



テスト済み回路設計集“Circuits from the Lab™”は共通の設計課題を対象とし、迅速で容易なシステム統合のために製作されました。さらに詳しい情報又は支援は <http://www.analog.com/jp/CN0314> をご覧ください。

使用したリファレンス・デバイス

AD8420	広い電源範囲、レール to レール出力計装アンプ
ADR02	超小型、高精度、5.0 V 電圧リファレンス

マイクロパワー計装アンプを使用した設定可能な  
4-20 mA ループ駆動トランスミッタ/レシーバ

評価と設計サポート環境

回路評価ボード

CN0314 評価用ボード (EVAL-CN0314-EB1Z)

設計と統合ファイル

回路図、レイアウト・ファイル、部品表

回路の機能とその利点

図 1 に示す回路は業界をリードするマイクロパワー計装アンプを使用した 4 mA to 20 mA ループ駆動トランスミッタです。無調整合計誤差は 1% 以下です。この回路は差動入力電圧を電流出力に変換するトランスミッタ (図 1) として、あるいは 4 mA to 20 mA 電流入力を変換するレシーバ (図 5) としてスイッチ 1 個で設定する事ができます。

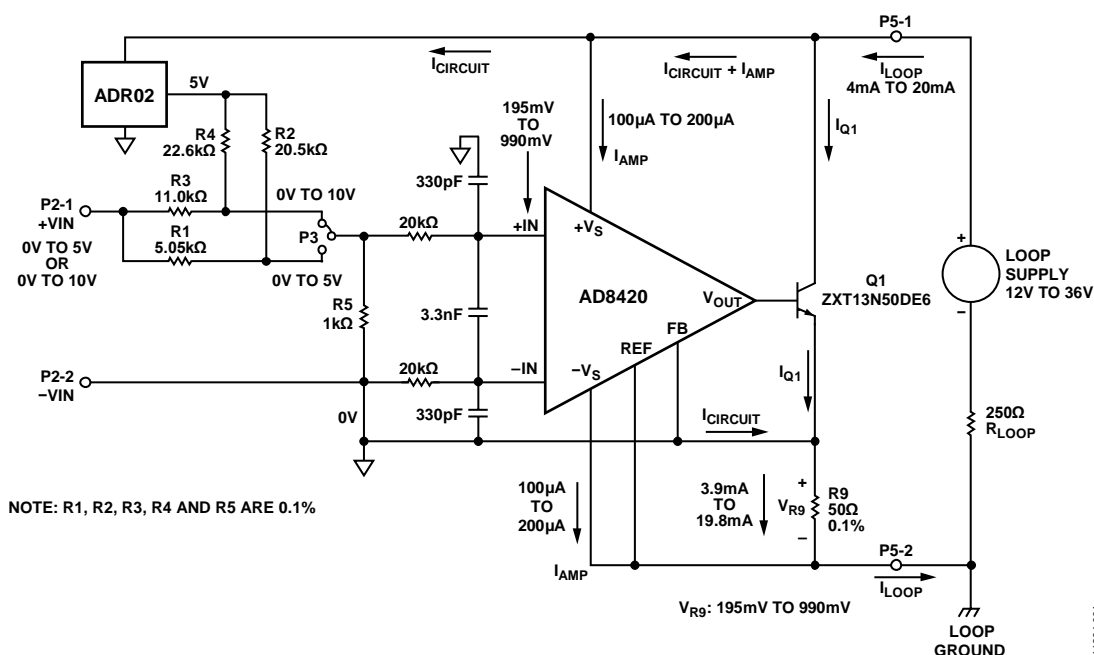


図 1. 堅牢で設定可能な 4 mA to 20 mA 出力のループ駆動トランスミッタ回路

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。本紙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。

回路設計は高精度、低ノイズ、低消費電力のプロセス・コントロール・アプリケーションに最適化されています。回路のトランスミッタとしての入力範囲は 0 V ~ 5 V 又は 0 V ~ 10 V です。回路のレシーバとしての出力範囲は 2.5 V 又は 5 V リファレンスを使う ADC と互換性のある 0.2 V ~ 2.3 V 又は 0.2 V ~ 4.8 V です。トランスミッタとしての電源電圧の範囲は 12 V ~ 36 V で、レシーバとしては 7 V ~ 36 V です。

回路構成は設定可能なので、1 つのハードウェア設計を同時にトランスミッタとレシーバそれぞれのバックアップとして使用でき、在庫要求を最小限に抑える事ができます。

## 回路の説明

回路は間接的電流フィードバック・アーキテクチャを採用した計装アンプ AD8420 を特徴としています。AD8420 はこのアーキテクチャにより、優れた入力/出力特性になっています。従来の計装アンプとは異なり、AD8420 は両電源がなくてもグラウンドあるいはグラウンドより少し低い信号も簡単に増幅する事ができます。AD8420 の出力はレール to レールで、出力電圧振幅は入力同相電圧に対して完全に独立しております。従って AD8420 は大部分の従来型計装アンプのアーキテクチャに伴う入力同相電圧と出力電圧間の相互作用によって生ずる制限から開放されます。AD8420 の入力出力特性は柔軟性あり、マイクロパワーレベルの消費電力 (0 V 入力時 80  $\mu$ A max) で、広い電源範囲になっているので低消費電力の工業用アプリケーションに理想的です。

## トランスミッタ回路

図 1 は、4mA to 20mA トランスミッタ回路の簡略化した図です。回路は約 1 mA しか電流を消費しないのでループ駆動のアプリケーションに適しています。トランスミッタの入力範囲には 0 V ~ 5 V と 0 V ~ 10 V があり、ジャンパ P3 を使用して選択できます。しかし AD8420 の差動入力電圧は最大 1 V に制限されるので、入力電圧範囲は 0.195 V ~ 0.990 V の範囲にスケールダウンされます。

AD8420 の入力には帯域幅 1.2 kHz の差動モード・ノイズ・フィルタ (40 k $\Omega$ /3.3 nF) と帯域幅 24 kHz のコモン・モード・ノイズ・フィルタ (20 k $\Omega$ /330 pF) が接続されています。

AD8420 の間接的電流フィードバック・アーキテクチャにより、アンプの差動入力電圧が FB ピンと REF ピンの間に現れます。トランジスタ Q1 は 0.195 V ~ 0.990 V の電圧範囲を検出抵抗 R9 (50  $\Omega$ ) を通して流れる電流 3.9 mA ~ 19.8 mA に変換します。

検出抵抗 R9 を通して流れる電流には回路の電流と Q1 電流が含まれますが、AD8420 の電流 ( $I_{AMP}$ ) は含まれません。

AD8420 の独特なアーキテクチャは電源電流の予測を可能にし、+IN と -IN の間に印加される電圧が 0.195 V ~ 0.990 V の場合 100  $\mu$ A ~ 200  $\mu$ A です。この電源電流が R9 を通して流れる電流に加算され、合計出力ループ電流 4 mA to 20 mA となります。従って、ループの合計電流は次の式で与えられます：

$$I_{LOOP} = I_{AMP} + I_{R9}$$

回路が適切に動作するためには、回路全体の電源電圧を 7 V 以上にし、電圧リファレンス ADR02 が十分なヘッドルームを得られるようにする必要があります。

$$V_{LOOP SUPPLY} > 7 V + R_{Load} I_{Loop(max)}$$

$R_{LOOP}$  が 250  $\Omega$  の場合、

$$V_{LOOP SUPPLY} > 7 V + (250 \Omega)(20 mA)$$

したがって、

$$V_{LOOP SUPPLY} > 12 V$$

ループ電源電圧も 36 V max に制限されます。

AD8420 の利点はその高インピーダンス・リファレンス・ピンで、それを駆動する追加のオペアンプが必要ないので、トランスミッタ回路の電力、コスト、スペースを削減できます。

適切なループ動作のためには、検出抵抗 R9 (50  $\Omega$ ) を除き、回路ボードのグラウンドとループのグラウンドを接続しない事が重要です。

## スケーリング用抵抗の選択

AD8420 の差動入力電圧範囲は最大  $\pm 1V$  に制限されています。従って、工業用機器の高い入力電圧範囲を受信できるように、回路ではスケーリング抵抗網を使用して、0 V ~ 5 V あるいは 0 V ~ 10 V 入力を 0.195 V ~ 0.990 V に変換します。次の式では回路の中の R1、R2、R3、R4 の値を得るために節点解析を使います。

$$\frac{V_{IN_{MIN}} - 0.195 V}{R1} + \frac{V_{REF} - 0.195 V}{R2} = \frac{0.195 V}{R5} \quad (1)$$

$$\frac{V_{IN_{MAX}} - 0.990 V}{R1} + \frac{V_{REF} - 0.990 V}{R2} = \frac{0.990 V}{R5} \quad (2)$$

ここで：

$$V_{REF} = 5 V$$

$$R5 = 1 k\Omega$$

入力範囲 0 V ~ 5 V の場合、式 1 と式 2 はそれぞれ式 3 と式 4 となります。

$$\frac{0 V - 0.195 V}{R1} + \frac{5 V - 0.195 V}{R2} = \frac{0.195 V}{1 k\Omega} \quad (3)$$

$$\frac{5 V - 0.990 V}{R1} + \frac{5 V - 0.990 V}{R2} = \frac{0.990 V}{1 k\Omega} \quad (4)$$

式 3 と式 4 を使用して R1 と R2 について解きます：

$$R1 = 5044 \Omega$$

$$R2 = 20564 \Omega$$

入力範囲 0 V ~ 10 V の場合、式 1 と式 2 はそれぞれ式 5 と式 6 となります。

$$\frac{0 V - 0.195 V}{R3} + \frac{5 V - 0.195 V}{R4} = \frac{0.195 V}{1 k\Omega} \quad (5)$$

$$\frac{10 V - 0.990 V}{R3} + \frac{5 V - 0.990 V}{R4} = \frac{0.990 V}{1 k\Omega} \quad (6)$$

同じように、相当するスケール抵抗について解きます：

$$R3 = 11088 \Omega$$

$$R4 = 22603 \Omega$$

実際の回路では、EIA 標準 0.1% 抵抗値の最も近い値を使用しなければならないので一定のオフセット誤差を招く結果になります： EVAL-CN0314-EB1Z ボードとともに供給される抵抗を下に示します：

$$R1 = 5050 \Omega \text{ と } R2 = 20500 \Omega$$

$$R3 = 11000 \Omega \text{ と } R4 = 22600 \Omega$$

ボードとともに供給されるこれらの抵抗の値によるオフセット誤差は次の式を使って計算する事ができます：

0 V ~ 5 V 入力の場合、VREF = 5 V、R1 = 5.05 kΩ、R2 = 20.5 kΩ、R5 = 1 kΩ。

オフセット誤差(%FSR) =

$$\left[ \frac{(R1)(R2)(R5) \left( \frac{VIN}{R1} + \frac{VREF}{R2} \right) - IQ1(ideal)}{[(R1)(R2) + (R2)(R5) + (R1)(R5)]50\Omega} - \frac{16 \text{ mA}}{16 \text{ mA}} \right] \times 100\% \quad (7)$$

オフセット誤差(%FSR) = 0.078% @ VIN = 0 V ; IQ1 = 3.9 mA

オフセット誤差(%FSR) = -0.033% @ VIN = 5 V ; IQ1 = 19.8 mA

すなわち 0 V ~ 10 V 入力の場合、VREF = 5 V、R3 = 11 kΩ、R4 = 22.6 kΩ、R5 = 1 kΩ：

オフセット誤差(%FSR) =

$$\left[ \frac{(R3)(R4)(R5) \left( \frac{VIN}{R3} + \frac{VREF}{R4} \right) - IQ1(ideal)}{[(R3)(R4) + (R4)(R5) + (R3)(R5)]50\Omega} - \frac{16 \text{ mA}}{16 \text{ mA}} \right] \times 100\% \quad (8)$$

オフセット誤差(%FSR) = -0.013% @ VIN = 0 V ; IQ1 = 3.9 mA

オフセット誤差(%FSR) = 0.718% @ VIN = 10 V ; IQ1 = 19.8 mA

このオフセット誤差を最小限にするために、計算された抵抗値により近くなるように2個の0.1%抵抗値を組み合わせる事もできます。

## トランスミッタ回路全体の精度

抵抗の許容誤差の影響で生じる合計誤差の良い近似は影響を及ぼす抵抗が合計誤差に均等に影響すると仮定する事です。4個の影響を及ぼす抵抗は R1 又は R3、R2 又は R3 そして R5 と R9 です。許容誤差 0.1% 抵抗の積み重ねによるワーストケースは 0.4% max の合計抵抗誤差になります。二乗和平方根誤差を想定すると、合計二乗和平方根誤差は  $0.1\sqrt{4} = 0.2\%$  になります。

AD8420 の A グレードと ADR02 の B グレードを使用したシステムの能動部品による最大誤差と二乗和平方根誤差を下の表に示します。

表 1. 能動部品による誤差

Error Component	Error	Error Value	Error %FSR
AD8420-A	Offset	250 μV	0.03%
ADR02-B	Offset	0.06%	0.015%
RSS FS Error			0.034%
Max FS Error			0.045%

能動部品のオフセットによるワーストケース誤差に 0.4% のワーストケース抵抗許容誤差を加えると次の値になります：

$$Full \text{ Scale Error} = 0.4\% + 0.045\% = 0.445\%$$

これらの誤差は理想的な抵抗が選択され、誤差はそれらの許容誤差の結果生じたものと想定します。

ループ電源 = 25 V での回路の実際の誤差データを図 3 と図 4 に示します。合計出力誤差(%FSR)は実測出力電流と理想出力電流の差をとり、FSR(16 mA)で除算し、結果に 100 を乗算する事により計算されます。

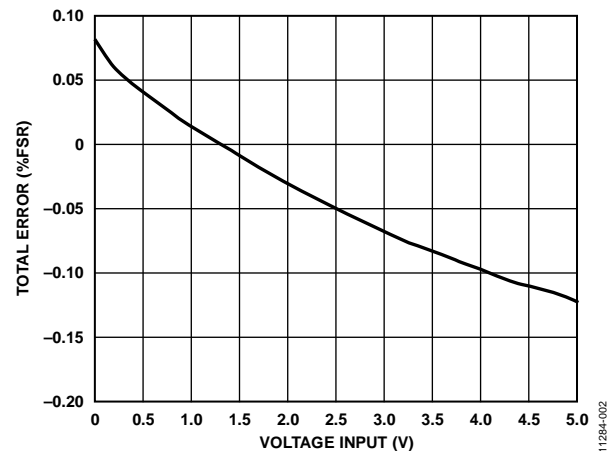


図 2. 合計トランスミッタ誤差(%FSR) 対 入力電圧(範囲 0 V ~ 5 V)

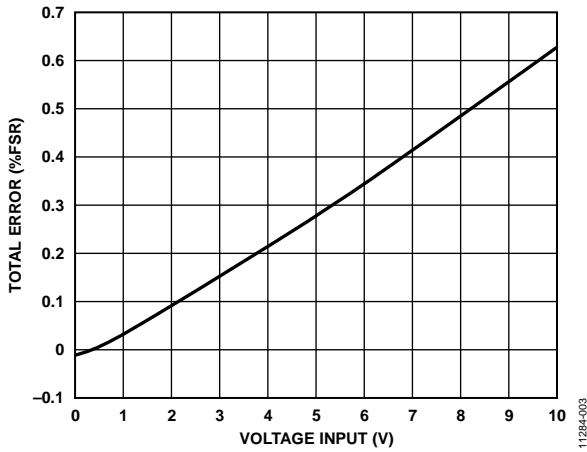


図 3. 合計トランスミッタ誤差(% FSR) 対 入力電圧(範囲 0 V ~ 10 V)

レシーバ回路

図 4 に簡略化したレシーバ回路を示します。レシーバ回路は電流信号を 2.5 V 又は 5 V リファレンスで動作する多くのシングル・エンド入力 ADC と互換性のある電圧レベルに変換します。

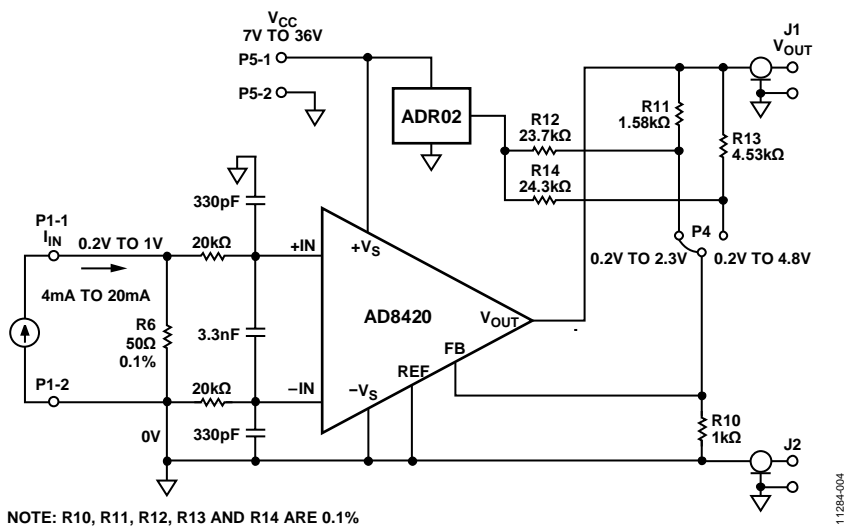


図 4. 4 mA to 20 mA レシーバ回路の簡略化した回路

抵抗 R6 を使用して 4 mA to 20 mA 信号を検出し、アンプへの入力電圧 0.2 V ~ 1 V に変換します。アンプの FB ピンと REF ピンの間の電圧は入力電圧に等しくなります。出力範囲が 1 V ~ 5 V のほとんどのダイレクト・ゲインのレシーバとは異なり、この回路では ADR02 とともにゲイン抵抗とスケールリング抵抗を使用して 0.2 V ~ 4.8 V を出力します。これは 5V リファレンスを使用した ADC の入力ダイナミック・レンジを最大限にします。ヘッドルームを追加する事により入力信号範囲全体にわたり直線性が確実に得られます。レシーバ回路は、2.5 V リファレンスを使用する ADC のために 0.2 V ~ 2.3 V が出力するようにジャンパ P4 を使って設定する事もできます。

このアプリケーションに対する AD8420 の主な利点は入力範囲を超える事無しに、あるいは多くの他の単電源計装アンプとは異なり、コモン・モードの制限に陥る事なしにグラウンド近くの電流を検出する事ができることです。さらに、AD8420 にはゲインとレベルシフトの機能があるので、簡単な抵抗分割を使った場合のように ADC の入力範囲を無駄にする事はありません。

### ゲイン用抵抗とスケールリング用抵抗の選択

AD8420 のゲインは通常 2 個の抵抗 (R11 と R10) の比で設定されます。しかし、ダイレクト・ゲインでは低電圧側で無駄になる余分の 20% の範囲を利用するために回路では ADR02 を使用します。下の式は必要な出力電圧範囲に設定するためのゲイン用抵抗とスケールリング用抵抗の値を求める方法を示します。

$$\frac{V_{OUT\_MIN} - 0.200 \text{ V}}{R11} + \frac{V_{REF} - 0.200 \text{ V}}{R12} = \frac{0.200 \text{ V}}{R10} \quad (9)$$

$$\frac{V_{OUT\_MAX} - 1 \text{ V}}{R11} + \frac{V_{REF} - 1 \text{ V}}{R12} = \frac{1 \text{ V}}{R10} \quad (10)$$

ここで：

$V_{REF} = 5 \text{ V}$

$R10 = 1 \text{ k}\Omega$

出力範囲が 0.2 V ~ 2.3 V の場合：

$$\frac{0.2 \text{ V} - 0.200 \text{ V}}{R11} + \frac{5 \text{ V} - 0.200 \text{ V}}{R12} = \frac{0.200 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} \quad (11)$$

$$\frac{2.3 \text{ V} - 1 \text{ V}}{R11} + \frac{5 \text{ V} - 1 \text{ V}}{R12} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} \quad (12)$$

この式より抵抗値は次の値になります。

$$R11 = 1560 \Omega$$

$$R12 = 24000 \Omega$$

出力範囲が 0.2 V ~ 4.8 V の場合：

$$\frac{0.2 \text{ V} - 0.200 \text{ V}}{R13} + \frac{5 \text{ V} - 0.200 \text{ V}}{R14} = \frac{0.200 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} \quad (13)$$

$$\frac{4.8 \text{ V} - 1 \text{ V}}{R13} + \frac{5 \text{ V} - 1 \text{ V}}{R14} = \frac{1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} \quad (14)$$

従って、

$$R13 = 4560 \Omega$$

$$R14 = 24000 \Omega$$

回路ボード上で供給される抵抗はサプライヤから入手可能で市販されている EIA 標準 0.1% 抵抗の最も近い値です。そこで、ボード上に供給される抵抗の実際の値は次の通りです：

$$R11 = 1580 \Omega \text{ and } R12 = 23700 \Omega$$

$$R13 = 4530 \Omega \text{ and } R14 = 24300 \Omega$$

ボードとともに供給されるこれらの抵抗の値によるオフセット誤差は次の式を使って計算する事ができます：

出力範囲 0.2 V ~ 2.3 V の場合、 $V_{REF} = 5 \text{ V}$ 、 $R11 = 1580 \text{ k}\Omega$ 、 $R12 = 23700 \text{ k}\Omega$ 、 $R10 = 1 \text{ k}\Omega$ 。

オフセット誤差(%FSR) =

$$\left[ \frac{V_{FB} \left( 1 + \frac{R11}{R10} - \frac{R11}{R12} \right) - V_{REF} \left( \frac{R11}{R12} \right) - V_{OUT\_IDEAL}}{V_{OUT\_MAX} - V_{OUT\_MIN}} \right] \times 100\% \quad (15)$$

オフセット誤差 (%FSR) = -0.190% @  $V_{FB} = 0.2 \text{ V}$  ;  
 $V_{OUT\_IDEAL} = 0.2 \text{ V}$

オフセット誤差 (%FSR) = 0.635% @  $V_{FB} = 1 \text{ V}$  ;  
 $V_{OUT\_IDEAL} = 2.3 \text{ V}$

出力電圧 0.2 V ~ 4.8 V の場合、 $V_{REF} = 5 \text{ V}$ 、 $R13 = 4530 \Omega$ 、 $R14 = 24300 \Omega$ 、 $R10 = 1 \text{ k}\Omega$ 。

オフセット誤差(%FSR) =

$$\left[ \frac{V_{FB} \left( 1 + \frac{R13}{R10} - \frac{R13}{R14} \right) - V_{REF} \left( \frac{R13}{R14} \right) - V_{OUT\_IDEAL}}{V_{OUT\_MAX} - V_{OUT\_MIN}} \right] \times 100\% \quad (16)$$

オフセット誤差 (%FSR) = 0.243% @  $V_{FB} = 0.2 \text{ V}$  ;  
 $V_{OUT\_IDEAL} = 0.2 \text{ V}$

オフセット誤差 (%FSR) = -0.341% @  $V_{FB} = 1 \text{ V}$  ;  
 $V_{OUT\_IDEAL} = 4.8 \text{ V}$

このオフセット誤差を最小限にするために、計算された抵抗値により近くなるように 2 個の 0.1% 抵抗値を組み合わせる事もできます。

### レシーバ回路全体の精度

抵抗の許容誤差の影響で生じる合計誤差の良い近似は影響を及ぼす抵抗が合計誤差に均等に影響すると仮定する事です。4 個の影響を及ぼす抵抗は R11 又は R13、R12 又は R14 そして R6 と R10 です。許容誤差 0.1% 抵抗の積み重ねによるワーストケースは 0.4% max の合計抵抗誤差になります。二乗和平方根誤差を想定すると、合計二乗和平方根誤差は  $0.1\sqrt{4} = 0.2\%$  になります。

AD8420 の A グレードと ADR02 の B グレードを使用したシステムの能動部品による最大誤差と二乗和平方根誤差を下の表に示します。

表 2. 能動部品による誤差

Error Component	Error	Error Value	Error % FSR
ADR02-B	Offset	0.06%	0.01%
AD8420-A	Offset	250 $\mu$ V	0.01%
AD8420-A	Gain	0.05%	0.05%
RSS FS Offset			0.014%
RSS FS Gain			0.05%
RSS FS Error			0.064%
Max FS Offset			0.02%
Max FS Gain			0.05%
Max FS Error			0.07%

能動部品によるワーストケース誤差に 0.4% のワーストケース抵抗許容誤差を加えると次の値になります：

$$\text{フルスケール誤差} = 0.4\% + 0.07\% = 0.47\%$$

これらの誤差は理想的な抵抗が選択され、誤差はそれらの許容誤差の結果生じたものと想定します。

$V_{CC} = 2.5\text{ V}$  でのレシーバ回路の実際の誤差データを図 5 と図 6 に示します。合計出力誤差(%FSR)は実測出力電流と理想出力電流の差をとり、出力電圧の FSR で除算し、結果に 100 を乗算する事により計算されます。

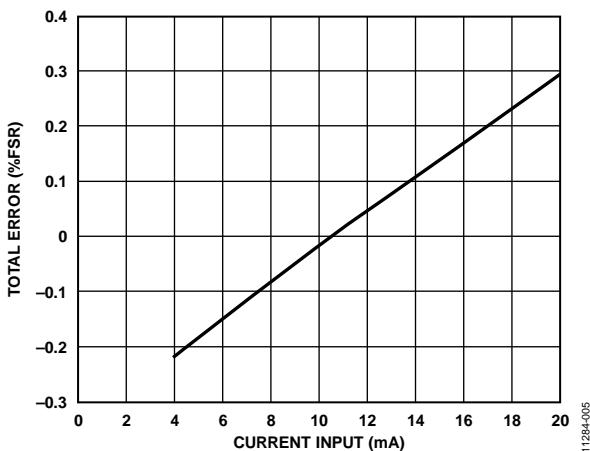


図 5. 合計レシーバ誤差(%FSR) 対 入力電流 (範囲 4 mA to 20 mA)、出力範囲 0.2 V ~ 2.3 V

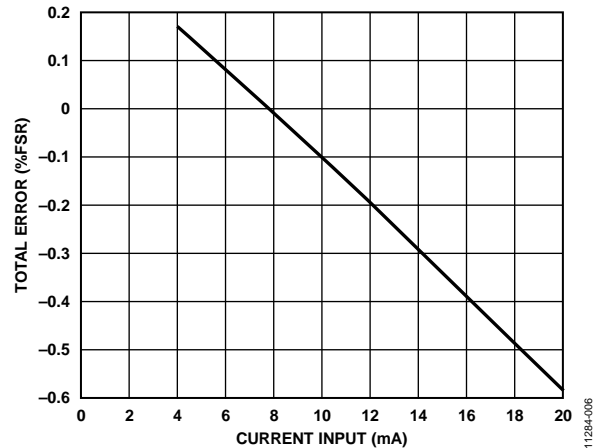


図 6. 合計レシーバ誤差(%FSR) 対 入力電流 (範囲 4 mA to 20 mA) 出力範囲 0.2 V ~ 4.8 V

回路図、部品表、レイアウト・ファイルを含むトランスミッタ/レシーバ・ボード EVAL-CN0314-EB1Z の設計支援パッケージは <http://www.analog.com/CN0314-DesignSupport> に載っております。

## バリエーション回路

この回路は、図に示された部品の値で高い安定性と高精度で動作する事が証明されています。この回路の他の各種アプリケーション向けに他の電圧リファレンスと計装アンプをこの回路構成の中で使用できます。

マイクロパワー、ゼロ・ドリフト、真のレール to レールの計装アンプ [AD8237](#) はこの回路構成の低電源電圧バージョンに使用できます。

低電圧電源のアプリケーションには ADR02 の代わりに高精度、低消費電力、低ノイズの電圧リファレンス [ADR4550](#) を使用することができます。

## 回路の評価とテスト

### 評価に必要な装置

- EVAL-CN0314-EB1Z 評価ボード
- デュアル DC 電源 Agilent E3631A 又は同等品
- 高精度 DC 電源 Yokogawa 2000 又は同等品
- 高精度マルチメータ アジデント 3458 又は同等品

### テスト・セットアップの構成とテスト

回路は図7と図8に示したテスト・セットアップを使用してテストしました。Agilent 3631A を 25 V に設定してボードの電源として供給しました。評価ボードの実際の電流出力あるいは電圧出力は Agilent 3458 のマルチメータを使用して測定しました。EVAL-CN0314-EB1Z の写真を図9に示します。

トランスミッタ回路のテスト・セットアップ (図8) のために、高精度 DC 源 (Yokogawa 2000) を使用して 0 V ~ 5 V あるいは 0 V ~ 10 V の差動入力を生成しました。回路をトランスミッタとして設定するためにスイッチ S1 を “V-I” の位置にする必要があります。

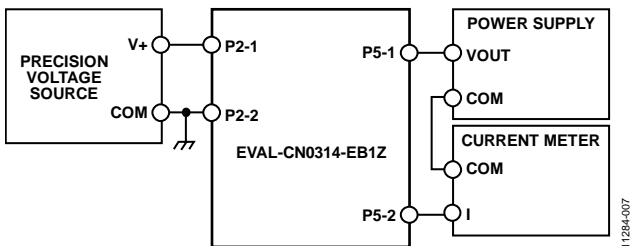


図7. トランスミッタのテスト・セットアップの機能ブロック図

レシーバ回路のテストセットアップ (図9) のために、2番目の EVAL-CN0314-EB1Z を使用して入力電流 4 mA to 20 mA を生成しました。必要であれば高精度電流源を使用することもできます。回路をレシーバとして設定するためにスイッチ S1 を “I-V” の位置にする必要があります。

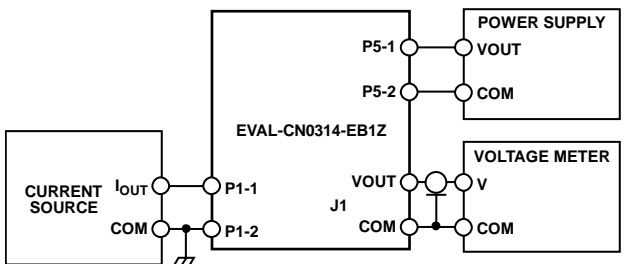


図8. レシーバのテスト・セットアップの機能ブロック図



図9. EVAL-CN0314-EB1Z ボードの写真

### スイッチとジャンパの 4 mA to 20 mA トランスミッタ向け設定

図1に示すトランスミッタ回路の場合、スイッチ S1 を “V-I” の位置にする必要があります。入力範囲 0 V ~ 10 V の場合はジャンパ P3 を “0-10V” の位置に、そして入力範囲 0 V ~ 5 V の場合は “0-5V” の位置にする必要があります。図9の評価ボードの写真もご覧ください。

### スイッチとジャンパの 4 mA to 20 mA レシーバ向け設定

図4に示すレシーバ回路の場合、スイッチ S1 を “I-V” の位置にする必要があります。出力範囲 0.2 V ~ 2.3 V の場合はジャンパ P4 を “0.2-2.3V” の位置に、そして出力範囲 0.2 V ~ 4.8 V の場合は “0.2-4.8V” の位置にする必要があります。図9の評価ボードの写真もご覧ください。

## さらに詳しい資料

CN-0314 Design Support Package:<http://www.analog.com/CN0314-DesignSupport>

MT-031 Tutorial : データ・コンバータのグラウンディングと、「AGND」および「DGND」に関する疑問の解消

MT-035 Tutorial : Op Amp Inputs, Outputs, Single-Supply, and Rail-to-Rail Issues.[Analog Devices.](#)

MT-065 Tutorial : In-Amp Noise.[Analog Devices.](#)

MT-066 Tutorial : In-Amp Bridge Circuit Error Budget Analysis.[Analog Devices.](#)

MT-087 Tutorial : Voltage References.[Analog Devices.](#)

MT-101 Tutorial : Decoupling Techniques.[Analog Devices.](#)

[Voltage Reference Wizard Design Tool.](#)

## データシートと評価ボード

CN-0314 回路評価ボード (EVAL-CN0314-SB1Z)

AD8420 データシート

ADR02 データシート

## 改訂履歴

3/14—Revision 0:初版

「Circuits from the Lab/実用回路集」はアナログ・デバイセス社製品専用で作られており、アナログ・デバイセス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すが、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黙的許可、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・デバイセス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黙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、暗黙的、法的な保証なしで供給されるものであり、アナログ・デバイセス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・デバイセス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。

©2015 Analog Devices, Inc. All rights reserved. 商標および登録商標は各社の所有に属します。