

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、ビート周波数テスト⁽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ップ・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

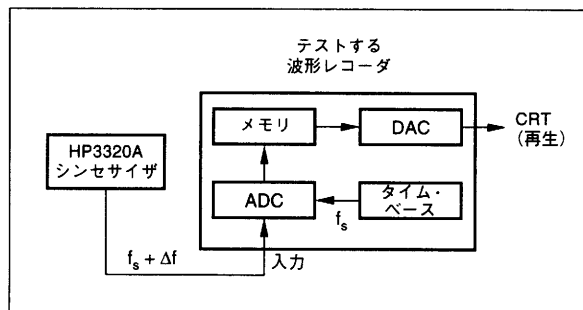


図1. ビート周波数テストの設定

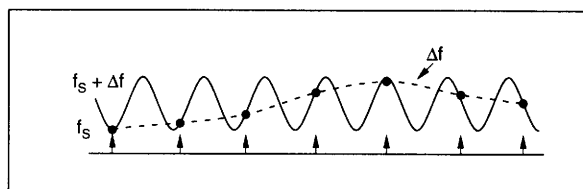


図2. 入力周波数がサンプリング周波数 f_s に近い場合、符号化された結果に差分 Δf すなわちビート周波数のエイリアシングが発生します。

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。

「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ーサイズ・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。最善の結果を得るためには、ビート周波数がコードを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3kHzになります。

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。

エンベロップ・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。

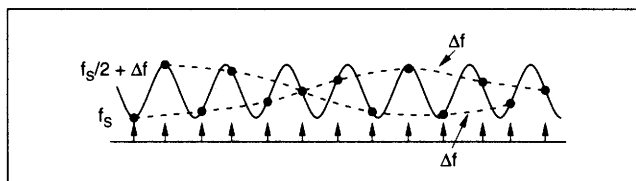


図3. 入力周波数がサンプリング周波数の1/2に近い場合、差分周波数のエンベロップが生じます。

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。

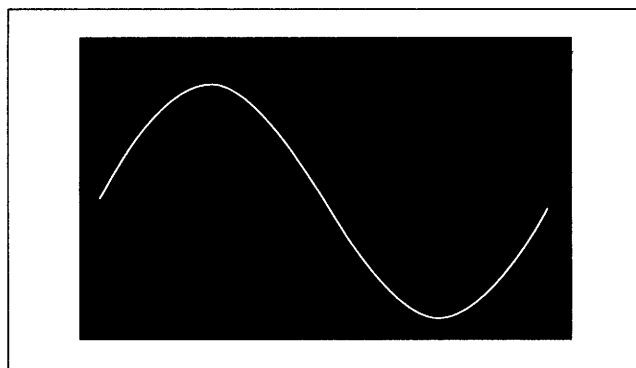


図4. 5180A波形レコーダが生成したビート周波数の表示。入力周波数は10.0031MHz、サンプリング周波数は10MHzです。滑らかな正弦波は、ダイナミック誤差がないことを示しています。

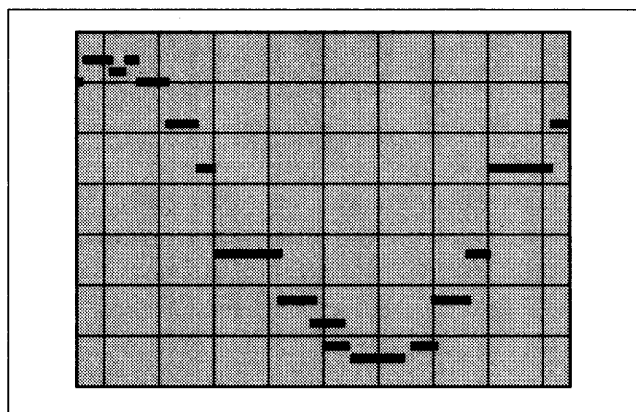


図5. 市販の10MHz、8ビットADCで入力周波数を10.0031MHzにした時のビート周波数の表示。

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

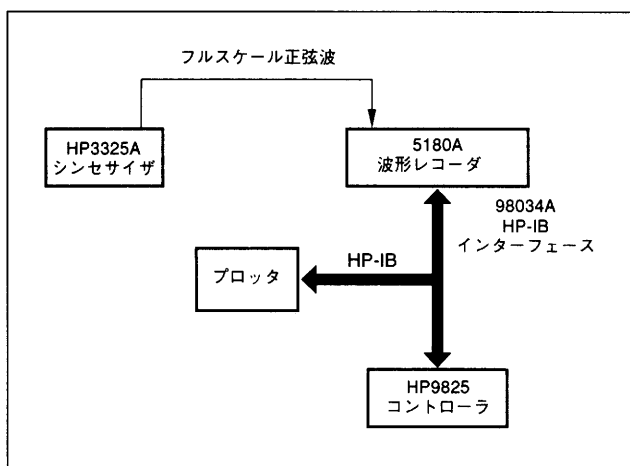


図6. ヒストグラム・テストのセットアップ

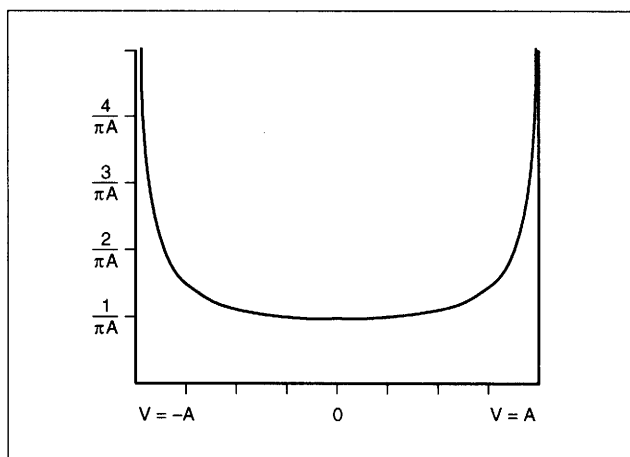


図7. 正弦波の確率密度関数

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くほど減少します。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です。

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。

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

ここで、「実際の $P(n \text{ 番目のコード})$ 」はコード・ビン n の実測された発生確率、「理想の $P(n \text{ 番目のコード})$ 」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。

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

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必要があります。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。

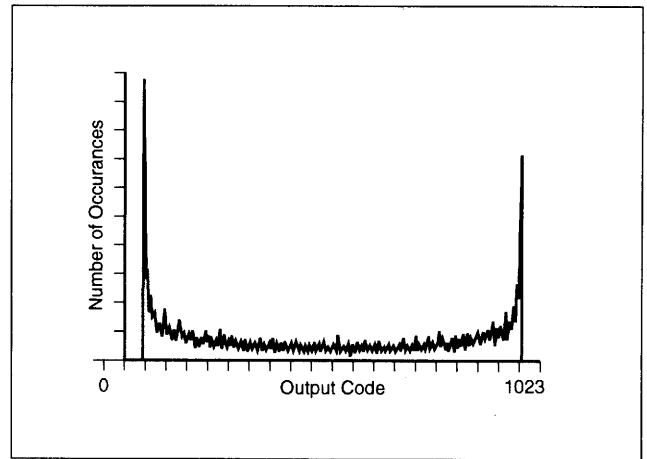


図 8. 5180A で入力正弦波を 9.85MHz にした場合の、サンプル数 100,000 のヒストグラム。不連続点は、すべて 1LSB 未満です。

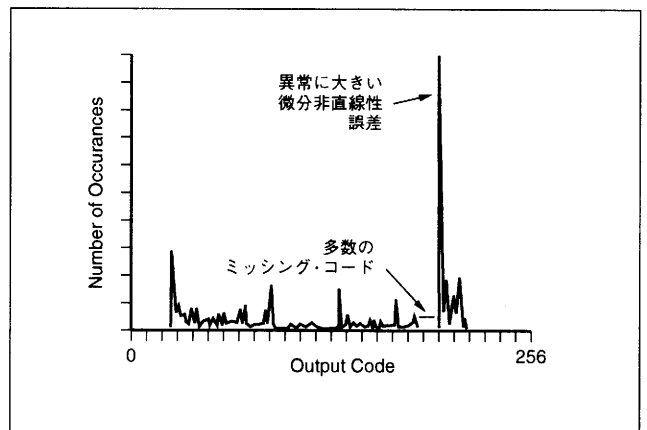


図 9. 市販の 8 ビット、20MHz の ADC で入力 9.85MHz にした場合の、サンプル数 100,000 のヒストグラム・プロット。大きい微分非直線性誤差と多数のミッシング・コードが明らかです。

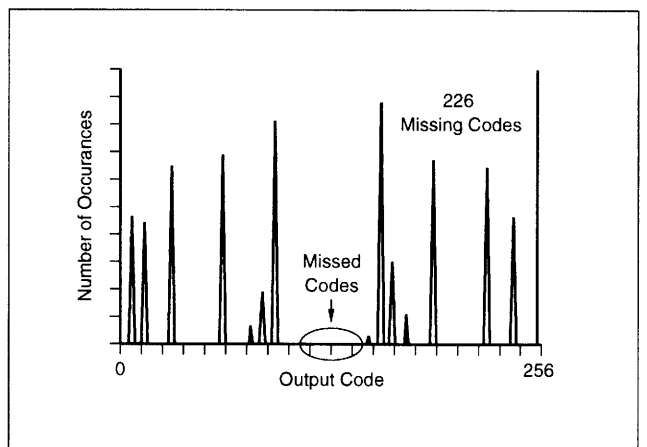


図 10. 8 ビット、100MHz の ADC で入力 9.85MHz、サンプリング周波数を 20MHz にした場合の、サンプル数 100,000 のヒストグラム・プロット。きわめて大きい微分非直線性誤差と多数のミッシング・コードが明らかです。

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

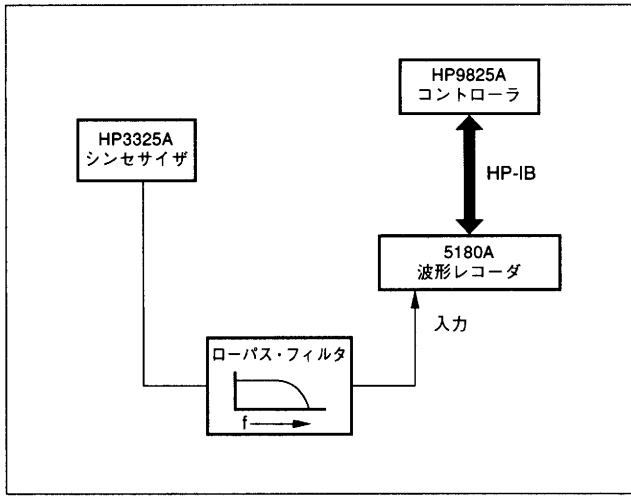


図 11. カーブ・フィット・テストおよび DFT (離散有限フーリエ変換) テストのセットアップ

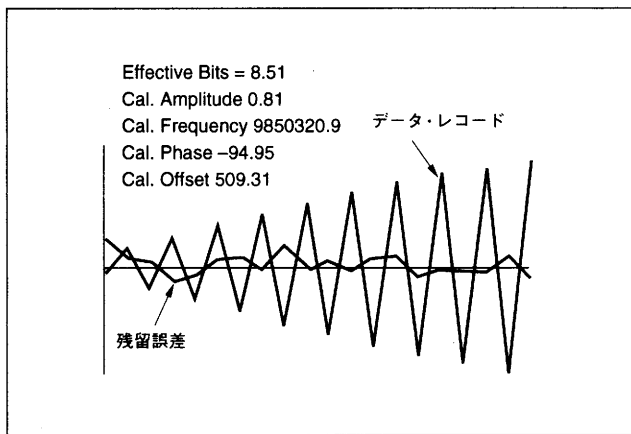


図 12. カーブ・フィット・データ・レコードの最初の 20 ポイントおよびフィッティング正弦波からの残留誤差

トで精度低下の原因になる誤差は、高調波ひずみ、ノイズ、アバ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 UPD 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。

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

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。

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

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

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

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

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。

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

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

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

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によっても、ノイズを特定することができます。

アバーチャ不確定性は、入力のスループ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プートが一定のポイント (ゼロ交点など) でのみ行った場合、アバーチャ不確定性は、有効ビットがスループ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、局所的に一樣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ができません。

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。

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

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 $\Delta f = 1/M\Delta t$ 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 $M\Delta t$ 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。

この広がりには「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 $M\Delta t$ の間だけ単位の大きさを持ち、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られます。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 $\sin x/x$ 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 $1/M\Delta t$ 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 $1/M\Delta t$ 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、 $| (1/2) (1 - \cos 2\pi t / M\Delta t) |$ 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

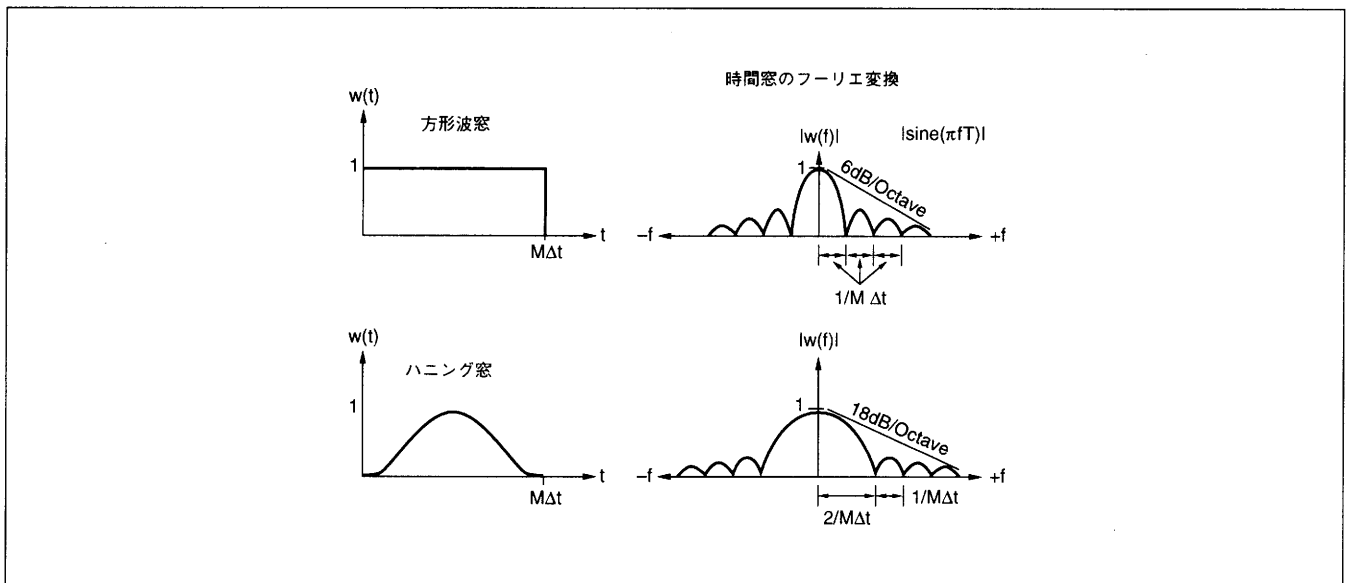


図 13. 方形波窓とハニング窓の時間領域と周波数領域による表示

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 $f_s/2$ 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 $f_s/2$ ままで表示されます。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、 $\pm 1/2\text{LSB}$ 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

誤差の主要原因になります。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 ($1/M\Delta t$ 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 $(6N+1.8)\text{dB}$ 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スペクトルを使用すればよ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 $6N\text{dB}$ 以上低い場合、

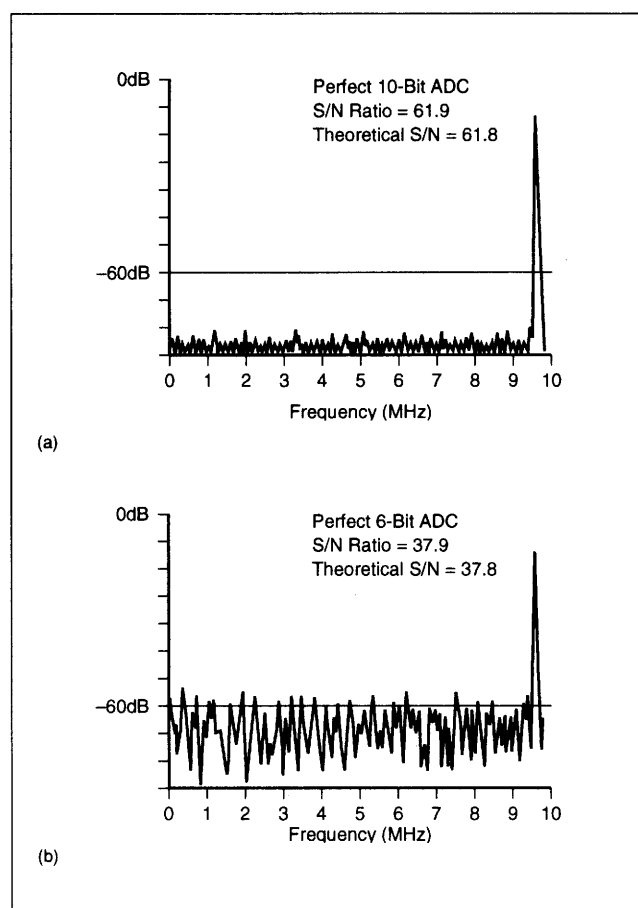


図14. 完全な10ビット (a) および6ビット (b) ADCで量子化した0.85MHzデータのFFTプロットです。どちらのケースも、S/N比の計算値が $6N+1.8\text{dB}$ の理論値とよく一致します（NはADSのビット数）。

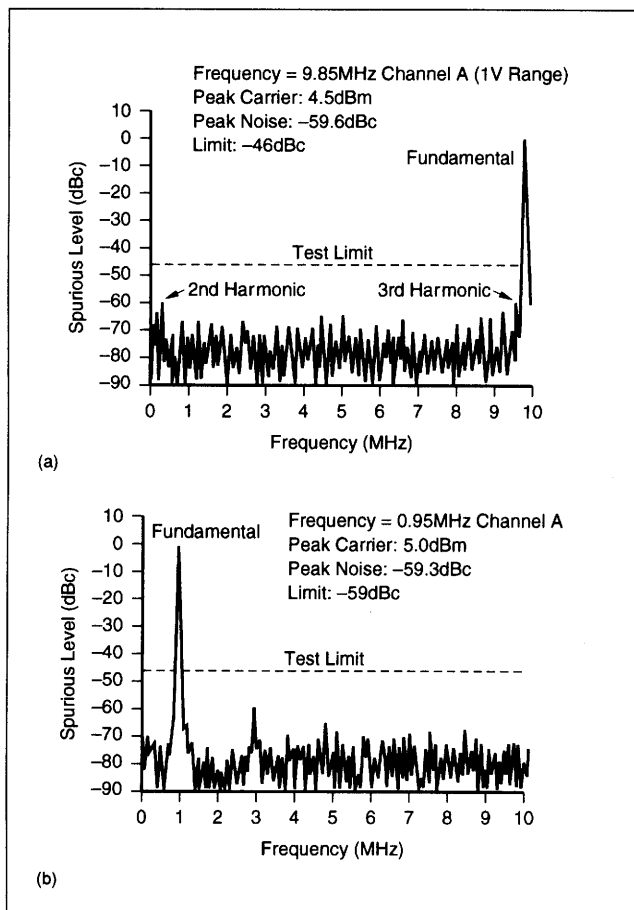


図15. 入力周波数9.85MHz (a) および0.95MHz (b) の場合の5180AのDFTプロットです。高調波ひずみのレベルが低く、積分非直線性誤差が非常に小さいことを示しています。

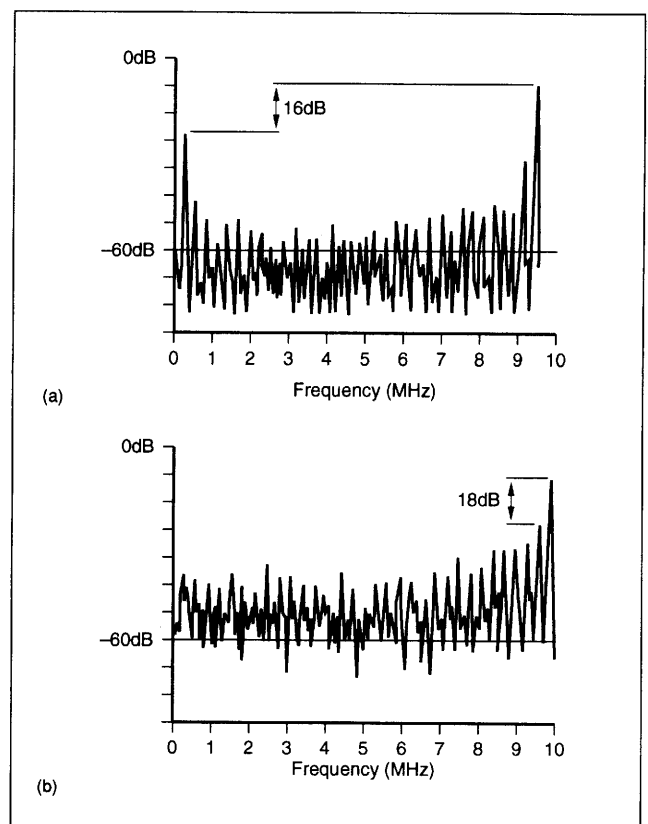


図16. 20MHz、8ビットのADC (a) および100MHz、8ビットのADC (b) のDFTプロットです。9.85MHzのフルスケールの入力正弦波を20MHzでサンプリングしています。高調波ひずみのレベルが高く、積分非直線性誤差が大きいことを示しています。

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—スライクで検出。	可—ノイズフロアの上昇で検出。	可—rms 誤差の一部	可
ミッシング・コード	可—度数0のビンで検出。	可—ノイズフロアの上昇で検出。	可—rms 誤差の一部	可
積分非直線性	可—(直線性の高いランプ波形で直接測定可能。)	可—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—rms 誤差の一部	可
アバーチャ不確定性	不可—平均される。「固定した」ヒストグラムで測定可能。	可—ノイズフロアの上昇で検出。	可—rms 誤差の一部	不可
ノイズ	不可—平均される。「固定した」ヒストグラムで測定可能。	可—ノイズフロアの上昇で検出。	可—rms 誤差の一部	不可
帯域幅誤差	不可	不可	不可	可—アナログ帯域幅の測定に使用。
ゲイン誤差	可—分布のピーク・ツー・ピークの広がり検出。	不可	不可	不可
その他の誤差	可—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.

このアプリケーションノートに記載されている情報は、信頼し得るものと考えておりますが、不正確な情報や記載漏れ等に関して弊社は責任を負うものではありません。情報の使用について弊社は責任を負えませんので、各ユーザーの責任において御使用下さい。価格や仕様は予告なしに変更される場合がありますのでご了承下さい。ここに記載されているいかなる回路についても工業所有権その他の権利またはその実施権を付与したり許諾したりするものではありません。弊社は弊社製品を生命維持に関する機器またはシステムに使用することを承認しまたは保証するものではありません。

日本バー・ブラウン株式会社

本 社 〒222 横浜市港北区新横浜2-3-12 新横浜スクエアビル
大阪営業所 〒532 大阪市淀川区西中島6-1-1 新大阪プライムタワー
名古屋営業所 〒465 名古屋市名東区本郷2-175 サニーホワイト藤

☎045-476-7870
☎06-305-3287
☎052-775-6761

フリーダイヤル		ホットラインFAX
本社		FAX.0120-068801
大阪		FAX.0120-068805