

AD5933によるラウドスピーカークのインピーダンス・プロファイルの測定

著者：Sean Brennan

はじめに

本書では、インピーダンス・デジタル・コンバータ「AD5933」を使って商用ラウドスピーカークのインピーダンス・プロファイルを測定するための回路設計とその詳細について説明します。1960～1970年にかけて2人のオーストラリア人N. ThieleとR. Smallがインピーダンスの測定によってラウドスピーカークの音響特性を評価し、ティール・スモールと呼ばれるパラメータを開発しました。ThieleとSmallは、密閉されたエンクロージャの内外の空気やコーン・サスペンション部と相互作用するスピーカークのボイス・コイル、マグネット、およびコーンの電子機械的な動作を分析しました。これらの分析結果は今日に至るまでメーカーや愛好家たちに利用されており、ハイファイ・スピーカーク・キャビネット、クロスオーバー・ネットワーク¹を設計するための標準となっているだけでなく、最終的なドライバ・ネットワークそのものをテストするための標準となっています。商用ラウドスピーカークのインピーダンスの測定では一般に、単純なラボ用機器（信号発生器、オシロスコープ、デジタル電圧計など）からPCサウンド・カード、高価なオーディオ・ネットワーク・アナライザに至るまでさまざまなツールを使用します。これには、インピーダンスのテスト用機器がラウドスピーカークを駆動するオーディオ・システムとは別になっているという基本的な問題があります。

AD5933を使用すれば、システム設計者はラウドスピーカークのインピーダンス・プロファイルを測定し、この回路をオーディオ信号チェーンに組み込むことができます。本書ではこの回路構成について説明します。これには多くの利点があります。たとえば、システム・パワーアップ時に、この回路によってインピーダンス・プロファイルからラウドスピーカークの音響特性を測定し、添付資料に記載されている出荷時のキャリブレーション・プロファイルとその測定値を直接比較することができます。インピーダンス・プロファイル内のあらゆる変更を検出し、詳細な診断ができるため、早期損傷を防止することができます。

¹ 詳細については、『Systems Application Guide』（Analog Devices, Inc., 1993, ISBN 0-916550-13-3）の第8章（101ページ）「Speaker Crossovers」（Hank Zumbahlen著）を参照。

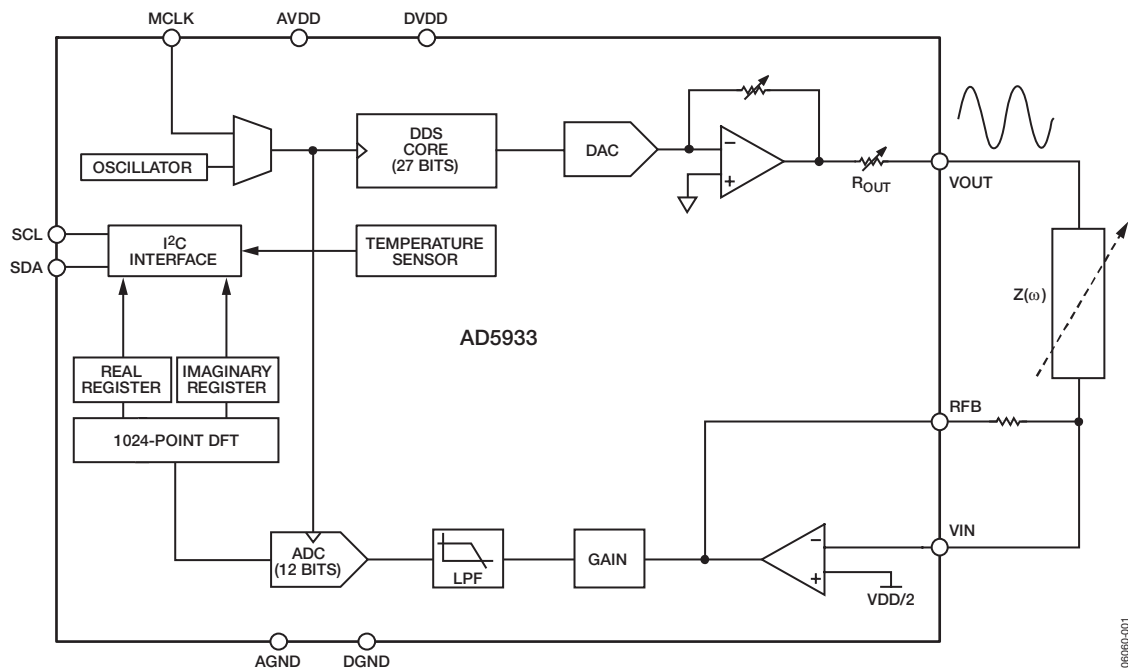


図1. AD5933の機能ブロック図

REV. A

アナログ・デバイセズ株式会社

本 社 / 〒105-6891 東京都港区海岸1-16-1 ニューピア竹芝サウスタワービル
 電話03(5402)8200
 大阪営業所 / 〒532-0003 大阪府大阪市淀川区宮原3-5-36 新大阪MTビル2号
 電話06(6350)6868

目次

はじめに	1	ラウドスピーカーのインピーダンス測定	8
動作とキャリブレーション	3	システム・キャリブレーション	8
ラウドスピーカーのインピーダンス・モデルと		ラウドスピーカーのインピーダンスと位相の計算	8
プロファイル	3	システム・クロックの設定	9
回路の詳細	4	結果	11
ハウランド電流源	5	結論	11
改良型ハウランド電流源	5		
AD5933のDFTの詳細	6		
クロック分周回路	7		

動作とキャリブレーション

図1に示すAD5933は高精度のインピーダンス・コンバータ・システムで、周波数発生器と12ビット、1MSPSのA/Dコンバータ(ADC)を内蔵しています。周波数発生器によって、外付けの複素インピーダンスを既知の周波数で励起できます。インピーダンスからの応答信号は内蔵のADCでサンプリングし、内蔵DSPエンジンで離散フーリエ変換(DFT)を行います。DFTアルゴリズムによって、各出力周波数で実数(R)と虚数(I)のデータワードを返します。掃引時の各周波数ポイントでのインピーダンスの大きさと相対位相は、次の2つの式によって簡単に計算できます。

$$\text{大きさ} = \sqrt{R^2 + I^2} \quad (1)$$

$$\text{位相} = \tan^{-1}(I/R) \quad (2)$$

システムは、測定対象のインピーダンスの代わりに高精度(できれば無誘導)抵抗を使ってキャリブレーションを行う必要があります。測定で使用するスケール因数を計算しておきます。AD5933は、励起周波数レンジ1~100kHz、システム精度0.5%でインピーダンスを測定できます(測定範囲100Ω~10MΩ)。典型的なラウドスピーカーには4~6Ω以下の同相インピーダンスがあり、ピーク周波数で30~50Ωまで上がります。ピーク周波数は、20Hzでも発生する可能性があります。したがって、外付けの回路部品を使って、低い周波数およびインピーダンスについてもラウドスピーカーのインピーダンス・プロファイル进行分析する必要があります。そのようなプロファイルを測定してその結果を商用テスト・ユニットと比較するための回路構成について、以下の項で説明します。

ラウドスピーカーのインピーダンス・モデルとプロファイル

測定の説明をわかりやすくするために、図2にラウドスピーカーの簡単な回路モデルを示します。

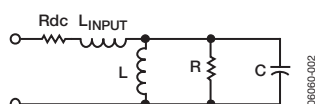


図2. ラウドスピーカーのインピーダンス・モデル

図2の回路はL、R、Cからなる有損失の並列共振回路にDC抵抗を1個直列に配置したものです。これによって、対象となる全周波数レンジでスピーカーのダイナミック・インピーダンスをモデル化しています。

- Rdcはデジタル抵抗計で測定したラウドスピーカーのDC抵抗で、スピーカー/サブウーファの仕様ではDCRと呼ばれることもあります。このDC抵抗の測定値は、一般にドライバの公称インピーダンスより小さい値です。Rdcがラウドスピーカーの規定のインピーダンスより小さいことを気にして、アンプが過負荷になることを心配する人もいますが、周波数の増加に伴ってスピーカーのインピーダンス(L)も増大するため、DC抵抗がドライバ・アンプの負荷になることはあまりありません。

- Lはボイス・コイルのインダクタンス測定値で、ミリヘンリー(mH)の単位で表します。業界標準では、1000Hzでボイス・コイルのインダクタンスを測定します。周波数が0Hzより高くなると、インピーダンスがRdcより高くなります。これは、ボイス・コイルがインダクタとして動作するためです。したがって、ラウドスピーカーのインピーダンスは固定したものではなく、入力周波数の変化に応じて変わる曲線として表すことができます(図3を参照)。ラウドスピーカーの最大インピーダンス(Zmax)は、ラウドスピーカーの共振周波数(Fs)で発生します(図4を参照)。
- Fsは、ラウドスピーカーの共振周波数です。ラウドスピーカーのインピーダンスは、Fsで最大となります。ラウドスピーカーの可動部の合計質量がスピーカー・サスペンション(運動時)の力と釣り合うポイントがここになります。この共振周波数の情報は、エンクロージャのリングングを防ぐうえで重要です。一般的に、ラウドスピーカーの場合、可動部の質量とサスペンション(サラウンドとスパイダ)の硬さは、共振周波数に影響する重要な要素です。この2つが調和するように、開放状態のエンクロージャ(バスレフ)をFsに合わせて調整します。一般に、Fsが低いほうが低周波再生能力の点で高Fsを持つスピーカーより優れたスピーカーとなります。
- Rは、ドライバのサスペンション・ロス(機械抵抗)を表しています。

したがって、ティール・スモール・パラメータを得るには、正確なインピーダンス・ピークとクロスオーバー周波数を求める必要があります。

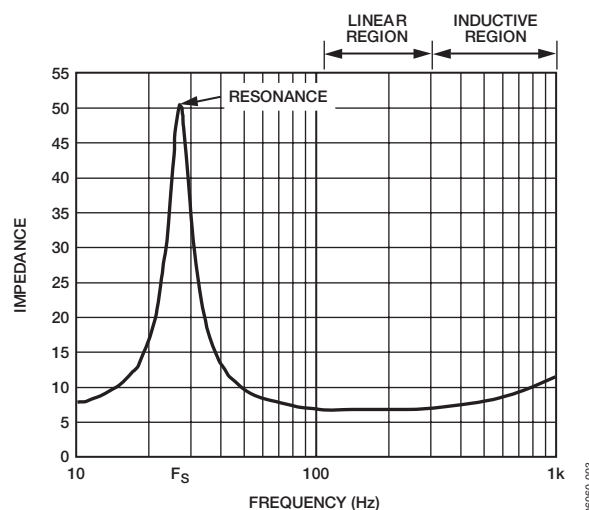


図3. ラウドスピーカーの代表的なインピーダンス・プロファイル

図3はラウドスピーカの代表的なインピーダンス曲線を示しています。

この曲線は3つの異なる特性領域に別けられます。ラウドスピーカー・インピーダンスは共振周波数に至るまでの領域で増大しますが、入力周波数が高くなるにつれて、ボイス・コイルのインダクタンスがさらにラウドスピーカー・インピーダンスを増大させています。図3の場合、共振周波数はおよそ28Hzで、線形領域はおよそ100~350Hzとなっています。ラウドスピーカー・インピーダンスは、共振周波数で純粋な抵抗となります。入力周波数が増大して共振周波数 (F_s) に近づくにつれ、インピーダンスは誘導性を帯びようになります。共振周波数を越えてインピーダンスが低下し始めると、インピーダンスは容量性を示すようになります。

図3の線形領域内でインピーダンスは主に抵抗性を示しますが、その大きさはスピーカの公称インピーダンスをわずかに下回ります。

ボイス・コイルのインダクタンスが大きくなる誘導領域では、スピーカー・インピーダンスが再び上昇し、周波数が増大するにつれて次第にインピーダンスの誘導性が強くなります。

回路の詳細

図4に、商用ラウドスピーカのインピーダンス・プロファイルを測定する回路のブロック図を示します。この回路は3つの主要ブロックで構成されています。

1つは、AD5933の出力に接続する改良型ハウランド電流源／ゲイン段です。商用ラウドスピーカーは、外部ゲイン段の帰還ループに接続されています。

もう1つのブロックはクロック分周回路で、AD5933に供給するマスター・クロック／水晶発振器周波数をスケールダウンし、対象となる帯域幅 (10Hz~20kHz) でインピーダンス・プロファイルを分析するためのものです。AD5933では、10kHz未満の周波数を分析するためにクロックのスケールリングが必要です。

第3のブロックは、AD5933インピーダンス・デジタル・コンバータです。

以下の項で、ハウランド電流源とクロック分周回路について詳しく説明します。詳細については、AD5933のデータシートを参照してください。

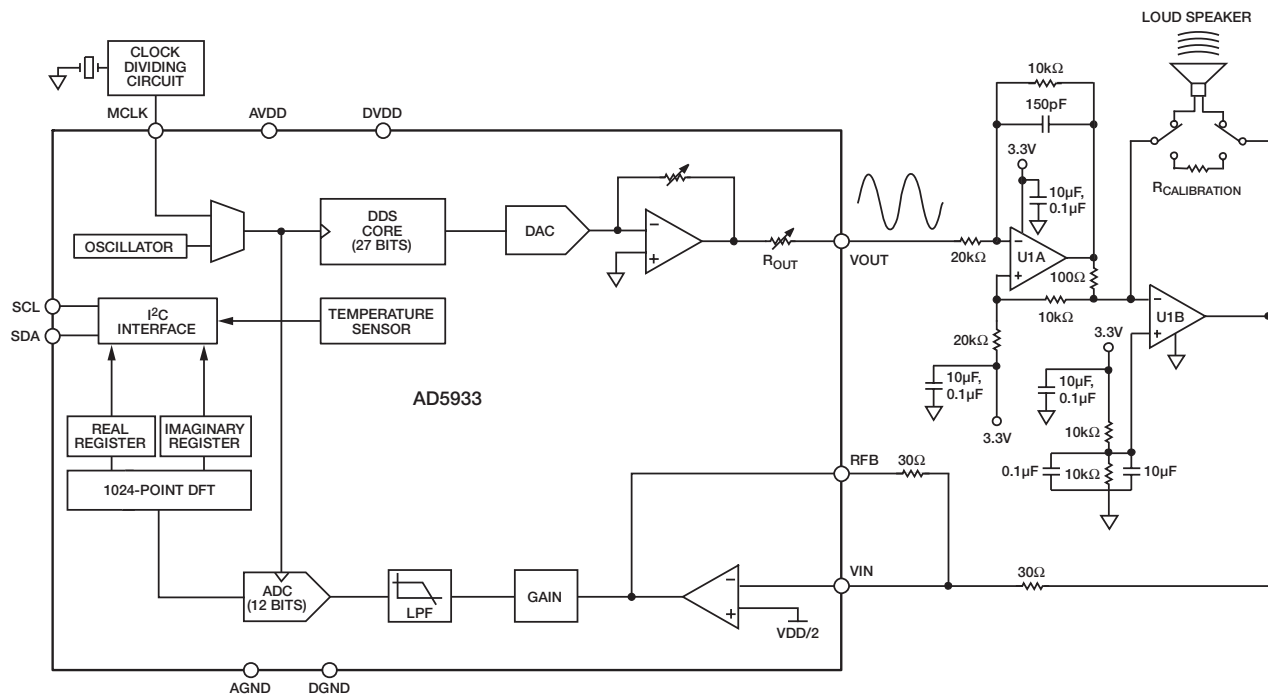


図4. ラウドスピーカのインピーダンス測定回路

ハウランド電流源

図5に、一般的なハウランド定電流源を示します。オペアンプの周辺に適切な外部コンポーネントを使用しているため、負荷インピーダンス (Z_{LOAD}) を流れる出力電流は、負荷のインピーダンスとは無関係で、入力電圧 (V_{INPUT}) の大きさのみに依存します。

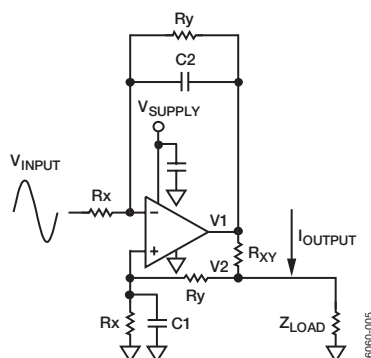


図5. 代表的なハウランド電流源

オペアンプの正と負の入力端子のゲインに簡単な回路解析と一般的な式を使って、オペアンプの出力ピンの電圧を次の式で表すことができます。

$$V_1 = \frac{-R_y}{R_x} \times V_{INPUT} + V_2 \left(\frac{R_x}{R_x + R_y} \right) \times \left(1 + \frac{R_y}{R_x} \right) \quad (3)$$

式1を簡単になると、次式のようにになります。

$$V_1 - V_2 = \frac{-R_y}{R_x} \times V_{INPUT} \quad (4)$$

したがって、オームの法則により R_{XY} を流れる電流が次式で得られます。

$$I_{OUTPUT} = \frac{V_1 - V_2}{R_{XY}} = \frac{-R_y}{R_x \times R_{XY}} \times V_{INPUT} \quad (5)$$

図5の回路が正常に機能するために、 R_y の値は常に R_{XY} よりはるかに大きくなるようにする必要があります。したがって、抵抗 (R_y および R_{XY}) を適切に選択することにより、電流 I_{OUTPUT} の方向は分流の法則に従って負荷を流れると想定できます。式5から出力電流の大きさが求められます。

ハウランド回路は正と負の両方の帰還を使用するため、電源シーケンスの間とその後、さらに必要な負荷条件の全範囲にわたって、回路の出力が安定するようする必要があります。負の帰還回路では持続的な振動を防止するために、適切な大きさのコンデンサ C_2 を挿入して主要な極を1つにします。

出力負荷がない場合、図5に示すように電源 (V_{supply}) を最初に回路に供給するときに (オープン回路出力の状態)、正の帰還が負の帰還と等しくなります。このような状態でコンデンサ C_1 を挿入すると、正の帰還が必ず負の帰還より小さくなります。

改良型ハウランド電流源

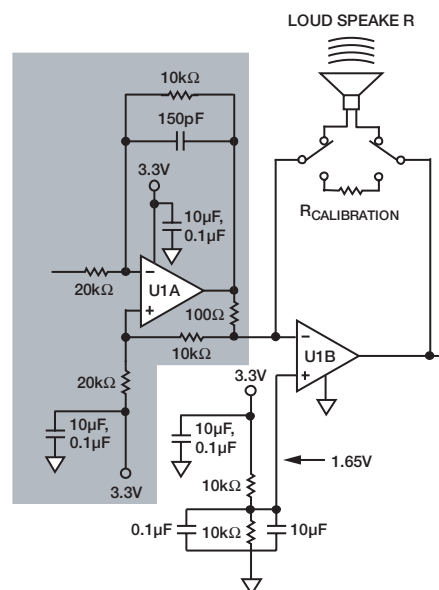


図6. 改良型のハウランド電流源 (U1A、U1B=レールtoレールの単電源アンプAD8532AR)

図6のグレー部分が、最終的な回路で使用する改良型ハウランド電流源です。単電源という制約に加え、AD5933の受信側が内部的に $V_{DD}/2$ で強いバイアスがかかるため、同じ値でラウドスピーカーを通る励起信号をバイアスして、システム全体で最適なダイナミック・レンジを得る必要があります。これには、1.65V ($=V_{DD}/2$) でU1Bの非反転入力をバイアスします。オペアンプの大きなオープンループ・ゲインと帰還を適用することによって、ハウランド電流源の出力は常に同じ電圧になります。これにより、ハウランド電流源の出力は常に1.65Vになります。

次に、20kΩの抵抗を3.3V電源に接続し、グラウンドにデカップリングします。U1Aの帰還ループ内の10kΩ抵抗により、U1Aの非反転入力が2.2Vになります ($V_{DD}=3.3V$)。これによって、励起電流は常に約1.65V (AD5933のデータシートに記載されているレンジ1) にバイアスされた2Vp-p電圧振幅でスピーカーを流れることになります。

重ね合わせの原理により、U1Aアンプの入出力端子のバイアスを考慮すると、2Vp-p入力信号についてU1Aの出力の電圧振幅の最大値と最小値がそれぞれ2.975Vと1.975Vになることがわかります。

したがって、電流は常に100Ωの抵抗を通してラウドスピーカーに流れます。これによって、インピーダンス・プロファイルは図3に示すように滑らかで連続したものになります。

ハウランド電流源からの電流（10mA_{p-p}）は、100Ωの抵抗を通してラウドスピーカー・インピーダンスに流れ、U1B出力で出力電圧が生じます（U1Bでは、測定したインピーダンス値1Ω当たり約10mV）。この値は、ラウドスピーカーのインピーダンスに比例します。この電圧はユニティ・ゲイン（Rfb = Rin = 30kΩ）電流電圧（I/V）変換アンプとPGAを介してAD5933に接続され、ADCでサンプリングされます。PGAが×5に設定されているとき、ADCは1.5V_{p-p}の信号を処理します。

AD5933への信号がラウドスピーカーのインピーダンスの全レンジで飽和状態を引き起こすことなく、ADCのダイナミック・レンジを占有できるように、I/VゲインとPGAゲインを設定することを推奨します。

AD5933のDFTの詳細

AD5933でインピーダンスを計算するにはDFTを使用します（インピーダンスの計算の詳細は、AD5933のデータシートを参照）。DFTには多くの利点があります。

- 優れたDC除去
- 誤差平均化
- 位相情報

従来のDFT法は一連の周期的なデータ・サンプル $x(n)$ を使用し、このサンプルを使って対応する連続的な信号のスペクトル成分を得ます。この回路の場合、これらのサンプルは受信側の内蔵12ビットADCから出力します。AD5933で使用するDFT法では従来の方法とは異なり、基本周波数と高調波ではなく1個の周波数ビンのみを変換します。次の項で説明しますが、これをシングルポイントDFTとします。

シングルポイントDFT

従来のDFTでは、一連の入力サンプル $x(n)$ とフェーザのサンプルとを相関させる処理を行います。フェーザの周波数は、 f_s/N^1 の基本周波数を整数倍したものになります。相互相関は、個々の周波数の倍数ごとに行われます。フェーザ（その倍数周波数のサイン波とコサイン波の両方で構成）の相関が非ゼロの場合は、その特定周波数ビンの入力信号にエネルギーが存在します。ビンにエネルギーが存在しない場合は、そのテスト周波数にエネルギーはありません。AD5933のシングルポイントDFTでは、設計により内蔵のDDSコアが提供する分析周波数が常に同じ値になります。このため、AD5933は、事前に定義された掃引パラメータによって得られる特定周波数でのみエネルギーを分析します。

¹ f_s はサンプリング周波数。

各周波数ポイントで計算されるシングルポイントDFTは、式6で求めることができます。

$$X(f) = \sum_{n=0}^{1023} (x(n) (\cos(n) - j\sin(n))) \quad (6)$$

ここで、

$X(f)$ は周波数ポイント f の信号のパワーです。

$x(n)$ はADCの出力です。

$\cos(n)$ と $\sin(n)$ は、周波数 f でDDSコアが提供するサンプリング用テスト・ベクトルです。

各周波数ポイントにつき1024回のサンプルすべての乗算が加算されます。結果は実数部と虚数部を表す2個の16ビット・レジスタに格納され、データは2の補数フォーマットで保存されます。

スペクトル漏れに関する考慮事項

N ポイントのサンプル間隔で受信側の入力信号のサイクル数（整数値）が正しくないと、特定のサンプル期間の終了から次のサンプル期間の開始まで遷移が円滑に行われません。内蔵ADCが受信信号をサンプリングする時間は限られているため、AD5933では矩形窓で入力信号を乗算します。

矩形関数の連続フーリエ変換は、従来のsinc関数（ $\sin(\pi x)/x$ ）です。AD5933の受信側の入力信号が基本分析周波数の整数倍のスペクトル成分を含んでいる場合は、このサイドローブはビン周波数でゼロになるため、DFT出力には含まれません。これに対し、入力信号がそのビン周波数にかかっていない成分を含んでいる場合は、sinc関数のサイドローブにビン周波数のエネルギーが含まれます。これらのサイドローブがゼロにならないのは、非周期的なサンプリングの不連続性に固有の高周波成分のためです。

したがって、ここには明らかに問題があります。AD5933が行うDFTでは、ADC出力シーケンス $x(n)$ が基本周波数の整数倍となる分析周波数のエネルギーを含んでいる場合のみ、正しい結果が得られます。入力信号がこれらの周波数ビン間の特定の中間周波数の成分を含む場合は、DFTの N 出力周波数ビンのすべてにこの入力信号がある程度現れます。従来のDFTでは、これによって入力信号内の強い信号のそばにある弱い信号が除去され、好ましくない結果が生じます。これをスペクトル漏れといいます。

AD5933ではこのスペクトル漏れの影響を軽減するために、ADC出力データのウィンドウングを行っています。ウィンドウングでは、sinc関数のサイドローブに含まれるエネルギーを低減できます。受信側の入力信号がサンプル間隔内に整数個のサイクルを含んでいないと、ADC出力には前述のようなスペクトル漏れが発生します。

例

AD5933が行うシングルポイントDFTでは、サンプリング周波数 ($f_s = MCLK/16$) はMCLKで与えられるマスター・クロック周波数によって決まります。16MHzのクロック発振器がAD5933のMCLKピンに接続される場合は、ADCのサンプリング周波数は1MHzになります。ADCは1024ポイント ($N=1024$) でサンプリングと変換を行い、DFTを行うためにそのサンプルをMACユニットに送信します。このとき、約1kHzの整数倍のピン周波数が得られます。このように、正確なDFT出力を行うには、入力信号を1kHzの倍数の周波数に制限する必要があります (DFTの分解能は1kHzになります)。このため、AD5933が間違いなく求めることができるのは1kHz間隔の信号成分のみということになります。これは、AD5933が励起・分析できる最小周波数が1kHzであることを意味します。実際には、現実のアナログ設計にともなう部品の非理想的な特性や、有限のタイミング、ジッタなどにより、この値はこれよりわずかに大きくなります。

AD5933は、サイドローブをきれいに除去するためにハニング窓を使用します。この窓には対称性があるため、デジタル・エンジンに実装すると比較的有効です。

AD5933が行うDFTの分解能は、2つの方法で改善できます。まず、MCLK周波数を変更せずにADCのサンプリング周波数を固定しているものとする、内蔵ADCの処理ポイントの数を増やせば分解能が上がります。たとえば、2048ポイントをサンプリングすれば、分解能は500Hzに増大します。したがって、この場合、500Hz間隔の信号成分について正確に求めることができます。この処理には2msかかります。なお、ADCがサンプリングするポイントの数は設計により固定されています。

もう1つの方法では、受信信号のADCサンプリング・ポイントの数が $N=1024$ に固定されているものとする、MCLK周波数をスケールリングすることで、式7に従ってADCのサンプリング・レートを調整できます。

$$f_s = \frac{f_{MCLK}}{16} \quad (7)$$

サンプリング周波数をスケールリングすることで、サンプル窓の範囲が拡大し、正確な結果を得るために必要なコヒーレント・サンプリングが得られます。

次に、MCKピンのシステム・クロックをスケールリングするためのクロック分周回路について詳しく説明します。このスケールリングでAD5933は10kHz未満の励起周波数を分析することができます。

クロック分周回路

図3に示したラウドスピーカーのインピーダンス・プロファイルは10Hz~20kHz (typ) のレンジです。したがって、ラウドスピーカーのインピーダンス・プロファイルの全体を知るには、AD5933で10kHz未満の周波数も分析できなければなりません。前述のように、AD5933のDFTでこれらの周波数を分析できるようにするには、マスター・クロック周波数をスケールリングする必要があります。図7に、マスター・クロック周波数を2で分周する (すなわち、連続バイナリ分周) サンプル回路を示します。

この回路は、標準の4ピン、DIL、メタル・キャン水晶発振器の周波数をリファレンスにします。大部分の発振器はCMOSタイプ (5V) ですが、3.3Vで動作するAD5933のMCLK入力にはTTL (3.3V) 入力が必要なため、この回路にはいくつか部品を追加しています。まず、コンデンサC1 (0.033μF) をNANDゲートの出力と最初のフリップ・フロップの入力の間に配置しました。動作電圧が5Vから3.3Vに低下するとロジック・レベルがTTLに合わなくなるので、コンデンサがTTL発振器からDCバイアスを除去します。また、NANDゲートU5Aには680kの帰還抵抗があります。これはセンシティブ・アンプとして機能し、出力ロジック・レベルの振幅を0~3.3Vとするため、最初のフリップ・フロップU1Aのスイッチングの信頼性が高くなります。これ以外の方法としては、ADG3231のようなロジック・レベル変換器を使って発振器の出力ロジック・レベルを変換することもできます。重要なのは、AD5933の8番ピン (MCLK) に接続するクロックの立上がりエッジと立下がりエッジで適正かつクリーンな遷移 ($\text{tr}/\text{tf} \approx 6\text{ns}$) が得られ、ジッタが少ないことです。外付けの水晶発振器の周波数については、100ppmの安定性を確保する必要があります。使用した水晶発振器のデューティサイクル (測定値) は45~55%です。5個のデュアル・フリップ・フロップで作る10ビットのバイナリ・カウンタにより、AD5933は12MHz~11.718kHz (1~1024で分周) で駆動できます。図7の回路の代替ソリューションでは、5個のデュアル・フリップ・フロップの代わりにAD9834を使用します。AD9834は、出力に外付けの高速コンパレータ (ADCMP37x/ADCMP60x) を備えたバイナリ・クロック分周器としてデジタル制御のクロックを生成します。

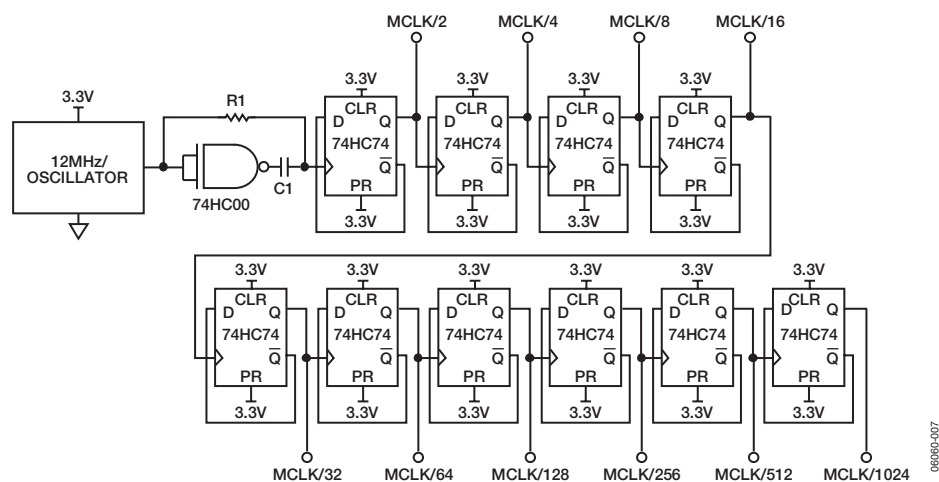


図7. マスター・クロック分周回路

ラウドスピーカーのインピーダンス測定

図4に示す回路を作成して、ラウドスピーカーのインピーダンス・プロファイルの測定に使用しました。オーディオ周波数発振器として使用するAD5933の送信側は、6番ピンで改良型ハウランド定電流源を駆動します。インピーダンス・コンバータICのAD5933は、内部のダイレクト・デジタル・シンセサイザ(DDS)周波数発生器とADCを組み合わせて自立型のインピーダンス測定システムとなります。AD5933により周波数掃引を行い、ユーザ定義の周波数でインピーダンスの大きさと位相データを収集します。分析するインピーダンスは、周波数発生器の送信段とI/Vの受信段の間に配置します。受信信号はプログラマブル・ゲイン・アンプ(PGA)に渡り、フィルタ処理後に12ビットADCに送信されます。ADCで受信信号をデジタル化し、離散フーリエ変換(DFT)を行います。

マイクロコントローラを用いてI²C[®]インターフェースを介してAD5933と接続することで、AD5933の掃引パラメータ(スタート周波数、周波数ステップ・サイズ、ポイント数)の設定、コントロール・レジスタの設定、励起振幅の調整のほか、測定済みデータをAD5933から読み出してインピーダンスの最終的な計算をすることもできます。AD5933を正しく設定したら、ユーザ定義の掃引内の各ポイントの後にステータス・レジスタ内の1ビットだけをポーリングして、AD5933から有効なデータを読み出せるかどうか確認する必要があります(詳細については、AD5933のデータシートを参照)。

システム・キャリブレーション

しかし、有効なインピーダンスの測定を行う前に、まずAD5933のキャリブレーションを行う必要があります。この処理では、単に測定するインピーダンスの代わりに既知の高精度メタル・フィルム抵抗を置き、後の測定で使用するスケール因数(ゲイン係数)を計算します。ゲイン係数は次式で求めます。

$$\text{ゲイン係数} = \frac{\text{キャリブレーション抵抗}}{\sqrt{(R^2 + I^2)}} \quad (8)$$

ここで、 R と I は、選択したキャリブレーション・ポイントにおける実数レジスタと虚数レジスタ(0x94~0x97)の値です。

ゲイン係数の計算は、適当な既知の正確な抵抗値を、掃引内の適当な周波数ポイントで返された実数および虚数データの大きさを割ります。実数成分と虚数成分はともに、2個の16ビット・レジスタに格納されています。これらのレジスタは、1つのADC変換が終了してから掃引の次の周波数ポイントでレジスタの内容が新しいデータに更新されるまでの間に読み取る必要があります。

図3に示すように、商用ラウドスピーカーの共振インピーダンスの範囲は通常25~30Ω(ラウドスピーカーの構成によって異なる)です。したがって、キャリブレーション抵抗は27.4Ωのものを選択しました。

システム位相は、位相 $=\tan^{-1}(I/R)$ の式を用いて同じ実数/虚数データ・ポイントにより、掃引ポイントごとに計算します(単位は度)。位相角の象限を求めなければなりません。正しい角度を得るには、第2象限と第3象限で180度を加え、第4象限で360度を加える必要があります。

ラウドスピーカーのインピーダンスと位相の計算

キャリブレーションが終了したら、キャリブレーション抵抗の代わりにラウドスピーカーを配置します。コントロール・レジスタにスタート周波数掃引コマンドを発行すると、AD5933がユーザ定義の周波数掃引を自動的に実行します。3個のレジスタ(スタート周波数、周波数ステップ、インクリメント数)の値で周波数掃引を計算します。最後に、AD5933に接続するマイクロプロセッサが各周波数ポイントでラウドスピーカーのインピーダンスを計算しますが、これは周波数ごとにAD5933から返される複素コードの大きさとゲイン係数を乗算して行います。

$$Z_{\text{LOUDSPEAKER}} = \text{ゲイン係数} \times \sqrt{(R^2 + I^2)} \quad (9)$$

ここで、 R と I は、選択されたキャリブレーション・ポイントにおける実数レジスタと虚数レジスタ(0x94~0x97)の値です。

ラウドスピーカーの位相は、キャリブレーション位相からスピーカー位相を引いて、掃引ポイントごとに計算します。

$$\theta_{\text{LOUDSPEAKER}} = \theta_{\text{CALIBRATION}} - \theta_{\text{SWEEP}} \quad (10)$$

システム・クロックの設定

「AD5933のDFTの詳細」で説明したように、MCLKに対するクロックの周波数を分周し、AD5933が10kHz未満の励起周波数を正確に分析できるようにします。表1に、設定された掃引レンジと、20kHz～10Hzの帯域幅のテストで使用するAD5933のMCLKピンへの対応するクロック周波数を示します。

図7の回路では、12MHz水晶発振器のバイナリ分周によってサブレンジごとにクロック周波数をAD5933に提供します。スタート周波数を係数2で低減すると、対応するマスター・クロック周波数は1/2となります。

表2に、20kHz～10Hzの帯域幅のテストで使用する設定済みの掃引パラメータ（スタート周波数、周波数インクリメント、インクリメント数）を示します。図3に示すようにピーク・インピーダンスは通常20～40Hzのレンジで発生するため、共振時におけるインピーダンスの突然の変化を捉えるには、ラウドスピーカーのインピーダンス・プロファイルのこの領域で周波数インクリメントを小さい値に設定する必要があります。周波数は共振ポイントから増大するため、インピーダンス・プロファイルの残りの部分についてはこのような小さい周波数変化を測定する必要はありません。ステップ・サイズを上げると、テストにかかる時間が減少し、固定インクリメント数で測定するインピーダンス・プロファイルの範囲が広がります。

周波数ステップ・サイズは、すべての掃引でスタート周波数の1/10に設定されています。したがって、掃引のスタート周波数が大きくなると、周波数ステップ・サイズもそれに比例して大きくなります。

この実験では、AD5933のセトリング・タイム・サイクル数レジスタは15出力サイクルに設定されており、インクリメント数は99ポイントに設定されています。

表1. AD5933の掃引レンジとMCLK値

	AD5933 Sweep Range	Clock Frequency Applied to MCLK Pin
1	20 kHz to 10 kHz	12 MHz
2	10 kHz to 5 kHz	6 MHz
3	5 kHz to 2.5 kHz	3 MHz
4	2.5 kHz to 1.25 kHz	1.5 MHz
5	1.25 kHz to 625 Hz	750 kHz
6	625 Hz to 312.5 Hz	375 kHz
7	312.5 Hz to 156.25 Hz	187.5 kHz
8	156.25 Hz to 78.125 Hz	93.75 kHz
9	78.125 Hz to 39.125 Hz	46.875 kHz
10	39.125 Hz to 19.53 Hz	23.437 kHz
11	19.53 Hz to 9.76 Hz	11.71 kHz

¹ AD5933の周波数掃引は、I²Cインターフェースからユーザが設定したスタート周波数レジスタ、周波数インクリメント・レジスタ、インクリメント数レジスタの値によって決まります。周波数掃引の詳細については、AD5933のデータシートを参照してください。

表3に、周波数20～1.25kHzのスパンに必要な4つの掃引のAD5933掃引パラメータを示します。

表2. AD5933の設定済み掃引レジスタ値

	AD5933 Sweep Range	Programmed Start Frequency	Programmed Frequency Increment	Programmed No. of Increments
1	20 kHz to 10 kHz	10 kHz	100 Hz	99
2	10 kHz to 5 kHz	5 kHz	50 Hz	99
3	5 kHz to 2.5 kHz	2.5 kHz	25 Hz	99
4	2.5 kHz to 1.25 kHz	1.25 kHz	12.5 Hz	99
5	1.25 kHz to 625 Hz	625 Hz	62.5 Hz	99
6	625 Hz to 312.5 Hz	312.5 Hz	31.5 Hz	99
7	312.5 Hz to 156.25 Hz	156.25 Hz	15.625 Hz	99
8	156.25 Hz to 78.125 Hz	78.125 Hz	7.8125 Hz	99
9	78.125 Hz to 39.12 Hz	39.125 Hz	3.9125 Hz	99
10	39.125 Hz to 19.53 Hz	19.53 Hz	1.953 Hz	99
11	19.53 Hz to 9.76 Hz	9.76 Hz	0.976 Hz	99

AN-843

AD5933のデータシートに記載されているように、スタート周波数は内蔵RAMのアドレス0x82、0x83、0x84に設定されている24ビット・ワードです（AD5933のデータシートのレジスタ・マップを参照）。スタート周波数レジスタにロードされる必要なコードは、マスター・クロック周波数とDDSから出力される所要のスタート周波数に基づき、式11により求めることができます。

$$\text{スタート周波数コード} = \left(\frac{\text{所要の出力スタート周波数}}{\left(\frac{MCLK}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (11)$$

たとえば、表3の最初の行を見てください。掃引を10kHzから開始し、MCLKに12MHzのクロック信号が接続されている場合、設定するコードは次のようになります。

$$\text{スタート周波数コード} = \left(\frac{10\text{kHz}}{\left(\frac{12\text{MHz}}{4} \right)} \right) \times 2^{27} = 06D3A0 \quad (16\text{進数値}) \quad (12)$$

したがって、0x06をレジスタ0x82、0xD3をレジスタ0x83、0xA0をレジスタ0x84にそれぞれ設定します。

周波数インクリメント・レジスタは、内蔵RAMのアドレス0x85、0x86、0x87に設定されている24ビット・ワードです（AD5933のデータシートのレジスタ・マップを参照）。周波数インクリメント・レジスタにロードされる必要なコードは、マスター・クロック周波数とDDSからの必要なインクリメント周波数出力に基づき、以下の式で算出することができます。

$$\text{周波数インクリメント・コード} = \left(\frac{\text{所要の周波数インクリメント}}{\left(\frac{MCLK}{4} \right)} \right) \times 2^{27} \quad (13)$$

たとえば、掃引分解能が100Hzで、MCLKに12MHzのクロック信号が接続されている場合、設定するコードは以下の式で求めることができます。

$$\text{周波数インクリメント・コード} = \left(\frac{100\text{Hz}}{\left(\frac{12\text{MHz}}{4} \right)} \right) = 00117 \quad (16\text{進数値}) \quad (14)$$

したがって、0x00をレジスタ0x85、0x11をレジスタ0x86、0x79をレジスタ0x87にそれぞれ設定します。

周波数掃引を定義する第3のパラメータはインクリメント数レジスタです。これは9ビットワード長で、掃引の周波数ポイント数を表します。この値は内蔵RAMのアドレス0x88と0x89に書き込まれます（AD5933のデータシートのレジスタ・マップを参照）。設定可能な最大ポイント数は511です。たとえば、掃引が99ポイントの場合、0x00をレジスタ0x88、0x63をレジスタ0x89にそれぞれ設定します。

表3に、必要な掃引コードとコードのベースとなる各種クロック周波数を示します。マスター・クロックとスタート周波数/周波数インクリメント値は、バイナリ分周アルゴリズムを実行することで値2によって均等にスケールされるため、スタート周波数コード、周波数インクリメント・コード、インクリメント数コードは各掃引で等しくなります。したがって、テストではこの3つのレジスタへの書き込みが1回だけで済みます。ただし、係数2で均等な分割を毎回行うためには、図7の回路で出力ごとにクリーンなクロック信号を生成し、リファレンス・クロックを安定させ、ジッタを最小限に抑える必要があります。

表3. 周波数レンジ20~1.25kHz に対するAD5933の必要な掃引コード

Programmed Start Frequency/ Programmed Frequency Increment/		Required Start Frequency Code Required Frequency Increment Code		Programmed No. of Increments/ Required No. of Increments Code		Clock Frequency Applied to MCLK
10 kHz	0x06D3A0	100 Hz	0x001179	99	0x0063	12 MHz
5 kHz	0x06D3A0	50 Hz	0x001179	99	0x0063	6 MHz
2.5 kHz	0x06D3A0	25 Hz	0x001179	99	0x0063	3 MHz
1.25 kHz	0x06D3A0	12.5 Hz	0x001179	99	0x0063	1.5 MHz

結果

図4のシステムに高精度値の 27.4Ω 抵抗でキャリブレーションを行い、表3に示す掃引コードとクロック周波数を使って掃引内の周波数ポイントごとにゲイン係数を計算しました。これらの値は、近くのマイクロコントローラ内のメモリに格納しました。キャリブレーション抵抗を5.25インチの商用ラウドスピーカーに置き換え、掃引を繰り返します。式7と式8に示すように、周波数ごとにゲイン係数とそれに対応するコードを乗算し、周波数ポイントごとにインピーダンスを計算しています。図8に、AD5933で測定した最終的なインピーダンス・プロファイルを示します。

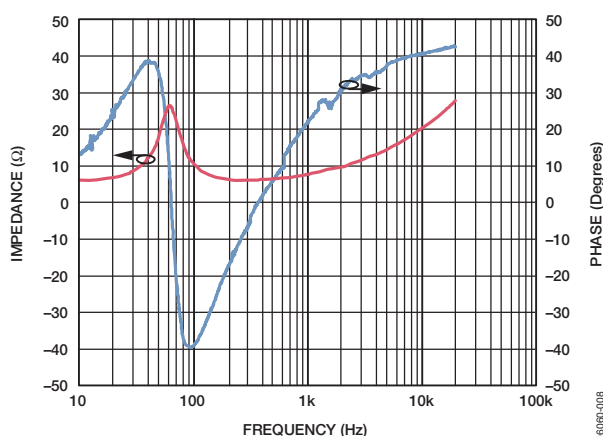


図8. AD5933で測定したラウドスピーカーのインピーダンスと位相

同じラウドスピーカーを使って同じ実験および測定を行いました。ただし、今回はUSBベースの商用ラウドスピーカー・インピーダンス・テスト装置を使用しています。この装置でも、最終的なインピーダンス測定を行う前に、 27.4Ω の抵抗を使って各周波数で同じようなキャリブレーションを行う必要があります。図9に、この測定結果を示します。

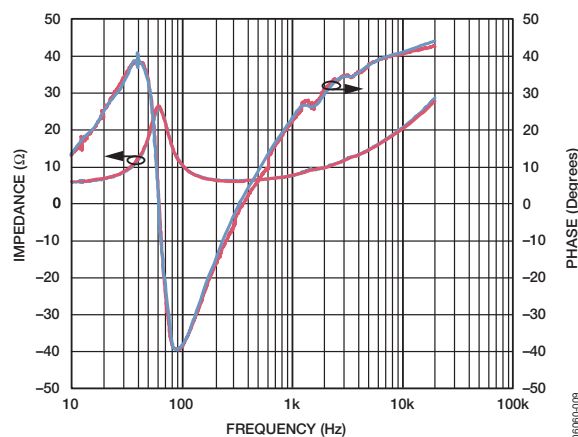


図9. AD5933と商用ラウドスピーカー・インピーダンス・テスト装置で測定した、ラウドスピーカーのインピーダンスと位相

結論

AD5933は、高価な商用デバイスに比べ、ラウドスピーカーのインピーダンスを測定するための高精度の低価格ソリューションを提供します。外付け部品をいくつか追加するだけで単純なテスト回路をオーディオ・チェーンに組み込むことができるため、ボード・スペースを無駄にすることがありません。

インピーダンス・プロファイルは、システム・パワーアップ時に簡単に評価することができます。このプロファイルを使用すれば、ラウドスピーカーの音響特性やラウドスピーカー・エンクロージャの影響の評価が容易にでき、劣化や損傷による変化を特定できます。