

# SINAD-Messgerät für AM-, CW-, FM- und SSB-Empfänger (1)

THOMAS SCHILLER – DC7GB

Die Eigenschaften von Empfängern werden durch verschiedene Messwerte charakterisiert. Zu den wichtigsten gehört die Empfindlichkeit, mit der die HF-Eingangsspannung am 50-Ω-Eingang angegeben wird, um ein bestimmtes Signal-Rausch-Verhältnis am NF-Ausgang zu erreichen. Der Beitrag beschreibt den Aufbau und die Funktion eines Geräts, mit dem SINAD-Messungen an AM-, CW-, FM- und SSB-Empfängern möglich sind.

Einleitend zunächst ein kleiner Ausflug in die Theorie, der für das Verständnis des dann Folgenden nötig ist.

## ■ Signal-Rausch-Verhältnis

Die Messaufgabe besteht darin, dass man zur Auswertung das Signal  $S$  vom Rauschen  $N$  (von engl. *Noise* = Rauschen) trennen muss, um dann aus den Teilleistungen das Signal-Rausch-Verhältnis  $SN$  (SNR, engl.: *Signal to Noise Ratio*) berechnen und anzeigen zu können. Da das Rauschen eine

Als Signal  $S$  verwendet man einen auf die HF modulierten Sinuston von meist 1 kHz und kein beliebiges Signalspektrum. Der Testton kann nach der Demodulation z. B. mit einem Kerbfilter (Notch-Filter) schmalbandig vom Rauschen getrennt werden, Bild 2.

Im Analogen wird die Division über die Differenz der logarithmierten Teilsignale  $\log(P_S)$  bzw.  $\log(P_S + P_N)$  und  $\log(P_N)$  gebildet. Das größte Problem dabei ist die thermische Empfindlichkeit, da die er-



**Bild 1:**  
Ansicht des  
SINAD-Messgeräts  
Foto, Screenshot:  
DC7GB

stochastische (bei Wiederholung nicht reproduzierbare) Struktur hat, kann man beliebige Signale  $S$  nicht ohne gegenseitige Beeinflussung vom Rauschen  $N$  trennen. In der digitalen Signalverarbeitung versucht man es dennoch, wenn wenigstens einige Parameter des Nutzsignals bekannt sind und daher zur Unterscheidung ausgenutzt werden können. Doch die nachträgliche Verbesserung des  $SN$  im NF-Signal ist nicht Thema dieses Beitrags. Für das  $SN$  gibt es zwei Definitionen, die von den beiden Signalleistungen abgeleitet werden:

$$SN_1 = \frac{P_S}{P_N}$$

und

$$SN_2 = \frac{P_S + P_N}{P_N} = SN_1 + 1$$

forderlichen gekrümmten Kennlinien von PN-Übergängen abgeleitet werden, die grundsätzlich selbst temperaturabhängig sind und daher kompensiert werden müssen.

Misst man die beiden Teilleistungen als Leerlaufspannungen am selben NF-Ausgang, so kürzt sich der Innenwiderstand der Messprobe heraus und es verbleiben quadratische Spannungsverhältnisse, die dann meist als logarithmisches Maß in Dezibel angegeben werden:

**Tabelle 1:**  
Parameter des SINAD-Messgeräts

Kontinuierliche Verarbeitung ohne Messpausen
Frequenzbereich bis 4 kHz mit wählbarer Bandbreite
Frequenzauflösung mindestens 100 Hz
NF-Eingangspegel 10 mV bis 3 V
Amplitudenauflösung mindestens 40 dB
Restfehler < 1 dB
Eingangswiderstand 1 MΩ für Oszilloskop-Messköpfe
Ausgang für 1-kHz-Messton mit $U_{SS} = 1\text{ V}$ bis $U_{SS} = 2\text{ V}$
Digitale und analoge Anzeige des SINAD-Werts
Grafische Anzeige des NF-Spektrums

$$SN_1 = 10 \log \frac{U_S^2}{U_N^2} = 20 \log \frac{U_S}{U_N}$$

bzw.

$$SN_2 = 10 \log \frac{(U_S + U_N)^2}{U_N^2} = 20 \log \frac{U_S + U_N}{U_N}$$

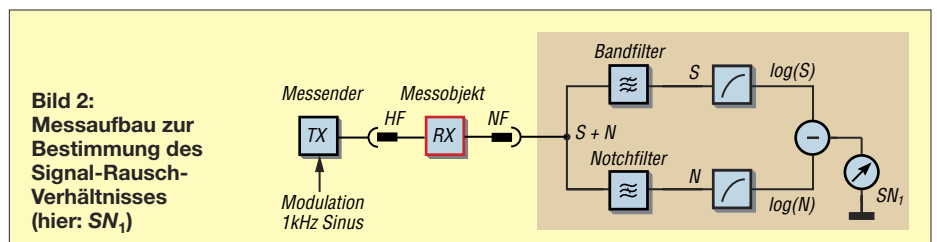
## ■ Welches SN ist sinnvoll?

Die beiden logarithmischen Verhältnisse  $SN_1$  und  $SN_2$  unterscheiden sich nur bei kleinen Werten. Bei den Leistungsverhältnissen gilt:  $SN_2 = SN_1 + 1$ , woran man schon erkennen kann, dass der Unterschied bei größeren Rauschabständen immer geringer wird. Bild 3 zeigt, dass er zwischen  $SN_1$  und  $SN_2$  ab etwa 20 dB kleiner als 1 dB ist. Bei  $SN_1 = 0$  dB sind beide Anteile gleich groß ( $U_S = U_N$ ), was für  $SN_2$  eingesetzt den Wert  $20 \log(2) = 6$  dB ergibt. Negative Werte kann  $SN_2$  nicht erreichen, da im Zähler immer ein größerer Wert als im Nenner steht. Liest man also irgendwo etwas von einem negativen  $SN$ , so kann es sich nur um das klassische  $SN_1$  in Dezibel (dB) handeln.

Die direkte Bestimmung von  $SN_1$  ist messtechnisch aufwendiger, da hier gleich zwei Filter genau aufeinander abgestimmt sein müssen. Weil  $SN_1$  sich aber von  $SN_2$  nur um eine Konstante unterscheidet, ist die analoge Messung mit nur einem Notch-Filter schon aus Stabilitätsgründen vorzuziehen. Bei geringen Rauschabständen ist jedoch das Rauschsignal nur über Messzeiten im Sekundenbereich hinreichend genau zu bestimmen. Für Abgleichzwecke ist das eher hinderlich.

## ■ SINAD

Insbesondere bei schmalbandigen Empfängern für den Sprechfunk verwendet man ein drittes Verhältnis:

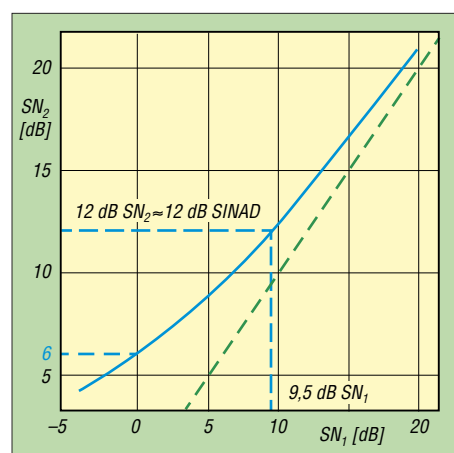


**Bild 2:**  
Messaufbau zur Bestimmung des Signal-Rausch-Verhältnisses (hier:  $SN_1$ )

$$SN_3 = 20 \log \frac{U_S + U_N + U_D}{U_N + U_D}$$

Darin stellt die zusätzliche Komponente  $U_D$  den Anteil der durch die Übertragung hinzugekommenen NF-Verzerrungen (engl. *Distortion*) des Nutzsignals dar. Das sind im Wesentlichen Harmonische der Testfrequenz, die durch nichtlineare Demodulatoren und die NF-Vorverarbeitung erzeugt werden und natürlich die Verständlichkeit herabsetzen. Diesem Verhältnis hat man den Namen *SINAD* (engl. *Signal to Noise And Distortion ratio*) gegeben.

*SINAD* hat den gleichen Verlauf wie  $SN_2$  (siehe Bild 3), da man die Verzerrungen auch als zusätzlichen Rauschanteil betrachten kann. Bei der Messung mit kleinen HF-Signalen ist der harmonische Verzerrungsanteil  $U_D$  selbst bei ungünstig aufgebauten Empfängern kleiner als der dann auftretende Rauschanteil  $U_N$  und in der Regel auch nur schmalbandig. Erst bei steigender HF-Eingangsspannung macht sich die dann durch  $U_D$  auftretende Begrenzung des *SINAD*-Wertes deutlich gegen-

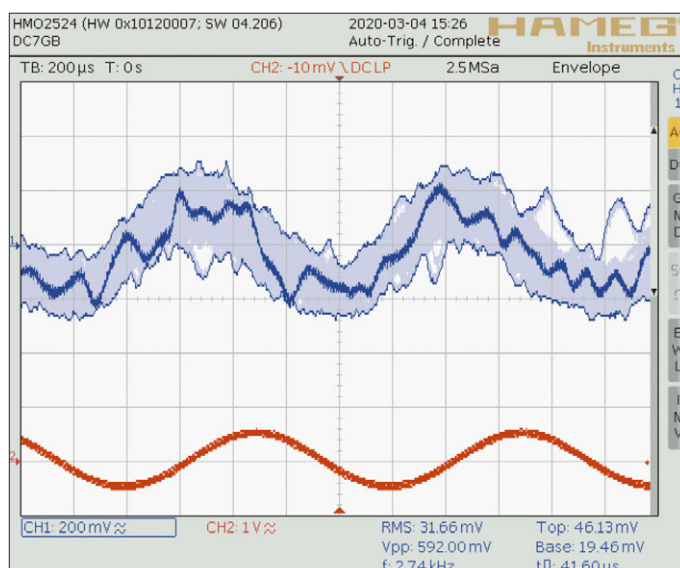


**Bild 3: Umrechnung zwischen  $SN_1$  und  $SN_2$  bzw. *SINAD*; bei Werten über 20 dB ist der Unterschied zu vernachlässigen. Die grüne Hilfslinie kennzeichnet den Fall  $SN_1 = SN_2$ .**

über  $SN_2$  bemerkbar, wenn die Verzerrungen nur vom Testsignal allein herrühren. Zum Vergleich verschiedener Empfänger hat man sich auf einen *SINAD*-Wert von 12 dB geeinigt. Ein derartiges Empfangssignal hört sich insbesondere für Funkamateure nur mäßig verrauscht an (Bild 4) und scheint kaum etwas mit (Grenz-)Empfindlichkeit zu tun zu haben. Man hat das Gefühl, dass da noch etwas „Luft“ nach unten drin ist. Das ist für den Vergleich verschiedener Empfänger aber kein Nachteil, sondern lediglich ein Referenzpunkt zur einfachen und schnellen Durchführung der Messung.

Es ist leicht einzusehen, dass ein Empfänger mit NF-Verzerrungen immer schlechter – hier messtechnisch unempfindlicher – sein muss als ein völlig linearer Empfänger. Die

**Bild 4: Oben Hüllkurve des NF-Ausgangssignals eines Empfängers bei 12 dB *SINAD*; die hellblau dargestellte Schwankungsbreite verdeutlicht die Stärke des NF-Rauschens auf dem unten rot dargestellten Nutzsignal.**



Bestimmung des *SINAD* ist in der Praxis die ehrlichere Methode zum Empfindlichkeitsvergleich, weil der gesamte NF-Signalweg dabei berücksichtigt wird. *SINAD*-Angaben findet man bei den meisten Herstellern nur für FM. Bei AM, CW und SSB ist meist  $SN_2 = 10$  dB die Referenzmarke, aber, wie bereits genannt, durchaus mit einer 10-dB-*SINAD*-Messung identisch.  $SN_1$  ist eher für theoretische oder spezielle Zwecke interessant.

■ **Messung über den Klirrfaktor?**

Gelegentlich findet man Hinweise, das *SINAD* mit Hilfe eines Klirrfaktor-Messgeräts und einer Umrechnungstabelle zu bestimmen. Vergleicht man die Definition des  $SN_2$  mit der des Klirrfaktors,

$$k = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}$$

so erkennt man zwar eine gewisse inverse Ähnlichkeit (siehe Definition von  $SN_2$ ), wenn man den Nenner als  $(U_S^2 + U_N^2)$  und den Zähler als  $U_N^2$  betrachtet. Doch sind das beim Klirrfaktor schmalbandig zu messende Amplituden der ganzzahligen Harmonischen ( $U_2, U_3, U_4 \dots$ ) der Grundschwingung  $U_1$  und keine breitbandigen Anteile!

Ein echtes Klirrfaktor-Messgerät ist relativ aufwendig und erfordert im Analogen ein sogenanntes Kammfilter – ein Filter mit periodischem Sperr- oder Durchlassbereich für die Harmonischen – oder eine spektrale digitale Analyse. Alle Anteile dazwischen dürfen bei einer harmonischen Klirrfaktormessung keinen Einfluss haben, sind aber beim *SN* gerade sehr entscheidend!

Nur einfache, breitbandige Klirrfaktor-Messbrücken mit Notch-Filter lassen sich daher nach einer individuellen Kalibrierung auch als *SINAD*-Messgerät verwenden.

den. Allerdings sind die Anzeigen dieser Geräte selten hinreichend stark bedämpft, weil Klirrfaktormessungen an sich nie mit verrauschten Signalen vorgenommen werden. Ein reproduzierbares Ablesen der Anzeige bei *SINAD*-Messungen dürfte wegen der statistischen Schwankungen des Rauschens daher sehr schwierig sein.

■ **Messprinzip**

Ein modernes *SINAD*-Messgerät wird man heute kaum noch in analoger Technik aufbauen, weil der Einfluss der Temperatur auf den analogen Rechenvorgang nur schwer völlig zu kompensieren ist. Wesentlich angenehmer, wenn auch von der erforderlichen Signalverarbeitung nicht ganz trivial, ist dagegen eine digitale Verarbeitung.

Das *SINAD* lässt sich durch eine spektrale Analyse aus den summierten und quadrierten Amplituden aller dazu aufgenommenen NF-Einzelkanäle leicht berechnen. Dazu wird mit Hilfe eines Computers aus einer Reihe von zeitlich aufeinanderfolgenden Abtastproben des NF-Signals ein diskretes Frequenzspektrum berechnet. Diese Aufgabe übernimmt die sogenannte Fourier-Transformation [1].

Sie ist relativ aufwendig zu berechnen, weil viele Additionen und Multiplikationen mit komplexen Zahlen, die trigonometrische Sinusfunktion und das Ziehen der Quadratwurzel erforderlich sind. Zur Berechnung des *SINAD*-Wertes braucht man für eine Dezibel-Anzeige am Ende auch noch eine Logarithmusfunktion. All diese Operationen sind für 8-Bit-Prozessoren zeitlich nur ziemlich ineffektiv zu berechnen.

Wenn das alles mit einer Genauigkeit von besser als 0,5 % und so flink erfolgen soll, dass man mit dem angezeigten *SINAD*-Messwert auch Abgleicharbeiten machen kann, dann erfordert das einen hinreichend

schnellen Computer, den man bevorzugt in einer höheren Programmiersprache programmieren kann. Man muss sich dann nicht um die Implementierung der benötigten Rechenfunktionen kümmern, sondern nur um die korrekte Umsetzung des Algorithmus.

Interessant ist die Frage, ob das Problem nicht auch mit einem 8-Bit-Mikroprozessor in akzeptabler Zeit lösbar ist. Das ist der Ausgangspunkt für das hier beschriebene Projekt.

## ■ Anforderungen an ein SINAD-Messgerät

Das Pflichtenheft sollte für Sprachanwendungen im Amateurfunk die in Tabelle 1, S. 744, aufgeführten Punkte aufweisen.

Für die digitale Verarbeitung benötigt man neben dem Mikrocontroller einen A/D- und D/A-Umsetzer mit ausreichender Bitbreite. 8-Bit-Umsetzer sind dafür bereits ausreichend, da sie im besten Fall bereits eine Dynamik von  $20 \cdot \log(2^{\text{Bitbreite}})$  dB = 48 dB haben. In modernen Mikrocontrollern findet man aber auch 10-Bit- oder 12-Bit-Umsetzer mit höherer Dynamik.

Als nächster Punkt muss die Abtastrate des analogen Eingangssignals nach dem Abtasttheorem (siehe Kasten, [2]) mindestens dem Doppelten der höchsten zu verarbeitenden Frequenz entsprechen. Daraus ergibt sich mit der Vorgabe 4 kHz eine Abtastfrequenz von minimal 8 kHz.

## ■ Auswahl eines geeigneten Mikrocontrollers

Um herauszufinden, ob sich ein 8-Bit-Mikrocontroller verwenden lässt, muss man das Programm in Assemblersprache entwickeln, da man nur hier keine zeitlichen Kompromisse eingehen muss. Die besten Hochsprachen benötigen zwangsläufig mehr Maschinencode für interne Verwaltungszwecke (z.B. Überlaufstests, Stack-Operationen und Parameterübergaben). Im Vergleich zur sehr systemnahen Programmiersprache C ist ein in optimalem Assembler-Code geschriebenes Programm um den Faktor 1,5 bis 2 schneller. Das kann hier schon ausschlaggebend sein.

In [3] wird für den *Nintendo Gameboy* ein Modul mit Software beschrieben, das ein Zweikanal-Oszilloskop mit NF-Spektrumanalysator realisiert. Damit können immerhin etwa drei Spektren pro Sekunde berechnet und angezeigt werden. Und das mit einem 8-Bit-Prozessor bei nur 8 MHz Taktfrequenz. Wie sich noch zeigen wird, ist das für einen kontinuierlichen Betrieb aber noch etwa um den Faktor 20 zu langsam. Mit einem modernen RISC-Schaltkreis (RISC, engl. *Reduced Instruction Set Computer*), also einem Rechner mit reduziertem aber geschwindigkeitsoptimiertem

Befehlssatz, ist mittlerweile ein deutlich höherer Durchsatz möglich.

Für eine kontinuierliche Anzeige muss die Berechnung bei den Vorgaben alle 16 ms erfolgen (Herleitung nachfolgend). Das ist für einen 8-Bit-Mikrocontroller eine sehr sportliche Vorgabe, die man nur mit dem höchsten Systemtakt, einem Hardware-Multiplizierwerk und tabellierten Winkel-funktionen erreichen kann. Bei Atmel benötigt man dann mindestens 8-Bit-AVR-Mikrocontroller aus der ATmega- oder besser noch der ATXmega-Serie, die mit 32 MHz Takt arbeiten können.

## ■ Fourier-Transformation

Das kritischste Programmmodul ist die Umrechnung der zeitlichen Abtastwerte in

eine Frequenzdarstellung mithilfe der sogenannten Fourier-Transformation. In [1] wird der Hintergrund dieser Operation sehr anschaulich und interaktiv online erklärt. Für den allgemeinen Fall einer beliebigen Anzahl von  $N$  aufeinander folgenden Abtastwerten des Eingangssignals wird diese Transformation als DFT (Diskrete Fourier-Transformation) bezeichnet. Sie benötigt zur Berechnung eine Anzahl von  $N^2$  komplexe Additionen und Multiplikationen [4].

Entspricht die Anzahl  $N$  der Abtastwerte aber einer Zweierpotenz ( $N = 2^n$  mit  $n = 2, 3, 4 \dots$ ), so gibt es mit der FFT (engl. *Fast Fourier Transform*, Schnelle Fourier-Transformation) einen sehr effizienten Algorithmus. Sie benötigt zur Berechnung des Er-

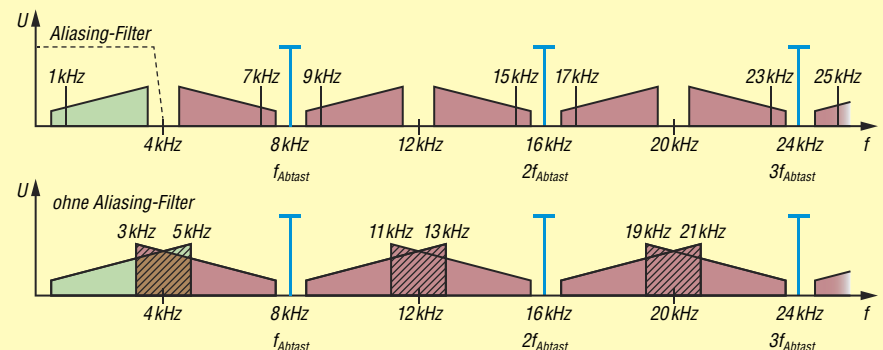
### Abtastvorgang

Man kann den Abtastvorgang als eine Verallgemeinerung des multiplikativen Mischens zweier Signale betrachten, wie sie auch in jedem Superhet- oder SDR-Empfänger zur Anwendung kommt. Bei einer Abtastung haben jedoch beide Mischkomponenten (grün: Eingangssignal, blau: Abtastsignal) ein Spektrum, sodass nicht nur eine Spiegelfrequenz, sondern unendlich viele periodisch wiederkehrende „Misch“-Spiegel (sogenannte Alias-Bereiche) vorhanden sind (rot in Bild 5 oben). Diese Frequenzbereiche erstrecken sich spiegelsymmetrisch um die unendlich vielen harmonischen Oberschwingungen der Abtastfrequenz (blau).

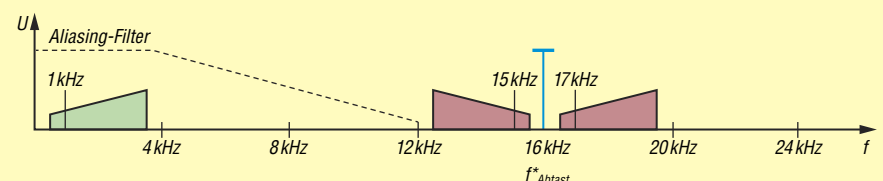
Jedes Störsignal in den in Bild 5 rot markieren Alias-Bereichen wird durch den Abtastvorgang in das Grundspektrum (grün) rückgefaltet und kann dort nicht mehr von den Nutzsignalen unterschieden und getrennt werden. Ein Aliasing-Filter verhindert diese Faltung unerwünschter diskreter Linien zurück ins Eingangsspektrum. Ohne Aliasing-Filter würde ansonsten ein diskretes Signal mit 7 kHz, 9 kHz, 15 kHz, 17 kHz, 23 kHz ... usw. wie ein 1-kHz-Signal als Nutzfrequenz erscheinen.

Eine andere Betrachtung zeigt die Auswirkungen des gleichen Effekts bei zu breiten Eingangsspektren: Geht es über die halbe Abtastfrequenz hinaus (Bild 5 unten), so entsteht eine Überlappung mit dem rückgefalteten Alias-Spektrum in den schraffierten Bereichen, was sich ebenfalls in Mehrdeutigkeiten auswirkt. Ein Eingangsspektrum zwischen 4 kHz und 5 kHz erscheint dann obendrein in reverser (umgedrehter) Frequenzlage zwischen 3 kHz und 4 kHz im Nutzbereich.

Steile Aliasing-Filter kann man vermeiden, wenn man die Abtastfrequenz auf ein Vielfaches der an sich erforderlichen Abtastfrequenz erhöht (Bild 6). Dadurch entfallen Aliasing-Bereiche, die ganz dicht an der oberen Nutzfrequenz liegen und das erforderliche Aliasing-Filter kann im Sperrbereich einen flacheren Verlauf haben. Bei z. B. achtfachem Oversampling reichen einfache RC-Filter dafür oft schon völlig aus. Es fällt dann zwar eine entsprechend höhere Datenrate an, die man aber problemlos durch Auslassen überflüssiger Abtastwerte oder durch Interpolation dezimieren kann.

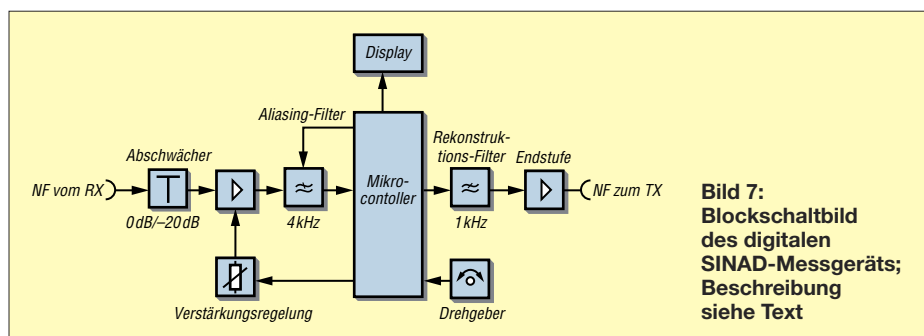


**Bild 5:** Oben: Nutzspektrum (grün) mit seinen um die Abtastlinien (blau) gefalteten Alias-Bereichen (rot) bei Einhaltung des Abtasttheorems; unten: überlappte Bereiche (schraffiert) bei Verletzung des Abtasttheorems



**Bild 6:** Wirkung von Überabtastung (Oversampling) bei doppelter Abtastrate. Das Aliasing-Filter kann einfacher ausfallen.





**Bild 7:**  
**Blockschaltbild**  
**des digitalen**  
**SINAD-Messgeräts;**  
**Beschreibung**  
**siehe Text**

gebnisse nur noch  $N \cdot n$  komplexe Additionen und Multiplikationen. Die FFT ist daher bei gleichen Eingangsdaten um den Faktor:

$$\frac{\text{op (DFT)}}{\text{op (FFT)}} = \frac{N^2}{N \cdot n} = \frac{N}{n}$$

schneller als die zugrunde liegende DFT. Bei der relativ kleinen Anzahl von  $N = 128$  Abtastwerten ( $n = 7$ ) ergibt sich damit bereits eine erhebliche Beschleunigung um den Faktor 18,3.

Die Zahl der für die Vorgabe tatsächlich benötigten Abtastwerte  $N$  lässt sich aus der geforderten Frequenzauflösung ableiten. Dazu muss man wissen, dass eine Fourier-Transformation aus  $N$  Datenpunkten zwei identische aber nur halb so große Frequenzbereiche berechnet. Teilt man nun die Auflösung von 4 kHz durch die geforderte Auflösung von 100 Hz, so erhält man minimal 40 zu berechnende Frequenzkanäle. Verwendet man die wesentlich effektivere FFT, so folgt  $N/2 = 64$  als nächst höhere Zweierpotenz. Es werden dann also 64 Frequenzkanäle mit einer Bandbreite von 62,5 Hz berechnet. Die Anzahl der dafür erforderlichen Abtastwerte beträgt somit  $N = 128$ .

Diese 128 Datenpunkte müssen nach dem Abtasttheorem (Kasten S. 746, [2]) vom A/D-Umsetzer mit einer Rate von mindestens 8 kHz (125  $\mu$ s pro Wert) aufgenommen werden. Daraus resultiert eine Aufnahmezeitdauer von 16 ms für alle 128 Abtastwerte.

Da ein kontinuierlicher Betrieb gefordert ist, muss der Mikrocontroller während der Aufnahme des nächsten 128er-Datensatzes parallel dazu eine komplette FFT mit anschließender Berechnung des SINAD-Wertes des letzten 128er-Datensatzes durchführen können. Die Anzeige des Ergebnisses darf natürlich auch nicht vergessen werden.

### ■ Erstellung von FFT-Routinen in AVR-Assembler

Die Programmierung einer FFT ist eine anspruchsvolle Aufgabe, wenn sie aus Gründen der Leistungsfähigkeit in Assemblersprache erfolgen muss. Für den Programmierer am einfachsten wäre die Be-

rechnung mit Fließkommazahlen und entsprechenden Befehlen oder Unterprogrammen. Das dauert aber selbst mit dem für  $8 \times 8$  Bit ausgelegten Hardware-Festkomma-Multiplizierer im ATxmega bei 32 MHz für eine Anzeige alle 16 ms noch zu lange, sodass man die gesamte FFT mit 16-Bit-Festkommazahlen durchführen muss. Darunter muss die Genauigkeit aber nicht unbedingt leiden, wenn man alle Zwischenergebnisse mit 32 Bit berechnet.

Eine frei verfügbare, reine Assembler-FFT für Atmels 8-Bit-Mikrocontroller ist im Netz nur nach einigem Suchen zu finden. Die verwendeten Routinen von [5] basieren auf Arbeiten von [6], sind dort in der ursprünglichen Form aber nicht mehr zu finden. Leider sind sie nur sehr spärlich dokumentiert und erfordern einiges an Zeit zur Einarbeitung. Sie enthalten aber tabelliert bereits alle erforderlichen Winkel- und Bewertungsfunktionswerte.

Mit diesen Routinen lässt sich nach einer Anpassung und dem Entfernen nicht benötigter Programmteile auf einem ATxmega bei 32 MHz eine 128-Punkte-FFT mit 12-Bit-Werten in nur 2,1 ms durchführen. Die danach noch erforderliche Berechnung von 64 Betragswerten, Skalierung und Umformung in einen Spannungspegel mit der Bezugsgröße 1 V (Einheit dBV) benötigt weitere 1,2 ms, da hierzu auch eine relativ unangenehme, weil nur iterativ bestimmbare Wurzelfunktion erforderlich ist. Durch Optimierung könnte man hier über den Umweg von Logarithmstabellen sicher noch etwas Rechenzeit einsparen.

Das ist aber gar nicht nötig, denn zusammen mit der Vor- und Nachbereitung, der SINAD-Berechnung und grafischen Anzeige des Spektrums werden bei 32 MHz Systemtakt insgesamt nur 9,8 ms der verfügbaren 16 ms benötigt. Der Mikrocontroller ist somit nur zu knapp 62 % ausgelastet. Eine Realisierung ist also ohne Wartezeit möglich. Um die durch das Rauschen unvermeidbaren Schwankungen zu reduzieren, wird aus den letzten 16 SINAD-Messergebnissen eine relativ ruhige Anzeige berechnet, mit der sogar ein Abgleich von Empfängern auf maximales SINAD möglich wird.

### ■ Blockschaltbild

Bild 7 zeigt das Blockschaltbild des realisierten SINAD-Messgeräts. Es berechnet nicht nur den SINAD-Wert, sondern stellt auch noch das ermittelte NF-Spektrum in logarithmischer Darstellung von 62,5 Hz bis 4 kHz dar.

Der Mikrocontroller erzeugt in Verbindung mit dem steilen Rekonstruktions-Filter ein spektral hochreines Sinussignal, mit dem der erforderliche Messsender moduliert werden muss. Nur dann ist die Berechnung des SINAD-Wertes optimal abgestimmt.

Die Bandbreite des SINAD-Messgeräts kann auf den üblichen Sprachfrequenzbereich von etwa 300 Hz bis 3,4 kHz (hier wegen der Auflösung  $B = 3125$ ) oder einen 563 Hz breiten Bereich um 1 kHz eingeschränkt werden. Die dadurch entstehende Abnahme der Rauschleistung  $P_N$  entspricht der geringeren Bandbreite der Sendart CW und führt zu einer Erhöhung der Empfindlichkeit des Empfängers um den Faktor  $3125 \text{ Hz} / 563 \text{ Hz} = 5,5$  (etwa 7 dB).

Im abschließenden Teil werden die Schaltung gezeigt, der Aufbau abgeschlossen und die Messmöglichkeiten sowie Bedienung des SINAD-Messgeräts dargestellt. (wird fortgesetzt)

### Literatur und Bezugsquelle

- [1] Swanson, J.: Eine interaktive Einführung in die Fouriertransformation. [www.jezzamon.com/fourier/de.html](http://www.jezzamon.com/fourier/de.html)
- [2] Streans, S. D.; Hush, D. R.: Digitale Verarbeitung analoger Signale. Oldenbourg Verlag, 7. Auflage, München Wien 1999, Kapitel 4: Das Abtasten und Messen von Signalen
- [3] Willis, S.: GBDSO Gameboy-Digital-Speicheroszilloskop. Elektor 31 (2000) H. 10, S. 14–19; H. 11, S. 70–74
- [4] Press, W. H.; Teukolsky, S. A.; Vetterling, W. T.; Flannery, B. P.: Numerical Recipes in C. Cambridge University Press, New York 1992; Second Edition, Chapter 12: Fast Fourier Transform
- [5] N.N.: FFT-Routinen in AVR-Assembler; [www.mikrocontroller.net/attachment/8442/FFT.zip](http://www.mikrocontroller.net/attachment/8442/FFT.zip)
- [6] ChaN: <http://elm-chan.org>

# SINAD-Messgerät für AM-, CW-, FM- und SSB-Empfänger (2)

THOMAS SCHILLER – DC7GB

Im abschließenden Teil werden die Schaltung gezeigt, der Aufbau abgeschlossen und die Messmöglichkeiten sowie Bedienung des SINAD-Messgeräts dargestellt. Mit ihm lässt sich die Empfindlichkeit von Empfängern anhand des ermittelten Signal-Rausch-Verhältnisses am NF-Ausgang charakterisieren.

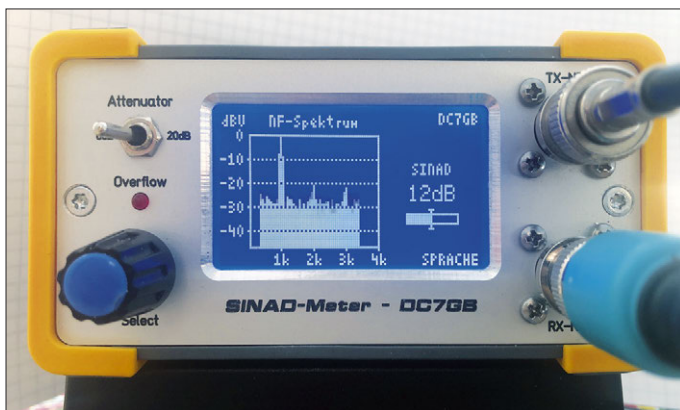
Nach dem kleinen Ausflug in die Theorie, der für das Verständnis des Messverfahrens nötig ist, folgen hier der Aufbau und die Messmöglichkeiten.

## ■ Aufbereitung des Testsignals

Mithilfe des Blockschaltbilds (Bild 7, im ersten Teil) und der Schaltung in Bild 11 lässt sich die Verarbeitung schrittweise verfolgen. Sie beginnt rechts mit der Erzeugung eines stufenförmigen Sinussignals

50 kHz noch viele kleinere Linien, die aus der Überlappung der Seitenbänder mit den Harmonischen der 1-kHz-Grundfrequenz entstehen, aber unkritisch sind.

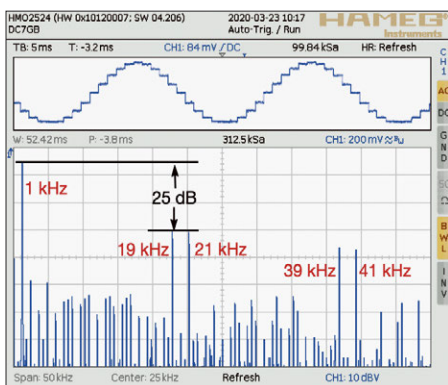
Das nachfolgende aktive Tschebyscheff-Filter 3. Ordnung mit IC6a dämpft die 20-kHz-Linien bereits um über 80 dB, sodass gegenüber der 1-kHz-Grundfrequenz ein Amplitudenunterschied von theoretisch über 100 dB erreichbar ist. Da der Störabstand üblicher Amateurfunkempfänger je-



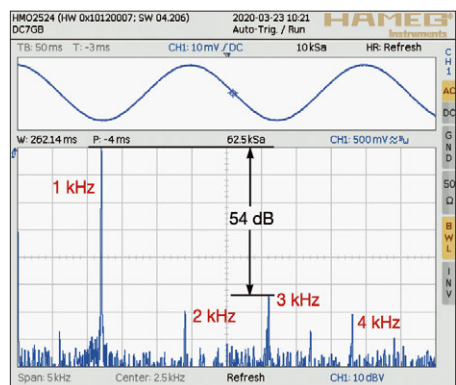
**Bild 8:**  
SINAD-Messgerät  
im Einsatz  
Fotos, Screenshots:  
DC7GB

durch den Mikrocontroller aus 20 Werten zu 12 Bit pro 1 kHz Periode am Ausgang PB2 in Bild 11. Die feinen Treppenstufen in Bild 9, oben, enthalten spektrale Vielfache von 20 kHz, die um mindestens 25 dB gegenüber dem 1-kHz-Signal kleiner sind, Bild 9, unten. Das Spektrum zeigt bis

doch kaum besser als 50 dB ist, hat eine noch feinere Stufung des vom Mikrocontroller erzeugten Signals gar keinen Sinn. Es ließe sich hier ohne Probleme auch mit größeren Schritten arbeiten. Die Bilder 10 und 12 zeigen das 1-kHz-Testsignal am Ausgang des Filters mit sei-



**Bild 9:** Das vom Mikrocontroller erzeugte 1-kHz-Testsignal (oben) besteht aus nur 20 Stützstellen. Die Stufen erzeugen in einem Abstand von 20 kHz Seitenlinien mit mindestens 25 dB Unterpegel. Zu den weiteren Linien: siehe Text.



**Bild 10:** Oben das 1-kHz-Ausgangssignal mit seinem Spektrum bis 5 kHz; der erreichte Abstand von mindestens 54 dB ist zur SINAD-Messung an Amateurfunkempfängern mehr als ausreichend. Die Anzeige reicht ohnehin nur bis -46 dBu.

nem für die Messaufgabe relevanten Spektrum bis 5 kHz. Der Störabstand beträgt über 50 dB. Da SINAD-Verhältnisse üblicherweise bei 12 dB Abstand zum Rauschen und den Verzerrungen gemessen werden, ist somit ein ausgezeichnet hoher Sicherheitsabstand von über 40 dB zu den ersten störenden Seitenlinien des Modulationssignals vorhanden.

Auch die Welligkeit des Tschebyscheff-Filters im Durchlassbereich von hier 1 dB ist unkritisch, da lediglich die Grundwelle von 1 kHz und kein Spektrum herausgefiltert werden muss. Die bei diesem Filtertyp vorhandene ungleichmäßige Gruppenlaufzeit macht sich also nicht störend bemerkbar. Statt dessen ist seine wesentlich bessere Sperrwirkung voll nutzbar.

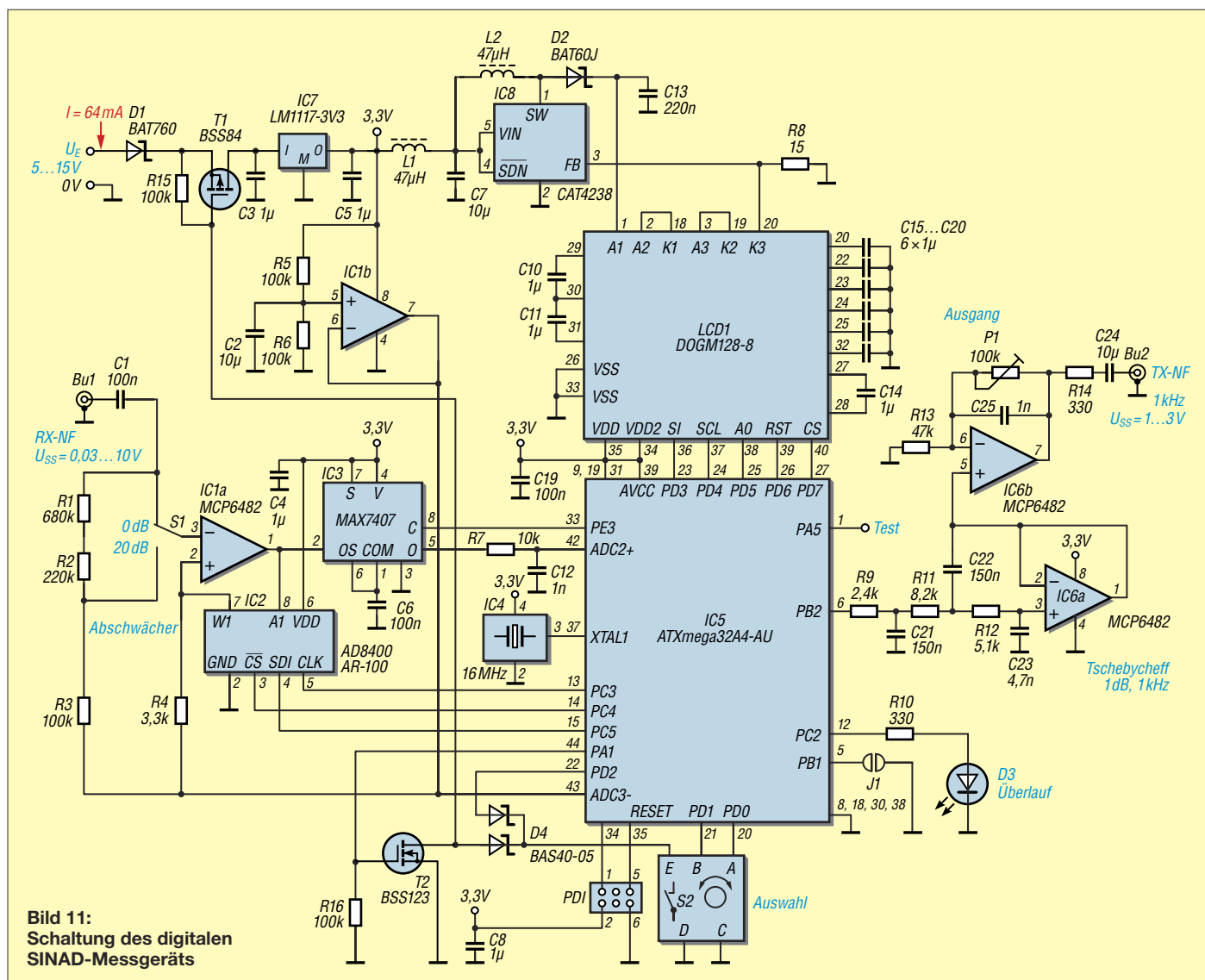
IC6b hebt das Sinussignal nun auf einen Pegel von bis zu  $U_{SS} = 3\text{ V}$  an. Die kleine Gegenkopplung mit C25 hilft dabei, gegebenenfalls eingestreute Schaltflanken auf dem Ausgangssignal weiter zu reduzieren. R14 bildet den Ausgangswiderstand und verhindert, dass IC6b bei zu niederohmigem Abschluss in die Sättigung gerät und das 1 kHz Testsignal dadurch verzerrt.

Von hier muss es zu einem Messsender geführt und dem Träger – meist in FM – aufmoduliert werden. Bei der Untersuchung von SSB-Empfängern ist der Weg etwas anders, da die wenigsten Messsender eine SSB-Modulation direkt erzeugen können. Erreichbar ist aber das gleiche Ziel durch Verschiebung der Sendefrequenz um die 1 kHz der Testfrequenz am Messsender. Nachteilig ist hier allerdings, dass es dann keine phasenstarre Kopplung mehr zwischen SINAD-Messgerät und NF-Signal gibt. Der Frequenzoffset ist bei SSB also sehr genau einzustellen, damit keine Messfehler durch zu kleine SINAD-Werte auftreten. Das gilt insbesondere bei der Verwendung eines schmalen NF-Filters im SINAD-Meter für CW-Messungen.

## ■ Verarbeitung des Empfangssignals

Das vom Empfänger aufgenommene Signal wird zum Beispiel über einen 10:1-Oszilloskop-Tastkopf in das SINAD-Messgerät eingespeist. Sein Eingangswiderstand von 1 MΩ teilt das Signal richtig herunter. Auch ein direkter Anschluss ist möglich und bei Bedarf auch noch ein interner 10:1-Teiler aktivierbar.

Die erste Verstärkerstufe mit IC1a hat im Gegenkopplungszweig ein einstellbares digitales Potenziometer IC2, das seinen Wert in 256 Schritten linear von nahezu 0 Ω auf 100 kΩ ändern kann. Damit lässt sich die Verstärkung von IC1a zwischen 0 dB und etwa 30 dB ändern. Die Einstellung erfolgt manuell mit einem Drehgeber,



**Bild 11:**  
Schaltung des digitalen  
SINAD-Messgeräts

mit dem unter anderem auch andere NF-Filterfunktionen wählbar sind.

■ Digitalisierung des Eingangsspektrums

Vor der Digitalisierung des NF-Signals im Mikrocontroller ist sein Spektrum bei 8 kHz Abtastfrequenz auf höchstens 4 kHz einzuschränken. Grundlage ist das Nyquist-Shannon-Abtasttheorem (siehe Kasten in Teil 1, [2]). Die störenden Frequenzbereiche unterdrückt das sehr steiflankige geschaltete Filter 8. Ordnung (IC3) vor der Abtastung. Seine Grenzfrequenz ist über

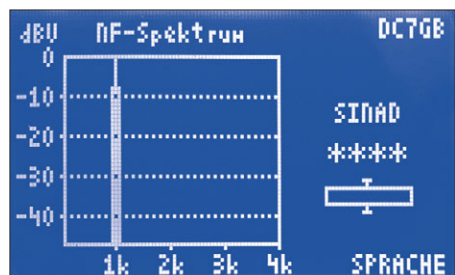
das an Pin 8 anliegende Signal festgelegt. Der Mikrocontroller liefert dazu ein Rechtecksignal mit 400 kHz, das die Grenzfrequenz des Tiefpasses auf ein Hundertstel, also 4 kHz, einstellt.

Das ist zwar unmittelbar auf der theoretischen Grenze, jedoch für viele Messungen völlig ausreichend, weil in den meisten Empfängern einfache RC-Tiefpässe die höheren NF-Frequenzanteile bereits genügend stark absenken. Einen theoretisch möglichen Alias-Gleichspannungsfehler am oberen Frequenzende bei exakt 4 kHz unterdrückt das SINAD-Messgerät, indem es

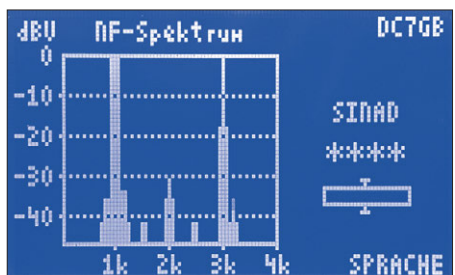
das NF-Spektrum erst ab etwa 130 Hz anzeigt und weiterverarbeitet. Das entspricht in etwa dem Hochpassverhalten von Amateurfunkempfängern bei tiefen NF-Frequenzen. Bei Auswahl des Sprach- oder CW-Filters im Messgerät sind Aliasing-Fehler ausgeschlossen, da die Grenzfrequenz des Aliasing-Filters dann entsprechend nach unten abgesenkt wird.

■ Spannungsversorgung

In der Spannungsversorgung ist mit T1, T2 und der Doppeldiode D4 eine mit dem Drehgeber S2 bedienbare Soft-Ein-/Auswahlfunktion realisiert. Über D4 steuert der Transistor T1 bei einem Druck auf S2 durch, sodass der Prozessor starten kann. Nach dem Loslassen von S2 hält T2 über die Portleitung PD0 dann T1 offen. Mit einem langen Tastendruck von S2 lässt sich PD0 wieder deaktivieren (L-Pegel) und das Gerät nach dem Loslassen des Tasters ausschalten. Die Reststromaufnahme liegt dann im Bereich um 100 nA. Über die zweite Diode in D4 kann das Programm Tastenbetätigungen erkennen. Sie schützt



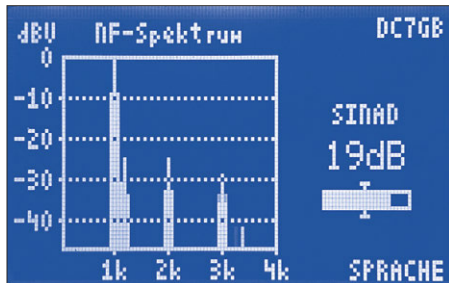
**Bild 12:** NF-Spektrum des 1-kHz-Testsignals am Ausgang des Tschebyscheff-Filters



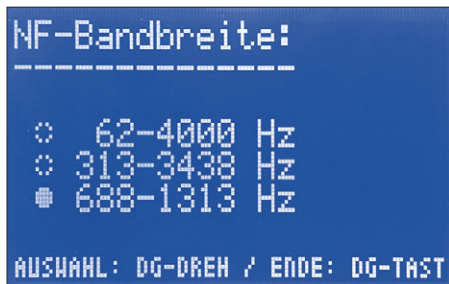
**Bild 13:** NF-Spektrum bei übersteuertem Eingangsverstärker



außerdem den Eingang des Mikrocontrollers vor der hohen Eingangsspannung  $U_E$ . Der Rest der Schaltung erzeugt mit IC1 eine Referenzspannung von 1,65 V (halbe Betriebsspannung) und mit IC8 einen Konstantstrom für die Hintergrundbeleuchtung



**Bild 14:** NF-Ausgangssignal eines FM-Empfängers mit Demodulationsverzerrungen bei S9 (5 µV) HF-Signal



**Bild 16:** Menü zur Einstellung der NF-Filterbandbreite

des Displays. Bei Verwendung von parallelgeschalteten weißen LEDs und einer Spannung von nur 3,3 V ist kaum noch ein sinnvoller Vorwiderstand einsetzbar. Der Hersteller des LC-Displays empfiehlt in diesem Fall den Einsatz des Gleichspannungswandlers CAT4238 (IC8), der einen durch R8 einstellbaren konstanten Strom von  $I = U_{FB}/R_8$  erzeugt. Im Datenblatt ist  $U_{FB} = 300$  mV angegeben. Bei zwei Musteraufbauten zeigte sich hier aber mit 100 mV ein deutlich davon abweichender Wert. Die Ursache dafür ließ sich nicht klären. Gegebenenfalls ist daher R8, hier 15 Ω, auf den gewünschten LED-Strom anzupassen.

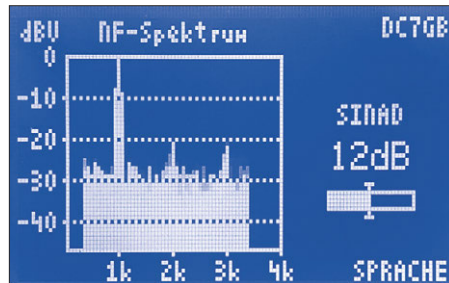
Bei höheren Eingangsspannungen  $U_E$  kann der 3,3-V-Regler IC7 recht heiß werden, da er kein Kühlblech hat. Seine Wärmeentwicklung lässt sich durch einen Vorregler mit 5 V bis 9 V erheblich reduzieren, denn IC7 kommt auch mit sehr niedrigen Eingangsspannungen bis hinab zu 4,7 V problemlos zurecht. Die Verpolungsschutzdiode D1 kann dann natürlich entfallen.

## ■ Messvorgang

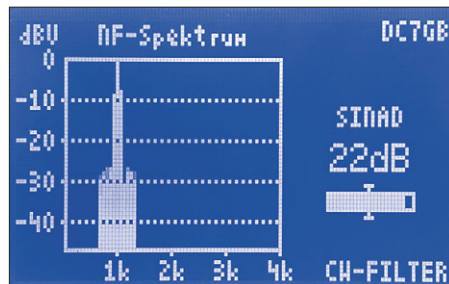
Zur Messung des SINAD-Verhältnisses ist zusätzlich ein extern modulierbarer HF-Messsender nötig, in den man das 1-kHz-Testsignal des SINAD-Messgeräts einspeist und den richtigen Modulationsgrad einstellt. Dazu ist gegebenenfalls ein-

malig mit P1 die am Messsender benötigte NF-Eingangsspannung einzustellen.

Am Empfänger nimmt man das NF-Signal am Kopfhörerausgang oder besser noch direkt am Demodulator ab. Achtung: Bei FM hier ohne rauschmindernde Deempha-



**Bild 15:** Gleicher Empfänger wie in Bild 14 bei -117 dBm (0,32 µV), 5 kHz FM-Hub mit Messwert 12 dB SINAD



**Bild 17:** SINAD-Messung eines Empfängers in der Position CW-Filter

sis! Die Amplitude des NF-Signals sollte bei voller Modulation zwischen  $U_{SS} = 10$  mV und  $U_{SS} = 3$  V liegen.

Den HF-Pegel zunächst auf ein starkes Signal (etwa 100 µV) einstellen. Die Spektrallinie bei 1 kHz muss nun erkennbar und zusätzlich können NF-Verzerrungen (D-Anteil in SINAD) sichtbar sein, Bild 14. Mit dem Drehgeber nun die Amplitude der 1-kHz-Linie bis an den oberen 0-dB-Rand der Grafik einstellen. Die rote Überlauf-LED D3 darf dabei nicht ansprechen. Die Einstellung ist nicht besonders kritisch. Unterhalb von etwa -10 dBV ist der SINAD-Messfehler > 1 dB, sodass die Anzeige hier sicherheitshalber mit vier Sternen gesperrt wird.

Die Messung ist nun recht einfach: Der HF-Pegel am Messsender wird soweit reduziert, bis das SINAD-Messgerät einen Wert von 12 dB anzeigt, Bild 15. Die zugehörige HF-Eingangsspannung ist das eigentliche Messergebnis, hier z. B. -117 dBm (entspricht 0,32 µV). Für Abgleichzwecke eignet sich die Balkendarstellung unter dem SINAD-Zahlenwert. Der Empfänger wird auf höchstes SINAD-Verhältnis justiert. Das HF-Signal am Messsender hierzu gegebenenfalls nachstellen.

Interessant ist der Vergleich der Anzeige des SINAD-Messgeräts mit den SINAD-Angaben verschiedener Hersteller. Tabelle 2 zeigt dazu die Messwerte einiger bekannter Amateurfunkgeräte. Die Herstellerangaben sind den Betriebsanleitungen entnommen.

Bei den FM-Geräten fällt nur das DJ-G7 auf 2 m mit etwa 5 dB schlechterem Ergebnis etwas aus dem Rahmen. Alle anderen Angaben sind gleichwertig oder sogar etwas besser, wie z. B. beim Yaesu FT3D auf 70 cm. Der TS-50S ist auf 10 m ebenfalls besser als angegeben und liegt auf 20 m in SSB mit 10 dB SINAD (entspricht etwa 10 dB  $SN_2$ ) knapp 6 dB unter der sehr defensiven Herstellerangabe. Der eigentliche Vorteil des SINAD-Meters liegt aber im Vergleich von Geräten und weniger in den absoluten Daten, da stets dieselbe Messvorschrift Verwendung findet.

Zu schlechte Ergebnisse lassen sich meist auf NF-Verzerrungen (D-Anteil) zurückführen. Großer Wert ist daher auch auf einen möglichst linearen Demodulator und NF-Verstärker zu legen. Das gilt insbesondere beim Abgriff des NF-Signals zur SINAD-Messung am Lautsprecher- und nicht unmittelbar am Demodulatoreingang.

Außerdem ist zu beachten, dass vergleichende Messungen an FM-Geräten möglichst nur hinter einer Deemphasis erfolgen – ohne Deemphasis ist der Rauschanteil bei höheren NF-Frequenzen etwas größer, was zum Ausgleich ein stärkeres HF-Signal erfordert. Dazu sind zur Kom-

**Tabelle 2:** Vergleich der Messergebnisse bei 12 dB SINAD für verschiedene Amateurfunkgeräte bei FM

Gerät	Herstellerangabe	SINAD-Meter
Alinco DJ-G7 (2 m)	15 dBµV (0,18 µV)	-117 dBm (0,32 µV)
Alinco DJ-G7 (70 cm)	15 dBµV (0,18 µV)	-121 dBm (0,2 µV)
Alinco DJ-G7 (23 cm)	7 dBµV (0,45 µV)	-115 dBm (0,4 µV)
Icom IC-9700 (2 m, 70 cm, 23 cm)	< -15 dBµV (0,18 µV)	-124,5 dBm (0,13 µV)
Kenwood TS-50S (10 m, FM)	< 0,5 µV	-118 dBm (0,28 µV)
Kenwood TS-50S (20 m, SSB)	$SN_2$ bei 10 dB (< 2,5 µV)	-105 dBm (1,3 µV) bei 10 dB
Standard C508 (2 m)	k. A.* (0,2 µV)	-122 dBm (0,18 µV)
Standard C508 (70 cm)	k. A.* (0,22 µV)	-121 dBm (0,2 µV)
SuSE V1 (2 m) [7]		-117 dBm (0,32 µV)**
Yaesu FT1XD (2 m)	0,16 µV	-118 dBm (0,28 µV)
Yaesu FT1XD (70 cm)	0,16 µV	-121 dBm (0,2 µV)
Yaesu FT3D (2 m)	0,16 µV	-120 dBm (0,2 µV)
Yaesu FT3D (70 cm)	0,18 µV	-124 dBm (0,14 µV)

\* keine SINAD-Angabe

\*\* Messung ohne Deemphasis

pensation immerhin einige Dezibel mehr an HF-Pegel nötig, was einen unempfindlicheren Empfänger vortäuscht.

Die SINAD-Messung ist bei FM so scharf, dass HF-Pegeländerungen von nur 1 dB bereits SINAD-Änderungen von 3 dB und mehr zur Folge haben können. Das liegt am steilen Verlauf der sogenannten FM-Schwelle. Bei AM, SSB und CW ist der Übergang wesentlich flacher. Insgesamt kann man daher den Messergebnissen eine Genauigkeit der HF-Angabe von etwa 1 dB zubilligen.

### ■ Gehäuse, Platinen und Firmware

Das SINAD-Meter besteht aus einer einzigen doppelseitig SMD-bestückten Leiterplatte mit 96,8 mm × 45,7 mm. Sie wurde speziell für das Fischer-Designgehäuse Typ FR 105 52 50 entworfen, lässt sich aber auch hinter jede andere Frontplatte montieren. Das Gerät zeigt das NF-Spektrum eines AM-, FM- oder SSB-Empfängers auf einem DOGM-Grafikdisplay an. Es berechnet alle 16 ms das sich ergebende SINAD (bzw.  $SN_2$ )-Verhältnis für eine NF-Testfrequenz von 1 kHz bei verschiedenen NF-Bandbreiten.

Aus den letzten 16 Messergebnissen wird trotz Rauschens eine relativ stabile Anzeige gemittelt, mit der auch ein Empfängerfeinabgleich möglich ist. Das trifft natür-

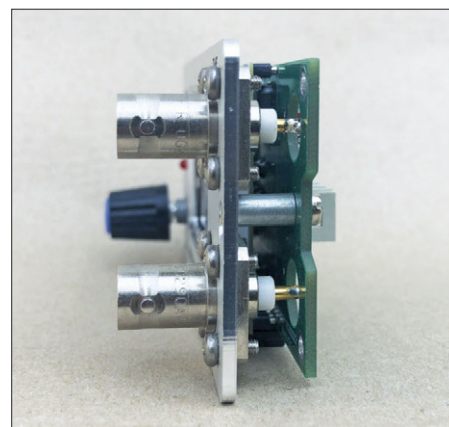


**Bild 18:** Die Leiterplatte ist beidseitig mit SMD-Bauteilen bestückt.

lich auch auf vorgeschaltete HF-Vorstärker zu, bei denen der Empfindlichkeitsgewinn sofort ermittelbar ist.

Aus dem angezeigten Spektrum in Bild 14 lässt sich bei genügend hohem NF-Rauschabstand auch ein Klirrfaktor berechnen, sodass das SINAD-Meter auch dafür zum Einsatz kommen kann. Er beträgt nach manueller Auswertung der Einzellinien hier 6,4 %.

Die kommentierten Assembler-Quellen des Programms mit DOGM-Grafikroutinen und der angepassten FFT nach [5] und [6] finden interessierte Leser im Download-Bereich auf [www.funkamateurl.de](http://www.funkamateurl.de) als Ergän-



**Bild 19:** Die Leiterplatte wird direkt hinter der Frontplatte verschraubt.

zung zu diesem Beitrag, ebenso den korrigierten Kasten von S. 746. Die Software steht – soweit nicht anders angegeben – unter der Lizenz *Creative Commons BY-NC-SA 4.0* [8]. Bei genügend großer Nachfrage ist ein über den FA-Leserservice erhältlicher Bausatz vorgesehen.

[dc7gb@vfdb.org](mailto:dc7gb@vfdb.org)

### Literatur

- [7] Schiller, T., DC7GB: 2-m-FM-Transceiver mit Radio-Datensystem STT. FUNKAMATEUR 64 (2015) H. 12, S. 1320–1323; 65 (2016) H. 1, S. 53–57
- [8] Creative-Common-Lizenz; [www.creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0](http://www.creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0)