

## Application Note

***Vref* と *Vsupply* が異なる場合のリモート センサのレシオメトリックデータ アクイジション**

Daniel Tooth

**概要**

TPS7B4255-Q1 および TPS7B4256-Q1 は、レシオメトリック出力を備えたリモート オフボード センサに電源を供給するために、車載アプリケーション向けに設計された低ドロップアウト型トラッキング リニアレギュレータです。レシオメトリック出力を持つセンサは、測定対象のパラメータだけでなく、電源電圧にも比例する出力電圧を持ちます。従来は、センサの電源電圧を 5V とし、同じ 5V を A/D コンバータ (ADC) の電圧リファレンスとして使用することが一般的でした。しかし、最新のデータ アクイジション システムでは、ADC に指定される電圧リファレンスは 3.3V、2.5V、または 1.8V であることが一般的です。このため、センサからの 5V フルスケール信号は、ADC 入力前にスケール ダウンする必要があります。同様に、5V のセンサ電源は電圧リファレンスから生成されるため、5V までスケール アップする必要があります。このスケーリングにより、アクイジション システムに誤差が生じます。本アプリケーション ノートでは、マッチングされた抵抗デバイダ RES11A-Q1 を使用することで、アクイジション精度を回復する手法を示します。

**目次**

<b>1 概要</b> .....	<b>2</b>
<b>2 詳細説明</b> .....	<b>3</b>
2.1 トラッカー LDO.....	3
2.2 <i>Vsupply</i> ≠ <i>Vref</i> のシステム.....	3
2.3 <i>Vsupply</i> ≠ <i>Vref</i> のレシオメトリック データ アクイジション システム.....	4
2.4 RES11A とディスクリート 0.1% 許容誤差抵抗の比較.....	8
2.5 TINA-TI™ ソフトウェア シミュレーション.....	9
<b>3 まとめ</b> .....	<b>10</b>
<b>4 参考資料</b> .....	<b>10</b>

**商標**

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

## 1 概要

リモートセンサまたはオフボードセンサのレシオメトリックデータアクイジションは、誤差が存在する場合でもシステム全体の精度を向上させる手法です。図 1-1 では、リファレンス電圧  $V_{ref}$  を用いてセンサ電源電圧  $V_{supply}$  を生成し、式 1 が成り立つ代表的なレシオメトリックシステムを示しています：

$$V_{supply} = V_{ref} \quad (1)$$

センサは、 $0 \leq K \leq 1$  (式 2) の範囲で  $V_{supply}$  に比例する電圧 ( $V_{sensor}$ ) を出力します：

$$V_{sensor} = K V_{supply} = K V_{ref} \quad (2)$$

$V_{sensor}$  は、 $N$  ビットのシングルエンドユニポーラ入力 A/D コンバータ (ADC) によってデジタル化され、 $V_{ref}$  (式 3) が供給されます：

$$ADC_{output} = \frac{V_{sensor}}{V_{ref}} (2^N - 1) \quad (3)$$

$V_{supply} = V_{ref}$  であるため、ADC による  $K$  のアクイジション結果は、 $V_{supply}$  や  $V_{ref}$  の影響を受けません (式 4)：

$$ADC_{output} = K \frac{V_{ref}}{V_{ref}} (2^N - 1) = K (2^N - 1) \quad (4)$$

設計者は通常、アクイジションシステムにおける ADC の  $V_{ref}$  には高い精度が必要であると考えますが、レシオメトリックデータアクイジションシステムでは、式 4において  $V_{ref}$  項が相殺されるため、必ずしも高精度である必要はありません。

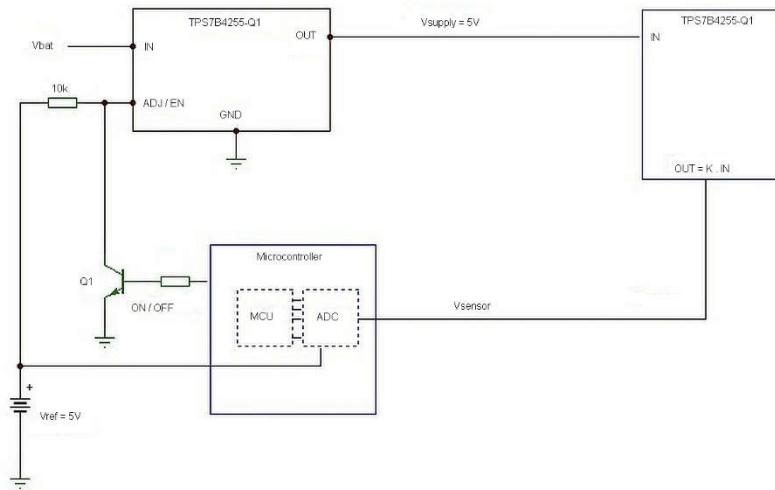


図 1-1.  $V_{supply} = V_{ref}$  の場合のレシオメトリックデータアクイジションシステム

この方式は  $V_{supply} = V_{ref}$  のシステムでは良好に機能しますが、多くのシステムでは  $V_{supply} \neq V_{ref}$  の使用を余儀なくされます。その結果、相殺されない誤差が導入され、レシオメトリック測定システムに大きな誤差が生じます。これを解決するため、本記事では、優れた許容誤差を維持しつつレシオメトリック測定を可能にする変更後のシステムを提案します。

## 2 詳細説明

### 2.1 トラッカー LDO

このレシオメトリック データ アクイジション システムに固有の要素として、 $V_{supply}$  を供給するトラッカー 低ドロップアウト ニアレギュレータ (LDO) があります。トラッカー LDO は、内部  $V_{ref}$  を持たない点で標準的な LDO と異なります。代わりに、トラッカー LDO の出力は、外部から供給される  $V_{ref}$  をトラッキングします。センサへの  $V_{supply}$  は多くの場合 5V であり、その場合 図 1-1 に示すように、ADC の  $V_{ref}$  も 5V にする必要があります。

テキサス インスツルメンツ (TI) の TPS7B4255-Q1 トラッカー LDO [1] は、リモート オフボード センサに電源を供給するほか、グランドまたは電源への短絡、逆電流、過熱、電源の逆極性などの障害から保護する機能を備えています。トラッカー LDO は、図 1-1 に示す Q1 を使用して ADJ/EN ピンを Low に引き下げることで、無効化も可能です。

トラッcker LDO にはトラッキング誤差が存在します。これは、ADJ ピンと FB ノードの間に生じるオフセット電圧  $V_{os}$  です。このオフセットは出力に現れ、TPS7B4255-Q1 では最大 6mV です。図 1-1 に示すようなレシオメトリック システムであっても、 $V_{os}$  は相殺されず、誤差として残ります。これは、 $V_{os}$  が  $V_{supply}$  を変化させ、その結果  $V_{sensor}$  も変化させる一方で、 $V_{ref}$  には影響を与えないためです。5V システムでは、6mV の誤差は 0.12% に相当します。

### 2.2 $V_{supply} \neq V_{ref}$ のシステム

オフボードリモート センサには、多くの場合、 $V_{supply}$  が 5V であるという要件があります。レシオメトリック システムでは、 $V_{ref}$  も 5V にする必要があります。ただし、多くの最新の ADC は  $V_{ref} = 5V$  を使用できないため、代わりに  $V_{ref} = 1.8V$ 、2.5V、3.3V などの低電圧の  $V_{ref}$  が必要です。 $V_{ref} = 5V$  を使用できる最新の ADC は一般的ではありません。 $V_{ref}$  と  $V_{supply}$  が異なる電圧の場合は、抵抗デバイダを使用する必要があります (図 2-1 参照)。ここで、 $V_{supply} = 5V$ 、 $V_{ref} = 1.8V$  です。TPS7B4256-Q1 トラッcker LDO [2] は、フィードバック ピンを備え、 $V_{ref}$  に対する出力電圧を調整できるため使用されます。

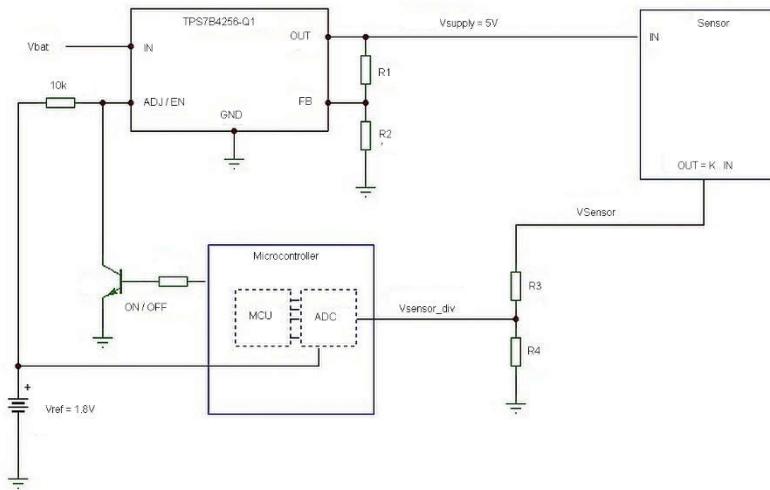


図 2-1.  $V_{supply} \neq V_{ref}$  の場合のデータ アクイジション システムの回路図

抵抗デバイダは、 $V_{ref}$  を  $V_{supply}$  までスケーリングします。 $V_{supply}$  は 式 5 で表されます:

$$V_{supply} = V_{ref} \frac{R1 + R2}{R2} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R1}{R2} \right) \quad (5)$$

別のデバイダで、ADC の  $V_{ref}$  範囲 (式 6) に収まるように  $V_{sensor}$  をスケーリングする必要があります:

$$V_{sensor\_div} = V_{sensor} \frac{R4}{R3 + R4} \quad (6)$$

抵抗デバイダは理想的ではなく、それらを構成する抵抗には許容誤差があります。0.1% の公称許容誤差を持つ抵抗には、表 2-1 [3] に示すように、この公称初期許容誤差には含まれない追加の誤差項が存在します。表 2-1 に示すリストは網羅的なものではなく、アプリケーションに大きく依存します。そのため、「許容誤差 0.1% の抵抗の真の精度は何か」という問い合わせに答えるのは容易ではありません。表 2-1 のすべての項をワーストケースの抵抗絶対許容誤差  $T$  として合算すると、 $T = \pm 0.65\%$  となります。

**表 2-1. 公称許容誤差 0.1% の抵抗における誤差項の例**

誤差項	許容誤差 ( $\pm\%$ )	テスト条件
初期許容誤差	0.1	
温度ドリフト	0.15	100°C スパン全体で $\pm 15\text{ppm}/\text{°C}$ の抵抗
低温	0.05	-55°C / 2 時間
耐久性	0.1	70°C / 1,000 時間動作
湿度	0.1	40°C / 93% 相対湿度 / 56 日
温度サイクル	0.05	-10°C (30 分) ~ +85°C (30 分) × 5 サイクル
振動	0.05	10Hz-2,000Hz / 7.5 時間
半田付け	0.05	260°C / 10 秒

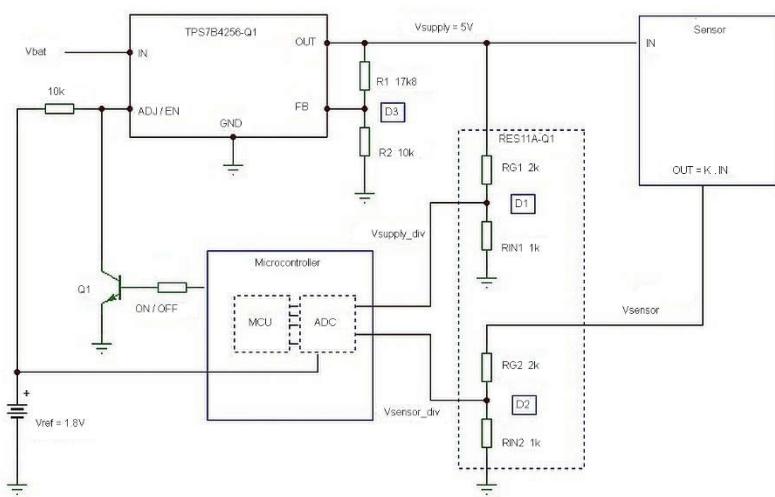
より高精度の抵抗も利用可能ですが、コストが増加し、システムのコスト効率が低下する可能性があります。

2 つの抵抗デバイダによってシステムに生じる誤差は相殺されることではなく、測定の精度が制限されます。

トラッカー LDO の  $V_{os}$  は  $(R1 + R2)/R2$  倍され、出力に現れます。たとえば、 $V_{supply} = 5\text{V}$ 、 $V_{ref} = 1.8\text{V}$  のシステムでは、出力  $V_{os(max)} = 6\text{mV} \times 5\text{V}/1.8\text{V} = 16.7\text{mV}$  となります。この誤差は  $R3$  と  $R4$  によって再び分圧され、ADC における  $V_{os}$  は  $6\text{mV}$  となります。ただし、 $V_{ref}$  は  $1.8\text{V}$  であるため、ADC における  $V_{os}$  に起因する誤差は  $6\text{mV}/1.8\text{V} = 0.33\%$  となり、 $V_{ref} = 5\text{V}$  の場合と比べて大きくなります。

### 2.3 $V_{supply} \neq V_{ref}$ のレシオメトリック データ アクイジション システム

この問題を解決するため、 $V_{supply} \neq V_{ref}$  の場合に対応する、提案されたレシオメトリック データ アクイジション システムを 図 2-2 に示します。この例では、 $V_{supply} = 5\text{V}$ 、 $V_{ref} = 1.8\text{V}$  としていますが、 $V_{ref}$  が  $3.3\text{V}$  や  $2.5\text{V}$  など、他の一般的な ADC リファレンス電圧であっても、この手法は機能します。



**図 2-2.  $V_{supply} \neq V_{ref}$  の場合の推奨データ アクイジション システム回路図**

図 2-2 と 図 2-1 を比較すると、ここでは 抵抗デバイダ D1 が追加されています。このデバイダは Vsupply をスケール ダウンし、ADC でキャプチャできるようにします。D1 および Vsensor をスケーリングするデバイダ D2 は、RES11A-Q1 [4] を使用して構成されています。RES11A-Q1 は、同一パッケージ内に集積された、マッチングされた 2 つの抵抗デバイダから構成されます。車載用途以外向けとして、RES11A [5] も用意されています。以下で示すように、トラッカー LDO の OUT および FB 間に構成されるデバイダ D3 は、標準の 1% 許容誤差抵抗を使用して実装できます。3 つのデバイダを使用することで、D3 を選択し、1.8V の Vref を Vsupply 用に正確に 5V へスケーリングすることが可能になります。一方、マッチングされたデバイダ ペアのいずれか 1 つのみを使用した場合、利用可能な分圧比では 1.8V を正確に 5V へスケーリングできません。これは重要な点です。センサには Vsupply の精度要件があり、Vsupply を公称電源電圧である 5V に正確に維持する必要があるためです。

図 2-3 に、2 つの独立した抵抗デバイダで構成される TI RES11A (車載用バージョンは RES11A-Q1) を示します。各デバイダでは、常に  $R_{INx} = 1\text{k}\Omega$  です。RES11A には、データシートに記載されているように、異なる  $RGx$  値を持つ複数の注文可能なバージョンがあります。RES11A に内蔵されている各抵抗の絶対許容誤差は比較的大きく (最大 12%)、一見すると精度が低いように見えますが、4 つの抵抗はモノリシックに形成され、相互にインターデジタル構造を形成されているため、各デバイダ内における抵抗間のマッチング特性は非常に優れており、その誤差は最大でも  $\pm 0.05\%$  です。また、RES11A 内の第 1 デバイダと第 2 デバイダ間のマッチングも非常に優れており、最大  $\pm 0.1\%$  です。さらに、デバイダ内における抵抗の温度ドリフトなど他の誤差要因についてもマッチングが取られているため、デバイダの温度ドリフトは  $\Delta t_{Dx}/\Delta T_a = \pm 2\text{ppm}/^\circ\text{C}$  (ドリフトミスマッチ最大値) と非常に低く抑えられます [6]。

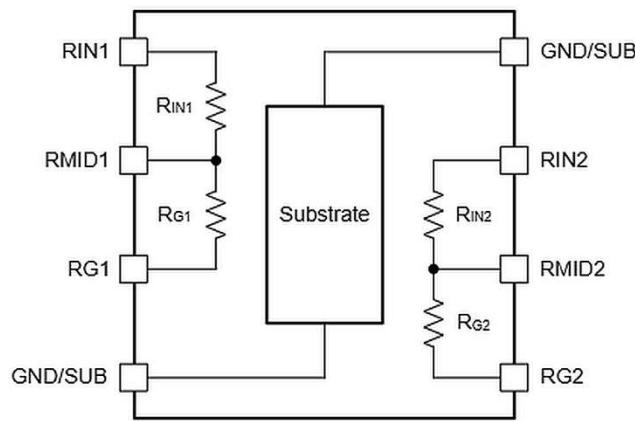


図 2-3. RES11A または RES11A-Q1

代替として、RES21A-Q1 [7] / RES21A [8] を使用することもできます (表 2-2 を参照)。このデバイスは RES11A-Q1 と同一の構成ですが、 $R_{INx}$  が常に  $10\text{k}\Omega$  となるよう、相対的に高い抵抗値を使用しています。同様に、RES31A-Q1 [9] / RES31A [10] では、 $R_{INx}$  が常に  $100\text{k}\Omega$  に設定されています。これらのデバイスは、トラックにおけるバッテリ短絡異常などの条件が想定される用途において、RES11A よりも高い電圧に耐えることができます。

表 2-2. デュアル抵抗デバイダ RES ファミリ

デバイス	$R_{INx} (\text{k}\Omega)$	$RGx/R_{INx}$ 比
RES11A	1	1:1, 1:1.5, 1:1.667, 1:2, 1:2.5, 1:3, 1:4, 1:5, 1:9, 1:10
RES11A-Q1	1	
RES21A	10	
RES21A-Q1	10	
RES31A	100	
RES31A-Q1	100	

使用する Vref に応じて、表 2-3 には、5V の Vsupply および Vsensor を Vref の範囲内に収めるためのスケーリング比を持つ、注文可能な RES11A デバイスが記載されています。デバイダ内の  $R_{INx}$  と  $RGx$  は、 $R_{IN}/(R_{IN} + RG)$  または  $RG/(R_{IN} + RG)$  のいずれかの接続方法でも電圧スケーリングが可能です。

表 2-3. RES11A を用いた分圧比の構成例

Vref (V)	デバイス	RINx および RGx の使用方法	5V を ... (V) にスケーリング
1.8	RES11A20	RIN / (RIN + RG)	1.67
1.8	RES11A25	RIN / (RIN + RG)	1.43
2.5	RES11A10	RIN / (RIN + RG)	2.5
2.5	RES11A15	RIN / (RIN + RG)	2.0
3.3	RES11A15	RG / (RIN + RG)	3.0
3.3	RES11A16	RG / (RIN + RG)	3.12

では、図 2-2 に示すように、提案された測定スキームの有効性を解析します。

式 7、式 8、および 式 9 において、抵抗分圧比  $Dx$  ( $x = 1, 2, 3$ ) を定義します。ここで、D1 と D2 は電圧をスケール ダウンする減衰器であり、D3 は電圧をスケール アップするゲインです：

$$D1 = \frac{RIN1}{(RG1 + RIN1)} \quad (7)$$

$$D2 = \frac{RIN2}{(RG2 + RIN2)} \quad (8)$$

$$D3 = \frac{R1 + R2}{R2} = 1 + \frac{R1}{R2} \quad (9)$$

$V_{os}$  を含むトラッカー LDO の出力は、式 10 で表されます：

$$V_{supply} = D3(Vref + Vos) \quad (10)$$

$V_{supply}$  は、RES11A デバイス D1 を介して ADC により測定され、式 11 に従って  $V_{supply\_div}$  が得られます：

$$V_{supply\_div} = D1D3(Vref + Vos) \quad (11)$$

センサのゲインは  $K$  ( $0 \leq K \leq 1$ ) であり、出力は供給電圧  $V_{supply}$  に比例します。センサ出力は、デバイス D2 を介して ADC により測定され、式 12 に従います：

$$V_{sensor\_div} = KD2V_{supply} = KD2D3(Vref + Vos) \quad (12)$$

ADC は  $N$  ビットで構成され、 $Vref$  を使用します。これはシングルエンドのユニポーラ測定であり、出力は 式 13 で表されます：

$$ADOutput = \frac{V_{input}}{Vref} (2^N - 1) \quad (13)$$

ここで、 $V_{input}$  は ADC への入力電圧です。

式 14 および 式 15 により、デジタル化された  $V_{supply\_div}$  および  $V_{sensor\_div}$  は次のように求められます：

$$V_{supply\_div\_digitized} = D1D3 \frac{(Vref + Vos)}{Vref} (2^N - 1) \quad (14)$$

$$V_{sensor\_div\_digitized} = KD2D3 \frac{(Vref + Vos)}{Vref} (2^N - 1) \quad (15)$$

マイコンは、 $V_{supply\_div\_digitized}$  および  $V_{sensor\_div\_digitized}$  の ADC デジタル値を取得し、式 16 に従って比率を計算します：

$$Computedratio = \frac{V_{sensor\_div\_digitized}}{V_{supply\_div\_digitized}} = K \frac{D2}{D1} \quad (16)$$

計算された比率値は、 $V_{ref}$ 、 $V_{supply}$ 、 $V_{os}$ 、D3 に依存しません。

このため、デバイダ D3 は標準の許容誤差 1% の抵抗を使用して構成できます。

RES11A 内の 2 つの抵抗デバイダ (D1、D2) が完全にマッチングされている場合、 $D1 = D2$  となり、比率は  $K$  に等しくなります。このアクイジション システムで測定されるのは、フルスケール 0 ~ 100% に相当するセンサ出力  $K$  のみです。実際には、デバイダ D1 および D2 は完全にエラーフリーではありません。次に、その影響を解析します。

## 2.4 RES11A とディスクリート 0.1% 許容誤差抵抗の比較

RES11A の代わりに、ディスクリート 0.1% 抵抗を使用してデバイダ D1 および D2 を構成することも可能です。しかし、抵抗がマッチングされておらず、誤差が相互に追従しないため、システムの精度に悪影響を及ぼします。

単一の抵抗デバイダ D にディスクリート抵抗を使用する場合、分圧比の全体許容誤差は、使用する分圧比に依存します [11]。言い換えると、デバイダ内の各抵抗の許容誤差は単純に加算されるわけではありません。式 17 に、デバイダの相対誤差を示します：

$$\frac{\Delta D}{D} = \pm 2T(1 - D) \quad (17)$$

ここで、 $\Delta D$  は D の絶対誤差、T はデバイダ内の各抵抗の許容誤差です。

極限値として、 $D \rightarrow 1$  の場合、 $\Delta D/D \rightarrow 0$  となります。一方、 $D \rightarrow 0$  の場合、 $\Delta D/D \rightarrow \pm 2T$  となり、これがワーストケース誤差です。言い換えると、デバイダの減衰量が大きいほど、抵抗の許容誤差による誤差は大きくなります。

これを、2 つの抵抗デバイダを使用する提案システムに適用すると、2 つの ADC 読み取り値から算出される比率は  $D2/D1$  に比例します。したがって、デバイダ誤差  $\Delta D1$  および  $\Delta D2$  を含む計算された比率は、式 18 で表されます：

$$\text{Computedratioerror} = \frac{D2 + \Delta D2}{D1 + \Delta D1} \quad (18)$$

誤差のない抵抗分圧比は  $D1 = D2 = D$  であるため、計算された比率の誤差は、式 18 で表されます：

$$\text{Computedratioerror}(\%) = \pm \left[ \frac{1 + 2T(1 - D)}{1 - 2T(1 - D)} - 1 \right] 100\% \quad (19)$$

極限値として、 $D \rightarrow 1$  の場合、計算された誤差比は 0 に近づきます。一方、 $D \rightarrow 0$  の場合、計算された比率誤差は  $\pm 4T$  となり、これがワーストケースです。式 19 は、温度ドリフトなど  $D2/D1$  における他の誤差を考慮する場合にも適用されます。

RES11A の場合、解析は異なります。データシートでは、TI が出荷するデバイスの精度に上限が規定されており、これらはパラメータ表に記載された最大値です。2 つのデバイダ間のマッチング許容誤差  $t_M$  の最大値は  $\pm 1,000\text{ppm}$ 、すなわち  $\pm 0.1\%$  です。各デバイダの温度係数の最大値は  $\Delta t_{Dx}/\Delta T_a = \pm 2\text{ppm}/^\circ\text{C}$  のドリフトミスマッチです。したがって、 $D2/D1$  の温度ドリフトの保守的な値は  $\pm 4\text{ppm}/^\circ\text{C}$  と見積られます。データシートには、2 つのデバイダ間の抵抗の典型的なマッチング温度係数  $\Delta t_M/\Delta T_a = \pm 0.05\text{ppm}/^\circ\text{C}$  が示されていますが、最大値は規定されていません。

表 2-4 では、D1 および D2 に RES11A を使用した場合と、図 2-1 のようにディスクリート 0.1% 抵抗を使用した場合の比較を示します。次の表は、初期精度と温度ドリフトを比較したものです。本例では、RES11A20 を用いて D1 および D2 を構成し、 $D = 0.333$  としています。

**表 2-4. ディスクリート 0.1% 抵抗と RES11A を使用した場合の D2/D1 誤差の比較**

パラメータ	RES11A の許容誤差 ( $\pm\%$ )	ディスクリート 0.1% 抵抗デバイダの許容誤差 ( $\pm\%$ )
初期許容誤差	0.1	0.267
温度によるドリフト	0.04	0.401

RES11A を使用した場合の合計誤差は  $\pm 0.104\%$  であり、ディスクリート抵抗設計の場合は  $\pm 0.668\%$  です。前述のとおり、両ケースには他にも考慮すべき誤差項が存在します。RES11A のデバイダのマッチングは、ディスクリート 0.1% 抵抗デバイダよりも優れていると期待されます。

## 2.5 TINA-TI™ ソフトウェア シミュレーション

図 2-4 に、DC 解析を実行した TINA-TI™ ソフトウェアの動作モデル シミュレーションを示します。TPS7B4256-Q1 トランジスタ LDO は、D3 に等しいゲインとしてモデル化されています。RES11A20 は 5V を 1.67V にスケーリングするために使用されており、 $R_{INx} = 1\text{k}\Omega$ 、 $R_{Gx} = 2\text{k}\Omega$  です。センサの出力は  $K = 0.15$  に設定されています。誤差が存在する場合におけるシステムの応答を確認するため、D3 を 3% 増加させて 2.86 とし、 $V_{os} = -6\text{mV}$ 、さらに  $V_{ref}$  を 1% 増加させて 1.818V とします。図 2-4 に示すように、計算された比率は理想値である 0.15、つまり  $K$  のままでです。

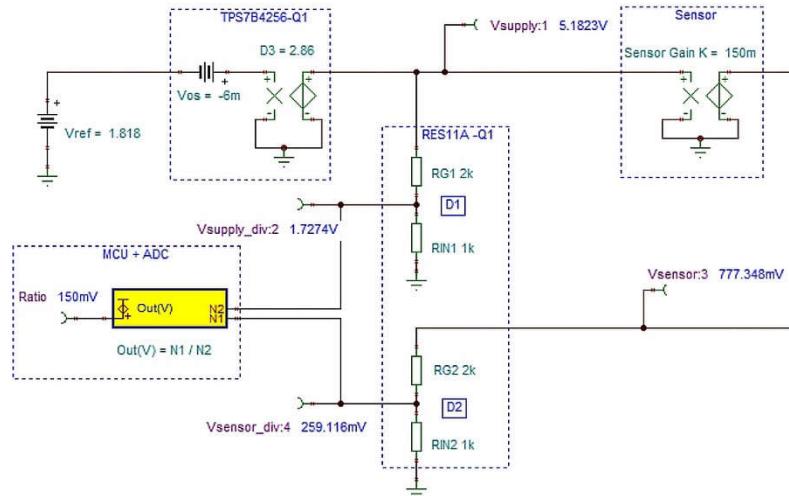


図 2-4.  $V_{supply} \neq V_{ref}$  の場合のレシオメトリック データ アクイジション システムの TINA-TI ソフトウェア DC 解析

### 3 まとめ

$V_{ref} \neq V_{supply}$  のトポロジを使用するレシオメトリック データ アクイジション システムでは、精度に影響を与える追加の誤差が発生します。マッチングされた抵抗デバイダの一対 (RES11A) を使用することで、アクイジション システムの精度が回復し、個別の高精度抵抗を使用する場合よりも、低コストかつ望ましい構成となります。初期許容誤差および温度ドリフトの観点で、D1 および D2 に 0.1% のディスクリート抵抗を使用した場合の誤差と RES11A の誤差を比較すると、RES11A は 6.4 倍優れた結果を示します。

### 4 参考資料

1. テキサス・インスツルメンツ、[TPS7B4255-Q1](#)、製品ページ
2. テキサス・インスツルメンツ、[TPS7B4256-Q1](#)、製品ページ
3. Vishay、『[高精度 MCS 0402, MCT 0603, MCU 0805, MCA 1206](#)』
4. テキサス・インスツルメンツ、[RES11A-Q1](#)、製品ページ
5. テキサス・インスツルメンツ、[RES11A](#)、製品ページ
6. テキサス インスツルメンツ、『[高精度抵抗ネットワークのナビゲーション](#)』、製品概要。
7. テキサス インスツルメンツ、[RES21A-Q1](#)、製品ページ。
8. テキサス・インスツルメンツ、[RES21A](#)、製品ページ
9. テキサス・インスツルメンツ、[RES31A-Q1](#)、製品ページ
10. テキサス・インスツルメンツ、[RES31A](#)、製品ページ
11. テキサス インスツルメンツ、『[抵抗値の許容誤差が電源の精度に及ぼす影響](#)』、アプリケーション ノート。

## 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、(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 © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月