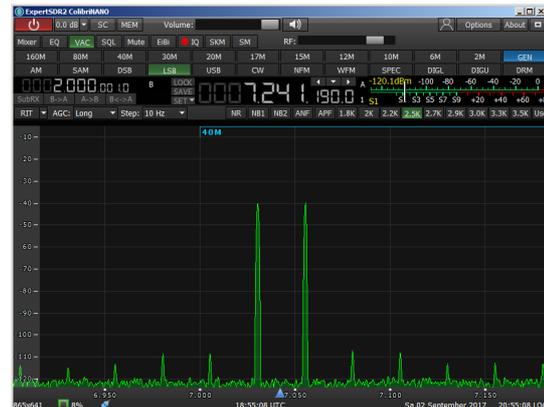


Bild 25: Pe=2x-40dBm, ΔIM<sub>3</sub>=68dB, IP<sub>3</sub>=-6dBm



Bild 26:  $P_e=2x-20dBm$ ,  $\Delta IM_3=94dB$ ,  $IP_3=+27dBm$

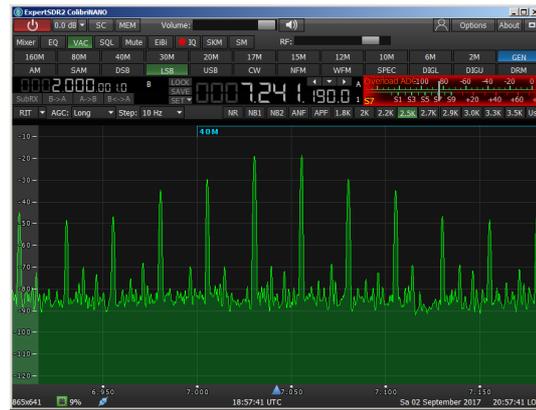


Bild 27:  $P_e=2x-15dBm$ ,  $\Delta IM_3=10dB$ ,  $IP_3=-10dBm$

Würde man z.B. den (nicht existierenden)  $IP_3$  des ColibriNANO bei zwei Eingangssignalen von  $-40dBm$  berechnen (Bild 25), käme man auf ein Ergebnis von  $IP_3=-6dBm$  und das wäre völlig falsch. Die einzige Möglichkeit einer noch gültigen  $IM_3$ -Messung besteht kurz vor Saturation des SDR (Bild 26). Erst bei zwei Eingangssignalen von  $-20dBm$  erreicht der ColibriNANO seinen maximalen IM-freien Dynamikumumfang von  $94dB$  und einen daraus berechneten (fiktiven)  $IP_3$  von  $+27dBm$ . Wenn die Nutzsingnale jetzt um nur  $2...3dB$  erhöht werden, gerät der ColibriNANO schon in die Saturation und die Verzerrungen werden maximal (Bild 27). Den aufgezeichneten  $IM_3$ -Verlauf in Abhängigkeit der Eingangssingnale zeigt Bild 28.

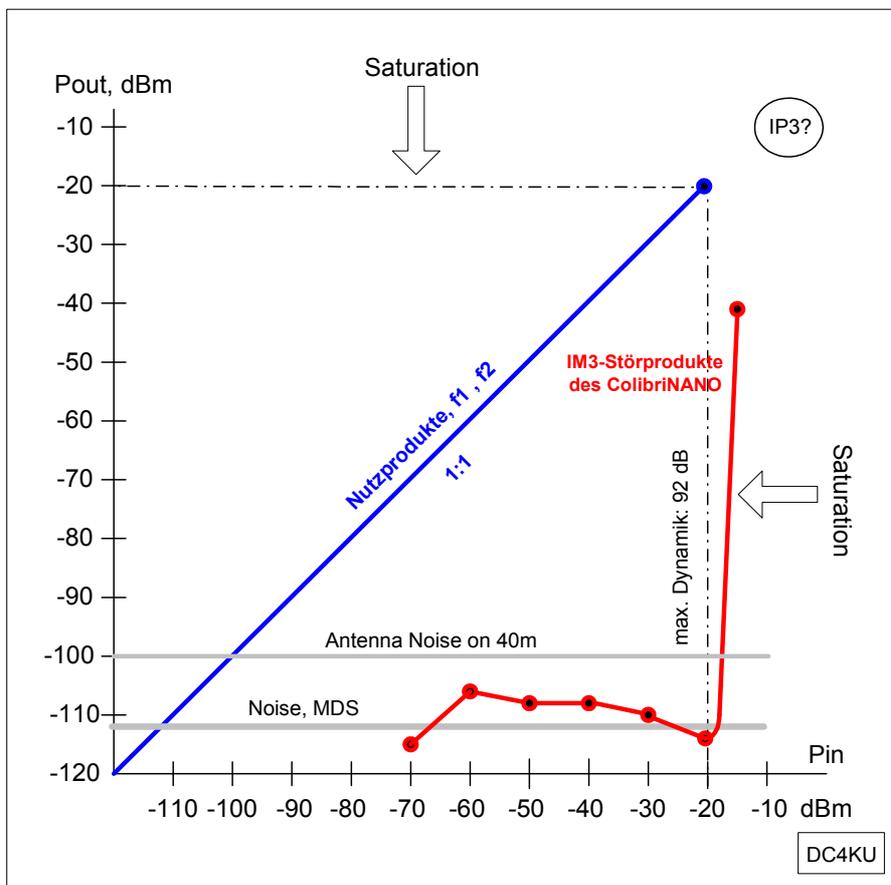
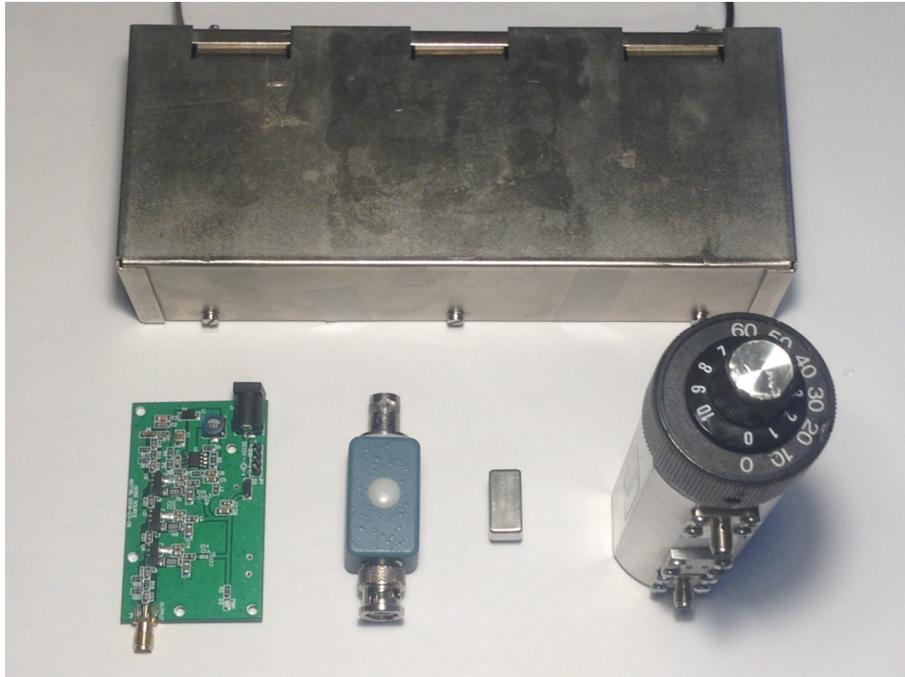


Bild 28: Eingangssingnale (blau) und die entstehenden  $IM_3$ -Produkte (rot) des ColibriNANO

Es wurde gezeigt, dass die IM-Festigkeit von SDRs über die Berechnung eines  $IP_3$  keine Gültigkeit besitzt und die Qualität unterschiedlicher SDRs auf diesem Weg nicht vergleichbar ist. Der einzige Möglichkeit, auch mit einer 2-Ton-Messung zu relevanten Ergebnissen zu kommen, wäre es, die  $IM_3$  des SDRs ausschließlich kurz vor seiner Saturation zu messen. Die so ermittelte IM-Festigkeit wäre dann auch mit den Ergebnissen analoger Empfänger vergleichbar.



**Bild 29: Verendete Bauteile des NPR-Messplatzes**

Oben: Siemens-Bandsperre (Notchfilter) 2,4MHz mit 9 Schwingkreisen für Innerbandmessungen (eBay)  
unten: Rauschgenerator (FA) mit Anpassglied, 6MHz-Tiefpassfilter (MCL), stellbares Dämpfungsglied 0...70dB (eBay)

## Literatur

- (1) **Noise Power Ratio (NPR) Testing of HF Receivers**, Adam Farson  
[http://www.ab4oj.com/test/docs/npr\\_test.pdf](http://www.ab4oj.com/test/docs/npr_test.pdf)
- (2) **Performance testing of Software Defined Radios**, Andrew Barron  
<http://www.qsl.net/z13dw//Articles.html>
- (3) **Noise Power Ration (NPR)**, Walt Kester, ANALOG DEVICES  
<http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-005.pdf>
- (4) **Understanding High Speed ADC Testing and Evaluation**  
**Application Note, AN-835, ANALOG DEVICES**  
<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-835.pdf>
- (5) **Measurement of all products intermodulation HF receivers, with 24000 telegraph channels**,  
**Gianfranco Verbana**  
[http://www.ab4oj.com/test/docs/test\\_npr.pdf](http://www.ab4oj.com/test/docs/test_npr.pdf)
- (6) **Noise Power Ratio (NPR) metingen**, Robert Langenhuisen  
[http://www.ab4oj.com/test/docs/electron0617\\_226\\_231.pdf](http://www.ab4oj.com/test/docs/electron0617_226_231.pdf)

**(7) Aufbau von Notch-Filtern für NPR-Messung, Kurt Hoffelner**

<http://www.oe3hkl.com/hf-measurements/npr-messplatz-rauschgenerator.html>

**(8) In-Band IM3-Messungen am Beispiel des IC7800, Werner Schnorrenberg**

[https://dc4ku.darc.de/Inband\\_Intermodulation.pdf](https://dc4ku.darc.de/Inband_Intermodulation.pdf)

<http://www.ab4oj.com/test/imdtest/main.html>

**(9) IMD in Digital Receiver, Leif Asbrink**

<http://www.nitehawk.com/sm5bsz/dynrange/qex/digital-imd.pdf>

**(10) Messung der Empfindlichkeit und Rauschzahl eines SSB-Empfängers, W. Schnorrenberg**

[https://dc4ku.darc.de/Messung\\_der\\_Empfindlichkeit\\_und\\_Rauschzahl\\_eines\\_SSB-Empfaengers.pdf](https://dc4ku.darc.de/Messung_der_Empfindlichkeit_und_Rauschzahl_eines_SSB-Empfaengers.pdf)

**Werner Schnorrenberg**

**DC4KU**

**November 2017**