

Basteltagebuch

Eigenbau-TRX-2012 Band 5

Kriterien für gute & nicht so gute Empfänger
Messverfahren an Empfängern

Band 5 - Version 007b

Jörn Bartels, DK7JB
49088 Osnabrück
mail@dk7jb.de
<http://www.bartelos.de>

17. April 2016

1 Inhaltsverzeichnis

2	Vorwort - Messung von Empfängereigenschaften.....	4
3	Rauschen.....	6
3.1	Thermisches Rauschen – Rauschmaß, Rauschfaktor und Rauschtemperatur	6
3.2	Bestimmung des Rauschmaßes (dB) = Noise Figure (dB).....	7
3.3	Rauschfaktor und Rauschmaß und Rauschtemperatur.....	8
3.4	Signal-to-Noise - SNR – S/N oder (S+N)/N.....	9
3.5	MDS - Noise Floor Test – 1-Ton-Messung	10
3.5.1	Messablauf	11
4	Intermodulation und Kompression.....	12
4.1	IP3 und Intermodulation Distortion IMD – 2-Ton-Messung.....	12
4.1.1	IP3-Messung – Die klassische Methode	13
4.1.2	IP3 Messung des Empfängers nach der ARRL-Methode	13
4.1.3	„Intermodulation Distortion Dynamic Range“ IMD_DR oder IMDR ₃	14
4.1.4	IP2 Messungen	15
4.2	Blocking Dynamic Range (BDR) – 2-Ton-Messung.....	16
4.2.1	Abschätzung der Messwerte.....	16
4.2.2	Messung.....	17
4.3	Noise Power Ratio Testing NPR.....	19
5	Phasenrauschen.....	20
5.1	Reziprokes Mischen.....	23
5.2	Messung	25
6	Dynamikbereich	26
7	Sonstige Messungen	27
7.1	IF Rejection Test – 1-Ton-Messung	27
7.1.1	Messablauf	27
7.2	IF selectivity.....	27
7.3	Beeinflussung durch Spurs, Birdies oder begrenzte ZF/IF-Isolation	28
7.4	Notch-Filter	28
8	Vergleich mit anderen Empfängern	29
9	Noch offene Probleme.....	30
10	Literatur und Quellen (In Arbeit).....	31
11	Notizzettel - alte Linksammlung (wird nach Sichtung gelöscht).....	32
12	Anhang: Beispielmessung mit dem Audiometer-Programm.....	33

2 Vorwort - Messung von Empfängereigenschaften

Nachdem ich mich in der letzten Baumappe (Band 4) mit AGC-Konzepten beschäftigt habe und Kassensturz zum Projekt gemacht habe, werde ich mich in dieser Baumappe mit Messverfahren beschäftigen. Ich bedanke mich auch bei allen Funkamateuren, die mit mir über dieses Thema diskutiert haben und ungenannt bleiben (wollen).

Im Folgenden beschreibe ich meine Messungen an meinem Selbstbauempfänger TRX2012. Die Messabläufe und Hintergründe werden an dieser Stelle zusammengefasst, damit sie an einer Stelle gebündelt sind. Außerdem wisst ihr wie ich messe und die Diskussion wird so erleichtert. Der hier beschriebene und von mir gebaute Empfänger ist mein Erstlingswerk und deshalb bin ich gespannt, wie gut die Vorhersagen und die tatsächlichen Messwerte übereinstimmen und wie sich die Messwerte im Vergleich gegenüber kommerziellen Empfängern verhalten.

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, also bei starker Bandbelegung mit vielen starken Stationen, zeigen sich jedoch die Unterschiede. Günter DL4ZAO hat hierzu 2013 einen Workshop abgehalten. Aus seiner Präsentation ist nach Absprache ein Teil in dieses Kapitel eingeflossen, ohne dass dies jeweils immer kenntlich gemacht wird.

Link zu seiner lesenswerten Präsentation: http://www.dl4zao.de/downloads/Empfaenger_Kriterien_v2.pdf

Die ARRL hat wichtige Messvorschriften zusammengefasst, wobei mit heutigen modernen Messmitteln und einer Soundkarte und der Audiometer-Software von Thomas DG8SAQ sich einiges vereinfachen lässt:

<http://www.arrl.org/files/file/Technology/Procedure%20Manual%202011%20with%20page%20breaks.pdf>

Die Software AudioMeter von Thomas DG8SAQ verwende ich um alle NF-Messungen durchzuführen.

“Test program to measure band limited RMS of audio signals with a sound card”.

<http://www.dg8saq.darc.de/AudioMeter/index.shtml>

Weitere Literaturhinweise findet ihr im Anhang.

Bei den Messungen kann zwischen Ein-Ton- und Zwei-Ton-Messungen und Messungen mit Rauschen unterschieden werden.

<u>Ein-Ton-Messungen</u>	<u>Zwei-Ton-Messungen</u>	<u>Rauschen</u>
MDS	IP3, IMDR3	NPR (Notch)
ZF-Durchschlag	Blocking	
	Reziprokes Mischen	

Die hier verwendeten Messgeräte (Liste wird noch ergänzt):

- Soundkarte mit Audiometer-Programm von Thomas DG8SAQ
Das Programm von Thomas ist ursprünglich für (S+N)-Messungen geschrieben worden. Später ist es dann deutlich erweitert worden und wird auch für Phasenrauschmessungen verwendet.
- Spektrum Analysator HP8594Q
- HF-Generator HP8648A und FA-IQ-DDS-Generator
- Mein IP3 Messplatz (siehe meine Baumappe „IP3 Messungen“)¹
- Oszilloskop Rigol DS2072 mit erweitertem Frequenzbereich
- VNWA 3 von Thomas DG8SAQ
- Frequenzzähler Racal Dana 1998 (Alle Geräte hängen an einem GPS-Normal)

Vielleicht kommen später noch direkte Phasenrausch-Messungen mit dem Phase Noise Test Set von DG4RBF hinzu.

¹ <http://www.bartelsos.de/dk7jb.php/ip3-messungen>

E I N S C H U B

Bei den folgenden Fragen bräuchte ich eure Hilfe.

- Ich habe irgendwo gelesen, dass die ARRL ab 2007 etwas an ihren Messmethoden geändert hat und IP3 (oder etwas Anderes) nun mit Spektrum Analysatoren mit extrem kleiner Bandbreite (1-3Hz) misst. Ich finde hierzu nur sehr wenige Informationen. Ist euch etwas darüber bekannt?
- Ich bin auf der Suche nach einem Verstärker mit ca. 0-3dB Verstärkung, $NF < 2\text{dB}$ und einem OIP3 $> 45\text{dBm}$. Achso, eine vernünftige Isolation sollte er auch noch haben... Letztlich eine Art Nachfolgeverstärker zu dem uns bekannten Kubik-Verstärker. Ist euch vielleicht eine solche Schaltung bekannt? Ich suche letztlich einen Verstärker mit wenig Verstärkung. Er soll zwischen Bandfilter und Mischer den Eingangsport des Mixers richtig breitbandig abschließen. Jede Verstärkung ist an dieser Stelle negativ.
- Wie entwirft man hochintermodulationsfeste Quarzfilter? Hierzu kann ich in der Literatur nichts finden. Mein SSB-Quarzfilter weist auch einen pegelabhängigen IP3 Wert auf - arrrrg (Band 4; Kapitel 14.4)
- Ich suche an einer normierten und/oder sinnvollen Untersuchungsstrategie zur qualitativer und quantitativen Beurteilung von AGCs? Ich habe einen Messanordnung um zeitgesteuert Pegel schnell ändern zu können entworfen und gebaut, aber keine Ahnung was ich sinnvoll messen sollte... Was ist gut und was ist schlecht? Anscheinend gibt es hier keine normierten Messverfahren - oder ich habe sie noch nicht gefunden.
- Wie baut man extrem IP3 feste (und schmale) Bandstop-Filter für ein verändertes Intermodulations-Testverfahren mit einem Leistungsrauschgenerator?
- Mir fällt bestimmt noch mehr ein ;-)

Weitere Fragen findet ihr noch im Kapitel 9 „Noch offene Probleme“.

3 Rauschen

3.1 Thermisches Rauschen – Rauschmaß, Rauschfaktor und Rauschtemperatur

Rauschen (englisch: Noise) ist der Spielverderber in der Empfangstechnik. Es ist ein stochastisch auftretendes Signal mit großer Bandbreite und stört, da es schwache Nutzsignale überlagern und somit unhörbar machen kann.

In der Funktechnik haben wir es mit drei äußeren Rauschursachen zu tun. Dem atmosphärischen (und kosmischen) Rauschen (QRN), der "Man made noise,, und dem thermischen Rauschen.

Atmosphärisches Rauschen und Man Made Noise

Das atmosphärische Rauschen stammt hauptsächlich von Blitzen, die sich gerade irgendwo auf der Welt entladen. Blitzentladungen erzeugen energiereiche Hochfrequenzimpulse, 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 entsteht durch elektrische Geräte. 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

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

In jedem Leiter bewegen sich aufgrund von Wärmeschwingungen Elektronen unregelmäßig hin und her. Dies wird Brown'sche Molekularbewegung genannt und führt zu einer kleinen Rausch-Leerlaufspannung U_{noise} . So kann auch an jedem Widerstand die beschriebene Rauschspannung gemessen werden. Sie ist sehr breitbandig. Daher hat es sich als günstig erwiesen die Rauschleistung auf eine Bandbreite von 1 Hz zu normieren. Jeder Widerstand erzeugt bei "Raumtemperatur" eine Rauschleistung je 1 Hz Bandbreite von $P = -174 \text{ dBm}$. Als Referenztemperatur für Rauschbetrachtungen hat man zur Vereinfachung eine Umgebungstemperatur $T_0 = 290 \text{ K}$ festgelegt, entsprechend $16,9^\circ \text{ C}$.

Die thermische Rauschleistung eines Widerstands bei Referenztemperatur 290K ($\sim 17^\circ \text{C}$) bei Leistungsanpassung ist:

$$P = k * T_0 * B$$

P = Rauschleistung in Watt
 k = Boltzmann-Konstante $k = 1,38 * 10^{-23} \text{ J/K}$
 T_0 = Referenztemperatur 290 K
 B = Mess-Bandbreite in Hertz

Das hier beschriebene Rauschen ist ein Doppel-Seitenband-Rauschen. Im Unterkapitel Phasenrauschen gehe ich näher darauf ein.

Da die Ergebnisse sehr klein sind, benutzt man das logarithmische Verhältnismaß dB und gibt die Rauschleistung als Verhältnis bezogen auf 1mW an (dBm). Die Rauschleistung ist unabhängig vom, Widerstandswert. Wegen des Leistungsbezugs Milliwatt anstatt Watt müssen wir noch den Faktor 1000 = 30dB berücksichtigen:

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

Jeder Widerstand erzeugt bei "Raumtemperatur" eine Rauschleistung je 1 Hz Bandbreite von:

$$P_{[dbm]} = 10 * \log (1,38 * 10^{-23} \text{ J/K} * 290 \text{ K} * 1\text{Hz}) + 30 \text{ dB} = -174 \text{ dBm} = 4,1 * 10^{-21}\text{W}$$

Ein idealer Empfänger erzeugt bei $\sim 17^\circ \text{C}$ (290K) an einer Dummyload durch Wärme eine Eigenrauschleistungsdichte von -174 dBm/Hz .

thermisches Grundrauschen	10 log Bandbreite	Bandbreite	Betriebsart
-174 dBm	0	1 Hz	Referenzbandbreite
-148 dBm	26	400Hz	CW
-140 dBm	34	2,4 kHz & 2,7 KHz	SSB
-123 dBm	41	12,5 kHz	FM

Tabelle 1: Bei Bandbreiten (BW) größer als ein Hz gelangt mehr Rauschleistung in den Empfänger. Je größer die Bandbreite, desto höher ist proportional die absolute Rauschleistung.

Zusammenfassung

Leicht zu merken ist der Standardwert eines idealen (rauschfreien) Empfängers bei der üblicherweise definierten "Raumtemperatur" T_0 (298° Kelvin):

$$P_n = 4,1 \cdot 10^{-21} \text{ W/Hz} = \underline{-174 \text{ dBm/Hz}}$$

Das entspricht der Rauschzahl $F = 1 \text{ kTo}$ bzw. $NF = 0 \text{ db}$

Damit kannst du alles erschlagen, z.B. die Rauschspannung für eine beliebige Impedanz.

Ein Beispiel: ein RX hat die Rauschzahl $NF=12 \text{ db}$ ($F=15,8 \text{ kTo}$).

Daraus ergibt sich z.B. bei einer Bandbreite von 500Hz ein Rauschpegel bzw. MDS (minimum discernible signal) von -135 dBm :

→ $NF=12 \text{ db} + (10 \cdot \log(500 \text{ Hz}/1 \text{ Hz}) = 27 \text{ db})$, → 39 db zusätzliche Rauschleistung

→ $-174 \text{ dBm}/1 \text{ Hz} + 39 \text{ db} = \underline{-135 \text{ dBm}/500 \text{ Hz}}$.

An 50 Ohm ergibt das eine Rauschspannung von rund 40nV bei 500Hz Bandbreite, bzw. 90nV bei 2,5kHz Bandbreite (-128 dBm).

Ein schönes Extrembeispiel stellt der LOG-Detektor AD8307 dar:

Der Rauschpegel wird mit ca. -78 dBm angegeben, eigentlich grottenschlecht. Trotzdem besitzt der AD8307 eine hervorragende Rauschzahl von nur $NF=9 \text{ db}$ ($\sim 8 \text{ kTo}$)!

Warum? Das Ding hat eine Bandbreite von 500MHz, also $5 \cdot 10^8 \text{ Hz}$. Das ergibt, bezogen auf 1Hz, einen Faktor von 87db ($10 \cdot \log(500 \text{ MHz}/1 \text{ Hz})$). → $-(78 \text{ dBm} + 87 \text{ db}) = \underline{-165 \text{ dBm}/1 \text{ Hz}}$.

Generell gilt:

→ Ein CW-Träger zeigt bei jeder Bandbreite die gleiche Amplitude (eine einzige Spektrallinie)

→ Rauschen besteht aus unendlich vielen statistisch verteilten Frequenzen, deren Leistungssumme

eben von der Bandbreite abhängt. Je breiter das Filter, desto mehr Leistung wird "gesammelt".

3.2 Bestimmung des Rauschmaßes (dB) = Noise Figure (dB)

Die Noise Figure (dB) ist als Rausch-Kenngröße ein unabhängiges Maß für die Empfindlichkeit von Verstärkern oder ganzen Empfängern. Sie kann mit einem Rauschmessplatz gemessen werden, wenn hinter dem Quarzfilter des Empfängers gemessen wird. Eine andere Möglichkeit der Bestimmung ist eine Berechnung mit Hilfe des MDS (Minimum Detectable Signal) und der verwendeten Filterbandbreite. Mit unserem Audiometer-Programm (von DG8SAQ) ist dies leicht möglich.

Formel: $NF \text{ (in dB)} = \text{MDS (in dBm)} - (10 \log(B) - 174)$

MDS: Minimum Detectable Signal in dBm

B: Noise Bandwidth in Hz.

Beispielrechnung mit $\text{MDS}=-137 \text{ dBm}$; $B=500 \text{ Hz}$:

$$NF \text{ (in dB)} = -137 \text{ dBm} - (10 \log(500) - 174) = 10 \text{ dB}^2$$

Für eine direkte Bestimmung des Rauschmaßes verweise ich auf meine Baumaple „Rauschmessungen an Verstärkern“

<http://www.bartelsos.de/dk7jb.php/rauschmessungen-an-verstaerkern>

² Als Vereinfachung werden hier teilweise die Einheiten weggelassen.

3.3 Rauschfaktor und Rauschmaß und Rauschtemperatur

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

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

$$\text{Rauschzahl} = \frac{\text{Signal-Rauschverhältnis (Eingang)}}{\text{Signal-Rauschverhältnis (Ausgang)}} \quad F = \frac{S/N_{\text{Ein}}}{S/N_{\text{Aus}}} \quad \text{NF} = 10 \log F$$

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

Es ist auch hier sehr hilfreich, Verhältnisse in dB anzugeben. Das Rauschmaß NF (noise figure) ist der in dB angegebene Rauschfaktor. Bei mir wird immer mit dem Rauschmaß gearbeitet!

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

Der Begriff „Rauschzahl“, wird sowohl für Rauschfaktor oder Rauschmaß benutzt. In einigen Schriften werden auch die Begriffe Rauschfaktor und Rauschmaß miteinander verwechselt. Erst ein Blick auf die Einheiten hilft dann weiter.

Neben dem Rauschfaktor und dem gleichwertigen Rauschmaß in dB kann das Rauschen auch über die Rauschtemperatur beschrieben werden.

Die Rauschtemperatur erhält man, wenn man für 1Hz Bandbreite die Formel $P = k \cdot T$ nach T umstellt. So kann man also eine Rauschgröße als die Temperatur definieren, auf die man einen Widerstand aufheizen müsste, damit er die gleiche Rauschleistung wie das zu vergleichendes Messobjekt abgeben würde. Die Rauschtemperatur hat die Einheit Kelvin.

Umrechnungshilfe für Rauschtemperatur und Rauschfaktor

$$T = (F - 1) \cdot T_0 \quad F = 1 + \frac{T}{T_0}$$

T = Rauschtemperatur
 F = Rauschfaktor
 T₀ = 290K Referenztemperatur

Rauschfaktor Rauschmaß und Rauschtemperatur lassen sich einfach ineinander umrechnen. Die Rauschleistung nimmt mit der Bandbreite und der Temperatur zu. Die Empfindlichkeit eines Empfängers kann durch eine dieser Größen eindeutig und unabhängig von der Bandbreite beschrieben werden. Die übliche bandbreitenabhängige Angabe MDS ist daher eigentlich überflüssig.

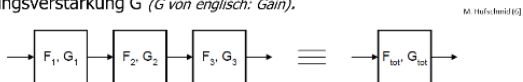
Wegen der Temperaturabhängigkeit der thermischen Rauschleistung werden übrigens die Eingangsstufen der Hochleistungsempfänger in der Astronomie und Raumfahrt bis fast auf den absoluten Nullpunkt heruntergekühlt. Damit kann man bis zu 24,5db Empfindlichkeitsgewinn erreichen.

Für die Reihenschaltung von mehreren Baugruppen gilt die Friis Formel:

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 Gesamtrauschzahl der Kette.

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



Die Gesamtverstärkung ergibt sich aus der Multiplikation der Teilverstärkungen:

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

Der Gesamtrauschfaktor lässt sich nach der folgenden Formel herleiten:

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

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.

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

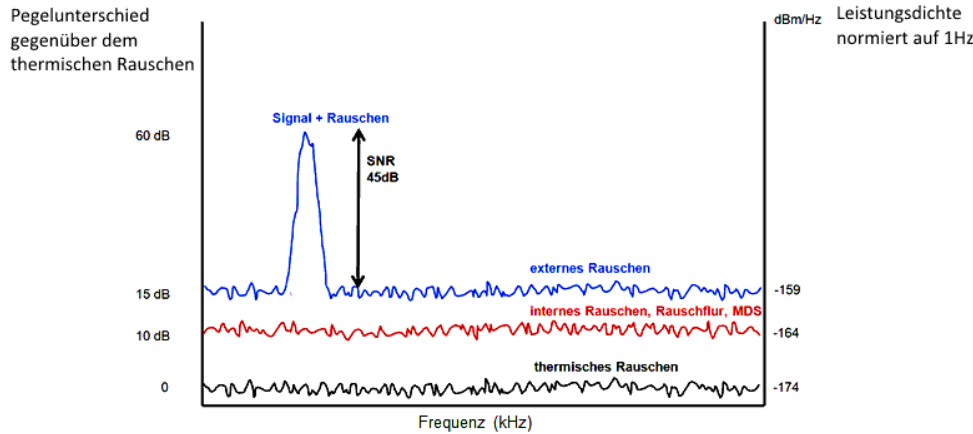
- ❖ Die **Friis-Formel** berechnet die Gesamtrauschzahl einer Kette von Verstärkern oder Dämpfungsgliedern
- ❖ Die Friis-Formel drückt aus, dass das Rauschen der nachfolgenden Verstärkerstufen jeweils um die Verstärkung G der vorhergehenden Verstärkerstufen verringert in die gesamte Rauschzahl der Kette 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

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

3.4 Signal-to-Noise - SNR – S/N oder (S+N)/N

Das Signal/Rausch-Verhältnis (SNR, auch S/N genannt) ist der Quotient aus der Leistung des Nutzsignals zur Leistung des Rauschsignals und kann als ein Maß für die Reinheit eines Signals verstanden werden und wird in dB gemessen. Man spricht auch vom Signal/Rauschabstand.

Die Größe SNR lässt sich nicht direkt messtechnisch bestimmen, da man bei der Messung des Signalpegels immer den Signalpegel überlagert mit dem Rauschen misst, also (S+N)/N. Das ist aber nicht schlimm, da sich alles ineinander umrechnen lässt.



SNR in dB	(S+N)/N in dB	Fehler in dB
0	3,01	3,01
0,5	3,27	2,77
1	3,54	2,54
1,5	3,82	2,32
2	4,12	2,12
2,5	4,44	1,94
3	4,76	1,76
3,5	5,1	1,6
4	5,46	1,46
4,5	5,82	1,32
5	6,19	1,19
5,5	6,58	1,08
6	6,97	0,97
6,5	7,38	0,88
7	7,79	0,79
7,5	8,21	0,71
8	8,64	0,64
8,5	9,07	0,57
9	9,51	0,51
9,5	9,96	0,46
10	10,41	0,41
10,5	10,87	0,37
11	11,33	0,33
11,5	11,8	0,3
12	12,27	0,27
12,5	12,74	0,24
13	13,21	0,21
13,5	13,69	0,19
14	14,17	0,17
14,5	14,65	0,15
15	15,14	0,14
15,5	15,62	0,12
16	16,11	0,11
16,5	16,6	0,1
17	17,09	0,09
17,5	17,58	0,08
18	18,07	0,07
18,5	18,56	0,06
19	19,05	0,05
19,5	19,55	0,05
20	20,04	0,04

Wird ein Rauschen mit einem CW-Signal gleicher Größe überlagert, sieht man es mit einem 3dB-Peak im Spektrogramm. Von der (S+N)-Messung müssen also 3 dB als Korrektur abgezogen werden. In der nebenstehenden Tabelle sind weitere Korrekturwerte abgebildet.

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

Beispielmessungen findet ihr im folgenden Unterkapitel zur MDS-Messung. Dort wird z.B. für das Rauschen ein Pegel von $N=2,53mV_{pp}$ und für das Signal (mit Rauschen) ein $(N+S)=3,65mV_{pp}$ gemessen.

Mit $(S+N)/N = 20 * \log(3,65mV_{pp}/2,53mV_{pp})=3,1dB$ ergibt sich ein $SNR = 0dB$

Wenn man also ein Signal mit dem gleichen Pegel des Grundrauschen anlegt, entspricht das $(S + N = N + 3 dB)$

Messungen für SNR = 10dB oder 20dB werde ich auch noch durchführen.

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

$$S_{SNR [dbm]} = MDS_{[dbm]} + SNR_{[dB]}$$

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

- S_{SNR} = Empfindlichkeit für das spezifizierte S/N
- 174 dBm = Therm. Rauschen pro Hz Bandbreite
- 10logB = 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 $db\mu V$ an 50 Ohm angegeben. Die Umrechnung ist einfach mit der Eselsbrücke: $U_{db\mu V} = P_{dbm} + 107$

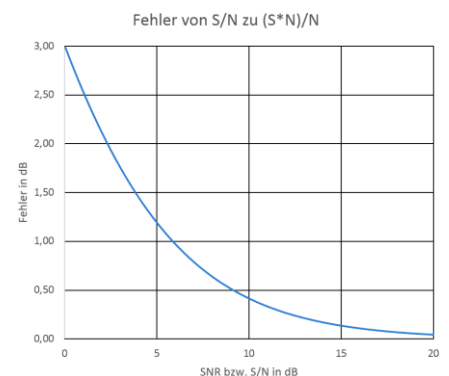


Abbildung 1: Tabelle und Diagramm zeigen den Unterschied von SNR zu (S+N)/N

3.5 MDS - Noise Floor Test – 1-Ton-Messung

Das Maß für die Empfindlichkeit, MDS (Minimum Detectable Signal), ist das kleinste empfangbare Signal über dem Grundrauschen bei einer bestimmten Bandbreite. Die Empfindlichkeit eines Empfängers ist durch sein Grundrauschen (Noisefloor) begrenzt. Wegen der Bandbreitenabhängigkeit ergibt bei gleicher Rauschzahl eine schmale Bandbreite eine höhere Empfindlichkeit als eine breite Bandbreite.

Das MDS ist die Signalleistung am Empfängereingang die am Ausgang ein SNR von 0dB erzeugt. Nutzsignal und Noisefloor sind dann gleich groß (S + N = N + 3 dB) oder auch (S+N)/N=3dB.

$$MDS_{[dBm]} = -174_{dBm} + 10\log B + F_{[dB]}$$

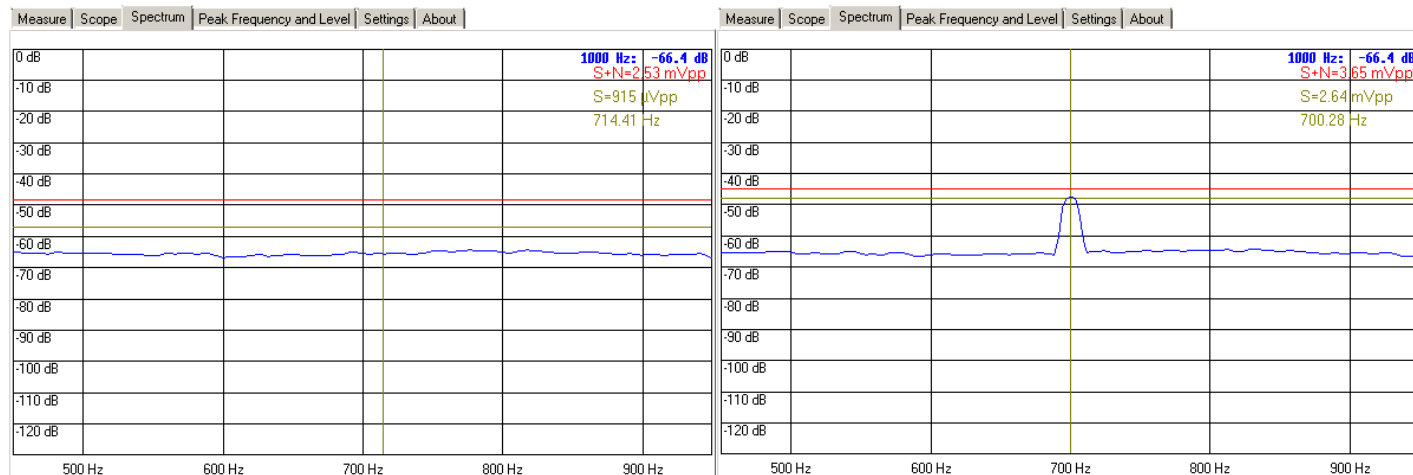
-174 dBm = thermisches Grundrauschen pro Hz Bandbreite
 10logB = Bandbreite in dB bezogen auf 1Hz
 F = Rauschzahl (Noise Figure) des Empfängers

Die ARRL schreibt hierzu in ihrer Messvorschrift auf Seite 36:

“5.1.1 The purpose of the Noise Floor Test (also known as “Minimum Discernible Signal” or MDS) is to determine the level of signal input to the receiver that will produce an audio output where the power in the signal is equal to the power in the noise (S + N = N + 3 dB). The test is conducted with the receiver in the CW mode using the 500 Hz, or closest available IF filter (or audio filters where IF filters are not available. For receivers that have appropriate IF filters, all audio filtering is disabled.) Set the AGC to the OFF position if possible. The test is performed frequencies of 1.020 MHz, 3.520 MHz, 14.020 MHz, 50.020 MHz, 144.020 MHz and 432.020 MHz. For the expanded set of tests, this test is performed on all available amateur bands, 20 kHz above the lower band edge.”

Das Programm Audiometer von Thomas DG8SAQ erlaubt einen deutlich einfacheren Messaufbau. Außerdem kann per Software die gewünschte Bandbreite eingestellt werden.

Am Antenneneingang wird ein Signal von 7,1 MHz und mit einem Pegel von -130 dBm eingespeist. Der Vorverstärker und der ZF-Verstärker werden auf 3 dB geschaltet. Für die gesamte Messung müssen RF und NF Gain auf Maximum stehen. Diese beiden Messungen zeigen eine MDS Messung mit dem Audiometer-Programm. Auf die Kalibrierung der Soundkarte kann verzichtet werden, da für die Rechnung nur die Quotienten verrechnet werden. In dem Fenster „Measure“ kann die Messbandbreite auf B=500 Hz eingestellt werden. Bei diesen Messungen habe ich einen SSB-breit Quarzfilter gewählt und per Software in dem Analyseprogramm die digitale Filterbandbreite auf 500 Hz gestellt (Messintervall). Auf dem Bild liegt die untere Frequenz bei 450 Hz und die obere Frequenz des Frequenzintervalls bei 950 Hz. Das Signal muss dann ungefähr in der Mitte liegen, damit es auch in der Mitte des Quarzfilters liegt.



Wir messen hier ein (S+N)/N = 3,2 dB für meinen Empfänger. Für verschiedene Frequenzen im 40m Band schwankt der MDS zwischen -132dBm und -130dBm und selten bis zu -129dBm. Im rechten Bild darf der große Abstand des Signalpeaks zur Grundlinie nicht täuschen, da ich über 100 Sekunden gemittelt habe.

$$\frac{S + N}{N} = 20 * \log\left(\frac{U_{pp}}{U_{pp}}\right) dB = 20 * \log\left(\frac{2,53mV_{pp}}{3,65mV_{pp}}\right) dB = 3,2dB \quad \cong \quad SNR = 0dB$$

3.5.1 Messablauf



Siehe hierzu auch die Erklärungen aus dem Anhang.

Voreinstellungen:

Audiometer: Zoombereich: 330-830 Hz ($\Delta 500$ Hz) Abgestimmt auf TRX2012 7,040589 MHz (CW-Quarzfilter)
 SampleLength: 262144 Meter Time Constant: 30 Sekunden

Nun wird der Empfänger mit 50 Ohm abgeschlossen und mit dem Audiometer-Programm ein Grundrauschen von $N = 2,7$ mVeff gemessen. Es kommt hierbei nur auf den Messwert an und die folgenden vergleichenden Messungen.

Nun wird der HP8648A so abgestimmt, dass ein Signal im NF-Spektrum mit 600 Hz empfangen werden kann. Das ist dann in der Mitte des CW-Quarzfilters. Nun wird das Signal so verändert, bis es mit $(S+N)/N=3$ dB empfangen werden kann.

Pegel in dBm	S+N in mVeff	(S+N)/N in dB
50 Ohm	2,70	
-128	4,25	3,9
-129	3,93	3,3
-129,7	3,82	3,0
-130	3,67	2,7

Hieraus ergibt sich ein MDS = -130 dBm für den CW-Quarzfilter

4 Intermodulation und Kompression

4.1 IP3 und Intermodulation Distortion IMD – 2-Ton-Messung

Intermodulationen sind nichtlineare Verzerrung, die bei Großsignal Aussteuerung mit zwei (oder mehreren) Trägern entstehen können. Im Empfänger als auch im Sender. Intermodulation kann an allen Bauteilen auftreten, hauptsächlich aber an Induktivitäten, Halbleitern und Quarzen (z.B. Bandfilter, Verstärker, Mischer, Quarzfilter, Pin-Dioden, ...). Schlechte Kontakte oder nicht festgezogene Stecker können auch zu Intermodulationsprodukten führen. Hauptsächlich stören die Intermodulationsprodukte dritter Ordnung. Sie sind am stärksten und fallen in den Nutzfrequenzbereich wo sie oft nicht mehr ausgefiltert werden können.

Bei Intermodulation 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 $2 \cdot f_2 - f_1$

Was bewirken Intermodulationen?

Intermodulation im Empfänger erzeugen „Phantomsignale“ bei den Frequenzen $2f_1 - f_2$ und $2f_2 - f_1$. Da auf unseren Bändern viele starke Signale zu finden sind entsteht ein regelrechter Rauschteppich – quasi virtuell im Empfänger.

Bei SSB-Stationen entsteht 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.

Der Abschwächer ist die „Geheimwaffe“ gegen Intermodulation, da auf den unteren Bändern die Empfänger sowieso zu empfindlich sind.

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. ³

Der Interzeptpunkt 3. Ordnung IP3 ist ein theoretisch ermittelter Wert, er erlaubt (bei gleichen Messbedingungen) den Vergleich der Großsignalfestigkeit von Empfängern. Je größer der IP3, desto besser ist die Großsignalfestigkeit.

Natürlich begegnen uns auf den Bändern mehr als zwei starke Signale, die alle miteinander intermodulieren.

Die Angabe eines intermodulationsfreien Dynamikbereiches 3. Ordnung ist daher nur als Richtwert für eine bessere

Vergleichbarkeit zu werten. Der „echte“ intermodulationsfreie Dynamikbereich 3. Ordnung ist daher kleiner (schlechter). Aus dieser Problematik heraus wurden andere Messverfahren mit einem Leistungsrauschgenerator entwickelt. Erst zu einem späteren Zeitpunkt werde ich hierauf genauer eingehen.

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 (PS), die braune Linie zeigt den Pegel der IM-Produkte 3. Ordnung (IM3).

Merke: Steigen die Doppeltöne jeweils um 1dB, nehmen die IM-Produkte 3.Ordnung um 3 dB zu.

(Ausnahmen bestätigen leider die Regel ☹)

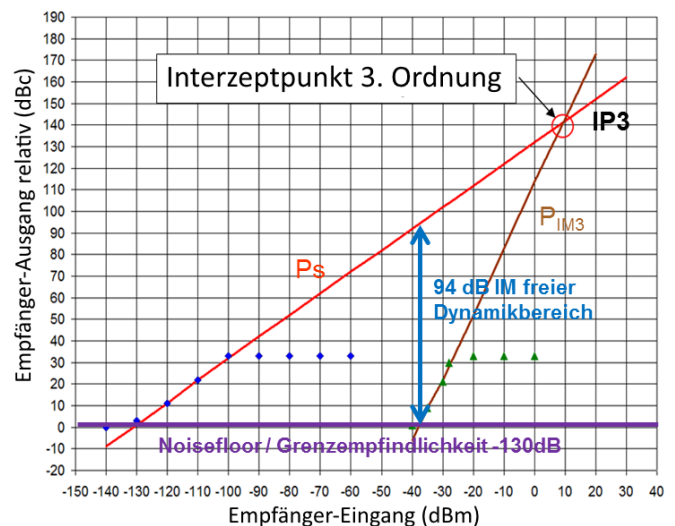


Abbildung 2: Die Punkte sind die gemessenen Werte, messtechnisch lässt sich der IP nicht erreichen ohne den Empfänger zu begrenzen, die Linien durch die Messpunkte werden daher bis zum Schnittpunkt „IP3“ rechnerisch extrapoliert. Quelle Günter DL4ZAO

³ siehe: Werner Schnorrenberg, „Messung kritischer Spezifikationen eines HF-Empfängers“

Wenn die Intermodulationsfestigkeit gemessen werden soll, stehen mehrere Messverfahren zur Verfügung – je nach Untersuchungsgegenstand und den vorhandenen Messmitteln.

4.1.1 IP3-Messung – Die klassische Methode

Doppeltöne und Spektrum Analysator. In meiner Baumappte „IP3 Messungen“ habe ich hierzu schon einiges geschrieben: <http://www.bartelsos.de/dk7jb.php/ip3-messungen>

4.1.2 IP3 Messung des Empfängers nach der ARRL-Methode

Die IP3 Messung der ARRL ist sehr trickreich, da kein Spektrum Analyser mit extrem schmalen Bandbreiten notwendig ist. Der zu vermessende Empfänger selbst wird als Messgerät verwendet. Ich verwende meinen Spektrum Analyser um die Pegel der Doppeltöne nacheinander zu vermessen und um den gesamten Messaufbau bei einem vergrößerten Doppeltonabstand zu überprüfen. Mein Spektrum Analyser hat leider nur eine minimale Auflösebandbreite von 300 Hz.

Mit dem von mir beschriebenen IP3-Doppeltongenerator⁴ werden zwei Doppeltöne so erzeugt, dass eines der beiden Intermodulationsprodukte genau in den Durchlassbereich des Quarzfilters des Empfängers trifft. Das NF-Signal des einen Intermodulationsproduktes wird mit einem NF-Analyser am Audio-Ausgang des analysiert. Der Rest ist dann nur noch Rechenarbeit.

Messablauf:

- Gesamten Messaufbau 20 Minuten einlaufen lassen.
- Die Pegel der beiden Doppeltöne (Messsignale) mit dem Spektrum Analysator (nacheinander) vermessen und so justieren, dass sie gleich groß sind. Die Pegel werden notiert. Mit einem verstellbaren Dämpfungsglied können die Pegel dann sehr einfach reduziert werden.
z.B. Ton1 bei 7,14MHz und Ton2 bei 7,18MHz zu je +4,4dBm (verstellbares Dämpfungsglied ist einkalibriert.)
- Nun wird der NF-Analyser kalibriert. Verwendet wird die Soundkarte EMU0204USB und die Audiometer Software von Thomas Baier DG8SAQ. Zuerst wird die Soundkarte mit einem bekannten Sinussignal in der Audiometer-Software kalibriert, damit die Software korrekt anzeigt.
- Nun wird am Eingang des Empfängers mit dem RF-Generator HP8646A ein 7,1 MHz Signal mit einem Pegel von -97 dBm eingespeist und der NF-Pegel notiert. Der Empfänger wurde vorher so eingestellt, dass das Signal mit 1kHz zu hören ist.
- Nun wird der RF-Generator wieder entfernt und der Doppeltongenerator angeschlossen. Wenn der Empfänger nicht verstellt worden ist, muss nun das Intermodulationsprodukt bei genau 1kHz im NF-Analyser messbar sein. Mit dem verstellbaren Dämpfungsglied werden nun die Pegel der beiden Doppeltöne so lange reduziert, bis das Intermodulationsprodukt genauso groß ist wie der notierte „-97dBm“-NF-Pegel.
Nun haben wir ein Intermodulationsprodukt von genau -97dBm und die beiden Doppeltöne lassen sich berechnen, wenn das verstellbare Dämpfungsglied mit eingerechnet wird.
- Nun kann der IP3 Wert berechnet werden:
$$IP_3 = \frac{-P_{ref} + 3P_{imd}}{2}$$
- Hinweis: Bei mir lassen sich alle HF-Generatoren und Messgeräte auf eine 10MHz Referenz zurückführen. Daher stimmen alle eingestellten und empfangenen Frequenzen auf Anhieb.
- Ulrich Rohde schreibt, dass die Abstände der Doppeltöne mindestens das drei- bis vierfache der Bandbreite haben sollten.⁵ Für 2,4kHz also 7-10 kHz. Für BW = 500Hz ergeben sich dann 1,5 – 2 kHz. Ich denke, dass sich dies auch auf die anderen 2-Ton-Messungen anwenden lässt.

Ich habe für den 2,7 kHz SSB Quarzfilter einen IP3-Wert von +30dBm gemessen. (40m-Band, 7,14 MHz und 7,18 MHz, Intermodulationsprodukt bei 7,1MHz)

Ich habe für den CW-Filter einen IP3-Wert von etwas besser als +33dBm gemessen. (40m-Band, 7,11 MHz und 7,12 MHz, Intermodulationsprodukt bei 7,1MHz – Lo eingestellt auf eine NF-Frequenz von 580Hz)

⁴ <http://www.bartelsos.de/dk7jb.php/ip3-messungen> Seite 14

⁵ „Receiver Measurements, How To Evaluate Receivers“; Ulrich Rohde QEX Jul/Aug 2005, p. 9

Diese Seite muss noch weiter bearbeitet werden!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!!

Kontrollmessung:

IP2 Messung: Bei 1dB Pegelerhöhung müssen die IP2-Produkte um 2 dB steigen.

IP3 Messung: Bei 1dB Pegelerhöhung müssen die IP3-Produkte um 3 dB steigen.

Leider stimmt diese Regel nicht bei komplexen Geräten wie ganzen Empfängern. Als Richtschnur kann die Regel aber doch dienen.

- Messablauf IMD3 dynamic range

Richtwerte bei 2 kHz Abstand: 80 dB akzeptabel 90 dB gut 110 dB exzellent⁶

- Messablauf IP3

Richtwerte bei 2 kHz Abstand: +5 bis +8 dBm akzeptabel +10 bis +15 dBm gut +30 dBm exzellent⁷

Issues in 2-tone 3rd-order IMD dynamic range (DR3) testing: subtractive test method



Offene FRAGEN

HF Receiver Testing 2014; Adam Farson VA7OJ NSARC

<<<----- Verstehe ich noch nicht so richtig

-
- ARRL uses subtractive DR3 test method (ITU-R SM.1837 Sec.2).
 - ♦ IMD product amplitude is measured at audio output using signal analyzer with 1Hz or 3Hz RBW, to subtract out the noise contribution.
 - ♦ The DR3 value obtained via this method is *meaningless* unless RMDR is measured and the result presented alongside DR3.
 - ♦ ARRL are now presenting RMDR alongside DR3 in their QST Product Reviews.
- "100 dB" radio with dB RMDR is *not* a 100 dB radio; it is an *85 dB radio!* To claim otherwise is deceptive advertising.
- If RMDR DR , reciprocal mixing noise will mas that "wea one" long before IMD product does.
- In a practical on-air operating environment, artifacts and splatter from distant transmitters will mask weak signals much more often than will IMD in the local receiver.
- This is more an operational and regulatory problem than a technical one.

27 March 2014

NSARC HF Operators – HF RX Testing

16

4.1.4 IP2 Messungen

Messablauf wie bei der IP3 Messung. Ulrich Rohde schlägt 6 MHz und 8,2 MHz vor. Das IP2 Produkt ist dann bei 14,2 MHz zu suchen. Es sollten dann Werte von besser als IP2 = 90-100 dBm erreicht werden.⁸

Die ARRL verwendet für IP2 Messungen die Frequenzen 6,000 MHz und 8,020 MHz Signal und stimmt auf 14,020 MHz ab.

Intermodulationsprodukte 2. Ordnung entstehen meist durch Störung durch weit entfernte Rundfunksender.

- Intermodulation Distortion 2 dynamic range:

Richtwerte bei 2 kHz Abstand: 110-120 dB akzeptabel 130-140 dB exzellent⁹

- IP2-Wert:

Richtwerte: +65 bis +70 dB akzeptabel +80 dB gut 96 dB exzellent¹⁰

⁶ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

⁷ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

⁸ „Receiver Measurements, How To Evaluate Receivers“; Ulrich Rohde QEX Jul/Aug 2005, p. 9

⁹ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

¹⁰ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

4.2 Blocking Dynamic Range (BDR) – 2-Ton-Messung

Der "Blocking Dynamic Range (BDR)" ist die Differenz zwischen dem Noise Floor (MDS) und dem 1dB Kompressionspunkt des Audiosignals für schwache Signale, wenn starke Signale in der Nähe sind. Hierbei steuert ein starkes Störsignal (Nachbarsignal) einen Empfänger bis zum Kompressionspunkt aus und stopft so das Nutzsignal zu (Desensibilisierung). Oftmals ist in Trägernähe schon vor dem Auftreten von Blocking eine Desensibilisierung durch reziprokes Mischen zu beobachten.

Zwei Signale werden über einen Combiner am Antenneneingang angeschlossen und die AGC deaktiviert. Der Mode wird auf CW und die Bandbreite auf möglichst 500 Hz gestellt. Ich verwende den Combiner und einige Verstärker von meinem IP3 Messplatz. Als Oszillator wird der Kubik-NB3H83905C Oszillator verwendet: siehe: <http://www.bartellos.de/dk7jb.php/experimente-mit-kurzwellenoszillatoren>

Einer der Generatoren wird nach ARRL-Standard auf -110 dBm (Pegel bezogen auf den Antenneneingang) gestellt und der Empfänger darauf abgestimmt. Der andere Generator mit einem großen Pegel wird auf eine Frequenz mit plus/minus 2, 5, 10 kHz (+100 kHz) eingestellt. Der Pegel des starken Signals wird solange erhöht, bis der Pegel des schwachen Signals um 1dB kleiner wird.

Ein Pegel von -110 dBm ist sinnvoll, da er weit genug von der unteren Rauschgrenze (noise floor) entfernt ist. Die ARRL verwendet Frequenzen im Bereich von 3,52 MHz, 14,02 MHz

Hier nun meine Gedanken zur praktischen Umsetzung. Als starkes Signal muss ein Quarzoszillator verwendet werden, da sonst dessen Phasenrauschen die Messung verfälschen würde. Das Phasenrauschen des schwachen Signals spielt keine Rolle und so kann hierfür mein HP8648A HF-Generator verwendet werden. Als Combiner verwende ich den ZFSC-8-1, der sich bei meinen IP3-Messungen bewährt hat. Alle drei Ports werden kräftig mit Dämpfungsgliedern zusätzlich abgeschlossen um die Isolation der beiden Signale noch weiter zu verbessern.

Da das starke Signal des Quarzoszillators nicht von der Frequenz her verändert werden kann, wird der Frequenzversatz mit dem schwachen Signal eingestellt.

Bei diesen Messungen erweist sich auch das Audiometer-Programm als sehr hilfreich, da Pegelunterschiede sehr genau gemessen werden können. Wie bei den anderen Messungen ist eine Absolutkalibrierung der Soundkarte nicht notwendig, da es nur auf Pegelunterschiede ankommt.

Der blockierungsfreie Dynamikbereich (Blocking Dynamic Range BDR) gibt an, wie stark ein unerwünschtes Eingangssignal über dem Rauschflur werden darf, bevor es den Empfänger aussteuert und für schwache Signale desensibilisiert.

$BDR = BL - MDS$ mit BL: Pegel, bei dem die 1dB Kompression gemessen wird.

Blocking Gain Compression = Blocking Level - Noise Floor (Noise Floor = MDS in dBm)

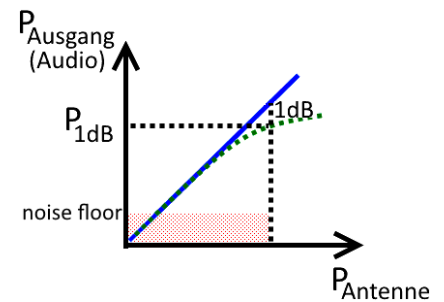


Abbildung 4: Blocking.

4.2.1 Abschätzung der Messwerte

Sinnvolle Abstände: SSB 5 kHz Abstand und CW 2 kHz Abstand

Richtwerte bei 2 kHz Abstand: 110-120 dB akzeptabel 130-140 dB exzellent¹¹

(Lt. Günter DL4ZAO im 100 kHz Abstand >130dB für gute Empfänger)

¹¹ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

4.2.2 Messung

Als starkes Signal verwende ich den 7,04 MHz Quarzoszillator mit nachgeschaltetem Quarzfilter. Es wird so gelegt, dass es in verschiedenen Abständen zum Mittelpunkt des Quarzfilters liegt. Als schwaches Signal mit -110 dBm wird der HP8648A verwendet und auf Filtermitte abgestimmt. Die Signale werden mit einem ZFSC-2-1 Zusammgeführt. Natürlich werden die Pegel hinter dem Combiner gemessen.

Nun wird der Pegel des starken Signals so lange vergrößert (durch Dämpfungsglieder), bis der NF-Pegel im Audiometer-Programm um 1 dB komprimiert wird.

Anschließend wird eine normale MDS Messung durchgeführt.

Erste Versuchsmessungen haben gezeigt, dass genauso wie bei IP3 Messungen beide Oszillatoren sehr gut voneinander entkoppelt werden müssen. Mein letzlicher Aufbau ist im nachfolgenden Blockschaltbild abgebildet.

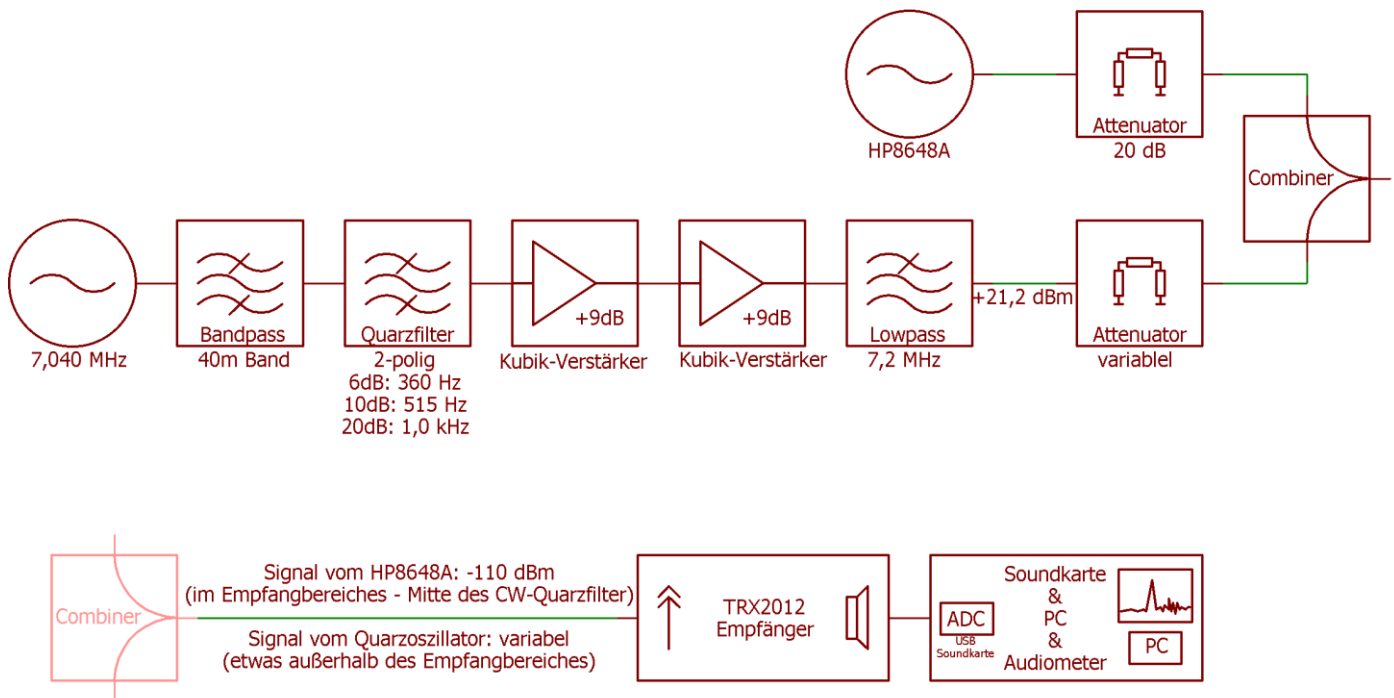


Abbildung 5: Aufbau zur Messung des "Blocking Dynamik Range". Die Verstärker und das 20dB Dämpfungsglied sind auch zur Entkopplung der beiden Oszillatoren notwendig.

Hier nun der vollständige Messablauf:

- AGC ausschalten und RF-Gain und NF-Gain auf Maximum
- Frequenzen und Pegel richtig einstellen. Hierbei müssen die Dämpfungen durch die verwendeten Dämpfungsglieder und Combiner mit berücksichtigt werden. Da bei mir momentan noch kein CW-Mode und nur der SSB-Mode programmiert ist, muss auch noch die Frequenzeinstellung am Empfänger mit notiert werden.

Signale hinter dem Combiner gemessen. Der andere Port wird jeweils mit 50 Ohm abgeschlossen:

- HP8648A mit 7,039 934 MHz ergeben am TRX2012 mit der Einstellung 7,040 514 Hz ein 580 Hz NF-Signal
 - -6,9 dBm am HP8648A ergibt hinter dem Combiner -30dBm (gemessen)
 - -86,9 dBm am HP8648A ergibt hinter dem Combiner -110dBm (gerechnet)
 - Der Oszillator mit allen Verstärkern (ohne Dämpfungsglied vor dem Combiner) ergibt hinter dem Combiner +17,13 dBm.
- Kontrollmessung mit 30 dB Dämpfungsglied: Hinter dem Combiner -13,0 dBm -- >> passt
Mit dem Frequenzmesser gemessen: 7,039 957 MHz
Wenn nichts verstellt wird, wird im Empfänger das Signal mit einer NF-Frequenz von 575 Hz empfangen.

- Messung mit 2 kHz Versatz:
HP8648A: 7,041 934 MHz und eingestellt -86,9dBm ergeben -110 dBm hinter dem Combiner
- Audiometer-Einstellungen:
Sample Length: 524288 Frequenzfenster (Measure Zoom): 570-590 Hz
Settings-Spectrum: Y-Max:-15dB Y-Span: 2*10dB
Spec. Smoothing: Meter Time Constant 10 s

Ohne Quarzoszillator (der Port des Combiners wird mit 50 Ohm abgeschlossen) wird im Audiometerprogramm ein Pegel von -19,0 dBc gemessen.

Mit Quarzoszillatorpegel wird im Audiometerprogramm ein Pegel von -19,9 dBc gemessen

Kontrollmessung: Quarzoszillator mit 10dB gedämpft ergeben wieder -19,0dBc --> passt

- Messung mit 20 kHz Versatz:

TRX2012 mit der Einstellung 7,060 514 Hz

HP8648A mit 7,059 934 MHz

Mit Quarzoszillatorpegel: -19,0 dBc

Mit Quarzoszillatorpegel: -20,0 dBc

Es ergeben sich identische Werte zur vorherigen Messung.

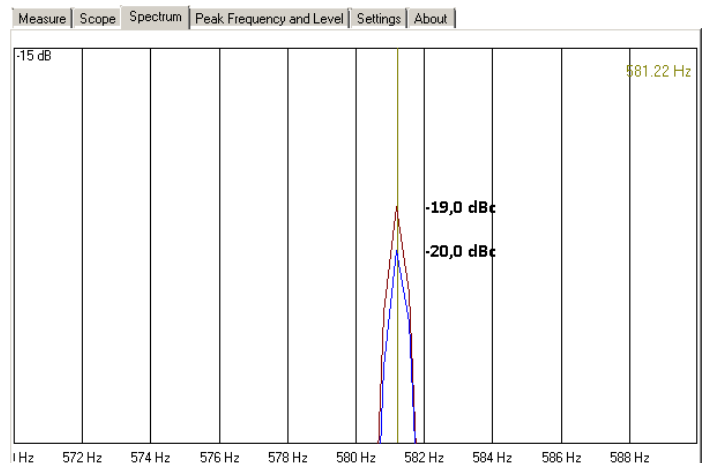


Abbildung 6: Das Bild zeigt das Messfenster im Audiometer-Programm. Gezeigt wird die beschriebene Pegelkompression bei 20 kHz Abstand.

Zusammenfassung:

Wenn ein -110 dBm Signal (HP8648A) empfangen wird, führt ein +17 dBm Signal (Quarzoszillator) zu einer 1dB-Kompression des NF-Pegels. Dieser Messwert gilt für 2 kHz und für 20 kHz- Abstand.

Mit einem MDS von -130 dBm ergibt sich für den blockierungsfreien Dynamikbereich (Blocking Dynamic Range BDR).

BDR = BL – MDS = +17 dBm - -130dBm = 147 dBm in 2 kHz und 20 kHz Abstand (1 dB Kompression)

Blocking Dynamic Range = 147 dBm

Dieser Wert ist nach den Aussagen aus Kapitel 4.2.1 als exzellent zu bewerten.

Bei vorhergehenden Messungen ergeben sich für diese Pegel nur eine rund 0,5 dB Kompression. Mein MDS ist daher wohl als eher konservativ anzusehen.

4.3 Noise Power Ratio Testing NPR

Beginn einer Literatursammlung:

„Noise Power Ratio Testing - HF receiver performance evaluation using notched noise“ von Adam Farson VA7OJ; 2012 North Shore Amateur Radio Club: <http://www.nsarca.ca/hf/npr.pdf>

“Noise Power Ratio (NPR) Testing of HF Receivers - Using notched noise to evaluate dynamic receiver performance“ von Adam Farson, VA7OJ/AB4OJ;
http://www.ab4oj.com/test/docs/npr_test.pdf

“Choosing a Transceiver Far From Simple“ von Rob Sherwood NCØB;
<http://www.sherweng.com/ctu2010/NC0B-CU-2010-5b.ppt>

Kurt Hoffelner OE3HKL hat sich mit der NPR-Messung beschäftigt. Er ist die einzige Quelle, die sich mit dem Selbstbau dieser Notchfilter beschäftigt:
<http://www.oe3hkl.com/hf-measurements/npr-messplatz-rauschgenerator/einleitung.html>

Eric, dieser Link ist für dich: https://signalhound.com/wp-content/uploads/dlm_uploads/2015/06/Noise-Power-Ratio-Testing-on-a-Budget-150625.pdf

„NOISE POWER RATIO MEASUREMENT TUTORIAL“ von Allen Katz and Robert Gray
http://www.lintech.com/PDF/npr_wp.pdf

“Noise Power Ratio Testing of Radio Receivers“ Forumsberichte:
<http://www.qth.net/pipermail/premium-rx/2012q4/007328.html>

“Noise Power Ratio (NPR)—A 65-Year Old Telephone System - Specification Finds New Life in Modern Wireless Applications“ von Analog Devices <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-005.pdf>

“Improved Methods for Measuring Distortion in Broadband Devices - Application Note“ von Agilent
<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5989-9880EN.pdf>

“Noise Power Ratio (NPR) Testing of HF Receivers“, by Adam M. Farson VA7OJ/AB4OJ. ARRL QEX, March/April 2015, pp.20-27.

Große Frage:

Lohnt sich der Aufwand, nur damit man realistischer die Einflüsse einer vollen Bandbelegung testen kann?

5 Phasenrauschen

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 Neben-Aussendungen, die bei benachbarten Stationen schwache Signale im RX „zurauschen“ (überdecken). (Neben dem Phasenrauschen gibt es auch ein Amplitudenrauschen.)

Zum Thema Phasenrauschen habe ich einige Basteltagebücher geschrieben. Auf meiner Seite www.bartelsos.de bitte den Suchbegriff „Phasenrauschen“ eingeben und den Links folgen.

Das Messen des Phasenrauschens eines Oszillators ist ein spannendes Gebiet. 1880 haben die Brüdern Jacques und Pierre Curie entdeckt, dass bei mechanischer Verformung von Kristallen auf der Kristalloberfläche elektrische Ladungen beobachtet werden können – auch Piezoelektrischer Effekt genannt. Die ersten Oszillatoren mit Schwingquarzen wurden zwar schon um 1918 gebaut - bis zu den heutigen Quarzen war es aber noch ein weiter Weg.

Ein Oszillator schwingt niemals absolut rein, sondern zeigt immer statistisch verteilte Abweichungen z.B. von Amplitude und Phase – hier vereinfacht als Rauschen bezeichnet. Auch als Amateur kann man heute Quarzoszillatoren aufbauen, deren Rauschfuß um fast 170 dBc schwächer ist. (dBc=Differenz gegenüber Pegelmaximum)

Was kann man sich unter -170 dBc vorstellen? Das ist so, als wollten wir in der direkten Nähe von einem 100W Sender nach Restschwingungen im Femto-Watt-Bereich (1 fW) suchen. Das ist ein Leistungsabfall von 10^{-17} ! Astronomische Entfernungen machen es noch deutlicher: Das ist so, als wollte man feststellen, ob sich der Abstand zwischen der Sonne und der Erde um 0,02 mm geändert hat.

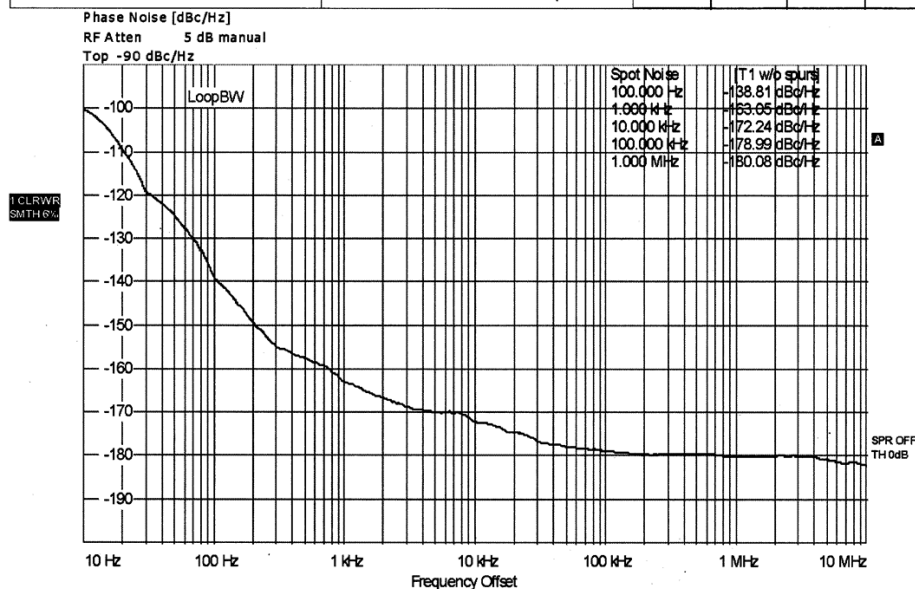
Solch riesige Dimensionen faszinieren mich und daher habe ich mich lange damit beschäftigt. Auf meiner Homepage findet ihr daher einige Basteltagebücher zum Bau und der Kalibrierung von Phasenrauschmessplätzen mit Amateurmitteln¹².

Kaufen kann man sich als Amateur solche Messgeräte nicht, da sie normalerweise so viel kosten wie ein ganzes Einfamilienhaus! Also ist Selbstbau angesagt.

Beim Phasenrauschen muss eigentlich angegeben werden ob Einseitenbandrauschen (SSB phase noise) oder ein Doppelseitenbandrauschen (DSB phase noise) gemessen wird. Professionelle Messgeräte geben immer das Einseitenbandrauschen an. Der Unterschied beträgt 3dB. Das thermische Rauschen bei einer Doppelseitenbandmessung beträgt -174 dBm/Hz und bei einer Einseitenbandmessung -177 dBm/Hz.

Sehr gute Oszillatoren können weitab vom Träger ein Einseitenband-Phasenrauschen von kleiner -177 dBc/Hz aufweisen, da mit der Einheit dBc immer die Differenz zum Signalpegel angegeben wird und der kann mehr als 0 dBm betragen.

Settings		Residual Noise [T1 w/o spurs]		Phase Detector +40 dB	
Signal Frequency:	100.000016 MHz	Int PHN (10.0 .. 10.0 M)	-93.0 dBc		
Signal Level:	6.26 dBm	Residual PM	1.804 m°		
Cross Corr Mode	Harmonic 1	Residual FM	21.77 Hz		
Internal Ref Tuned	Internal Phase Det	RMS Jitter	0.0501 ps		



Das Bild zeigt einen meiner 100 MHz Oszillatoren, den Prof. Ulrich Rohe dankenswerter Weise für mich vermessen hat.

¹² Der Rauschmessplatz ist von Bernd DG4RBF entwickelt worden. Siehe Literaturliste.

Wie macht sich Phasenrauschen negativ bemerkbar?

Leider gibt es keine idealen Oszillatoren. Stochastisch verteilt ändern sie etwas ihre Frequenz und die Amplitude. Hieraus ergibt sich eine Rauschglocke. Da ich davon ausgehe, dass dies dem Leser vertraut ist, werde ich dies an dieser Stelle nicht weiter erläutern. In dieser Baumappe interessieren mich mehr die Auswirkungen des Phasenrauschens. Phasenrauschen tritt im Wesentlichen im Senderoszillator und im LO des Empfängeroszillators auf.

Ein Phasenrauschen macht sich im Empfänger als erhöhtes Hintergrundrauschen im Kopfhörer bemerkbar – vermehrt in der Nähe von starken Sendern. Das bewirkt, dass durch den Anstieg des Hintergrundrauschens der Dynamikbereich des Empfängers verringert wird, was wiederum dazu führen kann, dass schwache Signal in der Nähe von starken Signalen durch die erhöhte Rauschglocke zugedeckt werden. -- >> siehe reziprokes Mischen

Das Bild zeigt eine Phasenrauschmessung am Sendesignal des K3 von Elecraft. Das Bild stammt aus dem ARRL Handbook 2015.

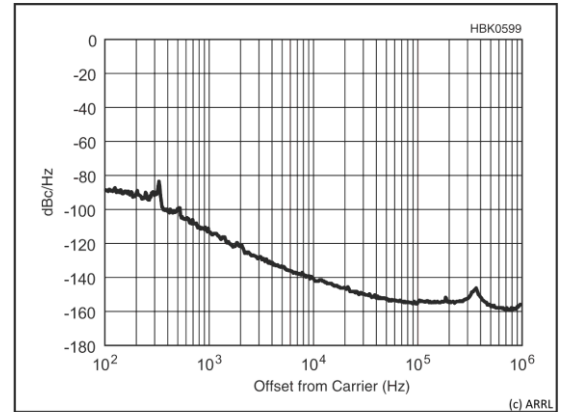


Fig 9.A2 — Sample phase noise plot for an amateur HF transceiver as published in Product Review in *QST*. This is the Elecraft K3.

Zusammenhang zwischen Phasenrauschen und Reciprocal Mixing Dynamic Range**Meine Überlegungen:**

Das Phasenrauschen gibt immer gegenüber dem Träger die Rauschanteile eines Seitenbandes, normiert auf 1Hz. Wenn man nun alles umrechnet auf eine gewünschte Bandbreite (z.B. 500 Hz oder 2400 Hz oder 2700 Hz) hat man den Bereich, der sich als ‚Reciprocal Mixing Dynamic Range‘ ergeben müsste. (siehe reziprokes Mischen). Da ein Intervall angegeben wird, interessiert und nur der Betrag der Rechnung.

Beispiel:

BW=2400 Hz Seitenbandrauschen= -140dBc/Hz

Reciprocal Mixing Dynamic Range = $|-140\text{dBc/Hz} + 10 * \log(2400\text{Hz})| = 106 \text{ dB}$

Letztlich müssen der intermodulationsfreie Bereich und der Bereich frei von reziprokem Mischen zueinander passen. Wenn einer dieser Beiden Effekte negativ dominiert, wird der im hörbaren Bereich die Empfangsmöglichkeit verschlechtern. Durch schlechte Sender und Endstufen verseuchte Bänder werden leider (natürlich) durch gute Empfänger auch nicht wieder rein ☹.

- ➔ Wir müssen noch darüber diskutieren ob der Reciprocal Mixing Dynamic Range sich auf ein Doppelseitenbandrauschen bezieht und das Seitenbandrauschen eben nur ein einziges Seitenband. Der Fehler würde nur 3dB betragen.

Zum Phasenrauschen in Transceivern findet man im ARRL Handbook 2015 auf der Seite 9.6:

What Do the Phase-Noise Plots Mean?

Although they are useful for comparing different radios, plots can also be used to calculate the amount of interference you may receive from a nearby transmitter with known phase-noise characteristics. An approximation is given by

$$A_{\text{QRM}} = \text{NL} + 10 \times \log(\text{BW})$$

where

A_{QRM} = Interfering signal level, dBc

NL = noise level on the receive frequency, dBc

BW = receiver IF bandwidth, in Hz

For instance, if the noise level is -90 dBc/Hz and you are using a 2.5 kHz SSB filter, the approximate interfering signal will be -56 dBc . In other words, if the transmitted signal is 20 dB over S9, and each S unit is 6 dB, the interfering signal will be as strong as an S3 signal.

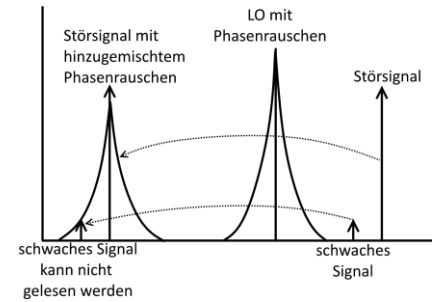
The measurements made in the ARRL Lab apply only to transmitted signals. It is reasonable to assume that the phase-noise characteristics of most transceivers are similar on transmit and receive because the same oscillators are generally used in local-oscillator (LO) chain.

Diese Formel habe ich den ARRL Handbuch 2005 entnommen. Ich versteh sie aber nicht und kann sie mir nicht herleiten!

5.1 Reziprokes Mischen

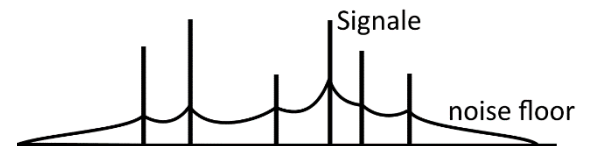
In meinem Empfänger wird das HF-Signal mit dem LO-Signal zu dem ZF-Signal gemischt. Durch den Mischvorgang kann auf der ZF-Ebene nicht unterschieden werden, welches der beiden Ursprungssignale (das zu empfangene HF-Signal und das LO-Signal) welche Eigenschaften jeweils hatte. Letztlich ist alles symmetrisch zu betrachten.

Nehmen wir mal an, dass der LO sehr rein ist, also dessen Phasenrauschen vernachlässigt werden kann. Dann wird das HF-Signal direkt und unverfälscht auf die ZF-Ebene gemischt. Wenn nun aber das LO-Signal mit einem deutlichen Phasenrauschen behaftet ist und das HF-Signal sehr rein, wird beim Mischvorgang das LO-Phasenrauschen so auf alle HF-Signale übertragen/vermischt, als ob das Phasenrauschen auf den HF-Empfangssignalen vorhanden gewesen wäre. Dieser Vorgang wird als wechselseitiges oder reziprokes Mischen (Reciprocal Mixing) bezeichnet, wobei das LO-Rauschen auf die gewünschten HF-Signale gemischt wird und so den Dynamikbereich des Empfängers verringert.



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 Mischen des LO Seitenbandrauschens ist bei modernen Transceivern ein limitierender Faktor, weil dadurch die Empfängerdynamik eingeschränkt wird. Manche Fachleute bezeichnen ihn sogar als „den“ limitierender Faktor.

Das nebenstehende Bild zeigt wie reziprokes Mischen des LO-Phasenrauschens den dynamischen Bereich des Empfängers einschränken kann. Das gesamte Rauschen, das vom Empfänger-Demodulator gesehen wird, ist die Summe aller übertragenen Phasenrauschprofile bei der empfangenen Frequenz. Auf diese Weise wird das Hintergrundrauschen „künstlich“ erhöht. So können schwache Signale, die man eigentlich aufnehmen möchte, zugedeckt werden.



Auf das Phasenrauschen des Sende-Oszillators und die dadurch verursachten negativen Effekte, gehe ich an dieser Stelle nicht ausführlicher ein. Benachbarte Empfänger hören aber 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 Funkamateurs kann bei mir schwache Signale überdecken.

Letztlich hängt alles vom Phasenrauschen des eigenen LO-Oszillators ab.

Im ARRL Handbook 2015 wird ein schöner Versuch geschildert, wie das Phasenrauschen des LO-Oszillators mit einfachen Mitteln hörbar gemacht werden kann:

9.2.3 A Phase Noise Demonstration

Healthy curiosity demands some form of demonstration so the scale of a problem can be judged “by ear” before measurements are attempted. We need to be able to measure the noise of an oscillator alone (to aid in the development of quieter ones) and we also need to be able to measure the phase noise of the oscillators in a receiver (a transmitter can be treated as an oscillator). Conveniently, a receiver contains most of the functions needed to demonstrate its own phase noise.

Because reciprocal mixing adds the LO’s sidebands to clean incoming signals, in the same proportion to the incoming carrier as they exist with respect to the LO carrier, all we need do is to apply a strong, clean signal wherever we want within the receiver’s tuning range. This signal’s generator must have lower phase noise than the radio being evaluated. A general-purpose signal generator is unlikely to be good enough; a crystal oscillator is needed.

It’s appropriate to set the oscillator’s signal level into the receiver to about that of a strong broadcast carrier, say S9 + 40 dB. Set the receiver’s mode to SSB or CW and tune around the test signal, looking for an increasing noise floor (higher hiss level) as you tune closer toward the signal, as shown in Fig 9.8D. Switching in a narrow CW filter allows you to hear noise closer to the carrier than is possible with an SSB filter. This is also the technique used to measure a receiver’s effective selectivity, and some equipment reviewers kindly publish their plots in this format. QST reviews, done by the ARRL Lab, often include the results of specific phase-noise measurements.

In einem Forumsbeitrag schreibt der ARRL Test Engineer Bob Allison WB1GCM zum Reciprocal Mixing:

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 dBm - (-53 dBm) = -80 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.

Dynamic ranges are reported as a positive figure. A few years ago, reciprocal mixing was reported as -dBc, which was confusing to our readers. We now report this as Reciprocal Mixing Dynamic Range.

For older reviews, ignore the "-" sign.

The more manufacturers spend on developing low noise mixers, the better off we all are.

Bob Allison, WB1GCM

ARRL Test Engineer

Quelle: <http://www.arrl.org/forum/topics/view/177>

Seitenbandrauschen limitiert den nutzbaren Dynamikbereich. In neueren Empfängertest wird daher auch die Dynamikeinschränkung durch reziprokes Mischen des LO-Seitenband-rauschens berücksichtigt (RMDR, Reciprocal Mixing Dynamic Range).

- Richtwerte bei 20/5/2 kHz Abstand: -85/-65/-60 dBc weniger gut -120/105/-90 dBc gute Werte
- Adam Farson VA7OJ nennt ähnliche Werte:
Richtwerte bei 2 kHz Abstand: 78-80 dB akzeptabel >90 dB exzellent >100 dB superb¹³

¹³ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

5.2 Messung

Die Messung beginnt mit einer Messung des MDS und des NF-Grundrauschens im Audiometer-Programm: $(S+N)=2,7\text{mVeff}$ für die Berechnung des ‚Reciprocal Mixing Dynamic Range‘. Hierbei wird der Empfänger mit 50 Ohm abgeschlossen.

Nun wird einer meiner NB3H83905C mit einem 7,040 MHz Quarz bestückt und mit zwei weiteren Quarzen ein nachgeschalteter Quarzfilter mit möglichst schmaler Bandbreite auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt. Mit nachgeschalteten Dämpfungsgliedern kann der Pegel so verändert werden, dass sich ein $(S+N)/N=3\text{dB}$ ergibt. Der Pegel muss natürlich auch gemessen werden.

Das $(S+N)/N$ lässt sich berechnen mit: $\frac{S+N}{N} = 20 * \log\left(\frac{U_{pp}}{U_{pp}}\right) \text{dB}$

Frequenzabstand	Eingestellte Frequenz	Dämpfungsglied	Oszillatorpegel	S+N	(S+N)/N	RMDR	Phasenrauschen
100 kHz	7,140590 MHz	2 dB	-3,6 dBm	3,73 mVeff	2,8 dB	126,3 dB	153 dBc/Hz
20 kHz	7,060590	4 dB	-5,6 dBm	3,78 mVeff	2,9 dB	124,4 dB	151 dBc/Hz
10 kHz	7,050590	5 dB	-6,6 dBm	3,86 mVeff	3,1 dB	123,4 dB	150 dBc/Hz
6 kHz	7,046590	6 dB	-7,6 dBm	3,77 mVeff	2,9 dB	122,4 dB	149 dBc/Hz
2,5 kHz	7,043102	8 dB	-9,6 dBm	3,80 mVeff	3,0 dB	120,4 dB	147 dBc/Hz
2 kHz	7,042602	9 dB	-10,6 dBm	3,76 mVeff	2,9 dB	119,4 dB	146 dBc/Hz
715 Hz	7,041302	12 dB	-13,6 dBm	3,7 mVeff	2,7 dB	116,4 dB	143 dBc/Hz

Die Messung mit 715 Hz Abstand glaube ich erst, wenn ich nochmals überprüft habe, dass kein Fehler mir das Ergebnis verfälscht (AGC, ...). Realistisch ist es auf jeden Fall.

Die Ergebnisse sind sehr gut und entsprechen dem, was ich bei der Planung des Empfängers vorhergesagt habe. Mich wundert nur, dass das Weitabrauschen nicht noch besser ist. Das wird später noch genauer untersucht, wenn direkte Phasenrauschmessungen am LO durchgeführt werden. Vielleicht wird auch mal testweise der 100 MHz-OCXO gegen einen der selbstgebauten extrem phasenrauscharmen Oszillatoren getauscht. Auch kann noch mit dem LO-Pegel etwas gespielt werden.

Natürlich dürfen diese Angaben nicht mit einer direkten Messung des Halbseitenband-Phasenrauschens verwechselt werden. Der NB3H83905C-Oszillator mit nachgeschaltetem Quarzfilter weist natürlich immer noch Rauschseitenbänder auf, die das Ergebnis verfälschen. Aus diesem Grund beziehen sich die Messwerte auf einen Frequenzabstand der etwas näher am Träger liegt als in der Tabelle angegeben. Wie geschrieben liegt dies aber am Messverfahren begründet und macht sich nur bei sehr kleinen Frequenzabständen zum Träger bemerkbar. Das nebenstehende Bild zeigt eine S21-Messung des nachgeschalteten Quarzfilters.

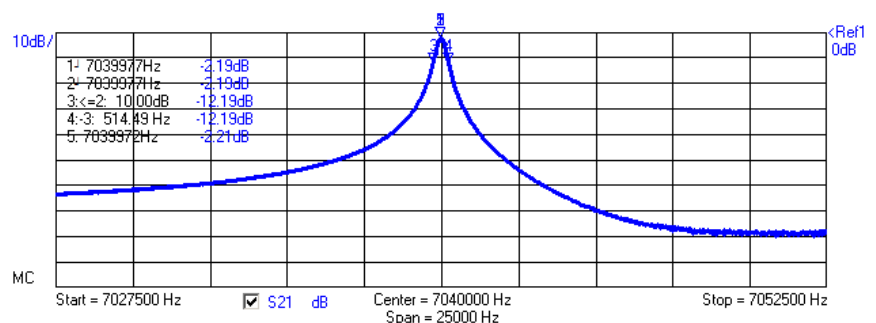


Abbildung 7: S21-Messung des Quarzfilters, welches dem NB3H-Oszillator nachgeschaltet wird.

7 Sonstige Messungen

7.1 IF Rejection Test – 1-Ton-Messung

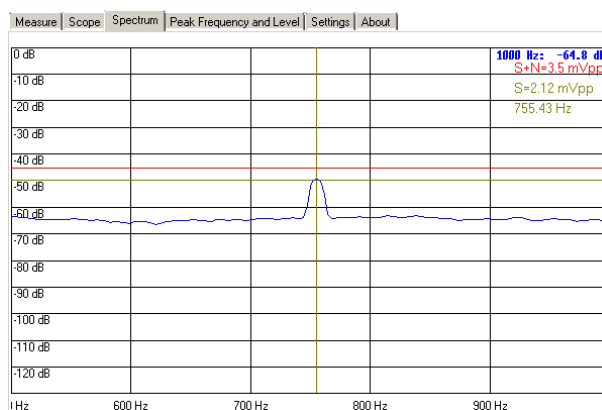
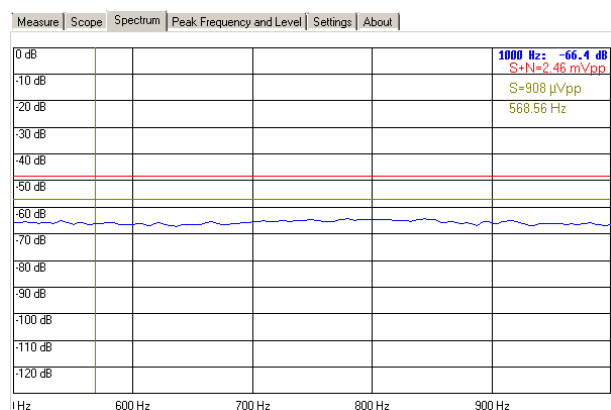
Bei diesem Test wird untersucht ab wann ein Signal mit der Frequenz der Zwischenfrequenz durchschlägt und zu hören ist, bzw. ein SNR von 0dB hat. Gemessen wird wie beim MDS-Test nur wird nun die Zwischenfrequenz eingespeist.

Die ARRL schreibt hierzu in ihrer Messvorschrift auf Seite 46:

The test is conducted with the receiver in the CW mode using the 500 Hz, or closest available, IF filters. Any audio filtering is disabled and the AGC is set to the OFF position if possible. The test is performed with the DUT tuned to 14.020 MHz.

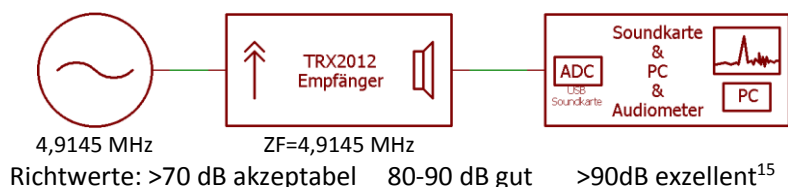
Der Empfänger steht für die folgende Messung aber weiterhin auf 7,1 MHz. Wenn ich nun ein 4,9145 MHz Signal mit -35 dBm anlege erhalte ich SNR = 0 dB. Die beiden folgenden Bilder zeigen die Messung. Irgendwie bin ich damit noch nicht zufrieden. Hier muss irgendwann mal nachgebessert werden. Wenn ich aber auf der anderen Seite einen MDS von und -130 dBm diesem Messwert gegenübersetzte komme ich auf eine Durchschlagfestigkeit für die Zwischenfrequenz von 95 dB.

Durchschlagfestigkeit für die Zwischenfrequenz von 95 dB



Ulrich Rohde N1UL schlägt eine etwas abgewandelte Messung vor¹⁴: Ein Signal so lange erhöhen bis es mit einem SNR von 20 dB empfangen werden kann. Dann wird der RF-Generator auf die Zwischenfrequenz gestellt und der Pegel so lange erhöht bis wieder ein SNR von 20dB empfangen werden kann. Die Differenz dieser beiden Pegel ergibt die ZF-Festigkeit (IF rejection). Er schreibt, dass gute Empfänger einen Wert besser 90dB erreichen. Dieses Verfahren hat den Vorteil, dass außerhalb das Rauschen gemessen werden kann. Auf der anderen Seite sind die Pegel aber noch so klein, dass sie unterhalb der AGC-Regelschwelle liegen.

7.1.1 Messablauf



Rohde N1UL mit SNR_[20dB]: >90 dB gut¹⁴

7.2 IF selectivity

-6 und -60 dB Bandbreite der Quarzfilter

¹⁴ Rohde N1UL: Receiver Measurements How to evaluate Receivers in QEX Jul/Aug 2005 p.3-11

¹⁵ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios – a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011

7.3 Beeinflussung durch Spurs, Birdies oder begrenzte ZF/IF-Isolation

7.4 Notch-Filter

Richtwerte für einen analog Empfänger: typisch 40-50 dB ¹⁶

¹⁶ Explaining ARRL Technical Reviews of Radios –
a brief tutorial on radio testing; NSAR Adam Farson VA7OJ; 24.11.2011
28 von 35

8 Vergleich mit anderen Empfängern

Natürlich muss man mit einem Vergleich vorsichtig sein, da mit unterschiedlichen Aufbauten gemessen worden ist und keine Kontrollmessungen in beiden Messlaboren durchgeführt worden sind. Das lässt sich aber nicht ändern.

Als Vergleichsmesswerte halte ich mich an die Tabelle von Hans Remeeus PA1HR:

<http://www.remeeus.eu/hamradio/pa1hr/productreview.htm>

	TRX2012 (14.04.2017) CW-Filter	Elecraft K3S nach Synthesiser upgrade	Hilberling PT-8000A	Elecraft K2 (lt. elecraft.com)
20 kHz blocking gain compression	147 dB	143 dB	138 dB	134 dB Es finden sich im Netz auch Werte von 126 dB ¹⁷
2 kHz blocking gain compression	147 dB	143 dB	138 dB	135 dB (5 kHz space)
20 kHz reciprocal mixing dynamic range	124 dB	119 dB	118 dB	Phase Noise (dBc at +4 kHz) -124 dBc/Hz
2 kHz reciprocal mixing dynamic range	119 dB	115 dB	111 dB	
20 kHz 3 rd -order dynamic range		106 dB	104 dB	(88 dB 4kHz) ??
2 kHz 3 rd -order dynamic range		103 dB	100 dB	
20 kHz 3 rd -order intercept	33 dBm muss wiederholt werden	29 dBm	35 dBm	21 dBm
2 kHz 3 rd -order intercept	28 dBm muss wiederholt werden	28 dBm	30 dBm	21 dBm (5 kHz)

Mit den Ergebnissen von meinem TRX2012 kann ich ganz zufrieden sein, zumal es ein Erstlingswerk ist ;-).

Die IP3 Messungen werden wiederholt. Ich werde mir aber zuerst gute Quarzoszillatoren mit nachgeschalteten Quarzfiltern aufbauen. So kann ich auch die bisherige Messanordnung qualitativ überprüfen.

Eigene Messungen an meinem K2 müssen noch warten. Zeit finde ich hierzu erst im kommenden Winter.

¹⁷ <http://www.astrosurf.com/luxorion/qs1-transceiver.htm>

9 Noch offene Probleme

Hier findet ihr noch die offenen Punkte, die noch abgearbeitet werden müssen - zum Zeitpunkt Ostern 2017.

- Ich stelle nun fest, dass mein Empfänger beim schnellen Durchstimmen der Frequenzen komische Störgeräusche macht. Eigentlich können sie nur vom AD9912 ausgehen. Besonders deutlich wird dies in der Nähe von starken Signalen. Ich vermute, dass beim Abstimmvorgang starke Spurs entstehen. Bei meinem BFO Modul (AD9834) hatte ich anfangs ähnliche Störungen, die dann verschwunden sind, nachdem ich entdeckt hatte, dass dieser DDS zwei Frequenzregister hat. Beschreibt man sie wechselseitig und schaltet dann jeweils um, sind keine Spurs mehr zu beobachten. Beim AD9912 habe ich so etwas Einfaches leider noch nicht finden können.

Wie lässt sich das erklären?

Nach längerem Emailaustausch mit anderen OMs sehen wir nun folgende zwei Erklärungsversuche:

- Ein Ändern der DDS-Frequenz ist nichts anderes als eine Phasen- und Frequenzmodulation, die mit zunehmenden Frequenzsprüngen auch zunehmen.
- Es kann aber auch sein, dass der Phasenakku erst auf Null sein muss, bevor er auf den neuen Frequenzwert geladen wird und es so zu den Störgeräuschen kommen kann.

Was kann gegen die Geräusche getan werden?

Nach meiner Meinung können nur die Frequenzschritte verkleinert werden. Wird dann also vom Hauptrechner z.B. eine Frequenz um 100 Hz an das LO-Modul per I2C-Bus gesendet, führt das LO-Modul mehrere 5Hz oder 10 Hz Abstimmsschritte durch, so dass die Abstimmgeräusche nicht hörbar sind.

Möglich ist auch, dass auf einem realen Band diese Abstimmgeräusche nicht gehört werden können, da das Hintergrundrauschen immer relativ hoch ist. Man muss bedenken, dass ich die Versuche mit einem Quarzoszillator durchgeführt habe, der quasi kein Weitabseitenbandrauschen aufweist und einen Pegel von -20 bis + 10 dBm aufweist.

- Eine weitere Baustelle ist mein K2-AGC-Nachbau, bei dem das RF-Gain und das NF-Gain per Hand mit einem Schraubendreher auf der Platine eingestellt werden müssen. Die Fehlenden Potis sind bestellt und werden irgendwie in die Frontplatte eingebaut.

Irgendwann werde ich auch noch eine halb- oder voll-digitale AGC aufbauen, bei der die AGC-Parameter leicht verstellt werden können.

- Experiment mit dem Notchfilter müssen noch durchgeführt werden.
- Ein S-Meter fehlt auch noch.

10 Literatur und Quellen (In Arbeit)

Das Literatur und Quellenverzeichnis befindet sich noch ganz am Anfang. In den nächsten beiden Wochen

NPR Testing of HF Receivers: http://www.ab4oj.com/test/docs/npr_test.pdf

Explaining ARRL Technical Reviews: http://www.nsarca.ca/hf/arrl_test.pdf

NPR Testing of HF Radios: <http://www.nsarca.ca/hf/npr.pdf>

HF Receiver Testing: Issues & Advances: <http://www.nsarca.ca/hf/rcvrtest.pdf>

SDR vs. Legacy Radio: which is better?: http://www.ab4oj.com/sdr/apdxc16_sdr.pdf

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

ITU: SM.1837 : Test procedure for measuring the 3rd order intercept point (IP3) level of radio monitoring receivers
<https://www.itu.int/rec/R-REC-SM.1837-0-200712-S/en>

Werner DC4KU hat in der Zeitschrift Funkamateure hierzu eine interessante Artikelserie geschrieben (FA8/16-FA12/16).

Phase Noise Test Set - Ein Phasenrausch-Messplatz im Eigenbau: <http://www.dg4rbf.de/> (Dem Link ,PNTS' folgen)

Gute Grundlagenartikel zu Rauschen und Messungen:

Application Note von R&S: 1MA178: The Y Factor Technique for Noise Figure Measurements

https://www.rohde-schwarz.com/us/applications/the-y-factor-technique-for-noise-figure-measurements-application-note_56280-15484.html

Von Agilent: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-3706E.pdf>

Von Noisewave: <http://www.noisewave.com/faq.pdf>

11 Notizzettel - alte Linksammlung (wird nach Sichtung gelöscht)

<http://www.dj0ip.de/transceivers/performance/other-problems/>

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

<http://www.ve1zac.com/>

http://www.qsl.net/va3iul/Files/Automatic_Gain_Control.pdf

http://www.qsl.net/va3iul/Homebrew_RF_Circuit_Design_Ideas/Homebrew_RF_Circuit_Design_Ideas.htm

Mic AGC von Wenzel: http://www.qsl.net/va3iul/Homebrew_RF_Circuit_Design_Ideas/AGC_for_Dynamic_Mic_Wenzel.gif

<http://ludens.cl/Electron/audioamps/AudioAmps.html>

<http://www.mwselektronik.net/schaltungen/TDA7233.html>

<http://www.tonbandstimmen.de/mikvv.htm>

<https://www.mikrocontroller.net/topic/36495>

<http://www.troeszter.net/>

<http://www.troeszter.net/KHV.html>

<http://www.edaboard.com/thread299265.html>

<http://forums.grz.com/index.php?threads/substitute-for-lm386.234028/>

<http://www.electro-tech-online.com/threads/a-good-modern-alternative-for-lm386.106409/>

<http://www.elexs.de/SMD3.html>

<http://www.qrpforum.de/index.php?page=Thread&threadID=9684&highlight=>

<http://www.qrpforum.de/index.php?page=Thread&threadID=9292&highlight=>

<http://www.qrpforum.de/index.php?page=Thread&threadID=8825&highlight=>

<http://www.elv.de/output/controller.aspx?cid=74&detail=10&detail2=28056>

<http://dk4sx.darc.de/proc2.htm>

<http://dk4sx.darc.de/micamp.htm>

<http://dk6nf.darc.de/index.php?id=mikrofonverstaerker-und-sprachfilter>

http://www.klaus-boening.de/html/lab_page.html

<http://tangentsoft.net/elec/vgrounds.html>

<http://www.diyaudio.com/forums/chip-amps/40997-lm386-alternatives.html>

Hier eine Sammlung von Audio OPVs:

Aufzählung in aufsteigender Güte:

- NE5532 (single) und NE5534 (dual)
- OPA134 (single) und OPA2134 (dual)
- LM4562 und LM49720 (dual) und LM49710 (single)
- OPA627 (single) sehr teuer, ist aber in der Bastelkiste vorhanden ;-).

Hier noch eine unsortierte Aufzählung:

LF357 Gain muss >10, TL071/TL072/TL074, TL051, OP249, LF6171/LF6172, OPA604/OPA2604

Evtl. auch OPA1688, OPA1622, OPA1642

OPA1602, OPA1688, LM4562HABD, LT1028

<http://ludens.cl/Electron/audioamps/AudioAmps.html>

Transistorvergleichsliste: http://www.tonband.net/tech_trans_bc.php

Kleine NF-Verstärker: <http://ludens.cl/Electron/audioamps/AudioAmps.html>

Sonstige Links <http://www.pan-tex.net/usr/r/receivers/elrxtalosc.htm>

<http://www.pan-tex.net/usr/r/receivers/elrxtalosceref1.htm>

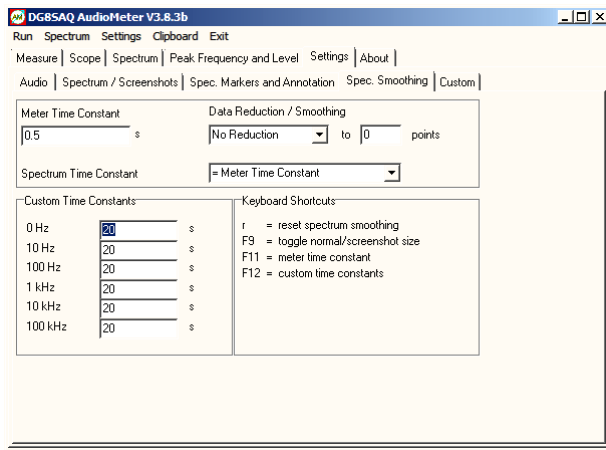
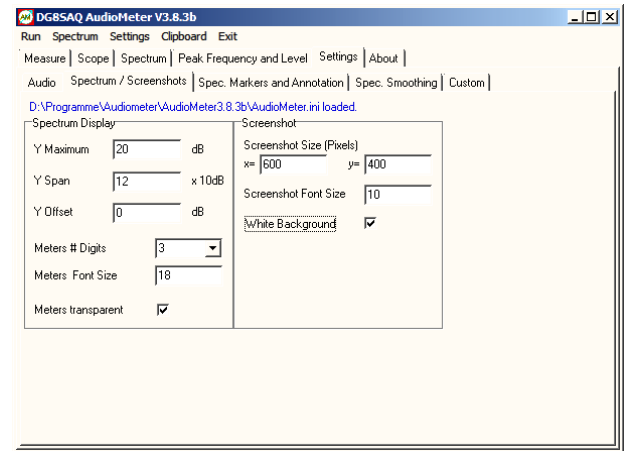
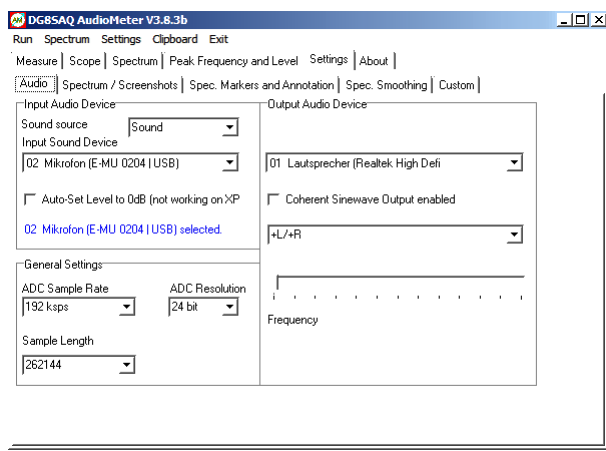
<https://www.minikits.com.au/m1-transceiver.htm>

12 Anhang: Beispielmessung mit dem Audiometer-Programm

Als Beispiel zeige ich, wie eine MDS-Messung durchgeführt wird. Als Software wird das Programm „Audiometer“ von Thomas DG8SAQ verwendet um alle NF-Messungen durchzuführen. Ihr könnt es euch unter diesem Link laden: <http://www.dg8saq.darc.de/AudioMeter/index.shtml>

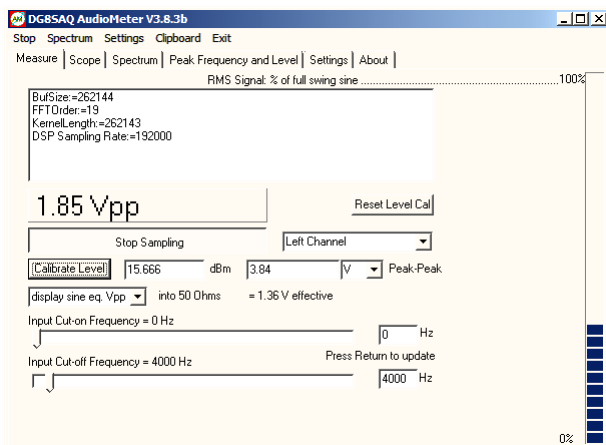
Als USB-Soundkarte verwende ich momentan eine EMU 0204USB. Unter Windows habe ich sie auf 2Kanal, 24 Bit und 192000 Hz eingestellt. Unter Windows 7 seht der Pegelregler auf 100%. (Kann später beliebig verändert werden). Da Windows diese Soundkarte als Mikrofon-USB-Soundkarte anspricht wird intern kräftig softwaremäßig verstärkt. Um dies zu unterbinden, muss bei der Soundkarteneinstellung das Kästchen „Audio Set Level to 0dB“ mit einem Häkchen versehen werden! Weitere Einstellungen entnehmt bitte den Screenshots.

Man kann übrigens die Farbe des Graphen Mem 4 von weiß auf schwarz verstellen, indem in der Datei „AudioMeter.ini“ der Eintrag „SpecMemColor4=16777215 auf „0“ gestellt wird.



Custom Time Constante: frei wählbare Zeitkonstante für die Mittelung von Messwerten.

Die Keyboard Shortcuts solltet ihr euch gut merken :-).



Hier kann nun die Soundkarte mit einem externen Signal kalibriert werden. Dafür speist man ein NF-Signal ein und überprüft dessen Pegel gleichzeitig mit dem Oszilloskop. Anschließend Stellt man die Anzeige auf Veff ein.

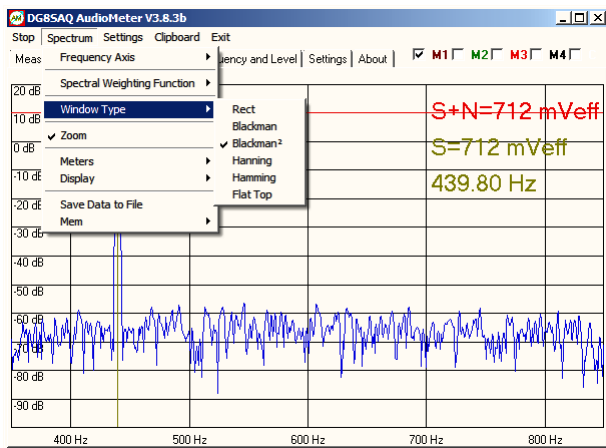
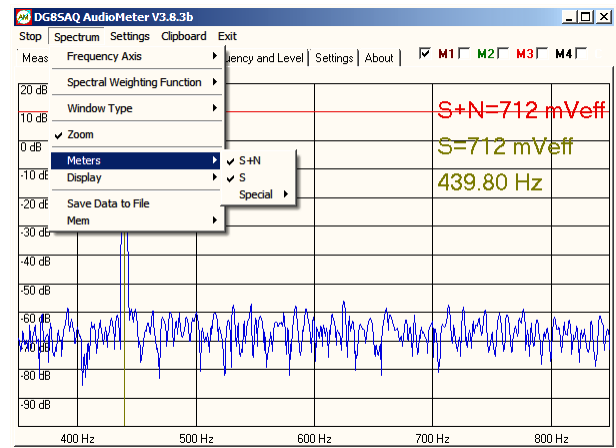
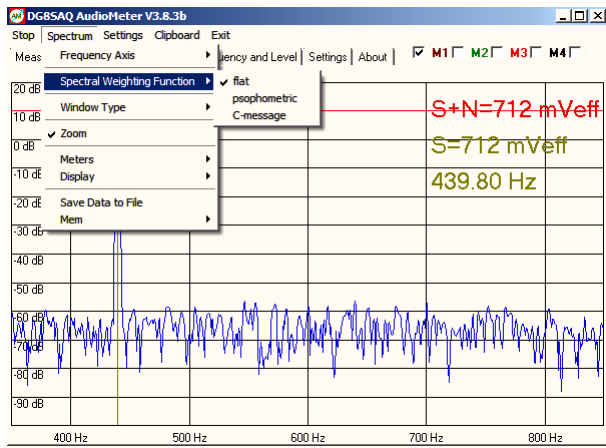
Mit den Schieberegler kann die Messbandbreite eingestellt werden. Diese Funktion ist extrem nützlich, da so jede gewünschte Bandbreite eingestellt werden kann.

Mein CW-Filter (B=700Hz) habe eine Mittelfrequenz von 650 Hz. Für eine Mess-Bandbreite von 500 Hz wähle ich als Eckfrequenzen 350 Hz und 850 Hz.

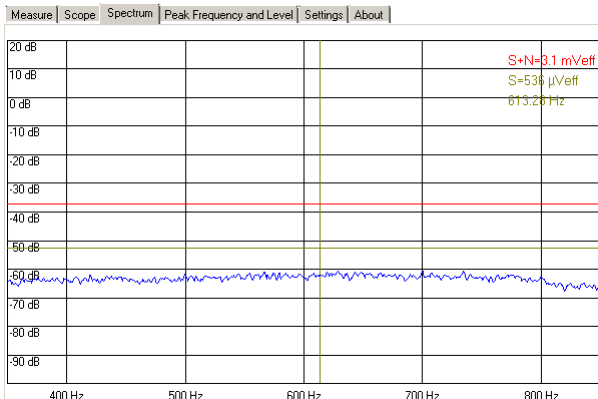
Die folgenden drei Fenster zeigen noch weitere Einstellungen

Die „Spectral Weighting Function“ muss auf „FLAT“ stehen. Für SINAD-Messungen kann hier eine Frequenzgewichtung gewählt werden. Bei allen anderen Messungen muss der ungewichtete Frequenzverlauf „FLAT“ verwendet werden.

Mit „Window Type“ kann die FFT-Darstellung gewählt werden. Bei unseren Messungen bleiben wir bei der Voreinstellung „Blackman2“. Auf die Berechnung des Effektivwertes für S+N hat die Wahl der FFT-Darstellung keinen Einfluss.

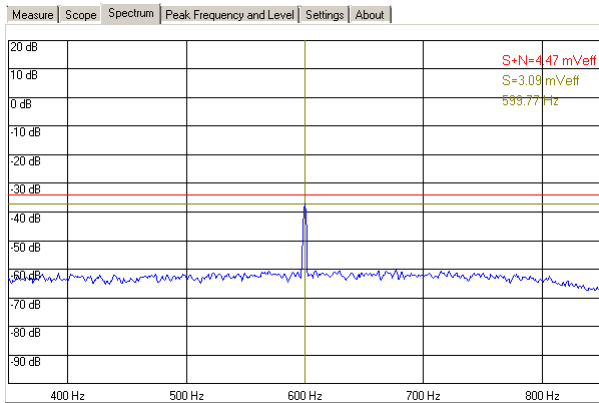


Nun beginnt die eigentliche Messung des MDS-Wertes. Der MDS-Wert gibt einen Wert für das Grundrauschen an. Wie im MDS-Kapitel beschrieben wird ein SNR=0dB, also S+N/N=3dB gesucht.



Der Empfänger wird auf ein Messsignal vom RF-Generator abgestimmt. Für den ersten Versuch wird auf 7,100 MHz abgestimmt. Dann wird der Abschwächer auf Maximum gestellt und der Signal-Ausgang des RF-Generators auf OFF geschaltet. Nun kann das Grundrauschen ohne Signal gemessen werden. Die dargestellt Messung erfolgte über eine Mittelung über 20 Sekunden. Es hat sich aber herausgestellt, dass doch besser über 60 Sekunde gemittelt werden sollte.

Gemessen wir für das Rauchen ein Wert von 3,1 mVeff.



Nun wird der Pegel langsam erhöht. Das Bild zeigt die Signal-to-Noise Messung für einen Pegel von -129 dBm.

Für unterschiedliche Pegel sind die Messwert in der Tabelle abgebildet.

Es ergibt sich ein MDS von -129 dbm.

Es hat sich herausgestellt, dass vielleicht besser über 60s gemittelt werden sollte.

$$\frac{S + N}{N} = 20 * \log\left(\frac{U_{pp}}{U_{pp}}\right) dB = 20 * \log\left(\frac{4,47mV_{pp}}{3,10mV_{pp}}\right) dB = 3,2dB \quad \hat{=} \quad SNR = 0dB$$

Pegel in dBm	S+N in mVeff	(S+N)/N In dB
-128	4,90	4,0
-129	4,47	3,2
-130	4,14	2,5
-131	3,81	1,8
Rauschen	3,10	