

AN-804 Improving A/D Converter Performance Using Dither



Literature Number: JAJA257

ディザ信号付加による A/D コンバータの性能改善

National Semiconductor
Application Note 804
Leon Melkonian
February 1992



1.0 概要

非常に広いダイナミック・レンジを持つ信号の A/D 変換アプリケーションでは、低ひずみが要求されます。ところが不幸にして、信号振幅の減少とともに A/D 変換時に発生するひずみは増加し、特に信号振幅が量子化ステップと同じレベルの時、更に深刻な問題になります。例えば、デジタル・オーディオのアプリケーションにおいては、低レベルの信号がしばしば単独で、あるいは大レベルの信号といっしょに存在します。これらの低レベル信号が量子化プロセスで大きくひずんだ場合、システムの性能は著しく低下します。

ところが、該当する信号にノイズ(ディザ信号)を付加することにより、実際問題としてひずみを抑えて分解能を LSB (最下位ビット)以下に改善することが可能になります。理想的なコンバータを実現するための最適なディザ信号は、電圧レベルが $1/3\text{LSB}_{\text{rms}}$ のホワイト・ノイズです。ディザ信号を付加することで、通常階段状になる A/D コンバータの伝達関数を効果的に平滑化します。ひずみの低減と分解能の改善の代償としてやや S/N 比が低下しますが、多くのアプリケーションでは、ディザ信号の付加による利点はそれを犠牲にするだけの価値があります。低レベル信号の量子化プロセスで発生するスペクトルひずみが特に好ましくないアプリケーションでは、ディザ信号を付加することによって更に恩恵が得られるでしょう。これらのアプリケーションには、オーディオ、音響計測、機械の回転スペクトル解析または振動解析、電子回路の非線形ひずみ解析などがあります。

このアプリケーション・ノートでは、ディザ信号の概念、量子化ノイズとの関連、A/D コンバータの性能改善方法を紹介します。更に、10 ビット・コンバータにディザ信号を付加した時の明瞭な効果を示す実験データも公開します。

2.0 サンプリングと量子化

サンプリングと量子化がアナログ信号をデジタル信号へ変換する時の基本的で重要な 2 つのプロセスです。これらのプロセスの見直しと A/D コンバータのノイズに及ぼす影響を検討することが重要です。

アナログ信号のサンプリングでは、信号波形のある部分にだけ“注目”します。波形のほとんどがそのまま“素通り”してしまっても、標本化定理を満たしていれば信号に含まれるすべての情報は保持されます。アナログ信号の完全な復元には、標本化定理によって、信号に含まれる最大周波数の 2 倍以上の周波数でサンプリングする必要があります。周波数がナイキスト周波数(サンプリング周波数の $1/2$)より高いと低域の周波数にエイリアス(折返しノイズ)が発生して、信号を劣化させます。エイリアスの発生を抑えるには、入力アナログ信号はローパス・フィルタ(アンチエイリアス・フィルタ)を通して処理しなければなりません。ローパス・フィルタは、ナイキスト周波数より低域の信号だけを A/D コンバータへ入力します。理想的なサンプリングでは、アナログ信号にはいかなるノイズも加わりません。

逆に理想的ではないサンプリングでは、量子化の本質上、信号にノイズが混入してしまいます。連続したアナログ信号の電圧範囲は、A/D コンバータで離散的な出力コードに変換されます(Fig. 1 と 2)。同一の量子化ステップに含まれるすべての(振幅の異なる)電圧は、1 つの出力コードに変換されます。このため、量子化ステップで不可避的に情報が失われてしまいます。コンバータのビット数を増やすと分解能を改善することができますが、これと引き換えにコストと回路の複雑さが増大します。

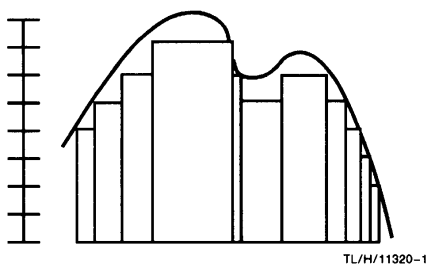


FIGURE 1. Quantization without Sampling

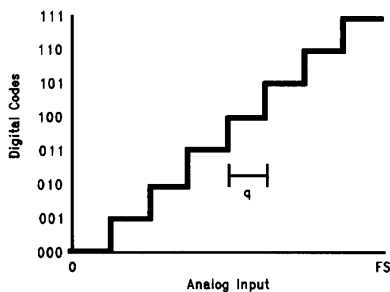


FIGURE 2. 3-Bit ADC Transfer Curve

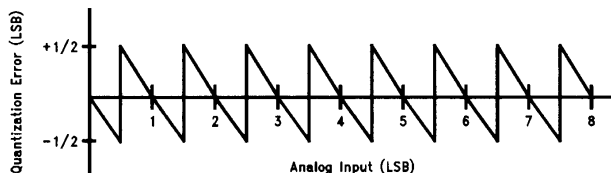


FIGURE 3. Quantization Error is $\pm 1/2$ LSB for a Perfect ADC



FIGURE 4. Treatment of Quantizing Error as an Explicit Quantization Noise

TL/H/11320-4

理想的なコンバータのデジタル出力コードに対応する電圧とアナログ信号電圧間の差は、量子化誤差と呼ばれています。その範囲の中心電圧で出力コードを定義したとすると、最大量子化誤差は $\pm q/2$ になります。q は量子化間隔です (Fig. 3)

別の考え方として、A/D コンバータの量子化誤差を無限の分解能をもつ A/D コンバータ (Fig. 4) へ混入する量子化ノイズとみなすことができます。これがディザ信号を議論するための量子化誤差の扱い方です。

量子化ノイズの存在は、A/D コンバータで達成可能な S/N 比を低下させます。大振幅で複数の周波数から成る信号のサンプリング間の量子化誤差は、統計的に独立で量子化間隔全体に渡って一様に分布しています。量子化誤差 V の確立密度 P(v) は、次の式により与えられます。

$$P(v) = \begin{cases} \frac{1}{q}, & |v| < \frac{q}{2} \\ 0, & |v| > \frac{q}{2} \end{cases}$$

従って、rms ノイズ V_{noise} は次の式で求められます。

$$V_{\text{noise}} = \left[\int_{-\infty}^{\infty} v^2 P(v) dv \right]^{1/2} = \left[\int_{-q/2}^{q/2} v^2 \frac{1}{q} dv \right]^{1/2} = \left[\frac{q^2}{12} \right]^{1/2}$$

n ビットの A/D コンバータでクリップせずに変換される最大の正弦波は、 $2^n q$ のピーク・ツー・ピーク振幅を持っています。これを rms レベルで表せば、

$$V_{\text{signal}} = \frac{2^{n-1} q}{\sqrt{2}}$$

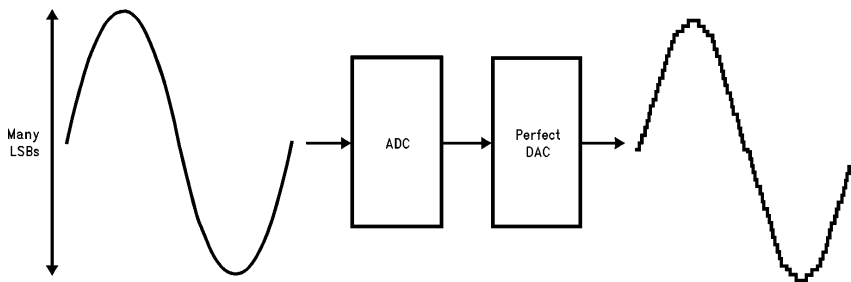


FIGURE 5. A/D Converters Inherently Distort Signals

TL/H/11320-5

従って、S/N 比は次の式で求められます。

$$\frac{S}{N} = 20 \log \left\{ \frac{V_{\text{signal}}}{V_{\text{noise}}} \right\} = 20 \log \left\{ \frac{2^{n-1} q/\sqrt{2}}{q/\sqrt{12}} \right\} = 1.76 + 6.02 n$$

従って、10 ビットのコンバータの最大 S/N 比は、正弦波に対して 62dB になります。

大振幅で複数の周波数から成る信号の量子化誤差は、付録に示すホワイト・ノイズとして表すことができます。このような類推が可能なのは、この種の信号のサンプリング回数を非常に多くすると、量子化間隔全体に渡って、量子化誤差が一様に分布するという事実があるからです。これに対して、低レベルまたは単一周波数の信号の量子化誤差は、入力信号に混入するホワイト・ノイズとして扱うことはできません。例として、大きな振幅の正弦波を考えてみましょう (単一周波数だけから成る単純な信号) もし、このアナログ信号に A/D コンバータでデジタル信号に変換し、次に完全な D/A コンバータでアナログ信号に復元すると、ステップが重畳した正弦波が得られます (Fig. 5) これらのステップがすなわち、A/D コンバータの様々な量子化レベルを表しています。もし、復元信号のスペクトル解析をするなら、入力信号のピーク・レベルのほかに高調波成分のピークを調べる必要があります。なぜなら、デジタル化のプロセスは、信号に含まれていない周波数成分を実際に付加するからです。

小振幅の単一周波数から成る信号の時、はずみは最大になります。例えば、ピーク・ツー・ピーク振幅が 1LSB の正弦波をデジタル化すると 2つのデジタル・コードだけになり、復元波形は方形波のようになります (Fig. 6) この場合の量子化誤差は、主に奇数次の高調波はずみになります。

大振幅で複数の周波数から成る信号の量子化ノイズはホワイト・ノイズですが、小振幅の単一周波数から成る信号の量子化ノイズは主に高調波ひずみとして現れるので、実際に信号に周波数成分を加えます。従って、このような信号をスペクトル解析すると誤差の多い結果が得られてしまいます。一方、大振幅で複数の周波数から成る信号のスペクトルは、フラット・ノイズ特性を持つ入力信号を示すだけです。

3.0 ディザ信号

量子化の好ましくない影響を軽減するために、以前はアナログ・ホワイト・ノイズをA/Dコンバータの入力信号に加えていました。ところが1951年にGoodall¹は、ビデオ信号にディザ信号を付加すると輪郭への影響が補正されることを報告しました。1960年にWidrow²は、量子化誤差が信号から独立していれば、量子化による信号の消失が最小になることを発見しました。またSchuchman³は、信号から独立した量子化誤差を生じるディザ信号の波形を定義し、理想的なコンバータの最適なディザ信号は1/3LSB rmsのホワイト・ノイズであることを発見しました。更にVanderkooyとLipshitz⁴は、ディザ信号を付加することによってA/Dコンバータの分解能をLSB以下に改善できることを示しました。

ここで、ディザ信号を付加すると、信号のA/D変換時にどのようにして高調波ひずみの低減と分解能の改善ができるのかを説明しましょう。量子化ステップの中央にある低レベルの正弦波信号の例をFig. 6に示します。この信号のピーク・ツー・ピーク振幅は1LSBです。この信号をA/Dコンバータへ入力すると、2つのデジタル・コードだけになります。正弦波が2つのコード間のスレショルドの中央にある場合、出力されるデジタル出力は方形波になります。なんらかのオフセットを加えるとデューティ・サイクルは変化しますが、デジタル化した信号は、常に入力信号と同じ周波数を持つパルス列になります。これは明

らかに非常に不十分な正弦波の表現といえます。

ディザ信号を付加すると、完全なD/Aコンバータからは更に頻繁に2つの状態(追加される可能性もある)を繰り返すデジタル信号が出力されます(Fig. 7)。サブLSB情報(LSB以下の情報)は、レベル間で費やされた時間の割合として保持されます。分解能は時間平均することで、LSB以下に著しく向上させることができます。ディザ信号の付加により達成されるものは、A/Dコンバータ変換曲線の効果的な直線性改善です。ディザ信号を付加しない場合と比較して、量子化プロセスによって発生する高調波ひずみが著しく改善されていることがパワー・スペクトルから分かります。この全高調波ひずみ(THD)の低減と分解能の改善の代償としてややS/N比が低下し、また時間平均をすると実効変換時間が増加します。

別の観点から、ディザ信号がA/Dコンバータの変換曲線にどのように影響するのかを見てみましょう。これは基本的に、ディザ信号の意味そのものに関わってきます。ディザ信号を付加しないと、各アナログ入力電圧には、ただ1つだけのコードが割当てられます。つまり、A/Dコンバータの“階段状”変換曲線の同一“ステップ”にある電圧の出力には差が表れません。ディザ信号の付加によって、各アナログ入力電圧には、確率分布でいくつかのデジタル・コードの1つが割当てられます。元のA/Dコンバータ伝達関数の同一ステップにある異なる電圧には、異なる確率分布でコードが割当てられます。こうして、A/Dコンバータの分解能をどのようにしてLSB以下に改善できるのかが理解できるでしょう。

正弦波信号へのディザ信号の効果を図示するために、10ビットA/DコンバータをFig. 8のように接続します。ここで、ディザ信号の発生源は擬似ランダム・ノイズ・ジェネレータです。ディザ信号は減衰されて、A/Dコンバータの入力段で1/3LSBのrmsレベルになり、次の式で与えられます。

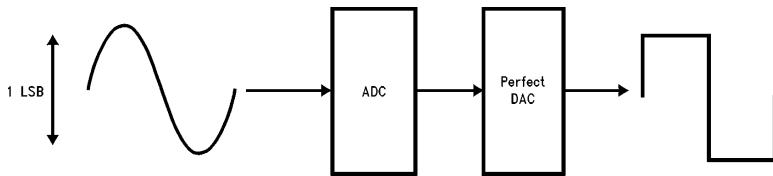


FIGURE 6. Quantization of Low Level Signals Results in Severe Error

TL/H/11320-6

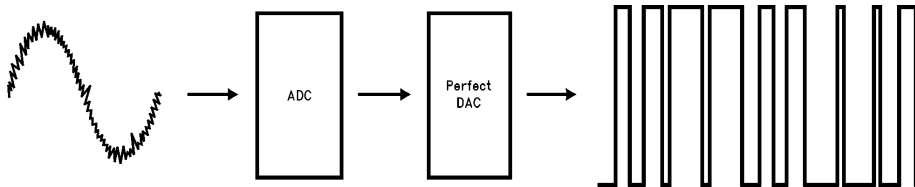


FIGURE 7. With dither, sub-LSB information can be extracted from percentage of time spent between the two levels.

TL/H/11320-7

$$V_{dither} = \frac{1}{3} \frac{V_{REF}}{2^n}$$

$V_{REF} = 5V$ の 10 ビット・コンバータに対して、 $V_{dither} = 1.6mV$ です。信号およびディザ信号は、コーナ周波数が 20kHz の 8 次チェビシェフ・アンチエイリアシング・フィルタ (Fig. 9) を通し、高域成分を除去します。またオペアンプが生成した DC オフセットを除去するため、アンチエイリアシング・フィルタの出力に 0.1 μ F のコンデンサを接続して AC 結合します。DC オフセットを制御 (Fig. 8) することにより、A/D コンバータをユニポーラ入力し、信号を量子化レベルの中央にすることが可能です。ここで使用している A/D コンバータは、5V 電源動作で変換時間が 1.8 μ s の 10 ビット・マルチステップ A/D コンバータ ADC1061 です。

オーディオ周波数帯域のアプリケーションに対しては、ノイズ発生源として MM5437 擬似ランダム・ノイズ・ジェネレータ・チップを使用できます (Fig. 10)。擬似ランダム・デジタル波形をホワイト・ノイズに変換するには、MM5437 の出力をローパス・フィルタを通さなければなりません。これは、アンチエイリアシング・フィルタで簡単に行うことができます。なお、A/D コンバータの入力段で 1/3LSB のディザ信号になるようなレベルまで、フィルタを通す前に MM5437 の出力を減衰させる必要があります。

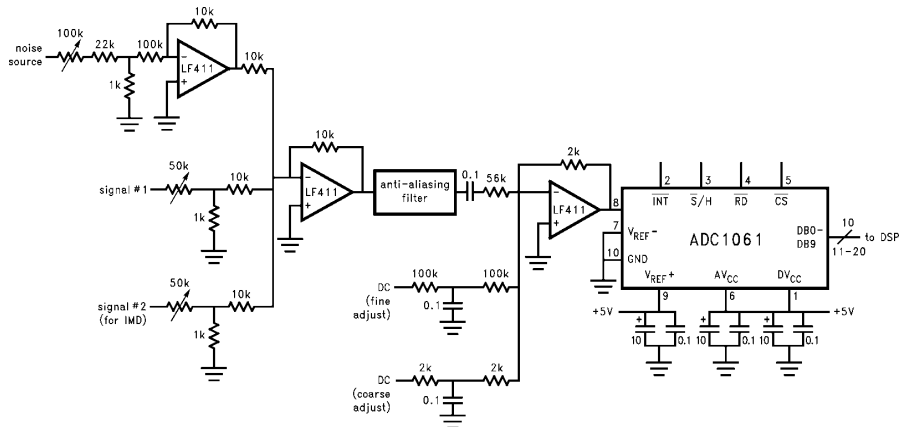


FIGURE 8. Setup for Investigating the Effects of Dither

TL/H/11320-8

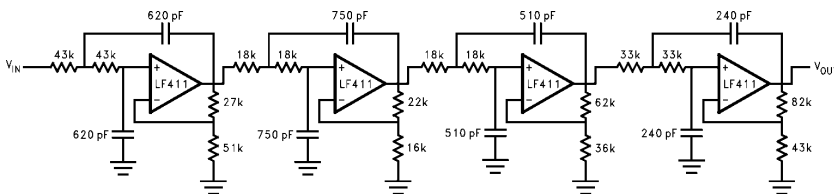
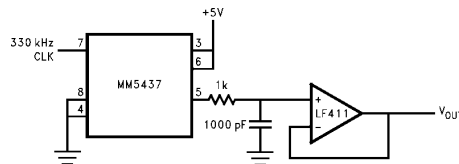


FIGURE 9. 8th Order Chebyshev Anti-Aliasing Filter

TL/H/11320-9



TL/H/11320-10

FIGURE 10. The MM5437 Digital Noise Generator is a convenient source of dither for applications in the audio frequency range.

1LSBのピーク・ツー・ピーク振幅を持つ1kHzの信号を25回デジタル変換し、平均を取ったスペクトルをFig. 11aに示します。奇数次の高調波成分の相対振幅が偶数次より高いことに注意してください。1/3LSB rmsの広帯域ディザ信号の付加により、高調波成分だけが1/3以下に減少しています。また、Fig. 11aに比較してノイズ・フロア・レベルが全体的に上がっていることに注目してください。Fig. 12に1/3LSBのディザ信号を付加した時の1/4LSB信号のスペクトルを示します。ディザ信号を付加しないと、信号は全く検出することができません。Fig. 13に5LSBのピーク・ツー・ピーク振幅を持つ大振幅信号のスペクトルを示します。

ディザ信号を付加することは、約10LSBまでの信号レベルに対して、高調波ひずみの低減に非常に効果的です。それ以上のレベルになると、量子化が高調波ひずみを生じる低レベル信号と量子化プロセスがホワイト・ノイズを生じる大レベル信号間の遷移領域に入ります。またディザ信号は、相互変調ひずみの低減にも効果があります。周波数が600Hzと1kHzの1LSB振幅の信号にディザ信号を付加した時の効果をFig. 14aに示します。1/3LSBのディザ信号を付加した時、高調波ひずみと相互変調ひずみの双方がなくなっているのが分かります。

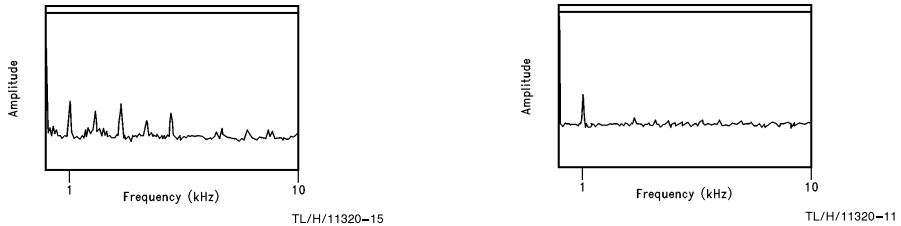


FIGURE 11. a) Spectrum of a 1 kHz, 1 LSB Signal. b) With dither, the harmonics have been eliminated. These spectra were averaged 25 times.

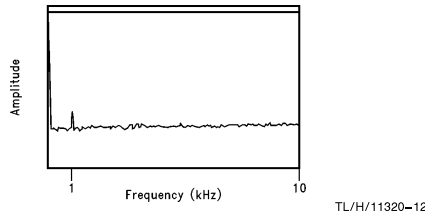


FIGURE 12. Without dither, this 1/4 LSB, 1 kHz signal could not be detected at all. The spectrum was averaged 50 times.

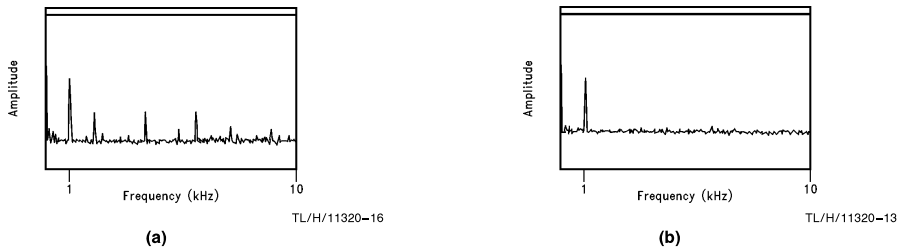


FIGURE 13. Effects of dither on larger signals (5 LSB). a) Without dither. b) With dither. These spectra were averaged 25 times.

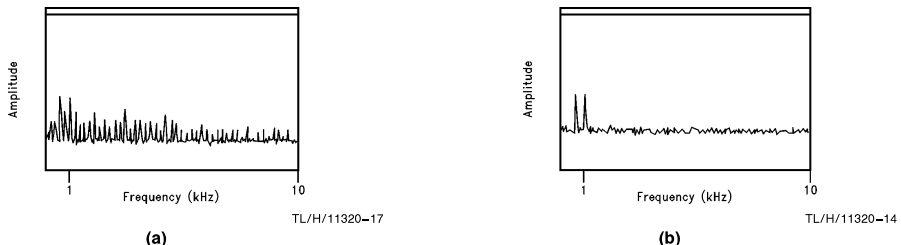


FIGURE 14. a) Two 1 LSB signals at 600 Hz and 1 kHz show both harmonic and intermodulation distortion. b) With dither, only the fundamentals remain.

高い分解能のA/Dコンバータになるにつれて、内因性のアナログ・ノイズが最適なディザ信号の重要な要素になります。例えば、5V基準電圧で動作する12ビット・コンバータの1/3LSBは400 μ Vに相当します。ディザ信号を付加しない場合、内因性のノイズ・レベルが数百マイクロボルト(400 μ V近辺ではない)であると、アナログ・ノイズは高調波ひずみを低減せずにS/N比だけを低下するでしょう。このことから、ADC12441やADC12451のような12ビット以上の分解能のA/Dコンバータでは、その性能の改善にディザ信号が特に有効といえます。

4.0 その他のディザ方式

ディザに関する議論を終わる前に、そのほかのディザ方式についても触れておかなければならないでしょう。アプリケーションやA/Dコンバータの非直線性の程度によっては、既に述べたホワイト・ノイズのディザ方式よりも、ほかの種類のディザ方式が更に適切なこともあります。広帯域に渡るAC信号や伝達関数が理想特性に近いA/Dコンバータには、ホワイト・ノイズによるディザ信号が最適です。

A/Dコンバータが著しい微分非直線性を持っている場合、ナイキスト周波数中心の狭帯域ノイズが最適なディザ信号になります。4から5LSB程度の振幅が最良の結果をもたらします。著しい微分非線形性によりコード間の間隔が広がるため、ディザ信号の振幅を大きくする必要があるためです。

ホワイト・ノイズ・ディザ信号のパリエーションの1つに、減算型ホワイト・ノイズ・ディザ方式があります。この方式においては、A/Dコンバータのデジタル化された結果から擬似ランダム・ノイズ・ジェネレータのデジタル出力を引きます。これはディザ方式のノイズによる不具合を低減する効果があります。参考文献5と6でこれらの方式を詳しく説明しています。

5.0 結論

このアプリケーション・ノートでは、ディザ信号の概要とそれがA/Dコンバータの動作に与える効果を紹介してきました。1/3LSBの広帯域ノイズをA/Dコンバータの入力へ付加すると、いくつかの良い結果が得られることが分かりました。ディザ信号の付加によって、量子化プロセスで発生する小信号の高調波ひずみと混変調ひずみが著しく低減します。時間平均することによって、A/Dコンバータの分解能はLSB以下のレベルに改善することができます。低レベルの信号の量子化が原因で生じるスペクトルひずみが特に好ましくないオーディオなどの分野では、ディザ信号を付加することによって更に恩恵が得られます。

付録

サンプル間の量子化誤差は統計的に独立していると仮定して、量子化ノイズのスペクトル分布を定義してみましよう。この条件は、大振幅で複数の周波数から成る信号で満足されます。ノイズの自己相関関数 $R_{vv}(X)$ は次の式で定義されます。

$$R_{vv}(x) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) v(t+x) dt$$

サンプル間の量子化誤差は互いに独立であるから、 $|X| > t_s$ のときに自己相関関数はゼロでなければなりません。ここで、 t_s はサンプリング間隔です。次の変換結果が有効になるまでA/Dコンバータがその出力を保持するという事実を考慮に入れると、このサンプリング間隔

時間 t_s について議論することは妥当であるといえます。この時、自己相関関数は次のようになります。

$$R_{vv}(x) = \begin{cases} \frac{q^2}{12} \left(1 - \frac{|x|}{t_s}\right), & |x| < t_s \\ 0, & |x| > t_s \end{cases}$$

$X = 0$ のときの $R_{vv}(X)$ 値は、量子化ノイズの平均自乗値 $q^2/12$ になります。信号のパワー・スペクトルはその自己相関関数をフーリエ変換したものであり、従ってノイズのパワー・スペクトルは次の式で求められます。

$$\begin{aligned} P(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_{vv}(x) e^{-j\omega x} dx \\ &= \frac{q^2}{12} \int_{-t_s}^{t_s} \left(1 - \frac{|x|}{t_s}\right) e^{-j\omega x} dx \\ &= \frac{q^2}{12 t_s} \frac{\sin^2(\omega t_s/2)}{(\omega t_s/2)^2} \end{aligned}$$

相当する線形スペクトル $L(\omega)$ は次の式で求められます。

$$L(\omega) = \frac{q}{\sqrt{12}} \frac{\sin(\omega t_s/2)}{(\omega t_s/2)}$$

このスペクトルは、パルス幅 t_s 、パルス振幅 $1/t_s$ の方形パルス $h(t)$ を持つ量子化ノイズ $g(t)$ の畳み込みを表しています。

$$L(\omega) = F\{g(t) * h(t)\} = G(\omega) H(\omega),$$

ここで

$$G(\omega) = F\{g(t)\}, H(\omega) = F\{h(t)\}$$

サンプリング期間中、A/Dコンバータの出力は一定のため、出力波形は方形パルスになります。方形パルスのフーリエ変換は $[\sin(\omega t_s/2)]/(\omega t_s/2)$ になります。従って、量子化ノイズ自体のパワー・スペクトルは次の式で求められます。

$$P_N(\omega) = \frac{q^2}{12} t_s$$

量子化ノイズは周波数に対して独立なので、量子化ノイズのスペクトルはホワイト・ノイズになります。

A/Dコンバータのサンプリングの性質を考慮に入れることによって、量子化ノイズのスペクトルを定義することができます。この場合量子化装置の出力は、信号をサンプリングした時のみ定義されます。離散分布（関数）の自己相関関数は、N個の項の数列によって定義され、次の式で求められます。

$$R_{vv}(mt_s) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N+1} \sum_{n=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} v(n t_s) v(n t_s + m t_s),$$

$$m = -\frac{N}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2}$$

ここで、N個のサンプルの間隔は t_s になります。サンプル間の量子化誤差は互いに独立なので、数列のゼロでない項は唯一 $m = 0$ の時だけになります。この項は、量子化ノイズの平均自乗値 $q^2/12$ を表します。このため、自己相関関数は次のような数列になります。

$$R_{vv}(mt_s) = \{ \dots, 0, 0, q^2/12, 0, 0, \dots \}$$

自己相関関数のフーリエ変換である量子化ノイズのパワー・スペクトルはN個の項の数列によって与えられ、各項は次の式で求められます。

$$P(k\Omega) = \sum_{m=-\frac{N}{2}}^{\frac{N}{2}} R_{vv}(m t_s) e^{-j\Omega t_s k m},$$

$$k = -\frac{N}{2}, \dots, -1, 0, 1, \dots, \frac{N}{2}$$

ここで、 $\Omega = 2\pi/Nt_s$ です。数列内の $R_{vv}(mt_s)$ のゼロでない値は $m = 0$ の時だけなので、上式は次のように簡単にできます。

$$P(K\Omega) = R_{vv}(0) = q^2/12$$

$P(K\Omega)$ の式はKに対して独立であるため、パワー・スペクトルの各項は同じになります。従って、量子化ノイズはホワイト・ノイズになります。

以上、2つの異なる方法を使用して、大振幅で複数の周波数から成る信号の量子化ノイズが、ホワイト・ノイズになることを示しました。

参考文献

1. W.M. Goodall, "Television by Pulse Code Modulation," Bell Sys. Tech. J., vol. 30, pp. 33-49 (1951).
2. B. Widrow, "Statistical Analysis of Amplitude - Quantized Sampled-Data Systems," Trans. AIEE (Applications and Industry), vol. 79, pp. 555-568 (1960).
3. L. Schuchman, "Dither Signals and Their Effect on Quantization Noise," IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-12, pp. 162-165 (1964).
4. J. Vanderkooy and S.P. Lipshitz, "Resolution Below the Least Significant Bit in Digital Systems with Dither," J. Audio Eng. Soc., vol. 32, pp. 106-113 (1984 Mar.); correction *ibid.*, p. 889 (1984 Nov.).
5. B. Blesser and B. Locanthi, "The Application of Narrow-Band Dither Operating at the Nyquist Frequency in Digital Systems to Provide Improved Signal-to-Noise Ratio over Conventional Dithering," J. Audio Eng. Soc., vol. 35, pp. 446-454 (1987 June).
6. J. Vanderkooy and S.P. Lipshitz, "Dither in Digital Audio," J. Audio Eng. Soc., vol. 35, pp. 966-974 (1987 Dec.).

生命維持装置への使用について

弊社の製品はナショナル セミコンダクター社の書面による許可なくしては、生命維持用の装置またはシステム内の重要な部品として使用することはできません。

1. 生命維持用の装置またはシステムとは (a) 体内に外科的に使用されることを意図されたもの、または (b) 生命を維持あるいは支持するものをいい、ラベルにより表示される使用方法に従って適切に使用された場合に、これの不具合が使用者に身体的障害を与えると予想されるものをいいます。
2. 重要な部品とは、生命維持にかかわる装置またはシステム内のすべての部品をいい、これの不具合が生命維持用の装置またはシステムの不具合の原因となりそれらの安全性や機能に影響を及ぼすことが予想されるものをいいます。

ナショナル セミコンダクター ジャパン株式会社

本 社 / 〒 135-0042 東京都江東区木場 2-17-16 TEL.(03)5639-7300 <http://www.nsjk.co.jp/>

製品に関するお問い合わせはカスタマ・レスポンス・センタのフリーダイヤルまでご連絡ください。



0120-666-116



この紙は再生紙を使用しています

ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社（以下TIJといいます）及びTexas Instruments Incorporated（TIJの親会社、以下TIJないしTexas Instruments Incorporatedを総称してTIといいます）は、その製品及びサービスを任意に修正し、改善、改良、その他の変更をし、もしくは製品の製造中止またはサービスの提供を中止する権利を留保します。従いまして、お客様は、発注される前に、関連する最新の情報を取得して頂き、その情報が現在有効かつ完全なものであるかどうかをご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間取引契約が締結されている場合は、当該契約条件に基づき、また当該取引契約が締結されていない場合は、ご注文の受諾の際に提示されるTIJの標準販売契約約款に従って販売されます。

TIは、そのハードウェア製品が、TIの標準保証条件に従い販売時の仕様に対応した性能を有していること、またはお客様とTIJとの間で合意された保証条件に従い合意された仕様に対応した性能を有していることを保証します。検査およびその他の品質管理技法は、TIが当該保証を支援するのに必要とみなす範囲で行なわれております。各デバイスの全てのパラメーターに関する固有の検査は、政府がそれ等の実行を義務づけている場合を除き、必ずしも行なわれておりません。

TIは、製品のアプリケーションに関する支援もしくはお客様の製品の設計について責任を負うことはありません。TI製部品を使用しているお客様の製品及びそのアプリケーションについての責任はお客様にあります。TI製部品を使用したお客様の製品及びアプリケーションについて想定される危険を最小のものとするため、適切な設計上および操作上の安全対策は、必ずお客様にてお取り下さい。

TIは、TIの製品もしくはサービスが使用されている組み合わせ、機械装置、もしくは方法に関連しているTIの特許権、著作権、回路配置利用権、その他のTIの知的財産権に基づいて何らかのライセンスを許諾するということは明示的にも黙示的にも保証も表明もしていません。TIが第三者の製品もしくはサービスについて情報を提供することは、TIが当該製品もしくはサービスを使用することについてライセンスを与えたり、保証もしくは承認するということを意味しません。そのような情報を使用するには第三者の特許その他の知的財産権に基づき当該第三者からライセンスを得なければならない場合もあり、またTIの特許その他の知的財産権に基づきTIからライセンスを得て頂かなければならない場合もあります。

TIのデータ・ブックもしくはデータ・シートの中にある情報を複製することは、その情報に一切の変更を加えること無く、かつその情報と結び付けられた全ての保証、条件、制限及び通知と共に複製がなされる限りにおいて許されるものとします。当該情報に変更を加えて複製することは不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような変更された情報や複製については何の義務も責任も負いません。

TIの製品もしくはサービスについてTIにより示された数値、特性、条件その他のパラメーターと異なる、あるいは、それを超えてなされた説明で当該TI製品もしくはサービスを再販売することは、当該TI製品もしくはサービスに対する全ての明示的保証、及び何らかの黙示的保証を無効にし、かつ不正で誤認を生じさせる行為です。TIは、そのような説明については何の義務も責任もありません。

TIは、TIの製品が、安全でないことが致命的となる用途ないしアプリケーション（例えば、生命維持装置のように、TI製品に不良があった場合に、その不良により相当な確率で死傷等の重篤な事故が発生するようなもの）に使用されることを認めておりません。但し、お客様とTIの双方の権限有る役員が書面でそのような使用について明確に合意した場合は除きます。たとえTIがアプリケーションに関連した情報やサポートを提供したとしても、お客様は、そのようなアプリケーションの安全面及び規制面から見た諸問題を解決するために必要とされる専門的知識及び技術を持ち、かつ、お客様の製品について、またTI製品をそのような安全でないことが致命的となる用途に使用することについて、お客様が全ての法的責任、規制を遵守する責任、及び安全に関する要求事項を満足させる責任を負っていることを認め、かつそのことに同意します。さらに、もし万一、TIの製品がそのような安全でないことが致命的となる用途に使用されたことによって損害が発生し、TIないしその代表者がその損害を賠償した場合は、お客様がTIないしその代表者にその全額の補償をするものとします。

TI製品は、軍事的用途もしくは宇宙航空アプリケーションないし軍事的環境、航空宇宙環境にて使用されるようには設計もされていませんし、使用されることを意図されていません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスチック」製品としてTIが特別に指定した製品である場合は除きます。TIが軍需対応グレード品として指定した製品のみが軍需品の仕様書に合致いたします。お客様は、TIが軍需対応グレード品として指定していない製品を、軍事的用途もしくは軍事的環境下で使用することは、もっぱらお客様の危険負担においてなされるということ、及び、お客様がもっぱら責任をもって、そのような使用に関して必要とされる全ての法的要求事項及び規制上の要求事項を満足させなければならないことを認め、かつ同意します。

TI製品は、自動車用アプリケーションないし自動車の環境において使用されるようには設計されていませんし、また使用されることを意図されていません。但し、TIがISO/TS 16949の要求事項を満たしていると特別に指定したTI製品は除きます。お客様は、お客様が当該TI指定品以外のTI製品を自動車用アプリケーションに使用しても、TIは当該要求事項を満たしていなかったことについて、いかなる責任も負わないことを認め、かつ同意します。

Copyright © 2011, Texas Instruments Incorporated
日本語版 日本テキサス・インスツルメンツ株式会社

弊社半導体製品の取り扱い・保管について

半導体製品は、取り扱い、保管・輸送環境、基板実装条件によっては、お客様での実装前後に破壊/劣化、または故障を起こすことがあります。

弊社半導体製品のお取り扱い、ご使用にあたっては下記の点を遵守して下さい。

1. 静電気

- 素手で半導体製品単体を触らないこと。どうしても触る必要がある場合は、リストストラップ等で人体からアースをとり、導電性手袋等をして取り扱うこと。
- 弊社出荷梱包単位（外装から取り出された内装及び個装）又は製品単品で取り扱いを行う場合は、接地された導電性のテーブル上で（導電性マットにアースをとったもの等）、アースをした作業者が行うこと。また、コンテナ等も、導電性のものを使うこと。
- マウンタやんだ付け設備等、半導体の実装に関わる全ての装置類は、静電気の帯電を防止する措置を施すこと。
- 前記のリストストラップ・導電性手袋・テーブル表面及び実装装置類の接地等の静電気帯電防止措置は、常に管理されその機能が確認されていること。

2. 温・湿度環境

- 温度：0～40℃、相対湿度：40～85%で保管・輸送及び取り扱いを行うこと。（但し、結露しないこと。）

- 直射日光が当たる状態で保管・輸送しないこと。
3. 防湿梱包
 - 防湿梱包品は、開封後は個別推奨保管環境及び期間に従い基板実装すること。
 4. 機械的衝撃
 - 梱包品（外装、内装、個装）及び製品単品を落下させたり、衝撃を与えないこと。
 5. 熱衝撃
 - はんだ付け時は、最低限260℃以上の高温状態に、10秒以上さらさないこと。（個別推奨条件がある時はそれに従うこと。）
 6. 汚染
 - はんだ付け性を損なう、又はアルミ配線腐食の原因となるような汚染物質（硫黄、塩素等ハロゲン）のある環境で保管・輸送しないこと。
 - はんだ付け後は十分にフラックスの洗浄を行うこと。（不純物含有率が一定以下に保証された無洗浄タイプのフラックスは除く。）

以上