

# SAR型アナログ・デジタル・コンバータを使用した、 モーター制御用アプリケーションでの電流測定

Miroslav Oljaca and Justin McEldowney

## 概要

注意深く分析すれば、モーター制御システム中の一見互換不可能な部品のパフォーマンスを他の方法で向上させることも可能になります。電流センサからの $\pm 5V$ 出力信号には、高電圧のデュアル電源( $\pm 12V$ )を使用するアナログ・デジタル(A/D)・コンバータが必須だと思われるかもしれませんが、しかし実際には、新製品の、より低価格のコンバータでも、同等の動作が可能な場合もあります。

## はじめに

標準的なモーター制御システムでは、図1に示すように、モーターの相巻線の電流と電圧が測定され、デジタル形式に変換されて、マイクロコントローラ( $\mu C$ )やデジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)で使用できるようになります。モーター巻線が高電圧であるため、電氣的に絶縁されたホール効果閉ループ・センサを使用して、モーター電流からの電場をA/Dコンバータの入力電圧範囲に収まる電圧に変換します。マルチチャンネル逐次比較変換(SAR)型A/Dコンバータは、

同時サンプリングを行って正確な位相情報を維持するために使用されます。このアプリケーション・レポートでは、閉ループ電流トランスデューサのアプリケーションの解析、およびA/Dコンバータから最適な信号対雑音比(SNR)のパフォーマンスを得る方法の解析を行います。本書で紹介する例では、6チャンネル同時サンプリング、12ビット、500kHzのSAR型A/Dコンバータ製品ADS7864を使用します。

## ホール効果閉ループ電流トランスデューサ

開ループ電流トランスデューサは、 $V_H$ の増幅方式である出力電圧、つまりホール効果センサの出力電圧を持っています。 $V_H$ は、デバイスを横切るバイアス電流、デバイスを通る磁束、およびプロセスのパラメータと温度に依存するスケール係数に比例します。(図2参照)

閉ループ電流トランスデューサは、補償型トランスデューサまたはゼロフラックス・トランスデューサとも呼ばれ、内蔵型の補償回路を備えています。この回路のために、補償回路を持たないホール・センサよりも全体のパフォーマンス

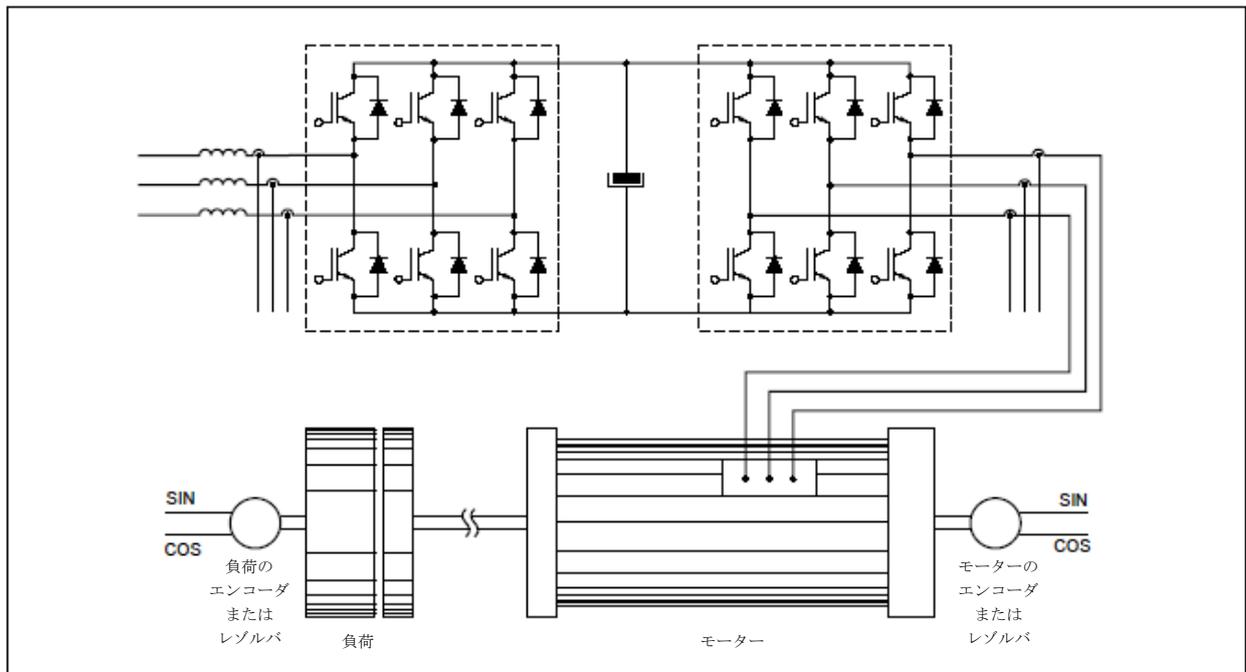


図 1. 測定信号を使用するモーター制御システム

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。製品のご検討及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 及び日本 TI は、正規英語版にて更新の情報を提供しているにも関わらず、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。

ンスが向上するようになっていきます。出力電流は、モーターの電流をそのままスケールしたものであり、測定抵抗により検出されます。

閉ループ・センサでは、ホール・センサの電圧 $V_H$ が直接トランスコンダクタンス・アンプに印加されます。アンプからの出力電流は、誘起されたフィールドが、モーター電流によって発生したフィールドの反対側になるように巻かれた巻き線を通して送られます。トランスコンダクタンス・アンプの開ループ・ゲインが高いことにより、ホール・センサ電圧が強制的に小さくなるため、ホール・センサを通る磁場も非常に小さくする必要があります。オペアンプと帰還ネットワークのアナロジーを適用すると、モーター巻線の( $B_P = I_P \cdot N_P$ )に起因する磁束は入力信号にあたります。帰還信号は、二次巻線 ( $B_S = I_S \cdot N_S$ )の巻数(number of turns)を乗算したセンサの出力電流に起因する磁場にあたります。二次電流 $I_S$ は巻数比により低減されるため、 $I_P$ よりも大幅に低くなります。巻き数が $N_S$ の場合、その巻き1回分について、同じだけの磁束(アンペア・ターン)が生成されるためです。従って、次のようになります。

$$N_P \cdot I_P = N_S \cdot I_S \quad (1)$$

式1で等号を使用した近似が可能なのは、アンプの開ループ・ゲインが高いためです。したがって、 $B_S$ の誘起は $B_P$ と等しくなり、それぞれのアンペア・ターンが相殺されます。このようにして、システムは磁束ゼロに近い状態で動作することになります。

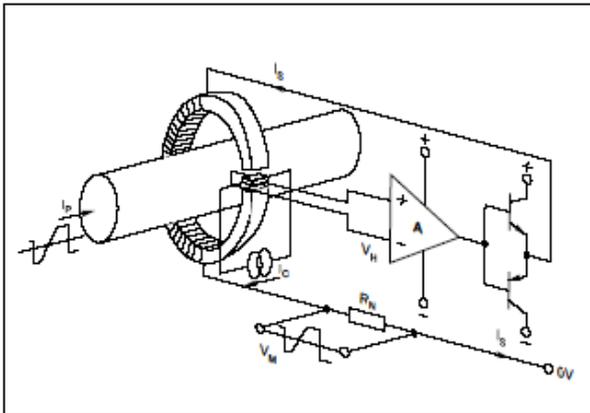


図 2. 閉ループ・トランスデューサの動作原理

DC電流100Aという測定値を例に挙げます。巻数 $N_P = 1$ となります。コンダクタ(導体)が磁気回路に直接入るため、結果として巻数1回分の性質になるためです。二次巻線 $N_S =$ 巻数1000回分です。したがって、巻数比は1:1000となります。

$I_P$ が正の値を取るとすぐに、 $B_P$ の誘起が磁心の空隙に出現し、ホール素子に電圧 $V_H$ を生成します。この電圧は、二

次巻線を通る電流 $I_S$ を供給するアンプ段を介して、電流に変換されます。このようにして $B_S$ の誘起が生成され、 $B_P$ の誘起を補償します。結果として生じる二次電流は次の通りです。

$$I_S = \frac{N_P \cdot I_P}{N_S} = \frac{1 \cdot 100}{1000} = 100\text{mA} \quad (2)$$

したがって、 $I_S$ は $I_P$ をスケールして得られるイメージになっています。これが、ユーザーの使用できる測定電流になります。これから行う解析では、ホール効果閉ループ電流トランスデューサの代わりに、理想の電流源を使用します。

## ホール効果閉ループ電流トランスデューサの出力信号(負荷抵抗)

出力電流は、測定用抵抗を介してシャントされ、出力電圧を形成します。この抵抗値の範囲は、いくつかの要因の制約を受けます。測定用抵抗は、ホール効果センサのデータ・シートに記載の範囲内の値、つまり抵抗 $R_{M \min}$ (消費電流によって決まります)～抵抗 $R_{M \max}$ 間の値である必要があります。 $R_{M \max}$ は、測定範囲の最大値を決定する、利用可能な最小電源電圧を考慮して、回路の電子飽和を回避するために定義されます。

データ・シートに記載されているのは、決まった公称定格(nominal rating)と特定の測定範囲に対応する $R_M$ 値であることに注意する必要があります。測定用抵抗 $R_M$ の値の選択と決定には、その他の条件も関わってくる可能性があるためです。

ここでの例では、LEM社の閉ループトランスデューサLA 55-Pのパラメータは、 $I_P = 70\text{A}$ 、 $T_A = 70^\circ\text{C}$ 、 $V_C = \pm 15\text{V}$ となっています。1:1000という巻数比により、二次電流は $I_S = 70\text{mA}$ と定まります。

LEM社のLA 55-Pのデータ・シートには、 $R_{M \max} = 90\ \Omega$ 、および $R_{M \min} = 50\ \Omega$ と記載されています。フルスケール出力電圧を $\pm 5\text{V}$ に設定した場合は、測定用抵抗として $71\ \Omega$ が使用されます。図3は、一次電 $I_P$ に関連した測定用抵抗の電圧です。

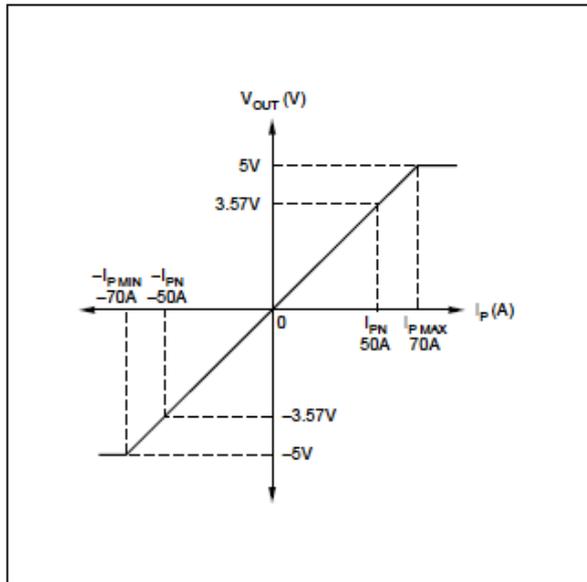


図 3. 電流トランスデューサLA 55-Pの出力曲線（測定用抵抗  $71\ \Omega$  を使用した場合）

## SAR 型 A/D コンバータ

図4は、ADS7864の等価入力段です。これは、多くのSAR型A/Dコンバータの代表的な例です。これらの部品の動作を要約して提示することで、部品のパフォーマンスの限度を理解しやすくなります。

測定された信号は、正の入力IN+と負の入力IN-に接続されます。サイクルの開始時には、スイッチSW1とSW2がクローズされ、スイッチSW5とSW6がオープンの状態になり、SW3がクローズされてV<sub>GND</sub>に接続されます。コンパレータは入力差動信号0Vと同相バイアス電圧V<sub>MID</sub>とともに提示されており、固有のオフセット電圧をすべて除去するためにオートゼロ・サイクルを受けます。サンプリング・プロセスは、図の入力スイッチSW7とSW8が閉じることにより開始されます。

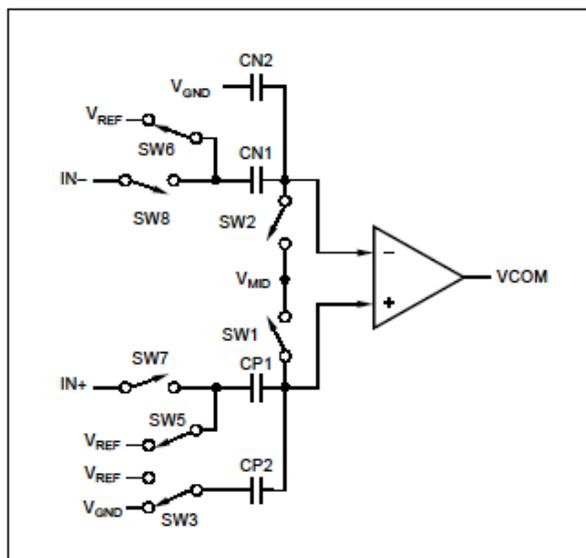


図 4. SAR型A/Dコンバータの等価入力回路

回路が対称型のため、正の入力を図5に示すように見ることも可能です。いくらかの過渡時間経過後に、コンデンサの電荷が安定します -- この時間をサンプリング期間と呼びます。次にスイッチSW1とSW2が同時に開きます。非反転コンパレータの入力ノードに保存されている電荷(Q<sub>PS</sub>)は、式3のように記述されます。

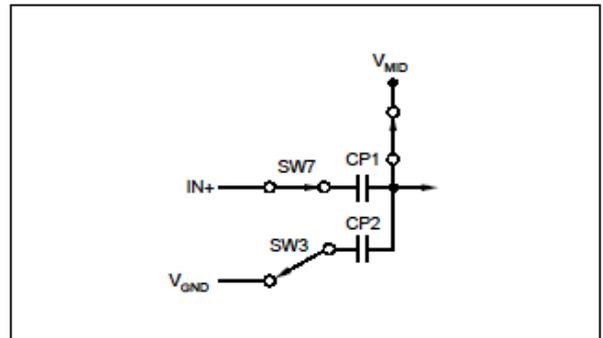


図 5. サンプリング・取得期間中の入力等価回路

$$Q_{PS} = (V_{MID} - V_{IN+}) \cdot C_{P1} + (V_{MID} - V_{GND}) \cdot C_{P2} \quad (3)$$

同様に、コンパレータの反転ノードの電荷(Q<sub>NS</sub>)、つまりコンデンサC<sub>N1</sub>とC<sub>N2</sub>に保存されている電荷(Q<sub>NS</sub>)は式4で記述できます。

$$Q_{NS} = (V_{MID} - V_{IN-}) \cdot C_{N1} + (V_{MID} - V_{GND}) \cdot C_{N2} \quad (4)$$

この段階になると、コンパレータの負および正の入力ノードはもう接続された状態ではなくなり、電荷をこれらのノードに蓄積したり、ノードから分離したりするための回路パスがなくなります。捕捉された電荷Q<sub>PS</sub>はコンデンサC<sub>P1</sub>とC<sub>P2</sub>に保持され、捕捉された電荷Q<sub>NS</sub>はコンデンサC<sub>N1</sub>とC<sub>N2</sub>に保持されます。次のステップでは、入力スイッチSW7とSW8が開き、サンプリング・コンデンサC<sub>P1</sub>とC<sub>N1</sub>を入力信号から切断します。

変換サイクル中に、連続的に小さく分割された電荷CP1とCP2がグラウンドとV<sub>REF</sub>の間でスイッチされ、コンパレータの入力ノードの電圧を最小限にします。

出力コードが表しているのは、V<sub>REF</sub>を乗算することにより、サンプリングされた入力電圧振幅に最も近い値になるCP1およびCP2の合計に対する、CP1の結果的なサイズです。

## サンプリング時間中の A/D コンバータの入力の解析

前述の、SAR型A/Dコンバータの入力段の説明を参考にし、図6の等価回路を解析に使用できます。スイッチSWが開じる前の段階では、サンプリング・コンデンサC<sub>S</sub>の初

期電荷は電圧 $V_0$ になっています。これは、前回の変換から持ち越されたものです。取得期間中、入力スイッチ $SW$ は閉じた状態です。サンプリング・コンデンサ $C_S$ は信号源からの信号源抵抗 $R_{SRC}$ とスイッチ抵抗 $R_{SW}$ を介して充電されます。取得期間中、 $C_S$ は出力電圧 $E$ を持ちます。等価抵抗 $R_S$ は、信号源抵抗 $R_{SRC}$ とスイッチ抵抗 $R_{SW}$ の合計に等しくなります。ADS7864を使用した場合のスイッチ抵抗 $R_{SW}$ は、約 $20\Omega$ です。

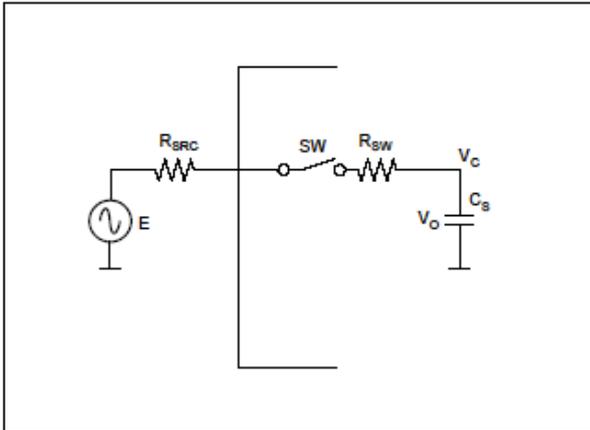


図 6. 入力信号のサンプリング中のA/Dコンバータの動作を記述した回路

スイッチ $SW$ が閉じた後のコンデンサ $C_S$ の電圧を記述した式5のプロットが、図7です。

$$V_C(t) = V_0 + (E - V_0) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \tag{5}$$

ここで、 $\tau = R_S \cdot C_S$ です。

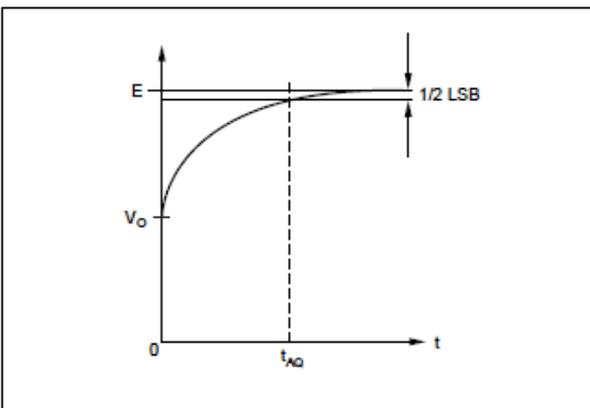


図 7. サンプリング期間中のサンプリング・コンデンサの電圧

ここでの目的は、入力信号に関して誤差が $1/2$  LSBより小さい値まで入力コンデンサを充電するのに必要なアキュイジション時間を判定することです。これを記述したものが、式6です。

$$E - V_C(t_{AQ}) \leq \frac{1}{2} \text{LSB} \tag{6}$$

ADS7864への(シングル・エンド・モードの)アナログ入力信号は、 $V_{REF}$ 付近の $\pm V_{REF}$ です。この場合のリファレンス電圧は内部リファレンス $2.5V$ であるため、アナログ入力信号は $2.5V$ を中心とした $\pm 2.5V$ です。入力信号の範囲は $0V \sim 5V$ です。コンバータ動作範囲のアナログ入力電圧の、正の最大値と負の最大値の差をフルスケール・レンジと呼び、この場合は $5V$ になります。最悪の場合を解析すると、信号源からの入力信号電圧 $E$ はフルスケール電圧に等しくなります。12ビット・コンバータの理想的なコード幅、つまり1LSBは、 $E/2^{12}$ になります。

この1LSBの値を式6に代入すると、式7に示すように、アキュイジション時間の終わりに入力コンデンサが充電されることになる値を導くことができます。

$$V_C(t_{AQ}) \geq E \cdot \left(1 - \frac{1}{2^{13}}\right) \tag{7}$$

式5に式7を代入し、アキュイジション時間の終わりにこの条件が満たされると仮定すると、式8から次のような結果が得られます。

$$E \cdot \left(1 - \frac{1}{2^{13}}\right) \leq V_0 + (E - V_0) \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_{AQ}}{\tau}}\right) \tag{8}$$

これで、必須の値 $\tau$ を容易に計算できるようになりました。

$$\tau \leq \frac{t_{AQ}}{\ln\left(\frac{E - V_0}{E} \cdot 2^{13}\right)} \tag{9}$$

初期電荷はSAR型コンバータによって異なり、 $0V$ 、 $V_{REF}$ 、フルスケール電圧等になる可能性があります。初期電荷はコンバータの内部構造に依存します。ADS7864の入力の構造については、図4を参照してください。この場合は、サンプリング・コンデンサ $C_S$ の初期電荷( $V_0$ )はFSRの $1/2$ になります。 $V_{MD}$ (図4参照)が、 $V_{REF}$ が $2.5V$ に等しい場合の電源電圧の $1/2$ (またはFSRの $1/2$ )になるためです。式9の $V_0$ に $E/2$ を代入しようとする場合、アキュイジション時間は、最低でも時定数の $8.32$ 倍である必要があります。

ADS7864のような12ビットA/Dコンバータの場合は、アキュイジション時間を時定数 $9 \sim 11$ にするとよいでしょう。このコンバータの内蔵サンプリング・コンデンサ $C_S$ が $15pF$ であると分かっているため、入力抵抗 $R_S$ の最大値が判定できます。等価入力抵抗 $R_S$ は、信号源抵抗 $R_{SRC}$ とスイッチ抵抗 $R_{SW}$ の合計に等しくなります。

$$R_S \leq \frac{t_{AQ}}{11 \cdot C_S} = \frac{250ns}{11 \cdot 15pF} = 1.515k\Omega \tag{10}$$

### DC パフォーマンスのパラメータの変動

この実験では、評価ボードDEM-ADS7864を使用します。最初に、A/Dコンバータの入力ペア1組である「正と負」が内部リファレンス電圧2.5Vに接続されます。ペア1組を図8に示します。理想的には、ガウス確率密度関数(ガウスPDF)を使用して、変換結果の大きなサンプル1つをヒストグラムとして記述する必要があります。このテストでは、8192個のポイントが収集されました。

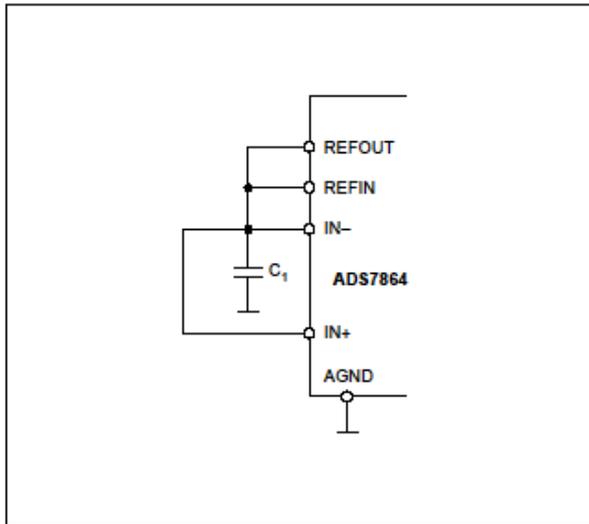


図 8. A/D コンバータのDCパラメータ・テスト回路

ガウスPDFは、平均( $\mu$ )と分散( $\sigma^2$ )を指定して定義します。XはA/D コンバータのデジタル出力サンプルであり、nはサンプル数です。

$$p(x) = \frac{n}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \tag{11}$$

平均と分散は、次の式を利用して、データのサンプル・セットから概算することが可能です。

$$\mu \approx \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i \tag{12}$$

$$\sigma^2 \approx \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \mu)^2}{n-1} \tag{13}$$

平均( $\mu$ )は期待値または平均値のことであり、オフセット誤差の測定に使用されます。分散( $\sigma^2$ )は、平均についての分布のばらつき(variability)を記述し、ノイズすなわち不確定性の測定単位として使用されます。

分散の平方根は標準偏差( $\sigma$ )と呼ばれ、実効値ノイズ(二乗平均平方根(RMS)ノイズ)の単位です。ピーク・ツー・

ピーク・ノイズは、RMSノイズの値から次のように判定できます。

オフセット誤差 =  $\mu$

RMSノイズ =  $\sigma$

ピーク・ツー・ピーク・ノイズ =  $6.6 \cdot \sigma$

ダイナミック・パフォーマンスの測定では、2つのパラメータを計算できます。A/D コンバータの理想のSNRは、ノイズ源が量子化ノイズのみと仮定した場合、次の式で計算できます。

$$SNR = 6.02N + 1.76(\text{dB}) \tag{14}$$

「ノイズ・フロア」は、A/D コンバータの分解能と、FFTで使用されるサンプル数により決まります。FFTは、データの取り込みと周期が合っているコヒーレント・サンプリングを使用して、窓関数による処理(windowing)を使用せずにを行います。

$$\text{SpotNoise} = -6.02 \cdot N - 1.76 - 10 \cdot \log\left(\frac{\text{samples}}{2}\right) = -110.1\text{dB} \tag{15}$$

フルスケール電圧範囲が5V(1.768VRMS)、サンプル数が8192の12ビット・コンバータでは、次の式に示すように計算できます。

$$1\text{LSB} = \frac{5\text{V}}{2^{12}} = 1.2207\text{mV}$$

$$SNR = 6.02 \cdot 12 + 1.76 = 74\text{dB}$$

$$\text{SpotNoise} = -6.02 \cdot 12 - 1.76 - 10 \cdot \log(4096) = -110.1\text{dB}$$

ランダム・ノイズの場合は、FFTとヒストグラム・テストは互いに相関関係にある必要があります。

$$\text{Noise} = 1.768V_{\text{RMS}} \cdot 10^{\left(\frac{-70.853}{20}\right)} = 506.7\mu V_{\text{RMS}}$$

$$\text{AverageSpotNoise} = -70.853\text{dB} - 10 \cdot \log(4096) = -107\text{dB}$$

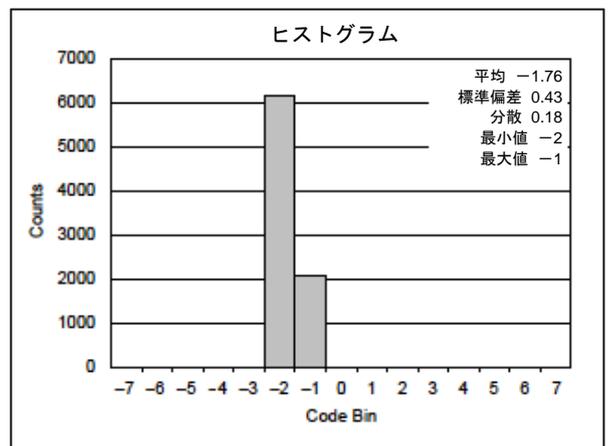


図 9. 8192ポイント分のヒストグラム(入力をまとめた状態)

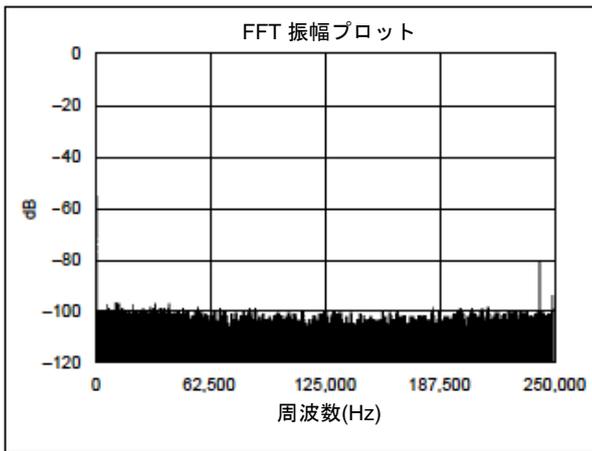


図 10. 8192ポイント分のヒストグラム(入力をまとめた状態)

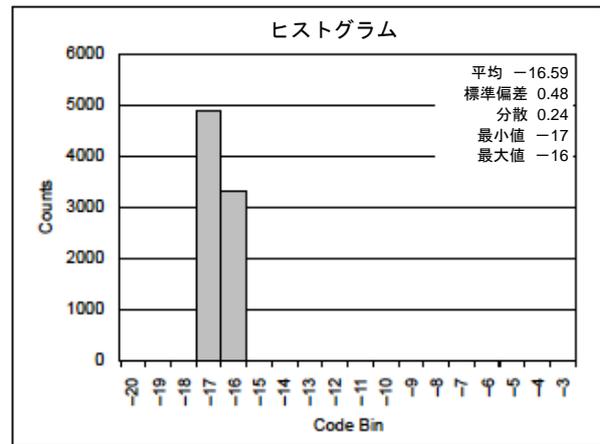


図 12. 8192ポイント分のヒストグラム(抵抗ネットワークの入力をグラウンド接続した状態)

上記の計算の結果は、図9と図10に示すように、実現すると予測し得る範囲で最高のパフォーマンスを表しています。

閉ループ・ホール・センサの記述より、出力信号±5Vが入力レンジ2.5V±2.5Vで規定されたA/Dコンバータに接続することになります。センサ・メーカーの仕様では、50Ωより小さい値の(< 50Ω)測定抵抗の使用を禁止しているため、出力信号を減衰させ、更にレベルシフトを施す必要があります。負の入力は、内部リファレンス電圧に直接接続されています(図11参照)。正の入力は、(図中に)提案されている抵抗ネットワークに接続されています。式(10)を参考にして、抵抗R<sub>1</sub>とR<sub>2</sub>は3kΩという値を持つように選択されているため、A/Dコンバータへの入力に接続したテブナン等価抵抗が1.5kΩになります。この回路がうまく動作するかどうかを検証するために、入力をグラウンドに接続した状態で測定を繰り返し行いました。

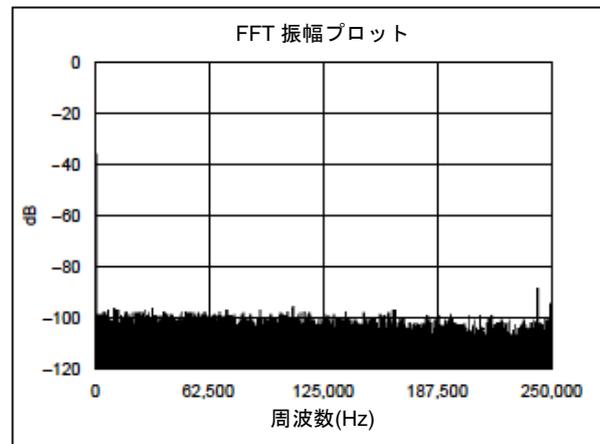


図 13. 8192ポイント分のFFT(抵抗ネットワークの入力をグラウンド接続した状態)

ここでも、ヒストグラム作成とFFTは8192個のポイントを使用して行われます。新しい結果を図12と図13に示します。

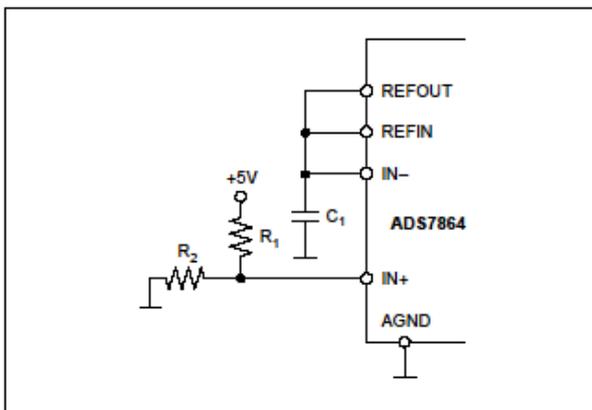


図 11. A/D コンバータのDCパラメータ・テスト回路(提案された抵抗ネットワークを入力に接続した状態)

RMSノイズと平均スポット・ノイズを、次のように再度計算します。

$$\text{Noise} = 1.768V_{\text{RMS}} \cdot 10^{\left(\frac{-69.520}{20}\right)} = 590.8\mu V_{\text{RMS}}$$

$$\text{AverageSpotNoise} = -69.520\text{dB} - 10 \cdot \log(4096) = -105.6\text{dB}$$

$t_{AQ}$	(ns)	177	190	210	234	265	309	348	397	447	561
SNR	(dB)	63.1	65.4	68.3	70.4	71.3	71.4	71.4	71.5	71.4	71.7
SND	(dB)	56.8	59.4	63.2	66.7	69.4	70.0	70.5	70.7	70.8	71.0
SFR	(dB)	60.1	62.7	66.7	71.0	76.1	77.5	80.7	82.7	83.5	84.0
THD	(dB)	-58.0	-60.7	-64.8	-69.1	-73.7	-75.6	-77.7	-78.6	-79.2	-79.0
高調波											
0	(dB)	-44.2	-42.1	-40.5	-39.9	-39.3	-39.0	-38.9	-38.9	-38.7	-40.0
1	(dB)	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2	-0.2
2	(dB)	-81.2	-82.2	-84.4	-86.8	-89.3	-90.6	-89.8	-91.6	-92.2	-93.0
3	(dB)	-60.1	-62.7	-66.7	-71.0	-76.1	-77.5	-80.7	-82.7	-83.5	-84.5
4	(dB)	-90.5	-90.0	-88.9	-87.8	-87.2	-88.5	-86.8	-86.4	-86.6	-85.1
5	(dB)	-65.0	-67.8	-72.4	-76.7	-81.9	-85.5	-87.2	-87.3	-87.8	-88.3
6	(dB)	-98.3	-95.5	-97.7	-99.3	-100.4	-98.0	-102.6	-102.3	-100.8	-100.3
7	(dB)	-67.8	-70.5	-74.4	-78.5	-81.9	-84.7	-85.7	-85.1	-86.0	-85.1
8	(dB)	-97.2	-96.4	-95.7	-97.8	-98.9	-98.1	-97.6	-97.5	-98.7	-96.2
9	(dB)	-69.9	-72.7	-76.7	-82.5	-88.3	-91.6	-95.3	-99.0	-99.5	-102.9
10	(dB)	-99.0	-99.8	-101.5	-101.3	-103.1	-100.7	-103.0	-101.2	-102.5	-103.0

表I. アクイジション時間の関数としてのACパフォーマンスの測定値

2組の測定値の差が示すのは、A/Dコンバータの入力に接続した抵抗分圧器(resistive divider)によって発生した、オフセットとノイズの変化です。ノイズがわずかに増加することになっても、ソース・インピーダンスの平衡を保ち、オフセットを最小限にするために、 $V_{REF}$  への負の入力に抵抗  $1.5k\Omega$  を接続する方がよいでしょう。

### ACパフォーマンスのパラメータの検証

ACパフォーマンスの検証を行うには、同じ構成を使用します。信号源には、抵抗 $R_2$ に接続された出力 $\pm 5V$ があります。これは、ホール効果閉ループ電流トランスデューサを、出力に接続した測定抵抗に置き換えたものです(図3参照)。図14がその接続図です。

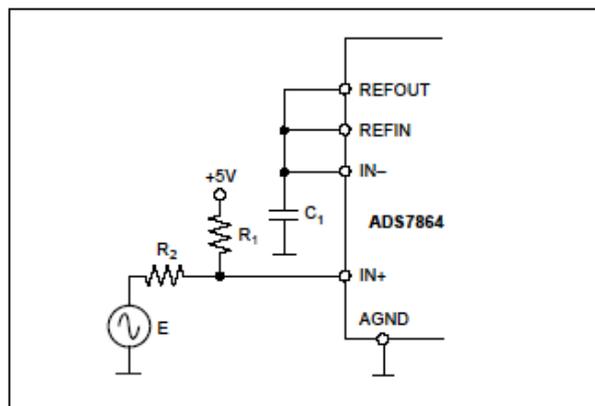


図 14. A/DコンバータのACパラメータ・テスト回路(提案された抵抗ネットワークを入力に接続した状態)

サンプリングに関するシステム・パフォーマンスの感度、すなわちアクイジション時間を調査するために、パラメータとしてのアクイジション時間の掃引を行うという一連のテストを実行しました。入力信号として約15kHzのフルスケール電圧振幅を使用し、システム・クロック周波数とサンプリング周波数には変動がありました。結果の要約を下に示します。

測定は、条件とアクイジション時間をいろいろ変えて行います。1回の測定ごとに、8192個のポイントがサンプリングされ、FFTが計算されます。その結果を記載したのが、図18~27と表II~XIです。表Iは、データを要約して、アクイジション時間の関数として提示したものです。表Iのデータは図15、16、17に提示されています。

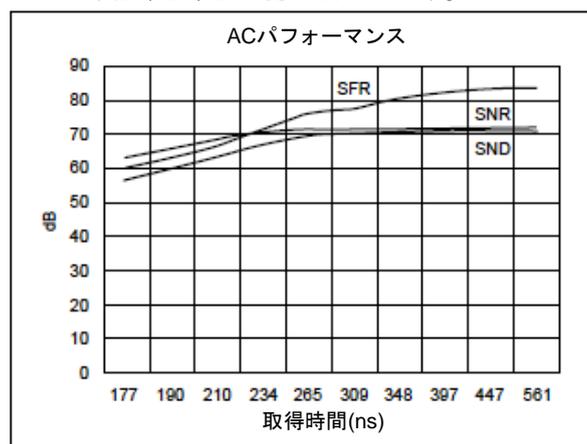


図 15. アクイジション時間の関数としてのSNR、SND、SFRの測定値

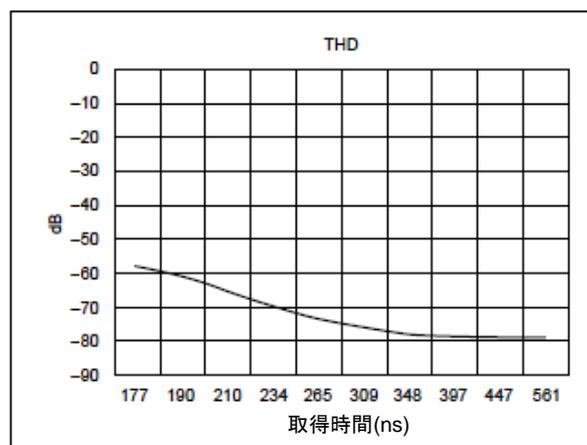


図 16. アクイジション時間の関数としての全高調波歪みの測定値

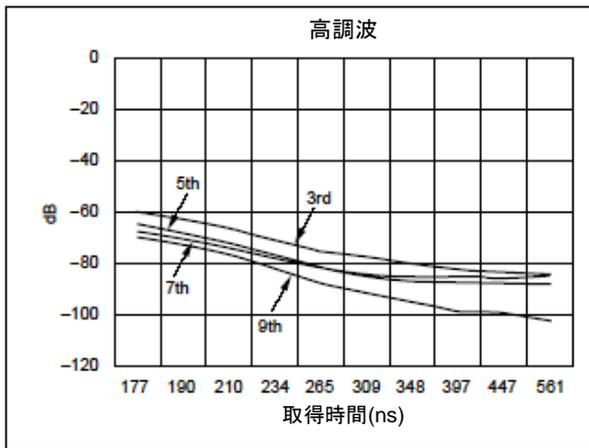


図 17. アクイジション時間の関数としての高調波の測定値

## 結論

表Iと図15～17に記載の結果は、**アクイジション時間を関数としたACパフォーマンスの変化**を示しています。入力抵抗ネットワークは、A/D コンバータの内蔵サンプリング・コンデンサが15pF、**アクイジション時間が250ns**の場合を基にして計算してあります。アクイジション時間を250nsから400nsに増加させることにより、サンプリング・レートを大幅に減らすことなくパフォーマンスを向上させることが可能です。マスター・クロックが最大スピード(8MHz)で動作している場合の変換時間は1.625  $\mu$  sになります。

アクイジション時間を170nsから420nsに変更すると、総変換時間が2  $\mu$  sから2.25  $\mu$  sに増加します。アクイジション時間を長くすることにより、信号対雑音比 (SNR)を63.1dBから71.5dBに増加させることが可能になり、また同時に、THDが-58dBから -78.6dBに減少します。

付録

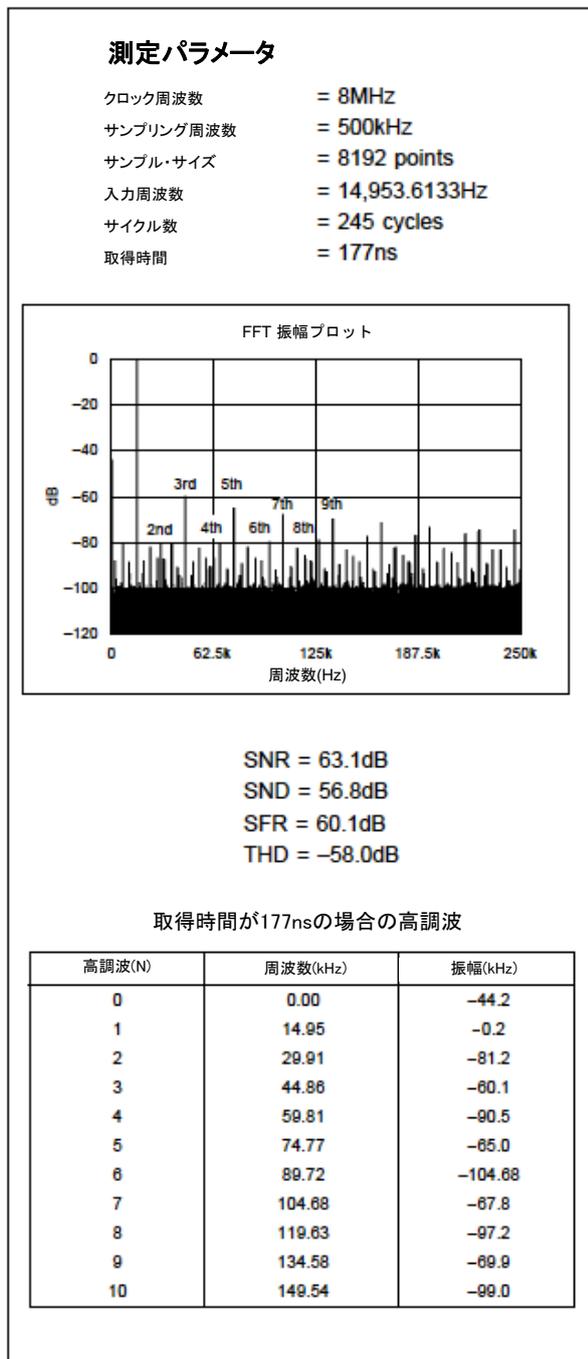


図 18. アクイジション時間177ns

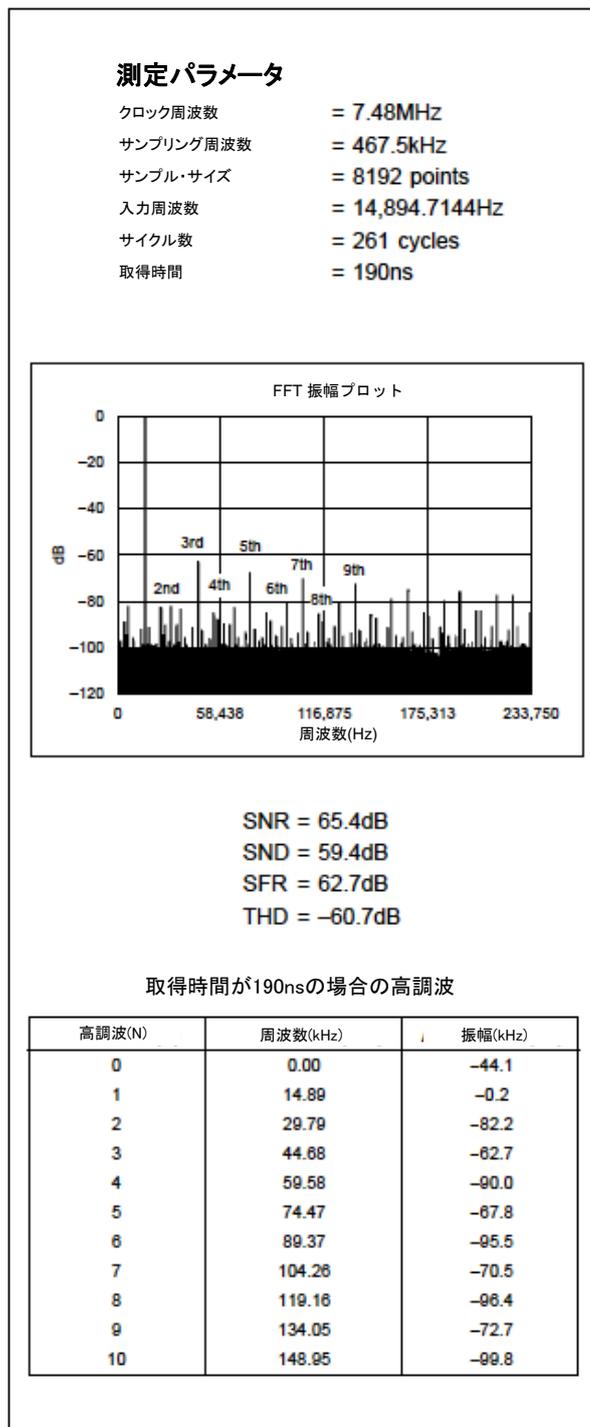
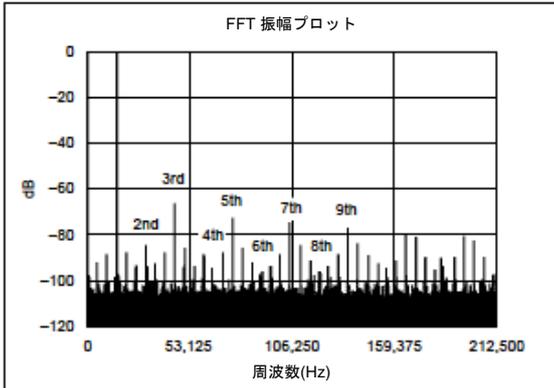


図 19. アクイジション時間190ns

**測定パラメータ**

クロック周波数 = 6.8MHz  
 サンプリング周波数 = 425kHz  
 サンプル・サイズ = 8192 points  
 入力周波数 = 14,993.2861Hz  
 サイクル数 = 289 cycles  
 取得時間 = 210ns



SNR = 68.3dB  
 SND = 63.2dB  
 SFR = 66.7dB  
 THD = -64.8dB

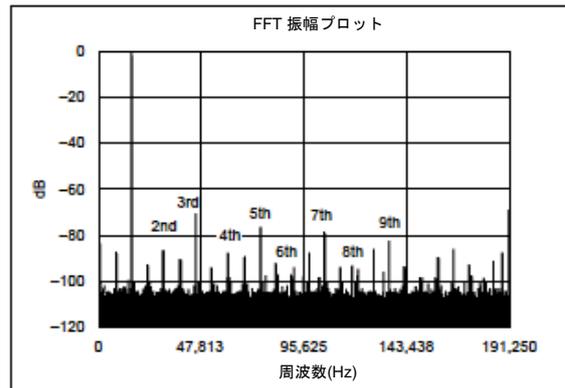
取得時間が210nsの場合の高調波

高調波(N)	周波数(kHz)	振幅(kHz)
0	0.00	-40.5
1	14.99	-0.2
2	29.99	-84.4
3	44.98	-86.7
4	59.97	-88.9
5	74.97	-72.4
6	89.96	-97.7
7	104.95	-74.4
8	119.95	-95.7
9	134.94	-76.7
10	149.93	-101.5

図 20. アクイジション時間210ns

**測定パラメータ**

クロック周波数 = 6.12MHz  
 サンプリング周波数 = 382.5kHz  
 サンプル・サイズ = 8192 points  
 入力周波数 = 14,988.0981Hz  
 サイクル数 = 321 cycles  
 取得時間 = 234ns



SNR = 70.4dB  
 SND = 66.7dB  
 SFR = 71.0dB  
 THD = -69.1dB

取得時間が234nsの場合の高調波

高調波(N)	周波数(kHz)	振幅(kHz)
0	0.00	-39.9
1	14.99	-0.2
2	29.98	-86.8
3	44.96	-71.0
4	59.95	-87.8
5	74.94	-76.7
6	89.93	-99.3
7	104.92	-78.5
8	119.90	-97.8
9	134.89	-82.5
10	149.88	-101.3

図 21. アクイジション時間234ns

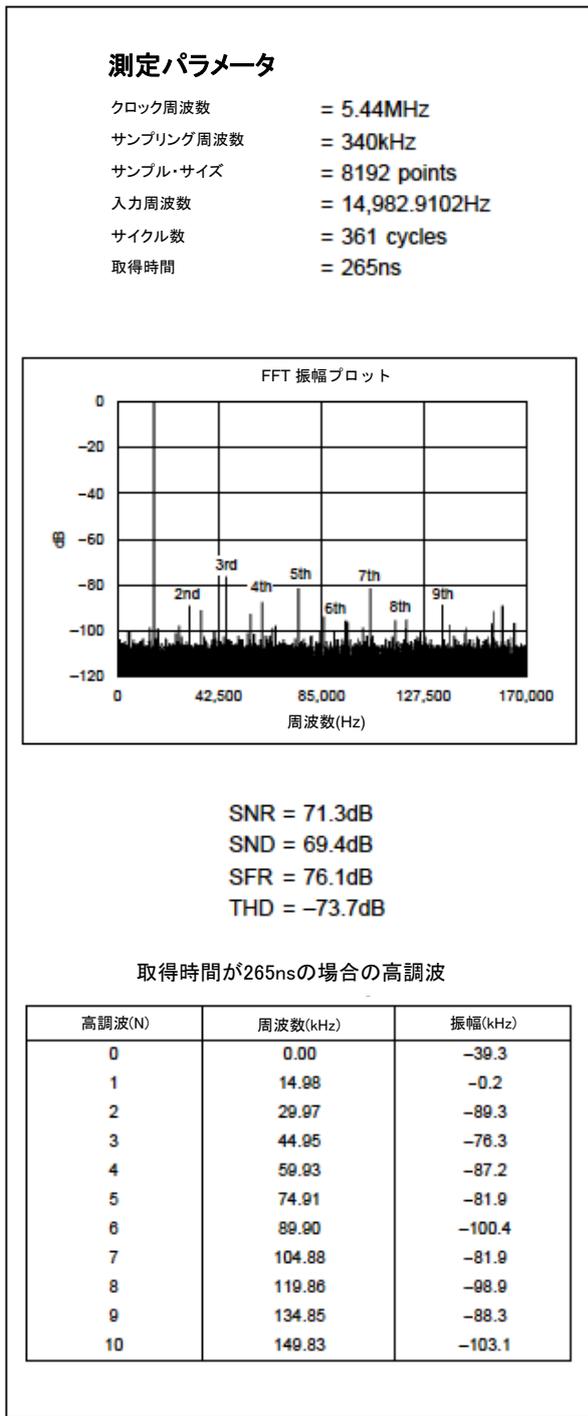


図 22. アクイジション時間265ns

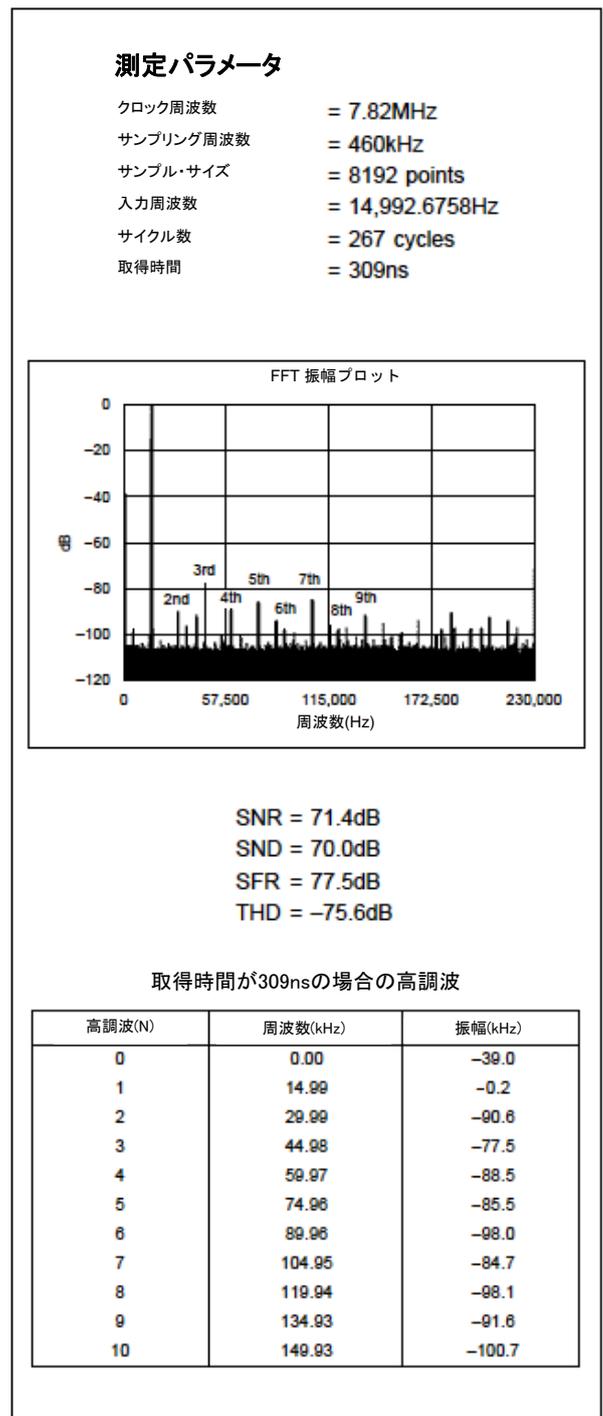
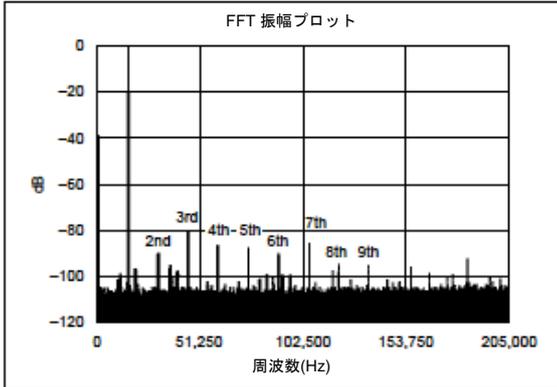


図 23. アクイジション時間309ns

**測定パラメータ**

クロック周波数 = 6.97MHz  
 サンプリング周波数 = 410kHz  
 サンプル・サイズ = 8192 points  
 入力周波数 = 14,964.5996Hz  
 サイクル数 = 299 cycles  
 取得時間 = 348ns



SNR = 71.4dB  
 SND = 70.5dB  
 SFR = 80.7dB  
 THD = -77.7dB

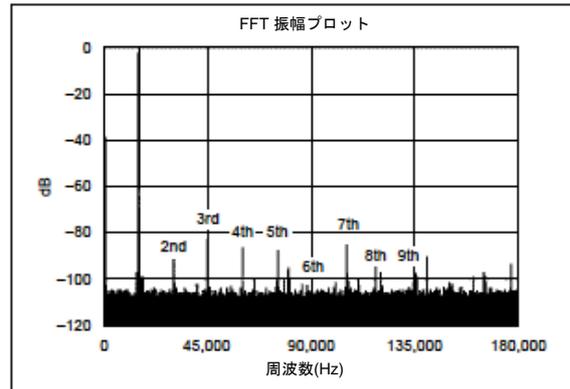
取得時間が348nsの場合の高調波

高調波(N)	周波数(kHz)	振幅(kHz)
0	0.00	-38.9
1	14.96	-0.2
2	29.93	-89.8
3	44.89	-80.7
4	59.86	-86.8
5	74.82	-87.2
6	89.79	-102.6
7	104.75	-85.7
8	119.72	-97.6
9	134.68	-95.3
10	149.65	-103.0

図 24. アクイジション時間348ns

**測定パラメータ**

クロック周波数 = 6.12MHz  
 サンプリング周波数 = 360kHz  
 サンプル・サイズ = 8192 points  
 入力周波数 = 14,985.3516Hz  
 サイクル数 = 341 cycles  
 取得時間 = 397ns



SNR = 71.5dB  
 SND = 70.7dB  
 SFR = 82.7dB  
 THD = -78.6dB

取得時間が397nsの場合の高調波

高調波(N)	周波数(kHz)	振幅(kHz)
0	0.00	-38.9
1	14.99	-0.2
2	29.97	-91.6
3	44.96	-82.7
4	59.94	-86.4
5	74.93	-87.3
6	89.91	-102.3
7	104.90	-85.1
8	119.88	-97.5
9	134.87	-99.0
10	149.85	-101.2

図 25. アクイジション時間397ns

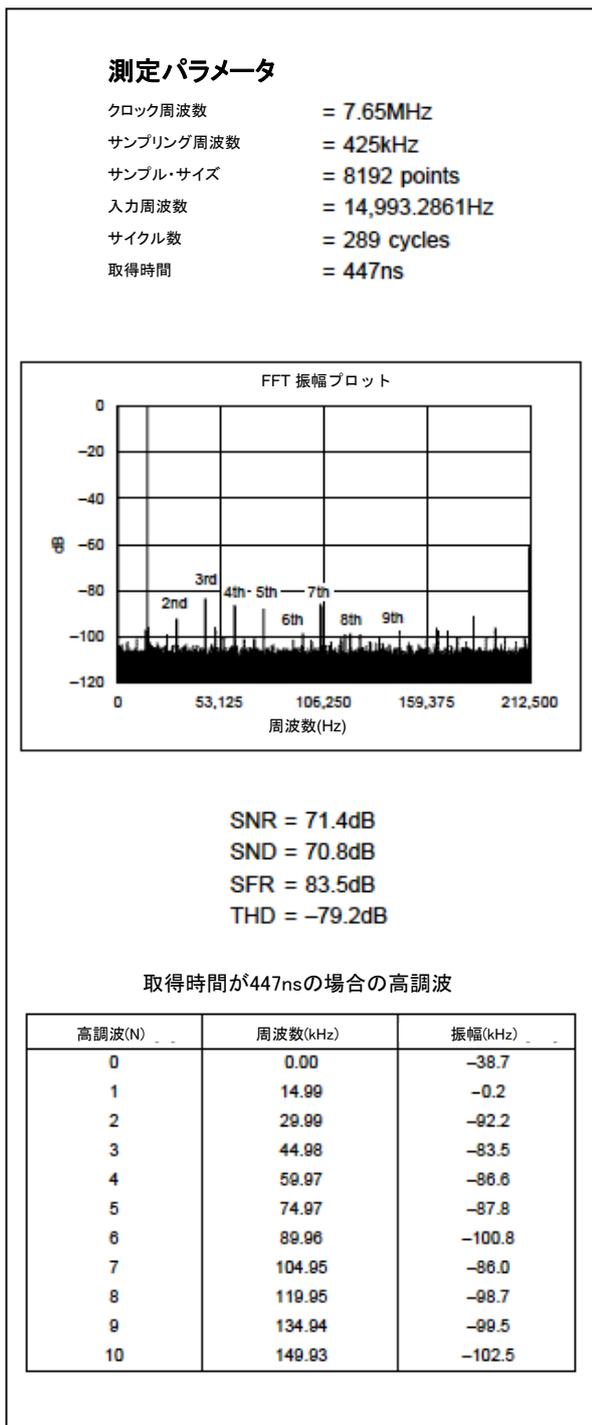


図 26. アクイジション時間447ns

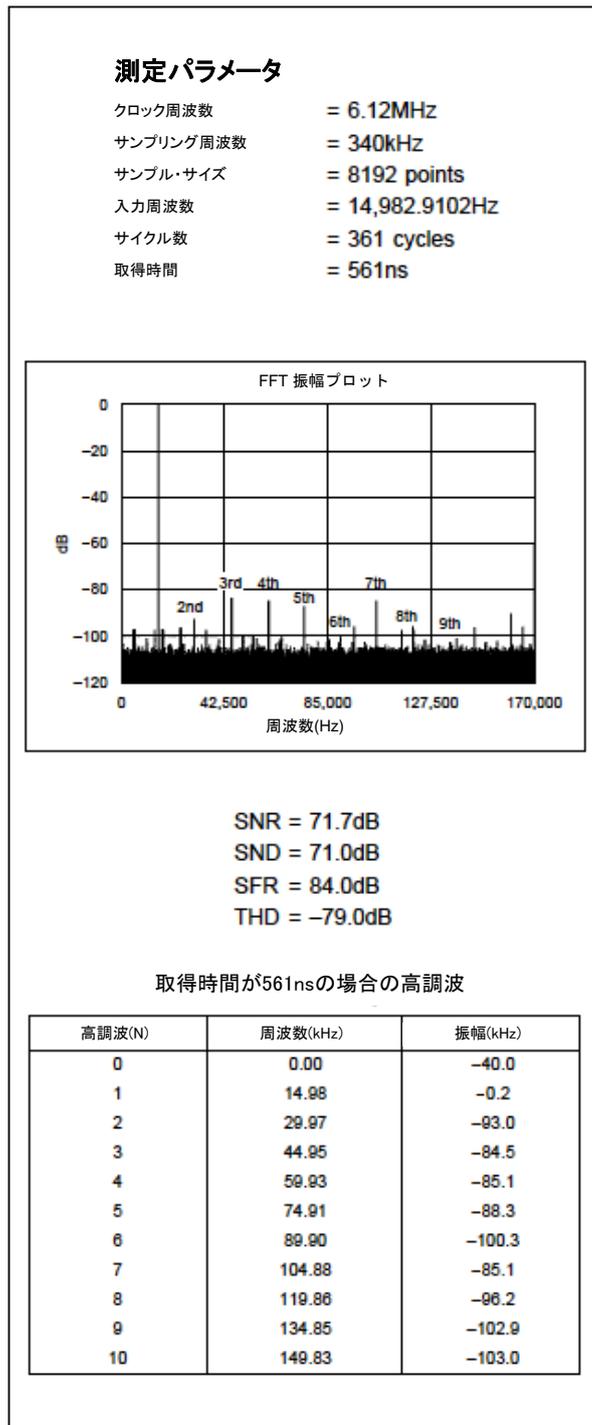


図 27. アクイジション時間561ns

**参考文献**

1. Data Aquisition Products Application , Jerome Johnston and Keith Coffey, Crystal, April 1999.
2. Selecting an A/D Converter, Larry Gaddy, Burr-Brown Application Bulletin AB-098.

3. DSP-Based Testing of Analog and Mixed-Signal Circuits, Matthew Mahoney, IEEE catalog number EH0258-4.
4. FFTDB, Version 1.10B, Dennis F. Heran, Burr-Brown Software Library, April 04, 2000.
5. BBEval, Version 2.0, Gebhard Haug, Burr-Brown Software Library, 2000.

# ご注意

日本テキサス・インスツルメンツ株式会社(以下TIJといひます)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といひます)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。従ひまして、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ひ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ひ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るとか、保証もしくは承認をする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 © 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、導電性のものを使用すること。

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ひ基板実装すること。

### 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