

Analog Engineer's Circuit

# ハイサイドリファレンスと2つのIDAC電流源を使用した3線式PT100 RTD測定回路



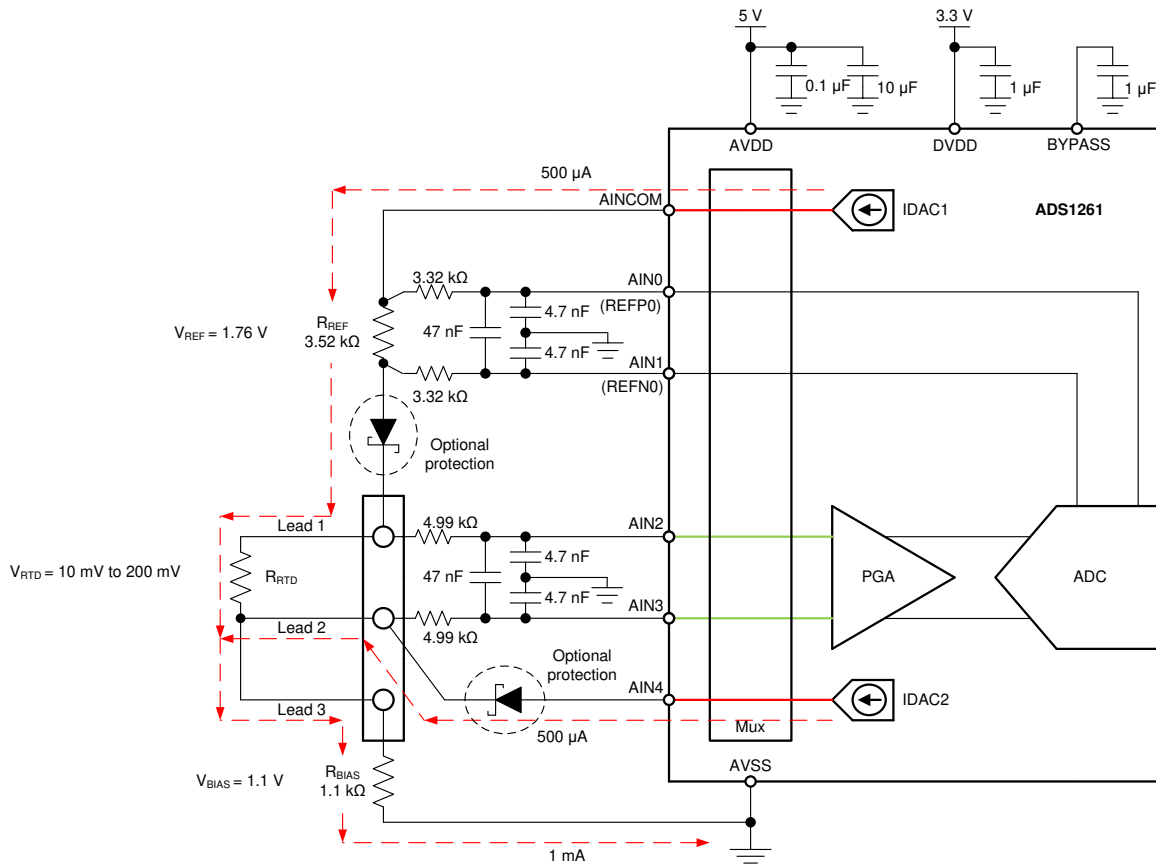
Joseph Wu and Chris Hall

電源

AVDD	AVSS, DGND	DVDD
5V	0V	3.3V

設計の説明

本書では、[ADS1261](#)を使用した3線式RTD用温度測定回路について説明します。この設計は、特性がそろった2つの励起電流源を使ったハイサイドリファレンスによるPT100 RTD (温度測定範囲:-200°C~850°C) 用レシオメトリック測定を採用しています。この設計には、ADC構成レジスタ設定と、デバイスの構成と読み出しを行うための疑似コードが含まれます。この回路は、PLC用アナログ入力モジュール、ラボおよびフィールド用計測機器、ファクトリオートメーションおよび制御などの用途に使用できます。各種のRTD配線構成で高精度のADC測定を行う方法の詳細については、『[RTD測定に関する基本的なガイド](#)』を参照してください。



## デザイン ノート

- アナログ電源とデジタル電源の両方に電源デカップリング コンデンサを使用します。0.1μF と 10μF のコンデンサを AVDD と AVSS (グラウンド) の間に配置します。1μF のコンデンサを DVDD とグラウンド プレーンの間に接続します。1μF のコンデンサを BYPASS とグラウンド プレーンの間に接続します。電源に関する推奨事項の詳細については、『[ADS126x 高精度、5 チャネルおよび 10 チャネル、40kSPS、24 ビット、PGA およびモニタ付きのデルタ シグマ ADC](#)』データシートを参照してください。
- 励起電流を入力フィルタ抵抗に流さないでください (ADC 入力と IDAC 電流源の出力に同じピンを使用しないでください)。励起電流により直列抵抗で電圧降下が生じ、測定誤差が増加します。
- IDAC 電流の内部基準電圧を有効にするため、REFOUT と REFCOM の間に 10μF のコンデンサが必要です。
- 精度が高くドリフトが小さい高精度基準抵抗を使用します。測定はレシオメトリックであるため、精度はこの基準抵抗の誤差で決まります。0.01% 精度の抵抗を使うと、ADC と同等のゲイン誤差を実現できます。
- 可能な場合、入力フィルタには COG (NPO) セラミック コンデンサを使用します。このコンデンサに使用されている誘電体は、電圧、周波数、温度の変化に対して最も安定した電気的特性を備えています。
- 標準のコンデンサ値と 1% の抵抗値を採用して、ADC 入力とリファレンス入力の入力フィルタ定数を選択します。これらのフィルタの設計例および解析例については、『[ADS1148 および ADS1248 ファミリのデバイスを使用する RTD レシオメトリック測定およびフィルタリング](#)』を参照してください。
- この設計では、ADC マルチプレクサの 6 本の入力ピンへの接続を説明します。残りのアナログ入力は、その他の測定 (例: AC 励起によるブリッジ測定) に使用できます。
- 3 線式測定は、導線抵抗を相殺できるため、相当する 2 線式 RTD 測定より高精度です。この設計ではハイサイドリファレンスを使用するため、ローサイドリファレンスを使用した 3 線式 RTD 測定で生じる IDAC 電流のミスマッチによる誤差を大幅に低減できます。その他の RTD 配線構成の測定については、『[RTD 測定に関する基本的なガイド](#)』を参照してください。

## 部品選定

- RTD の動作範囲を確認します。

例えば、温度測定範囲が  $-200^{\circ}\text{C}$ ~ $850^{\circ}\text{C}$  の場合、PT100 RTD の範囲は約  $20\Omega$ ~ $400\Omega$  です。基準抵抗は RTD の最大値より大きくする必要があります。基準抵抗と PGA ゲインにより、正側フルスケール測定範囲が決まります。

- 導線抵抗の誤差を相殺するために、特性がそろった 2 つの IDAC 電流源を使用します。

特性がそろった 2 つの IDAC 電流源を使用して、導線抵抗を相殺します。導線 1 と導線 2 の抵抗が同じであり、かつ IDAC1 と IDAC2 の電流が同じであると仮定すると、導線抵抗の誤差は相殺されます。AIN2 と AIN3 での測定電圧で相殺が行われます。

IDAC1 は導線 1 を通して基準抵抗  $R_{\text{REF}}$  と RTD に電流を流し込みます。IDAC2 は導線 2 に電流を流し込みます。まず、回路に示す入力保護では電圧降下がないものと仮定します。AIN2 と AIN3 の電圧は以下の式で計算します。

$$V_{\text{AIN2}} = I_{\text{IDAC1}} \times (R_{\text{LEAD1}} + R_{\text{RTD}}) + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}})$$

$$V_{\text{AIN3}} = I_{\text{IDAC2}} \times R_{\text{LEAD2}} + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}})$$

ADC の測定値は AIN2 と AIN3 の差分であり、上記の式の減算に相当します。

$$V_{\text{AIN2}} - V_{\text{AIN3}} = \left[ I_{\text{IDAC1}} \times (R_{\text{LEAD1}} + R_{\text{RTD}} + R_{\text{BIAS}}) + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}}) \right] - \left[ I_{\text{IDAC2}} \times R_{\text{LEAD2}} + (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times (R_{\text{LEAD3}} + R_{\text{BIAS}}) \right]$$

次に、 $R_{\text{LEAD3}}$  と  $R_{\text{BIAS}}$  の項が消えます。

$$V_{\text{AIN2}} - V_{\text{AIN3}} = I_{\text{IDAC1}} \times (R_{\text{LEAD1}} + R_{\text{RTD}}) - I_{\text{IDAC2}} \times R_{\text{LEAD2}}$$

$R_{\text{LEAD1}}$  と  $R_{\text{LEAD2}}$  が等しく、かつ  $I_{\text{IDAC1}}$  と  $I_{\text{IDAC2}}$  が等しい場合 ( $I_{\text{IDAC}}$  となり)、導線抵抗の誤差は相殺され、次の式が残ります。

$$V_{\text{AIN2}} - V_{\text{AIN3}} = I_{\text{IDAC}} \times R_{\text{RTD}}$$

### 3. IDAC 励起電流と基準抵抗の値を決定します。

この設計では励起電流源を  $500\mu\text{A}$  とします。これにより、RTD の自己発熱を抑制すると同時に RTD 電圧の値を最大化します。RTD の自己発熱係数の一般的な範囲は、小型の薄膜素子で  $2.5\text{mW}/^\circ\text{C}$ 、大型の巻線素子で  $65\text{mW}/^\circ\text{C}$  です。励起電流  $500\mu\text{A}$ 、最大 RTD 抵抗値で、RTD の消費電力は  $0.4\text{mW}$  未満となり、自己発熱による測定誤差は  $0.005^\circ\text{C}$  未満に維持できます。

IDAC 電流量を選択した後、 $R_{\text{REF}} = 3.52\text{k}\Omega$  に設定します。 $500\mu\text{A}$  の励起電流を使用することで、基準電圧は  $1.76\text{V}$  に設定され、最大 RTD 電圧は  $200\text{mV}$  となります。これらの値により、最大 RTD 電圧を正側フルスケールレンジにほぼ一致させ、それを超えないように、PGA ゲインを  $8$  に設定します。

基準抵抗  $R_{\text{REF}}$  は、精度が高くドリフトが小さい精密抵抗にする必要があります。 $R_{\text{REF}}$  のすべての誤差は、同じ誤差を RTD 測定に反映させます。最高精度の基準電圧測定を実現するため、REFP ピンと REFN ピン (AIN0 と AIN1) はケルビン接続で  $R_{\text{REF}}$  抵抗に接続しています。これにより、基準抵抗測定で直列抵抗による誤差が生じないようにします。

ハイサイドリファレンスの場合、基準抵抗と RTD を流れる電流は同じであることに注意します。ローサイドリファレンスを使用した 3 線式 RTD 測定では、IDAC 電流のミスマッチが誤差の大きな要因になります。この設計では、ミスマッチは、導線抵抗の相殺でわずかな誤差となるだけで、RTD 測定の大きなゲイン誤差にはつながりません。

### 4. $R_{\text{BIAS}}$ を設定し、設計が ADC の動作範囲内であることを確認します。

基準抵抗、IDAC 電流量、ADC ゲインを設定した後、 $R_{\text{BIAS}}$  抵抗を選択し、入力測定のバイアス電圧を設定します。通常、入力が中間電源電圧になるように  $R_{\text{BIAS}}$  を選択します。しかし、回路で使用する基準抵抗、RTD 抵抗、バイアス抵抗、オプションの入力保護による電圧降下の合計値は大きくなります。 $R_{\text{BIAS}}$  の入力オフセットは、RTD の測定電圧を PGA の入力範囲内に維持するのに十分な高さとしながらも、励起電流の出力ピン電圧が IDAC のコンプライアンス電圧範囲内に収まるよう、高くしすぎないことが重要です。

$R_{\text{BIAS}}$  を  $1.1\text{k}\Omega$  に設定して、この要件を満たします。最大 RTD 抵抗値  $400\Omega$  を用いて、次の式で ADC 入力電圧を計算します。導線の抵抗は小さいため、この計算では無視できます。

$$V_{\text{AIN2}} = (I_{\text{IDAC1}} \times R_{\text{RTD}}) + [(I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times R_{\text{BIAS}}] = 1.3\text{V}$$

$$V_{\text{AIN3}} = (I_{\text{IDAC1}} + I_{\text{IDAC2}}) \times R_{\text{BIAS}} = 1\text{mA} \times 1.1\text{k}\Omega = 1.1\text{V}$$

$$V_{\text{INMAX}} = 500\mu\text{A} \times 400\Omega = 200\text{mV}$$

まず、ゲインは  $8$  であり、 $V_{\text{AVDD}}$  は  $5\text{V}$ 、 $V_{\text{AVSS}}$  は  $0\text{V}$  であると仮定して、AIN2 と AIN3 が PGA の入力電圧の範囲内にあることを確認します。『ADS126x 高精度、5 チャンネルおよび 10 チャンネル、40kSPS、24 ビット、PGA およびモニタ付きのデルタ シグマ ADC』データシートに示すとおり、絶対入力電圧は次の要件を満たしている必要があります。

$$V_{\text{AVSS}} + 0.3\text{V} + [|V_{\text{INMAX}}| \times (\text{Gain} - 1) \div 2] < V_{\text{AIN2}}, V_{\text{AIN3}} < V_{\text{AVDD}} - 0.3\text{V} - [|V_{\text{INMAX}}| \times (\text{Gain} - 1) \div 2]$$

$$0.3\text{V} + [|0.2\text{V}| \times (8 - 1) \div 2] < V_{\text{AIN2}}, V_{\text{AIN3}} < 5\text{V} - 0.3\text{V} - [|0.2\text{V}| \times (8 - 1) \div 2]$$

$$1\text{V} < V_{\text{AIN2}}, V_{\text{AIN3}} < 4\text{V}$$

AIN3 と AIN2 で観測される最大および最小入力電圧 ( $1.1\text{V}$  と  $1.3\text{V}$ ) は  $1\text{V}$  と  $4\text{V}$  の間にあるため、入力電圧は PGA の動作範囲内にあります。

次に、IDAC 出力ピンの電圧がコンプライアンス電圧の範囲内にあることを確認します。次の式に示すとおり、RTD の電圧が最大するとき、IDAC 電流出力の電圧は最も高くなり、出力コンプライアンスによって最も制限されます。前述のとおり、導線抵抗の小さな電圧の寄与は無視できます。

$$V_{\text{IDAC1}} = V_{\text{BIAS}} + V_{\text{RTD}} + V_{\text{D}} + V_{\text{REF}}$$

$$V_{\text{IDAC1}} = 1\text{V} + 0.2\text{V} + 0.3\text{V} + 1.76\text{V} = 3.26\text{V}$$

最大 RTD 電圧は 200mV であり、入力保護ショットキー ダイオード ( $V_D$ ) の電圧降下は 300mV であると仮定します。

IDAC 電流のコンプライアンス範囲は、『[ADS126x 高精度、5 チャネルおよび 10 チャネル、40kSPS、24 ビット、PGA およびモニタ付きのデルタ シグマ ADC](#)』データシートの「電流源」セクションにある「電気的特性」表に記載されています。次の式で IDAC 電流のコンプライアンス範囲が与えられます。

$$AVSS < V_{IDAC1} < AVDD - 1.1V$$

この設計例では、AVDD が 5V であるため以下のように単純化できます。

$$0V < V_{IDAC1} < 3.9V$$

上記の式により、IDAC1 ピンの出力コンプライアンスを満たしています。IDAC2 ピンの電圧は IDAC1 の電圧より常に低くなるため、どちらの電流源もコンプライアンス範囲に収まります。

回路図にはオプションである 2 つの入力保護ダイオードが記載されています。この低  $V_F$  ダイオードは、IDAC 電流源を入力障害から保護するためのものであり、直列抵抗で置き換えることができます。直列抵抗を使用する場合、IDAC 出力ピンのコンプライアンス電圧を確認する式で、追加されたダイオード電圧 (0.3V) を新しい直列抵抗での  $I_{IDAC}$  による電圧降下に置き換えます。

続いて、基準電圧が ADC の基準電圧入力範囲内であることを確認します。ADS1261 の差動リファレンス入力電圧範囲については、『[ADS126x 高精度、5 チャネルおよび 10 チャネル、40kSPS、24 ビット、PGA およびモニタ付きのデルタ シグマ ADC](#)』データシートの「推奨動作条件」に記載されている次の式で示しています。

$$0.9V < V_{REFP} - V_{REFN} < AVDD - AVSS$$

$$0.9V < 1.76V < 5V$$

また、正負のリファレンス入力電圧の絶対値を以下の式で確認します。計算値は、基準電圧が ADC リファレンスの入力範囲内にあることを示しています。

$$AVSS - 0.05V < V_{REFN} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D < V_{REFP} - 0.9V$$

$$-0.05V < 1.5V < 4.1V$$

$$V_{REFN} < V_{REFP} = V_{BIAS} + V_{RTD} + V_D + V_{REF} < AVDD + 0.05V$$

$$1.5V < 3.26V < 5.05V$$

#### 5. ADC 入力とリファレンス入力の差動および同相フィルタの値を選択します。

この設計には、差動および同相入力 RC フィルタが含まれます。差動入力フィルタの帯域幅は、ADC のデータレートの 10 倍以上に設定します。同相コンデンサは、差動コンデンサの値の 1/10 になるように選択します。コンデンサの選択に起因して、同相入力フィルタの帯域幅は差動入力フィルタの帯域幅より約 20 倍広くなります。直列フィルタ抵抗がある程度の入力保護の役割を果たすとはいえ、ADC が正常に入力をサンプリングできるように入力抵抗を 10kΩ 未満に維持します。

入力フィルタにより、同相信号より低い周波数の差動信号は減衰され、デバイスの PGA によって大幅に除去されます。同相コンデンサのミスマッチにより非対称ノイズ減衰が生じ、差動入力ノイズとして表れます。差動信号の帯域幅を狭くすることで、入力同相コンデンサのミスマッチの影響を低減できます。ADC 入力とリファレンス入力の入力フィルタは、同じ帯域幅に設計します。

この設計では、ADS1261 の低レイテンシ フィルタを使用して、データレートを 20SPS に選択しています。このフィルタにより、シングルサイクル セトリングの低ノイズ測定と、50Hz および 60Hz ライン ノイズ除去機能が実現できます。ADC 入力フィルタの場合、差動および同相フィルタの帯域幅周波数は以下の式で近似されます。

$$f_{IN\_DIFF} = 1 \div [2 \times \pi \times C_{IN\_DIFF} (R_{RTD} + 2 \times R_{IN})]$$

$$f_{IN\_CM} = 1 \div [2 \times \pi \times C_{IN\_CM} (R_{RTD} + R_{IN} + R_{BIAS})]$$

ADC 入力フィルタの場合、 $R_{IN} = 4.99k\Omega$ 、 $C_{IN\_DIFF} = 47nF$ 、 $C_{IN\_CM} = 4.7nF$  です。これにより差動フィルタの帯域幅は **330Hz**、同相フィルタの帯域幅は **5.4kHz** に設定されます。

同様に、リファレンス入力フィルタの帯域幅は以下の式で近似されます。

$$f_{REF\_DIFF} = 1 \div [2 \times \pi \times C_{REF\_DIFF} \times (R_{REF} + 2 \times R_{IN\_REF})]$$

$$f_{REF\_CM} = 1 / \{2 \times \pi \times C_{REF\_CM} \times [R_{IN\_REF} + (\frac{1}{2} \times R_{REF}) + R_{RTD} + R_{BIAS}]\}$$

リファレンス入力フィルタの場合、 $R_{IN\_REF} = 3.32k\Omega$ 、 $C_{REF\_DIFF} = 47nF$ 、 $C_{REF\_CM} = 4.7nF$  です。これにより差動フィルタの帯域幅は **330Hz**、同相フィルタの帯域幅は **5.3kHz** に設定されます。ADC 入力フィルタとリファレンス入力フィルタの帯域幅を一致させることができるとは限りませんが、帯域幅を近づけることで測定でのノイズを低減できます。

入力フィルタの部品選定に関する詳細な分析については、『[ADS1148 および ADS1248 ファミリのデバイスを使用する RTD レシオメトリック測定およびフィルタリング](#)』を参照してください。

## 測定値の変換

RTD 測定は通常、レシオメトリック測定です。レシオメトリック測定を使用すると、ADC の出力コードを電圧に変換する必要はありません。これは、基準抵抗値に対する比としてのみ出力コードが測定され、励起電流の正確な値を必要としないことを意味します。唯一の要件は、RTD を流れる電流と基準抵抗を流れる電流が等しいことです。

24 ビット ADC での測定変換の式を以下に示します。

$$\text{Output Code} = 2^{23} \times \text{Gain} \times (V_{RTD} \div V_{REF}) = 2^{23} \times \text{Gain} \times (I_{IDAC1} \times R_{RTD}) \div (I_{IDAC1} \times R_{REF}) = 2^{23} \times \text{Gain} \times (R_{RTD} \div R_{REF})$$

$$R_{RTD} = R_{REF} \times [\text{Output Code} \div (\text{Gain} \times 2^{23})]$$

ADC は測定値を RTD 等価抵抗に変換します。RTD の応答の非直線性のため、抵抗から温度への変換には式による計算またはルックアップ テーブルが必要です。RTD 抵抗の温度への変換の詳細については、『[RTD 測定に関する基本的なガイド](#)』を参照してください。

## レジスタ設定

### ADS1261 を使用した、ハイサイドリファレンスと 2 つの IDAC 電流源による 3 線式 RTD 測定回路の構成レジスタ設定

レジスタ・アドレス	レジスタ名	設定	概要
02h	MODE0	24h	20SPS、FIR デジタル フィルタ
03h	MODE1	01h	通常モード、連続変換、変換間遅延 50 $\mu$ s
04h	MODE2	00h	GPIO ディセーブル
05h	MODE3	00h	パワーダウンなし、STATUS または CRC バイトなし、タイムアウトをディセーブル
06h	REF	1Ah	内部リファレンスをイネーブル、REFP = AIN0、REFN = AIN1
0Dh	IMUX	4Ah	IDAC2 = AIN4、IDAC1 = AINCOM
0Eh	IMAG	44h	IMAG2 = IMAG1 = 500 $\mu$ A
0Fh	RESERVED	00h	予約済み
10h	PGA	03h	PGA イネーブル、ゲイン = 8
11h	INPMUX	34h	AIN <sub>P</sub> = AIN2 と AIN <sub>N</sub> = AIN3 を選択
12h	INPBIAS	00h	VBIAS 電圧およびバーンアウト電流源をディセーブル

## 疑似コードの例

以下に示す疑似コード シーケンスには、ADS1261 からの後続の読み取り値を連続変換モードで取り込むように、本デバイスと、ADC に接続するマイクロコントローラを設定するために必要な手順が含まれています。専用の  $\overline{\text{DRDY}}$  ピンは、新しい変換データが使用可能かどうかを示します。疑似コードは、STATUS バイトおよび CRC データ検証を使用せずに示しています。ADS1261 のコード例は、ADS1261 の製品フォルダから入手できます。

```

Configure microcontroller for SPI mode 1 (CPOL = 0, CPHA = 1)
Configure microcontroller GPIO for /DRDY as a falling edge triggered interrupt input
Set CS low;
Send 06;//RESET command to make sure the device is properly reset after power-up
Set CS high;
Set CS low;// Configure the device
Send 42// WREG starting at 02h address
04// write to 5 registers
24// 20SPS, FIR digital filter
01// Normal mode, Continuous conversion, 50µs delay between conversions
00// GPIOs disabled
00// No power-down, no STATUS or CRC byte, timeout disabled
1A;// Internal reference enabled, REFP = AIN0, REFN = AIN1
Set CS high;
Set CS low;// Configure the device, IDACS
Send 4D// WREG starting at 0Dh address
05// write to 6 registers
4A// IMUX2 = AIN4, IMUX1 = AINCOM
44// IMAG2 = IMAG1 = 500µA
00// RESERVED
03// PGA enabled, Gain = 8
34// Select AINP = AIN2 and AINN = AIN3
00;// VBIAS voltages and burn-out current sources disabled
Set CS high;
Set CS low;// For verification, read back configuration registers
Send 22// RREG starting at 02h address
10// Read from 17 registers
00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00;// Send 17 NOPs for the read
Set CS high;
Set CS low;
Send 08;// Send START command to start converting in continuous conversion mode;
Set CS high;
Loop
{
Wait for DRDY to transition low;
Set CS low;
Send 12// Send RDATA command
00 00 00;// Send 3 NOPs (24 SCLKs) to clock out data
Set CS high;
}
Set CS low;
Send 0A;//STOP command stops conversions and puts the device in standby mode;
Set CS to high;

```

## RTD 回路の比較表

RTD 回路方式	利点	欠点
2 線式 RTD、ローサイドリファレンス	最も低コスト	最も精度が低い、導線抵抗の相殺なし
3 線式 RTD、ローサイドリファレンス、2 つの IDAC 電流源	導線抵抗の相殺が可能	IDAC 電流のミスマッチに敏感だが、IDAC 電流を交換し 2 つの測定値を平均化することでミスマッチを解消可能
3 線式 RTD、ローサイドリファレンス、1 つの IDAC 電流源	導線抵抗の相殺が可能	RTD の測定と導線抵抗の相殺を目的とした 2 回の測定が必要
3 線式 RTD、ハイサイドリファレンス、2 つの IDAC 電流源	導線抵抗の相殺が可能、ローサイドリファレンスを使用するよりも IDAC のミスマッチの影響が少ない	別途バイアス用の抵抗が必要、電圧の増加が低電源電圧動作に適合しない場合がある
4 線式 RTD、ローサイドリファレンス	最も精度が高い、導線抵抗誤差なし	最も高コスト

## 使用デバイス

デバイス	主な特長	リンク	他の使用可能デバイス
ADS1261	ファクトリオートメーション向け、PGA、Vref、2 個の IDAC、AC 励起を搭載した 24 ビット、40kSPS、10 チャンネル デルタシグマ ADC	ファクトリオートメーション向け、PGA、VREF、IDAC、AC 励起を搭載した 24 ビット、40kSPS、10 チャンネル デルタシグマ ADC	高精度 ADC

## その他資料

- テキサス・インスツルメンツ、『[ADS1261 評価基板](#)』、製品概要
- テキサス・インスツルメンツ、『[ADS1261 および ADS1235 評価基板](#)』、ユーザー ガイド
- テキサス・インスツルメンツ、『[ファクトリ オートメーション向け、PGA、VREF、IDAC、AC 励起を搭載した 24 ビット、40kSPS、10 チャンネル デルタ シグマ ADC](#)』、製品概要
- テキサス・インスツルメンツ、『[RTD 測定に関する基本的なガイド](#)』、アプリケーション ノート
- テキサス・インスツルメンツ、『[ADS1148 および ADS1248 ファミリのデバイスを使用する RTD レジオメトリック測定およびフィルタリング](#)』、アプリケーション ノート

## 商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。



## 重要なお知らせと免責事項

テキサス・インスツルメンツは、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黙示保証、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、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、テキサス・インスツルメンツ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 テキサス・インスツルメンツ製品の選定、(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、その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 テキサス・インスツルメンツ製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、テキサス・インスツルメンツ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。テキサス・インスツルメンツ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、テキサス・インスツルメンツおよびその代理人を完全に補償するものとし、テキサス・インスツルメンツは一切の責任を拒否します。

テキサス・インスツルメンツの製品は、[テキサス・インスツルメンツの販売条件](#)、または [ti.com](https://www.ti.com) やかかる テキサス・インスツルメンツ製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。テキサス・インスツルメンツがこれらのリソースを提供することは、適用されるテキサス・インスツルメンツ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。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案した場合でも、テキサス・インスツルメンツはそれらに異議を唱え、拒否します。

郵送先住所: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated

## 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黙示保証、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、明示的または黙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、その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、

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](#)、または [ti.com](#) やかかる TI 製品の関連資料などのいずれかを通じて提供する適用可能な条項の下で提供されています。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。

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

郵送先住所 : Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265  
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated