

IC-7300MK2 – Test Report



Der IC-7300 war ein Unikat, als er 2016 auf den Markt kam. Es war der erste in SDR-Transceiver zu einem bezahlbaren Preis und ist bis heute der meist verkaufte Transceiver aller Zeiten. Inzwischen hat ihn die Technik und Performance anderer Hersteller aber eingeholt und ICOM versucht mit dem IC-7300MK2 hier wieder aufzuholen. Von außen sieht der IC-7300MK2 fast genauso aus wie sein Vorgänger, besitzt aber erheblich mehr Funktionen, wie z.B. die Anschlussmöglichkeit eines externen Monitors via HDMI, ein eingebauter CW-Decoder/Decoder, ein separater Antennenanschluss, ein schneller USB Typ-C Anschluss und das vielleicht wichtigste überhaupt, ein integrierter Server mit Ethernet LAN-Anschluss. Zusätzlich verfügt der Empfänger über eine verbesserte Dynamik (RMDR) und der Sender über ein geringeres Seitenbandrauschen (SBN). Nachfolgend werden die HF-Eigenschaften des Transceivers getestet.

Messungen am Empfänger

Empfindlichkeit (MDS)

MDS (Minimum Decernible Signal) entspricht dem kleinsten noch detektierbaren Signal, das im Grundrauschen eines Empfängers noch wahrnehmbar ist. Zur Messung der Empfindlichkeit werden Generator und Empfänger (Betriebsart CW, B=500Hz) auf gleiche Frequenz abgeglichen, so dass ein Überlagerundton von ca. 600Hz entsteht. Anschließend das Generatorsignal so weit reduzieren, bis die NF-Ausgangsspannung am Voltmeter nur noch um Faktor 1,414 ($20\log U_2/U_1$) ansteigt, was einem (S+N)/N von +3dB entspricht. Die Empfindlichkeit (MDS) des Empfängers entspricht dann dem eingestellten Pegel des HF-Generators. Bei z.B. $f=7,1\text{MHz}$ ergibt sich ein MDS von -131dBm/500Hz.



Bild 1: Messung der Empfindlichkeit

Folgende Empfindlichkeiten wurden in den Bändern von 1,9 bis 50,1MHz ermittelt:

Settings: CW, RBW=500Hz, ATT off, NR off, NB off

	1,9MHz	3,7MHz	7,1MHz	14,1MHz	21,1MHz	50,1MHz
AMP off	-131dBm	-130dBm	-132dBm	-132dBm	-132dBm	-131dBm
AMP 1 on	-141dBm	-140dBm	-141dBm	-141dBm	-141dBm	-141dBm
AMP 2 on	-141dBm	-142dBm	-143dBm	-143dBm	-142dBm	-142dBm
IP+ on, AMP off	-126dBm	-127dBm	-131dBm	-131dBm	-132dBm	-131dBm

Tabelle 1: Empfindlichkeit (MDS) mit/ohne Vorverstärker (AMP1/2) und IP+

Rauschmaß (NF) und Rauschfaktor (F)

Rauschmaß (Noise Figure) und Rauschfaktor werden mit Hilfe eines Rauschgenerators ermittelt, der ein konstantes Rauschband von 0-100MHz produziert, mit einer Rauschspannung von $1\text{mV}_{\text{eff}}/0-100\text{MHz}$.

Als Beispiel wird das Rauschmaß des Empfängers bei $f_e=14,2\text{MHz}$, SSB, $B=2,4\text{kHz}$ ermittelt. Dazu die Frequenz auf $f_e=14,2\text{MHz}$ einstellen und das Grundrauschen am Ausgang des Empfängers über den Lautstärkeregel auf einen festen Wert (Referenz) von z.B. 100mV (oder 0dB) am RMS-Voltmeter einstellen. Dann den Rauschgenerator mit dem Empfänger verbinden und den Rauschpegel über das Dämpfungsglied soweit reduzieren, bis die Spannungsanzeige am RMS-Voltmeters nur noch um Faktor $\sqrt{2}=1,414$ ansteigt, also von zuvor 100mV auf 141,4mV bzw. auf einer logarithmischen Skala von 0dB auf 3dB ($20\log 1.414 = 3\text{dB}$). Der Pegel des Rauschgenerators entspricht dann dem Pegel des Empfänger-Grundrauschens.

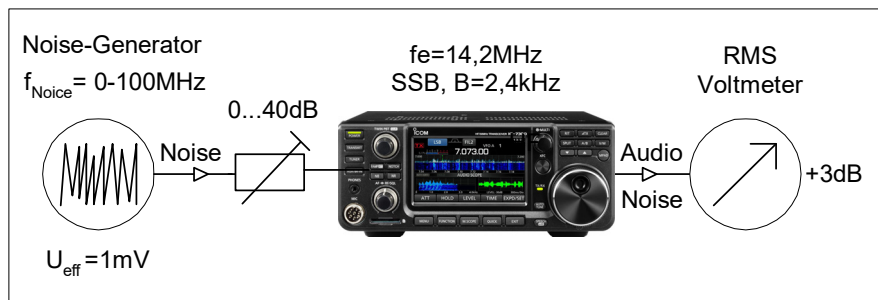


Bild 2: Ermittlung von Rauschmaß und Rauschfaktor

Das erfolgte bei einer eingestellten Dämpfung von 30dB, woraus sich eine Rauschleistung ergibt von

$$P_{\text{Noise}} = -47\text{dBm}/100\text{MHz} - 30\text{dB Dämpfung} = -77\text{dBm}/100\text{MHz}$$

und bezogen auf 1Hz-Bandbreite

$$P_{\text{Noise}} = -77\text{dBm} - 10\log 100000000 = -157\text{dBm}/\text{Hz}$$

Das resultierende Rauschmaß des Empfängers ergibt sich dann aus der Differenz von eingespeister Rauschleistung $-158\text{dBm}/\text{Hz}$ zum theoretischen Rauschgrenzwert von $-174\text{dBm}/\text{Hz}$

$$\text{Rauschmaß} = -158\text{dBm}/\text{Hz} - (-174\text{dBm}/\text{Hz}) = 16\text{dB}$$

entsprechend einem zu berechnenden Rauschfaktor (Noise Factor) von

$$\text{Rauschfaktor (F)} = 10^{\text{Rauschzahl}/10} = 10^{16/10} = 40$$

Mit anderen Worten, der Signal/Rausch-Abstand eines empfangenen Signals verschlechtert sich um 16dB bzw. Faktor 40 zwischen dem Eingang und dem Ausgang des Empfängers.

Durch Zuschaltung von Vorverstärkern (AMP 1/2) reduziert sich das Rauschmaß erheblich.

Settings: $f_e=14,2\text{MHz}$, SSB, $\text{RBW}=2,4\text{kHz}$

	AMP off	AMP1 on	AMP2 on
Rauschmaß (FdB)	16dB	6dB	3dB
Rauschfaktor (F)	40	4	2

Tabelle 2: Rauschmaß und Rauschfaktor in 20m-Band mit und ohne Amplifier

Hinweis: Das Rauschmaß kann ausschließlich über ein kalibriertes Rauschsignal ermittelt werden. Steht ein Rauschgenerator nicht zur Verfügung, wird in der Praxis oft versucht die Rauschzahl über die Empfindlichkeit (MDS) zu berechnen und verwendet dazu die Gleichung „Rauschzahl = $\text{MDS} - 10\log\text{RBW} - (-174\text{dBm}/\text{Hz})$ “ bzw. bei $B=2,4\text{kHz}$ vereinfacht „Noise Figure = $\text{MDS} + 140\text{dB}$ “. Bei Verwendung dieser Gleichungen wird davon ausgegangen, dass „Auflösungsbandbreite“ und

„Rauschbandbreite“ gleich groß sind, was jedoch in den meisten Fällen nicht zutrifft. Wird nach diesen Gleichungen gearbeitet, können Fehler bis zu 2dB auftreten.

Seitenbandrauschen (RMDR und SBN)

Die Größen von RMDR (Reciprocal Mixing Dynamic Range) und SBN (Sideband Noise) zählen zu den wichtigsten Kriterien eines Empfängers. Sie beschreiben den Dynamikverlust eines Empfängers durch unerwünschtes Seitenbandrauschen. Starkes Seitenbandrauschen kann ein kleines Signal neben einem großen Signal zudecken und einen Empfänger "taub" machen. Mehr Empfindlichkeit oder bessere Selektion helfen hier nicht mehr weiter. Beim Abtastvorgang mischt sich das SBN des Taktgenerators auf das Empfangssignal mit auf, so dass dieses vom Rauschen unter Umständen zugedeckt wird. Das Phasenrauschen des Taktgenerators sollte deswegen möglichst klein sein ($< -130\text{dBc/Hz}$) und der daraus resultierende RMDR möglichst groß ($> 110\text{dB}$).

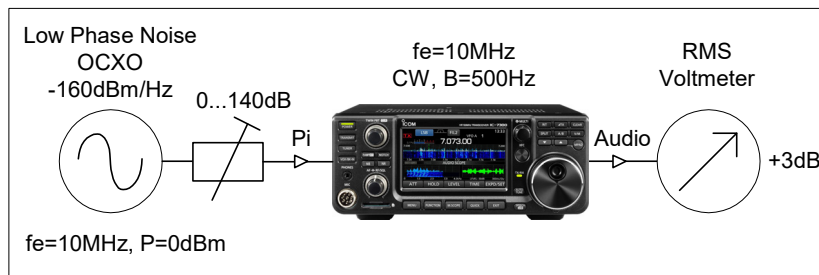


Bild 3: Messung RMDR und SBN

Zur Ermittlung des RMDR im 40m-Band wird ein rauscharmes CW-Signal von 10MHz (Low Phase Noise OCO von KVG) in den Empfänger eingespeist (**Bild 3**) und dessen Leistung (Pi) ausgehend von -40dBm soweit erhöht, bis sich im Abstand (Offset) von $\pm 1\text{kHz}$ am Voltmeter ein $(S+N)/N$ von 3dB über dem Grundrauschen von $\text{MDS} = -132\text{dBm/Hz}$ (s. Tabelle 1) ergibt.

Dies erfolgte bei einem Pi von **-23dBm** woraus sich ein RMDR berechnet von

$$\text{RMDR} = \text{Pi} - \text{MDS} = -23\text{dBm} - (-132\text{dBm}) = 109\text{dB}$$

und ein Seitenbandrauschen (SBN) von

$$\text{SBN} = \text{RMDR} + 10\log B = 109\text{dB} + 27\text{dB} = 136\text{dBc/Hz}$$

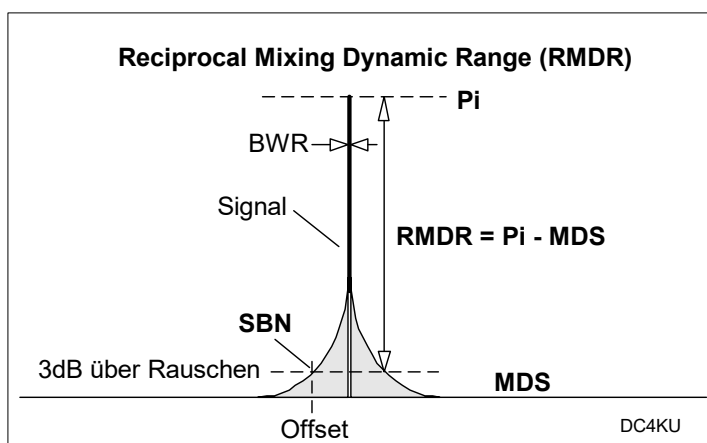


Bild 4: Ermittlung von SBN und RMDR mit einem rauscharmen CW-Signal

In gleicher Weise wird das RMDR und SBN auch in größeren Frequenzabständen (Offsets) zum Träger ermittelt (**Tabelle 3**), woraus sich die Kurven in **Bild 5** und **6** ergeben. Es gilt: Je größer das RMDR bzw. je kleiner das SBN umso größer die Dynamik des Empfängers.

Settings: CW, B=500 Filter, Preamp off, Att. off, NR off, NB off, AMP off

Offset (kHz)	Pi (dBm)	RMDR (dB)	SBN (dBc/Hz)
1	-23	109	-136
2	-22	110	-137
3	-18	114	-141
5	-15	117	-144
10	-12	120	-147
20	-10	122	-149

Tabelle 3: RMDR und SBN in Trägerabständen von 1 bis 20kHz

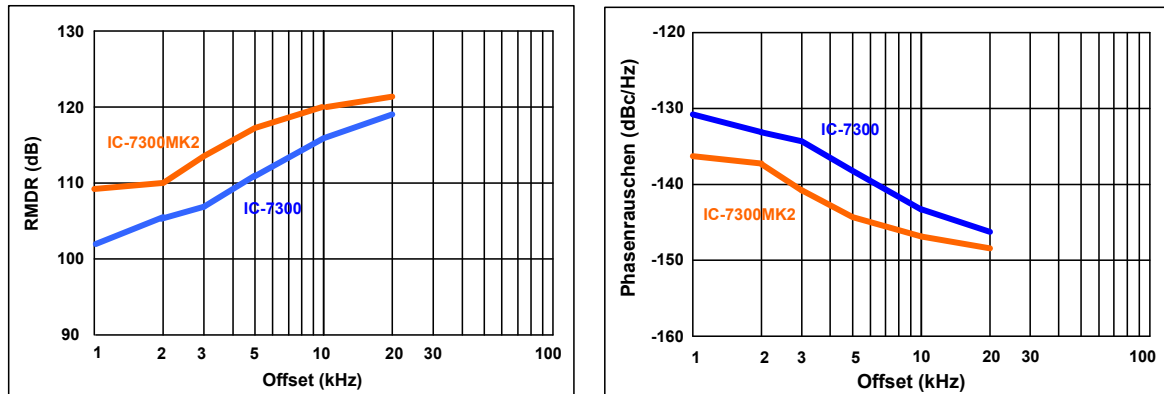


Bild 5: Verlauf von RMDR und Phasenrauschen (SBN)

Ergebnis: Der RMDR des IC-7300MK2 ist im Abstand von 1kHz um 7dB höher als beim IC-7300.

IMD3-Test, Dynamik und IP+

Der nutzbare Dynamikbereich eines Empfängers wird in Richtung kleiner Signale durch das Grundrauschen und in Richtung großer Signale durch Auftreten von Intermodulationsprodukten begrenzt. Zur Ermittlung der Intermodulationsfestigkeit des Empfängers werden zwei CW-Signale gleichen Pegels und geringem Frequenzabstand ($f_1=14.100$ MHz, $f_2=14.102$ MHz, $\Delta f=2$ kHz) über einen Combiner und Dämpfungsglied mit dem HF-Eingang des Empfängers verbunden.

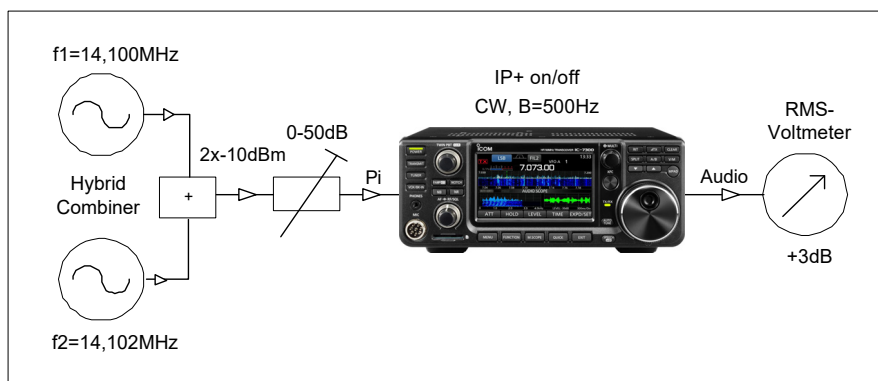


Bild 7: Messung der Intermodulation 3. Ordnung (IMD₃) mit einem 2-Ton Signal

Am NF-Ausgang des Empfängers befindet sich ein NF-Voltmeter, welches die Pegel der Störsignale bei einem Überlagerungston von 600Hz erfasst. Den Pegel des 2-Ton Signals (P_i) dann soweit erhöhen, bis die IM-Störungen 3. Ordnung bei $2 \times f_1 - f_2$ und $2 \times f_2 - f_1$ mit +3dB aus dem Grundrauschen von $MDS = -132$ dBm/Hz (s. Tabelle 1) erscheinen und gemäß $(S+N)/N=2$ somit dem Pegel des Grundrauschens entsprechen.

Dies erfolgte bei $P_i = 2 \times -56$ dBm, woraus sich ein DR3 (3rd-order IMD Dynamic Range) ergibt von

$$\text{DR3} = \text{Pi} - \text{MDS} = -56\text{dBm} - (-132\text{dBm}) = 76\text{dB}.$$

Anschließend wird der 2-Ton Pegel (Pi) schrittweise in 1dB-Stufen bis hin zur Begrenzung des Empfängers vergrößert und die jeweils entstehenden IMD₃-Pegel notiert, woraus die die IMD₃-Kurve (blaue Kurve) in **Bild 8** resultiert.

Wird „IP+“ aktiviert, entsteht im A/D-Wandler ein Dithering/Random wodurch die IM-Produkte de-korrelieren und im Rauschen verschwinden. Das erste IMD₃-Produkte mit +3dB über dem Rauschen entsteht jetzt erst bei Pi=2x-39dBm, woraus sich eine Dynamik ergibt von

$$\text{DR3}_{\text{IP+ on}} = \text{Pi} - \text{MDS} = -39\text{dBm} - (-131\text{dBm}) = 92\text{dB} \text{ (grüne Kurve)}$$

Die IM-Festigkeit erhöht sich demnach mit IP+ um 16dB. Weiterhin positiv ist, dass sich das Rauschen des Empfängers durch Aktivierung von IP+ nur um 1dB (beim IC-7300 um 8dB) erhöht. Die höchste Dynamik entsteht erst im sog. „Sweet Spot“, bei einem Eingangspegel von Pi=2x-25dBm.

$$\text{DR3}_{\text{IP+ on}} = \text{Pi} - \text{MDS} = -25\text{dBm} - (-123\text{dBm}) = 98\text{dB} \text{ (grüne Kurve, roter Punkt)}$$

Settings am IC-7300MK2: *AGC off, Notch off, NB off, NR off, CW, BW 500Hz, IP+ on/off*

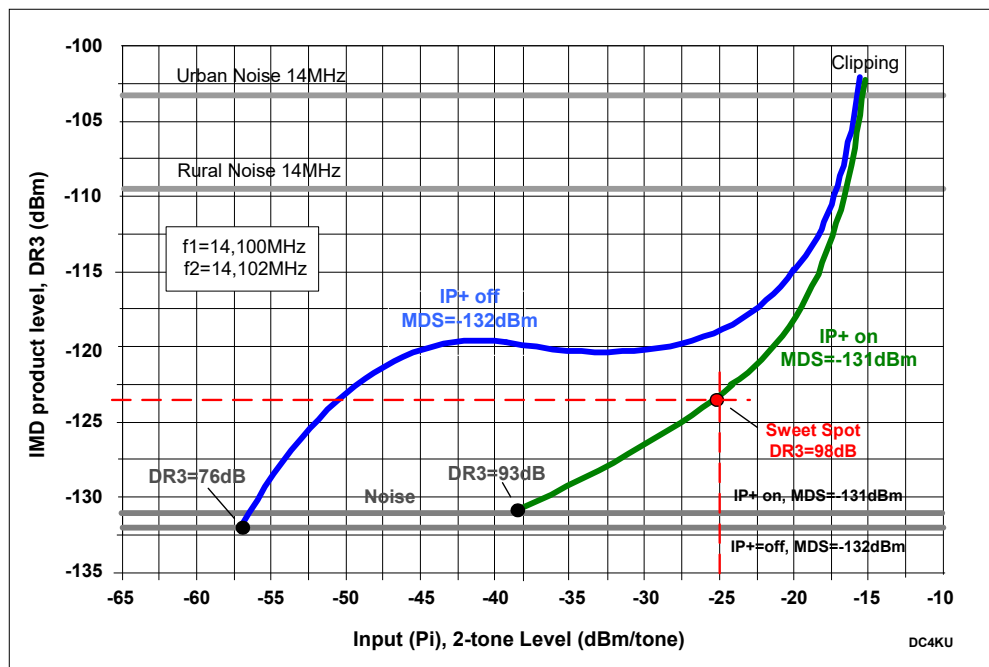


Bild 8: Interferenzfreie Dynamik in Abhängigkeit zur Aussteuerung (Pi)

Preamplifier	IP+ off	IP+ on
off	76dB	92dB
P.AMP1	76dB	93dB
P.AMP2	78dB	92dB

Tabelle 4: DR3 in Anhängigkeit von IP+ und P.AMP

Im Verlauf der Kurven ist es grundsätzlich wichtig, dass sich beide Kurven unterhalb des Rural Noise (städtisches Rauschen) bzw. Urban Noise (ländliches Rauschen) befinden, d.h. mit zugeschalteter Antenne liegen die entstehenden IM-Produkte stets unterhalb des Grundrauschens und treten erst bei Pegeln von größer -15dBm (S9+58) als Störprodukt in Erscheinung.

Hinweis: Im Gegensatz zu analogen Empfängern, existiert bei direkt abtastenden SDR-Receiver keine „1dB-Kompression“ und kein „Intercept-Point 3. Order“ (IP3).

Messung der Dynamik mit NPR (Noise Power Ratio)

Anstelle eines 2-Ton Signals, wird der Empfänger mit Hilfe eines Rauschgenerators mit weißem

Rauschen ausgesteuert (**4**). Ab einem gewissen Rauschpegel wird der Empfänger übersteuert und erzeugt Intermodulation, in Form von additivem Rauschen. Damit der Rauschanstieg messbar bzw. sichtbar wird, schaltet man zwischen Rauschgenerator und Empfänger ein schmalbandiges und steiles Kerbfilter (im Beispiel 2,4MHz, B=10kHz), welches das Rauschen auf seiner Sperrfrequenz völlig unterdrückt (Dämpfung >100dB), so dass im nicht übersteuerten Zustand im Sockel des Filters nur noch das Grundrauschen (MDS= -131dBm) des Empfängers messbar ist. Sobald der Empfänger aber Verzerrungen (IM, Oberwellen, etc.) produziert, werden diese durch einen geringen Rauschanstieg von 3dB im Sockel des Notchfilters bzw. am RMS-Voltmeter sichtbar.

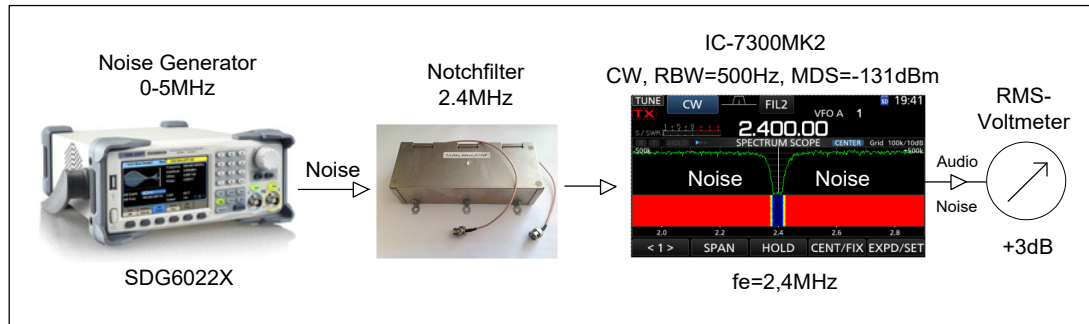


Bild 9: Messaufbau

Nachfolgend wird das NPR des IC-7300MK2 ermittelt, den Messaufbau zeigt **Bild 9**. Hierzu wird ein Rauschband von 0 bis 5MHz erzeugt (SDG6022X) und dessen Leistung (P_{TOT}) soweit erhöht, bis sich das Rauschen im Boden des Notchfilters um 3dB anhebt und somit die Aussteuergrenze des Empfängers anzeigt. Bei einem Rauschpegel von $P_{TOT} = -14\text{dBm}/0\text{-}5\text{MHz}$ erzeugt der Empfänger Verzerrungsprodukte, die +3dB oberhalb seines Grundrauschens liegen und nach $(S+N)/N=2$ der ermittelten Empfindlichkeit von $-131\text{dBm}/500\text{Hz}$ entsprechen. Die Differenz zwischen eingespeister Rauschleistung (P_{TOT}) und der Empfindlichkeit (MDS) des Empfängers, entspricht dem NPR.

$$\text{NPR} = P_{TOT} - \text{MDS} = -54\text{dBm} - (-131\text{dBm}) = 77\text{dB}$$

mit: $P_{TOT} = -14\text{dBm}/5\text{MHz} = -54\text{dBm}/500\text{Hz}$ und $\text{MDS} = -131\text{dBm}/500\text{Hz}$

Messungen am Sender

HF-Ausgangsleistung des Senders

Zur Bestimmung der maximalen HF-Ausgangsleistung (PEP), legt man ein NF-Sinussignal (CW-Signal) von 800Hz an den Mikrofoneingang und misst die HF-Ausgangsleistung (PEP) über einen 100W-Lastwiderstand mit -50dB Auskopplung mit einem Spektrumanalysator (**Bild 10**). Da die gewählte Filterbandbreite des Senders 2,4kHz beträgt und der Analysator mit einem Span von 10kHz arbeitet,

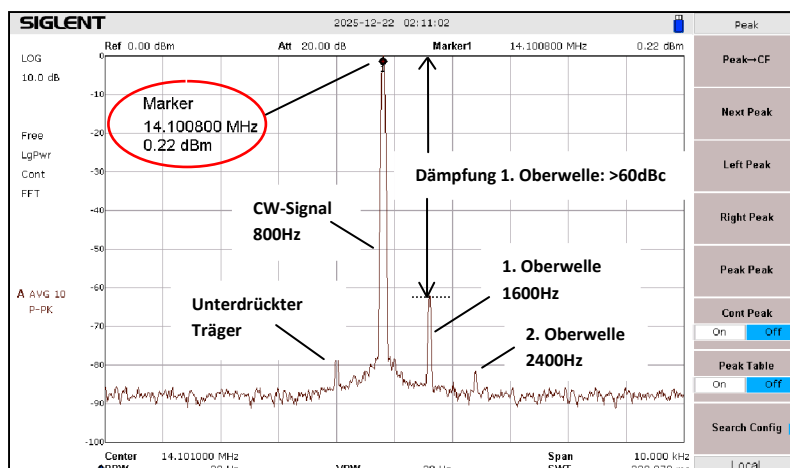


Bild 10: Max. HF-Ausgangsleistung im 20m-Band, Span 10kHz

lassen sich auch die Oberwellen des Modulationssignals innerhalb des Filters messen, mit einer Unterdrückungen von >60dbc bei 1600Hz und 83dBc bei 2400Hz. Dieser hohe Oberwellenabstand zeigt, dass die Modulation des Senders mit hoher Linearität erfolgt, was in einer sauberen und klaren Signalübertragung (Sprache) resultiert. Bei $f=14,1\text{MHz}$ erzeugt der Sender eine max. Leistung von

$$P_a \text{ (PEP)} = 0,22\text{dBm} + 50\text{dB Dämpfung} = 50,22\text{dBm} = 105,2\text{Watt}$$

Settings IC-7300MK2: SSB 2,4kHz, RF Power 100%, Mic Gain 20%, Versorgung 13,8VDC

Frequenz	3,6 MHz	14,1 MHz	28,1 MHz	50,1MHz
Max. Leistung (PEP)	109,5	105,2W	102,3W	87,5W

Tabelle 5: Maximale HF-Ausgangsleistung auf den Bändern

Oberwellenunterdrückung des Senders

Hierzu wird der Span des Analysators auf 30MHz erhöht, so dass das Sendesignal von $f=14,1\text{MHz}$ und dessen erste Oberwelle bei 28,2MHz am Bildschirm sichtbar werden (**Bild 11**). Bei dieser Messung

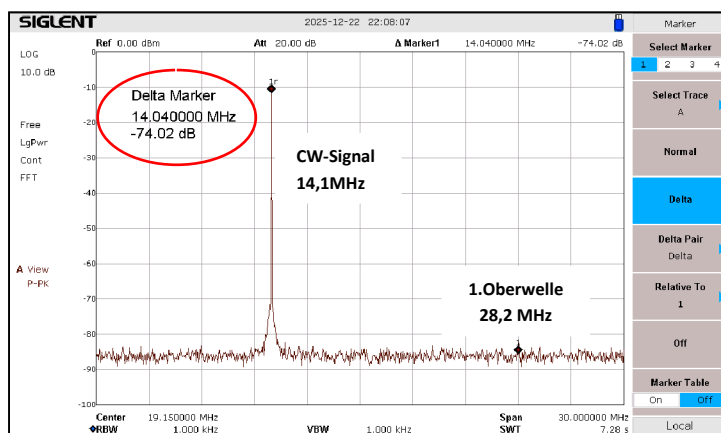


Bild 11: Nutzsignal von 14,1MHz und 1. Oberwelle bei 28,2MHz, Span 0-30MHz

muss darauf geachtet werden, dass der Analysator selbst keine Oberwellen erzeugt, die das Ergebnis verfälschen könnten. Der Oberwellenabstand des verwendeten Analysators selbst muss hierbei mindestens 80dBc betragen. Zwischen Sender und Analysator wird deswegen eine Dämpfung von insgesamt 60dB geschaltet, so dass sich der Analysator im linearen Bereich befindet. **Bild 14** zeigt die 1. Oberwelle des Trägersignals bei 28,2MHz im Rauschen, mit einer Unterdrückung von >74dBc. Die Oberwellenunterdrückung in den Bändern von 3,7MHz bis 50,1MHz zeigt **Tabelle 6**.

Settings: NF-Signal 800Hz, SSB 2,4kHz, RF Power 100%, Versorgung 13,8VDC, HF-Power 100Watt

Frequenz	3,7MHz	14,1MHz	21,1MHz	28,1MHz	50,1MHz
Unterdrückung der 1. Oberwelle	80dBc	74dBc	68dBc	65dBc	80dBc

Tabelle 6: Unterdrückung der 1. Oberwelle des Sender auf verschiedenen Bändern

Intermodulation des Senders

Die Intermodulation des Senders wird mit Hilfe eines 2-TonNF-Generators ($f_1=800\text{Hz}$, $f_2=1200\text{Hz}$, $\Delta f = 400\text{Hz}$) ermittelt (**Bild 12**). Hierzu verbindet man den 2-Ton Generator mit dem Mikrofoneingang des IC-7300MK2 und vergrößert dessen Summenpegel soweit, bis der Sender seine maximale Leistung (PEP) erreicht. Am Ausgang des Senders befindet sich ein Dummy-Load mit -50dB Ausgang (1mW), der das gedämpfte Signal zu einem Spektrum Analysator oder Oszilloskop leitet.

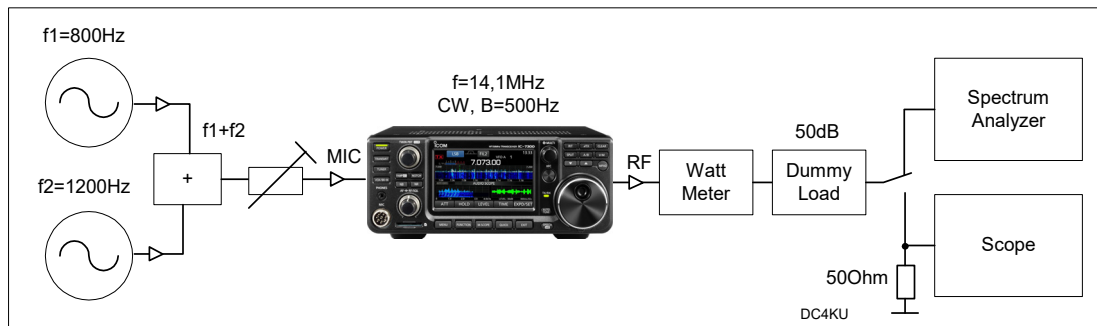


Bild 12: Messung der Sender-Intermodulation

Da der Sender mit zwei dicht benachbarten NF-Sinus-Signalen gleichen Pegels angesteuert wird, kommt es zu einer sog. Schwebung, bei der sich die Signale addieren oder auslöschen (**Bild 13**). Die mittlere Leistung eines 100W Senders erreicht deswegen in den Spitzen nur $2 \times 25\text{Watt} = 50\text{Watt}$ und liegen 6dB unterhalb der maximalen Leistung des Senders von $\text{PEP} = 100\text{Watt}$. Erst im Maximum der

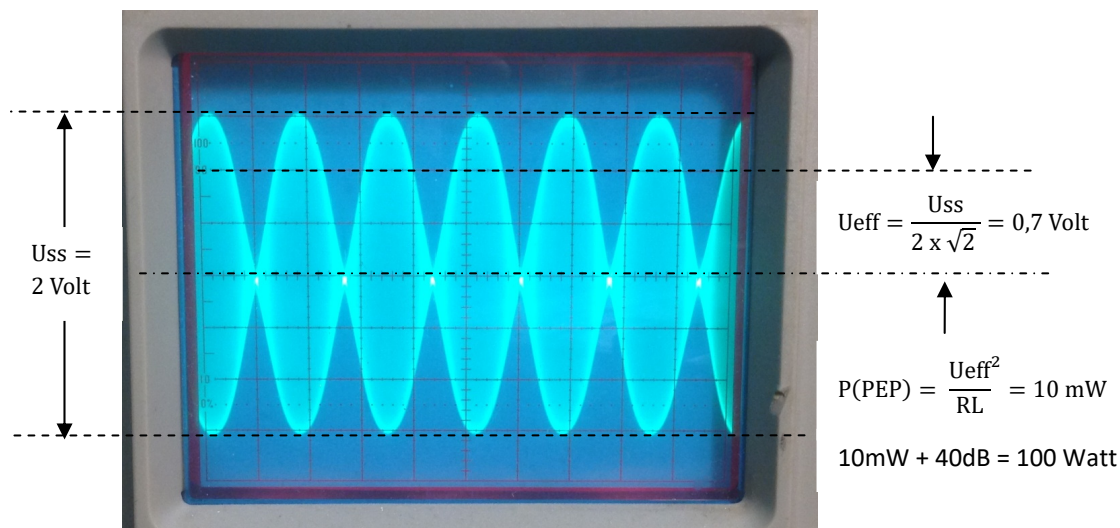
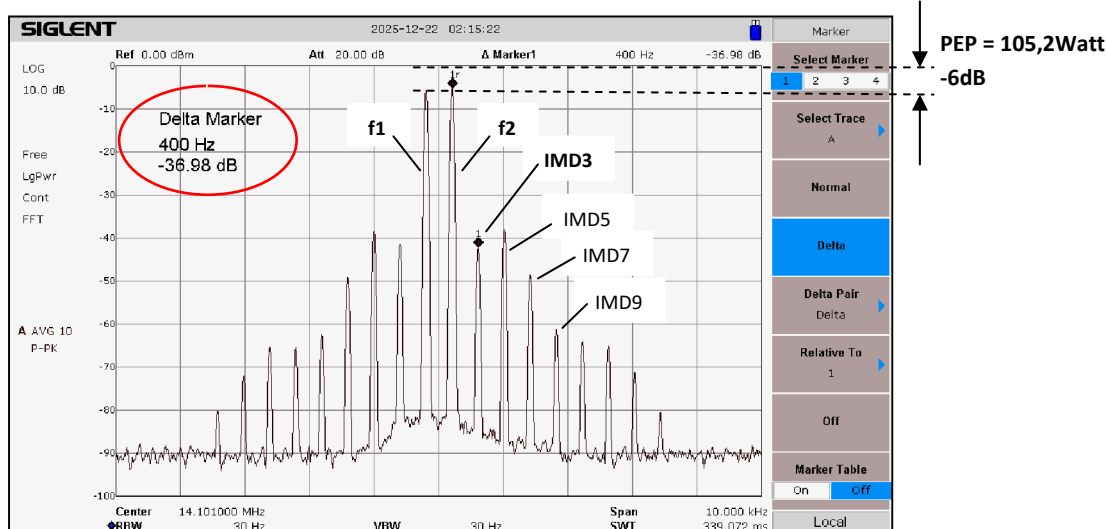


Bild 13: HF 2-Ton-Signal mit PEP = 100 Watt am Oszilloskop

Schwebung verdoppelt sich die Spannung und erzeugt damit die vierfache Leistung eines Einzeltons und erst jetzt produziert der Sender eine maximale Leistung von 100Watt PEP.

Bild 14: Intermodulation des 2-Ton Sendesignals bei $f=14,1\text{MHz}$, Span=10kHz

Hinweis: Verwendet man zur Erfassung der Leistung ein Wattmeter muss man beachten, ob das

Wattmeter in Average oder PEP kalibriert ist. Ist das Wattmeter auf Average eingestellt, zeigt es bei dieser Messung nicht den Spitzenwert von 100Watt an, sondern nur 50Watt.

Settings: NF-Signale 800Hz und 1200Hz, SSB 2,4kHz, RF Power 100%, Versorgung 13,8VDC

Frequenz	3,6MHz	7,1MHz	14,1MHz	21,1MHz	28,1MHz	50,1MHz
IMD3-Abstand	38dBc	41dBc	37dBc	35dBc	30dBc	31dBc

Tabelle 7: IMD₃-Abstände des Senders auf den Bändern

Die entstehenden Intermodulationsabstände des Senders bei $f_s=14,1\text{MHz}$ zeigt **Bild 14**. Die IMD₃-Produkte sind hierbei von besonderer Bedeutung, weil sie nahe beim Trägersignal entstehen, hier im Abstand von nur 400Hz. Gute Transmitter unterdrücken die IMD₃-Produkte bei Vollausteuering um $\geq 30\text{dBc}$ und die IM-Produkte höherer Ordnung sollten relativ schnell abfallen, damit die Nachbarkanäle nicht gestört werden. Beim IC-7300MK2 beträgt IMD₃-Abstand 37dBc und die weiteren IM-Produkte (IMD 5, 7, 9,...) fallen schneller ab, als beim IC-7300. Bereits im geringem Frequenzabstand von $\pm 4\text{kHz}$ werden die IM-Produkte um $>90\text{dB}$ unterdrückt und verschwinden im Rauschen.

Tabelle 7 zeigt die ermittelten IMD₃-Abstände auf den verschiedenen Bändern.

Messung der Intermodulation mit Rauschen

Die Intermodulation eines Senders lässt sich auch über ein Rauschsignal ermittelt (**Bild 15**). Hierzu wird ein weißes Rauschband von z.B. 0-5kHz in den Mikrofoneingang eingespeist und der Sender durch Einstellung der Rausch-Amplitude auf höchste Leistung abgeglichen. Das Resultat der Messung

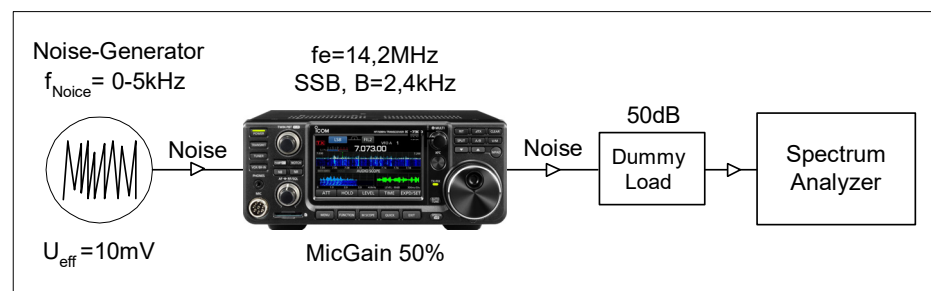


Bild 15: Messung der Sender-Intermodulation mit Rauschen

mit $P=100\text{W}$ (gelb) und $P=40\text{W}$ (violett) Leistung zeigt **Bild 16**. Der fast rechteckige Block (Hüllkurve) in der Mitte des Spektrums zeigt die Bandbreite des verwendeten SSB-Filters (2,4kHz), ausgesteuert vom weißen Rauschen. Im Sockel der Hüllkurve starten im Abstand von ca. 32dBc die IMD-Produkte, deren Pegel sich in Richtung höherer und tieferer Frequenzen relativ schnell verkleinern.

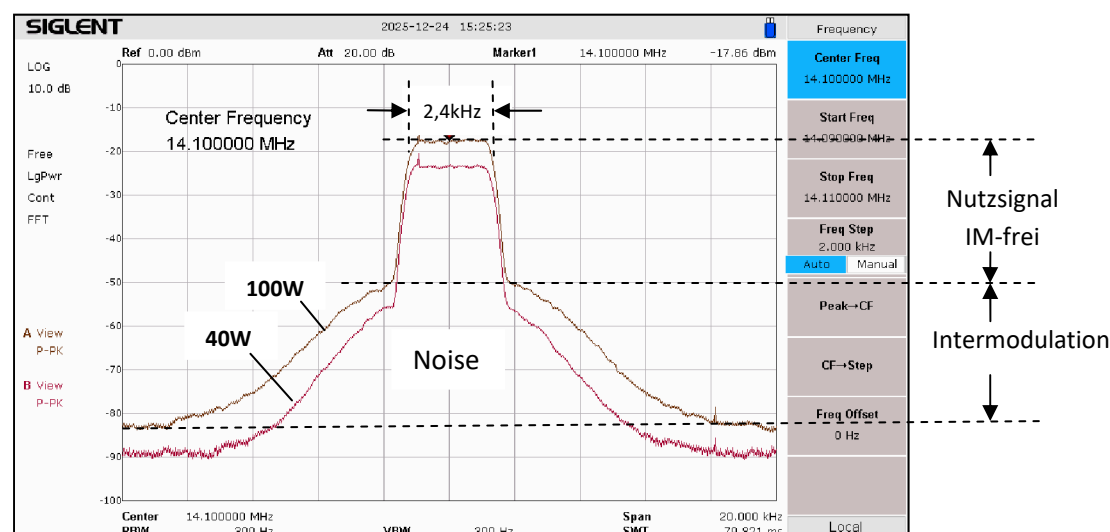


Bild 16: Rauschsignal bei 100Watt (gelb) und 40Watt (violett), Span 20kHz

Das Messergebnis mit Rauschen ist viel aussagekräftiger als nur zwei Spektrallinien, weil m Prinzip ein lückenloses Spektrum mit unendlich vielen Spektrallinien angezeigt wird. Im Ergebnis ist hierbei wichtig, dass die IM-Produkte links und rechts vom Nutzkanal relativ schnell abfallen, so dass Nachbarkanäle nicht gestört werden, was beim IC-7300MK2 der Fall ist. Die Kurven der IM-Verzerrungen fallen hier etwas schneller ab, als beim IC-7300.

TX-Seitenbandrauschen

Das Seitenbandrauschen (SBN) eines Senders ist ein Maß für die spektrale Reinheit des Sendesignals. Im Frequenzbereich wird das Phasenrauschen des Senders in Form von Rauschseitenbändern rechts und links vom Träger sichtbar (**Bild 17**). Ein hohes Sender-SBN verschlechtert den Signal/Rausch-Abstand in einem Empfänger, insbesondere bei schwachen Signalen, da das Rauschen des Senders benachbarte Kanäle überlagern kann und dadurch die Empfindlichkeit und Dynamik des Empfängers reduziert.

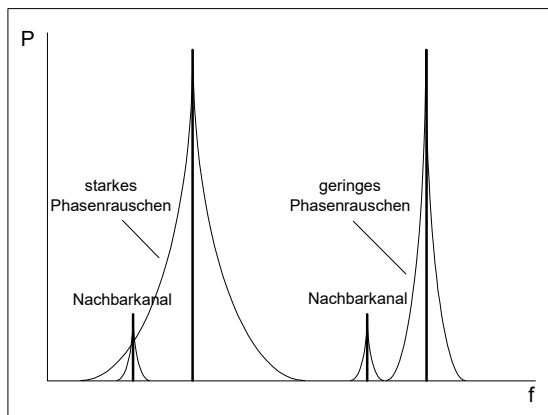


Bild 17: Dynamikverlust durch Seitenbandrauschen

Eine direkte SBN-Messung über einem Spektrum Analysator ist leider nicht möglich, weil seine Dynamik dafür nicht ausreicht. Beträgt der Pegel des Sendesignal 0dBm und das SBN des Senders -140dBm, dann müsste seine verzerrungsfreie Dynamik $0\text{dBm} - (-150\text{dBm}) = 150\text{dB}$ betragen, was leider unmöglich ist. Mit Hilfe eines Kerbfilters (Notchfilters), welches nur das Trägersignal um bis zu 70dB unterdrückt, wird die Messung jedoch möglich. Im Beispiel verwende ich ein schmalbandiges Quarz-Notchfilter (**3**) im 40m-Band ($f_0=7,1617\text{MHz}$, $B=\pm 1,2\text{kHz}$) welches nur das Trägersignal unterdrückt und das Seitenbandrauschen rechts und links vom Filter-Sperrbereich im Abstand von $\geq \pm 1\text{kHz}$ frei passieren lässt (**Bild 18**).

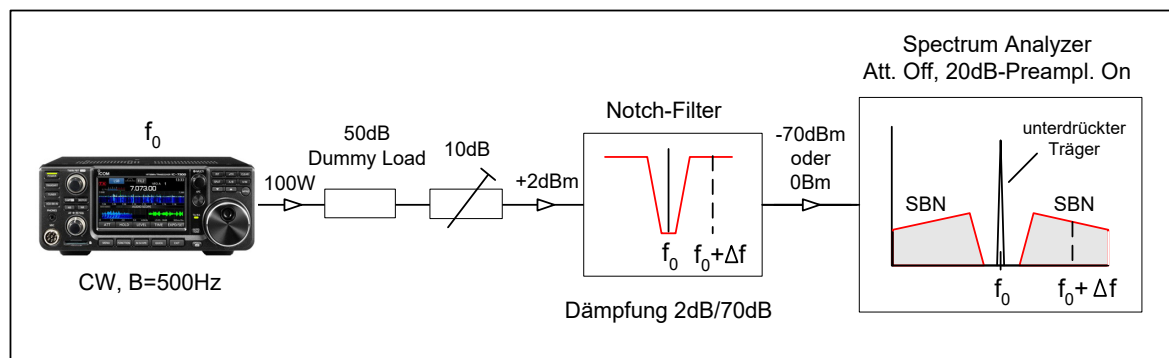


Bild 18: SBN-Messung mit Hilfe eines Notchfilters (Kerbfilters)

Zunächst muss das 100W CW-Signal (RTTY) des Senders über ein 40dB Dummy-Load und 10dB Dämpfungsglied auf eine geringe Leistung von ca. 0dB reduziert werden, damit die nachfolgende Elektronik nicht zerstört wird. Dann die Frequenz des Trägersignals auf den Filter-Durchlassbereich abgleichen, also auf z.B. $f_0 + 10\text{kHz}$ und den resultierenden Pegel am Ausgang des Notchfilters über das Dämpfungsglied auf einen Referenzpegel von 0dBm einstellen.

Anschließend die Frequenz des Senders auf die Mittenfrequenz (f_0) des Notchfilters abgleichen, wodurch das Signal um ca. 70dB unterdrückt wird. Aufgrund der starken Signalunterdrückung kann der Analysator jetzt mit 0dB Dämpfung und zugeschaltetem +20dB-Preamplifier auf seine maximale Empfindlichkeit von -162dBm/Hz eingestellt werden, ohne übersteuert zu werden. Alles was jetzt rechts und links vom Sperrbereich des Notchfilters noch messbar ist, ist das Seitenbandrauschen des Senders.

Zum Test verende ich einen IC-7300MK2 und IC-7300, deren SBN in Abständen (Offset) von 1, 3, 5, 10, 20, 50 und 100Hz zum Träger gemessen und notiert wurde (**Tabelle 8**). Der daraus resultierende SBN-Verlauf von 1 bis 100kHz zeigt **Bild 19**.

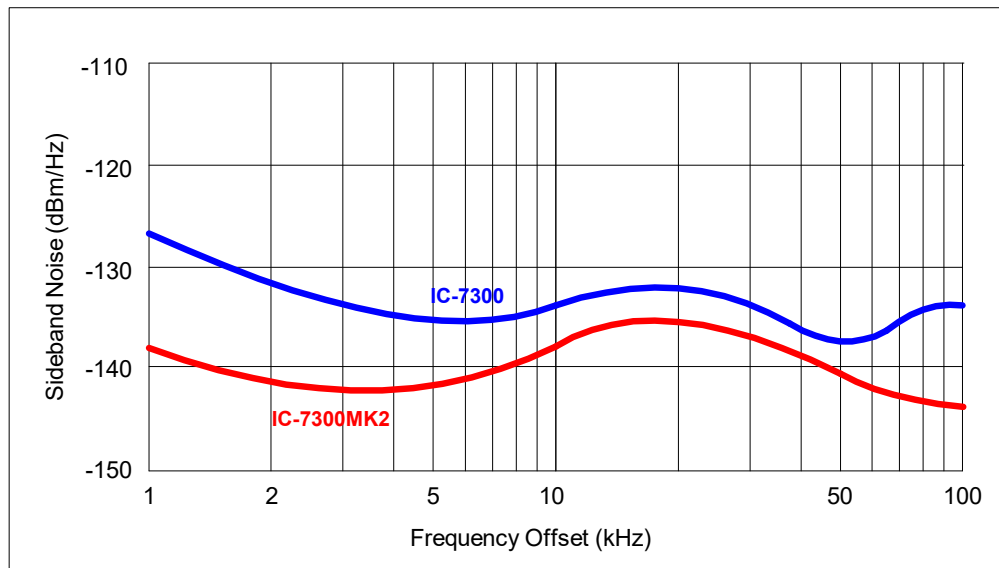


Bild 19: TX-SBN vom IC-7300MK2 und IC-7300 im Offset von 1-100kHz

Offset (kHz)	1	3	5	10	20	50	100
TX-SBN (dBm/Hz)	-138	-143	-142	-138	-136	-141	-144

Tabelle 8: TX-SBN im Offset von 1 bis 100kHz

Im Kurvenverlauf beider Transmitter ist erkennbar, dass der IC-7300MK2 in der Nähe des Trägers erheblich weniger rauscht, als der IC-7300. Im Offset von 1kHz beträgt der Unterschied 11dB, was im praktischen Betrieb von Vorteil ist. ICOM gibt im Datenblatt des IC-7300MK2 an dieser Stelle eine Verbesserung seines „TX Phase Noise“ von 12dB an.

Leider lässt nach diesem Messverfahren das SBN bei kleineren Offsets bis herunter zu 10Hz nicht messen, obwohl gerade dieser Bereich sehr interessant ist; dazu müsste das Notchfilter ebenfalls eine Bandbreite von 10 Hz haben.

Werner Schnorrenberg

DC4KU

17. Januar 2026

Rev. 06.02.2026, Rev. 15.02.2026, Rev. 21.02.2026, Rev. 24.02.2026, Rev. 04.03.2026

Literatur

(1) IC-7300MK2-Basic Manual (German) Download

<https://www.icomjapan.com/support/manual/4463/>

(2) IC-7300MK2-Advanced Manual Download

<https://www.icomjapan.com/support/manual/4487/>

(3) Kerbfilter für Messzwecke

CQ DL 5-2021, DC4KU

https://dc4ku.darc.de/Aufbau_Notchfilter.pdf

(4) Siglent SDG6022X Arbitrary Signal Generator

Funkamateur 5-2020, DC4KU

https://dc4ku.darc.de/SDG6022X-Test_DC4KU.pdf