

# Mehr als Nostalgie: Messungen am modernisierten Empfänger R-390

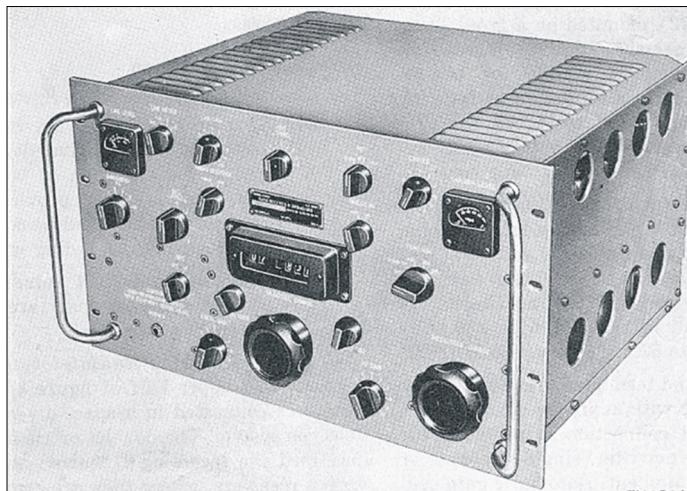
GERHARD STÜTZ – DJ9DN

*Das Innenleben eines Exemplars des legendären Collins-Empfängers R-390A/URR wurde vom Autor unter Nutzung der mechanischen Gegebenheiten mit modernen Bauelementen und nach heutigen konzeptionellen Gesichtspunkten komplett erneuert. Dieser Umbau wird hier im Überblick geschildert.*

*Darauf aufbauend erfolgt eine Beschreibung durchgeföhrter Messungen, wobei analog zu [1] lediglich Amateurmittel zum Einsatz kommen.*

Der Collins R-390A/URR aus den 50er-Jahren begründete den legendären Ruf dieser Firma. Das Grundkonzept dieses Empfängers ist auf heutige Schaltungstechnik umgerüstet und durch modernen

von 200 Hz, der interne Gleichlauf des linearen VFO mit den Spulenschlitzen durch eine aufwendige Mechanik sowie die mechanischen Filter. Sinnvoll war der Einbau eines Produkt-Detektors, um den Empfänger



Bedienungskomfort ergänzt. Die durchgeführten Änderungen sind vor allem für Kenner des Originalgeräts (Informationen im Internet) leicht nachvollziehbar.

Schwerpunkt ist die Vorstellung des Blockschaltbilds und eine Analyse der Empfängereigenschaften. Die verwendete Messtechnik, basierend auf dem FA-Netzwerktester, wird ebenfalls vorgestellt.

Die Messungen erfolgen ohne Eingriff in das Gerät, wichtige Messaufbauten werden dargestellt.

## 1. Vorstellung des modifizierten Empfängers

### 1.1 Rückblick

Der R-390A (Bild 1) aus Surplus-Beständen erfreute sich in den 70er-Jahren großer Beliebtheit bei vielen Funkamateuren. Hatte man doch für damalige Verhältnisse einen durchgehenden KW-Empfänger, der frequenzstabil, selektiv und empfindlich war; außerdem faszinierte er durch seinen Aufbau. Markenzeichen dieses Röhrentechnik-Geräts sind die mechanisch digitale Frequenzanzeige mit einer Ablesegenauigkeit

**Bild 1:**  
Originalgerät  
R-390A

**Bild 2:**  
Modifiziert zum  
R-390NT



ger voll SSB-tauglich zu machen. Als etwas schwierig erwies sich allerdings bei SSB die genaue Frequenzeinstellung, da 100 kHz pro Umdrehung überstrichen werden.

### 1.2 Konzeptüberlegungen

Nachdem der Empfänger inzwischen in die Jahre gekommen ist, sollte dessen Grundkonzept nach eigenen Ideen mit der Schaltungstechnik heutiger Geräte kombiniert werden. Das Ergebnis (Bild 2) zeigt den Unterschied zur Röhrentechnik auf und legt auch Schwachstellen des Konzepts offen. Dennoch sollte das Gerät auch im Vergleich zu neueren Empfängern bestehen.

Für die Frequenzaufbereitung wurde eine hohe Frequenzauflösung und Einstellgenauigkeit angestrebt. Dies wird durch ein DDS-System (*Direct Digital Synthesizer*) mit Mikroprozessorsteuerung und digitaler Abstimmung erreicht. Wegen des Weg-

falls der ehemaligen Hauptabstimmung wurde eine zusätzliche Motorabstimmung vorgesehen, um die im Gleichlauf abgestimmten Schwingkreise nachzuziehen. Dennoch war, anders als bei einer Neukonstruktion, kein allzu großer mechanischer Aufwand notwendig, da es sich nur um einen Umbau handelte. Auch wenn das Gerät schon viele Jahrzehnte seinen Dienst verrichtete, war es nach der Reinigung der Mechanik und einer Überarbeitung der Rastsicherheit der MHz-Bereiche wieder voll einsatzfähig und für den Umbau vorbereitet. Dazu bot der Empfänger nach dem Ausschlachten viel Platz im Gerät sowie Raum für kreative Gedankenspiele. Beim Eigenbau kann man seine eigenen Vorstellungen einfließen lassen. Die Beurteilung eines Empfängers ist zum einen subjektiv; dies betrifft u. a. das Klangbild der Wiedergabe, die bevorzugte Bandbreite bei AM, CW und SSB, die Regel-eigenschaften und die Bedienbarkeit. Zum anderen ist sie rein objektiv durch die Überprüfung der technischen Daten.

Folgende Änderungen sollten im R-390NT (*Neue Technologie*) gegenüber dem Originalgerät durchgeführt werden:

- Frequenzauflösung und Anzeige auf 1 Hz,
- digitale Frequenzabstimmung mit Motorsteuerung der Hauptabstimmung,
- MHz-Quarzoszillatoren an TCXO angebunden,
- Vereinfachung des Konzepts auf nur zwei Mischstufen im HF-Teil,
- Frequenzerweiterung unter 500 kHz,
- Festbandbreiten (eigene Seitenbandfilter) und VBT (*Variable Bandwidth Tuning*),
- genaues S-Meter, 100-dB-Skala, Anzeigebereich umschaltbar in zwei Stufen: Anzeigebereich 1: -127 dBm...-27 dBm (max. 80 dB $\mu$ V, S9+46 dB), Anzeigebereich 2: -107 dBm...-7 dBm (max. 100 dB $\mu$ V, S9+66 dB).

Die Realisierung dieser Punkte ist im Blockschaltbild (Bild 4) dargestellt. Die sich daraus ergebenden Änderungen sind

beispielhaft in den Bildern 3a und 3b dokumentiert.

### 1.3 Blockschaltbild

#### 1.3.1 Übersicht

Im Empfänger werden die Signale in 1-MHz-Bereiche durch den MHz-Oszillator im 1. Mischer in die variable 1. ZF von 3...2 MHz umgesetzt; danach mit dem

Die im R-390A verwendete zusätzliche Umsetzung der Bänder bis 8 MHz mittels eines 17-MHz-Quarzoszillators entfällt. Die Einsparung einer weiteren Mischstufe kommt dem IM-Verhalten unter 8 MHz zugute. Dafür muss aber der MHz-Oszillator um 8 Quarze (3...10 MHz) erweitert werden. Der Nachteil eines ZF-1-Durchschlags kurz unter 2 MHz, bei 2,5 MHz



VFO in die 2. ZF von 455 kHz. Nach der Selektion wird auf die 3. ZF von 6021,5 kHz gemischt, um mit einem weiteren Filter eine stufenlose Bandbreitenregelung (VBT), hauptsächlich für SSB, zu erhalten. Danach folgt die Hauptverstärkung im ZF- und NF-Verstärker.

Rot eingezzeichnet ist auch die mechanische Steuerung. Dies betrifft die MHz-Bereichsumschaltung mit der Vorkreisabstimmung (Permeabilitätsabstimmung) sowie die Hauptabstimmung (kHz-Einstellung durch VFO, variable 1. ZF) mit einem Motor. Die mechanisch digitale Anzeige entfällt und wird durch eine elektronische ersetzt. An die frei gewordene Stelle tritt der Motor, der die Hauptabstimmung rückwärts antreibt. Mit dem MHz-Bereich (von Frontplatte) wird der zugehörige Quarz sowie im Eingangsteil das entsprechende Band eingeschaltet. Über das Differenzial werden die Spulenkerne für den Gleichlauf über nierenförmige Scheiben voreingestellt. Die Bänder des Eingangsteils liegen jeweils harmonisch von 0,5...1 MHz, 1...2 MHz, usw. bis 16...32 MHz (18 Kreise). Deren Schwingkreise unterdrücken die Spiegel frequenz der variablen 1. ZF und entlasten den nachfolgenden Mischer. Mit der motorgetriebenen Hauptabstimmung werden die drei Kreise der variablen ZF im Gleichlauf mit dem linearen VFO ebenfalls über nierenförmige Scheiben abgestimmt. Zusätzlich zieht der Motor über das Differenzial die voreingestellten Kreise im Eingangsteil nach.

Bild 3b:  
Modulbauweise  
50- $\Omega$ -Technik mit  
SMA-Steckver-  
binder

und kurz über 3 MHz kann durch Einsatz eines Ringmischers mit hoher Isolation ausgeglichen werden.

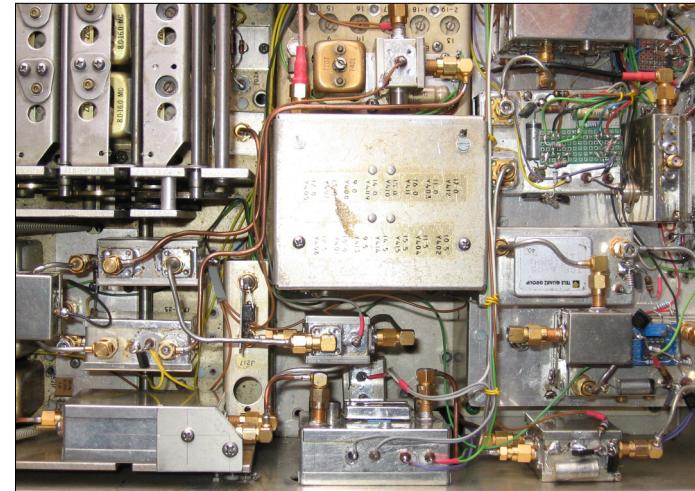
#### 1.3.2 HF-Eingangsteil

Beim HF-Eingangsteil wird der symmetrische Antenneneingang (nominal 125  $\Omega$ ) benutzt. Um die Eingangsselektion zu erhöhen, wird er über einen 4:1-Trafo (MCL T4-6) geführt, somit sieht der Vorkreis 200  $\Omega$ . Um gleiche Verstärkung sowie hohe Intermodulationsfestigkeit und gleiche Empfindlichkeit bei den verschiedenen Bändern zu erhalten, sind jeweils alle 3 Schwingkreise über unterschiedliche kapazitive Spannungsteiler an die aktiven Stufen angekoppelt. Der Verstärker am Ausgang ist ein Sourcefolger. Er liefert die breitbandige Anpassung für den Mischer-eingang. Unter 500 kHz wird automatisch für die Frequenzverweiterung über die Digitalanzeige der Tiefpass eingeschaltet. Dieser enthält am Ausgang einen Diplexer zur Mischeranpassung. Der Empfänger ist ab 20 kHz einsetzbar (3-dB-Grenze des Mischers).

#### 1.3.3 MHz-Oszillator

Der MHz-Oszillator ist nicht nur um die 8 Quarze erweitert, sondern enthält auch

Bild 3a:  
Frontplattengestal-  
tung und Umbau  
des Oberteils



Kapazitätsdioden, um alle Quarze auf die Sollfrequenz innerhalb einer PLL zu ziehen und temperaturstabil zu halten. Es werden je nach Bereichswahl Frequenzen von 3 MHz bis 34 MHz erzeugt. Beginnend mit dem 3-MHz-Quarz wird der Bereich 0...1 MHz benutzt, danach mit 4 MHz der Bereich 1...2 MHz usw. bis 34 MHz (17 MHz mit Frequenzverdopplung) der Bereich 31...32 MHz. Der Phasenvergleich wird auf 500 kHz durchgeführt, da ein Verteiler notwendig ist. Die hochgenaue TCXO-Frequenz wird durch 8 geteilt. Das PLL-System enthält eine Automatik, um das richtige Teilungsverhältnis für die Oszillatorenfrequenz zu finden. Dies wird durch einen getakteten Vor-/Rück-

wärtszähler erreicht. Dabei dient der Zählerstand als Teilungsverhältnis. Nach Erreichen der Phasengleichheit wird der Zähler gestoppt. Der binäre Zählerstand wird über ein EPROM, das auch den 3-MHz-Versatz berücksichtigt, in binär codierte Dezimalzahlen (BCD) umgesetzt und den beiden MHz-Stellen in der Frequenzanzeige mitgeteilt.

#### 1.3.4 Variable 1. ZF

Der 1. Mischer (Typ MCL TAK-3H) transponiert die Signale in den 1 MHz breiten Nachsetzbereich zwischen 3 und 2 MHz. Die variable 1. ZF selektiert diese und unterdrückt die Spiegelfrequenz der 2. ZF; außerdem entlastet sie den 2. Mischer. Der Eingangsverstärker (Gateschaltung) bildet den breitbandigen 50- $\Omega$ -Abschluss des 1. Mischers. Die Verstärkung wird unter Berücksichtigung der Übersteuerungsfestigkeit durch kapazitive Spannungsteiler am Ein- und Ausgang des dreistufigen Bandfilters eingestellt. Am Eingang stellt der transformierte Resonanzwiderstand den Arbeitswiderstand der Gateschaltung dar. Der Ausgang steuert den Impedanzwandler (Sourcefolger) und liefert die breitbandige Anpassung für den Eingang des 2. Mischers.

### 1.3.5 Abstimmoszillator

Der Abstimmoszillator schwingt von 3455 kHz bis 2455 kHz. Er liefert das LO-Signal für den 2. Mischер und setzt die Signale aus dem 1 MHz breiten Nachsetzbe- reich in die 2. ZF auf 455 kHz um. Der frü- here VFO, erweitert durch eine Kapazi- tätsdiode zum VCO, wird durch eine PLL-Schleife an ein DDS-System (Eva- luation Kit, Q2334 Qualcomm, Anfang der 90er-Jahre) angebunden.

Mit der Motorabstimmung erfolgt eine Grobabstimmung auf ca. 1...2 kHz. Dies stellt den Gleichlauf mit den Vorkreisen her und wird erreicht, wenn die Nachstimmspannung im Motortreiber in das Fenster eines Fensterkomparators fällt und der Motor darauf hin ausgeschaltet und abbremst wird.

Gleichzeitig erfolgt die Feinabstimmung durch die Kapazitätsdiode bis Phasengleichheit durch den Phasendetektor gegeben ist.

### 1.3.6 2. *ZF*

Der 2. Mischer (MCL RAY-3) ist ein High-Level-Mixer. Er wird mit einem Diplexer abgeschlossen und erzeugt die 2. ZF von 455 kHz. Hier erfolgt die Hauptselektion mit unterschiedlichen Filtertypen, die mit der Betriebsart geschaltet und zur Verbesserung der Weitabselektion kaskadiert werden.

Es finden mechanische Filter (MF, mit Piezo-Erregung), Quarzfilter (QF) und keramische Filter (KF) Verwendung. Bei der Auswahl der Filter ist auch auf das IM-Verhalten zu achten, besonders beim ZF-Filter 1 am Eingang. Quarzfilter aus Fernost haben sich hier nicht bewährt! Mit der Betriebsart werden folgende Filterkombinationen benutzt:

CW W: 0,5 kHz (MF, Typ 526-8636-010, Rockwell) und

1,0 kHz (KF, Typ CFJ455K8, Murata)

CW N: 0,5 kHz (MF, Typ 526-8636-010 Rockwell) und

250 Hz (QF, Typ XF-455K-251-01, Yaesu)

USB: 8,0 kHz (KF, Typ CLF-D8, NTKK)

und +3,2 kHz (QF, Typ XF-4S05, KVG)  
LSD 0,01 Hz (KE, Typ GLE D 2, NTHW)

LSB: 8,0 kHz (KF, Typ CLF-D8, NTKK)  
1-3-2-1 Hz (GE T-VE 4S24, KMG)

und -3,2 kHz (QF, Typ XF-4S04, KVG)  
AMW 8,91 Hz (KE-T, GLE D8, NTWKV)

AM W: 8,0 kHz (KF, Typ CLF-D8, NTKK)  
1151 Hz (KF, Typ CLF-D15, NTKK)

und 15 kHz (KF, Typ CLF-D15, NI

AM N: 5,5 kHz (MF, Typ 526-8636-010, Beckwell) und

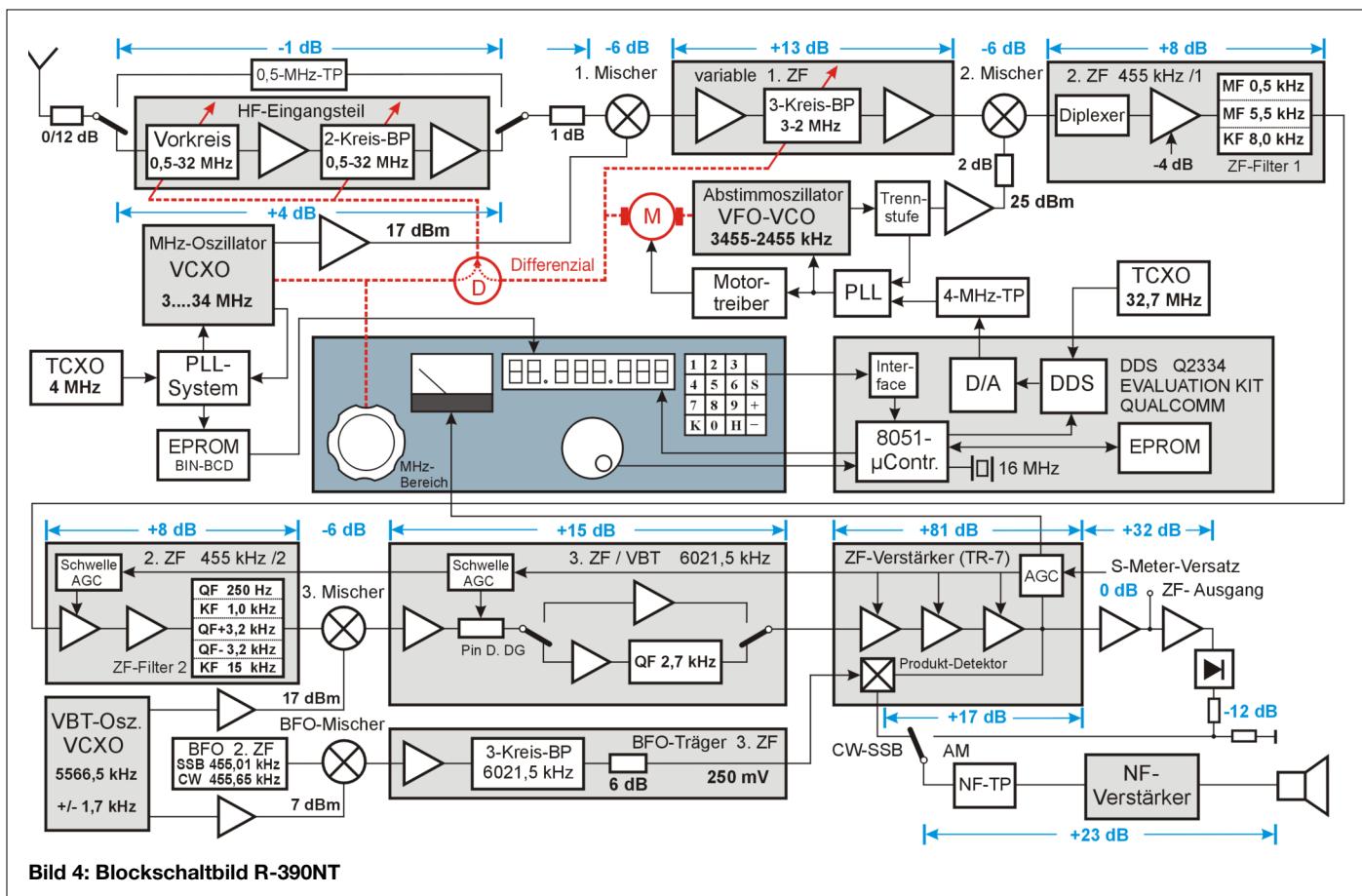
15 kHz (KF, Typ CLF-D15, NTKK) Die Verstärkungsreduzierung durch die AGC wird über eine LED-Fotowiderstand-Kombination als Regelglied am Ausgang des Verstärkers durchgeführt. Dies ist auf 455 kHz eine gute Möglichkeit der linearen Hochpegelregelung. Außerdem steigt die IM-Festigkeit des Verstärkers mit der Abregelung.

### 1.3.7 3. ZF/VBT

Mit dem Einfügen des 2,7 kHz breiten Quarzfilters (Typ TQF 6-05, Tele Quarz) in der 3. ZF ergibt sich die variable Bandbreiteneinstellung (VBT). Der VBT-Oszillator setzt mit dem 3. Mischer (MCL-3H) die Signale auf die 3. ZF von 6021,5 kHz (Mittenfrequenz) um, zusätzlich wird der Trägerbezug der 2. ZF (BFO 2. ZF) auf die 3. ZF umgesetzt. Bei Abstimmung des VBT-Oszillators ändert sich die 3. ZF. Damit wird die Filterkombination der 2. ZF über das Quarzfilter der 3. ZF geschoben. Durch Überlappung ändert sich die Bandbreite unter Beibehaltung des Trägerbezugs der 3. ZF. Bei AM ergibt sich eine gleich bleibende Bandbreite mit der Funktion einer Passbandabstimmung (PBT). Die genaue Frequenz des BFO bei SSB liegt mit 455,01 kHz am Schnittpunkt der beiden Seitenbandfilter. Dadurch ist gleichzeitig die Mittenfrequenz der 2. ZF festgelegt. Das Pin-Dioden-Dämpfungsglied (Avantek UTF-025) passt mit seiner Regelkennlinie gut in das AGC-System, um eine genaue S-Meter-Anzeige zu erhalten.

### 1.3.8 ZF-Verstärker

Ein modifizierter ZF-Verstärker aus einem ausgedienten TR-7 übernimmt die Hauptverstärkung und die AGC-Erzeugung, außerdem enthält er den Produkt-Detek-



**Bild 4: Blockschaltbild R-390NT**

tor. Als vorteilhaft erweist sich, dass die AGC auf den Effektivwert regelt. Dadurch lassen sich S/N-Abstände am S-Meter recht genau ablesen. Der ZF-Verstärker erhält nachfolgend einen Verstärker, damit der AM-Detektor im linearen Teil der Diodenkennlinie arbeiten kann. Der anschließende Spannungsteiler passt die Lautstärke zwischen SSB und AM nach Gehör an. Die S-Meter-Schaltung nach der AGC-Erzeugung ist temperaturkompensiert und gleicht Verstärkungsschwankungen aus. Der S-Meter-Versatz hebt die Anzeige unter 500 kHz um 5 dB an. Außerdem korrigiert er mit der Pegelbereichsumschaltung die Anzeige um weitere 4 dB. Zusammen mit den 12 dB im HF-Teil und den 4 dB in der 2. ZF ergeben sich dadurch die notwendigen 20 dB für die Pegelumschaltung.

### 1.3.9 NF-Verstärker

Die NF-Ausgangsleistung ist für höchste Linearität durch die Ansteuerung auf 1 W Sinusleistung begrenzt. Das NF-Verstärker-IC ist der Typ TDA 1020, bei dem die Vorstufe nicht benutzt wird. Es werden Tiefpassfilter am Eingang des NF-Verstärkers eingesetzt. Diese Filter unterdrücken das breitbandige ZF-Rauschen und begrenzen den NF-Frequenzgang bei AM/SSB auf 3,5 kHz, bei CW auf 1 kHz.

### 1.3.10 Pegelplan

Blau eingezeichnet im Blockschaltbild sind Angaben über die Verstärkung aller Funktionseinheiten. Bis zum Eingang des ZF-Verstärkers sind alle Angaben als Differenz aus den verfügbaren Leistungen an  $50 \Omega$  abgeleitet, danach sind die Werte als Spannungsverstärkung definiert. Damit lässt sich die Gesamtverstärkung des Empfängers bestimmen. Durch Addition kommt man im Bereich 0,5...32 MHz – ohne Zusatzdämpfung und über Produkt-Detektor – auf 150 dB, bis zur AGC-Erzeugung auf 110 dB. Die Ansprechschwelle der AGC bezogen auf den Eingang liegt bei  $-134 \text{ dBm}$ , 5 dB unter der Grenzempfindlichkeit bei SSB. Dadurch spricht die AGC schon durch das Eigenrauschen an und liefert mit der Verstärkungsreduzierung einen S-Meter-Ausschlag. Bei Umschaltung auf CW wird die Anzeige durch die höhere Empfindlichkeit zurückgehen und die Verstärkung voll ausgenutzt. Durch Beaufschlagung mit einem starken Signal steigt mit der Regelabweichung der Rausch-Pegel von 16 dBm ( $-129 \text{ dBm} + 150 \text{ dB} - 5 \text{ dB}$ ) auf einen Signal-Pegel von +20 dBm am Empfängerausgang an. Dies entspricht einer Ausgangsleistung von rund 1 W an  $4 \Omega$ , d.h. einem Wert weit über der üblichen Zimmerlautstärke.

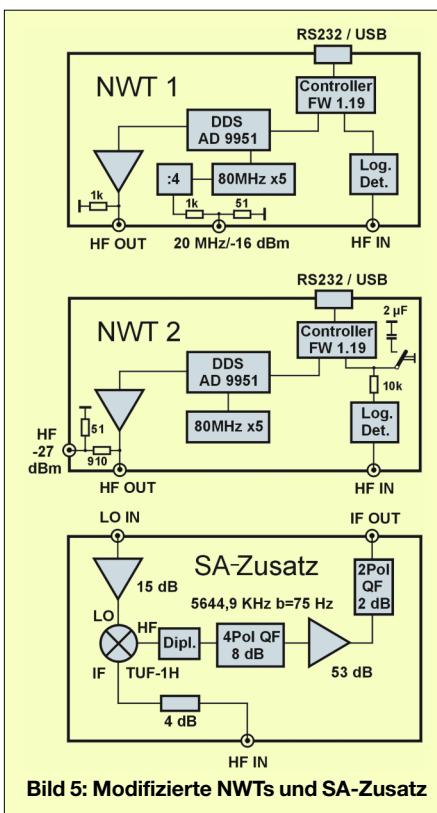


Bild 5: Modifizierte NWTs und SA-Zusatz

## 2. Eigenes Messzubehör

Zur Beurteilung eines Empfängers werden als wichtigste Geräte zwei HF-Generatoren und ein Spektrumanalysator benötigt. Als Generatoren werden Netzwerktester aus den FA-Bausätzen benutzt, die leicht erweitert sind [2], [3].

geteilt (mittels 74F74). Nach einer Spannungsteilung erhält man den  $50\Omega$ -Ausgang mit 20 MHz. Stellt man den RF-Ausgang 500 Hz über den 20-MHz-Ausgang, bleibt diese Frequenzdifferenz auch bei Temperaturerhöhung erhalten. Die Einsparung eines Generators bringt somit einen zusätzlichen Vorteil.

Der NWT 2 wird in Verbindung mit dem NWT 1 zur Messung der Außerband-Intermodulation benutzt. Außerdem bildet er mit dem SA-Zusatz den Spektrumanalysator (Bild 6). Zum Aufnehmen der Durchlasskurven wird ein weiterer Ausgang benötigt. Er entsteht durch einfache Spannungsteilung. Dieser Ausgang ist ein großer Vorteil eines analogen Spektrumanalysators, da ein Wobbel-Signal für weitere Anwendungen zur Verfügung steht. Der logarithmische Detektor wird zur genaueren Darstellung von Rauschsignalen durch ein schaltbares Videofilter ergänzt.

Beim SA-Zusatz muss ein Kompromiss zwischen der Höhe der Nulllinie (LO-Durchschlag bei  $f = 0$ ) und der Empfindlichkeit, somit auch des Dynamikbereichs, gefunden werden. Der Mischer TUF-1H wird am IF-Port angesteuert. Die hohe Isolation zwischen LO und RF gestattet eine hohe Verstärkung, die aber nur so hoch eingestellt ist, dass der darstellbare Bereich von 90 dB IM-frei ist und die Nulllinie möglichst klein bleibt.

Mit der angegebenen Dimensionierung in Bild 5 ergibt sich eine Empfindlichkeit von  $-110 \text{ dBm}$ , die immer noch durch den lo-

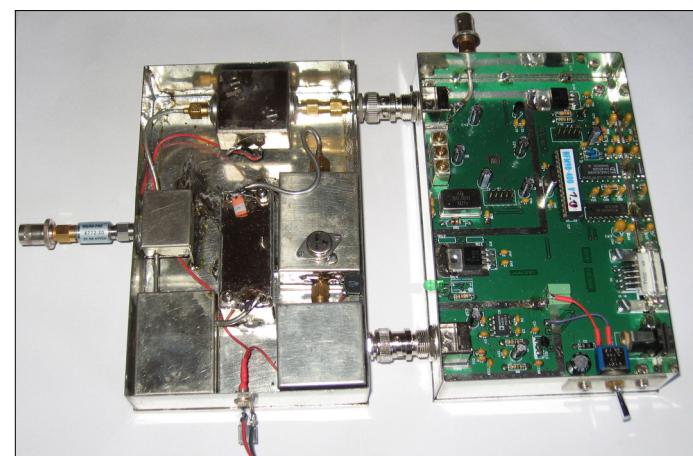


Bild 6:  
Spektrumanalysator

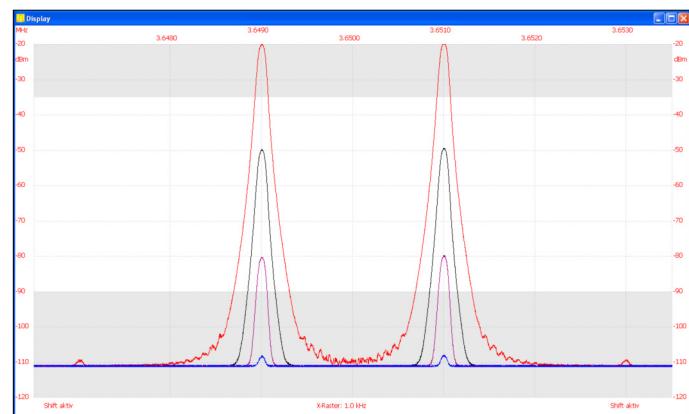
Leider konnte der FA-Spektrumanalysator-Vorsatz nicht verwendet werden, da er nicht bis zu tiefen Frequenzen reicht. Er wird durch einen eigenen Zusatz ersetzt, um zu einem Spektrumanalysator zur NF-Analyse zu gelangen [4] (alle Baugruppen Bild 5). Die Software des SA-Vorsatzes kann weiterhin benutzt werden. Der NWT 1 erhält einen weiteren Ausgang für einen Zweitton-Generator zur Messung der Innerband-Intermodulation. Dazu wird der 80-MHz-Referenzoszillator durch vier

garithmischen Detektor bestimmt wird. Der begrenzungsfreie Eingangsspeicher beträgt maximal  $-20 \text{ dBm}$  ( $IF\ OUT \approx 14 \text{ dBm}$ ); dadurch ergibt sich ein IP3 von 25 dBm. Die Nulllinie liegt 35 dB unter der maximalen Aussteuerung. Das Auflösungsfilter auf 5644,9 kHz (Ladderfilter) mit 75 Hz Bandbreite besteht aus den Quarzen eines CW-Filters aus dem TR-7 und ist zur Unterdrückung des Breitbandrauschen aufgeteilt. Der SA-Zusatz ist somit nur für Analysen im Nahbereich ausgelegt. Der

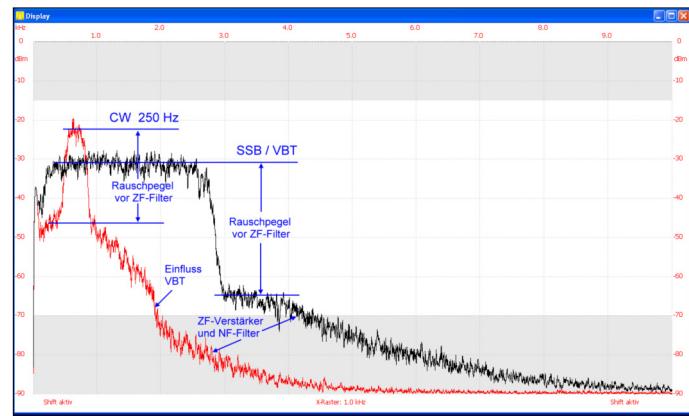
Frequenzbereich reicht weit in den KW-Bereich hinaus. Bei Bedarf ist ein Filter vorzuschalten. Die Qualität des Auflösungsfilters zeigt Bild 7. Selbst im Abstand von 250 Hz können noch Linien bis -50 dB selektiert werden. Im Kopf finden sich die SW- und FW-Version, die Wobbeleinstellungen und die Auswerteergebnisse. Mit dem eingeschalteten Videofilter und der Zwischenzeit werden Schwebungseffekte zwischen den Linien unterdrückt.

Die Überprüfung der Linearität und der Genauigkeit ist in Bild 8 dargestellt und wird durch einen IM-Testgenerator auf 3649 kHz und 3651 kHz durchgeführt. Der Wobbelkurvenmanager führt 4 Messkurven mit unterschiedlichen Pegeln (-20 dBm, -50 dBm, -80 dBm, -110 dBm) übereinander. Die -20-dBm-Signale (rot) verursachen IM-Produkte, die noch kleiner als die Pegel an der Empfindlichkeitsgrenze (-110 dBm/blaue) sind. Alle Pegel werden recht genau und auch der Pegel an der Empfindlichkeitsgrenze richtig angezeigt. Damit beträgt der Dynamikbereich 90 dB; die grau unterlegten Bereiche sind damit bedeutungslos. Mit der Änderung der Shift und dem gleichzeitigen Vorschalten eines Dämpfungsgliedes kann mit höheren Pegeln und korrekter Skalierung gearbeitet werden. Mit Shift -10 dB und 20 dB Dämpfung vor dem Eingang – benutzt bei allen nachfolgenden Schreiben – ergibt sich ein IP3 von 45 dBm. Der maximale Eingangsspegl beträgt dann 0 dBm. Leider werden die Kurven durch den Wobbelvorgang (Spektrum-DDS) bei starken Signalen etwas verschmutzt; sie

**Bild 8:**  
Dynamikverhalten  
und Genauigkeit  
der Anzeige



**Bild 9:**  
NF-Rauschen bis  
10 kHz



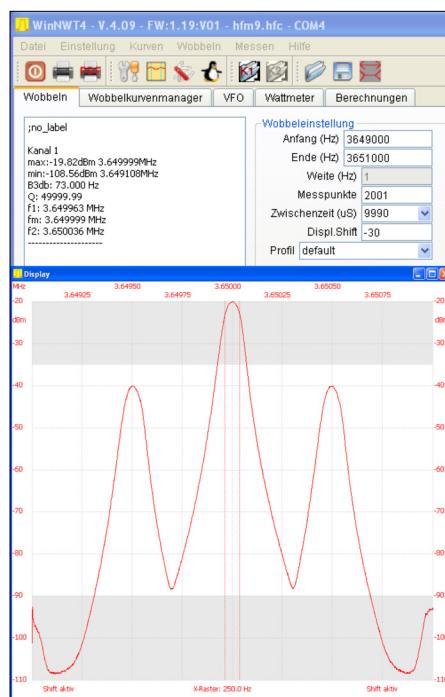
werden jedoch durch große Zwischenzeiten und das Videofilter geschönt.

Zusätzlich zu den oben aufgeführten Geräten werden noch ein RMS-Voltmeter (HP 3400A) zur Empfindlichkeitsmessung, ein hochstabiler Referenzoszillator (OSA Model 8655, 10-MHz-Ofen) und ein Frequenzzähler (HC-F1000L) zur Messung der Frequenzstabilität und des Phasenrauschen eingesetzt.

breitbandigen ZF-Rauschens durch das NF-Filter. Dargestellt ist die VBT für SSB bis 10 kHz, ebenso das 250-Hz-Filter für CW, bei normaler NF-Lautstärke. Auffallend ist das überhöhte Rauschen bei dem schmalen CW-Filter als Folge des Regel-einflusses durch die AGC.

### 3.2 S-Meter-Anzeigegenauigkeit

Bild 10 zeigt die Ablesung für die Anzeigebereiche 1 und 2. Die 100 Skalenteile entsprechen 100 dB. Dabei ergibt sich für den Anzeigebereich 2 eine Übereinstimmung direkt mit der Skaleneinteilung in dB $\mu$ V. Der Anzeigebereich 1 ist um 20 dB empfindlicher (max. 80 dB $\mu$ V), zudem ist der Anfangsbereich bei SSB (rot) an der Rauschgrenze angehoben. Unter Berücksichtigung des kleinen Fehlers im unters-



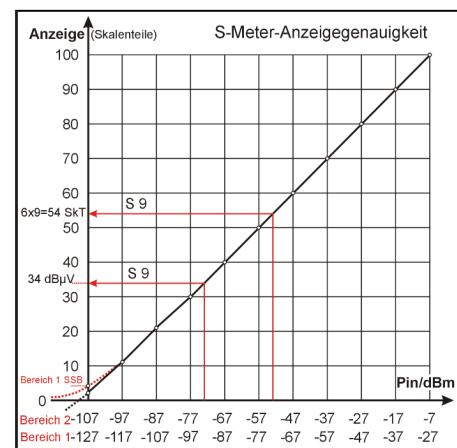
**Bild 7:** Messender HP 8640; AM-Signal, Modulation 500 Hz, auf 3650 kHz

### 3.0 Analysen der Empfängereigenschaften

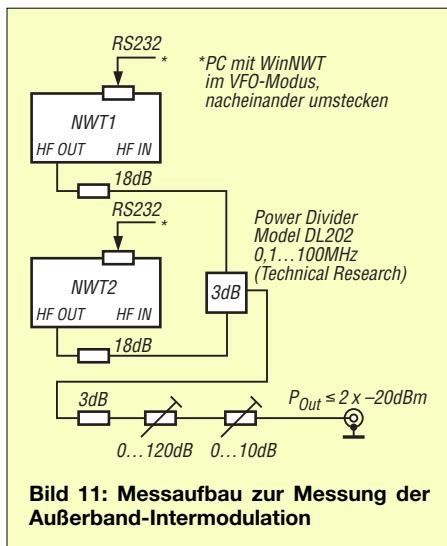
Die Messwerte sind das Ergebnis von Ablesungen am S-Meter oder der Auswertung des Lautsprecherausgangs an einem 3,9- $\Omega$ -Widerstand (durch einen 47- $\Omega$ -Reihenwiderstand ergänzt für das 50- $\Omega$ -Messsystem). Es erfolgt somit kein Eingriff in das Gerät. Alle Antenneneingangsspegl beziehen sich ebenfalls auf 50  $\Omega$ . Als Messfrequenzen dienen die Mittenfrequenzen der Amateurbänder von 160 m bis 10 m. Für die Messungen werden teilweise spezielle Messaufbauten und das zugehörige Messzubehör vorgestellt. Die Messungen sind im Anzeigebereich 1 durchgeführt worden.

#### 3.1 NF-Rauschen

Die Untersuchung der NF-Rauschspannung (Bild 9) mit dem Spektrumanalysator ohne Eingangssignal gibt einen ersten Aufschluss über den Frequenzgang, die Dominanz der Verstärkung vor dem Selektivfilter und die Unterdrückung des



**Bild 10:** S-Meter-Anzeigegenauigkeit



ten Anzeigebereich lässt sich bei SSB (rot auslaufende Kurve) auf die Grenzempfindlichkeit schließen, da die Regelung auf den Effektivwert anspricht. Bei CW mit der höheren Empfindlichkeit geht die Anzeige an den linken Anschlag (unter den Nullpunkt).

### 3.3 Empfindlichkeit

Die Empfindlichkeit wird breitbandig mit einem Effektivwertmessgerät bestimmt. Als Eingangssignal kommt der Aufbau nach Bild 11 zur Anwendung, bei dem nur ein Generator eingeschaltet wird. In Tabelle 1 sind die Grenzempfindlichkeit (3 dB Anstieg, MDS-Wert) und der 10-dB-(S+N)/N-Abstandswert (in praxi 10 dB S/N, d.h. gerundete Werte) bei SSB und CW angegeben. Die Regelung darf dabei nicht ansprechen, d.h. die Messungen müssen daher mit Handregelung durchgeführt werden. Der 3-dB-(S+N)/N-Wert (0 dB S/N) wird bei der Berechnung des Dynamikbereichs benötigt. Der 10-dB-Wert ist die übliche Empfindlichkeitsangabe (meist in  $\mu$ V) in Verbindung mit der Bandbreite. Die Messungen sind im Anzeigebereich 1 durchgeführt. Im Bereich 2 verschlechtert sich die Empfindlichkeit um den Betrag der Eingangsdämpfung von 12 dB (Faktor 4, bei SSB auf 1  $\mu$ V für 10-dB-Wert).

### 3.4 Außerband-Intermodulation

## 2. und 3. Ordnung

Mit dem Messaufbau in Bild 11 ist es möglich, im Frequenzbereich von 3...30 MHz, IM-Abstände bis 120 dB bei einem ausreichend empfindlichen Empfänger bei schmaler Bandbreite und weitgehend unabhängig vom Reflexionsverhalten des Empfängereingangs zu messen. Bei der Bestimmung des IP ist zu beachten, dass die gemessenen IM-Abstände der mathematischen Gesetzmäßigkeit bei Pegeländerung folgen. Sie können dadurch oft nur mit kleinerem Pegel gemessen werden.

IM-Abstände können bei einem Empfänger ohne Regelung vor dem Roofing-Filter durch Ablesung am S-Meter (Kontrolle über Eichleitung) oder über die NF, eventuell mit Handregelung und mit der Eichleitung bestimmt werden. Mit der maximalen Leistung von  $-20 \text{ dBm}$  können IP3-Werte bis  $40 \text{ dBm}$  und IP2-Werte bis  $100 \text{ dBm}$  gemessen werden. Unter  $3 \text{ MHz}$  bestehen geringe Einschränkungen durch Eigen-IM bei Fehlanpassung und erhöhtes Phasenrauschen.

Für die hohen Eigen-IM-Abstände von >120 dB darf der Pegel für den Power Divider nicht zu hoch sein, außerdem müssen die Generatoren genügend entkoppelt sein. Dabei hilft das Dämpfungsglied von 3 dB, es verbessert die Isolation des Power Divider (als Combiner betrieben) je nach Anpassung um bis zu 6 dB. Bei Totalreflexion beträgt die Isolation 12 dB, sie steigt bei Anpassung auf Werte >30 dB an. Die Tabelle 2 zeigt die IM-Abstände 3. Ordnung bei unterschiedlichen Frequenzabständen und Empfangsfrequenzen.

Im Nahbereich wird mit einem schwächeren Pegel gemessen, da sonst Sättigung im Kernmaterial der Eingangskreise auftritt; besonders ab 14 MHz feststellbar. Ursprünglich setzte sich die Abhängigkeit von der Frequenz auch auf 10 m mit nur 76 dB ( $\Delta f = 20$  kHz) fort. Nach Einbau anderer Kerne stieg der Wert auf 94 dB. Dies bedeutete jedoch eine Modifikation der nierenförmigen Linearisierungsscheibe auf beiden Seiten des Spulenschlittens.

Die Messwerte liegen oft symmetrisch – unabhängig davon, ob die Generatoren oberhalb oder unterhalb der Empfangsfrequenz liegen. Durch Gleichlaufprobleme können Abweichungen entstehen (auch durch phasenabhängige Überlagerung der IM-Produkte an mehreren Stufen), protokolliert ist dann der kleinere IM-Abstand. Die Werte im Frequenzabstand von 5 kHz, sowie die hohen IM-Abstände über 100 dB, sind mit dem 250-Hz-Filter in CW gemessen. Es besteht jedoch kein Unterschied zum SSB-Filter.

Die Werte der IM-Abstände sind in Tabelle 3 mit dem verwendeten Pegel in Interzeptpunkte umgerechnet. Das Dämpfungsglied am Antenneneingang (Anzeigebereich 2) vergrößert den IP um 12 dB. Sinnvoller sind Angaben des Dynamikbereiches (Tabelle 4), berechnet aus der Empfindlichkeit und den Interzeptpunkten, in Verbindung mit der Bandbreite. Der Dynamikbereich vergrößert sich mit größerem Frequenzabstand mit  $IP3 > 40$  dBm bei CW bis auf  $\approx 120$  dB, bei SSB  $\approx 113$  dB (Messgrenze).

Die Verbesserung des IM-Verhaltens tritt zunächst außerhalb der variablen 1. ZF auf. Durch die Eingangssektion außerhalb des Durchlassbereiches steigen die IM-Abstände weiter an. Dies zeigt sich auch bei der Messung der Intermodulation 2. Ordnung in Tabelle 5.

Die Konstanz der hohen IM-Abstände bestätigt auch die Funktionsfähigkeit des Zweiton-Testgenerators. Die Messfrequen-

**Tabelle 1: Empfindlichkeit bei SSB und CW für verschiedene Signal-Rausch-Abstände**

(S+N)/N [dB]	Empfindlichkeit bei 2,6 kHz Bandbreite				
	1850 kHz	3650 kHz	7050 kHz	14 200 kHz	28 400 kHz
3	-128 dBm	-129 dBm	-129 dBm	-129 dBm	-129 dBm
10	-118 dBm	-119 dBm	-119 dBm	-119 dBm	-119 dBm
10	0,28 $\mu$ V	0,25 $\mu$ V	0,25 $\mu$ V	0,25 $\mu$ V	0,25 $\mu$ V
Empfindlichkeit bei 250 Hz Bandbreite					
3	-138 dBm	-139 dBm	-139 dBm	-139 dBm	-139 dBm
10	-128 dBm	-129 dBm	-129 dBm	-129 dBm	-129 dBm
10	0,09 $\mu$ V	0,08 $\mu$ V	0,08 $\mu$ V	0,08 $\mu$ V	0,08 $\mu$ V

**Tabelle 2: Gemessene IM-Abstände 3. Ordnung bei verschiedenem Trägerabstand**

IM-Abstände 3. Ordnung [dB] mit 2 Trägern à -30 dBm					
$\Delta f$ [kHz]	1850 kHz	3650 kHz	7050 kHz	14 200 kHz	28 400 kHz
5	94	90	90	84	90
20	104	96	96	84	94
100				98	

IM-Abstände 3. Ordnung [dB] mit 2 Trägern à -20 dBm					
100	104*	106	94	84	94
500	114*	>120	>120	114	94
2000	>120**	>120**	>120	>120	>120

**Tabelle 3: Berechnete Interzeptpunkte 3. Ordnung bei verschiedenem Trägerabstand**

$\Delta f$ [kHz]	Interzeptpunkte 3. Ordnung [dBm] mit 2 Trägern à -20 dBm				
	1850 kHz	3650 kHz	7050 kHz	14 200 kHz	28 400 kHz
5	17	15	15	12	15
20	22	18	18	12	17
100	32	33	27	19	22
500	37	>40	>40	37	27
2000	>40	>40	>40	>40	>40

Tabelle 4: Berechnete Dynamikbereiche 3. Ordnung für verschiedene Filterbandbreiten

Dynamikbereich 3. Ordnung im Nahbereich [dB]					
CW 250 Hz	1850 kHz	3650 kHz	7050 kHz	14 200 kHz	28 400 kHz
$\Delta f = 5 \text{ kHz}$	103,3	102,6	102,6	100,6	102,6
<b>SSB 2,6 kHz</b>					
$\Delta f = 20 \text{ kHz}$	100	98	98	94	97,3

Tabelle 5: IM-Abstände und IP 2. Ordnung mit zwei Trägern à -20 dBm

Empfangsfrequenz [kHz]	Messfrequenzen $f_1, f_2$ [kHz]	IM2-Abstand [dB]	IP 2. Ordnung [dBm]
1850	7650 – 5800	>120	>100
3650	9650 – 6000	>120	>100
7050	1050 + 6000	120	100
14 200	21 600 – 7400	120	100
28 400	18 800 + 9600	>120	>100

Tabelle 6: Berechnete Dynamikbereiche 2. Ordnung bei 2,6 kHz Bandbreite

Dynamikbereich 2. Ordnung [dB]					
$f_1, f_2$	1850 kHz	3650 kHz	7050 kHz	14 200 kHz	28 400 kHz
wie IP2	>114 dB	114,5 dB	114,5 dB	114,5 dB	>114,5 dB

zen liegen in den starken Rundfunkbereichen. Aussagekräftig sind nicht die hohen IP-Werte, sondern der intermodulationsfreie Dynamikbereich, berechnet aus der Empfindlichkeit und den IP2-Werten (Tabelle 6).

Durch die 10 dB höhere Empfindlichkeit vergrößert sich bei CW (250 Hz) der Dynamikbereich 2. Ordnung um 5 dB. Damit wird der Maximalwert von fast 120 dB erreicht (Messgrenze).

### 3.5 Innerband-Intermodulation und Regelverhalten

Die Linearität des Empfängers im Durchlassbereich wird mit dem Zweitton-Generator des NWT 1 gemessen, der auf ein Frequenzpaar mit 500 Hz Abstand bei 20 MHz eingestellt ist (Bild 12). Die NF wird für drei Eingangsspegel mit dem Spektrumanalysator untersucht. Dabei wird die Regelabweichung, die IM-Produkte und der S/N-Abstand bei -109 dBm (S3), -73 dBm (S9) und -33 dBm (S9+40 dB) pro Einzelsignal im Anzeigebereich 1 ausgewertet (Bild 13). Das Zweitton-Signal zeigt am S-Meter statt der 6 dB (Spitzenwert) nur 4 dB mehr an (Regelung mehr auf Effektivwert).

Die beiden Signale  $f_1$  und  $f_2$  werden bei den 3 Signalpegen auf Amplituden mit einer Abweichung von 3 dB geregelt. Nach

dem Zurückregeln des Rauschens erscheinen die IM-Produkte, die aber bei S9 und S9+40 dB ungefähr gleich bleiben. Mit der Erhöhung auf S9+50 dB (weit über

gerechnet werden. Dadurch ergibt sich ein S/N von knapp 20 dB (36–15,4–1), die Grenzempfindlichkeit beträgt damit -129 dBm. Leider steigt der Rauschabstand bei höheren Eingangsspeglern nicht mehr linear an. Bei S9 (36 dB über S3) erhöht er sich dennoch um 35 dB (71–36) auf 55 dB und mit 40 dB über S9 auf ein S/N von > 70 dB (nicht mehr genau auswertbar). Das Rauschen in der SSB-Bandbreite liegt damit unter den Unlinearitäten.

### 3.6 NF-Durchlasskurven (Frequenzgang)

Die Durchlasskurven können über die NF mit dem -27-dBm-Ausgang (Bild 14) direkt auf 5644,9 kHz (ZF des SA) als Eingangssignal aufgenommen werden; der Empfänger ist auf Handregelung zu stellen. Im Betrieb als SA kann jedoch nur das obere Seitenband geschrieben werden (das untere liegt im negativen Bereich). Die gleichzeitige Darstellung beider Seiten-

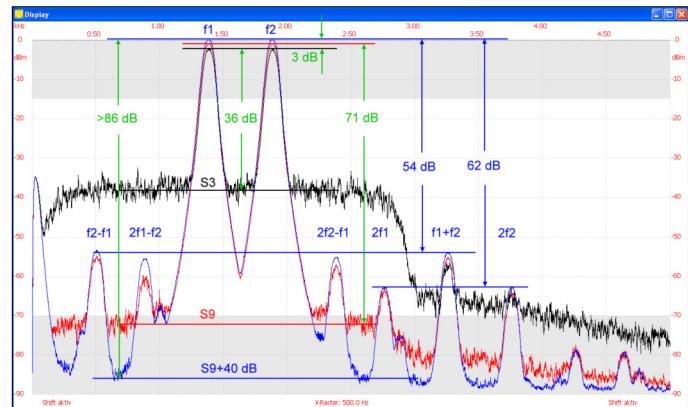


Bild 13: Innerband-Intermodulation

S-Meter-Anschlag) steigen die IM-Produkte 3. Ordnung um 15 dB an. Dabei erhöht sich die Regelabweichung auf 4 dB. Auch das vorhandene Rauschen lässt sich auswerten. Der Rauschabstand von 36 dB bei S3 (-109 dBm) lässt sich auf den S/N-Abstand bei 2,6 kHz umrechnen. Der Empfindlichkeitsgewinn durch den SA von  $10 \lg(2600/75)$  beträgt 15,4 dB. Da aber die Rauschbandbreite nicht genau der 3-dB-Bandbreite entspricht und die Mittelwertbildung des Detektors nicht exakt ist, muss mit einem Korrekturfaktor von ca. 1 dB

bänder ist im reinen Wobbelbetrieb um 5644,9 kHz mit relativen Anzeigen möglich (Bild 15). Da der BFO bei CW wie bei LSB oberhalb liegt, sind auch diese Messungen im reinen Wobbelbetrieb im negativen Bereich aufgenommen (Bilder 16 und 17). Bei CW muss noch der BFO-Versatz von 640 Hz von der Empfangsfrequenz subtrahiert werden.

Im Bild 15 zeigt sich die Symmetrie der beiden 3,2 kHz breiten Seitenbandfilter und der Einfluss der ZF-2-Vorfilterung nach dem 2. Mischer (8-kHz-Keramikfilter) auf die Welligkeit. Dies zeigt sich beim Übergang in den Sperrbereich. Beim USB-Filter ergibt sich eine leichte Erhöhung, beim LSB-Filter eine Absenkung (ca. 1 dB).

In Bild 16 sind vier ausgewählte Bandbreiten für SSB dargestellt. Als breite Stellung dient die 3,2-kHz-Seitenbandfilter; es ist bei SSB immer eingeschaltet. Das 2,6-kHz-Filter ist die Reihenschaltung des 5,5-kHz-Filters und des Seitenbandfilters; zusätzlich ist noch das VBT-Filter eingeschaltet. Die schmalen Durchlasskurven (2,4 und 2,1 kHz) entstehen durch die wei-

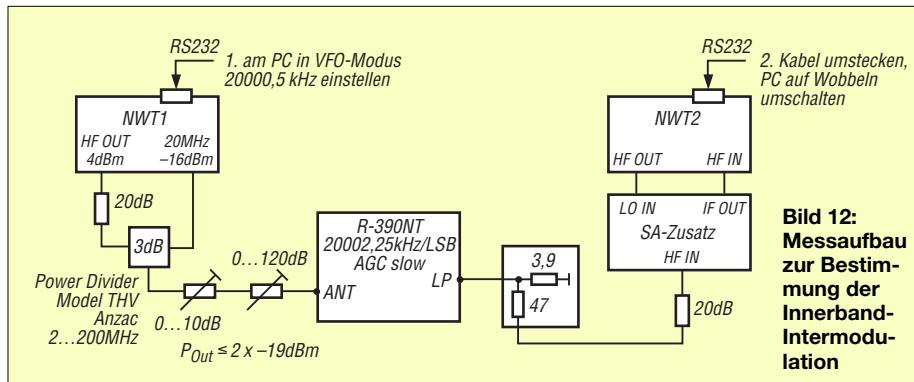


Bild 12: Messaufbau zur Bestimmung der Innerband-Intermodulation

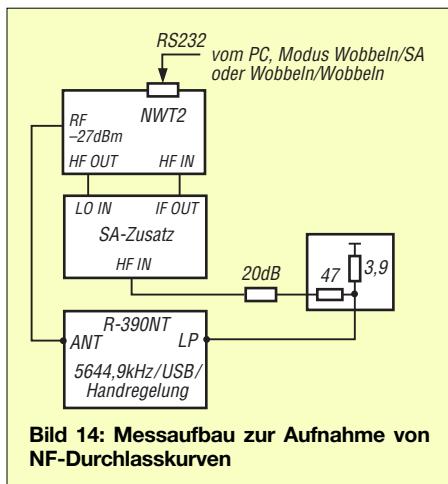
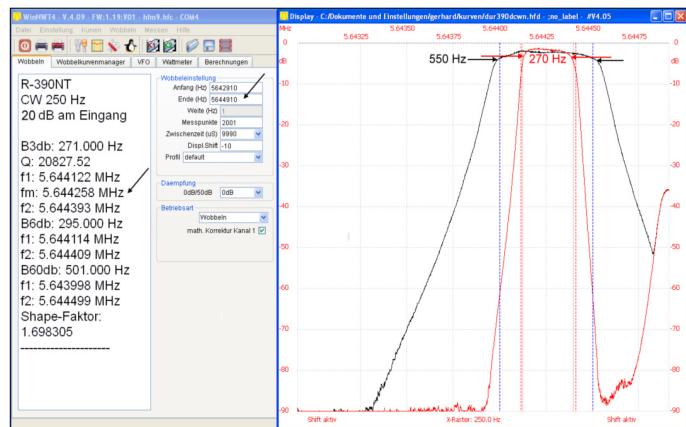


Bild 14: Messaufbau zur Aufnahme von NF-Durchlasskurven

tere Abstimmung der VBT-Einstellung. Bei allen Einstellungen ist noch der NF-Tiefpass eingeschaltet. Die unteren Grenzfrequenzen liegen zwischen 180 Hz und 280 Hz. Der Formfaktor ist bei der 2,6-kHz-Bandbreite ausgewertet. Für die CW-Filter sind in Bild 17 zusätzlich die Einstellungen im Bedienfeld angegeben, ebenso die Auswertung für die

Bild 17: Durchlasskurven CW



ches lässt sich aus der Differenz von 5644,91 kHz (Nulllinie) und der Auswertung von fm ( $\approx$ 5644,26 kHz) mit 650 Hz bestimmen (relative Anzeige).

### 3.7 Phasenrauschen (reziprokes Mischen)

Das Phasenrauschen wird über das reziproke Mischen gemessen. Dazu benötigt man ein besonders rauscharmes Referenzsignal. Dazu wird der Pegel des Signals in

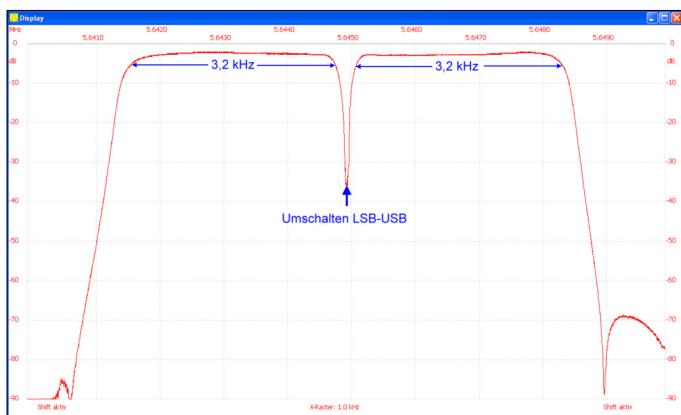


Bild 15: Beide Seitenbänder

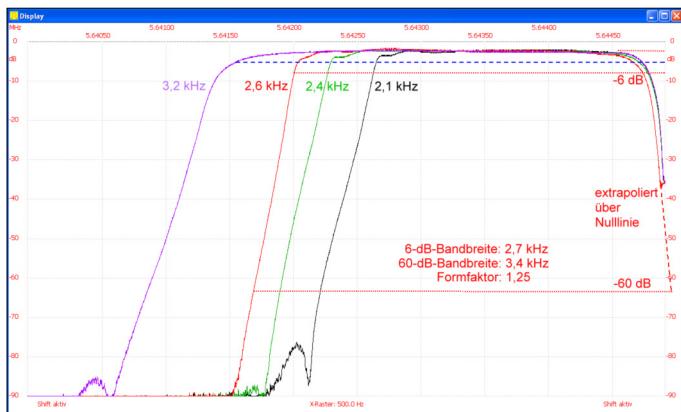


Bild 16: Durchlasskurven LSB

250-Hz-Bandbreite. Die große Bandbreite ergibt sich aus der Reihenschaltung von mechanischem Filter mit 500 Hz Bandbreite und dem 1-kHz-Keramikfilter. Die schmale Bandbreite besteht aus dem 500-Hz-Filter und dem 250-Hz-Quarzfilter. Bei beiden Bandbreiten ist noch der NF-Tiefpass für CW eingeschaltet. Die CW-Tonhöhe in der Mitte des Durchlassberei-

bestimmten Abständen außerhalb des Durchlassbereichs so weit erhöht, bis der Rauschanstieg 3 dB beträgt. Der Pegelabstand zur Grenzempfindlichkeit wird unter Berücksichtigung der Messbandbreite als Größe des Phasenrauschens ausgewertet. Bild 18 zeigt das Ergebnis bei 10 MHz, gemessen mit dem Referenzoszillator OSA Model 8655 (10-MHz-Ofen).

### 3.8 Frequenzstabilität

Als Eingangssignal dient der 10-MHz-Referenzoszillator (gedämpft auf  $-23$  dBm). Die NF wird bei einem Frequenzversatz von 1 kHz mit einem Frequenzzähler ausgewertet; damit wird das Einlaufverhalten aller Oszillatoren nach dem Einschalten erfasst.

### 3.9 Spiegelfrequenzunterdrückung/ ZF-Durchschlag

Bei der Spiegelfrequenzunterdrückung und der Unterdrückung der ZF 1 kommen die Selektionseigenschaften des HF-Teils zum Tragen. Zu den Eingangsfrequenzen sind die zugehörigen Spiegelfrequenzen und die zugehörige ZF angegeben (Tabelle 7).

### 3.10 Eingangsanpassung

Die Eingangsangsangpassung wird über das Stehwellenverhältnis mit dem FA-Netzwerktester und einem Reflexionsmesskopf gemessen.

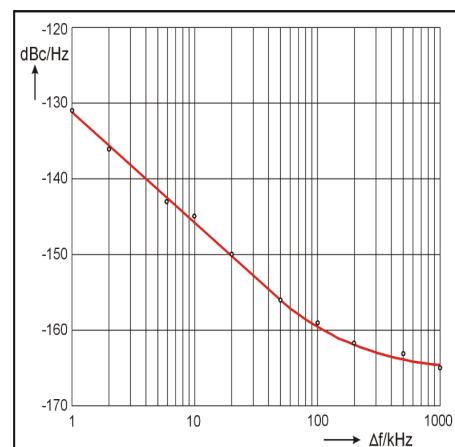
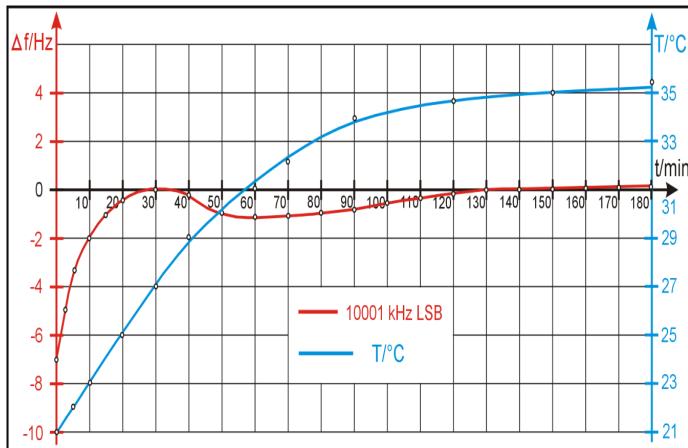


Bild 18: Phasenrauschen

Der Messkopf besteht aus dem Koppler TDC-10-1 von Mini Circuits. Dabei kommt die Konfiguration in der FA-Originalversion (Bild 20) zum Einsatz. Mit der 10-dB-Koppeldämpfung zum Antenneneingang wird der Empfänger nicht überlastet. Die Richtschärfe bis 32 MHz beträgt knapp 40 dB. Bild 21 zeigt das Ergebnis mit den fünf Standard-Messfrequenzen. Die Mess-

Tabelle 7: Spiegelfrequenzunterdrückung und ZF-Durchschlag

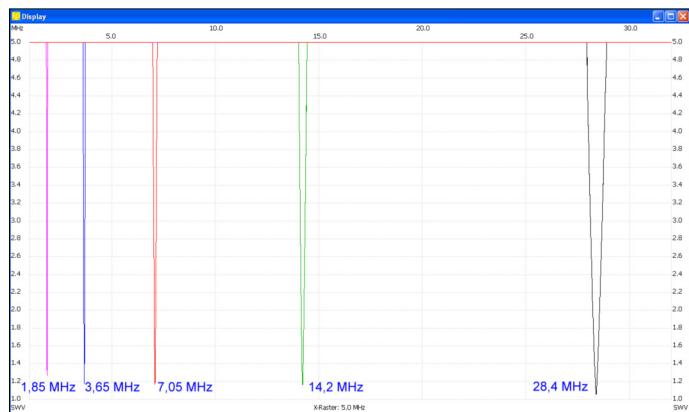
<b><math>f_E/\text{kHz}</math></b>	<b>Spiegelfrequenzunterdrückung</b> $f_{Sp}/\text{kHz}$	<b><math>a_{Sp}/\text{dB}</math></b>	<b>ZF-Durchschlag</b> $f_{ZF}/\text{kHz}$	<b><math>a_{ZF}/\text{dB}</math></b>
1850	6150	110	2150	94
3650	8350	110	2350	116
7050	12950	110	2950	$\approx 120$
14200	19800	107	2800	106
28400	33600	77	2600	$\approx 120$



werte liegen im Mittel bei einem SWV von  $s = 1,2$ . Die Messungen zeigen, dass der Trafo (siehe 1.3.2) den Eingang dennoch gut anpasst. Dies deutet auf einen symmetrischen Eingang mit  $\approx 166 \Omega$  hin.

### 3.11 Blocking

Der Blocking-Bereich ist die Differenz der Grenzempfindlichkeit zum Pegel eines Störsignals, das ein schwaches Nutzsignal mit 1 dB desensibilisiert (durch 1-dB-Kompression des Störsignals). Dies kann am S-Meter oder über die NF bei Handregelung ausgewertet werden. Die Größe des Nutzsignals ist dabei unkritisch. Mit dem Mess-

Bild 21:  
SWV im Bereich  
1 MHz bis 32 MHzBild 19:  
Frequenzstabilität  
Screenshots und  
Fotos: DJ9DN

aufbau nach Bild 22 liegt das Nutzsignal bei  $-87 \text{ dBm}$ , 90 dB unter dem maximalen Störpegel.

Innerhalb des Durchlassbereichs der variablen 1. ZF ergibt sich praktisch unabhängig von der Eingangsfrequenz ein Blocking-Bereich von 130 dB bei SSB mit 2,6 kHz Bandbreite. Vor dem Blocking-Einfluss besteht eine größere Beeinträchtigung über das reziproke Mischen (Punkt 3.7). <http://hamcall.net/call/DJ9DN>

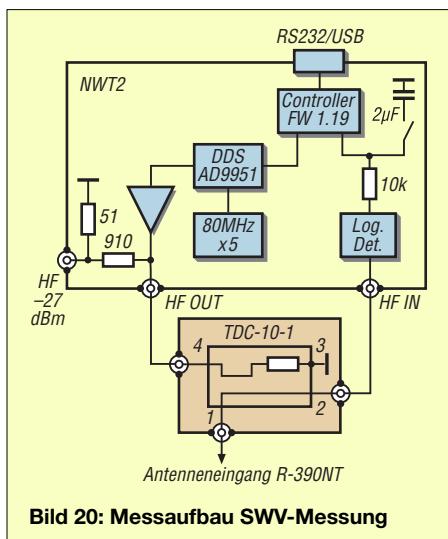


Bild 20: Messaufbau SWV-Messung

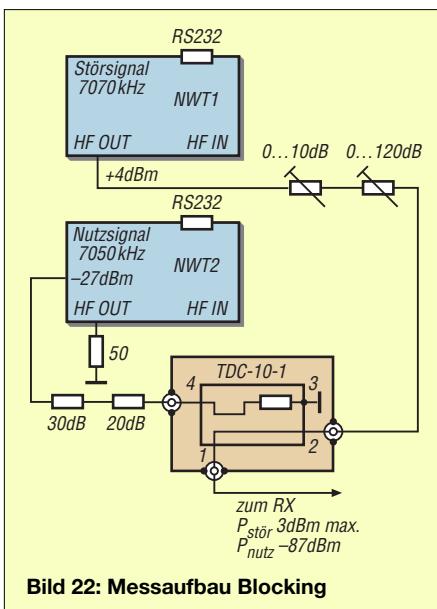


Bild 22: Messaufbau Blocking

### Literatur

- [1] Stütz, G., DJ9DN: Messungen an KW-Empfängern mit Amateurmitteln. FUNKAMATEUR 61 (2012) H. 11, S. 1160–1162; H. 12, S. 1296–1299; 62 (2013) H. 1, S. 41–43
- [2] Müller, R., DM2CMB: Universeller HF-Messplatz für den Funkamateuer – der FA-NWT. FUNKAMATEUR 59 (2010) H. 7, S. 718–721; H. 8, S. 829–831; Bausatz: FA-Leserservice **BX-100**
- [3] Nussbaum, H., DJ1UGA; Müller, R.; DM2CMB: HF-Messungen mit dem Netzwerktester. 2. überarb. und erw. Aufl., Box 73 Amateurfunkservice GmbH, Berlin 2011; FA-Leserservice **X-9563**
- [4] Stütz, G., DJ9DN: Spektrumanalysator-Zusatz zum FA-NWT für 75 Hz bis 30 MHz. FUNKAMATEUR 62 (2013) (in Vorbereitung)