

## Design Guide: TIDA-060029

## LCR メータ アナログ フロントエンド リファレンス デザイン



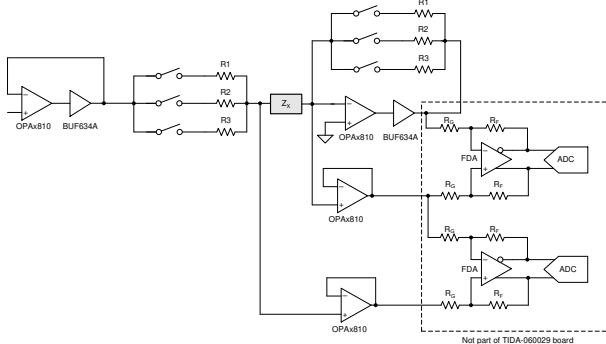
## 説明

TIDA-060029 リファレンス デザインは、自動バランス(平衡) 設定に基づくインピーダンス測定法を使用して、LCR メーター アプリケーション向けのアナログ シグナル チェーン ソリューションを提示します。自動バランス型インピーダンス測定回路は、測定対象の部品の値や種類によって回路の安定性が左右されるため、安定化が難しい場合がよくあります。したがって、測定対象の部品の種類や値に関係なく、もともと安定して動作する回路構成を採用することが不可欠です。この設計では、LCR メータ 用途において、0.1% の高精度を実現しつつ、本質的に安定したアナログ信号 チェーンのソリューションを提供します。

## リソース

TIDA-60029	デザイン フォルダ
OPA2810	プロダクト フォルダ
OPA810	プロダクト フォルダ
BUF634A	プロダクト フォルダ

TI の TI E2E™ サポート・エキスパートに  
お問い合わせください。



## 特長

- 1Ω ~ 10MΩ の範囲にわたるインピーダンス値に対応し、広い範囲の各成分 (L, C, R) を測定
- 最大 100kHz の動作周波数
- 100Hz, 1kHz, 10kHz, 100kHz の各周波数でテスト
- 誤差 0.1% のインピーダンス精度
- 本質的に安定性の高いシグナル チェーン動作

## アプリケーション

- デジタル マルチメータ (DMM)
- インピーダンス / ベクトル ネットワーク アナライザ
- 半導体 製造
- 半導体 試験



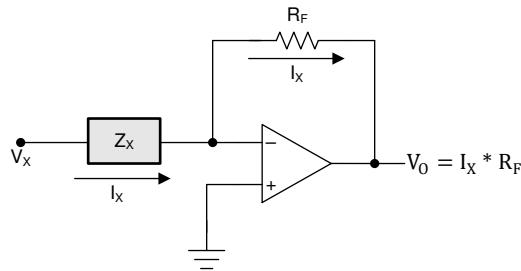
## 1 システムの説明

あらゆるテストや計測システムの目的は、被試験デバイス (DUT) をできるだけ単純な方法で測定しつつ、本来含まれる誤差よりも十分に小さい誤差しか測定系に持ち込まないことです。インピーダンス測定には、測定精度、回路の複雑さ、そして対応できる周波数範囲の間でそれぞれ異なるトレードオフを持つ、いくつかの既存手法があります。この設計では、広いインピーダンス測定範囲で良好な精度が得られ、しかも調整作業を必要としないため、オートバランス回路方式を採用しました。[表 1-1](#) は、一般的なインピーダンス測定手法の利点と欠点に加えて、それぞれの周波数範囲と典型的な用途をまとめています。

**表 1-1. インピーダンスの測定手法**

方法	利点	欠点	適用可能な周波数範囲	一般的なアプリケーション
プリッジ方式	<ul style="list-style-type: none"> <li>高精度</li> <li>さまざまなタイプのプリッジを使用する広い周波数範囲</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>手動バランスが必要</li> <li>単一プリッジ方式は対応できる周波数範囲が狭い</li> </ul>	DC～300 MHz	標準ラボ
共振方式	<ul style="list-style-type: none"> <li>高 Q 領域まで良好な Q 測定精度</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>チューニングが必要</li> <li>低インピーダンスの測定精度</li> </ul>	10kHz～70MHz	高 Q デバイス測定
ネットワーク解析手法	<ul style="list-style-type: none"> <li>広い周波数範囲に対応</li> <li>良好な精度</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>狭いインピーダンス測定範囲</li> </ul>	5Hz 以上	RF コンポーネントの測定
自動バランス方式 (このデザインで使用する方式)	<ul style="list-style-type: none"> <li>広範囲のインピーダンスで高精度</li> <li>接地されたデバイスの測定</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>高周波範囲は使用できません</li> </ul>	20Hz～120MHz	一般コンポーネントの測定

オートバランス方式は、20Hz～120MHz までの周波数範囲で、幅広いインピーダンス測定に非常に有用です。自動バランス技法は、[図 1-1](#) に示すようにオペアンプを使用します。



**図 1-1. 自動バランス回路アンプの構成**

この手法の基本的な考え方は、電流 ( $I_X$ ) を未知のインピーダンス ( $Z_X$ ) を介して電圧 ( $V_0$ ) に変換することです。未知のインピーダンス値は、そのインピーダンスに流れる電流値から求められます。アンプと回路の理想的でない特性は、LCR メーターの設計において非常に重要な役割を果たします。たとえば、アンプの反転入力の寄生容量により、 $R_F$  の値が大きくなる不安定性が発生します。この回路の安定性は、部品のタイプと、 $Z_X$  に使用される値の両方にも影響を受けます。この回路は、容量性インピーダンスを測定する場合に特に不安定になりやすいです。この設計では、多経路の容量補償方式を用いて、こうした安定性の問題に対処しています。この設計は、最大 100kHz までテストされた LCR メーターのアナログ信号チェーンを示しています。

## 1.1 主なシステム仕様

表 1-2. 主なシステム仕様

パラメータ	仕様
抵抗範囲	1Ω～10MΩ
静電容量範囲	1.76pF～1.59mF
インダクタンス範囲	2.59μH～1432H
動作周波数	100 Hz、1 kHz、10 kHz、100 kHz
$R_G - R_F$ 設定	100Ω、5kΩ、100kΩ
最高精度 (%)	0.1%
電源	+/- 12V

## 2 システム概要

### 2.1 ブロック図

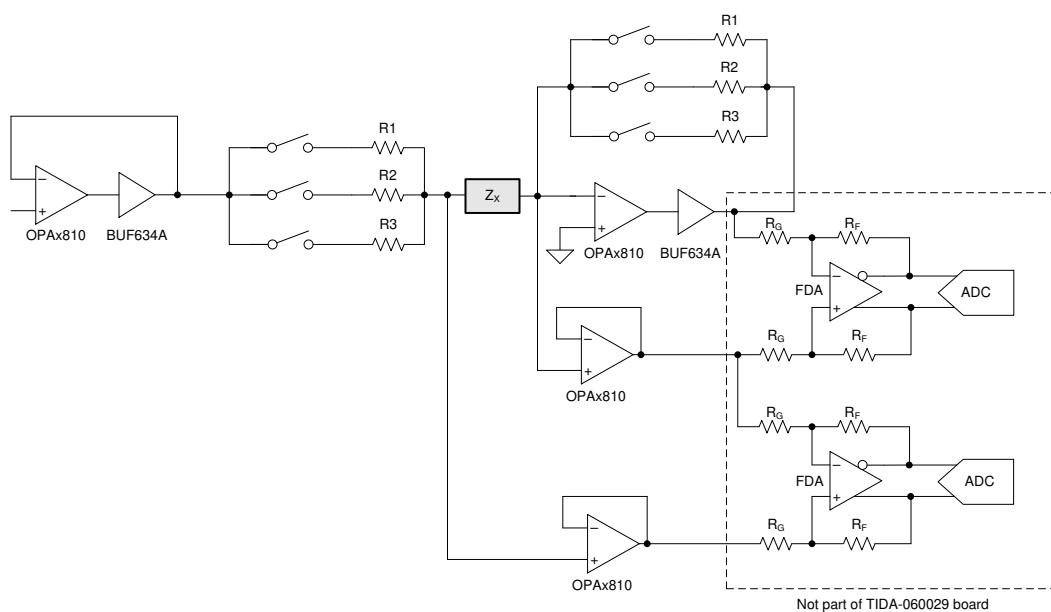


図 2-1. TIDA-060029 のブロック図

### 2.2 主な使用製品

#### 2.2.1 OPA2810

**OPA2810** は、デュアル チャネルで FET 入力の電圧帰還型オペアンプであり、入力バイアス電流は  $2\text{pA}$  と非常に小さいデバイスです。入力バイアス電流が極めて小さいことは、この用途で非常に有用です。というのも、この電流は未知のインピーダンスを流れることになり、そのインピーダンスは最大で  $10\text{M}\Omega$  に達する可能性があるためです。OPA2810 は、ユニティゲインで安定動作し、小信号ユニティゲイン帯域幅は  $105\text{MHz}$  です。さらに、低静止電流でありながら、優れた DC 精度と動的 AC 特性を備えています。このデバイスの DC 開ループゲインは  $120\text{dB}$  です。ゲイン帯域幅積 (GBW) が  $70\text{MHz}$  の OPA2810 は、 $100\text{kHz}$  未満のすべての周波数で  $60\text{dB}$  を超える AOL を持っています。オペアンプの AOL が高いほど測定誤差は小さくなります。これは、AOL が大きくなるにつれて反転入力端子の電圧がゼロに近づくためです。したがって、この仕様はこのデバイスがこの用途に適している理由となる、非常に重要な特性です。OPA2810 の電源電圧は  $\pm 13.5\text{V}$  まで対応しています。この高電圧動作により、LCR メータの信号チェーンで歪み性能を最適化できます。このアンプの電圧ノイズは  $6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  です。

#### 2.2.2 BUF634A

**BUF634A** は高速、広帯域のユニティゲイン バッファです。 $100\text{mA}$  から  $250\text{mA}$  への出力電流能力を高めるために、OPA2810 と組み合わせて複合ループで使用されます。BUF634A には、 $35\text{MHz}$  と  $210\text{MHz}$  の 2 つの帯域幅オプションがあります。このアプリケーションでの使用はオプションです。

## 2.3 設計上の考慮事項

### 2.3.1 既存のアーキテクチャ

この設計の基本的な概念は、 $Z_X$  を流れる電流を  $R_F$  の増幅係数を使用して電圧に変換することです。アンプ A2 の出力は 式 1 で示されます

$$V_O = \left( -\frac{R_F}{Z_X} \right) * V_{IN} \quad (1)$$

$R_F$  が判明している場合、式 1 を使用して  $Z_X$  を推定できます。図 2-2 に、このアーキテクチャを示します。

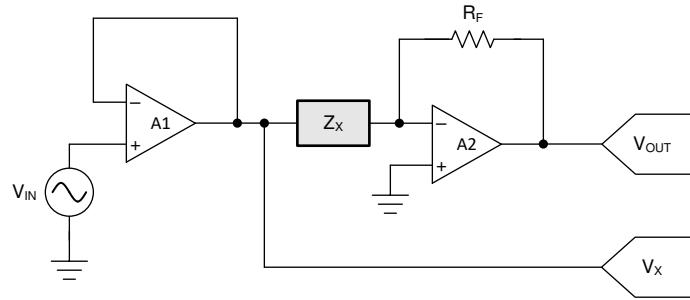


図 2-2. 基本的なインピーダンス測定回路

この方法では、図 2-6 に示すように、 $R_F$  の複数の値を使用して、さまざまなインピーダンス範囲を実現できます。この方法で複数の  $R_F$  値を使用することで、精度が向上します。

#### 2.3.1.1 回路の安定性の問題

図 2-3 に示すように、未知のインピーダンスが容量性の場合、帰還伝達関数は式 2 を使用して計算できます。

$$\frac{1}{\beta} = \frac{V_O}{V_F} = 1 + R_F * C_X * S \quad (2)$$

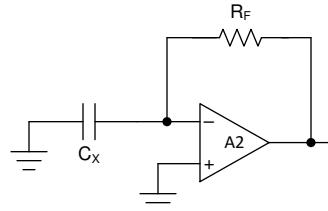


図 2-3. コンデンサ測定回路

伝達関数は、 $1/\beta$  にゼロが形成されることを示しています。このゼロ点の周波数は、式 3 を用いて計算できます。

$$\omega_Z = \frac{1}{R_F * C_X} \quad (3)$$

ゼロ周波数は未知の容量  $C_X$  に依存することがわかります。図 2-4 では、 $A\omega\beta$  の閉鎖速度は  $40\text{dB/dec}$  であることがわかります。ゼロ点の周波数が  $f_{CL}$  より 1 枝以上低い場合、位相マージンがゼロになり、回路は不安定になります。

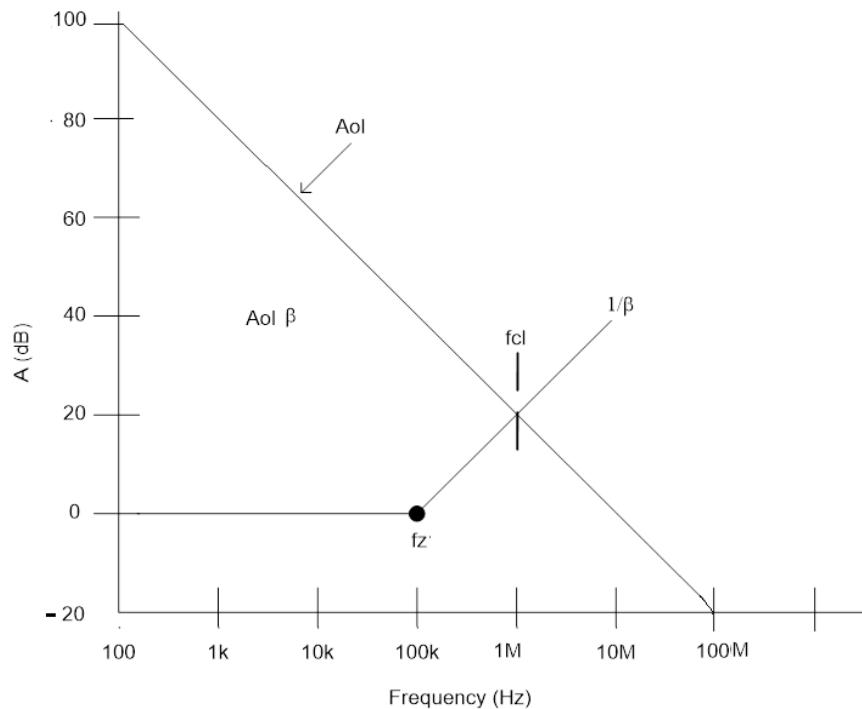


図 2-4. コンデンサ測定のボード線図

### 2.3.1.2 既存アーキテクチャのソリューション (補償コンデンサ)

回路の不安定性の問題は、図 2-5 に示すように、 $R_F$  と並列に接続する補償コンデンサ  $C_F$  を使用して既存のアーキテクチャで解決されます。 $C_F$  に必要な値は、未知の容量  $C_X$  によっても変化します。したがって、 $Z_X$  の全範囲に対して回路を安定化できる  $C_F$  の単一値を見つけることは不可能になります。

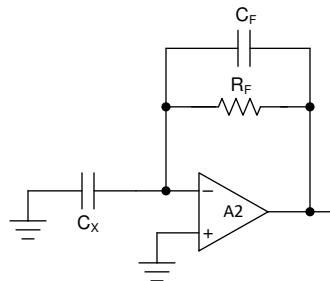


図 2-5. 補償コンデンサ付きのコンデンサ測定回路

### 2.3.2 提案デザイン

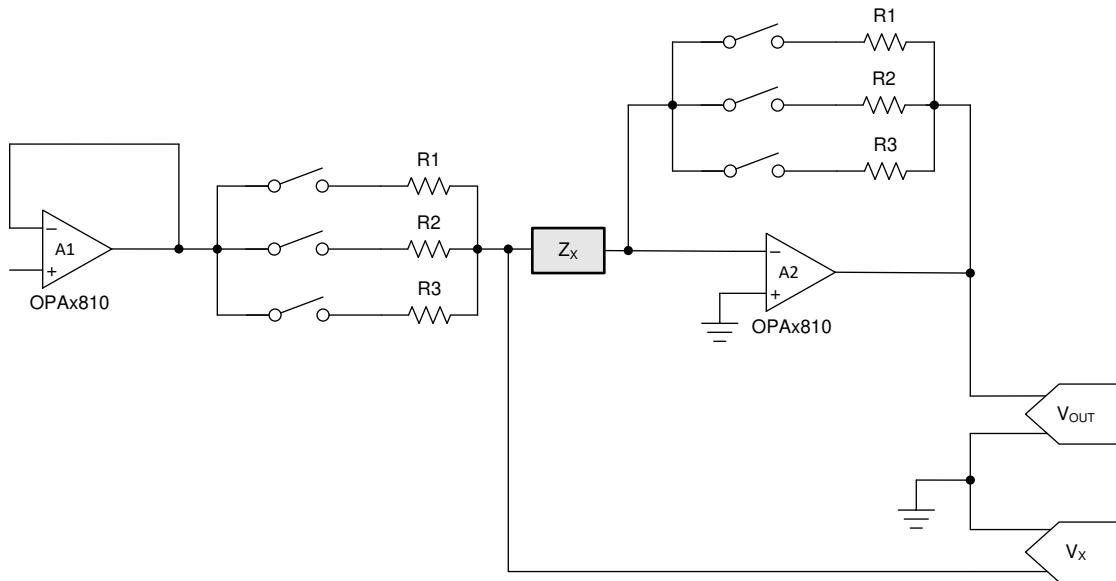


図 2-6. インピーダンス測定の設計

この手法では、インピーダンス  $Z_X$  の 3 つの範囲に対応するため、 $R_G - R_F$  の 3 種類の組み合わせ (図 2-6 では  $R1$ 、 $R2$ 、 $R3$  と表示) を選択します。この範囲を表 2-1 に示します。この手法のアーキテクチャは、前のセクションで説明した既存のアーキテクチャと非常によく似ています。唯一の違いは、 $R_G$  が  $Z_X$  に直列に追加されている点です。また、 $R_G$  の値は  $R_F$  と等しくなります。セクション 2.3.2.1 の安定性解析では、この種の設定の利点について説明しています。

#### 2.3.2.1 提案された設計の安定性分析

測定する未知のインピーダンスが容量性 ( $C_X$ ) の場合、図 2-3 に示す回路が形成されます。 $V_F$  の伝達関数は式 4 に示されています。

$$\frac{V_F}{V_O} = \frac{1}{\beta} = \frac{1 + R_F * C_X * S}{1 + (R_F + R_G) * C_X * S} \quad (4)$$

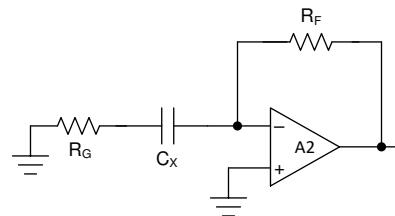


図 2-7. 直列抵抗による静電容量性測定

式 2 と比較して、式 4 には  $R_G$  が存在するため、フィードバックパスにポール ゼロの組み合わせが存在することが示されています。 $1/\beta$  におけるゼロ周波数と極周波数は以下で求められます

$$\omega_Z = \frac{1}{(R_F + R_G) * C_X} \quad (5)$$

$$\omega_P = \frac{1}{R_G * C_X} \quad (6)$$

ポール周波数とゼロ周波数は、すべての  $R_G - R_F$  設定で  $R_G$  が  $R_F$  と等しいため、関  $\omega_P = 2 * \omega_Z$  の関係になります。

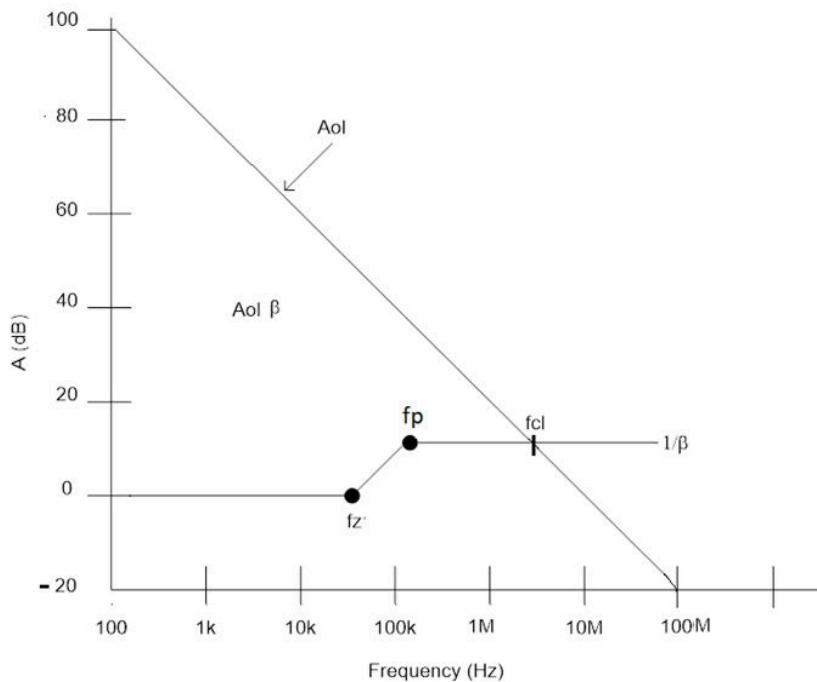


図 2-8. 直列抵抗による静電容量測定のボード線図

これにより、固有のポールでゼロを打ち消すという利点があります。図 2-8 は、ほとんどすべての  $C_X$  において、 $A_{ol}\beta$  の開ループ率が  $20\text{dB/dec}$  であることを示しています。この事実の例外は、 $f_{CL}$  が  $f_z$  と  $f_p$  の間にあります。 $R_G$ - $R_F$  設定は、この状況を回避するように選択されます。これにより、 $\omega_p = 2 * \omega_z$  が  $C_X$  の値から独立しているという、この設計の重要な係数が実現します。測定は、以下に説明する 2 つの方法で行うことができます

#### 2.3.2.1.1 A2 の反転ノードでの電圧測定なし

この測定方法では、A2 の反転入力ノードは測定されません。この測定方法の前提是、A2 の反転入力ノードが非反転入力ノードと等しいため、0V であるという点です。このケースは、A2 の  $A_{ol}$  が無限大である理想的なシナリオでのみ可能である。ただし、オペアンプの開ループゲインは有限なため、A2 の反転ノードには常に多少の電圧が発生します。この電圧は  $A_{ol}$  に反比例します。実用的なオペアンプでは周波数に対してゲイン減衰があるため、周波数が高くなると  $A_{ol}$  は大幅に減少します。これにより、高周波での測定方法が誤ったものになります。したがって、アンプの  $A_{ol}$  はこの測定方法で非常に重要な役割を果たすため、可能な限り高くする必要があります。図 2-9 は、この測定方法を説明します。

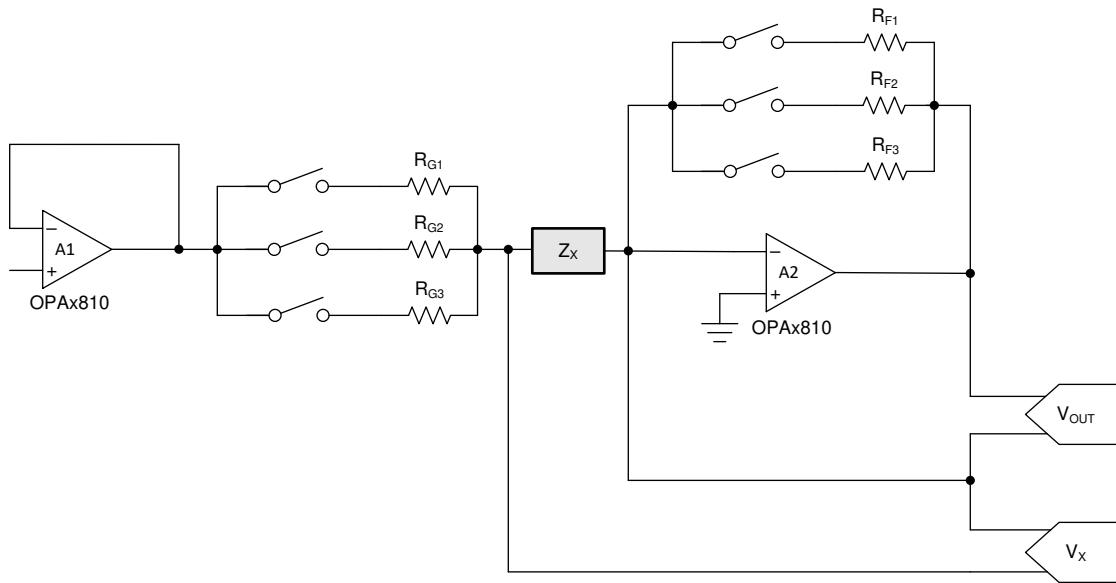


図 2-9. インピーダンス測定の方法 1

この方法はグランドを基準として両方の電圧を測定するため、シングルエンド ADC を使用してデータを取得できます。

### 2.3.2.1.2 A2 の反転ノードで電圧を測定する場合

図 2-6 に、 $Z_x$  と  $R_F$  の両方の電圧差を測定する方法を示します。

この方法では、 $A_2$  の反転ノードの電圧による誤差を打ち消すことができます。 $Z_x$  と  $R_F$  両端の電圧を測定するため、この方法では、データ収集に差動 ADC を使用する必要があります。この設計では、両方の手法の精度を検証したところ、提案されている動作周波数範囲において同等であることが確認されました。OPA2810 の  $A_{ol}$  の値が高い (60dB 超) ことによって、この性能が決まります。

### 2.3.2.2 $R_G = R_F$ の設定と各インピーダンス範囲

表 2-1 に、 $R_G - R_F$  と周波数設定に関する各種部品の範囲を示します。

表 2-1. 各インピーダンス範囲の基板設定

パラメータ		$R_G = R_F$ 設定		
周波数 (Hz)	部品	100Ω	5kΩ	100kΩ
100	R	1Ω~900Ω	500Ω~50kΩ	10kΩ~10MΩ
	L	1.59mH~2.38H	2.27H~79.5H	72.9H~1432H
	C	1.05μF~1.59mF	31.78nF~1.11μF	1.76nF~34.7nF
1k	R	1Ω~900Ω	500Ω~50kΩ	10kΩ~10MΩ
	L	159μH~238mH	227mH~7.95H	7.29H~143.23H
	C	106nF~159μF	3.178nF~111nF	176pF~3.47nF
10k	R	1Ω~900Ω	500Ω~50kΩ	10kΩ~10MΩ
	L	25.9μH~23.8mH	22.6mH~795mH	729mH~14.3H
	C	10.6nF~15.9μF	317.8pF~11.1nF	17.6pF~347pF
100k	R	1Ω~900Ω	500Ω~50kΩ	10kΩ~10MΩ
	L	2.59μH~2.38mH	2.26mH~79.6mH	72mH~1.43H
	C	1.06nF~1.59μF	31.78pF~1.11nF	1.76pF~34.7pF

100kΩ 設定では、反転ピンの寄生コンデンサにより回路が不安定になる可能性があります。この問題を克服するために、 $R_F = 100kΩ$  と並列に 5 つの pF コンデンサを追加します。

### 2.3.2.3 インピーダンス測定手順

インピーダンス測定手順には、次のような 4 種類の較正測定から構成される 1 回限りの較正手順が含まれています：

1. 短絡較正
2. インピーダンス較正
3. 100k 設定較正
4. オープン較正

動作する 4 つの周波数すべてで、一度だけ較正を実施しておく必要がある点に注意してください。また、 $R_F$  の較正されたすべての値は位相量であり、位相は未知のインピーダンスを推定するために使用されます。

#### 2.3.2.3.1 短絡較正

この較正では、 $Z_X$  を短絡し、 $V_O$  と  $V_{IN}$  の比を測定します。この測定値を  $G_{CAL}$  と呼びます

$$G_{CAL} = \frac{V_O}{V_{IN}} \quad (7)$$

ここで  $V_{IN}$  は、 $R_G$  と  $Z_X$  の両端にかかる電圧です。 $V_{IN}$  を測定するには、 $R_{41}$  を取り外し、 $R_{42}$  に  $0\Omega$  の抵抗を追加する必要があります。その他のすべての測定では、デフォルト構成を使用する必要があります。この較正は、次のステップで参照するように、 $R_G = R_F = 100k$  設定でのみ必要です。

#### 2.3.2.3.2 インピーダンス較正

この較正では、既知の  $500\Omega$  の抵抗を  $Z_X$  として使用します。 $V_O$  は以下で求められます：

$$V_O = \left( -\frac{R_F}{500} \right) * V_{IN} \quad (8)$$

この較正を使用して、 $100\Omega$  設定と  $5k\Omega$  設定の両方における  $R_F$  の正確な値を計算します。 $100\Omega$  と  $5k\Omega$  の  $R_G = R_F$  設定のどちらでも可能な限り高い較正精度を得るため、既知抵抗 ( $R_{CAL}$ ) の値は  $500\Omega$  に選定されています。 $R_{CAL}$  には他の値を使用できます。ただし、 $R_{CAL}$  の精度は較正精度に直接影響します。

#### 2.3.2.3.3 100k 設定較正

この較正プロセスでは、最初のステップは  $R_G = 100k\Omega$ 、 $R_F = 5k\Omega$  に設定し、 $Z_X$  を短絡することです。その結果、次のようにになります：

$$G_1 = -\frac{R_F}{R_G} \quad (9)$$

$G_1$  は測定ゲイン、 $R_F$  は前の手順で得られた  $5k\Omega$  の較正值です。これを使って、 $R_G = 100k\Omega$  の較正值を求めることができます。 $R_G = 100k\Omega$  の較正を行った後、これを使用して、短い較正ステップから  $G_{CAL}$  を使って  $R_F = 100k\Omega$  を較正できます。このようにして、3 つのすべての設定で  $R_F$  の較正済み値を得ました。

#### 2.3.2.3.4 オープン較正

この較正では、 $Z_X$  は開いたままになります。 $G_O$  は次の式で与えられます。

$$G_O = -\frac{R_F}{Z_O} \quad (10)$$

ここで、 $Z_O$  は開路インピーダンスです。この較正が重要になるのは、高周波領域において、 $Z_X$  と並列に存在する寄生容量が測定値に大きな影響を及ぼすほど大きくなる場合です。

### 2.3.2.3.5 計算

未知のインピーダンス値を推定するには、式 11 を使用します。 $Z_X$  は未知のインピーダンス、 $V_X$  は  $Z_X$  両端の電圧、 $V_O$  は  $R_F$  両端の電圧です。

$$\frac{V_O}{V_X} = -\frac{R_F}{Z_X} \quad (11)$$

$R_F$  の較正値はすべての設定で既知であるため、 $Z_X$  は以下で求めることができます。

### 2.3.2.3.6 $Z_X$ で補正

$Z_X$  は、実際の未知のインピーダンスと  $Z_O$  (開路インピーダンス) の並列組み合わせによって形成される実効インピーダンスであることに注意してください。次に、未知のインピーダンスの実際の値を  $Z_X'$  とします

$$Z_X = Z_O \parallel Z_X' \quad (12)$$

$Z_X$  と  $Z_O$  の両方が既知であるため、 $Z_X'$  は式 13 を用いて求めることができます。

$$Z_X' = \frac{Z_O - Z_X}{Z_O * Z_X} \quad (13)$$

すべてのインピーダンスはフェーザ量であるため、減算はフェーザ減算になることに注意してください。

### 2.3.2.3.7 データ収集と処理

電圧は 2 チャネル差動 ADC を使って取得され、以下の形式で処理されます。この用途で測定する任意の電圧の大きさと位相を得るために、次の 2 つの手順をソフトウェアで実装できます：

1. 信号を、位相 0 度、振幅 1 の矩形波と乗算して変調し、その結果の信号の平均値を取得
2. 信号を、位相 90 度、振幅 1 の矩形波と乗算して変調し、その結果の信号の平均値を取得

### 2.3.2.3.8 数学的説明

$V = V_O * \sin(\omega_t + \alpha)$  を任意の信号とし、 $0^\circ$  の位相でユニティ振幅の方形波を乗算すると、結果の出力は図 2-10 に示すようになります。

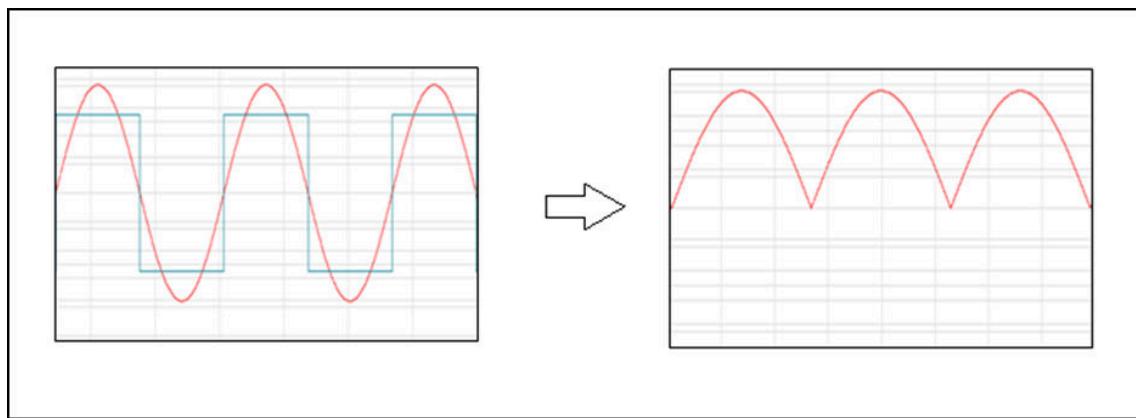


図 2-10. 方形波変調

出力の平均値を  $V_1$  とします。

$$V_1 = k * V_O * \cos(\alpha) \quad (14)$$

同様に、 $V$  に  $90^\circ$  の位相の方形波を掛けると、結果の出力は図 2-11 に示すようになります。

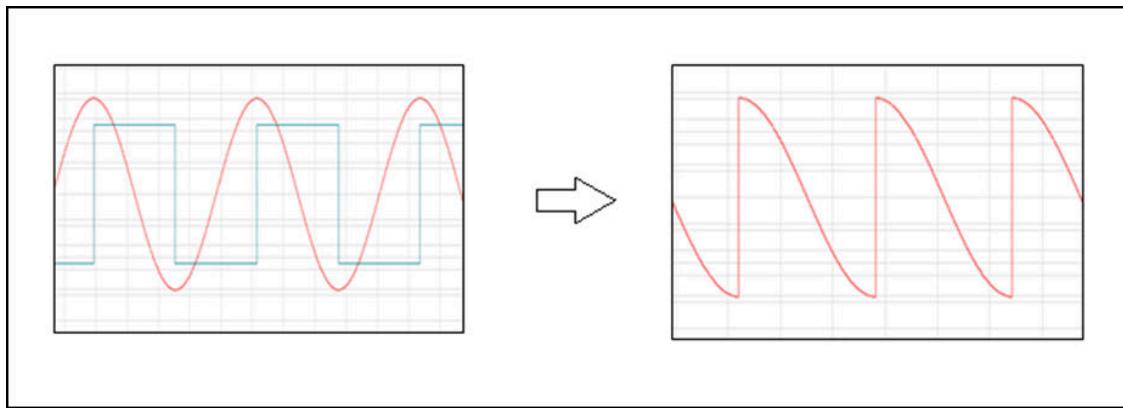


図 2-11. 90° 位相の方形波変調

出力の平均値を  $V_2$  とします。

$$V_2 = k * V_0 * \sin(\alpha) \quad (15)$$

ここで、 $k$  は  $4/\pi$  に等しくなっています。

式 16 と式 17 を使うことで以下が得られます

$$|V| = \text{Average of } V = \sqrt{V_1^2 + V_2^2} \quad (16)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{V_2}{V_1} \right) \quad (17)$$

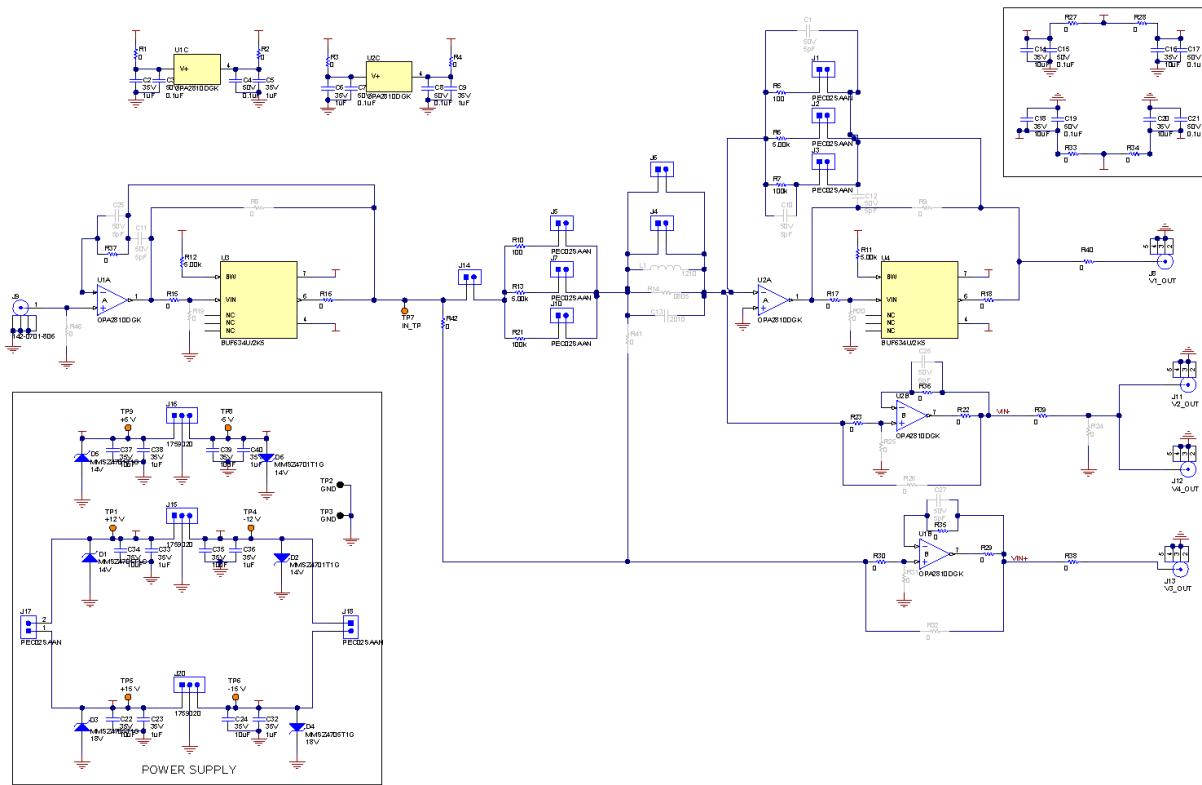
このようにして、任意の信号  $V$  の大きさ  $|V|$  と位相  $\alpha$  の両方が求められます。

### 3 ハードウェア、ソフトウェア、テスト要件、テスト結果

#### 3.1 必要なハードウェアとソフトウェア

##### 3.1.1 ハードウェア

図 3-1 および図 3-2 に、TIDA-060029 基板の回路図と基板の接続を示します。



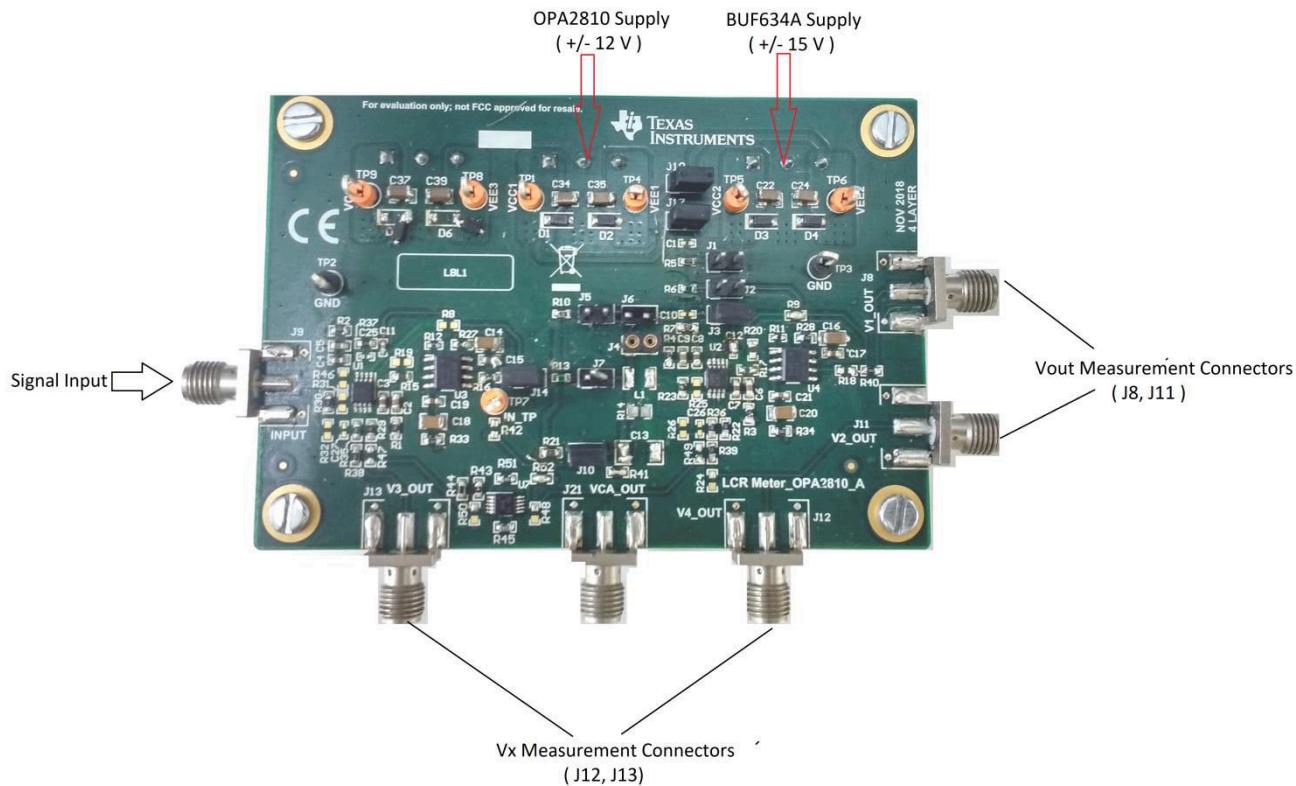


図 3-2. ボードの接続

表 3-1. コネクタの詳細

コネクタ	説明
J1, J2, J3, J5, J7, J10	$R_G = R_F$ 設定のコネクタ
J6	オフセット較正コネクタ
J14	オフセット較正コネクタ
J15	OPA2810 電源
J20	BUF634 電源
J16	VCA 821 の電源
J17, J18	J15 と J20 の間のジャンパ
J9	入力コネクタ
J12, J13	$V_x$ 測定コネクタ
J8, J11	$V_{OUT}$ 測定コネクタ

## 3.2 テストと結果

### 3.2.1 テスト設定

1. ジャンパ J6 を短絡に設定します。ジャンパ J6 はオフセット較正用であり、この設計では使用されていないことに注意します。
2. 必要な  $R_G - R_F$  の設定に応じて、J1、J2、J3 の間のジャンパの 1 つは、常に短絡させます。これにより、U2A の飽和が防止されます。
3.  $\pm 12V$  電源と  $\pm 15V$  電源の両方を、それぞれ J15 と J20 に接続します。
4. 必要な  $R_G - R_F$  設定を設定します。[表 2-1](#) および [表 3-2](#) を参照して、目的の接続を決定および設定します。
5. [セクション 2.3.2.3](#) に説明されている較正手順に従って、4 つの周波数すべてで各設定の較正を行います。必要な較正に従って接続を行うために [表 3-2](#) を使用します。
6. 較正結果を使用して、[セクション 2.3.2.3](#) で説明されているように、未知のインピーダンスを推定します。

基板上のさまざまな接続の構成を [表 3-1](#) に示します

**表 3-2. コネクタ構成**

条件	コネクタの構成					
短絡較正	J6 = 短絡、R41 = 開放、R42 = 短絡					
オープン較正	J6 = オープン					
インピーダンス較正	J6 = オープン					
$R_G = R_F = 100$ 設定	J1	J2	J3	J5	J7	J10
	短絡	オープン	オープン	短絡	オープン	オープン
$R_G = R_F = 5k$ 設定	J1	J2	J3	J5	J7	J10
	オープン	短絡	オープン	オープン	短絡	オープン
$R_G = R_F = 100k$ 設定	J1	J2	J3	J5	J7	J10
	オープン	オープン	短絡	オープン	オープン	短絡

[表 3-3](#) に、コネクタの推奨動作電圧を示します。

**表 3-3. 動作電圧**

説明	推奨電圧
OPA2810 電源 (J15)	$\pm 12V$
BUF634A 電源 (J20)	$\pm 15V$
VCA 電源 (J16) (未使用)	$\pm 5V$

### 3.2.2 テスト結果

次の例では、未知の容量性インピーダンスの測定手順を詳しく示しています。

部品:  $C = 100nF$

$C$  測定値 = 99.472nF

テストの周波数 = 1kHz

$R_G = R_F$  設定 = 100 $\Omega$

$R_F$  の較正值 = 99.97686

$R_F/Z_X = 0.062412398$  および  $\alpha = 90.125^\circ$  (比の位相)

したがって、 $Z_X = 1601.875005$ 、 $\theta_X = 90.125^\circ$ となります

$$X_C = Z_X * \sin(\theta_X) \quad (18)$$

$$X_C = 1601.875 * \sin(-90.125) \quad (19)$$

$$X_C = 160187 \quad (20)$$

$$C = \frac{1}{2 * \pi * f * X_C} \quad (21)$$

式 21 を使用すると、 $C = 99.3556\text{nF}$  です

$$\% Error = \frac{(99.472 - 99.356) * 100}{99.472} \quad (22)$$

そのため、% 誤差 = 0.116% となります

他のすべての部品は同じ方法で測定されます。表 3-4 に、結果を示します。

なお、誤差は Keysight Technologies 社の E4980A Precision LCR Meter によって推定された値を基準に推定されています。テストでは、 $3.6\text{V}_{\text{pp}}$  の入力を使用し、THS4551 と ADS9224R を利用した別の基板で結果を測定しました。

**表 3-4. ボード測定結果**

パラメータ		RG = RF 設定					
周波数 (Hz)	部品	100Ω	エラー(%)	5kΩ	エラー(%)	100kΩ	エラー(%)
100	R	1Ω ~ 900Ω	0.74	500Ω ~ 50kΩ	0.11	10kΩ ~ 10MΩ	0.3
	L	1.59mH - 2.38H	1.18	2.27H - 79.5H	-	72.9H - 1432H	-
	C	1.05μF - 1.59mF	3	31.78nF - 1.11μF	0.62	1.76nF - 34.7nF	0.36
1k	R	1Ω ~ 900Ω	0.72	500Ω ~ 50kΩ	0.12	10kΩ ~ 10MΩ	0.56
	L	159μH - 238mH	0.47	227mH - 7.95H	-	7.29H - 143.23H	-
	C	106nF - 159μF	0.12	3.178nF - 111nF	0.39	176pF - 3.47nF	0.1
10k	R	1Ω ~ 900Ω	0.71	500Ω ~ 50kΩ	0.12	10kΩ ~ 10MΩ	2.49
	L	25.9μH - 23.8mH	0.57	22.6mH - 795mH	1.81	729mH - 14.3H	-
	C	10.6nF - 15.9μF	0.94	317.8pF - 11.1nF	0.4	17.6pF - 347pF	0.22
100k	R	1Ω ~ 900Ω	0.47	500Ω ~ 50kΩ	0.87	10kΩ ~ 10MΩ	14
	L	2.59μH - 2.38mH	0.71	2.26mH - 79.6mH	4.8	72mH - 1.43H	-
	C	1.06nF - 1.59μF	0.17	31.78pF - 1.11nF	1.8	1.76pF - 34.7pF	5.5

## 4 デザイン ファイル

### 4.1 回路図

回路図をダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

### 4.2 部品表

部品表 (BOM) をダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

### 4.3 PCB レイアウトに関する推奨事項

この設計は、[OPA2810 データシート](#)の「レイアウト」セクションにあるガイドラインに従っています。

#### 4.3.1 レイアウトプリント

レイヤ プロットをダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

### 4.4 Altium プロジェクト

Altium Designer® のプロジェクトファイルをダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

### 4.5 ガーバー ファイル

ガーバー ファイルをダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

### 4.6 アセンブリの図面

アセンブリの図面をダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

## 5 ソフトウェア ファイル

ソフトウェア ファイルをダウンロードするには、[TIDA-60029](#) のデザイン ファイルを参照してください。

## 6 関連資料

1. テキサス インスツルメンツ、[OPA2810 デュアル チャネル, 27V、レール ツー レール入出力、FET 入力のオペアンプ データシート](#)
2. テキサス インスツルメンツ、[BUF634A 36-V, 210MHz, 250mA 出力、高速バッファ データシート](#)

### 6.1 商標

TI E2E™ is a trademark of Texas Instruments.

Altium Designer® is a registered trademark of Altium LLC or its affiliated companies.

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

### 6.2 サード・パーティ製品に関する免責事項

サード・パーティ製品またはサービスに関するテキサス・インスツルメンツの出版物は、単独またはテキサス・インスツルメンツの製品、サービスと一緒に提供される場合に関係なく、サード・パーティ製品またはサービスの適合性に関する是認、サード・パーティ製品またはサービスの是認の表明を意味するものではありません。

## 7 改訂履歴

資料番号末尾の英字は改訂を表しています。その改訂履歴は英語版に準じています。

<b>Changes from Revision A (20200901) to Revision B (December 2021)</b>	<b>Page</b>
• Xc = 1599.99 を Xc = 1601.87 に更新.....	15

<b>Changes from Revision * (June 2020) to Revision A (September 2020)</b>	<b>Page</b>
• 直列抵抗による容量性測定の画像を変更.....	7
• 方形波変調の画像を変更.....	11

## 重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の默示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含むいかなる保証も、明示的または默示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとします。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](#) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2025, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月