

## **Teil 2**

### **Rauschen und Signal-Rauschverhältnis eines ADC**

Hans J. Hartfuß, DL2MDQ

#### **Gliederung**

- 2.1 Quantisierungsrauschen
  - 2.1.1 Reduktion des Quantisierungsrauschens
- 2.2 Signal - Rausch - Leistungsverhältnis
- 2.3 Die Größen SINAD und ENOB
  - 2.3.1 Interpretation des ENOB
- 2.4 Der maximale Dynamikbereich
- 2.5 Literatur

## **Teil 1**

### **Digitalisierung und der Analog-Digitalwandler (ADC)**

Was macht ein ADC und wie  
Binärzahlen, LSB, MSB,  
Quantisierungsfehler, Offsetfehler, Linearitätsfehler  
Gesamtverzerrung, Harmonische  
Definition der Größen SINAD, ENOB, SFDR, IMD

Der hier folgende Teil 2 beschäftigt sich vornehmlich mit dem Signal-  
Rauschverhältnis und dem Dynamikbereich eines ADC

## 2.1 Quantisierungsrauschen

Für einen ADC mit  $N$  Bits und der maximalen Spannung  $V_M$  für seine Vollaussteuerung ist die minimale Schrittweite  $\Delta V$ , der sogenannte Quantisierungsschritt, bzw. die Auflösung gegeben durch:

$$\Delta V = \frac{V_M}{2^N} \quad [V] \quad (1)$$

denn  $2^N$  solcher Spannungsintervallschritte sind dann möglich und mit einer  $N$ -stelligen Binärzahl darstellbar und unterscheidbar.

Bei  $N = 16$  Bits sind das  $2^{16} = 65536$  Schritte und mit  $V_M = 1.5 \text{ V}$  ist die Höhe des Einzelschritts  $\Delta V = 22.89 \mu\text{V}$ .

Wird ein sich zeitlich ändernder Spannungsverlauf  $V(t)$  in einem ADC digitalisiert, wird die anliegende Spannung periodisch mit der Sampling-Frequenz abgetastet und derjenige Zahlenwert als Vielfaches des Einzelschritts  $\Delta V$  in Form einer Binärzahl ausgegeben, der dem momentanen Spannungswert am nächsten kommt (Teil 1).

Da dieser Spannungswert i.a. aber nicht exakt mit dem Vielfachen des Spannungsschritts übereinstimmt, kommt es zu Fehlern, denn alle Spannungswerte, die innerhalb einer halben Schrittweite oberhalb oder unterhalb eines durch die Quantisierung vorgegebenen diskreten Spannungswertes liegen, werden diesem einen Wert zugeordnet.

Der Fehler ist kleiner, je kleiner die Schrittweite  $\Delta V$  ist, und diese ist umso kleiner je größer die Anzahl der Bits  $N$  ist, mit der der ADC arbeitet.

Diese Abweichung der erzeugten, das analoge Signal repräsentierenden Folge vom ADC ausgegebener Binärzahlen vom wahren Spannungsverlauf  $V(t)$ , diese Fehlerspannung also, wird als Rauschspannung interpretiert und Quantisierungsrauschen genannt (Bild 2.1). Dieses Rauschen ist unvermeidliche Folge der Quantisierung, also der Darstellung des am ADC anliegenden analogen Spannungsverlaufs durch  $N$ -stellige Binärzahlen.

Der Effektivwert dieser Rauschspannung kann auf folgende Weise berechnet werden:

Es sei  $\varepsilon$  die momentane Spannungsabweichung -also die im oben beschriebenen Sinn die Rauschspannungsamplitude- und  $P(\varepsilon)$  die Wahrscheinlichkeit für sein Auftreten, dann ist die mittlere quadratische Abweichung vom wahren Wert durch das Integral

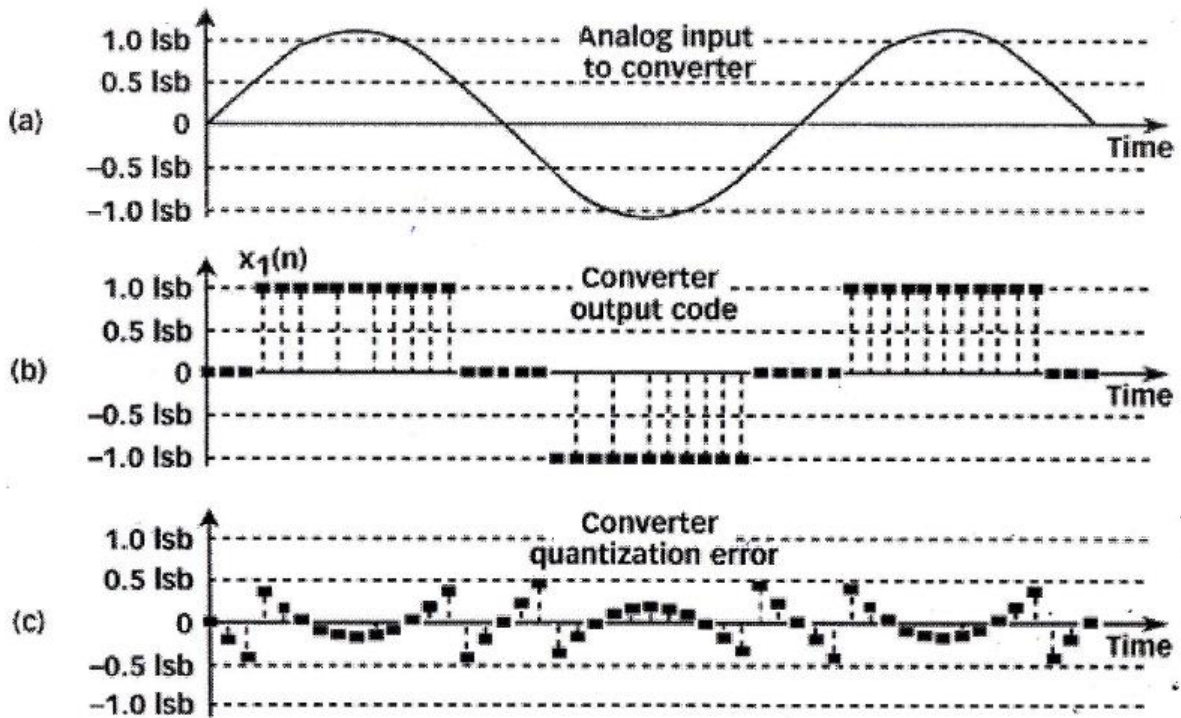
$$V_n^2 = \int_{-\frac{1}{2}\Delta V}^{+\frac{1}{2}\Delta V} \varepsilon^2 P(\varepsilon) d\varepsilon \quad (2)$$

gegeben.

Da jede Abweichung  $\varepsilon$  aber im Intervall

$$-\frac{1}{2}\Delta V \text{ bis } +\frac{1}{2}\Delta V$$

gleich wahrscheinlich ist, ist die Wahrscheinlichkeit für sein Auftreten damit unabhängig von

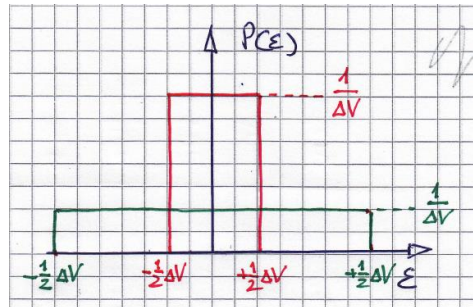


**Bild 2.1:** Bei der Digitalisierung eines zeitabhängigen, hier sinusförmigen Signals  $V_S(t)$ , wie in (a) dargestellt, entstehen Fehler. Am Ausgang des ADC (converter output) erscheint die Zahlenfolge, die in Bild 2.1(b) dargestellt ist und die im Text mit  $V_D(t)$  bezeichnet ist. Wie man sieht, folgt diese nur grob dem analogen Eingangssignal. lsb = least significant digit bedeutet darin den Quantisierungsschritt, der im Text mit  $\Delta V$  bezeichnet ist. Im unteren Teil (c) des Bildes ist die Abweichung zwischen  $V_S(t)$  und  $V_D(t)$  dargestellt (im Bild quantization error genannt). Diese Fehlerspannung  $V_n(t)$  ist das, was Quantisierungsfehler bzw. Quantisierungsrauschen genannt wird. Abbildung aus [1]

$\varepsilon$  und nur von der Breite des Unsicherheitsintervalls abhängig und damit gegeben durch:

$$P = \frac{1}{\Delta V} \quad (3)$$

Je größer  $\Delta V$ , umso kleiner ist die Wahrscheinlichkeit  $P(\varepsilon)$ , einen ganz bestimmten Wert  $\varepsilon$  aus dem Intervall zu finden, weil die Fehler  $\varepsilon$  sich über einen größeren Wertebereich  $\Delta V$  verteilen und umgekehrt (Bild 2.1).



**Bild 2.2:** Die Wahrscheinlichkeit  $P(\varepsilon)$  eine bestimmte Fehlerspannung  $\varepsilon$  zu erhalten hängt, wie im Text erläutert ist, nur von der Schrittweite  $\Delta V$  ab. Je größer diese ist, umso kleiner ist die Wahrscheinlichkeit einen bestimmten Wert  $\varepsilon$  zu finden, da es dann einen größeren Wertevorrat gibt, wie das Bild es für ein größeres Intervall (grün) und ein kleineres (rot) veranschaulicht [2].

Mit Glg. (2) und (3) ergibt sich für das Quadrat der effektiven Rauschspannung

$$\begin{aligned}
 V_n^2 &= \int_{-\frac{1}{2}\Delta V}^{+\frac{1}{2}\Delta V} \varepsilon^2 P d\varepsilon = \frac{1}{\Delta V} \int_{-\frac{1}{2}\Delta V}^{+\frac{1}{2}\Delta V} \varepsilon^2 d\varepsilon = \frac{1}{\Delta V} \frac{\varepsilon^3}{3} \Big|_{-\frac{1}{2}\Delta V}^{+\frac{1}{2}\Delta V} \\
 &= \frac{1}{3\Delta V} \left( \frac{\Delta V^3}{8} + \frac{\Delta V^3}{8} \right) = \frac{\Delta V^2}{12} \quad [V^2]
 \end{aligned} \tag{4}$$

Die effektive Rauschspannung auf Grund der Quantisierung ist mithin

$$V_n = \frac{\Delta V}{\sqrt{12}} \quad [V] \tag{5}$$

Die Rauschspannung wächst mit der Schrittweite  $\Delta V$ , bzw. sie ist umso kleiner je größer die Zahl  $N$  der Bits ist. Im Beispiel mit  $V_M = 1.5 V$  und  $N = 16$  ist  $V_n = 6.61 \mu V$

Die zugehörige Rauschleistung an einem Widerstand  $R$  ist gleichmäßig wie weißes Rauschen über den Frequenzbereich zwischen Null und der halben Sampling-Frequenz  $f_s$  verteilt

(1. Nyquist-Zone), die Rauschleistungsdichte  $p_n$  ist also:

$$p_n = \frac{\Delta V^2}{12 \left( \frac{f_s}{2} \right) R} = \frac{\Delta V^2}{6 f_s R} \quad \left[ \frac{W}{Hz} \right] \tag{6}$$

Die Sampling-Frequenz steht bei diesem Ausdruck im Nenner. Deswegen kann die Rauschleistungsdichte  $p_n$  verringert werden, wenn die Sampling-Frequenz  $f_s$  erhöht wird.

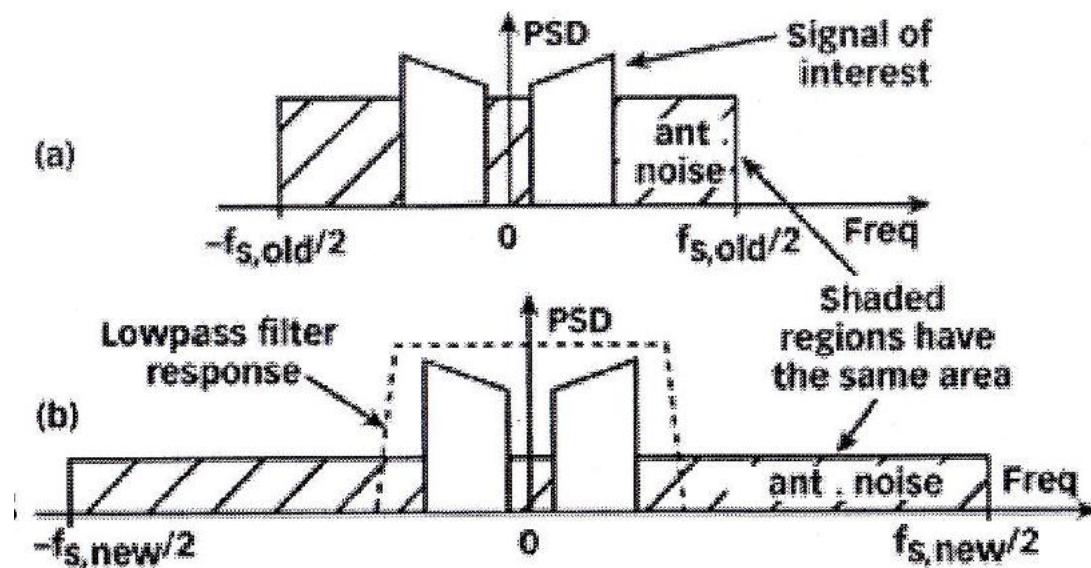
Mit einer Sampling-Frequenz von  $f_s = 122.88 \text{ MHz}$  und einer Schrittweite von  $\Delta V = 22.89 \mu\text{V}$  ist die Rauschleistungsdichte an  $R = 50 \Omega$

$$p_n = \frac{(22.89 \cdot 10^{-6})^2}{6 \cdot 122.88 \cdot 10^6 \cdot 50} = 1.42 \cdot 10^{-20} \left[ \frac{\text{W}}{\text{Hz}} \right] = -168.5 \left[ \frac{\text{dBm}}{\text{Hz}} \right] \quad (7)$$

### 2.1.1 Reduktion des Quantisierungsrauschens

Betrachtet man Gln. (5) und (6), so kann man daraus zwei Methoden zur Reduktion des Quantisierungsrauschens ableiten. Gemäß (5) hängt die Rauschspannung nur von der Schrittweite  $\Delta V$  der Quantisierung ab. Verringerung der Schrittweite durch Erhöhung der Bits, mit denen der ADC arbeitet, ist also eine Möglichkeit das Quantisierungsrauschen zu verringern. Dies ist allerdings eine recht aufwändige und damit sehr teure Methode.

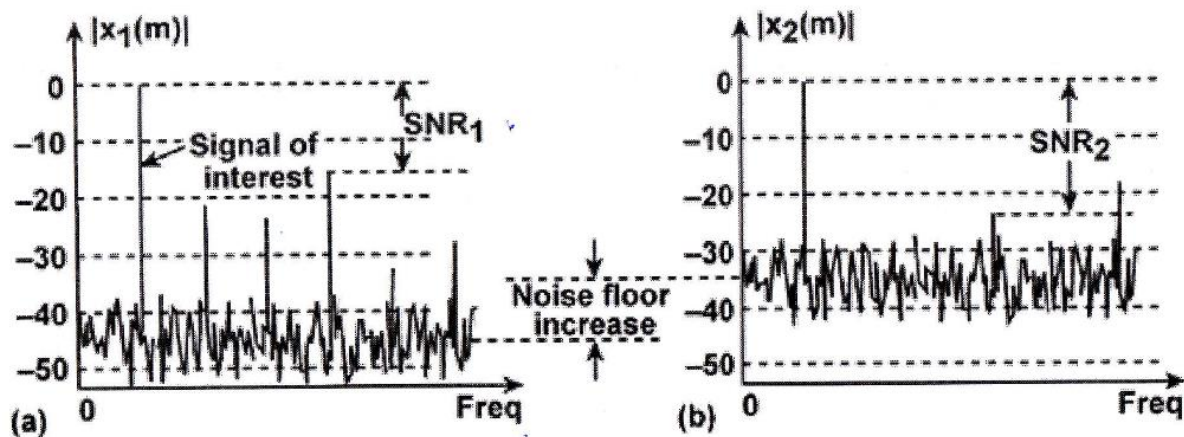
Einfacher scheint eine zweite Möglichkeit, das lehrt Gln. (6), zur Reduktion des Rauschens die Sampling-Frequenz  $f_s$  zu erhöhen. Verdoppelung von  $f_s$  reduziert die Rauschleistungsdichte auf die Hälfte. Der Grund dafür ist der, dass sich das Rauschen auf den Frequenzbereich bis zur Sampling-Frequenz verteilt.



**Bild 2.3:** Im oberen Teil des Bildes 2.3(a) ist die spektrale Leistungsdichte (PSD) des Signals (Signal of interest) und die des Rauschens (schraffierter Teil) als Funktion der Frequenz dargestellt. Die Sampling-Frequenz ist  $f_{s,old}$  und entspricht in (a) etwa der doppelten maximalen Signalfrequenz. Erhöht man sie auf den sehr viel größeren Wert  $f_{s,new}$ , dann reduziert sich PSD deutlich (b). Die Reduktion ist jedoch derart, dass die gestrichelte Fläche konstant bleibt, d.h. Verdoppelung von  $f_s$  reduziert PSD auf die Hälfte. Damit die Rauschreduktion wirksam werden kann, muss auf den ADC eine Tiefpassfilterung erfolgen (gestrichelte Linie in (b)). Sie reduziert die Bandbreite auf den durch das Signalspektrum vorgegebenen notwendigen Teil und unterdrückt alle höherfrequenten Rauschanteile. Abbildung aus [1].

Das Nyquist-Theorem verlangt, dass die Sampling-Frequenz mindestens doppelt so hoch gewählt werden muss wie die höchste Frequenz im Spektrum des zu verarbeitenden Signals. Erhöhung der Sampling-Frequenz über dieses notwendige Maß hinaus heißt Oversampling. Es bewirkt, dass die Spektralkomponenten des Rauschens über einen größeren Frequenzbereich verteilt sind, wie in Bild 2.3 dargestellt und erläutert. Mit Hilfe von Tiefpassfilterung nach der Digitalisierung kann die Rauschbandbreite auf die Bandbreite des Signals beschränkt werden, sodass die Gesamtrauschleistung im Vergleich zur Signalleistung infolge Oversamplings deutlich reduziert werden kann.

Wie man Bild 2.1 entnehmen kann, entstehen bei der Digitalisierung kleiner periodischer Signale der Größenordnung der Quantisierungsschritte relativ große Fehlerspannungen (Teil (c) in Bild 2.1), also große Rauschspannungen. Das Spektrum dieses Quantisierungsrauschens enthält dann Linien, die mit der Signalfrequenz und ihren Harmonischen korrelieren, wie in Bild 2.4(a) dargestellt.



**Bild 2.4:** Spektren des Quantisierungsrauschens ohne Dithering (Bild 2.4(a)) und mit Dithering (Bild 2.4(b)). Dithering erhöht den Rauschflur (noise floor increase), reduziert aber deutlich die mit dem Signal korrelierten Linien im Spektrum. Abbildung aus [1].

Das Hinzufügen (addieren) von Rauschen mit Amplituden von der Größe etwa der Quantisierungsschritte bringt die scharfen Spitzen (Bild 2.1(c)) zum Verschwinden. Das Rauschspektrum wird dadurch wesentlich homogener, rauschartiger. Die Harmonischen der Signalfrequenz verschwinden (Bild 2.4(b)). Die Rauschleistungsdichte wird durch diese Maßnahme leicht erhöht, die Gesamtstörungen jedoch deutlich reduziert. Bei Verwendung eines ADC in einem direkt-digitalisierenden Empfänger übernimmt, mindestens auf den niederen Bändern das atmosphärische Rauschen die Rolle des Dithering. Weitere Details zum Dithering finden sich in [4].

## 2.2 Signal – Rausch - Leistungsverhältnis

Mit der Signal-Spitze-Spitze-Spannung  $V_M = 2^N \Delta V$  und der oben bestimmten effektiven Rauschspannung  $V_n = \frac{\Delta V}{\sqrt{12}}$  können Signalleistung  $P_s$ , Rauschleistung  $P_n$  und ihr

Leistungsverhältnis  $SNR = \frac{P_s}{P_n}$  berechnet werden:

Die an einem Widerstand  $R$  erzeugte Signalleistung  $P_s$  ist mit der effektiven Signalspannung  $V_{eff}$  gegeben durch  $P_s = \frac{V_{eff}^2}{R}$ .

Mit  $V_{eff} = \frac{V_M}{2\sqrt{2}}$  ist die Signalleistung bei maximaler Signalspannung dann

$$P_s = \frac{V_{eff}^2}{R} = \frac{V_M^2}{R(2\sqrt{2})^2} = \frac{(\Delta V \cdot 2^N)^2}{R(2\sqrt{2})^2} = \frac{\Delta V^2 2^{2N}}{8R} \quad [W] \quad (8)$$

und die am selben Widerstand  $R$  erzeugte Rauschleistung gemäß Glg. (5):

$$P_n = \frac{V_n^2}{R} = \frac{\Delta V^2}{12R} \quad [W] \quad (9)$$

Das Signal- Rauschverhältnis  $SNR = \frac{P_s}{P_n}$  ist somit:

$$\boxed{SNR = \frac{12 \Delta V^2 2^{2N}}{8 \Delta V^2} = \frac{3}{2} 2^{2N}} \quad (10)$$

Dieses  $SNR$  für reines Quantisierungsrauschen -das unvermeidliche Minimum an Rauschen, das ein ADC haben kann- hängt also nur von der Anzahl  $N$  der Bits ab, mit denen der ADC arbeitet. Es wächst exponentiell mit der Anzahl  $N$  der Bits:  
Ein bemerkenswert grundsätzliches Ergebnis!

Das  $SNR$  in Glg. (10) gilt für maximale Aussteuerung, d.h. die vom ADC digitalisierte Signalspannung  $V_s$  hat einen Spitze-Spitze-Wert der der maximal möglichen Spannung am ADC entspricht,  $V_s = V_M$ .

Ist die Signalspannung  $V_s$  kleiner als  $V_M$ , so ist auch das  $SNR$  kleiner und dann gegeben durch:

$$\boxed{SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{3}{2} 2^{2N} \left( \frac{V_s}{V_M} \right)^2} \quad 0 \leq V_s \leq V_M \quad (11)$$



Soll  $SNR$  in dB ausgedrückt werden, logarithmiert man Glg. (11) und multipliziert mit 10:

$$SNR = 10 \cdot \log \left( \frac{3}{2} 2^{2N} \left( \frac{V_S}{V_M} \right)^2 \right) = 10 \cdot \left( \log \frac{3}{2} + N \cdot \log 2^2 + 2 \cdot \log \frac{V_S}{V_M} \right) =$$

$$= 10 \cdot \left( 0,176 + N \cdot 0,602 + 2 \cdot \log \frac{V_S}{V_M} \right) \quad [dB] \quad (12)$$

und man erhält schließlich:

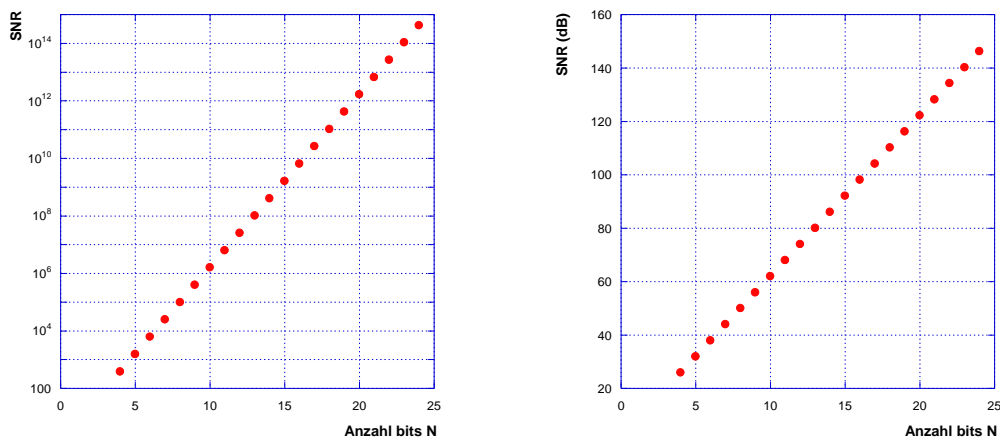
$$SNR = 1,76 + 6,02 \cdot N + 20 \cdot \log \frac{V_S}{V_M} \quad [dB] \quad (13)$$

Glg. (12) erklärt die Herkunft der ominösen Zahlen  $1,76 = 10 \cdot \log \frac{3}{2}$  und  $6,02 = 10 \cdot \log 4$ , die in den Formeln (12) und (13) erscheinen (und die üblicherweise hingenommen und leider selten erklärt werden).

Der letzte Term in Glg (12),  $20 \cdot \log \frac{V_S}{V_M}$ , ist negativ solange der ADC nicht vollausgesteuert wird. Das ergibt ein kleineres  $SNR$  für diesen Fall. Der Term verschwindet für den Fall der Vollaussteuerung,  $V_S = V_M$  (denn  $\log 1 = 0$ ).

Man erhält dann den bekannten Ausdruck für maximales  $SNR$  :

$$\boxed{SNR = 1,76 + 6,02 \cdot N \quad [dB]} \quad (14)$$



**Bild 2.5:** Das  $SNR$  linear und in dB als Funktion der Anzahl von Bits  $N$  für den Idealfall reines Quantisierungsrauschens und Vollaussteuerung.

Wie in Abschnitt 1.1 erläutert, kann das Rauschen durch Oversampling und anschließendes Filtern reduziert werden. In dB ausgedrückt ist der Gewinn im Signal-Rausch-Verhältnis bei Erhöhung der Samplingfrequenz von  $f_{s,old}$  auf  $f_{s,new}$  gegeben durch

$$SNR = 10 \log\left(\frac{f_{s,new}}{f_{s,old}}\right) \quad [dB] \quad (15)$$

Vervierfachung der Samplingfrequenz erhöht das SNR um 6.02 dB.

### 2.3 Die Größen SINAD und ENOB

Das Ergebnis in Glg. (14),  $SNR = 1,76 + 6,02 \cdot N \quad [dB]$ , wird verallgemeinert, indem man formal das berechnete SNR durch ein am ADC gemessenes Signal-Rauschverhältnis SINAD (**s**ignal to **n**oise **a**nd **d**istortion ratio) und die Zahl  $N$  gleichzeitig durch die sogenannte effektive Zahl von Bits, ENOB (**e**ffective **n**umber of **b**its), ersetzt. Man erhält dann formal:

$$SINAD = 1,76 + 6,02 \cdot ENOB \quad [dB] \quad (16)$$

Das gemessene Signal-Rauschverhältnis SINAD beinhaltet alle möglichen Rauschquellen des ADC, nicht nur das Quantisierungsrauschen.

Es ist definiert als:

$$SINAD = 10 \cdot \log\left(\frac{V_s}{V_n + V_D}\right)^2 \quad [dB] \quad , \quad (17)$$

mit der Signalspannung  $V_s$ , der Rauschspannung  $V_n$  und mit  $V_D$  der Spannung, die alle Verzerrungen und eventuell auftretende Harmonische berücksichtigt (Wurzel aus dem quadratischer Mittelwert aller dieser).

SINAD ist also kleiner als das SNR durch Quantisierungsrauschen allein, die Zahl ENOB damit auch kleiner als  $N$ , die nominelle Anzahl der Bits des ADC.

Löst man Glg. (16) nach ENOB auf, so erhält man bei ADC Vollaussteuerung:

$$\boxed{ENOB = \frac{SINAD - 1,76}{6,02} \quad [Bits]} \quad (18)$$

bzw. unter Berücksichtigung der Aussteuerung  $\frac{V_s}{V_M}$ :

$$ENOB = \frac{SINAD - 1,76 - 10 \cdot \log\left(\frac{V_s}{V_M}\right)^2}{6,02} \quad [Bits] \quad (19)$$

### 2.3.1 Interpretation der ENOB

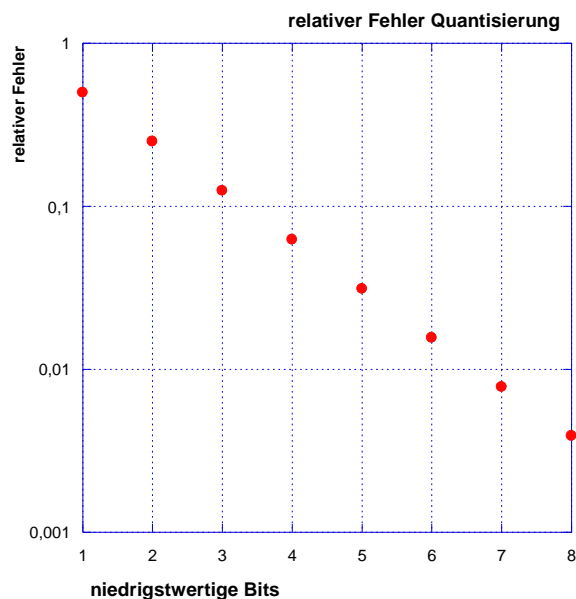
Man kann die effektive Zahl der ADC Bits, ENOB, auch interpretieren als diejenige Zahl von Bits, die ein idealer ADC hat, der genauso stark rauscht wie durch das gemessene SINAD angegeben ist.

Man kann ENOB aber auch sehen als diejenige Zahl von Bits, die durch das Quantisierungsrauschen des ADC nur unwesentlich verfälscht werden:

Der maximale absolute Fehler bei der abtastenden Quantisierung ist für jeden Schritt gleich groß, nämlich  $\pm \Delta V/2$ . Da sich die Schrittzahl und damit die Spannung aber mit jeder Stelle der Binärzahl verdoppelt, 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64, ... , nimmt der maximale relative Fehler bzw. die auf den Spannungswert der jeweiligen Stelle  $b$  bezogene maximale Rauschspannung

$$\frac{\Delta V}{2^b \Delta V}, \quad 1 \leq b \leq 16 \quad (20)$$

infolge Quantisierens zu den höherwertigen Bits rasch ab (Bild 2.6)



**Bild 2.6:** *Der relative Fehler bei der Quantisierung eines Spannungsverlaufs mit einem ADC nimmt bei den niedrigwertigen Bits der Binärzahl beginnend (letzten Stellen) nach vorne zu den höherwertigen hin rasch ab.*

Bei Interpretation als Rauschen heißt das, dass das Rauschen die Genauigkeit der Digitalisierung nur in den niedrigwertigen Bits wesentlich reduziert.

In diesem Sinn gibt ENOB die Zahl von Bits, die durch Rauschen (Quantisierungsfehler) nur relativ wenig verfälscht sind.

## 2.4 Der maximale Dynamikbereich

Der maximale Dynamikbereich definiert als die Spannungsdifferenz zwischen dem ersten Quantisierungsschritt  $\Delta V$  und der maximalen Spannung zur Vollaussteuerung  $2^N \Delta V$  eines ADC, hängt im Idealfall ebenfalls nur von der Anzahl  $N$  der Bits ab und ist bei Normierung auf  $\Delta V$  in dB ausgedrückt gegeben durch:

$$DR = 20 \cdot \log \frac{2^N \Delta V - \Delta V}{\Delta V} \quad (21)$$

$$\boxed{DR = 20 \cdot \log(2^N - 1) \text{ [dB]}}$$

Um den realen DR zu erhalten, der alle in SINAD bzw. ENOB enthaltenen Abweichungen vom idealen ADC berücksichtigt, ersetzt man  $N$  in Glg. (21) durch ENOB erhält man wegen  $2^{ENOB} \gg 1$ , mithin  $2^{ENOB} - 1 \approx 2^{ENOB}$  dann:

$$\begin{aligned} DR &= 20 \cdot \log(2^{ENOB} - 1) \approx 20 \cdot \log(2^{ENOB}) \\ &= 20 \cdot ENOB \cdot \log 2 = 6,02 \cdot ENOB \text{ [dB]} \end{aligned} \quad (22)$$

Bei bekanntem DR in dB, kann man damit ebenfalls ENOB berechnen:

$$ENOB \approx \frac{DR}{6,02} \text{ [Bits]} \quad (22)$$

Kombiniert man Glg. (22) mit Glg. (18), so erhält man:

$$\boxed{DR \approx 6,02 \cdot ENOB = SINAD - 1,76 \text{ [dB]}} \quad (24)$$

und kann damit auch den Dynamikbereich DR aus dem gemessenen Signalrauschverhältnis SINAD bestimmen.

**Tabelle 2.1** gibt die diskutierten Größen für einige gebräuchliche ADCs an, die mit 8 bis 16 Bits arbeiten und deren SINAD-Werte den Datenblättern entnommen wurden [3].

**Tabelle 2.1**

**SNR<sub>ideal</sub>** wie in Glg. (14) definiert; **DR<sub>ideal</sub>** gemäß Glg. (21); **DR<sub>real</sub>** gemäß Glg. (24)

ADC	AD 9288	LTC 2281	AD 9866	LTC 2145	LTC 2208
<b>N</b>	8	10	12	14	16
<b>SNR<sub>ideal</sub> (dB)</b>	49,9	62	74	86	98
<b>DR<sub>ideal</sub> (dB)</b>	48,1	60,2	72,2	84,3	96,3
<b>SINAD (dB)</b>	47	61,5	62,9	73,1	77,7
<b>ENOB</b>	7,5	9,9	10,2	11,8	12,6
<b>DR<sub>real</sub> (dB)</b>	45,2	59,7	61,1	71,3	75,9

## 2.5 Literatur

- [1] R. Lyons et al, Reducing Quantization Noise, <http://www.mwrf.com/print/8659>
- [2] M. E. Frerking, Digital Signal Processing in Communication Systems, Kluwer Academic Publishers, Boston 1993
- [3] K. Lohmann, <http://www.dl0sdr.de/...-wie-viel-bit-sind-genug-.html#ADC-Vergleich>
- [4] R. Wannamaker, „The Theory of Dithered Quantization“, Ph.D. Thesis, Dept. of Applied Mathematics, Univ. of Waterloo, Waterloo, Ontario, Canada, 1997