

高速 ADC の AC 動作を理解する

著者： David Kress, Director of Technical Marketing, Analog Devices, Inc.

要約

回路設計者は一般的なコンバータの AC 性能特性と概念—量子化、サンプリング、信号対ノイズ比+歪 (SINAD)、有効ビット数 (ENOB)、アパーチャ・ジッター・ノイズ、歪み積、スプリアス・フリー・ダイナミック・レンジ(SFDR)—を理解する事により、性能、コストなどの各種設計目的を達成するためのコンバータ部品選定を的確に行えます。

民生、医療、自動車そして工業部門でさえ、それらに使用されているますます多くの電気製品にデータ、音声通信、オーディオ、画像処理に必要な高速信号技術が利用されるようになりました。これらのアプリケーションではそれぞれ違う帯域の信号が処理され、それに応じて異なるコンバータ構成が使用されますが、候補となる ADC(A/D コンバータ) を比較したり、特定回路の性能の評価を行う時、いくつかの特性はそれらのアプリケーションに共通になります。得に、これらの異なるアプリケーション部門に従事している回路設計者は彼らのシステム性能を制限する可能性があるいくつかの汎用コンバータの AC 性能特性に関わっています。

量子化

すべての ADC は時間的、振幅的に連続の入力信号を受け入れ、量子化された離散時間のサンプルを出力します。ADC の 2 つの機能 (量子化と標準化) はアナログ信号領域からデジタル信号領域へ効率的な変換を行います。各々の機能はコンバータの AC 特性に影響を与えます。

デジタルイザが連続入力信号を分解できるコード数は有限なので、その出力にはのこぎり波の形の誤差関数が生じます。のこぎり波のエッジは ADC のコード変化部分に一致します。

量子化誤差のベスト・ケースのノイズ分布の結果を推測するために、完璧なデジタルイザへフルスケール・サイン波を入力する事を考えます。

$$e_i(t) = \frac{q2^N}{2} \sin(2\pi ft) \quad (1)$$

ここで、 q は LSB の大きさで、 N は出力ビット数です。この波形の振幅の RMS 値は単純に振幅を 2 の平方根で割った値です。

$$e_i|_{RMS} = \frac{q2^N}{2\sqrt{2}} \quad (2)$$

そして量子化ノイズの RMS (実効値) は次式で与えられます。

$$e_n|_{RMS} = \frac{q}{\sqrt{12}} \quad (3)$$

量子化ノイズの RMS 値に対するフルスケール信号の RMS 値の比が ADC の理想の SNR となり、デシベルで表します。

$$\begin{aligned} SNR(ideal) &= 20 \log_{10} \left(\frac{e_i|_{RMS}}{e_n|_{RMS}} \right) \\ &= 20 \log_{10} \left(\frac{2^N \sqrt{12}}{2\sqrt{2}} \right) \\ &= 20 \log_{10} 2^N + 20 \log_{10} \sqrt{\frac{3}{2}} \\ &= (6.02N + 1.76) \text{ dB} \end{aligned} \quad (4)$$

この式は N ビットコンバータの理論的な限界を表している事を念頭においてください。現実の量子化回路ではこのレベルの性能は得られません。実際のコンバータには他にノイズ源があります；しかしこの値を候補となる ADC を判定するための参考として使う事ができます。

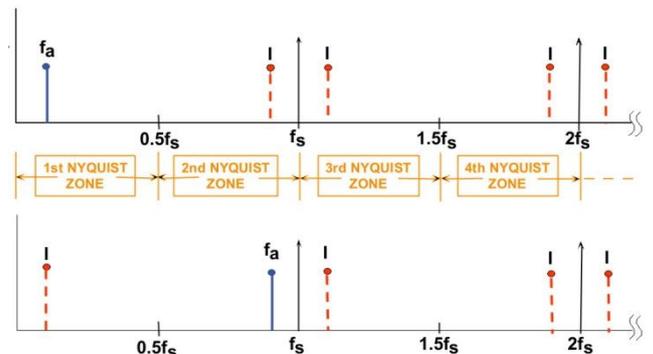


図 1. (上) 標準化回路はベース・バンド信号 f_a (青) の影像 (赤) を発生させ、サンプリング周波数 f_s とその高調波からオフセットをもって現れます。

(下) スペクトル・オフセットは $\pm f_a$ と同等です。サンプリング・レート近くで生じる信号、ノイズそして干渉スペクトルはベース・バンド内に折り返されます。影像は又さらに上のナイキスト領域にも現れます。

アナログ・デバイス社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイス社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本紙記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※日本語資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

©2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

標本化

標本化回路の特長の中で最も良く知られている事はサンプリング・レートの半分 ($f_s/2$)以上の周波数で起こる折り返し信号エネルギーの特性です。(ナイキスト周波数と呼ばれる)この1/2サンプリング・レートの制限はスペクトルをナイキスト領域と呼ばれる同じ大きさの区域に分割します。第1ナイキスト領域はDCから f_s までです。第2ナイキスト領域は $f_s/2$ と f_s の間のスペクトル範囲です。以下同様です。

現実には、標本化回路により信号は全ナイキスト領域に折り返されます。

例えば、周波数 f_a のベース・バンド信号のイメージ(影像)は $f_s \pm f_a$ 、 $2f_s \pm f_a$ などのように現れます(図1,上)。似たように、サンプリング周波数近くに存在する信号は第1ナイキスト領域に折り返されます。その信号の影像は第3と第4のナイキスト領域にも同様に現れます(図1,下)。従って標本化回路を対象とする領域以外のナイキスト領域の入力信号エネルギーが加わると、単純な折り返しにより、注目のナイキスト領域にその信号の影像が現れます。

(図1の下で f_a として示したように) 帯域外信号のエネルギーは目的とされている信号源から来るとは限りません。その代わりに、このエネルギーはノイズ源(帯域外干渉源、又は目的とされている入力信号を駆動する回路素子によって生じた歪み積)から来る可能性もあります。

これはお客様のアプリケーションで要求される歪み特性を求める時、重要な検討課題です。

標本化回路入力の前段の信号処理回路にベースバンド・アンチ・エイリアシング・フィルタを接続する事により標本化回路に侵入してくる帯域外信号エネルギーの量を減らすことができます。理論的にはデジタル化したい最高周波数の2倍の周波数でサンプリングする事ができる事になりますが、いわゆるブリックウォール・フィルタ(遷移帯域がゼロのフィルタ)はアナログ領域には存在しません。オーバーサンプリング($2f_s$ 以上の周波数でサンプリングする)によりアンチ・エイリアシング・フィルタの遷移帯域にいくらかのスペクトル上の余裕をつくる事ができます。

もしADCの量子化ノイズがAC入力信号と相関がなければ、ノイズは第1ナイキスト領域に分布します。このような場合、又オーバーサンプリングによりナイキスト領域が拡大され、実効量子化ノイズが減り、サンプリング・レートを2倍にするとS/N比(信号対ノイズ比)が3dB改善されます。この場合固定通過帯域のアンチ・エイリアシング・フィルタを想定しています。十分なオーバーサンプリングが施されれば、アンチ・エイリアシング・フィルタは帯域外信号を減衰させる事ができ、折り返された影像をノイズ・フロア以下に保つ事ができます。

入力信号がサンプリング周波数の約数にロックしていると、量子化ノイズがナイキスト領域を通して均一のエネルギー分布としては現れない事に注意してください。この場合、量子化ノイズは信号の高調波の周辺にかたまると現れます。従って、サンプリング・レートを選ぶ時にはアプリケーションで使われる信号のスペクトル特性を注意深く考慮する必要があります。

SINAD と ENOB

歪み積や帯域外スペクトル成分からの折り返しがノイズ・フロア以下に保たれないと、これらは SINAD (信号対ノイズ+歪)に影響を及ぼします。SINAD はコンバータのデータシートには入力信号の特定条件のもとにdBで表示されています。(ADCのAC特性としておそらくもっとも一般的に引用されている)コンバータのENOB(有効ビット数)は単純にSINADをdBの代わりにビットで表したものです:

$$ENOB = \frac{(SINAD - 1.76 \text{ dB})}{6.02 \text{ dB/bit}} \quad (5)$$

歪み積と折り返し信号エネルギーがノイズ・フロア以下に保たれている場合は、 $SINAD = SNR$ となります。

この場合、式5は単純に式4をNについて解く式に並べ変えただけです。もっと一般的なケースは $SINAD < SNR$ となる場合です。コンバータのSINADは動作条件と信号条件に影響されるので、お客様のアプリケーションで観測されるSINAD(そして、それに対応したENOB)はそのアプリケーション上でADCがどのように駆動されているかに寄ります。

ENOBはしばしば引き合いに出されますが、高速コンバータの性能を述べるには不十分です。高速コンバータにはかなり多くのパラメータがあり、どの1つの値も仕様表に記述されている全体像を掴む事はできません。お客様が数字の重要性に過度に依存しない限り、候補となるコンバータを比較するのに、ENOBは妥当なスターティング・ポイントになります。

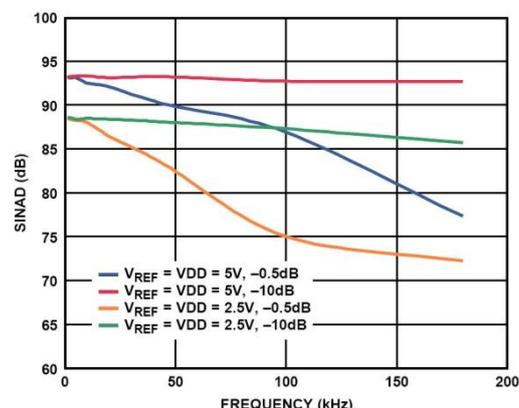


図2.候補となる高速ADCの間での比較で、ENOBは(荒くであれば)便利ですが、SINAD対周波数を示す特性曲線はコンバータの特性についてより深い理解を提供します。

(多くの高速コンバータのデータシートには表示されている)SINAD対周波数特性曲線はもっと価値があります(図2)。これらの特性曲線を利用する事により、製造メーカーがデータシートの特性表を作成するために選んだ特定の周波数ではなく、お客様のアプリケーション上で対象となる周波数での少なくとも標準的な性能を理解する事ができます。

アパーチャ・ジッター・ノイズ

前述したように式4を導いた量子化ノイズの計算では理想的なデジタルを想定しております。ここではノイズのない信号とクロック源が使用されると仮定しています。実際の回路では、信号は前段の信号処理回路で加わるノイズと歪み積といっしょにADC入力に印加されます。ノイズの内容は通常量子化ノイズと相関がないので二乗和平方根で加わります。

$$e_{n(total)} = \sqrt{\sum_{i=1}^m e_{n(i)}^2} \tag{6}$$

ここで $e_n(i)$ は m 個の互いに相関のないノイズ源をもつシステムの中の1つの影響を及ぼしているノイズ源からのノイズです。

影響を与えるノイズ源の1つはサンプリング・クロック・エッジのタイミングの不確定性（アパーチャ・ジッター・ノイズになります）に起因します。このノイズは標準化回路がAC信号を（いわば移動している目標に向かって）取得する事からもたらされます。サンプリング・エッジのタイミングの変動の結果は、標準化回路が取得する振幅の統計分布（ノイズ）になります（図3）。信号周波数が高ければ高いほど、信号の傾斜又はスルーレートが大きくなり、エッジ・タイミングの指定された変化での振幅誤差はより大きくなります。つまり、指定された大きさのアパーチャ・ジッターでの影響は信号周波数に依存します。

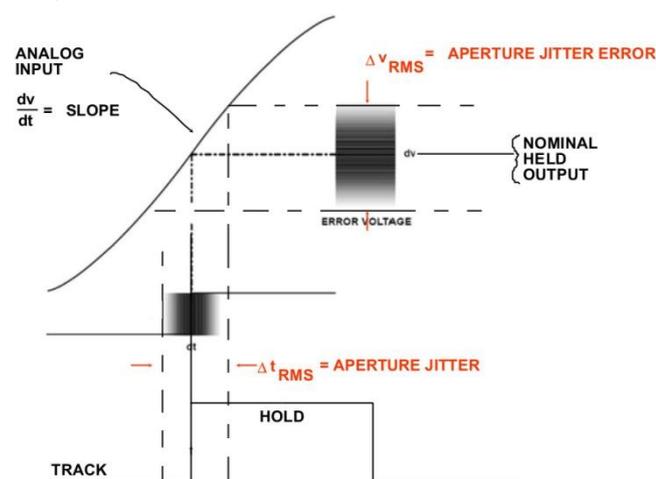


図3.アパーチャ・ジッター（サンプリング時間の不確定性）は、ジッター時間中の信号変化により信号周波数に依存するノイズ振幅を生じます。

アパーチャ不確定性による SNR

$$SNR_{t_j} = 20 \log \left(\frac{1}{2\pi f t_j} \right) \tag{7}$$

ここで、 f は信号周波数で、 t_j は rms アパーチャ・ジッターです。候補となる ADC の中で選択する時、問題は信号の周波数が決められていて、達成しなければならない SNR が指定されている時、お客様のアプリケーションにおいて許容できる最大アパーチャ・ジッターは何かです。

式7を書きなおすと次のようになります。

$$t_j = \frac{1}{2\pi f \sqrt{SNR}} \tag{8}$$

コンバータ内のジッター源に加え、お客様のアプリケーション回路に起因するジッター源がある事に注意してください。それ故、回路が達成する真の性能はコンバータの選択と回路設計の他の部分の品質（得にクロック発振回路と回路基板レイアウト）の両方の関数になります。

指定された ENOB での最大周波数に対し、ジッターがどのように影響するかの感触をつかむために、それぞれ 1 ps と 2 ps のジッター・ノイズがパラメータを制限する他の性能を左右する2つのシステムを考えます。

式8を書き直す事により、指定のジッターに対して規定の ENOB（又は SNR）が得られる最大信号周波数を計算する事ができます。

表1.互いに2倍違うジッター時間をもつ2つのシステムの比較

ENOB (bits)	SMR (dB)	f _{MAX} (t _j = 1 ps)	f _{MAX} (t _j = 2 ps)
20	122	124 kHz	62 kHz
18	110	496 kHz	248 kHz
16	98	1.98 MHz	9.93 kHz
14	86	7.94 MHz	3.97 MHz
12	74	31.7 MHz	15.8 MHz
10	62	127 MHz	63.5 MHz

歪み積

信号処理系統の非直線性は数々の歪み積----得に HD2（2次高調波歪）、HD3（3次高調波歪）、IMD2（2次相互変調歪）、IMD3（3次相互変調歪）----を発生させます。リニア回路の歪は信号が能動素子のリニア動作範囲の限界に近づくと徐々に増していく傾向にあります。コード空間が突然終わる ADC はこれに当てはまりません。

従って予定している入力振幅に対し低歪の量子化を望むのであれば、十分な範囲の入力スパンをもたせる事が重要です（特に複雑な広帯域信号を処理する場合）。結局、SNRの最適化を希望する場合は、クリッピングを避けるために、バランスのとれた信号スパン・ヘッドルームをとるように公称入力振幅を選択する事になります。

名前が示すとおり、高調波歪みは信号周波数の倍数の周波数で信号ノイズを発生します。それに対し、相互変調歪みは2種類以上の周波数（実際にはあらゆる複合波形）で構成された信号を印加した場合の信号処理回路の非直線性由来し、入力信号の和と差を生じます。

狭帯域のアプリケーションでは厳密に調整されたアンチ・エイリアシング・フィルタを使う事によりある程度の高調波歪み積と IMD2 の付加的な成分さえも減衰させる事ができます (図 4)。一方 IMD3 の差の成分 ($2f_2 - f_1$ と $2f_1 - f_2$ に現れる) は信号スペクトル以内に現れるので致命的になります。

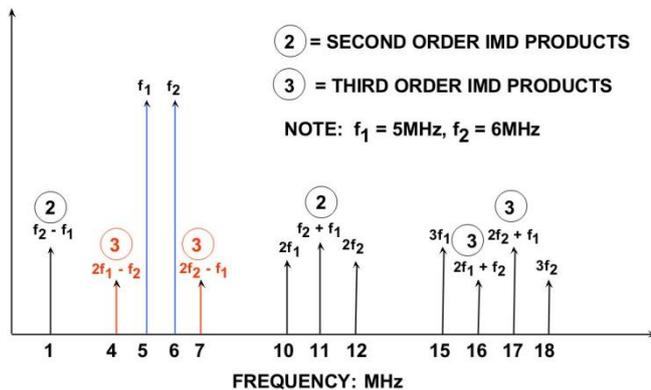


図 4. 5 MHz と 6 MHz の 2 トーン入力信号は HD2 (10 MHz と 12 MHz にて)、HD3 (15 MHz と 18 MHz にて)、IMD2 (1 MHz と 11 MHz にて)、IMD3 (4 MHz と 7 MHz にて) を生じます。これらの中で、IMD3 積はソース信号に隣接しているので、アンチ・エイリアシング・フィルタで減衰させるのは最も難しい事です。

SFDR

SFDR (スプリアスフリー・ダイナミック・レンジ) は単純にコンバータのフルスケール・レンジ (dBFS) 又は入力信号レベル (dBc) と比較したワースト・ケース・スペクトル・ノイズの大きさです。ADC を比較する時は、リファレンス・レベルと動作条件、信号条件の両方を確認してください。データシートの仕様を直接比較する場合はリファレンスと信号が一致していなければなりません。(図 5)

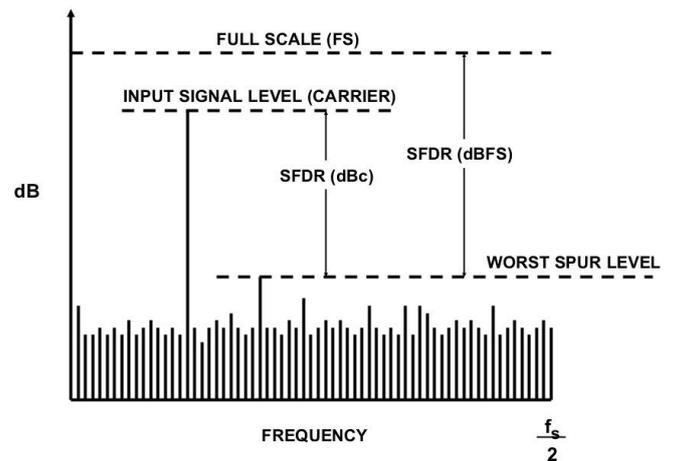


図 5. コンバータ製造メーカーは SFDR 性能を規定するために、コンバータのフルスケール (dBFS) を基準にするか又は特定の入力信号振幅 (dBc) を基準にします。従って数値の比較をする前に候補となるコンバータが同じ基準で規定されているか確認してください。

SFDR はコンバータの仕様表に数値データとして表示されていますが、大きさそのものはサンプリング・レート、信号振幅、信号周波数、同相動作点がパラメータになっています。実際のアプリケーションの条件と類似した動作と信号条件でのコンバータの性能をつかむために、候補となっているコンバータの特性曲線を確認してください。

資料

ADC の評価ツールと動作モデルを
www.analog.com/jp/ADIsimADC でお探し下さい。