

Analog Engineer's Circuit

ウィンドウ コンパレータ回路を使用した双方向電流センシング



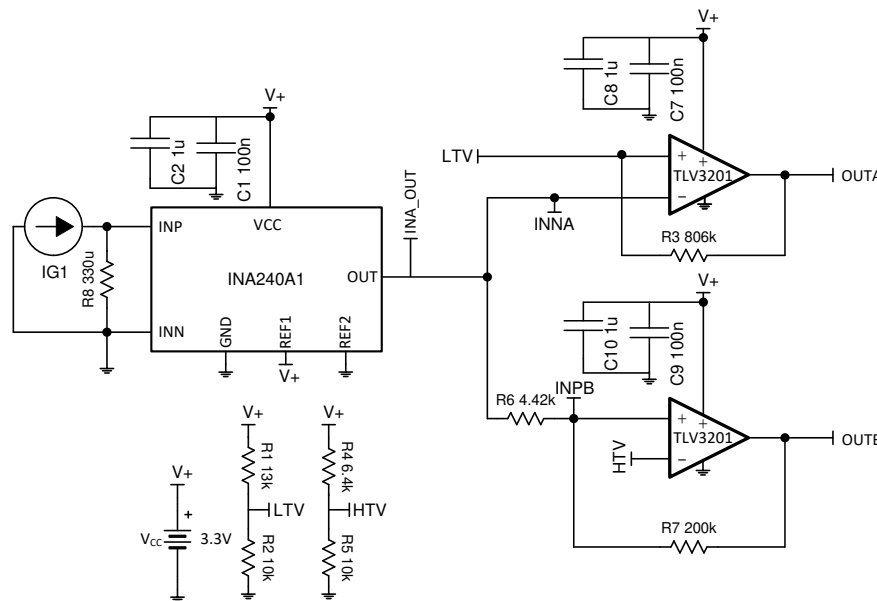
Chuck Sins

設計目標

システム電流のレベル				電源	
立ち下がり OC のスレッシュホールド	立ち下がり OC の復帰	立ち上がり OC のスレッシュホールド	立ち上がり OC の復帰	V+	V-
IG1 < -35A	IG1 > -31A	IG1 > 100A	IG1 < 90A	3.3 V	0V

設計の説明

この双方向電流センシングソリューションは、1 個の電流センス アンプと 1 個の高速デュアル コンパレータを使用し、レール ツー レールの入力同相範囲に対応しているほか、入力電流 (IG1) が 100A を上回った場合や -35A を下回った場合に、コンパレータ出力 (OUTA と OUTB) で過電流 (OC) アラート信号を生成することができます。この実装では、過電流アラート信号はどちらもアクティブ High のため、100A または -35A のスレッシュホールドを超えると、コンパレータの出力が High になります。両方のコンパレータで外部ヒステリシスを実装しているため、電流が 10% 小さくなった (90A または -31A) ときに、コンパレータ出力はロジック ローの状態に戻ります。以下に示す回路はシャント抵抗 R8 をグラウンドに接続していますが、INA の同相電圧範囲を最大値として、同じ回路をハイサイド電流センシングに適用することもできます。



デザイン ノート

1. レール ツー レールの入力同相範囲を持つコンパレータを選択します。
2. システムの要件に一致する、オフセット電圧が小さく、同相入力範囲を持つ電流センス アンプを選択します。

設計手順

1. コンパレータのスレッシュホールド電圧を決定するには、まず目的の電流スレッシュホールドに対応する INA240A1 の出力電圧を計算します。計算は、INA240 のゲイン (A1、A2、A3、A4 がそれぞれ 20、50、100、200)、入力電流 (IG1) とセンス抵抗 (R8)、入力電流が 0 (VREF) のときの基準電圧によって異なります。INA240 データシートのセクション 8.3.2 に従って、R8 は差動入力電圧と INA240 への最大入力電流の関数です。このシステムの入力電流が 100A を超えるスイングを前提とすると、R8 を小さく保つことで、R8 での消費電力が減少します。

$$INA_OUT = VREF + G \times (INP - INN)$$

$$INP - INN = IG1 \times R8$$

$$VREF = \frac{(V+) - 0}{2} = \frac{3.3V}{2} = 1.65V$$

これらの式と目的とする電流スレッシュホールドを使用して、次の表が生成されます。

説明		IG1	INA-OUT
V _{H, CHB}	順方向の過電流スレッシュホールド	100A	1.65V + 20 × (100A × 0.33mΩ) = 2.31V
V _{L, CHB}	順方向の回復スレッシュホールド	90A	1.65V + 20 × (90A × 0.33mΩ) = 2.244V
V _{H, CHA}	逆方向の過電流スレッシュホールド	-35A	1.65V + 20 × (-35A × 0.33mΩ) = 1.419V
V _{L, CHA}	逆方向の回復スレッシュホールド	-31.5A	1.65V + 20 × (-31.5A × 0.33mΩ) = 1.4421V

最初に、反転コンパレータ構成の上側コンパレータ (チャンネル A) に注目します。このコンパレータは、逆方向の電流が -35A を超えると論理 High にスイングし、逆方向の電流が -31.5A に回復すると論理 Low に戻ります。これらの電流レベルは、それぞれ 1.419V と 1.4421V の電圧レベルに対応します。

2. R2 の値 (分圧抵抗の下側抵抗) を仮定します。この例では、10kΩ を選択しています。
3. INNA = V_L のときと INNA = V_H のときは回路を分析し、V₊、V_L、V_H、R₂、R₃ の観点から R1 の 2 つの式を導出します。

$$R_1 = \left(\frac{V_+}{V_L} - 1 \right) \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right)$$

$$R_1 = \frac{V_+ - V_H}{\frac{V_H}{R_2} - \frac{V_+ - V_H}{R_3}}$$

4. 2 つの式を互いに等しいと置いて、R₃ を求めます。

$$\left(\frac{V_+ - V_H}{\frac{V_+}{V_L} - V_H} \right) R_3^2 + \left(\frac{V_+ - V_H}{\frac{V_+}{V_L}} + V_+ - V_H \right) R_2 R_3 = 0$$

$$\left(\frac{3.3 - 1.4421}{\frac{3.3}{1.419} - 1.4421} \right) R_3^2 + \left(\frac{3.3 - 1.4421}{\frac{3.3}{1.419}} + 3.3 - 1.4421 \right) (10k) R_3 = 0$$

$$R_3 = 0, \quad R_3 = 804.29k\Omega$$

この値に最も近い標準 1% 抵抗値は 806kΩ です。

5. 3 で導出された 2 つの式のいずれかを使用して、 R_1 を求めます。

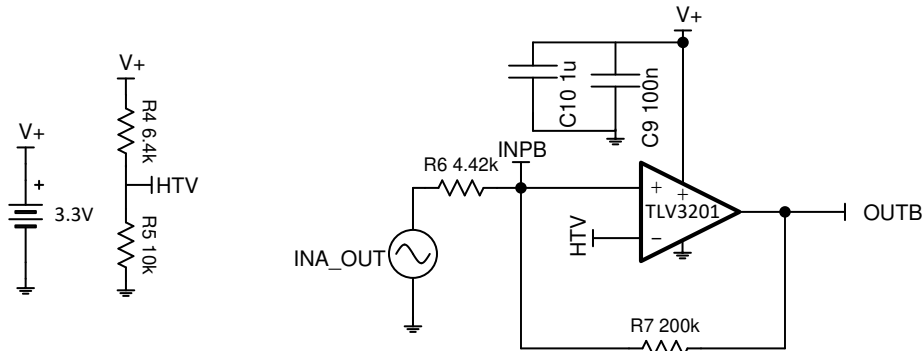
$$R_1 = \left(\frac{V_+}{V_L} - 1 \right) \left(\frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \right)$$

$$R_1 = \left(\frac{3.3}{1.419} - 1 \right) \left(\frac{(10 \text{ k}\Omega)(806 \text{ k}\Omega)}{10 \text{ k}\Omega + 806 \text{ k}\Omega} \right)$$

$$R_1 = 13.093 \text{ k}\Omega$$

この値に最も近い標準 1% 抵抗値は 13k Ω です。

次のステップは、非反転構成の下側コンパレータ (チャネル B) に注目することです。このコンパレータは、順方向の電流が 100A を超えると論理 High にスイングし、順方向の電流が 90A に回復すると論理 Low に戻ります。これらの電流レベルは、それぞれ 2.31V と 2.244V の電圧レベルに対応します。



コンパレータ回路によるハイサイド電流センシングは、コンパレータ出力が論理 Low 状態で高インピーダンス状態のときの V_{TH} (非反転ピンの電圧) の 2 つの式を導出します (SBOA306 はオープンドレインのコンパレータを使用します)。次にこれらの式を互いに等しいと置いて、 R_6 を解く二次方程式を作ります。TLV3202 はプッシュプル デバイスなので、出力は高インピーダンス状態ではなくロジック High 状態になります。したがって、プルアップ抵抗値は 0、 V_{PU} は V_+ です

6. この回路に合わせて、次のように二次式を書き換えます。

$$0 = V_+ \times R_6^2 + (V_+ \times R_7 + V_L \times (R_7) - V_H \times R_7) \times R_6 + (V_L - V_H) \times (R_7^2)$$

$$0 = 3.3 \times R_6^2 + (3.3 \times R_7 + 2.244 \times (R_7) - 2.31 \times R_7) \times R_6 + (2.244 - 2.31) \times (R_7^2)$$

7. R_7 の値を選択します。この抵抗は、コンパレータの負荷電流を決定するため、大きくなります。この回路では、 R_7 に 200k Ω と想定しています。

$$0 = 3.3 \times R_6^2 + (3.3 \times 200\text{k} + 2.244 \times (200\text{k}) - 2.31 \times 200\text{k}) \times R_6 + (2.244 - 2.31) \times (200\text{k})^2$$

$$R_6 = 4.47 \text{ k}\Omega$$

この値に最も近い標準 1% 抵抗値は 4.42k Ω です。

8. R_6 を使用して V_{TH} を計算します。

$$V_{TH} = V_H \times \left(\frac{R_7}{R_6 + R_7} \right) = 2.31 \times \frac{200\text{k}}{4.42\text{k} + 200\text{k}} = 2.26\text{V}$$

9. R_5 の値を選択します。この場合、 R_5 に 10k Ω を選択します。

$$V_{TH} = V_H \times \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) = 9.802\text{V}$$

10. R_4 を求めます。

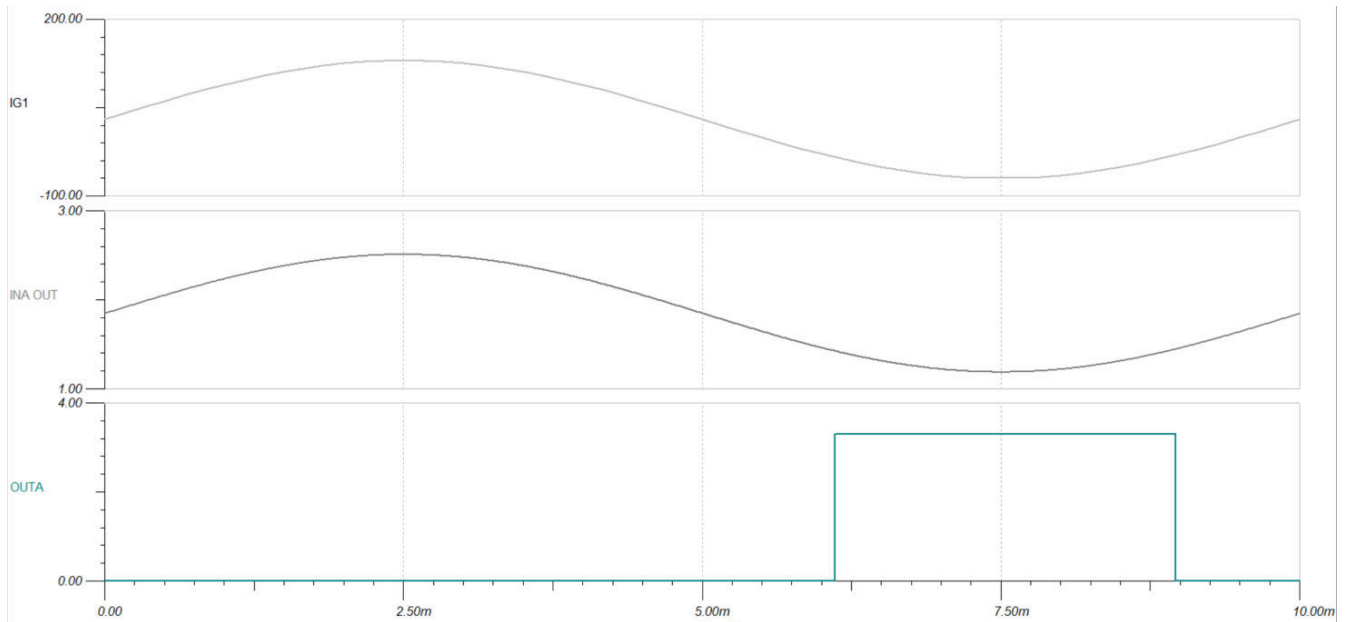
$$R_4 = \frac{R_5 \times (V_S - V_{TH})}{V_{TH}} = \frac{10k \times (3.3 - 2.6)}{2.26} = 4.602 \text{ k}\Omega$$

この値に最も近い標準 1% 抵抗値は 4.64k Ω です。

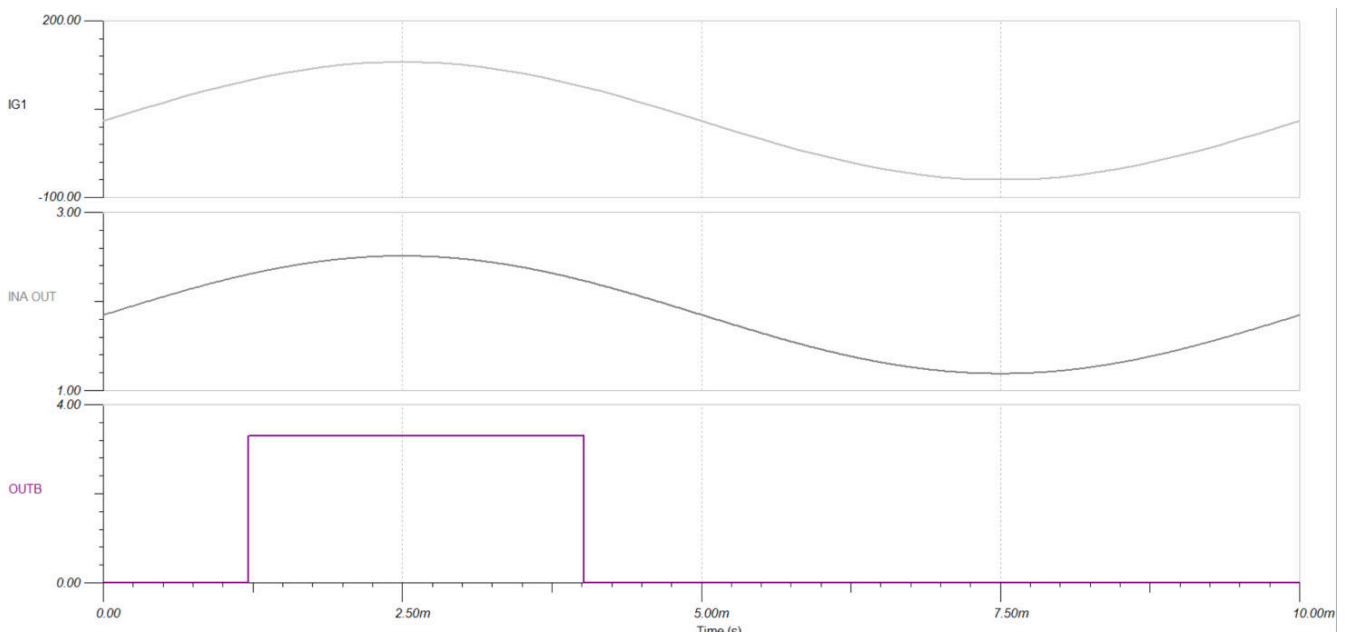
設計シミュレーション

過渡シミュレーション結果

以下のシミュレーション結果では、IG1 に -70A～130A、100Hz の正弦波を使用しています。



チャンネル A



チャンネル B

設計の参照資料

テキサス・インスツルメンツ、[SBOMB05 SPICE ファイル](#)、回路ソフトウェア

設計で使用されているコンパレータ

TLV320x	
V_S	2.7V~5.5V
V_{inCM}	各レールから 200mV 外まで
V_{OUT}	プッシュプル、レール ツー レール
V_{OS}	1 mV
I_q	40 μ A/ チャンネル
$t_{PD(HL)}$	40ns
チャンネル数	1, 2
TLV3201-Q1 および TLV3202-Q1	

設計に使用されているオペアンプ

INA240	
V_S	1.6V~5.5V
V_{inCM}	-4V~80V
V_{OUT}	レール ツー レール
V_{OS}	5 μ V
V_{OS} ドリフト	50nV/ $^{\circ}$ C
I_q	260ns
ゲイン オプション	20V/V、50V/V、100V/V、200V/V
INA240	

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

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