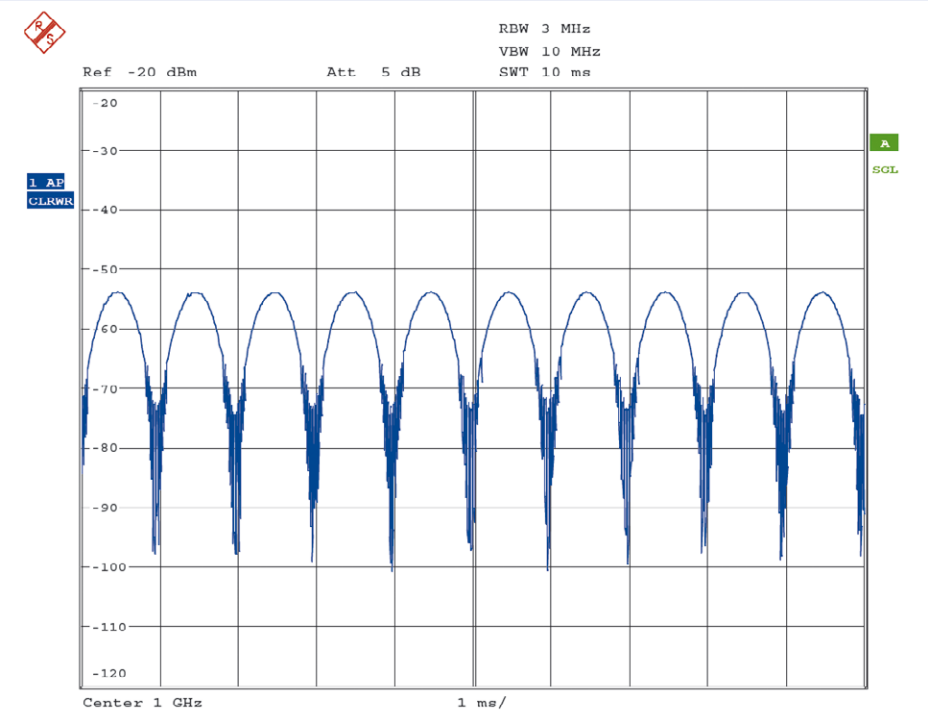
Das Dezibel in HF- und Mikrowellen-Technik
(Teil 2)



30 dBm + 30 dBm = 60 dBm – stimmt das oder stimmt´s nicht? Warum ist 1% einmal -40 dB, ein anderes Mal 0,1 dB bzw. 0,05 dB? Auch erfahrene Ingenieure kommen bei diesen Fragen gelegentlich ins Grübeln. In diesem zweiten und abschließenden Teil geht es so richtig in die (Mess-)Praxis.

Quelle: dB or not dB?
Was Sie schon immer zum Rechnen mit dB wissen wollten…
Application Note 1MA98
Rohde & Schwarz

In diesem Teil werden kurzgefasst einige Kennwerte und Messgrößen erläutert, die üblicherweise in dB angegeben werden. Die Auswahl ist sicher nicht vollständig. Zur Vertiefung ziehen Sie bitte die einschlägige Literatur und/oder den 35-seitigen Originalbeitrag zu Rate. Die nachfolgenden Abschnitte sind voneinander unabhängig, müssen also nicht in der gegebenen Reihenfolge gelesen werden.

S/N: Signal/Rausch-Abstand

Eine der wichtigsten Größen bei der Messung von Signalen ist der Signal/Rausch-Abstand S/N. Je schlechter der Wert ist, desto stärker schwanken die Messwerte. Zur Bestimmung des S/N misst man zuerst die Signalleistung S und anschließend die Rauschleistung N, wobei das Signal abgeschaltet oder durch Filter unterdrückt wird. Genaugenommen lässt sich das Signal gar nicht völlig ohne Rauschen messen, sodass man nur bei gutem S/N zu richtigen Ergebnissen kommt. (Hinweis hf-praxis: Daher auch der Ausdruck (S + N)/N für universelle Anwendung; man misst einmal Signal mit begleitendem Rauschen und dann nach Abschaltung des Signals das Rauschen allein. Man muss also immer hinterfragen, welcher Signal/Rausch-Abstand – kurz Rauschabstand – gemeint ist.) In dB erhält man:

$$SN = 10 \cdot \lg \frac{S}{N}\,\text{dB}$$

Manchmal sind, außer Rauschen, auch noch Verzerrungsprodukte (Distortion) vorhanden. Dann ist es üblich, statt des S/N das Verhältnis des Signals S zur Summe aus Rauschleistung N plus Leistung der Verzerrungen D zu bilden. Im Englischen heist das Signal to Noise And Distortion und wird mit SINAD abgekürzt:

$$SINAD = \frac{S}{N + D}$$

Beispiel: Der S/N-Wert eines FM-Rundfunkempfängers wird gemessen, indem man einen Messsender mit 1 kHz und entsprechendem FM-Hub moduliert. Am Lautsprecherausgang des Empfängers misst man die Signalleistung zu beispielsweise 100 mW. Jetzt schaltet man die Modulation des Messenders ab und misst die Rauschleistung am Empfängerausgang mit 0,1 µW. Das S/N errechnet sich dann zu:

$$SN = 10 \cdot \lg \frac{100\,\text{mW}}{0{,}1\,\mu\text{W}}\,\text{dB} = 60\,\text{dB}$$

Zur Bestimmung des SINAD-Wertes moduliert man den Messsender wieder mit 1 kHz und misst die Empfängerleistung wieder zu 100 mW. Anschliessen unterdrückt man das 1-kHz-Signal durch ein schmales Notchfilter im Messgerät. Jetzt misst man am Empfängerausgang nur mehr das Rauschen und die durch den Klirrfaktor hervorgerufenen Verzerrungen. Dieser Messwert sei 0,5 µW. Der SINAD-Wert ergibt sich zu:

$$SINAD = 10 \cdot \lg \frac{100\,\text{mW}}{0{,}5\,\mu\text{W}}\,\text{dB} = 53\,\text{dB}$$

Rauschzahl, Rauschmaß

Die Rauschzahl F eines Vierpols ist z.B. definiert als Verhältnis des Signal/Rausch-Abstands am Eingang zum Signal/Rausch-Abstand am Ausgang eines Vierpols, wie etwa eines Verstärkers. Das Signal/Rausch-Verhältnis S/N wird dabei wie oben beschrieben bestimmt. Gibt man die Rauschzahl im logarithmischen Maß an, spricht man vom Rauschmaß NF (Noise Figure):

$$NF = 10 \cdot \lg \frac{SN_{in}}{SN_{out}} \text{ dB}$$

Bei der Berechnung der resultierenden Rauschzahl kaskadierter Vierpole sind bestimmte Dinge zu beachten, auf die hier aber nicht eingegangen wird. Details sind in der Fachliteratur oder im Internet zu finden.

Rauschen, Temperatur und Bandbreite

Rauschen entsteht z.B. durch die Wärmebewegung von Elektronen in elektrischen Leitern. Die Leistung P, die dabei an einen Verbraucher (Empfängereingang, Verstärkereingang) abgegeben werden kann, ist von der Temperatur T abhängig sowie von der jeweiligen Messbandbreite B:

$P = k \times T \times B$

k ... Boltzmannkonstante 1,38 x 10^{-23} J K^{-1}
(Joule pro Kelvin,
1 Joule = 1 Wattsekunde)

T ... Temperatur in K
(Kelvin, 0 K = -273,15 °C)

B ... Rauschbandbreite in Hz
(entsprechend idealem Filter)

Bei Raumtemperatur (20 °C) und einer Bandbreite von 1 Hz ergibt sich eine Leistung von 4,047 x 10^{-21} W. Rechnet man diese Leistung in dBm um, erhält man -173,93 dBm. Die thermische Rauschleistung z.B. an einem Empfängereingang ist also rund -174 dBm pro Hertz Bandbreite bei Zimmertemperatur. Diese Leistung ist unabhängig von der Größe des Eingangswiderstands. Die Rauschleistung ist aber proportional zur Bandbreite B. Mit dem Bandbreitenfaktor b in dB lässt sie sich folgendermaßen berechnen:

$$b = 10 \cdot \lg\left(\frac{B}{1\,\text{Hz}}\right) \text{dB}$$

$$P = -174\,\text{dBm} + b$$

Beispiel: Ein fiktiver, selbst nicht rauschender Spektrumanalysator ist auf eine Bandbreite von 1 MHz eingestellt. Wie groß ist die angezeigte Rauschleistung?

$$b = 10 \cdot \lg\left(\frac{1\,\text{MHz}}{1\,\text{Hz}}\right) \text{dB}$$

$$= 10 \cdot \lg\left(\frac{1000000\,\text{Hz}}{1\,\text{Hz}}\right) \text{dB} = 60\,\text{dB}$$

$$P = -174\,\text{dBm} + 60\,\text{dB} = -114\,\text{dBm}$$

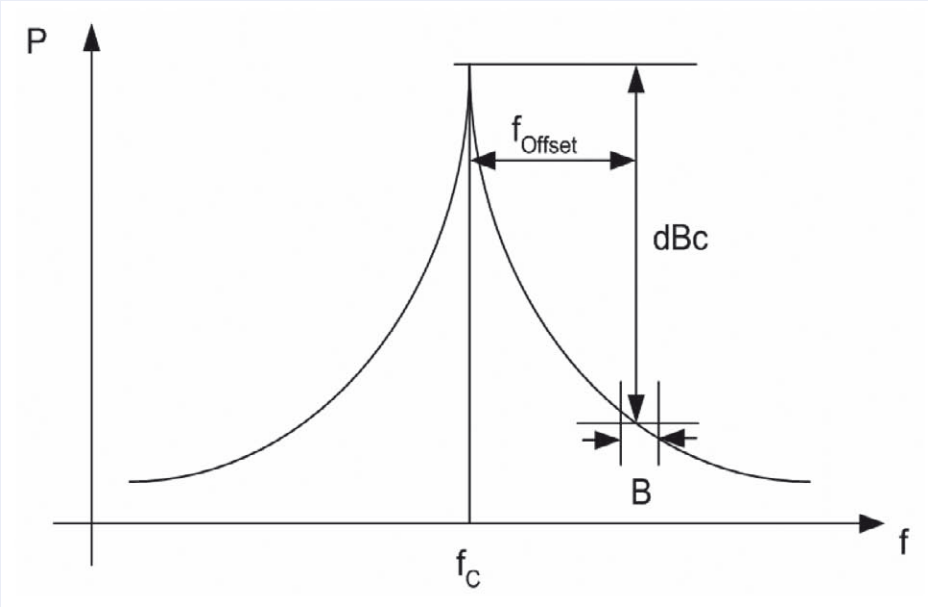


Bild 6: Phasenrauschen eines Oszillators

Die angezeigte Rauschleistung bei Raumtemperatur und 1 MHz Bandbreite beträgt -114 dBm. Ein Empfänger/Spektrumanalysator mit 1 MHz Bandbreite rauscht um 60 dB mehr als einer mit 1 Hz Bandbreite. Die Rauschanzeige liegt bei -114 dBm. Will man kleinere Signale messen, muss man die Bandbreite verkleinern. Das geht allerdings nur bis zur Bandbreite des Signals. Bis zu einem gewissen Grad kann man auch Signale messen, die unterhalb der Rauschgrenze liegen, weil sich durch jedes zusätzliche Signal die angezeigte Gesamtleistung erhöht. Man stößt da aber sehr schnell an die Auflösungsgrenze der Messgeräte.

Spezialanwendungen erfordern die Erfassung sehr kleiner Signale, wie sie beispielsweise von Raumsonden oder Sternen stammen. Hier hilft nur das Kühlen der Empfängereingangsstufen auf Werte nahe des absoluten Temperatur-Nullpunkts (-273,15 °C).

Messung von Signalen an der Rauschgrenze

Eine häufig vorkommende Aufgabe ist die Messung schwacher Signale in der Nähe der Rauschgrenze des Messgerätes, beispielsweise eines Empfängers oder eines Spektrumanalysators. Das Messgerät zeigt die Summe aus Eigenrauschen und Signalleistung an, es soll aber die Signalleistung allein bestimmt werden. Voraussetzung für die folgende Rechnung ist, dass das Messgerät die Effektivleistung der Signale anzeigt. Bei Leistungsmessern ist das fast immer der Fall, bei Spektrumanalysatoren muss der sogenannte RMS-Detektor eingeschaltet werden.

Man bestimmt zunächst die Eigenrauschanzeige P_r des Messgeräts, indem man das Signal abklemmt. Danach misst man das Signal mit Rauschen P_{tot}. Die Leistung P des Signals allein ermittelt man durch Subtraktion der linearen Leistungswerte.

Beispiel: Der angezeigte Rauschpegel P_r eines Spektrumanalysators (ohne angelegtes Signal) beträgt -70 dBm. Mit Signal steigt die Anzeige auf P_{tot} = -65 dBm. Wie groß ist die Leistung des Signals P in dBm?

$$P_r = 10^{\frac{-70}{10}}\,\text{mW} = 0{,}0000001\,\text{mW}$$

$$P_{tot} = 10^{\frac{-65}{10}}\,\text{mW} = 0{,}000000316\,\text{mW}$$

$$P = P_{tot} - P_r$$

$$P = 0{,}000000316\,\text{mW} - 0{,}0000001\,\text{mW}$$

$$= 0{,}000000216\,\text{mW}$$

$$P = 10 \cdot \lg \frac{0{,}000000216\,\text{mW}}{1\,\text{mW}} \text{dBm}$$

$$= -66{,}6\,\text{dBm}$$

Die Signalleistung P ist -66.6 dBm. Man sieht, dass ohne Korrektur des Rauschens der Pegel des Signals immerhin 1,6 dB zu hoch angezeigt wird, ein relativ großer Messfehler. (Hinweis hf-praxis: Für korrekte Ermittlung von P_r muss der Eingang mit der Systemimpedanz abgeschlossen sein, da im Grunde eine Spannungsmessung erfolgt und die Rauschspannung widerstandsabhängig ist.)

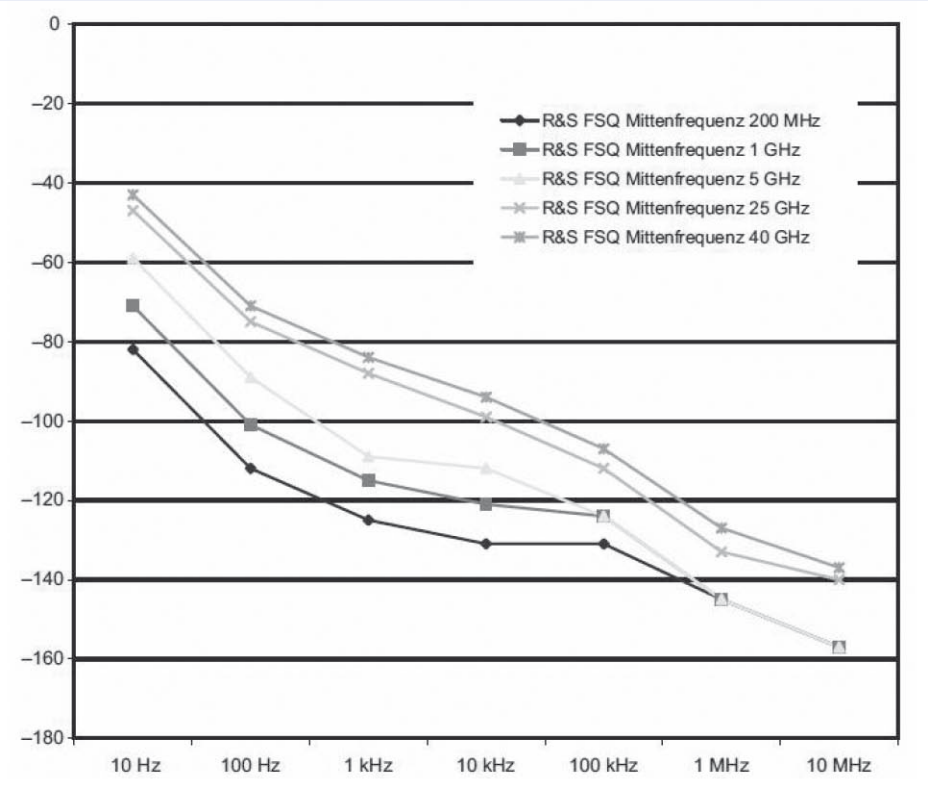


Bild 7: Phasenrauschkurven des Spektrumanalysators R&S FSQ

Mittelung von Rauschsignalen

Um die Anzeige von Rauschsignalen stabiler zu machen, schaltet man üblicherweise die Mittelungsfunktion (Averaging) von Spektrumanalysatoren ein. Die meisten handelsüblichen Spektrumanalysatoren bewerten die Signale mit einem sogenannten Sample-Detektor und mitteln die auf dem Bildschirm dargestellten logarithmischen Werte. Dabei kommt es zu einem systematischen Messfehler, da niedrige Messwerte überproportional stark in das Ergebnis eingehen. Das Aufmacherbild verdeutlicht diesen Effekt an einem sinusförmig amplitudenmodulierten Signal. Wie man sieht, wird der Sinus zu einer Art Kardioide verzerrt, die einen um 2,5 dB zu niedrigen Mittelungswert ergibt. R&S-Spektrumanalysatoren haben einen RMS-Detektor, der diesen Messfehler vermeidet.

Phasenrauschen

Ein Oszillator sollte eigentlich ein unendlich schmales Spektrum aufweisen. Durch verschiedene physikalische Effekte schwankt aber die Phasenlage des Signals geringfügig, was sich in einer Verbreiterung des Spektrums auswirkt, man spricht von Phasenrauschen. Dieses Phasenrauschen kann man messen, wobei man aber einen Vergleichsoszillator braucht, der selbst deutlich besser ist als das Messobjekt. Bild 6 informiert näher. Das Phasenrauschen, genauer gesagt, das Einseitenband-Phasenrauschen (SSB, Single-Side Band), misst man, indem man die Rauschleistung des Oszillators P_R in Abhängigkeit des Frequenzabstandes zur Trägerfrequenz f_c, der sogenannten Offsetfrequenz f_{Offset}, mit einem schmalbandigen Empfänger oder Spektrumanalysator misst und zur Leistung des Trägers P_c in Bezug setzt. Auch die Messbandbreite B wird rechnerisch auf 1 Hz reduziert, sodass man auf Angaben dBc in 1 Hz Bandbreite kommt. Das c in dBc steht dabei für carrier, der englische Ausdruck für Träger.

$$L = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_R}{P_c} \cdot \frac{1}{B/1\,\text{Hz}}\right)\text{dBc}$$

Auch dBc ist nicht normkonform, wird aber überall verwendet. Eine Umrechnung in einen linearen Leistungswert wäre möglich, ist aber nicht üblich.

Offset	SSB Phasenrauschen
10 Hz	–86 dBc (1 Hz)
100 Hz	–100 dBc (1 Hz)
1 kHz	–116 dBc (1 Hz)
10 kHz	–123 dBc (1 Hz)
100 kHz	–123 dBc (1 Hz)
1 MHz	–144 dBc (1 Hz)
10 MHz	–160 dBc (1 Hz)

Tabelle 1: SSB-Phasenrauschen bei 640 MHz

In Datenblättern von Oszillatoren, Signalgeneratoren und Spektrumanalysatoren findet man meist eine Tabelle mit Phasenrauschwerten bei verschiedenen Offsetfrequenzen. Man geht davon aus, dass die Werte für das obere und das untere Seitenband gleich sind. Tabelle 1 bringt Beispielwerte für ein SSB-Phasenrauschen. In den meisten Datenblättern findet man Kurven für den SSB-Phasenrauschabstand, die nicht so monoton abfallen wie in Bild 6. Das kommt daher, dass die Phasenregelschleifen, mit denen die Oszillatoren in heutigen Geräten an einen Referenzquarzoszillator angebunden sind, eine Verbesserung, aber auch, bei ungeschickter Auslegung, eine Verschlechterung des Phasenrauschens in Abhängigkeit von der Offsetfrequenz bewirken. Bild 7 bringt Phasenrauschkurven des Spektrumanalysators R&S FSQ.

Beim Vergleich von Oszillatoren muss man auch den Wert der Trägerfrequenz beachten. Vervielfacht man die Frequenz eines Oszillators mit einem rauschfreien Vervielfacher (geht nur theoretisch), verschlechtert sich der Phasenrauschabstand spannungsproportional, d.h. bei zehnfacher Frequenz ist das Phasenrauschen bei gleicher Offsetfrequenz um 20 dB schlechter. Mikrowellenoszillatoren sind daher im Allgemeinen immer schlechter als HF-Oszillatoren. Beim Mischen zweier Signale addieren sich die Rauschleistungen der beiden Signale für jede Offsetfrequenz.

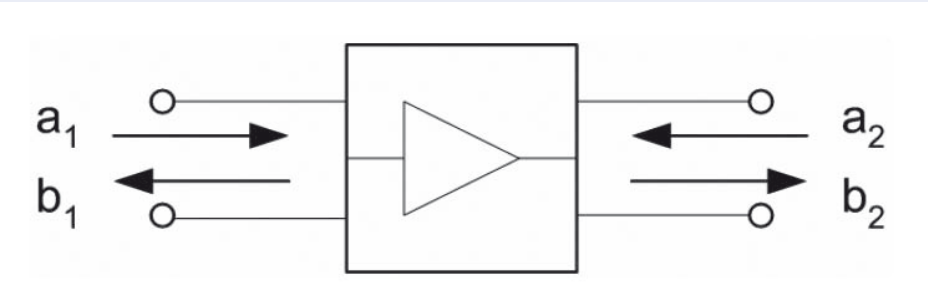


Bild 8: Hin- und rücklaufende Wellen an einem Vierpol

S-Parameter

Vierpole werden durch die vier S-Parameter S_{11} (Eingangsreflexionsfaktor), S_{21} (Übertragungsfaktor), S_{12} (Rückwirkungsfaktor) und S_{22} (Ausgangsreflexionsfaktor) charakterisiert. Diese S-Parameter lassen sich aus den Wellen a_1, b_1 und a_2, b_2 wie folgt berechnen:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} \qquad S_{21} = \frac{b_2}{a_1}$$

$$S_{12} = \frac{b_1}{a_2} \qquad S_{22} = \frac{b_2}{a_2}$$

Die Wellen a und b sind spannungsproportionale Größen.Gibt man die S-Parameter als dB-Werte an, gelten folgende Formeln:

$$s_{11} = 20 \cdot \lg S_{11}\ \text{dB} \qquad s_{21} = 20 \cdot \lg S_{21}\ \text{dB}$$

$$s_{12} = 20 \cdot \lg S_{12}\ \text{dB} \qquad s_{22} = 20 \cdot \lg S_{22}\ \text{dB}$$

SWR und Reflexionsfaktor

Das VSWR (Voltage Standing Wave Ratio, Hinweis hf-praxis: Das V ist überflüssig, da sich mit dem Strom das gleiche Ergebnis ergibt.) oder SWR (Standing Wave Ratio, Stehwellenverhältnis) ist wie der Reflexionsfaktor r ein Maß für die Anpassung einer Signalquelle oder einer Senke an den Bezugswellenwiderstand. Das SWR selbst (1 bis unendlich) wird nicht in dB angegeben, wohl aber der Reflexionsfaktor. Der Zusammenhang zwischen r als purem Faktor und SWR ist:

$$r = \left| \frac{1 - VSWR}{1 + VSWR} \right| \quad VSWR = \left| \frac{1 + r}{1 - r} \right|$$

Für SWR = 1 (perfekte Anpassung) wird r = 0, für ein sehr großes SWR geht r gegen 1 (Totalreflexion). DEr Reflexionsfaktor r ist selbst schon das Verhältnis zweier spannungsproportionaler Größen. Für r in dB gilt daher:

$$a_r = 20 \cdot \lg\left(\frac{r}{1}\right) \text{dB bzw.}$$

$$r = 10^{\frac{a_r / dB}{20}}$$

a_r ... Rückflussdämpfung

Zur Berechnung des SWRs aus dem Reflexionsfaktor ist r als linearer Wert einzusetzen. Die Tabelle 2 zeigt den Zusammenhang zwischen SWR, r und a_r. Zum Umrechnen von SWR auf r halbiert man einfach den Nachkommaanteil des SWRs. Das passt gut für SWRs bis 1,2.

VSWR	r	ar [dB]
1,002	0,001	60
1,004	0,002	54
1,006	0,003	50
1,008	0,004	48
1,01	0,005	46
1,02	0,01	40
1,04	0,02	34
1,1	0,05	26
1,2	0,1	20
1,3	0,13	18
1,4	0,16	15
1,5	0,2	14

Tabelle 2: Umrechnung SWR in Reflexionsfaktor r und Rückflussdämpfung a_r

Bei Vierpolen entpricht r übrigens dem Eingangsreflexionsfaktor S_{11} bzw. dem Ausgangsreflexionsfaktor S_{22}.

Die kleinsten Reflexionsfaktoren erreichen Dämpfungsglieder. Gute Dämpfungsglieder haben Reflexionsfaktoren <5% bis hinauf zu 18 GHz. Das entspricht einer Reflexionsdämpfung von >26 dB bzw. einem SWR <1,1. Eingänge von Messgeräten und Ausgänge von Signalquellen haben üblicherweise SWRs <1,5, das entspricht r <0,2 bzw. a_r >14 dB.

Leistungsflussdichte und Feldstärke

Bei Feldstärkemessungen tauchen die Begriffe Leistungsflussdichte, elektrische und magnetische Feldstärke auf.

Die Leistungsflussdichte S wird in W/m² oder mW/m² gemessen, die entsprechenden logarithmischen Ausdrücke sind dB(W/m²) bzw. dBm/m². Es gelten die Formeln:

$$S = 10 \cdot \lg\left(\frac{S}{1\ \text{W/m}^2}\right) \text{dB(W/m}^2\text{)}$$

$$S = 10 \cdot \lg\left(\frac{S}{1\ \text{mW/m}^2}\right) \text{dBm/m}^2\text{)}$$

Die elektrische Feldstärke E wird in V/m oder µV/m gemessen, die entsprechenden logarithmischen Ausdrücke sind dB(V/m) bzw. dB(µV/m):

$$E = 20 \cdot \lg\left(\frac{E/(\text{V/m})}{1/(\text{V/m})}\right) \text{dB(V/m)}$$

$$E = 20 \cdot \lg\left(\frac{E/(\mu\text{V/m})}{1/(\mu\text{V/m})}\right) \text{dB}(\mu\text{V/m})$$

Die Umrechnung von dB(V/m) in dB(µV/m) erfolgt auf folgende Weise:

$$E\ /\ \text{dB}(\mu\text{V/m}) = E/\text{dB(V/m)} + 120\ \text{dB}$$

Die Addition von 120 dB entspricht einer Multiplikation mit 10^6 (1 V = 10^6 µV).

Beispiel: -80 dB(V/m) = -80 dB(µV/m) + 120 = 40 dB(µV/m)

Die magnetische Feldstärke H wird in A/m oder µA/m gemessen, die entsprechenden logarithmischen Ausdrücke sind dB(A/m) bzw. dB(µA/m):

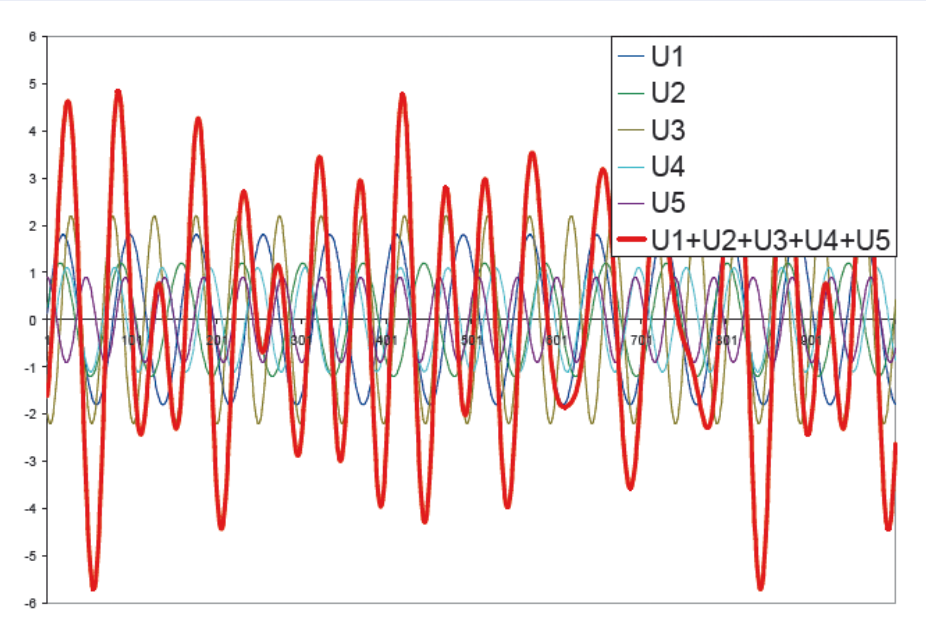


Bild 9: Rauschähnliches Signal mit Crestfaktor 11 dB

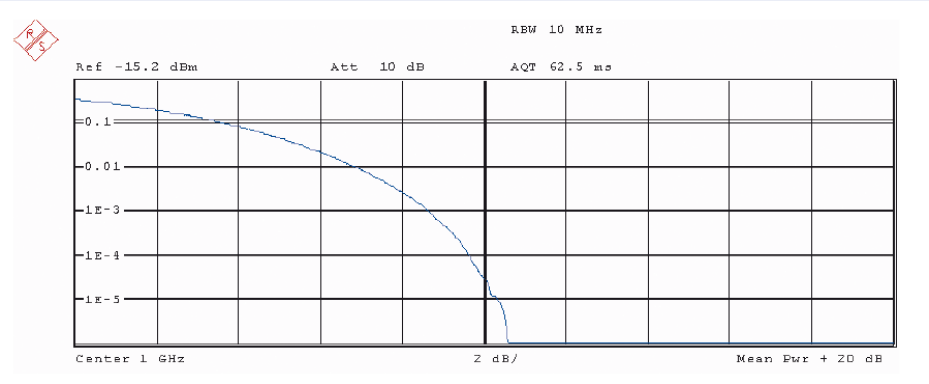


Bild 10: Der Crestfaktor lässt sich z.B. mit dem Signal Analyzer R&S FSQ ermitteln

$$H = 20 \cdot \lg\left(\frac{H/(\mathrm{A/m})}{1(\mathrm{A/m})}\right) \mathrm{dB(A/m)}$$

$$H = 20 \cdot \lg\left(\frac{H/(\mu\mathrm{A/m})}{1(\mu\mathrm{A/m})}\right) \mathrm{dB}(\mu\mathrm{A/m})$$

Die Umrechnung erfolgt analog zu E durch Addition (oder Subtraktion) von 120 dB.

Antennengewinn

Antennen bündeln die elektromagnetische Strahlung meist in eine Vorzugsrichtung. Der Leistungsgewinn G, der sich dadurch am Empfänger ergibt, wird in dB über einer Bezugsantenne angegeben. Gebräuchliche Bezugsantennen sind der sogenannte isotrope Strahler und der Halbwellendipol. Der Gewinn wird dann in dBi bzw. dBd angegeben. Wird der Leistungsgewinn in linearen Werten benötigt, erfolgt die Umrechnung so:

$$G_{lin} = 10^{\frac{G/dB_i}{10}} \quad \text{bzw.} \quad G_{lin} = 10^{\frac{G/dB_D}{10}}$$

Crestfaktor

Das Verhältnis von Spitzenleistung zur mittleren thermischen Leistung (Effektivwert) eines Signals wird Scheitelfaktor oder Crestfaktor genannt. Ein Sinussignal hat eine Spitzenleistung, die zweimal höher ist als die Effektivleistung, der Crestfaktor ist somit 2 (3 dB). Bei modulierten HF-Signalen bezieht man den Crestfaktor nicht auf den Spitzenwert des HF-Trägersignals, sondern auf den Spitzenwert der Modulationshüllkurve. Ein frequenzmoduliertes Signal hat eine konstante Hüllkurve und damit einen Crestfaktor von 1 (0 dB).

Summiert man viele Sinussignale auf, kann der Scheitelwert der Spitzenspannung theoretisch bis zur Summe der Einzelspannungen anwachsen. Die Spitzenleistung P_s wäre dann:

$$P_s = \frac{(U_1 + U_2 + \ldots + U_n)^2}{R}$$

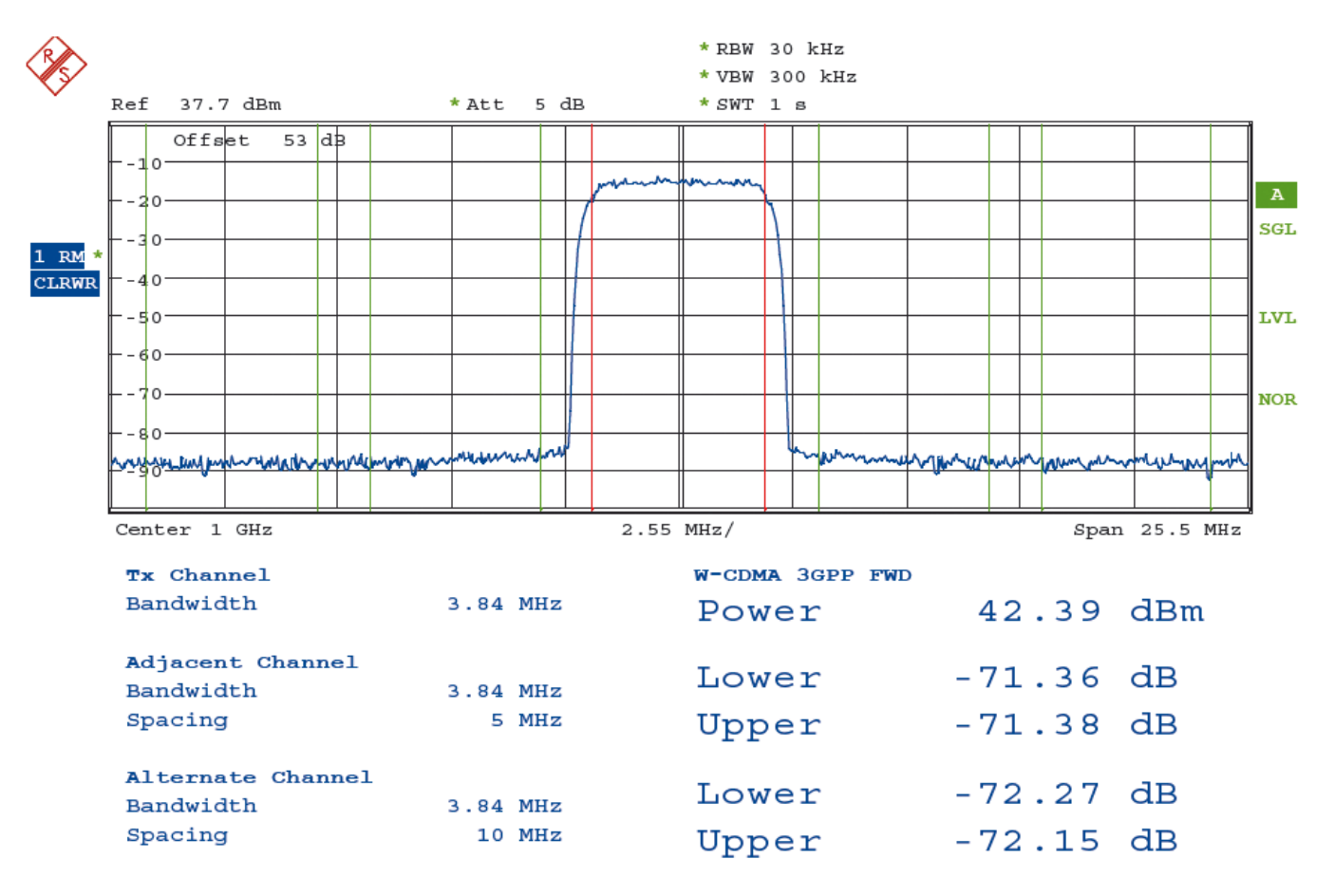


Bild 11: Nachbarkanalleistung, gemessen mit dem Signal Analyzer R&S FSQ

Die Effektivleistung P erhält man mit der Beziehung

$$P = \frac{U^2}{R} = \frac{U_1^{\,2}}{R} + \frac{U_2^{\,2}}{R} + \ldots + \frac{U_n^{\,2}}{R}$$

als Summe der Einzelleistungen. Man erhält damit einen Crestfaktor von P_s/P. Dieser ist ein Leistungsverhältnis, und man kann ihn wie ein solches in dB umrechnen (10 lg P_s/P).

Je mehr (unkorrelierte) Signale man addiert, desto unwahrscheinlicher wird es aufgrund der unterschiedlichen Phasenlagen, dass die Summe der Einzelspannungen erreicht wird. Der Crestfaktor pendelt sich bei ca. 11 dB ein. Das Signal wird rauschähnlich. Dies ist in Bild 9 dargestellt.

Der Crestfaktor von Rauschen beträgt ca. 11 dB, OFDM Signale, wie sie bei DAB, DVB-T und WLAN vorkommen, haben ebenfalls Crestfaktoren von ca. 11 dB. CDMA-Signale der Mobilfunkstandards CDMA2000 und UMTS haben Crestfaktoren von bis zu 15 dB, die aber durch besondere Maßnahmen bei den Modulationsdaten auf 7...9 dB verringert werden können. GSM-Signale haben, vom Burst abgesehen, durch die MSK-Modulation eine konstante Hüllkurve und damit einen Crestfaktor von 0 dB. EDGE-Signale haben wegen der Filterung der 8-PSK-Modulation 3,2 dB Crestfaktor (ebenfalls ohne Burst). Der Crestfaktor lässt sich z.B. mit dem Signal Analyzer R&S FSQ ermitteln (Bild 10).

Kanal- und Nachbarkanalleistung

Heutige Kommunikationsnetze wie GSM, CDMA2000, UMTS etc. haben ein hohes Gesprächsaufkommen zu bewältigen. Um Störungen und damit Umsatzeinbußen zu vermeiden, wird streng darauf geachtet, dass im Nutzkanal genau die zulässige Leistung P_{ch} (ch für channel), aber auch nicht mehr, zur Verfügung steht. Die Leistung im Nutzkanal wird meist als Pegel L_{ch} in dBm angegeben:

$$L_{ch} = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_{ch}}{1\,\mathrm{mW}}\right)\mathrm{dBm}$$

Üblicherweise sind das 20 W bzw. 43 dBm.

In den benachbarten Kanälen darf die Übersprechleistung einen bestimmten Wert P_{adj} nicht übersteigen. Dieser Wert wird als Verhältnis zur Leistung im Nutzkanal L_{ACPR} (Adjacent Channel Power Ratio) gemessen und in dB angegeben:

$$L_{ACPR} = 10 \cdot \lg\left(\frac{P_{adj}}{P_{ch}}\right)\mathrm{dB}$$

Hier sind -40 dB (bei Mobilfunkgeräten) bis über -70 dB (bei UMTS-Basisstationen) im direkten Nachbarkanal (adjacent chanel) und entsprechend höhere Werte in den weiter entfernten Kanälen (alternate channels) gefordert.

Bei der Messung der Leistungen ist die Bandbreite der Kanäle zu berücksichtigen. Sie kann für Nutzkanal und Nachberkanal unterschiedlich sein. Beispiel CDMA2000: Nutzkanal 1,2288 MHz, Nachbarkanal 30 kHz. Manchmal muss auch eine besondere Form der Modulationsfilterung gewählt werden, z.B. square-root-cosine-roll-off.

Heutige Spektrumanalysatoren haben Messfunktionen eingebaut, die die Bandbreite von Nutzkanal und Nachbarkanal sowie die Filterung automatisch berücksichtigen.

Ein Beispiel für ein praktisches Messergebnis bringt Bild 11.

Modulationsqualität EVM

Das Signal digital modulierter Sender soll im Empfänger möglichst fehlerfrei decodiert werden. Auf dem Übertragungsweg überlagern sich Rauschen und Störsignale, die man nicht vermeiden kann. Umso wichtiger ist es, dass das Signal des Senders von guter Qualität ist. Ein Maß für diese Qualität ist die Abweichung vom idealen Konstellationspunkt. Bild 12 zeigt das am Beispiel einer QPSK-Modulation. Zur Bestimmung der Modulationsqualität wird der Betrag des Fehlervektors U_{err} zum Sollwert des Modulationsvektors U_{mod} in Bezug gesetzt. Dieser Quotient wird Vektorfehler oder Error Vector Magnitude (EVM) genannt und in Prozent oder in dB angegeben:

$$EVM_{lin} = \frac{|U_{err}|}{|U_{\mathrm{mod}}|} \cdot 100\,\%$$

$$EVM = 20 \cdot \lg\left(\frac{|U_{err}|}{|U_{\mathrm{mod}}|}\right)\mathrm{dB}$$

Dabei wird zwischen dem in einem gewissen Zeitraum auftretenden Spitzenwert EVM_{peak} bzw. dem Effektivwert des Fehlers EVM_{eff} unterschieden. Man beachte, dass diese Vektoren Spannungen sind. Es wird daher mit 20 lg gerechnet. Eine EVM von 0,3% entspricht daher -50 dB.

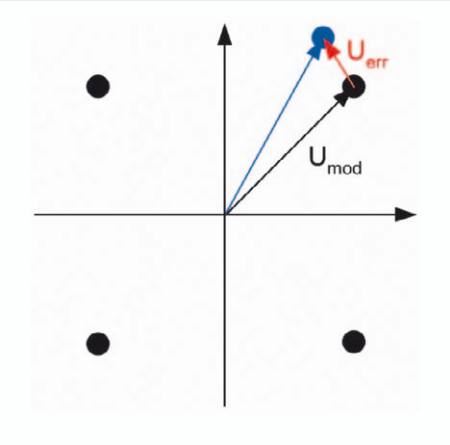


Bild 12: Modulationsfehler

Dynamikumfang von A/D- und D/A-Wandlern

Wichtige Eigenschaften von Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandlern sind die Taktrate f_{clock} und die Anzahl der Datenbits n. Pro Bit kann man die jeweils doppelte (oder halbe, je nach Betrachtungsweise) Spannung darstellen. Damit ergibt sich ein Dynamikumfangs D von 6 dB pro Bit. Hinzu kommt noch ein Systemgewinn von 1,76 dB bei der Messung von Sinusspannungen:

$$D = 20 \cdot \lg\left(2^n\right) + 1{,}76\ \mathrm{dB}$$

Beispiel: Ein 16-Bit-D/A-Wandler erreicht einen Dynamikumfang von 96,3 dB + 1,76 dB = 98 dB.

In der Praxis zeigen A/D- und D/A-Wandler gewisse Nichtlinearitäten, sodass die theoretischen Werte nicht ganz erreicht werden. Außerdem tragen Taktjitter und dynamische Effekte dazu bei, dass Wandler speziell bei hohen Taktfrequenzen nur einen geringeren Dynamikumfang erreichen. Der Wandler ist dann durch einen sogenannten störsignalfreien Dynamikbereich (spurious free dynamic range) oder durch eine Zahl „effektiver Bits“ spezifiziert.

Beispiel: Ein 8-Bit-A/D-Wandler ist bei einer Taktfrequenz von 1 GHz mit 6,3 effektiven Bits spezifiziert. Er erreicht damit einen Dynamikumfang von 37,9 dB + 1,76 dB = 39,66 dB.

Ein AD-Wandler kann bei 1 GHz Taktfrequenz Signale bis zu 500 MHz erfassen (Nyquist-Grenze). Nutzt man diese Bandbreite nur zu einem Bruchteil aus, kann man mit sogenannten Dezimationsfiltern im Gegenzug Dynamik gewinnen. So kann ein 8-Bit-Wandler statt rund 50 dB (= 8 x 6 dB + 1,76 dB) Dynamikumfang durchaus über 60 dB oder mehr erreichen.

Aus dem Dynamikumfang lässt sich die Anzahl der effektiven Bits wie folgt berechnen:

$$2^n = 10^{\frac{D/dB-1,76}{20}}$$

Mit $n = \log_2(2^n)$, also dem Logarithmus zur Basis 2) und

$$\log_2(x) = \frac{\log_{10}(x)}{\log_{10}(2)}$$

bzw.

$$\log_{10}\left(10^x\right) = x$$

erhält man:

$$n/Bit = \frac{\log_{10}\left(10^{\frac{D/dB-1,76}{20}}\right)}{\log_{10}(2)}$$

$$= \frac{\frac{D/dB-1,76}{20}}{\log_{10}(2)} = \frac{D/dB-1,76}{20\log_{10}(2)}$$

Beispiel: Wie viele effektive Bits hat ein A/D-Wandler, der einen Dynamikbereich von 70 dB zeigt? Wir rechnen:

70 dB - 1,76 dB = 68,2 dB

und

$20 \log_{10}(2) = 6,02$

68,2/6,02 = 11,3

Damit erhalten wir 11,3 effektive Bits.

dB(FS)

FS steht hier für Full Scale. Was steckt dahinter? Analog/Digital- und Digital/Analog-Wandler haben einen maximalen Aussteuerbereich, der durch den verarbeitbaren Zahlenbereich gegeben ist. Ein 8-Bit-AD-Wandler kann beispielsweise Zahlen von 0 bis maximal 2^8 - 1= 255 darstellen. Diese Zahl nFS bezeichnet man auch als Skalenendwert (Full Scale). Man kann die Aussteuerung n dieser Wandler in Bezug auf diesen Skalenendwert angeben und dieses Verhältnis logarithmisch darstellen:

$$a = 20 \cdot \lg\left(\frac{n}{n_{FS}}\right) \text{dB(FS)}$$

Beispiel: Ein 16-Bit-A/D-Wandler hat einen Wertebereich von 0 bis 216 - 1 = 65.535. Wird dieser Wandler mit einer Spannung ausgesteuert, die einen Zahlenwert von 32.767 ergibt, liegt man bei:

$$a = 20 \cdot \lg\left(\frac{32737}{65535}\right) \text{dB(FS)} = -6,02 \text{ dB(FS)}$$

Soll der Wandler positive und negative Spannungen darstellen, ist der Wertebereich zu halbieren und ein entsprechender Offset für den Nullpunkt zu berücksichtigen.

Nützliche Zusammenhänge

Einige Beziehungen, die man stets parat haben sollte, sind:

- 13 dBm entspricht Ueff = 1 V an 50 Ohm.

- 0 dBm entspricht Ueff = 0,224 V an 50 Ohm.

- 107 dB(µV) entspricht 0 dBm an 50 Ohm.

- 120 dB(µV) entspricht 1 V.

-174 dBm ist die thermische Rauschleistung in 1 Hz Bandbreite bei ca. 20 °C.

Genauigkeit, Zahl der Dezimalstellen

Auf wieviele Nachkommastellen soll man dB-Werte angeben? Erhöht man einen in dB angegebenen leistungsproportionalen Wert x um 0,01 dB, verändert sich der zugehörige lineare Wert für die Leistung um 0,23%. Die entsprechende Spannung verändert sich nur um 0,11%. Das sind minimale Veränderungen, die normalerweise in den immer vorhandenen Schwankungen eines Messergebnisses untergehen. Es macht also bis auf wenige Ausnahmen keinen Sinn, dB-Werte auf mehrere Stellen hinter dem Komma anzugeben.