



Circuits from the Lab™ 実用回路は今日のアナログ・ミックスド・シグナル、RF回路の設計上の課題の解決に役立つ迅速で容易なシステム統合を行うために作製、テストされました。詳しい情報や支援については www.analog.com/jp/CN0217 をご覧ください。

接続/参考にしたデバイス

AD5933	1 MSPS、12ビット・インピーダンス・コンバータ、ネットワーク・アナライザ
AD5934	250 kSPS、12ビット・インピーダンス・コンバータ、ネットワーク・アナライザ
AD8606	高精度、低ノイズ・デュアル CMOS オペアンプ

12ビット・インピーダンス・コンバータを使用した高精度インピーダンス測定

評価と設計支援

回路評価基板

CN-0217 回路評価基板
(EVAL-CN0217-EB1Z)

設計と統合ファイル

[回路](#)、[レイアウト](#)・ファイル、[BOM](#)

回路の機能とその利点

AD5933 と AD5934 は内蔵プログラマブル周波数発生器と 12ビット、1 MSPS (AD5933) または 250 kSPS (AD5934) の A/D コンバータ(ADC)を組み合わせた高精度インピーダンス・コンバータのシステム・ソリューションです。このプログラマブルな周波数発生器を使うと、既知の周波数で外部の複素インピーダンスを励起することができます。

図 1 に示した回路を使うと低 Ω レンジから数百 k Ω までの正確なインピーダンス測定値を得られ、AD5933/AD5934 全体の精度を最適化します。

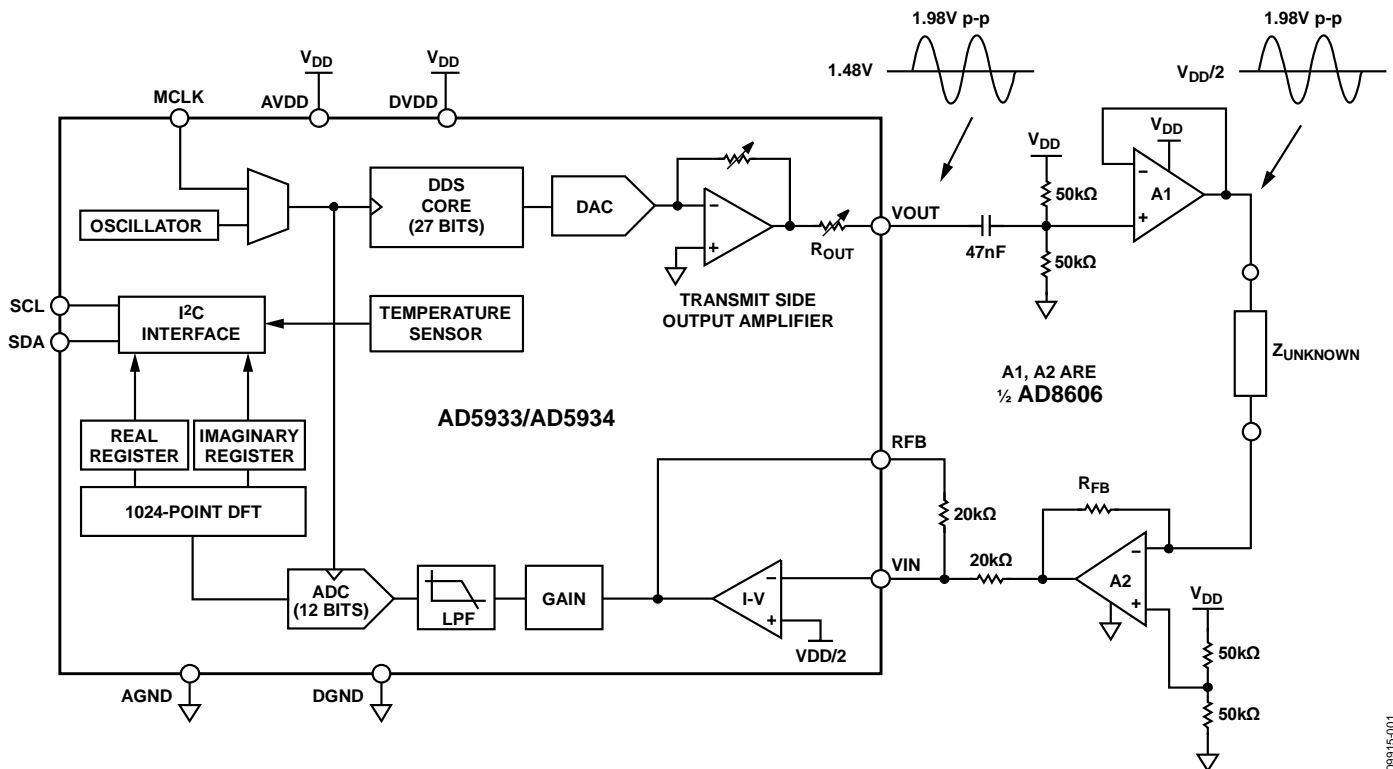


図 1 インピーダンス測定の精度を最適化した信号チェーン (簡略化した回路、全ての接続やデカップリングは示されていません)

アナログ・デバイセズ社は、提供する情報が正確で信頼できるものであることを期していますが、その情報の利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許やその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。また、アナログ・デバイセズ社の特許または特許の権利の使用を明示的または暗示的に許諾するものでもありません。仕様は、予告なく変更される場合があります。本誌記載の商標および登録商標は、各社の所有に属します。※日本語資料は REVISION が古い場合があります。最新の内容については、英語版をご参照ください。

©2011 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

Rev. 0

回路説明

AD5933 と AD5934 には 4 つの設定可能な出力電圧レンジがあります；各レンジはそれらに対応する出力インピーダンスがあります。たとえば、出力電圧 1.98 V p-p の出力インピーダンスは 200 Ω typ です（表 1 を参照）

表 1 出力直列抵抗 (R_{OUT}) 対 励起レンジ
(電源電圧 $V_{DD} = 3.3$ V)

レンジ	出力励起振幅	出力抵抗、 R_{OUT}
レンジ 1	1.98 V p-p	200 Ω typ
レンジ 2	0.97 V p-p	2.4 kΩ typ
レンジ 3	0.383 V p-p	1.0 kΩ typ
レンジ 4	0.198 V p-p	600 Ω typ

この出力インピーダンスは（特に低 Ω レンジで）インピーダンスの測定精度に影響があるので、ゲイン係数を計算する際には考慮する必要があります。ゲイン係数の計算についての詳細は、AD5933 または AD5934 のデータシートを参照してください。

シグナル・チェーン内に示す簡単なバッファにより出力インピーダンスの未知インピーダンス測定に対する影響を防止することができます。AD5933/AD5934 の励起周波数に対応できるように、十分な帯域幅のある低出力インピーダンス・アンプを選択する必要があります。CMOS オペアンプ

AD8605/AD8606/AD8608 ファミリーを使って、実現可能な低出力インピーダンスの例を図 2 に示します。このアンプの出力インピーダンスは $A_V = 1$ の場合（AD5933/AD5934 の最大動作範囲である）100 kHz まで 1 Ω 以下です。

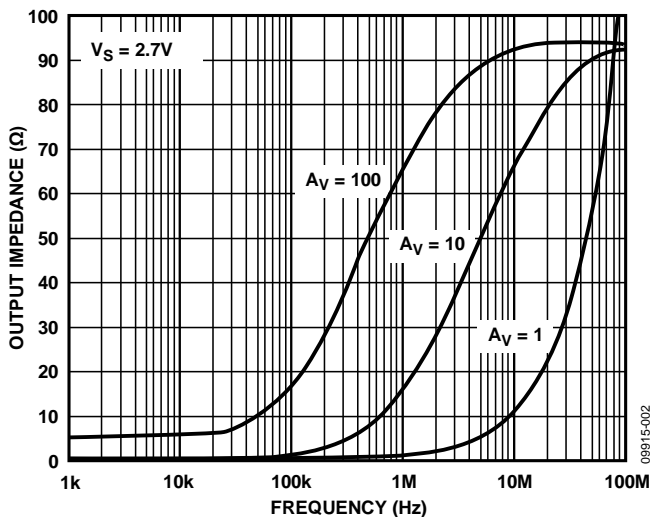


図 2. AD8605/AD8606/AD8608 の出力インピーダンス

送信段の DC バイアスを受信段へマッチングさせる

AD5933/AD5934 の 4 種類のプログラム可能な出力電圧レンジには 4 つの対応するバイアス電圧があります（表 2）。例えば、1.98 V p-p 励起電圧出力のバイアスは 1.48 V です。しかし図 1 に示すように AD5933/AD5934 の電流-電圧(I-V)受信段の電圧は $V_{DD}/2$ の固定バイアスに設定されます。つまり電源 3.3V とすると、送信バイアス電圧は 1.48 V で、受信バイアス電圧は 3.3 V/2 = 1.65 V です。この電位差はテスト下のインピーダンスを偏極し、インピーダンスの測定精度を悪くする可能性があります。

1 つの解決方法は低 Hz 領域にコーナー周波数を持つ簡単なハイパス・フィルタを追加する事です。送信段から DC バイアスを除去し、AC 信号のみを $V_{DD}/2$ にバイアスし直す事によりシグナル・チェーン全体を通して DC レベルが一定に保たれます。

表 2 出力レベルと各々の DC バイアス
(電源電圧 $V_{DD} = 3.3$ V)

レンジ	出力励起振幅	出力 DC バイアス・レベル
1	1.98 V p-p	1.48 V
2	0.97 V p-p	0.76 V
3	0.383 V p-p	0.31 V
4	0.198 V p-p	0.173 V

受信段に最適化された I-V バッファを選択する

信号の流れの中で AD5933/AD5934 の電流-電圧(I-V)アンプ段でまた多少の誤差が追加される可能性があります。I-V 変換段はアンプのバイアス電流、オフセット電圧、CMRR に敏感です。ユーザーは I-V 変換を行う適切な外付け個別アンプを選ぶ事により、高 CMRR で、より低バイアス電流、低オフセット電圧のアンプを選択し I-V 変換をさらに精度よくすることができます。その時内部のアンプは単純な反転ゲイン段として構成できます。

抵抗 R_{FB} の選択は、AD5933/AD5934 データシートに説明しているようにシステム全体のゲインに依存します。

高精度インピーダンス測定に最適化したシグナル・チェーン

図 1 は低インピーダンスのセンサーを測定するために提案された回路です。AC 信号は超低出力インピーダンス・アンプでバッファする前に、ハイパス・フィルタを通り、改めて別のバイアス電圧が加えられます。信号が AD5933/AD5934 の受信段に戻る前に外部回路で I-V 変換が行われます。必要とされるバッファを決定するために必要な主な仕様は超低出力インピーダンス、単電源駆動、低バイアス電流、低オフセット電圧、高い CMRR 性能です。いくつかの推奨デバイスとして AD4528-1、AD8628/AD8629、AD8605、AD8606 があります。基板レイアウトにより、1 チャンネルまたは 2 チャンネル・アンプを使用してください。誤差を小さくするためにバイアス抵抗 (50 kΩ) とゲイン抵抗 (20 kΩ と R_{FB}) には高精度 0.1% 抵抗を使用してください。

回路評価とテスト

インピーダンス測定の精度を向上するために図1の回路を開発し、いくつかの例について測定しました。デュアル・オペアンプ AD8606 は送信経路の信号をバッファし、受信信号を電流から電圧に変換します。3つの例では、周波数依存誤差を取り除くために各周波数インクリメントに対してゲイン係数を計算します。このソリューションに関する回路、部品表、レイアウト、Gerber ファイルを含む完全な設計パッケージは <http://www.analog.com/CN0217-DesignSupport> の中で提供されています。使用されるソフトウェアは、評価基板とともに提供されるソフトウェアと同じで AD5933 と AD5934 製品ページからアクセスできます。

例 1: 低インピーダンス・レンジ

表 1. 低インピーダンス・レンジのセットアップ
(電源電圧 VDD = 3.3 V)

パラメータ	値
V p-p	1.98 V (レンジ 1)
セトリング時間サイクルの数	15
MCLK	16 MHz
R _{CAL}	20.1 Ω
R _{FB}	20.0 Ω
励起周波数範囲	30 kHz ~ 30.2 kHz
未知インピーダンス	R1 = 10.3 Ω, R2 = 30.0 Ω, C3 = 1 μF (Z _C = 5.3 Ω at 30 kHz)

低インピーダンスの測定の結果を図3、図4、図5に示します。図5は 10.3 Ω の測定値で、縦軸方向に拡大スケールで表示されています。

達成される精度は調整用抵抗 (R_{CAL}) を基準に未知インピーダンスの範囲がどのくらい大きいかによります。従って、この例では未知インピーダンス 10.3 Ω の測定値は、10.13 Ω となり、誤差は約 2% です。未知のインピーダンスに近い値の R_{CAL} を選ぶほど、より高精度の測定を達成できます；すなわち、未知インピーダンスの範囲が R_{CAL} 周辺を中心に狭ければ狭いほど、測定はより高精度になります。すなわち未知インピーダンスの範囲が大きい場合には、未知インピーダンスの範囲を分割するために、外付けスイッチを使用して各種の R_{CAL} 抵抗に切り替える事に対応します。スイッチのオン抵抗、R_{ON} 誤差は R_{CAL} ゲイン係数の計算時の調整により除去されます。各種の R_{FB} 値を選択するスイッチを使用すれば、ADC から見た信号のダイナミック・レンジを最適化する事ができます。

より広い範囲の測定を実現するために 200 mV p-p レンジを使用した事に注目してください。もし未知の Z が狭い範囲であれば、ADC のダイナミック・レンジを最適化するためにもっと大きな出力電圧のレンジを使用する事ができます。

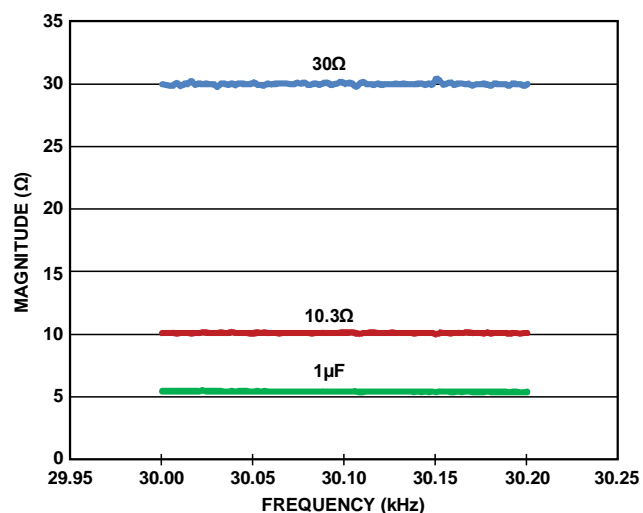


図 3. 低インピーダンス振幅の測定結果

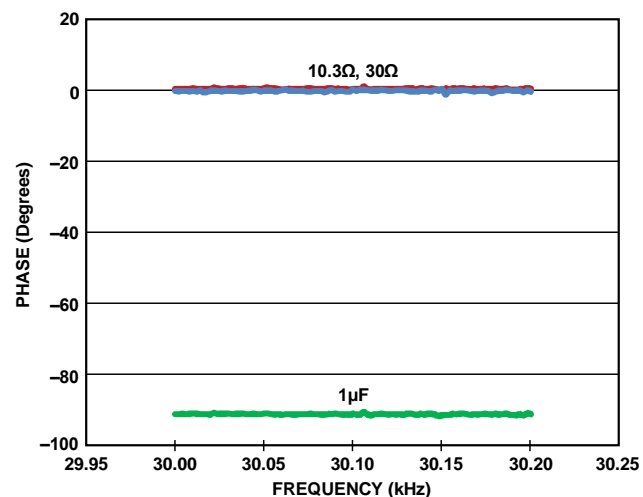


図 4. 低インピーダンス位相の測定結果

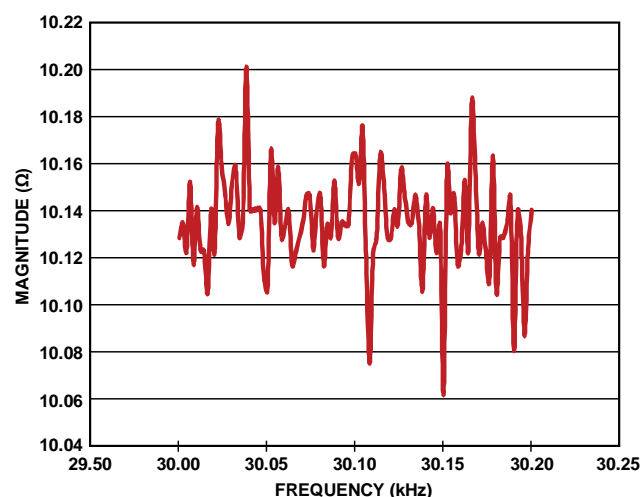


図 5. 10.3 Ω 振幅の測定結果 (拡大スケール)

例 2:kΩ インピーダンス・レンジ

表 2 にまとめたセットアップ条件に従い、99.85 kΩ の R_{CAL} を使用して広範囲の未知インピーダンスを測定しました。図 6 ~ 図 10 は高精度な結果を立証しています。

全体の精度を向上させるために、未知インピーダンスに近い R_{CAL} 値を選択してください。例えば、図 9 では Z_C 値の 217.5 kΩ に近い R_{CAL} が必要です。もし未知インピーダンスの範囲が大きい場合、R_{CAL} 抵抗を 2 個以上使用してください。

表 2.kΩ インピーダンス・レンジのセットアップ
(電源電圧 VDD = 3.3 V)

パラメータ	値
V p-p	0.198 V (レンジ 4)
セトリング時間サイクルの数	15
MCLK	16 MHz
R _{CAL}	99.85 kΩ
R _{FB}	100 kΩ
励起周波数範囲	30 kHz ~ 50 kHz
未知インピーダンス	R0 = 99.85 kΩ R1 = 29.88 kΩ R2 = 14.95 kΩ R3 = 8.21 kΩ R4 = 217.25 kΩ C5 = 150 pF (Z _C = 26.5 kΩ at 40 kHz) C6 = 47 pF (Z _C = 84.6 kΩ at 40 kHz)

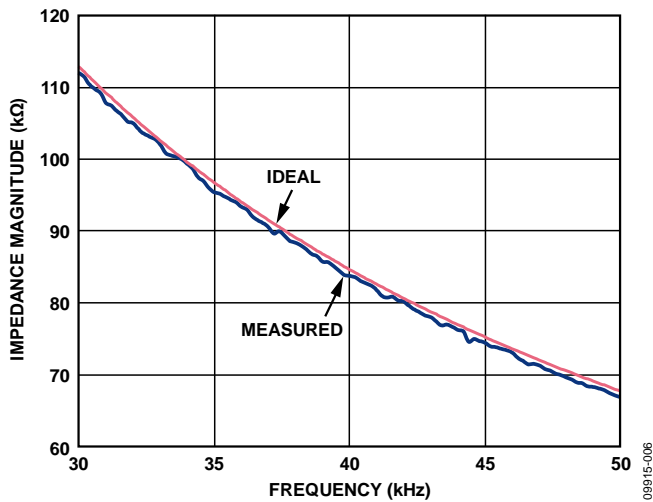


図 6 Z_C = 47 pF, R_{CAL} = 99.85 kΩ の場合の振幅測定結果

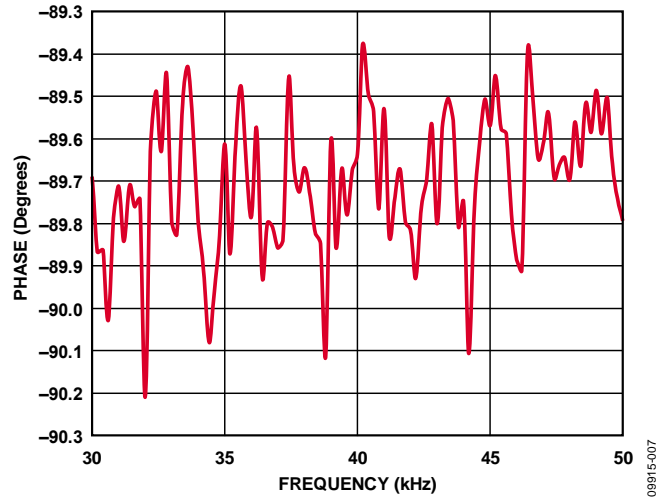


図 7. Z_C = 47 pF, R_{CAL} = 99.85 kΩ の場合の位相測定結果

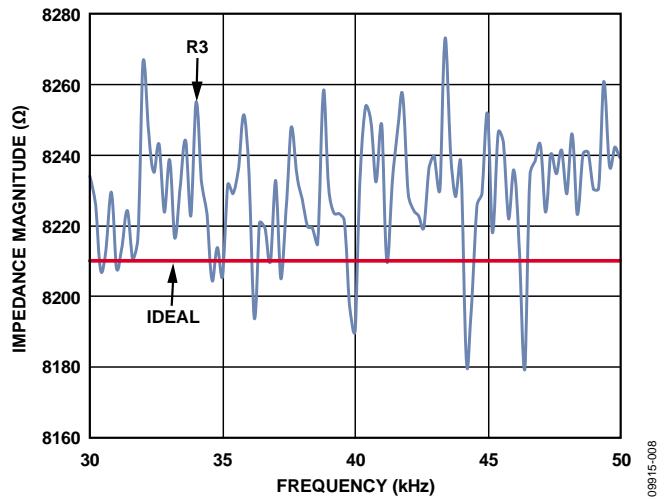


図 8 Z_C = 8.21 kΩ, R_{CAL} = 99.85 kΩ

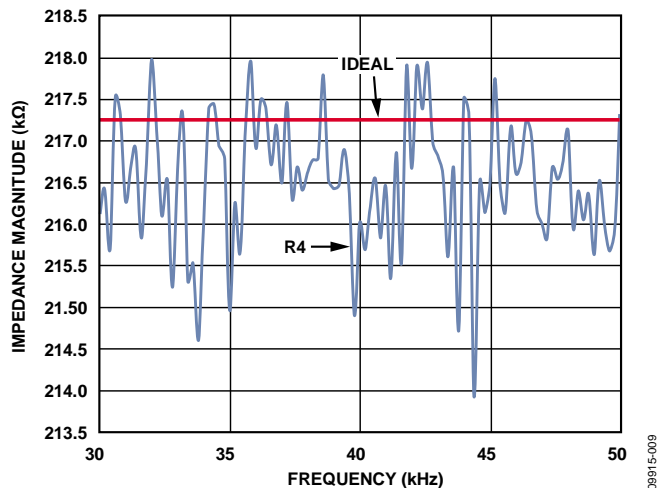


図 9 Z_C = 217.25 kΩ, R_{CAL} = 99.85 kΩ

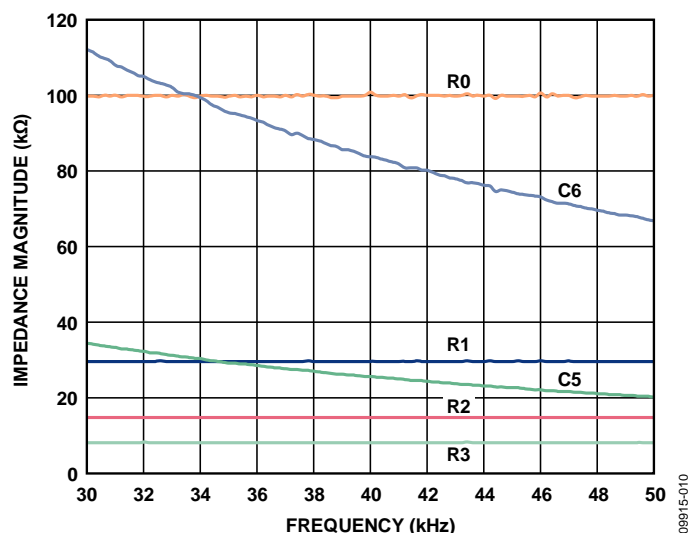


図 10. 例 2 の振幅測定結果 ; R1, R2, R3, C5, C6

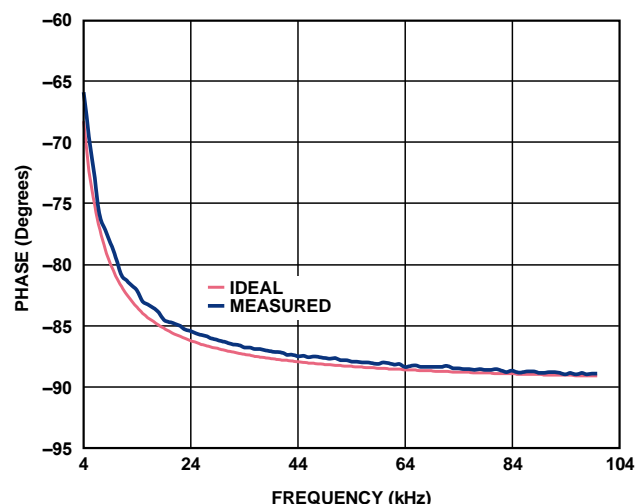


図 12. $Z_C = 10\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ nF}$, $R_{CAL} = 1\text{ k}\Omega$ の場合の位相測定結果

例 3: R-C 並列回路 (R||C) の測定

R-C 並列タイプの測定もこの回路構成を使い、 $R_{CAL} = 1\text{ k}\Omega$ 、 $R = 10\text{ k}\Omega$ 、 $C = 10\text{ nF}$ とし、4 kHz~100 kHz の周波数範囲全体に渡って測定して行いました。振幅と位相の測定結果 対理想値の曲線を図 11、図 12 に示します。

表 3. R||C インピーダンス・レンジのセットアップ
(電源電圧 VDD = 3.3 V)

パラメータ	値
V p-p	0.383 V (レンジ 3)
セトリング時間サイクルの数	15
MCLK	16 MHz
R_{CAL}	1 k Ω
R_{FB}	1 k Ω
励起周波数範囲	4 kHz~100 kHz
未知インピーダンス R C	R = 10 k Ω C = 10 nF

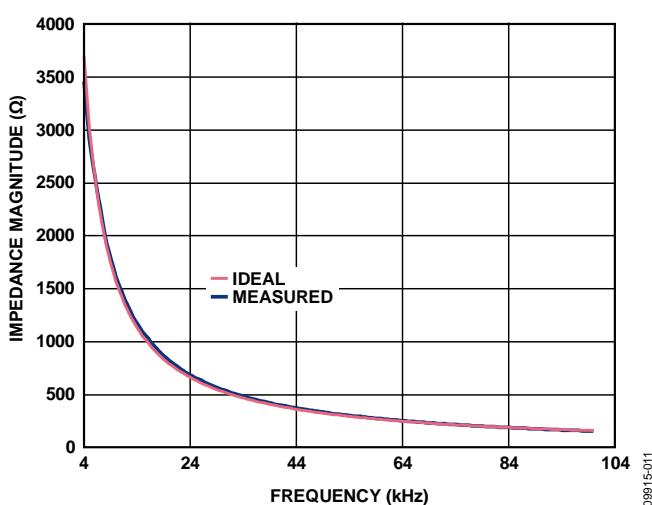


図 11. $Z_C = 10\text{ k}\Omega \parallel 10\text{ nF}$, $R_{CAL} = 1\text{ k}\Omega$ の場合の振幅測定結果

セットアップとテスト

EVAL-CN0217-EB1Z のソフトウェアは EVAL-AD5933EBZ アプリケーション基板で使用するソフトウェアと同じです。基板のセットアップについての詳細はご提供する CD に含まれている技術ノートを参照してください。回路の変更がある事に注意してください。基板 EVAL-CN0217-EB1Z のリンク接続を表 4 に記載します。また、RFB の位置は評価基板の R3 に配置され、 $Z_{UNKNOWN}$ の位置は C4 である事に注意してください。

表 4. EVAL-CN0217-EB1Z のリンク接続

リンク番号	初期設定
LK1	Open
LK2	Open
LK3	Open
LK4	Insert
LK5	Insert
LK6	A

バリエーション回路

回路には AD4528-1、AD8628、AD8629、AD8605、AD8608 のような他のオペアンプを使用することができます。

システム・アプリケーションのスイッチング・オプション

この特定の回路では、 $Z_{UNKNOWN}$ と R_{CAL} を手動で交換しました。しかし量産では低 ON 抵抗のスイッチを使用する必要があります。スイッチの選択は未知インピーダンスの大きさや測定結果に求められている精度の高さに依存します。この回路ノートの例では 1 本のみ調整用抵抗を使用しているので、図 13 に示すように ADG849 のような低 ON 抵抗スイッチを使用することができます。クロッドの ADG812 のような複数チャンネルのスイッチ・ソリューションも使用する事ができます。スイッチ抵抗によって $Z_{UNKNOWN}$ にもたらされる誤差は調整時に取り除かれますが、超低 R_{ON} スイッチを選ぶ事により影響をさらに最小にする事ができます。

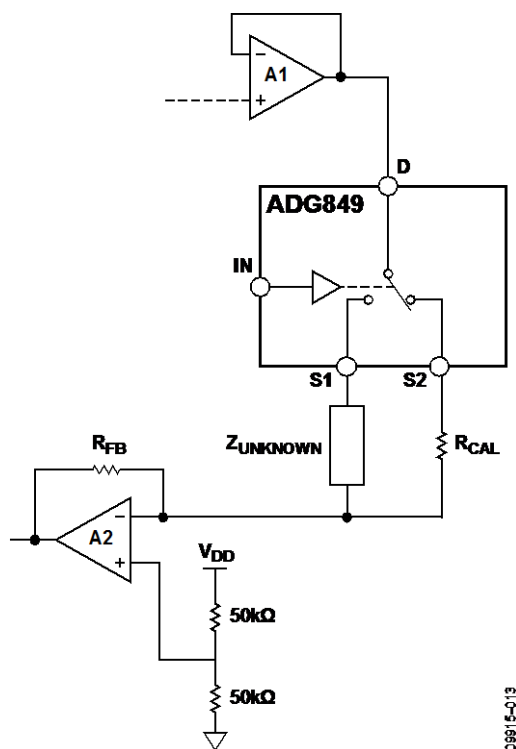


図 13. ADG849 を使用した R_{CAL} と未知の Z との間のスイッチング
(簡略化した回路、全ての接続やデカップリングは示されていません)

さらに詳しくは

CN-0217 Design Support Package

[:http://www.analog.com/CN0217-DesignSupport](http://www.analog.com/CN0217-DesignSupport)

MT-085 Tutorial, "Fundamentals of Direct Digital Synthesis (DDS)," Analog Devices.

Riordan, Liam, "AD5933 Evaluation Board Example Measurement," AN-1053 Application Note, Analog Devices.

Buchanan, David, "Choosing DACs for Direct Digital Synthesis," AN-237 Application Note, Analog Devices.

ADIsimDDS Design and Evaluation Tool

AD5933/AD5934 Demonstration and Design Tool

データシートと評価ボード

AD5933 データシート/評価ボード

AD5934 データシート/評価ボード

AD8606 データシート

ADG849 データシート

ADG812 データシート

改訂履歴

6/11—Revision 0:初版

「Circuits from the Lab/実用回路集」はアナログ・デバイセズ社製品専用で作られており、アナログ・デバイセズ社またはそのライセンスの供与者の知的所有物です。お客さまは製品設計で「Circuits from the Lab/実用回路集」を使用することはできませんが、その回路例を利用もしくは適用したことにより、特許権またはその他の知的所有権のもとでの暗示的許可、またはその他の方法でのライセンスを許諾するものではありません。アナログ・デバイセズ社の提供する情報は正確でかつ信頼できるものであることを期しています。しかし、「Circuits from the Lab/実用回路集」は現状のまま、かつ商品性、非侵害性、特定目的との適合性の暗示的保証を含むがこれに限定されないいかなる種類の明示的、暗示的、法的な保証なしで供給されるものであり、アナログ・デバイセズ社はその利用に関して、あるいは利用によって生じる第三者の特許権もしくはその他の権利の侵害に関して一切の責任を負いません。アナログ・デバイセズ社はいつでも予告なく「Circuits from the Lab/実用回路集」を変更する権利を留保しますが、それを行う義務はありません。商標および登録商標は各社の所有に属します。