A/Dコンバータ性能のダイナミックテスト方法

ここでは、ADコンバータのダイナミック性能の評価に有効な理論と手法について説明します。(1) ビート周波数、(2) ヒストグラム解析、(3) サイン波カーブ·フィッティング、(4) 離散有限フーリエ変換の4種類の手法を取り上げます。

高品質の波形レコーダでは、アナログ·デジタル·コンバータ(ADC)が信号の劣化なしに符号化することを保証されていることが重要です。この保証は、コンバータの動作周波数レンジについてダイナミックテストを行うことによって得られます。ダイナミックテストの結果からレコーダの分解能対周波数のモデルが得られます。テスト条件を変えれば、より詳細な故障メカニズムのモデルを得ることができます。

5180A波形レコーダのダイナミックテストには、すべて信号源として正弦波を使用します。正弦波を選択する第1の理由は、実際に目的の周波数を十分な忠実度で発生させることが最も容易なためです。例えば、5180Aの10ビット分解能までの精度をもつ方形波を発生させることは可能ですが、10MHzで10ビット分解能までユニット間の波形の再現性を保証できる方形波ジェネレータはありません。正弦波を信号源として選択する第2の理由は、正弦関数から得られる解析用の数学モデルが単純であることです。この利点によって、データ解析に使用するアルゴリズムが大幅に単純になります。

ここでは、波形レコーダの特性評価のためのダイナミックテストとして、ビート周波数[1]、ヒストグラム解析[2]、サイン波カーブ·フィッティング[3,4]、離散有限フーリエ変換[5]、の4種類について説明します。後の3種類のテストは、同じ方法で行います。波形レコーダに正弦波を入力し、1つ以上のデータ·レコードを記録してからコンピュータでデータを解析します。各テストは、基本的に解析アルゴリズムに違いがあり、解析対象とする誤差の種類が異なります。これらのテストでは、純粋な正弦波信号源を使用することが重要です。ADCのダイナミック·レンジに要求される短時間および長時間の安定性を確保するために、シンセサイザ方式の信号源が必要です。信号源から発生する高調波ひずみを除去するために受動フィルタも必要です。(5180Aのテストには6極楕円フィルタを使用します)。

これらのテストでは、入力信号の振幅がフルスケールの時にADCに最大のストレスがかかります。ADCコンポーネントの大信号DC動作が理想的でなく、また大きい振幅ではスルーレートが高くなることから、一般に非線形効果は信号レベルより速く増大します。

ビート周波数テスト

ビート周波数テストとエンベロープ·テストは、ADCのダイナミック不良が一目でわかる定性的な試験です。ADCの使用時に予測されるワースト·ケースのレンジ変動と最大の入力スルーレートが生じるような入力周波数を選択し、出力をディスプレイでリアルタイムに観測します。

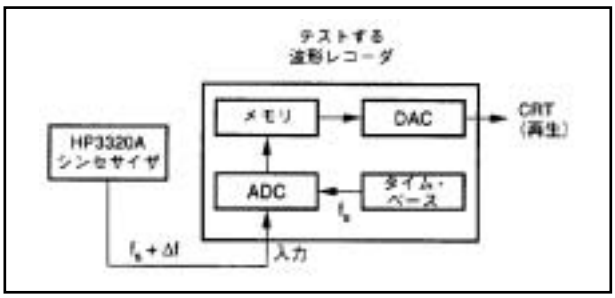

図1. ビート周波数テストの設定

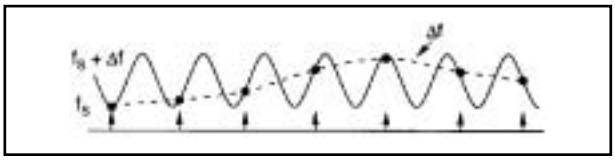

図2. 入力周波数がサンプリング周波数f_sに近い場合、符号化された結果に差分Δfすなわちビート周波数のエイリアシングが発生します。

「ビート周波数」という名前は、このテストの原理を表しています。入力正弦波は、サンプリング周波数の整数倍+小さい増分の周波数を選択します(図1)。波形の連続サンプルは、この小さい差分、すなわちビート周波数の関数として正弦波上をゆっくりと進みます(図2)。理想的には、サンプリングの乗法性から、ビート周波数の正弦波になって波形レコーダのCRTに表示されます。誤差は、滑らかな正弦関数からの偏差として現れます。例えば、ミッシング·コードは、正弦波の局所的な不連続点として現れます。ミッシング·コードに伴うオーバサイズ·コードは、正弦波上の各コードの拡大として現れます。低いビート周波数を選択することにより、低速の正確なDACを使用してテスト出力を表示することができます。最前の結果を得るためには、ビート周波数が移動する速度によってビート周波数の上限を設定します。各コードには1個以上の連続したサンプルが必要です。これにより、DACのセトリングの制約が緩和され、可能性のあるコード異常がすべて表示されることが保証されます。10ビットのADCでサンプリング周波数が20MHzの場合、各コード·ビンに1個以上のサンプルを得るためのビート周波数の最大値は、3 kMzになります。

この資料は、Texas Instruments Incorporated(TI)が英文で記述した資料を、皆様のご理解の一助として頂くために日本テキサス·インスツルメンツ(日本TI)が英文から和文へ翻訳して作成したものです。
資料によっては正規英語版資料の更新に対応していないものがあります。
日本TIによる和文資料は、あくまでもTI正規英語版をご理解頂くための補助的参考資料としてご使用下さい。
製品のご検討およびご採用にあたりましては必ず正規英語版の最新資料をご確認下さい。
TIおよび日本TIは、正規英語版にて更新の情報を提供しているにもかかわらず、更新以前の情報に基づいて発生した問題や障害等につきましては如何なる責任も負いません。

最新の英語版資料
http://www.ti.com/lit/sbaa002

通常のビート周波数テストでは、サンプリング周波数に近い入力周波数を使用しますが、サンプリング周波数の各種の倍数にキャリアを設定することによってADCのアナログ帯域幅を測定することができます。帯域の限界は、キャリア周波数の増大に伴う振幅のロールオフとして観測されます。

エンベロープ・テストは、ADCが符号化する入力周波数として、サンプリング周波数の整数倍ではなく、サンプリング周波数の1/2に近い入力周波数を選択する点がビート周波数テストとは異なります。理想的な出力は、位相がずれた2つのビート周波数の正弦波です（図3）。これは、連続したサンプルがADCレンジの両端に位置できることを意味し、連続したサンプルが隣接したコードにある場合には表示されないことがあるスルーの問題の検証に有効です。表示用のDACに同じストレスをかけないため、データがDACに到達する前にDフリップ・フロップのバンクでサンプルを1つおきに除去します。このため、ビート周波数の一方の位相だけが残ります。

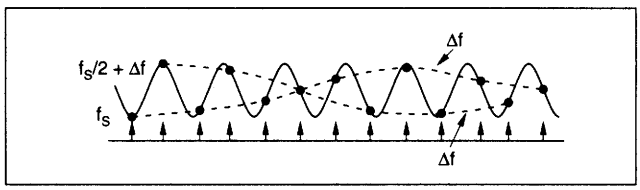

図3. 入力周波数がサンプリング周波数の1/2に近い場合、差分周波数のエンベロープが生じます。

5180Aで10.0031MHzの入力正弦波を10MHzでサンプリングした場合のビート周波数テストの結果を図4に示します。比較のため、市販の8ビット、20MHzのADCを使用して10.0031MHzの正弦波を10MHzでサンプリングした結果を図5に示します。

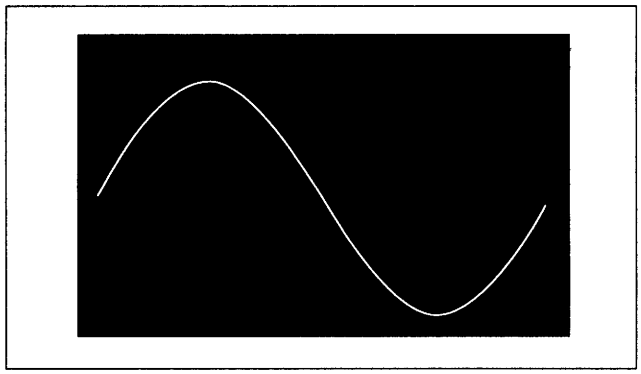

図4. 5180A波形レコーダが生成したビート周波数の表示。入力周波数は10.0031MHz、サンプリング周波数は10MHzです。滑らかな正弦波は、ダイナミック誤差がないことを示しています。

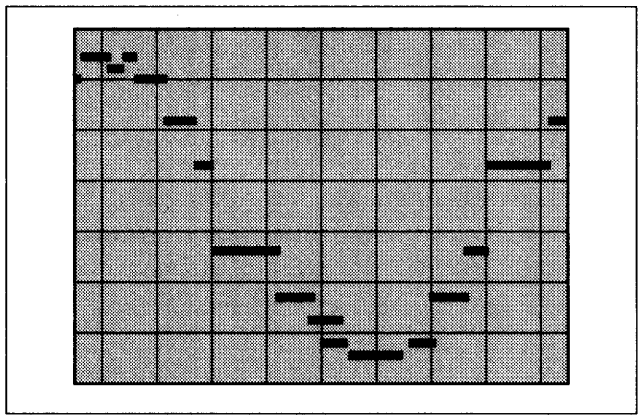

図5. 市販の10MHz、8ビットADCで入力周波数を10.0031MHzにした時のビート周波数の表示。

ヒストグラム・テスト

正弦波を基礎とするヒストグラム・テストでは、ADCの局所的な誤差の状態と全体的な状態の両方がわかります。ヒストグラム・テストを使用すると、ADCの微分非直線性の計算、テスト周波数におけるミッシング・コードの有無のチェック、テスト周波数におけるゲインおよびオフセットの測定ができます。任意の周波数における各コードのビン・サイズの情報については、ここで取り上げた正弦波を基礎とするテストの中ではヒストグラム・テストが最も優れています。

入力正弦波から統計的に有意な数のサンプルを取り、レコードとして保存します（図6）。次に、レコード内の各コードの発生度数をコードの関数としてプロットします。入力周波数とサンプリング周波数が相互に独立している場合、理想的なADCのプロットは、正弦波の確率密度関数（PDF）の形になります（図7）。正弦波のPDFは、次式により与えられます。

$$p(V) = \frac{1}{\pi\sqrt{A^2 - V^2}}$$

ここで、Aは正弦波の振幅、Vは独立変数（電圧）です。実際のADCでは、あるコード・ビンの発生度数が期待値より小さい場合、その入力周波数における有効なコード・ビンの幅が理想より小さいことを示します[1]。発生度数が0の場合は、その入力のコード・ビンの幅が0であることを示します。発生度数が期待値より大きい場合は、コード・ビンの幅が理想より大きいことを意味します。

統計的に有意なサンプル度数とは、どのような数でしょうか。これは、確率論から決定されます。与えられた入力のPDFとレコード・サイズに対して、理想的なADCの各ビンには発生度数の期待値とその期待値付近の標準偏差が対応します。発生度数が期待値に近くなる信頼度は、発生度数が該当する標準偏差の範囲内に入る確率に等しくな

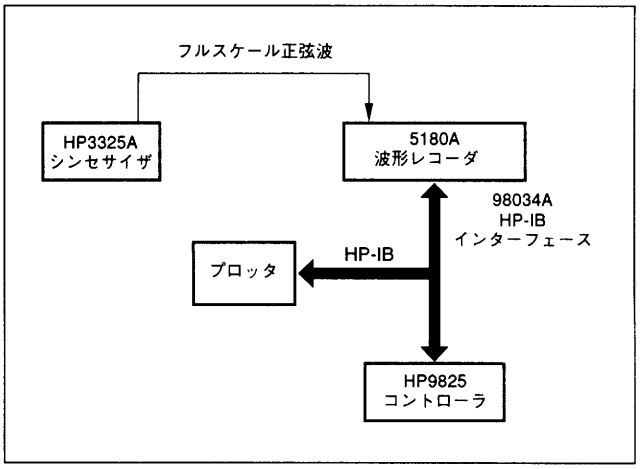

図6. ヒストグラム・テストのセットアップ

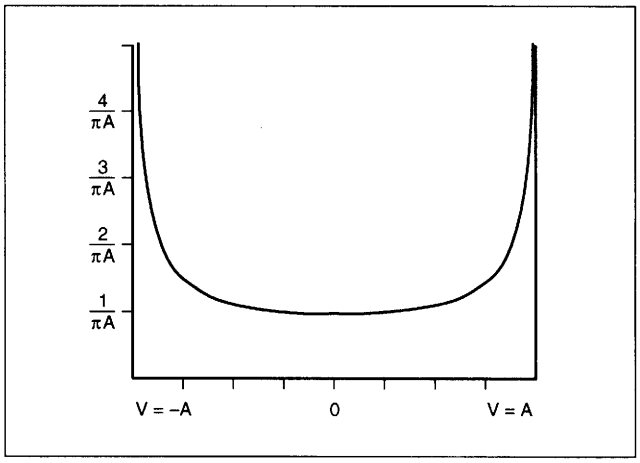

図7. 正弦波の確率密度関数

ります。標準偏差と期待値の比（すなわち与えられた信頼度に対する誤差）は、サンプル度数が大きいほど減少します。全範囲の信頼度は、すべてのコードが望ましい誤差の範囲内にある確率を掛け合わせて求めます。

理想的な10ビットのADCでサンプル度数を100,000とした場合、入力のPDFからのピーク偏差が0.3LSB未満になる信頼度は12%、ピーク偏差が0.5LSB未満になる信頼度は99.9%です。信頼度という概念は、入力が確率過程であることに依存します。正弦波入力を確率過程としてモデル化できるのは、入力周波数とサンプリング周波数が相互に独立している場合に限ります。

ヒストグラム・テストから計算できる最も重要な仕様は、微分非直線性です。微分非直線性は、各コード・ビンのサイズの理想値からの偏差を示す尺度です。

$$\text{微分非直線性} = \frac{\text{実際のP（n番目のコード）}}{\text{理想のP（n番目のコード）}} - 1$$

ここで、「実際のP（n番目のコード）」はコード・ビンnの実測された発生確率、「理想のP（n番目のコード）」はコード・ビンnの理想の発生確率です。ADCのビット数をNとすると、コード・ビン番号nは1から2^Nまでになります。発生確率を使用することにより、採用したサンプル度数への依存性がなくなります。実際のデータ・レコードの各コードについて発生確率を計算するには、各コードの発生度数をレコードのサンプル度数で割ります。理想の発生確率は、理想のADCに正弦波を入力した時のものです。各コード・ビンの理想の発生確率は、正弦波のPDFをビンについて積分して得られます。

$$P(n) = \frac{1}{\pi}\left[\sin^{-1}\left(\frac{B\left(n-2^{N-1}\right)}{A2^N}\right) - \sin^{-1}\left(\frac{B\left(n-1-2^{N-1}\right)}{A2^N}\right)\right]$$

ここで、nはコード・ビン番号、BはADCのフルスケール・レンジ、NはADCのビット数です。正弦波の先端によってコードの確率に大きな差が生じないように、ADCをわずかにオーバドライブする正弦波の振幅Aを選択します。

このテストで適正な結果を得るためには、入力正弦波の周波数をよく考慮して選択することが必要です。入力周波数がサンプリング周波数の約数である場合、相互に独立の条件に違反し、どの入力サイクルでも特定の限られたコードがサンプリングされることになります。入力周波数とサンプリング周波数に大きい公約数がある場合も、約数の周波数のサイクルの後にコードが繰り返されるため、同様の問題が発生します。理想的には、最大公約数の周期をレコード長と同じ長さにします。

5180Aで入力正弦波を9.85MHzにした場合のヒストグラムを図8に示します。比較のため、市販の8ビット、20MHzのADCで入力正弦波を9.85MHzにした場合のデータを図9に、8ビット、100MHzのADCで入力正弦波を9.85MHzにした場合のデータを図10に示します。

注：(1) ヒストグラム・テストは、入力信号をサンプリングしてデジタル化し、デジタル化したサンプルを各ビンに分類するプロセスと考えることができます。各ビンは1つの出力コードを表し、特定範囲の値をもったサンプルが累積されます。各ビンに累積されるサンプル度数または発生度数は、入力信号によって変動します。ADCのビット数がNの場合、ビンの数は2^N個になります。ADCのボルト単位のフルスケール・レンジをBとすると、各ビンは$B/2^N$ボルトのサンプル・サイズのレンジに対応します。実際のADCでは、ビンの幅がすべて同じにならないことがあります。

カーブ・フィッティング

カーブ・フィット・テストは、ADCの全体的な状態を示します。すなわち、テストで測定した誤差を平均して、ADCの伝達関数の一般的な測定値を求めます。このテストで測定する仕様は、ADCの有効ビット数と呼ばれます。有効ビット数は、特定の周波数においてADCの直線性誤差によって生じる精度低下の程度を示す一般的な尺度です。

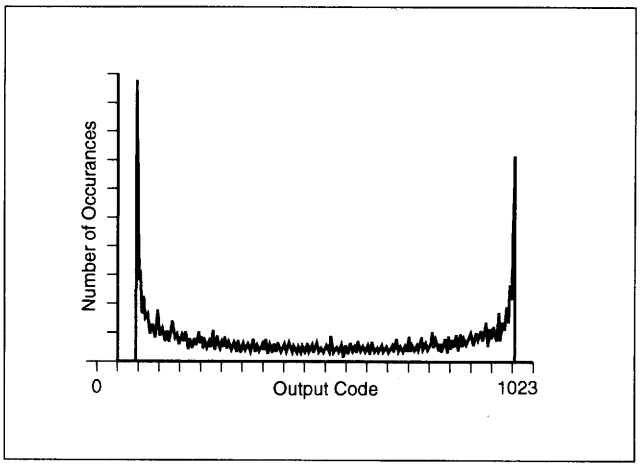

図8. 5180Aで入力正弦波を9.85MHzにした場合の、サンプル数100,000のヒストグラム。不連続点は、すべて1LSB未満です。

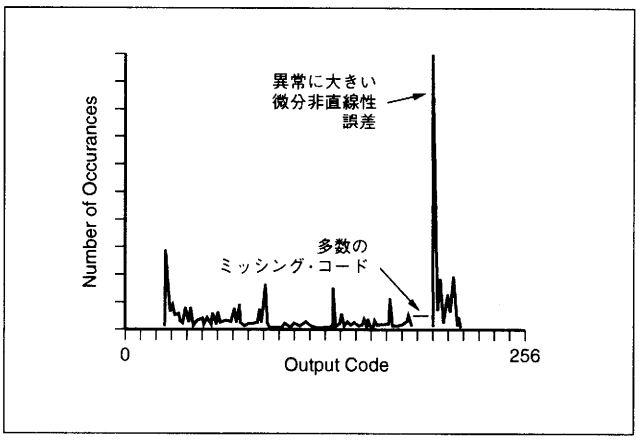

図9. 市販の8ビット、20MHzのADCで入力を9.85MHzにした場合の、サンプル数100,000のヒストグラム・プロット。大きい微分非直線性誤差と多数のミッシング・コードが明らかです。

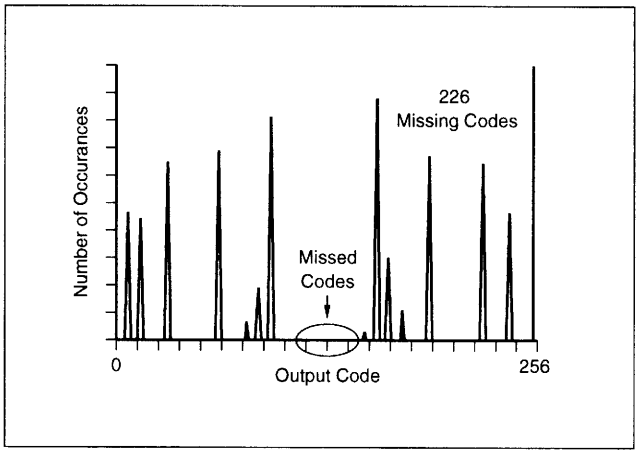

図10. 8ビット、100MHzのADCで入力を9.85MHz、サンプリング周波数を20MHzにした場合の、サンプル数100,000のヒストグラム・プロット。きわめて大きい微分非直線性誤差と多数のミッシング・コードが明らかです。

有効ビット数は、正弦波信号源から得られたデータ・レコードを解析して求めます（図11）。解析は、データ・レコードに最も適合する正弦波をソフトウェアで生成して行います。データ・レコードに最もよく適合する正弦波との差を誤差と考えます（図12）。このようにして計算した誤差の標準偏差を、同じビット数の理想的なADCが発生する誤差と比較します。誤差が理想より大きい場合、ADCの有効ビット数は、ADCがデジタル化するビット数より小さくなります。このテス

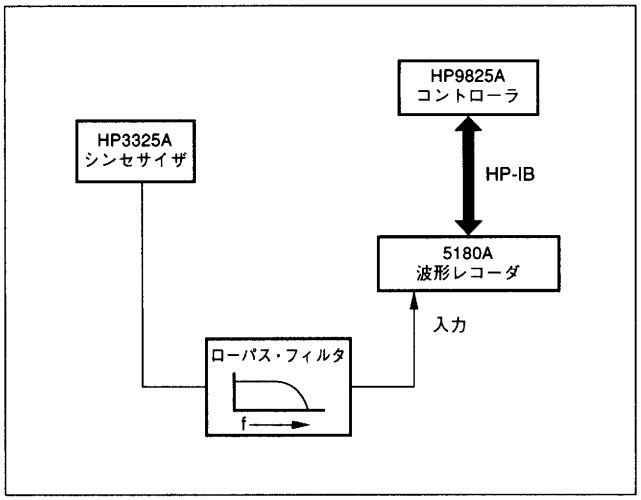

図11. カーブ・フィット・テストおよびDFT（離散有限フーリエ変換）テストのセットアップ

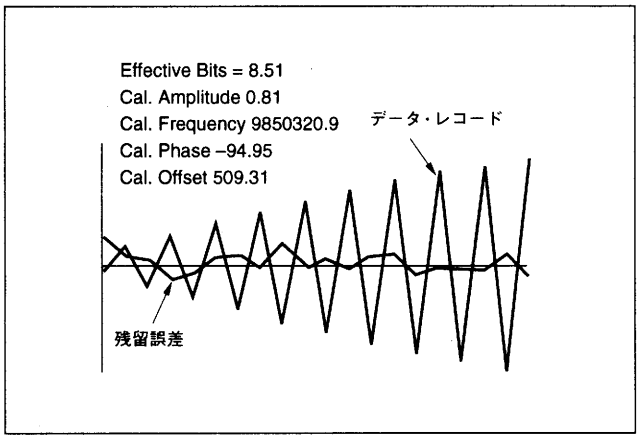

図12. カーブ・フィット・データ・レコードの最初の20ポイントおよびフィッティング正弦波からの残留誤差

トで精度低下の原因になる誤差は、高調波ひずみ、ノイズ、アパーチャ不確定性などの非直線的な効果です。ゲイン、オフセットおよび位相誤差は、カーブ・フィットのプロセスで無視されるため、結果に影響しません。

有効ビット数は、次の平均誤差を求める式を使用して計算します。

$$\text{有効ビット} = N - \log_2\left(\frac{\text{実際の rms 誤差}}{\text{理想の rms 誤差}}\right)$$

ここで、NはADCのビット数を表します。理想のrms誤差は、入力波形について実際に計算するのではなく、完全な三角波などの一様な確率密度（UPD）の入力を理想的ADCに加えた時の量子化ノイズであると仮定します。理想の誤差は、長方形分布の2乗誤差の期待値から求めます。長方形分布を使用する理由は、それが理想のコード・ビンで得られるUPDを表すためです。このようにして求めた結果は、次のようになります。

$$\text{理想の rms 誤差} = \frac{Q}{\sqrt{12}}$$

ここで、Qは理想のコード・ビンの幅を表します。入力正弦波はUPDの関数ではありませんが、各コード・ビンに局所的に適用されるため、UPDの仮定は有効です。各コード・ビンのUPDからの偏差は非常に小さいため、正弦波を使用してUDP入力を近似する際の誤差を無視することができます。

実際のrms誤差は、フィッティング正弦波のデータ・ポイントの2乗誤差の和の平方根です。実際のrms誤差は、次式から求めることができます。

$$E = \sum_{k=1}^{m}\left[x_k - A\cos(\omega t_k + P) - C\right]^2 \qquad (1)$$

ここで、Eは実際のrms誤差、X_kおよびt_kはデータ・ポイント、mはレコードのデータ・ポイント数を表します。振幅A、周波数ω、位相P、オフセットCは、フィッティング正弦波のパラメータです。

誤差Eを最小にして最もフィットする正弦波を求める場合も、式1を使用します。適合パラメータ（周波数、位相、ゲインおよびオフセット）を調整して誤差を最小にします。これは、式1のEの偏導関数を4つの各パラメータについて求めることによって行います。すべての導関数が0の時、誤差が最小になります。これにより、次の4つの連立方程式が得られます。

$$\sum_{k=1}^{m} x_k\cos(\omega t_k + P) = A\sum_{k=1}^{m}\cos^2(\omega t_k + P) + C\sum_{k=1}^{m}\cos(\omega t_k + P) \qquad (2)$$

$$\sum_{k=1}^{m} x_k = A\sum_{k=1}^{m}\cos(\omega t_k + P) + nC \qquad (3)$$

$$\sum_{k=1}^{m} x_k t_k \sin(\omega t_k + P) = A\sum_{k=1}^{m} t_k\cos(\omega t_k + P)\sin(\omega t_k + P) + C\sum_{k=1}^{m} t_k\sin(\omega t_k + P) \qquad (4)$$

$$\sum_{k=1}^{m} x_k \sin(\omega t_k + P) = A\sum_{k=1}^{m}\cos(\omega t_k + P)\sin(\omega t_k + P) + C\sum_{k=1}^{m}\sin(\omega t_k + P) \qquad (5)$$

ゲインおよびオフセットの調整により、式2および3が得られます。これを他の2つの式4および5に代入すると、次の2つの非線形方程式が得られます。

$$\frac{\sum_{k=1}^{m}(x_k - \bar{x})t_k\sin(\omega t_k + P)}{\sum_{k=1}^{m}(x_k - \bar{x})\cos(\omega t_k + P)} = \frac{\sum_{k=1}^{m}\left[\cos(\omega t_k + P) - \bar{a}\right]t_k\sin(\omega t_k + P)}{\sum_{k=1}^{m}\left[\cos(\omega t_k + P) - \bar{a}\right]\cos(\omega t_k + P)} \qquad (6)$$

$$\frac{\sum_{k=1}^{m}(x_k - \bar{x})\sin(\omega t_k + P)}{\sum_{k=1}^{m}(x_k - \bar{x})\cos(\omega t_k + P)} = \frac{\sum_{k=1}^{m}\left[\cos(\omega t_k + P) - \bar{a}\right]\sin(\omega t_k + P)}{\sum_{k=1}^{m}\left[\cos(\omega t_k + P) - \bar{a}\right]\cos(\omega t_k + P)} \qquad (7)$$

$$\text{Where } \bar{a} = \sum_{k=1}^{m}\cos(\omega t_k + P)$$

これらの式を繰り返し解いて、パラメータの値を求めます。等式6の右辺と左辺の差を誤差パラメータR、等式7の右辺と左辺の差を誤差パラメータSと定義します。一次のテーラー級数展開を使用した近似アルゴリズムでは、RとSを0にします。この近似アルゴリズムでは、最もフィッティングする正弦波への収束を確実にするため、最初に解に近い周波数と位相を推定することが必要です。周波数は、図11のジェネレータの出力周波数を推定値として使用します。位相は、ソフトウェアのルーチンによるデータ・レコードの検討に基づいて推定します。

このプロセスで計算する仕様は1種類ですが、テスト条件を変えることによりADCの誤差成分について各種の情報を得ることができます。ホワイト・ノイズによって生じる精度低下は、入力の周波数や振幅にかかわらず一定です。したがって、この種の誤差について式1の誤差項はテスト条件に依存しません。このテストでは、残留誤差のランダム性により、ベスト・フィット正弦波と収集データとの差を取ることによっても、ノイズを特定することができます。

アパーチャ不確定性は、入力のスルーレートの関数になる誤差を生じるため、特定することが可能です。この誤差が有効ビット数減少の主因になっている場合、有効ビット数は入力の周波数と振幅の両方について直線的に変化します。入力波形のサンプリングをスルーレートが一定のポイント（ゼロ交点など）でのみ行った場合、アパーチャ不確定性は、有効ビットがスルーレートの関数として減少する量に対応

します。

通常、高調波ひずみは、振幅および周波数について非線形な関数です。残留誤差に高調波（基本周波数がナイキスト周波数に近い場合は折り返された高調波）が存在することが大きな特徴です。高調波の振幅は、重要な調波周波数の最適正弦波に残留誤差を適合させることによって抽出できます。大きなひずみ誤差がある場合のノイズとアパーチャ不確定性の影響は、フィッティングにより高調波を除去した残留誤差と有効ビット数によって評価することができます。

カーブ・フィット・テストで最も誤りやすい点は、入力周波数にサンプリング周波数の約数を使用することです。この場合、各サイクルで同じ電圧が同じコードでサンプリングされることになり、局所的に一様な確率分布の仮定が破られます。最悪のケース（約数が1/2の場合）では、量子化誤差を全く測定できなくなります。実用的観点からも、わずかなコードのサンプリングだけでテストから全体の状態を知ることはできません。

もう一つの誤りやすい点は、カーブ・フィット・アルゴリズムが収束しない場合です。これは、データが不足していたり、計算精度が不十分な場合に発生します。

5180Aで入力周波数を9.85MHzにした場合のカーブ・フィット・テストの誤差のプロットを図12に示します。この誤差に対応する有効ビット数は、8.51です。

FFTテスト

高速フーリエ変換（FFT）は、ADCの周波数領域の特性評価に使用します。これは、アナログ回路の直線性をスペクトル・アナライザを使用して決定するのと似ています。どちらの手法も、出力されるデータは、テスト対象の回路のフーリエ・スペクトルの大きさを示します。

理想的なスペクトルは純粋な正弦波の入力を表す1本の直線になり、テスト対象の回路が生成するひずみ成分を含みません。しかし、スペクトル・アナライザとADCスペクトルにはADCのサンプリング動作による大きな相違点があります。

常に連続の信号x (t) のフーリエ変換は、x (t) のすべての周波数の振幅と位相を含み、次のように定義されます。

$$X(f)=\int_{-\infty}^{\infty}x(t)e^{-i2\pi ft}\Delta t$$

しかし、ADCではx (t) がΔt間隔の有限なM個のポイントでのみデジタル化されるため、この式の形でフーリエ変換を使用することはできません。代わりに、次式によって定義される離散有限変換（DFT）を使用する必要があります。

$$XD(f)=\sum_{m=0}^{M-1}x(m\Delta t)e^{-i2\pi f(m\Delta t)}\Delta t$$

X (f) とXD (f) には大きな相違があります。X (f) のスペクトル分解能が無限であるのに対し、XD (f) ではデータ・レコードのポイント数が有限であるために、離散的周波数分解能Δf=1/mΔtになります。

また、レコードに含まれるx (t) のサイクル数が整数でない時に生じるXD (f) とX (f) のもう一つの相違点も、レコード長が有限であることから説明されます。DFTでは、x (t) が常に連続であるというフーリエ変換の条件を満たすため、レコードが周期MΔtで繰り返されると仮定します。したがって、1つのレコードの先頭が直前のレコードの末尾に重なるポイントに鋭い不連続点があると、X (f) のスペクトル成分に対してXD (f) のスペクトル成分には広がりが発生します。

この広がりは「リーケージ」と呼ばれ、次のように説明されます。x (t) のレコード長が有限であることは、x (t) に方形波関数（レコードを取り込む時間MΔtの間だけ単位の大きさをもち、それ以外の時間は0であるような関数）をかけた結果であると考えることができます。一方の領域（この場合は時間）における2つの関数の積は、他方の領域における「たたみ込み」に相当するため、XD (f) のスペクトルは、方形波関数のフーリエ変換であるW (f) とX (f) のたたみ込みから得られます。W (f) は、よく知られた関数sinx/xで、メインローブとその両側の6dB／オクターブの割合で減衰する一連のサイドローブから構成されます（図13の|W (f)|を参照）。リーケージの原因は、これらのサイドローブです。x (t) の周波数が1/MΔtの整数倍でない場合には、X (f) のスペクトルが1本の線であっても、たたみ込みの間のW (f) のサイドローブによって1本の線のエネルギーが一連の1/MΔt間隔のスペクトル線に広がります。

リーケージは、レコードの中央のポイントに大きい重みを付加し、両端付近のポイントを滑らかに減衰させるような窓関数をレコードのデータにかけることによって低減することができます。窓関数には多くの種類があり、振幅と周波数の分解能について各種のトレードオフがあります。正弦波に一般に使用される関数は、|(1/2) (1–cos2πt/MΔ)|で定義されるハニング窓です。図13では、ハニング窓と、そのフーリエ変換関数がレコードの両端で0に近付くこと、変換のメインローブの幅が方形波関数の2倍になり、サイドローブの振幅がさらに12dB／オクターブ多く減衰することに注意してください。サイドローブのレベルの低下によって漏れは低減しますが、メインローブの拡大によって近接周波数の分解能は制限されます。また、メインローブの形状によって、X (f) のスペクトルの振幅が1.5dB程度減衰することがあります。しかし、ここで説明するDFTテストでは、周波数と振幅の分解能の適当な妥協点としてハニング窓を選択します。

X (f) とXD (f) のスペクトルの第3の相違点は、XD (f) で表示される周波数のレンジが限定されていることです。サンプリングのプロ

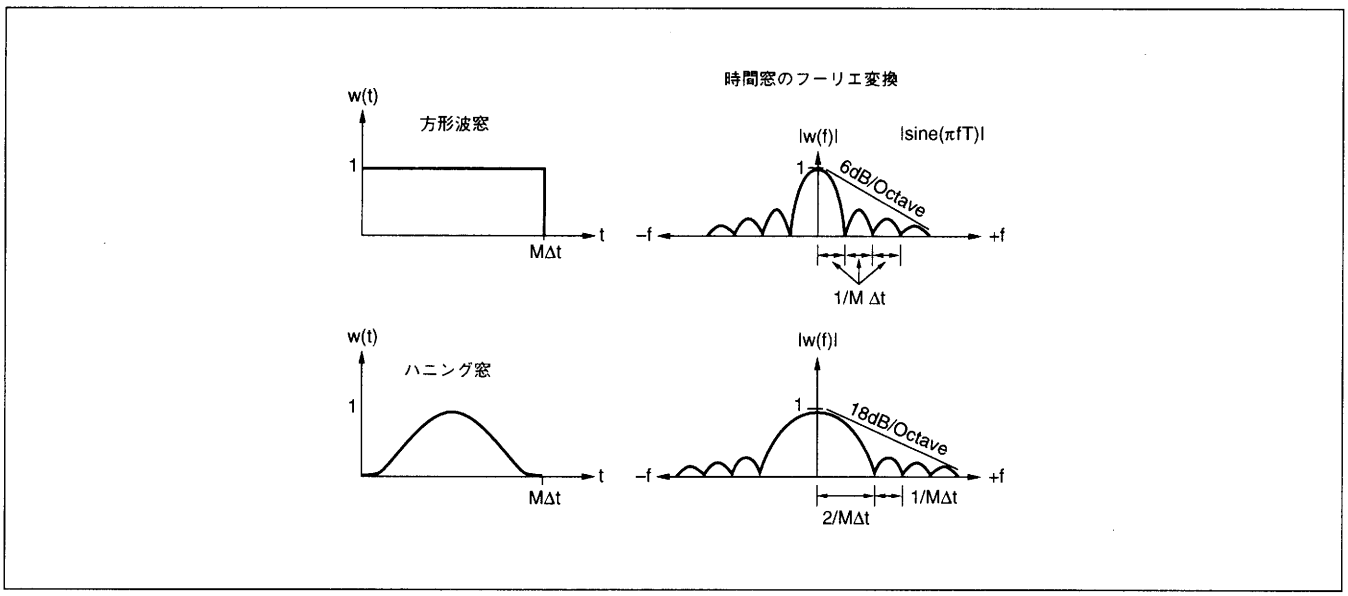

図13. 方形波窓とハニング窓の時間領域と周波数領域による表示

セスでは、原点に対称に両側に位置するX (f) のスペクトルが、サンプリング周波数Lおよびそのすべての高調波で繰り返されます。X (f) に$f_S/2$以上の成分が含まれている場合は、これらの成分がf_S以下のスペクトル線に折り返され（エイリアシング）、エイリアシング誤差が生じます。波形を一意に決めるためには入力信号に含まれる最高周波数の2倍のサンプリング周波数が必要であるというナイキストの定理から、周波数$f_S/2$をナイキスト周波数とも呼びます。

この結果、XD (f) のスペクトルはDCから$f_S/2$までだけ表示されます。最大入力周波数を$f_S/2$以下に制限してエイリアシングを避けることが必要です。

図14に、完全な10ビットおよび6ビットADCに純粋な正弦波を入力して、DFTによって求めたスペクトルの大きさを示します。スペクトルの3つの特徴（ノイズフロア、高調波レベル、スプリアス・レベル）から、ADCの性能についての有益な情報が得られます。

ノイズフロアは、2種類のノイズ源によって決まります。第1は、量子化ノイズです。この誤差は、±1/2LSBの範囲にあり、入力振幅を離散レベルに量子化する際に生じる本質的な誤差です。図14に示すように、理想的なADCにも量子化ノイズによるノイズフロアがあります。ビット数が大きいほど誤差の範囲が狭まり、ノイズフロアが小さくなります。

実際のADCのノイズフロアは、量子化ノイズだけによるノイズフロアより必ず高くなります。第2のノイズ源は、ADC内部で発生する広帯域ノイズやその他のノイズです。例えば、並列リプルADCでは、第1パスと第2パスのレンジ調整ミス（冗長レンジの超過）や不十分なDACのセトリングなどの原因によって、局所的コード誤差またはADCの状態伝達関数の微分非直線性誤差が生じます。ダイナミック入力条件では、局所的コード誤差が大きくなり、影響を受けるコード数が増加する可能性があります。アパーチャ・ジッタもダイナミック

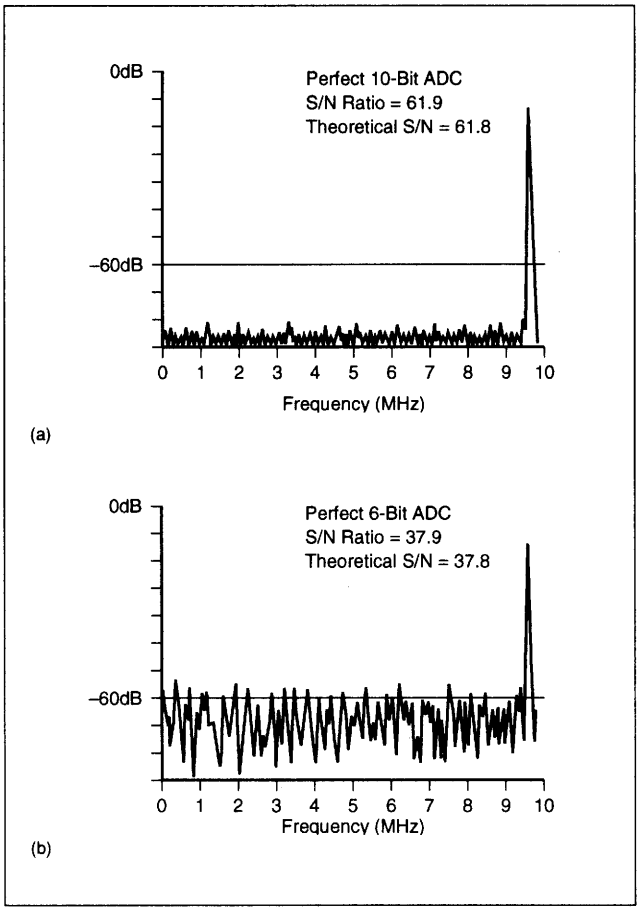

図14. 完全な10ビット（a）および6ビット（b）ADCで量子化した0.85MHzデータのFFTプロットです。どちらのケースも、S/N比の計算値が6N+1.8dBの理論値とよく一致します（NはADSのビット数）。

誤差の主要な原因になります。この局所的コード誤差の大きさは、サンプリング時の入力のスルーレートによって決まります。局所的コード誤差は、いずれも時間領域における鋭い不連続点としてモデル化されます。これを周波数領域に変換すると、広いスペクトルになり、量子化ノイズだけによる値よりノイズフロアが高くなります。

ADCのダイナミック性能を示すDFTスペクトルの第2の特徴は、高調波成分です。スタティックおよびダイナミックな積分非直線性誤差により、ADCの伝達関数が湾曲になります。入力周波数f_{IN}がナイキスト周波数（$f_S/2$）よりずっと低い場合、高調波成分は$2f_{IN}$、$3f_{IN}$などの予測される位置に現れます。これに対して、f_{IN}の高調波が$f_S/2$より大きい場合は$f_S/2$以下の成分に折り返されます。例えば、サンプリング周波数（f_S）が20MHzのADCに9.85MHzを入力する場合は、19.7MHzの第2高調波が0.3MHzに、29.55MHzの第3高調波が9.55MHzに、39.4MHzの第4高調波が0.6MHzに折り返されます。

DFTテストの入力周波数の選択には注意が必要です。周波数の選択が適切でないと、その高調波成分が基本周波数に折り返され、高調波ひずみの値が低く評価されます（上記の例では、入力がちょうど5MHzの場合、第3高調波が基本周波数に重なります）。入力周波数は、高調波が基本周波数から十分に離れ、容易に分解できるものを選択することが必要です。このエネルギーは、ハニング窓によって複数の隣接するビン（1/MΔtの位置）に広がっています。図14の例で、10MHzから0.15MHzのオフセットがあるのはこのためです。

ADCのダイナミック性能を示すDFTスペクトルの第3の特徴は、スプリアス成分です。スプリアス成分は、入力と調波的な関係がないスペクトル成分です。例えば、ADCの近くに強力な信号があると、ADCのアナログ・グランドに入り込み、スペクトルに現れます。このような信号は、そのままの形で現れるだけでなく、ADCの非直線性誤差のために入力信号と結合して和と差の項を形成し、相互変調ひずみを生じます。

ノイズフロア、高調波ひずみおよびスプリアス誤差の結合された効果は、ADCのrms S/N比に反映されます（これはDFT振幅スペクトルから求められます）。信号のエネルギーは、基本周波数に対応するすべてのビンのエネルギーの和です。ノイズのエネルギーは、それ以外のすべてのビンのエネルギーの和です。ADCのS/N比は、信号のエネルギーとノイズのエネルギーの比の対数に20をかけることにより計算されます。量子化ノイズだけを含む理想的なNビットのADCでは、S/N比が理論上（6N+1.8）dBに等しくなることが知られており、これが上限になります。この理想値より小さいS/N比は、ADCが発生するすべての種類の誤差を示します。

FFTテストの設定を図11に示します。テスト対象のADCに、適切な周波数のフルスケール正弦波を入力します。入力のスペクトル純度は、ローパス・フィルタによって確保されます。最大サンプリング周波数で1024ポイントのレコードをサンプリングしてコンピュータに送り、FFTアルゴリズムによってDFTを計算します。スペクトルの大きさを周波数の関数としてプロットします。

5180に0.95MHzおよび9.85MHzのフルスケール正弦波を入力した場合の出力のグラフを図15に示します。予測されるように、高い周波数でひずみが大きくなります。通常、高調波およびスプリアス成分は、1MHz以下では–60dBcより良好になり、9.85MHzで–54dBcになります。後の9.85MHzのスペクトルは、前に説明したADCで最も厳しいテストの一つであるエンベロープ・テストを周波数領域で示したものです。

比較のため、市販のデジタイザのテスト結果を図16に示します（20MHz、8ビットADCおよび100MHz、10ビットADCに9.85MHzのフルスケール正弦波を入力し、サンプリング周波数20MHzでサンプリング）。大きな高調波成分が偶数および奇数とも多数現れており、両方のADCの伝達関数の積分非直線性誤差による高調波ひずみの誤差が大きいことを示しています。

NビットのADCのダイナミック性能は、DFTスペクトルを使用してすばやく概要を評価することができます。すべての高調波およびスプリアス成分が基本周波数のフルスケールより6N dB以上低い場合、

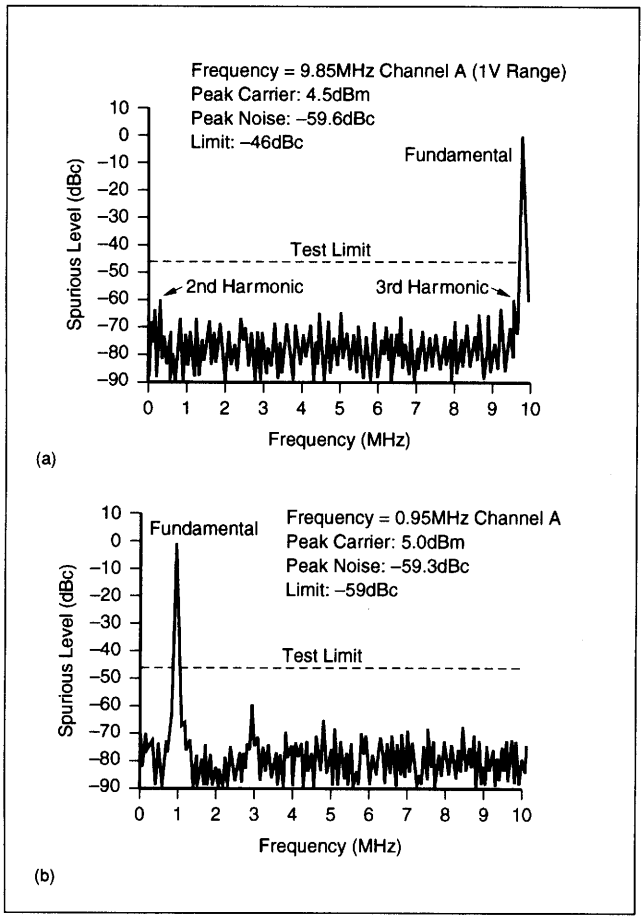

図15. 入力周波数9.85MHz（a）および0.95MHz（b）の場合の5180AのDFTプロットです。高調波ひずみのレベルが低く、積分非直線性誤差が非常に小さいことを示しています。

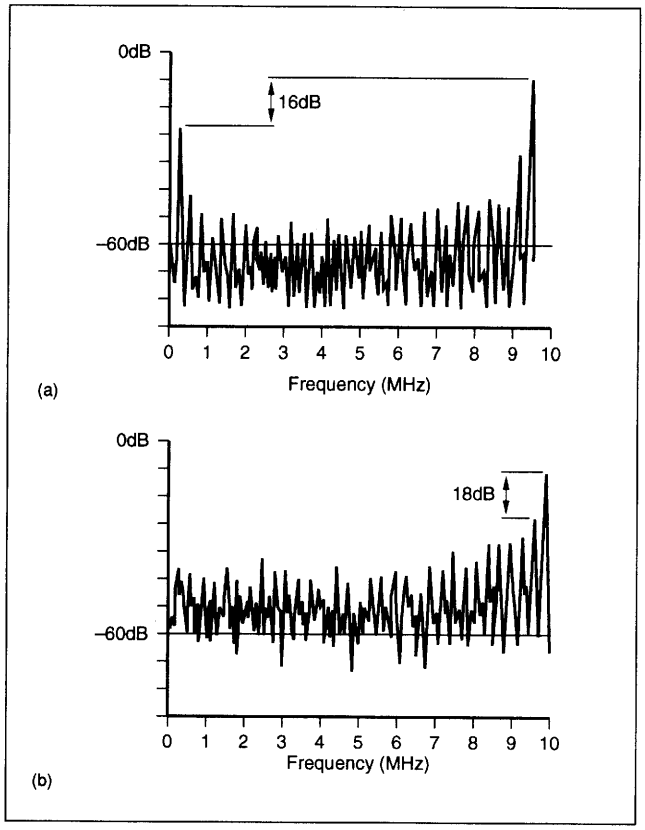

図16. 20MHz、8ビットのADC（a）および100MHz、8ビットのADC（b）のDFTプロットです。9.85MHzのフルスケールの入力正弦波を20MHzでサンプリングしています。高調波ひずみのレベルが高く、積分非直線性誤差が大きいことを示しています。

誤差	ヒストグラム	DFT	正弦波のカーブ・フィット	ビート周波数テスト
微分非直線性	可ースパイクで検出。	可ーノイズフロアの上昇で検出。	可ーrms誤差の一部	可
ミッシング・コード	可ー度数0のビンで検出。	可ーノイズフロアの上昇で検出。	可ーrms誤差の一部	可
積分非直線性	可ー（直線性の高いランプ波形で直接測定可能。）	可ーベースバンドに折り返された基本周波数の高調波で検出。	可ーrms誤差の一部	可
アパーチャ不確定性	不可ー平均される。「固定した」ヒストグラムで測定可能。	可ーノイズフロアの上昇で検出。	可ーrms誤差の一部	不可
ノイズ	不可ー平均される。「固定した」ヒストグラムで測定可能。	可ーノイズフロアの上昇で検出。	可ーrms誤差の一部	不可
帯域幅誤差	不可	不可	不可	可ーアナログ帯域幅の測定に使用。
ゲイン誤差	可ー分布のピーク・ツー・ピークの広がりで検出。	不可	不可	不可
その他の誤差	可ー分布平均のオフセットで検出。	不可	不可	不可

図17. ダイナミック・テストにより検出される誤差の一覧

各誤差成分のピーク・ツー・ピーク値が1LSB以下になるため、ADCは問題なく動作します。これに対して、高調波またはスプリアス成分とフルスケールとの差が6N dB以上ない場合またはノイズフロアが高い場合は、特定の積分非直線性や微分非直線性誤差の評価に有効な他のテストを実行することができます。条件が許せば、特にヒストグラム・テストやビート周波数テスト（またはエンベロープ・テスト）をFFTテストの後に実施することができます。

結論

ここに説明した正弦波を基礎とする4種類のADCテストにより、任意のレコーダの品質情報を得ることができます。これらのテストを使用すると、高速および高分解能の場合にも特定の不良を分離できます（図17）。各テストは、シンセサイザ方式のジェネレータとHP-1Bコンピュータさえあれば、容易に実施することができます。

参考文献

1. D.J. Packard, "Beat Frequency Testing of Real Time A/D Converters," Workshop on High Speed A/D Conversion, Portland, Oregon, February, 1980.
2. H.U. Koller, "New Criterion for Testing Analog-to-Digital Converters for Statistical Evaluation," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 1M-22, pp. 214-17, September, 1973.
3. R. Potter, "Least-Squares Estimation of Sinusoidal Parameters from Measured Data," Hewlett-Packard internal memo, June, 1974.
4. L. Ochs, "Measurement and Enhancement of Waveform Digitizer Performance," IEEE International Convention, Boston, May, 1976.
5. R.N. Bracewell, *The Fourier Transform and Its Applications*, McGraw-Hill, New York, 1965.

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ご確認下さい。全ての製品は、お客様とTIJとの間に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う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おりません。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るとか、保証もしくは是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公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、かつ不公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おりません。但し、当該TI製品が、軍需対応グレード品、若しくは「強化プラスティック」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おりません。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 © 2009, 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。
   - マウンタやはんだ付け設備等、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。）
   - 直射日光があたる状態で保管・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