

アプリケーション・ノート : AN- 1118

IR331x : 電流検出機能付きハイサイド・スイッチ 新しい製造技術P3を利用

David Jacquiod, International Rectifier

目次

	項目
はじめに	2
1. 内部構成	2
バッテリーの逆接続	2
WAIT (待機) 機能	3
最小パルス機能	3
電流検出精度	3
2. 標準的な使い方	5
設定可能な過電流シャットダウン機能	5
白熱電球とDCモーター	5
2段階の電流シャットダウン機能	5
20 kHzのHブリッジ構成のモーター駆動	7
レイアウトの考察	8

©インターナショナル・レクティファイアー・ジャパン
この文献の無断複製・転載を禁じます。

概要

内部構成

- バッテリーの逆接続保護
- WAIT (待機) 機能と最小パルス機能
- 電流検出精度

標準的な使い方

- 設定可能な過電流シャットダウン
- 白熱電球の用途、DCモーターの用途
- レイアウトの考察
- 20kHzのHブリッジ構成モーター駆動回路の電流検出

電流検出

はじめに

インターナショナル・レクティブファイアー (IR) 社の新しい製造技術P3 (ピー・キューブ) を利用した保護回路内蔵パワーMOSFET「IR331x」は、帰還電流の精度を改善した車載用のハイサイド・スイッチです。保護回路を内蔵したパワーMOSFETをIPS (インテリジェント・パワー・スイッチ) と呼びます。

IR331xは負荷電流の検出が必要な用途に適しています。さまざまな保護機能を備えています。すなわち、ユーザーが設定可能な過電流時のシャットダウン (遮断) 機能、過熱時のシャットダウン機能、バッテリー逆接続の保護機能です。電流検出は、高い電流読み取り精度と広い周波数帯域幅を備えています。過電流に対するシャットダウンを制御するさまざまな方法があり、シャント低抗を置き換えられます。

1. 内部構成

バッテリーの逆接続

IR331xシリーズは、バッテリーの極性を逆に接続したときの保護機能を備えています。逆接続した状態では、パワーMOSFETのボディ・ダイオード (MOSFETの内部に形成されるダイオード) を通して負荷に大きな電流が流れ、消費電力は正常な状態よりもはるかに大きくなってしまいます。

パワーMOSFETがオンのときの電流は、ドレインからソースへ、またはソースからドレインへ、どちらの方向にも流すことができることを利用して、システムは、パワーMOSFETをオンさせ、電力消費を減少させます。

図1 バッテリーの逆接続状態

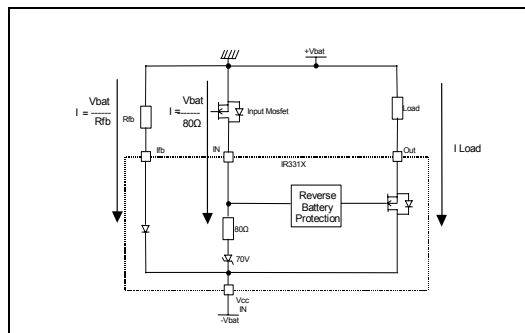


図1に示すようなバッテリーの逆接続状態では、電流は外付けの入力制御MOSFETのボディ・ダイオードを介して流れます。バッテリー電圧を V_{bat} とすると、IC (IR331x) の入力電圧 V_{in} は、 $V_{in} = V_{bat} - 0.6 \text{ V}$ です。一方、負荷電流は、ICに内蔵したパワーMOSFETのボディ・ダイオードを流れます。すなわち、出力電圧 V_{out} は、 $V_{out} = 0.6 \text{ V}$ となります。

もし $V_{in} - V_{out} (= V_{bat} - 1.2 \text{ V})$ 、すなわち、パワーMOSFETのゲート-ソース間電圧 $V_{gate} - V_{source}$ が、しきい電圧 (標準値で 2 V) に到達するとMOSFETはオンします。

従って、このICの入力を駆動するために単体のMOSFETが使われるときは、バッテリーの逆接続保護機能が動作します。駆動にバイポーラ・トランジスタが使われているときは、ダイオードを並列接続してください。

このとき、ICの消費電力 $P_{dissipated}$ は、パワーMOSFETの消費電力と入力の内蔵抵抗 (80Ω) の消費電力の和になります。すなわち、

$$P_{dissipated} = P_d (\text{パワーMOSFET}) + P_d (\text{抵抗: } 80 \Omega) \\ = R_{dson} \times I_{load}^2 + V_{bat}^2 / 80$$

と与えられます。

バッテリーの逆接続保護を設計するとき、ヒートシンクの計算には 80Ω の低抗の消費電力、すなわち、 $V_{bat}^2 / 80$ を考慮してください。

IR3313の例 (データシート参照)

- $I_{load} = 30 \text{ A}$
- $T_j = 125 \text{ }^\circ\text{C}$
- $T_{amb} = 85 \text{ }^\circ\text{C}$
- $V_{bat} = 14 \text{ V}$
- R_{dson} (125°C のときの標準値) = $8.8 \text{ m}\Omega$

として上式に代入すると、

$$P_{\text{dissipated}} = 8.8 \text{ m}\Omega \times 30^2 + 14^2 / 80 = 10.4 \text{ W}$$

$$R_{\text{th junction to amb}} = (T_j - T_{\text{amb}}) / P_{\text{dissipated}} = 3.9 \text{ }^\circ\text{C/W}$$

3.9 °C/Wの外付け放熱器が必要になります。

WAIT (待機) 機能

高いレベルの保護機能を提供するために、ICはWAIT (待機) 機能を備えています。WAIT機能がないと、熱暴走が起きます。

過熱に対するシャットダウンのしきい電圧に達すると、ICはオフします。ユーザーがすぐにICを再起動すると、過熱保護回路の遅延時間 (オンするときの遅延時間) の後に、ICの温度がすぐに過熱のしきい電圧を超えてしまいます。永久に回路を短絡し続けると破壊的な温度に達します (図2)。

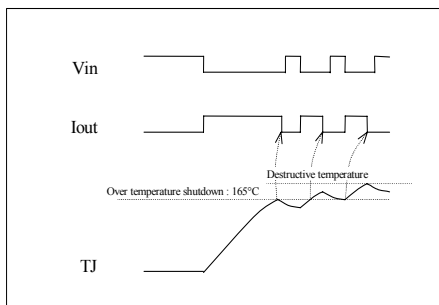


図2 温度サイクル期間の波形

WAIT機能はこれを防ぐ機能です。ICは、十分冷えたことを確かめた後にオンします (図3)。従って、決して破壊的な温度に達しません。システムが、入力ピンを開放してIR331xをオフにすると、WAITの遅延が始まります。

入力ピンがデータシート (データシートの図5) で規定されたリセット時間 T_{reset} よりも長い時間、入力ピンが開放になっているときだけ、IR331xは再起動します。

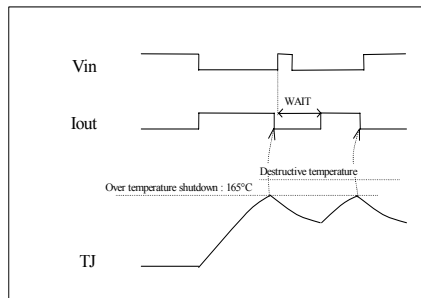


図3 WAIT機能を使ったときの温度サイクル期間の波形

最小パルス機能

システムが短い時間 (最小パルス時間よりも短い時間)、IR331xのスイッチを入れるとき、温度を測定するための十分な時間はありません。例えば、システムが高い周波数で動作し、短い時間、IR331xがオンし、温度が増加する場合、デバイスが過熱を検出するのに十分な時間はありません (図4)。

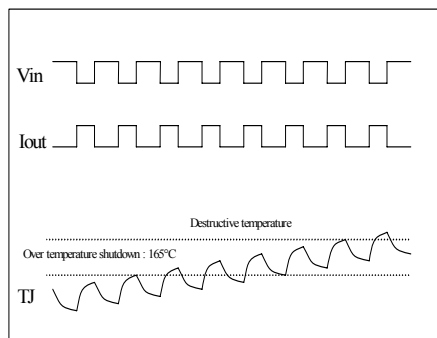


図4 短いパルスのときの波形

従って、入力に短いパルスが検出されたら、デバイスはWAIT時間の間、入力を受け付けず、その後オンします(図5)。

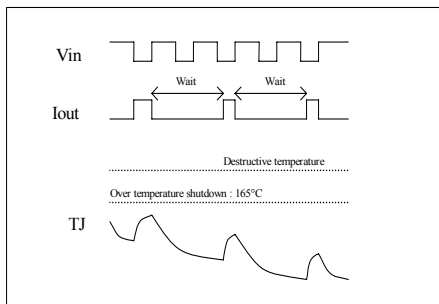


図5 最小パルス機能を使ったときの波形

電流検出精度

IR331xシリーズは、帰還電流の精度が改善されています。内部電流検出アンプのオフセットは、従来品の1/10に改善されています。

IR331xシリーズは、負荷の電流検出にMOSFETを使います。具体的には、パワーMOSFETに小さいMOSFETを並列接続すると、両方のMOSFETに同じドレイン-ソース間電圧 V_{ds} が加わる限り、負荷電流をある比率 (Ratio) で割った電流が流れます(図6)。内部電流検出アンプが両方のMOSFETの電圧が同じになるように制御します。

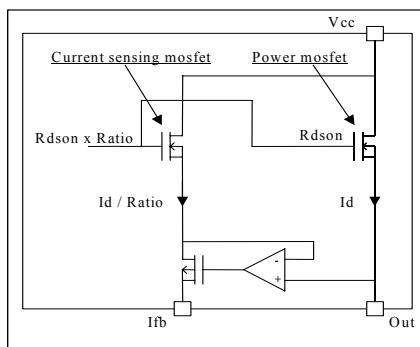


図6 電流検出の回路図

出力の負荷電流 I_{load} は、

$$I_{load} = I_{fb} \times \text{Ratio} + I_{offset}$$

となります。従って、電流検出精度は、比率Ratioとオフセット電流 I_{offset} に依存します。25°Cのときの I_{offset} は下式で与えられます。

$$I_{offset @ 25^\circ C} = \frac{V_{offset @ \text{amplifier}}}{R_{dson @ 25^\circ C}}$$

アンプのオフセット電圧 V_{offset} の温度ドリフトは、全温度範囲で低く押さえ込まれています。温度が変化すると、 I_{offset} と R_{dson} は反比例の関係なので以下のように表せます。

$$I_{offset @ T^\circ C} = I_{offset @ 25^\circ C} \times \frac{R_{dson @ 25^\circ C}}{R_{dson @ T^\circ C}}$$

最悪の場合は-40°Cのときなので、

$$\frac{R_{dson @ 25^\circ C}}{R_{dson @ -40^\circ C}} = 1.25$$

となります。アンプのオフセット電圧が小さいと仮定すれば、 I_{offset} は全温度範囲で0.3%未満に低く保たれています。

調整

I_{fb} ピンがアナログ入力に接続される用途では、高精度な較正を実現することができます。2つの較正された電流 (I_{d1} と I_{d2})を流して、 I_{fb1} と I_{fb2} を測定することによって、システムは以下の式で比率とオフセット電流を計算できます。

$$\text{Ratio} = \frac{I_{d1} - I_{d2}}{I_{fb1} - I_{fb2}}$$

$$I_{offset} = I_{d1} - I_{fb1} \times \text{Ratio}$$

もし25°Cで較正したとすると、較正中に測定されたRatio @ 25°Cと $I_{offset @ 25^\circ C}$ を使って I_d を計算できます。

$$I_d = I_{fb} \times \text{Ratio} @ 25^\circ C + I_{offset @ 25^\circ C}$$

パラメータRatioと I_{offset} は全温度範囲で変わります(データシート参照)。

$$I_{offset @ -40^\circ C} = I_{offset @ 25^\circ C} / 0.8$$

$$I_{offset @ 150^\circ C} = I_{offset @ 25^\circ C} / 1.9$$

$$\text{Ratio @ -40}^\circ C = \text{Ratio @ 25}^\circ C \pm 5\%$$

$$\text{Ratio @ 150}^\circ C = \text{Ratio @ 25}^\circ C \pm 5\%$$

すなわち、150°Cでの全誤差電流は、

$$I_{\text{error}} = \frac{I_d - I_{d \text{ calculated}}}{I_d}$$

となります。ここで、

$$I_{d \text{ calculated}} = I_{\text{fb}} @ 150^\circ\text{C} \times \text{Ratio} @ 25^\circ\text{C} + I_{\text{offset}} @ 25^\circ\text{C}$$

$$I_{\text{fb}} @ 150^\circ\text{C} = \frac{I_d - I_{\text{offset}} @ 150^\circ\text{C}}{\text{Ratio} @ 150^\circ\text{C}}$$

です。

IR3313の例（データシート参照）

- $I_d = 80\text{A}$
- $I_{\text{offset}} @ 25^\circ\text{C} = \pm 0.2\text{A}$
- $I_{\text{offset}} @ -40^\circ\text{C} = \pm 0.25\text{A}$
- $I_{\text{offset}} @ 150^\circ\text{C} = \pm 0.11\text{A}$
- $\text{Ratio} @ 25^\circ\text{C} = 8800$
- $R_{\text{dson}} @ 25^\circ\text{C} = 5.5\text{m}\Omega$

最悪の場合、 $\text{Ratio} @ 150^\circ\text{C} = \text{Ratio} @ 25^\circ\text{C} - 5\%$ なので、150°Cのときの誤差電流は、以下のようになります。

まず、上記の数値を代入して I_{fb} を求めると、

$$I_{\text{fb}} @ 150^\circ\text{C} = \frac{80\text{A} - 0.11\text{A}}{8800 - 5\%} = 9.56\text{mA}$$

です。この $I_{\text{fb}} @ 150^\circ\text{C}$ を使って $I_{d \text{ calculated}}$ を求めると、

$$I_{d \text{ calculated}} = 9.56\text{mA} \times 8800 + 0.2\text{A} = 84.2\text{A}$$

となります。従って、 I_{error} は約0.05となり誤差は5%です。

較正することで、全温度範囲での全誤差電流は5%を確保できます。

2. 標準的な使い方

設定可能な過電流シャットダウン機能

図7は、IR3313の標準的な周辺回路構成です。 I_{fb} ピンに接続した抵抗 R_{fb} でシャットダウン電流 I_{sd} を設定できます。

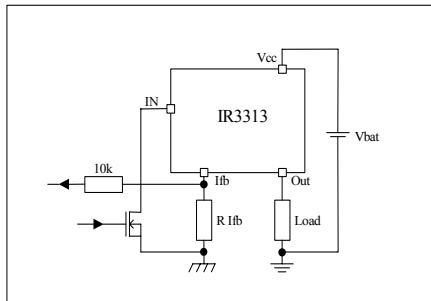


図7 標準的な周辺回路構成

図8のオシロスコープ波形は、純粋な誘導負荷のときの例です。

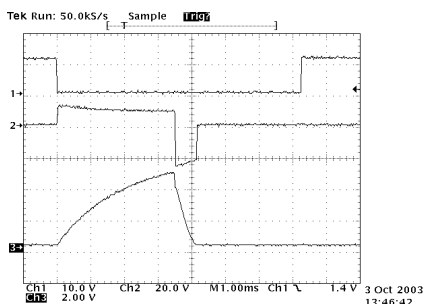


図8 過電流シャットダウン時の波形：波形1（上）は入力電圧、波形2（中央）は出力電圧、波形3（下）は I_{fb} ピンの電圧。

デバイスがオンすると、負荷への電流が増えます。 I_{fb} ピンの電圧は、過電流シャットダウン機能のしきい電圧（通常は4.5V）に達するまで増加し、デバイスはオフします。負荷の両端の電圧はアクティブ・クランプの電圧です。

I_{fb} ピンにつないだ抵抗 R_{fb} は、次式で求められます。

$$R_{fb} = \frac{4.5V \times \text{Ratio}}{I_{sd}}$$

注意) R_{fb} の値は、データシートに記載された最小値よりも小さくしないでください。

白熱電球の用途とDCモーターの用途

白熱電球やDCモーターの用途で、最も注意しなければならないことは突入電流です。白熱電球のフィラメントが冷たいときの抵抗値は非常に低くなっています。従って、突入電流は、通常の電流の7倍にも達することがあります。DCモーターの動作では、直接、始動するときのシーケンスによって突入電流が発生します。

電流をシャットダウンする機能は、そのような負荷に対応しなければなりません。すなわち始動時の大きな電流をシャットダウンし、または通常電流時の小さい電流をシャットダウンしなければなりません (図9)。

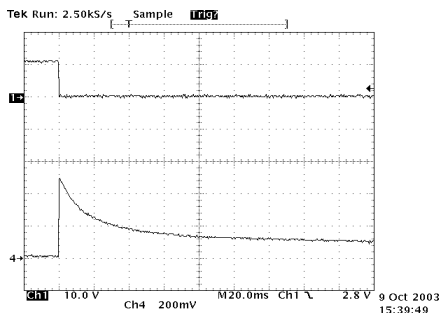


図9 45W×2の白熱電球に対する標準的な突入電流：波形1 (上) は入力。波形2 (下) は負荷電流 (縦軸は20A/div.)。ピーク電流 $I_{peak} = 50A$ 、通常電流 $I_{nom} = 7.5A$ 。

2段階の過電流シャットダウン機能

過電流シャットダウン機能の設定可能な2つのしきい値を決める簡単な方法は、抵抗 R_{fb} の値を変えることです。つまり、1つは突入電流のための値、もう1つは通常電流のための値にすればよいわけです。突入電流のために計算した抵抗を通常電流の抵抗と並列に接続し、MOSFETで切り替えることで実現します (図10)。

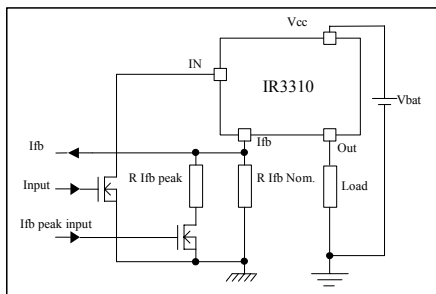


図10 2段階の過電流シャットダウン回路の例

突入電流の間、システムは、電流のシャットダウンを増やすために抵抗 $R_{fb peak}$ を接続します。負荷が通常の電流に達すると、過電流保護機能にGOODを供給するためにシステムは $R_{fb peak}$ を切断します。

R_{fb} は下記で計算できます。

$$I_{shutdown} = (V_{fb} - V_{in @ I_{sd min}}) \times \text{Ratio}_{min} / R_{fb}$$

$$R_{fb} = (V_{fb} - V_{in @ I_{sd min}}) \times \text{Ratio}_{min} / I_{shutdown}$$

45W×2の白熱電球とIR3313の例

$I_{nom} = 7.5A$ から

$I_{shutdown nom} = 10A$

$I_{shutdown peak} = 10 \times I_{nom} = 75A$

となり、これを上式に代入すると、

$R_{fb nom} = 4V \times 7500 / 10A = 3 k\Omega$

$R_{fb peak} = 4V \times 7500 / 75A = 400 \Omega$

が求められます。

ここで、4Vは $V_{fb} - V_{in @ I_{sd}}$ の仕様の最小値、7500はRatioの最小値です。

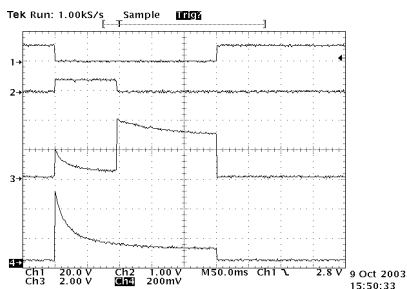


図11 45W×2の白熱電球の波形：R_{ifb nom} = 3.3kΩ、R_{ifb peak} = 390Ωのとき。波形1は入力、波形2は I_{fb peak} の入力、波形3は I_{fb} ピンの電圧、波形4は負荷電流。

$$RC = \frac{t_{\text{peak step}}}{\frac{V_{\text{in}}}{V_{\text{gsth}}}}$$

ここで、 $t_{\text{peak step}}$ は R_{ifb peak} が接続されている時間、 V_{in} は入力電圧、 V_{gsth} は T₂ のしきい電圧。

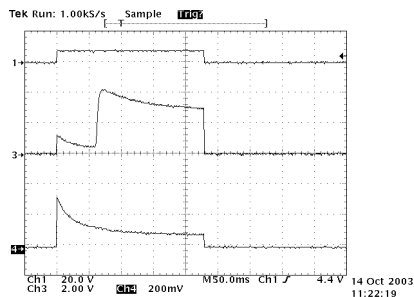


図13 45W×2の白熱電球の波形：R_{ifb nom} = 3.3kΩ、R_{ifb peak} = 390Ω、R = 470kΩ、C = 100nFのとき。波形1は入力、波形3は I_{fb} ピンの電圧、波形4は負荷電流。

RCで制御される2段階の過電流シャットダウン機能

論理的な出力が2段階の過電流シャットダウン機能を利用できない場合、図12に示す簡単な回路で過電流シャットダウン機能を増やすことができます。

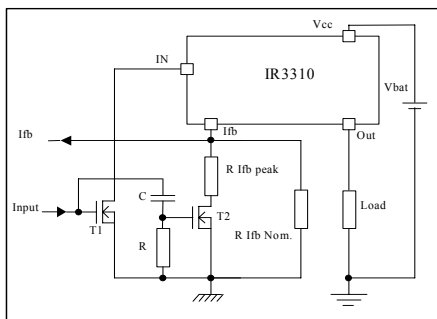


図12 2段階の過電流シャットダウン機能の回路例

前述したようにR_{ifb nom}とR_{ifb peak}は計算できます。R_{ifb peak}が I_{fb}ピンに接続されている間、図12のMOSFET T₂のゲートに接続したRCの回路構成が提供されます。この回路の波形を図13に示しました。

アナログ電圧で設定されるシャットダウン電流

汎用的な解決策は、過電流シャットダウン機能をダイナミックに制御するために、電流源を I_{fb}ピンに接続して制御する方法です (図14)。

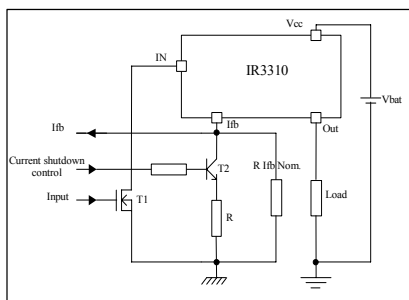


図14 過電流シャットダウン機能のしきい電圧をダイナミックに制御する回路例

白熱電球の用途向けの過電流シャットダウン機能のしきい電圧の最適な形は、電流波形に少しマージンを加算した形です(図15)。

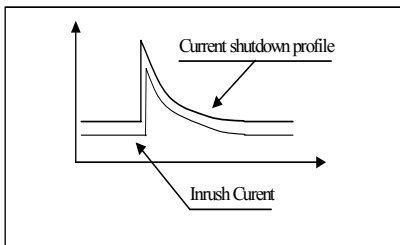


図15 過電流シャットダウン機能の形

T_2 に適用された過電流シャットダウン機能の制御電圧は以下で計算できます。

$$I_{T2} = (\text{過電流シャットダウンの制御電圧} - 0.6V) / R$$

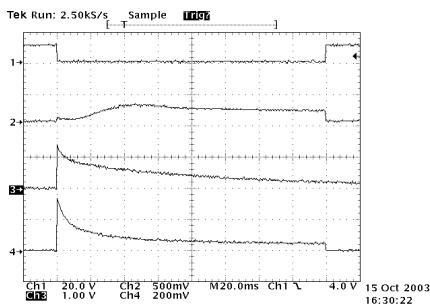


図16 45W×2の白熱電球の波形: $R_{I_{fb\ nom}} = 3.3k\Omega$,

$R = 120\Omega$ のとき。波形1は入力、波形2は I_{fb} ピンの電圧、波形3は過電流シャットダウン機能の制御電圧、波形4は負荷電流。

20kHzのHブリッジ構成モーター駆動回路の電流検出

2つのIR331xと2つのMOSFETを使って、完全に保護されたHブリッジ回路を設計できます(図17)。IR331xは電流検出機能と保護機能を備えています。ローサイドMOSFETは、20kHzでスイッチング可能です。IR331xと共に過熱に

対するシャットダウンによってローサイドを保護するために、ローサイドの消費電力は低くなければなりません。ローサイドにはオン抵抗が半分のデバイスを選んでください。

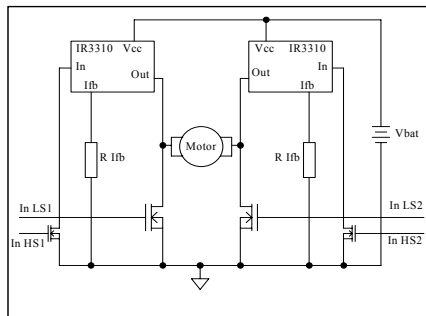


図17 DCモーター駆動のHブリッジ回路

レイアウトの考察

レイアウト設計には十分に注意してください。論理回路の接地を電源の接地につなぐと、負荷電流が論理回路の接地に戻ってしまいます(図18)。この電流によって I_{fb} ピンとINピンの間に誤差電圧が生じ、デバイスをシャットダウンしてしまいます。そのうえ、電流検出値の読みが妨害されます。

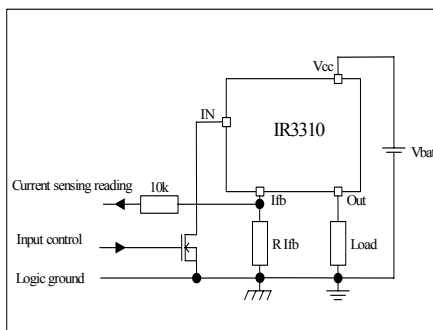


図18 論理回路の接地と電源の接地をつなぐ

電流検出値の読みと過電流シャットダウン機能を確実にするために、論理回路の接地は、コントローラの近くの車のボディに接続してください。

IR331xを1本のワイヤーで制御する

システムが、過電流シャットダウン機能だけが必要で、電流の値を必要としないなら、1本のワイヤーだけでIR331xを制御できます（図19）。

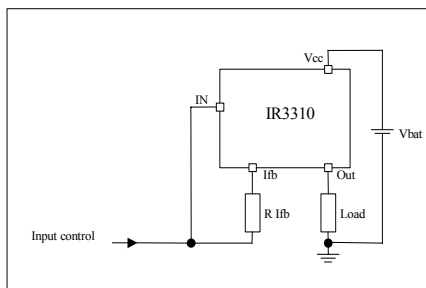


図19 1本のワイヤーでIR331xを制御可能

入力のしきい電圧が V_{cc} と関係しているので、 $V_{cc}-V_{in}$ 間の電圧が V_{IH} に達すると、デバイスはオンします。過電流シャットダウン機能のしきい電圧が V_{fb} と V_{in} の間の差電圧によって定義されるので、入力システムは接地基準を必要としません。

©インターナショナル・レクティファイアー・ジャパン
この文献の無断複製・転載を禁じます。