組成分析のためにRF信号をビット・データに変換、 位相/振幅のデータを高精度で取得

著者: Ryan Curran/Qui Luu/Maithil Pachchigar

はじめに

遠隔地にあり、プローブを差し込むことが事実上不可能 な物質の組成分析を行いたいケースを考えます。その場 合、高周波に対応するトランシーバを使用することが実 用的な手段である可能性があります。この方法であれ ば、有害な物質に直接触れることによる悪影響を回避し つつ、物質の体積分率を正確に定量化できるはずです。 その際、直交復調器を使用することにより、振幅と位 相のずれを測定するための確実かつ新たな方法を実装す ることが可能になります。本稿で紹介するレシーバ用の シグナル・チェーンでは、広帯域に対応する直交復調器 「ADL5380」、消費電力と歪みが極めて少ない完全差動 型のA/Dコンバータ(ADC) 用ドライバ「ADA4940-2 |、「PulSAR[®]|ファミリーのADCである「AD7903| を使用します。AD7903は差動型のデュアルADCであり、 分解能は16ビット、サンプル・レートは1MSPSです。ア ナログ・デバイセズ(ADI)が提供するこれらのICを使 用することにより、低コストで安全な動作を保証しつつ、 正確なデータを取得することが可能になります。

図1に示したレシーバにおいて、連続波の信号が、解析 の対象となる物質を介して送信(Tx)アンテナから受信 (Rx)アンテナへと送信されます。受信信号は元の送信信 号と比べて減衰していることに加え、位相もずれていま す。この振幅の変化と位相のずれを利用することで、媒 体の組成を判定することができます。



図1. レシーバのブロック図

図2に示すように、振幅と位相のずれは、成分の透過率 と反射率との間に直接的な相関を持ちます。例えば、油、 ガス、水のフローの場合、誘電率、損失、拡散性は、水 では高く、油では低く、ガスでは非常に低くなります。



図2. さまざまな均質の媒体の透過率と反射率

レシーバのサブシステムの実装

図3に示したレシーバのサブシステムでは、振幅と位相 を正確に測定するためにRF信号をデジタル・データに 変換します。そのシグナル・チェーンは、直交復調器、 差動型のデュアル・アンプ、SAR方式で差動型のデュア



図3.物質の解析に使用するレシーバ・システム

ルADCで構成されています。この回路の主な目的は、広いダイナミック・レンジによって、RF入力の振幅と位相を 高い精度で測定することです。

直交復調器

直交復調器は、同相(I:in-phase)信号と、位相が90°異なる直交(Q:quadrature)信号を出力します。I信号とQ信号はベクトル量なので、三角関数を使用することによって受信信号の振幅と位相のずれを計算することができます(図4)。局部発振器(LO)の入力は元の送信信号です。一方、RF入力は受信信号です。直交復調器は、両信号を受け取り、和と差の項を生成します。2つの信号は周波数がまったく等しい($\omega_{LO}=\omega_{RF}$)ので、高い周波数の項はフィルタリングされ、差の項はDCに現れます。受信信号の位相 φ_{RF} は、送信信号の位相 φ_{LO} とは異なります。この位相のずれ($\varphi_{LO}-\varphi_{RF}$)は媒体の誘電率に起因するものであり、物質の組成の判定に役立ちます。



図4. 直交復調器による振幅と位相の計測

現実のI/Q復調器には、直交位相誤差、ゲインの不整 合、LOからRFへのリークといった面で不完全さがあり ます。それらのすべてが復調後の信号品質に影響を及 ぼす要因になり得ます。復調器を選択する際には、まず RF入力周波数の範囲、振幅の精度、位相の精度の要件 を明らかにします。

ADL5380は5Vの単一電源で動作する直交復調器で す。400MHz~6GHzのRF/IF入力周波数に対応し、レシ ーバのシグナル・チェーンには理想的です。電圧変換ゲ インが5.36dBになるよう構成を行うと、その差動I/Q出力 により500Ωの負荷を2.5Vp-pで駆動することができます。 また、同製品は900MHzにおいて、NF(ノイズ指数)が 10.9dB、IP1dB(1dB圧縮ポイント)が11.6dBm、IIP3 (3次入力インターセプトポイント)が29.7dBmという 性能により、卓越したダイナミック・レンジを実現して います。加えて、0.07dBの振幅精度と0.2°の位相精度に より優れた復調精度を達成します。高度なSiGeバイポー ラ・プロセスで製造されており、4mm×4mm、24リード のLFCSPで提供されています。

高精度のADCとドライバ・アンプ

ADC用のドライバ・アンプであるADA4940-2は、優れた ダイナミック性能を備えています。出力コモン・モードを 調整可能であることから、分解能の高いSAR方式のデュ アルADCに対して理想的です。5Vの単一電源で動作し、 コモン・モード電圧が2.5Vの場合に±5Vの差動出力を供 給可能です。ゲインを2(6dB)に構成すると、ADCを フルスケール入力で駆動することができます。RCフィル タ(22Ω/2.7nF)を使用することにより、ノイズを抑え るとともに、ADCの入力部における容量性DAC(D/Aコ ンバータ)からのキックバックを低減することが可能に なります。ADI独自のSiGe相補型バイポーラ・プロセス で製造されており、4mm×4mm、24リードのLFCSPで提 供されています。

逐次比較型のデュアルADCであるAD7903は、フルスケ ールにおけるゲイン誤差が±0.006%、オフセット誤差が ±0.015mVという優れた精度を実現しています。2.5Vの 単一電源で動作し、1MSPS動作における消費電力はわず か12mWです。分解能の高いADCを使用する主な目的は、 入力信号のDC振幅が小さい場合でも±1°の位相精度を確保 できるようにすることです。このADCが必要とする5Vの リファレンスは、低ノイズのリファレンスIC「ADR435」 によって生成します。

図 5 に 示 す よ う に 、「 A D L 5 3 8 0 - E V A L Z 」 、 「EB-D24CP44-2Z」、「EVAL-AD7903SDZ」、「EVAL-SDP-CB1Z」の各評価キットを使用して、レシーバのサブ システムを構築しました。回路で使用するコンポーネント は、このサブシステムにおける相互接続用に最適化されて います。RFとLOの各入力信号は、位相がロックされた2つの高周波入力源によって供給します。



図5. レシーバのサブシステムを評価するための プラットフォーム

表1は、レシーバのサブシステムを構成する各ICの入出 力電圧レベルをまとめたものです。復調器のRF入力に おける11.6dBmの信号によりフルスケールに対して-1dB の範囲内でADCへの入力が生成されます。この表で は、ADL5380の負荷が500Ω、変換ゲインが5.3573dB、 電力ゲインが-4.643dB、ADA4940-2のゲインが6dBと いう条件を前提にしています。以下のセクションでは、 このレシーバのサブシステムに対する校正処理とその結 果得られる性能について説明します。

表1. レシーバのサブシステムを構成する各ICの入出力電圧 レベル

RF入力 〔dBm〕	ADL538	80の出力	AD7903の入力
	[dBm]	[Vp-p]	[dBFS]
+11.6	+6.957	4.455	-1.022
0	-4.643	1.172	-12.622
-20	-24.643	0.117	-32.622
-40	-44.643	0.012	-52.622
-68	-72.643	466µ	-80.622

レシーバのサブシステムにおける誤差の校正

レシーバのサブシステムでは、オフセット、ゲイン、位 相が主な誤差要因になります。

IチャンネルとQチャンネルそれぞれの差動DC振幅に は、RF信号とLO信号の相対位相に依存する三角関数で 表される関係があります。IチャンネルとQチャンネル の理想的なDC振幅は、以下のようにして計算できます。

$$[I チャンネルの電圧] = [I/Qの最大出力] × cos(\theta)$$
(3)

 $[Q + v > \lambda h o 電圧] = [I/Q o 最大出力] × sin(\theta)$ (4)

位相を極座標上で変化させると、理想的にはいずれかの 場所で同一の電圧が生成されます。例えば、I(コサイン)チャンネルの電圧は、+90°または-90°位相がずれて も同一であるはずです。しかし、実際にはRFとLOの相 対位相とは関係なく一定の位相シフト誤差が生じます。 そのため、サブシステムのチャンネルは、同じDC振幅 を生成するはずの入力位相に対して異なる振幅を生成し ます。図6、図7はその様子を示したものです。ご覧のと おり、入力が0Vのときに2つの異なる出力コードが生成 されていることがわかります。ここで、-37°という位相 のずれは、PLL(Phase Locked Loop)を備える実際のシ ステムで想定されるよりもかなり大きな値です。このず れにより、+90°が実際には53°として現れ、-90°が-127° として現れています。

補正をおこなうことなく、-180°~+180°の範囲において 10°のステップで結果を収集すると、図6、図7に示すよ うな楕円状の結果が得られます。この誤差の原因は、シ ステムで追加される位相シフトの量を特定することによ って説明することができます。表2からは、伝達関数の 全体にわたってシステムの位相シフト誤差が一定である ことがわかります。

表2. レシーバのサブシステムにおける位相シフトの測定結果(RF入力振幅が0dBmの場合)

RFと LOの 入力位 相の ずれ	Iチャン ネルの 平均出力 コード	Qチャン ネルの 平均出力 コード	Iチャン ネルの 電圧	Qチャン ネルの 電圧	位相の 測定値	レシーバの サブシステ ムにおける 位相シフト の測定値
-180°	-5851.294	+4524.038	-0.893	+0.690	+142.29°	-37.71°
-90°	-4471.731	-5842.293	-0.682	-0.891	–127.43°	-37.43°
0°	+5909.982	-4396.769	+0.902	-0.671	–36.65°	-36.65°
$+90^{\circ}$	+4470.072	+5858.444	+0.682	+0.894	+52.66°	-37.34°
$+180^{\circ}$	-5924.423	+4429.286	-0.904	+0.676	+143.22°	-36.78°

システムの位相誤差の校正

ステップ・サイズが10°の場合、図5のシステムにおける 位相シフト誤差の測定値は平均で-37.32°でした。これ に追加される位相シフトの量がわかれば、サブシステ ムにおける調整後のDC電圧を計算することができます。 変数φ_{PHASE SHIFT}は、システムで観測される追加の位相シ フトの平均値です。位相を補償した後のシグナル・チェ ーンによって生成されるDC電圧は、次のようにして計 算できます。

$$\begin{bmatrix} I f + \nu > \lambda / \nu の電圧 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I / Q の 最大出力 \end{bmatrix} \times \\ (\cos(\theta_{\text{TARGET}}) \cos(\phi_{\text{PHASE SHIFT}})^{-} \sin(\theta_{\text{TARGET}}) \sin(\phi_{\text{PHASE SHIFT}})) \tag{5}$$

 $\begin{bmatrix} Q + \tau \sim \lambda h D$ 電圧] = $\begin{bmatrix} H Q D$ 最大出力] × (sin(θ_{TARGET})cos($\varphi_{PHASE SHIFT}$) + cos(θ_{TARGET})sin($\varphi_{PHASE SHIFT}$)) (6)

式(5)、(6)によって、与えられた位相の設定に対す る入力電圧の目標値が得られます。それによりサブシス テムを線形化し、オフセット誤差とゲイン誤差を補正す ることができます。図6と図7には、線形化を適用後のI チャンネルとQチャンネルの結果も示してあります。ま た、各図には、データ集合に対する線形回帰によって得 られた最良適合直線も示しています。この直線は、変換 用の各シグナル・チェーンのために、測定をベースとし て取得したサブシステムの伝達関数です。



システムのオフセット誤差とゲイン誤差の校正

レシーバのサブシステムにおいて、各シグナル・チェーンのオフセットは、理想的にはOLSBです。しかし、IチャンネルとQチャンネルのオフセットの測定値はそれぞれ-12.546LSBと22.599LSBでした。最良適合直線の勾配は、サブシステムの勾配を表しています。サブシステムの理想的な勾配は、次のようにして計算できます。

図6と図7の結果から、IチャンネルとQチャンネルの勾配 の測定値はそれぞれ6315.5と6273.1であることがわかり ます。これらの勾配を調整し、システムのゲイン誤差を 補正する必要があります。ゲイン誤差とオフセット誤差 を補正することによって、式(1)によって計算された 信号の振幅を、理想的な振幅と一致させます。オフセッ トの補正に使用する値は、オフセット誤差の測定値の符 号を逆にするだけです(以下参照)。

ゲイン誤差の補正に使用する係数は以下のとおりです。

[ゲイン誤差の補正用係数] = [勾配の理想値] [勾配の測定値] (9)

レシーバにおける変換結果は、以下のようにして補正す ることができます。

サブシステムの校正後のDC入力電圧は、次のようにして 計算できます。

[入力信号電圧の測定値] =
$$\frac{2 \times V_{\text{REF}} \times [補正後の出力コード]}{2^{N} - 1}$$
 (11)

式(11)をIチャンネルとQチャンネルの両方に適用し、 サブシステムの各シグナル・チェーンで認識されるアナ ログ入力電圧を計算します。このようにして完全に調整 されたI/Qチャンネルの電圧は、個々のDC信号振幅によ って定義されたRF信号振幅の計算に使用されます。こ の完全な校正処理の精度を評価するために、補正後の結 果を、位相シフト誤差が存在しない場合に復調器出力で 生成される理想的なサブシステムの電圧に変換してみま す。その変換は、先ほど計算したDC振幅の平均値に、各 位相の測定値から、計算によって得られた位相シフト誤 差を差し引いた値の三角関数値を乗算することによって 行います。計算式は以下のようになります。

[完全に校正された
$$Q$$
チャンネルの電圧] = [校正後の平均振幅] ×
(sin($\theta_{MEASUBET}$)cos($\varphi_{MLASE SUBET}$) - cos($\theta_{MEASUBET}$)sin($\varphi_{MLASE SUBET}$))

ここで、φ_{PHASE SHFT}は、先ほど計算した位相誤差です。校 正後の平均振幅は、式(1)によって得られるDC振幅に 対してオフセット誤差とゲイン誤差を補償した結果です。 表3に、RF入力振幅が0dBmの条件において、目標とする 複数の位相入力値に対して校正処理を施した結果を示し ました。式(12)と式(13)による計算結果は、本稿で 示した方法によって振幅/位相を測定する任意のシステム に、補正係数として組み込むことができます。

表3.目標とする位相入力値に対して得られた結果(RF入力 振幅が0dBmの場合)

目標 とする 位相	完全に補正 されたIチャン ネルの入力電圧	完全に補正 されたQチャン ネルの入力電圧	位相を完全に 補正した結果	位相誤差 の測定値 (絶対値)
-180°	–1.172 V	+0.00789 V	-180.386°	0.386°
-90°	–0.00218 V	–1.172 V	-90.107°	0.107°
0°	+1.172 V	+0.0138 V	$+0.677^{\circ}$	0.676°
$+90^{\circ}$	+0.000409 V	+1.171 V	$+89.98^{\circ}$	0.020°
+180°	–1.172 V	+0.0111 V	$+180.542^{\circ}$	0.541°

レシーバのサブシステムの評価結果

図8は、-180°~+180°の範囲において10°ステップで位 相誤差を測定した結果(絶対値の出現回数)をヒストグ ラムとして示したものです。これにより、1°以下の精度 が得られていることがわかります。

(13)



図8.10°のステップで位相誤差を測定した結果を表す ヒストグラム(RF入力振幅が0dBmの場合)

任意の入力レベルに対して正確に位相を測定するに は、LOに対するRFの位相シフト誤差のPHASE SHIFTが一定で ある必要があります。位相誤差の測定値が目標とする位 相ステップのTARGET または振幅の関数として変化し始める と、本稿で示した校正処理の精度も低下し始めます。室 温における評価結果からは、900MHzにおいて11.6dBm から約-20dBmまでのRF振幅に対して、位相シフト誤差 は比較的一定であることがわかります。

図9に、レシーバのサブシステムのダイナミック・レンジ と、それに依存する振幅に応じて追加される位相誤差の 関係を示しました。これによれば、入力振幅が-20dBm よりも小さくなると、位相誤差に対する校正の精度が低 下し始めることがわかります。システムを使用するユー ザーは、シグナル・チェーンにおける誤差の許容レベル を定めて、許容可能な最小信号振幅を定義する必要があ ります。



図9. レシーバのサブシステムのダイナミック・レンジと、 それに依存して追加される位相誤差の関係

図9に示した結果は、ADC用のリファレンス電圧を5Vと して収集したものです。このリファレンス電圧は、シス テムの量子化レベルが小さくても構わなければもっと低 くすることができます。それに比例して小振幅の信号に 対する位相誤差の精度は高まりますが、システムが飽和 する可能性も高くなります。システムのダイナミック・ レンジを広げるための別の手段としては、オーバーサン プリング機構を実装してADCのノイズフリーなビット 分解能を高めるというものがあります。平均するサンプ ル数が2倍になるごとに、システムの分解能は1/2LSBだ け増加します。オーバーサンプリング比と増加する分解 能の関係は、次の式で表されます。 ここで、Nは増加するビット数です。オーバーサンプリン グを行っていくと、ノイズの振幅によって、サンプル間 でADCの出力コードがランダムに変化することがなくな る点に到達します。この状態に達したら、システムの有 効分解能がそれ以上増加することはありません。システ ムによって測定される信号の振幅は少しずつ変化するの で、オーバーサンプリングによる帯域幅の減少は大きな 問題にはなりません。

AD7903の評価用ソフトウェアには、位相、ゲイン、オフ セットという3つの誤差要因に対応するために、同ADC の出力結果の補正に適用可能な校正処理が用意されてい ます。ユーザーは補正を行っていない状態でシステムか らデータを収集し、本稿で紹介した校正係数を決定する 必要があります。図10に評価用ソフトウェアのGUIを示 しました。赤枠で囲まれている部分に、校正係数が表示 されます。



図10. レシーバのサブシステムの校正に使用するGUI

係数を計算したら、このGUIを使用して復調器の位相と 振幅の結果を得ることができます。極座標には、観測さ れるRF入力信号が視覚的に表示されます。振幅と位相は、 式(1)と式(2)によって計算されます。オーバーサン プリング比は、「Num Samples(サンプルの数)」ドロ ップダウンボックスを使用し、キャプチャ当たりのサンプ ルの数を調整することによって制御することができます。

まとめ

本稿では、まず遠隔からのセンシングにおいて生 じる主要な課題について指摘しました。そのうえ で、ADL5380、ADA4940-2、AD7903によって構成し たレシーバのサブシステムを紹介しました。これを利用 することで、物質の組成を高い精度と信頼性で測定する ことができます。そのシグナル・チェーンは、広いダイ ナミック・レンジを備え、900MHzにおいて、0°~360° の測定範囲に対して1°以下の高い精度を実現します。

関連資料

Mallach, Malte and Thomas Musch [Ultra-Wideband Microwave Tomography: A Concept for Multiphase Flow Measurement] GeMiC 2014, Aachen, Germany, March 10.12, 2014.



著者

Ryan Curran (ryan.curran@analog.com)は、ADI 高精度コンバータ 部門の製品アプリケーション・エンジニアです。2005年にADIに入社 して以来、SAR方式のADCを担当しています。米メイン州オロノのメ イン大学で電気工学理学士の学位を取得しています。現在は、マサチ ューセッツ大学アマースト校のアイゼンバーグ・スクール・オブ・マ ネジメントで経営学修士の学位取得を目指しています。



Ryan Curran

著者

Qui Luu (qui.luu@analog.com)は、2000年6月からADIでRFアプリ ケーション・エンジニアを務めています。2000年に米マサチューセッ ツ州ウースターのウースター工科大学で電気工学理学士、2005年にマ サチューセッツ州ボストンのノースイースタン大学で電気工学修士の 学位を取得しています。

Maithil Pachchigar

が執筆した ほかの技術文書

Demystifying High-Performance Multiplexed Data-Acquisition Systems (高 性能マルチプレクス・ データ・アクイジショ ン・システムの設計)

Volume 48, Number 3

著者

Maithil Pachchigar (maithil.pachchigar@analog.com)は、ADIのア プリケーション・エンジニアです。米マサチューセッツ州ウィルミン トン市にある高精度コンバータ部門に所属しています。2010年にADI に入社して以来、高精度ADCの製品ポートフォリオを担当し、産業 分野、計測分野、医療分野、エネルギー分野のお客様を支援していま す。2005年から半導体業界に携わっており、数件の技術記事とアプリ ケーション・ノートを発表しています。2006年にサンノゼ州立大学で 電気電子工学の修士号、2010年にシリコン・バレー大学で経営学の修 士号を取得しています。

