

アプリケーション・ノート : AN- 1117

ハイサイドIPSシリーズ「IPS60xx」

David Jacquinod, Fabio Necco
International Rectifier Corporation

目次

	頁
はじめに	2
標準的な周辺回路	2
接地の結線	2
診断機能	3
オン時の負荷の断線検出.....	3
オフ時の負荷の断線検出.....	3
オンするときの診断機能.....	3
オフするときの診断機能.....	3
各故障モードの検出方法.....	4
保護機能	4
電流制限と温度サイクル.....	4
接地の損失保護.....	5
アクティブ・クランプ.....	5
バッテリーの逆接続.....	6
最大電圧定格	7
推奨動作条件	7
信頼性高いハイサイド駆動.....	7
補足1 : ハイサイドIPS「IPS60xx」の診断アルゴリズム	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

- はじめに
- 診断機能
- 保護機能
- アクティブ・クランプと最大誘導性負荷
- バッテリの逆接続

標準的な使い方

- 白熱電球
- ソレノイド
- バルブ

はじめに

保護機能付きパワーMOSFETであるIPS60xxシリーズは、5ピンのハイサイドIPS（インテリジェント・パワー・スイッチ）です。IR社独自の最新製造技術P³（ピー・キューブ：power product platform）を使って製造しています。パワーMOSFET部は縦型構造ですが、制御部は横型構造のMOSFETで構成した保護回路を内蔵しています。IPS60xxシリーズは、アクティブ・クランプ付きの高効率パワーMOSFET、過熱保護機能、過電流に対する電流制限機能、バッテリーの逆接続に対する保護機能を備えています。

標準論理レベルの入力（IN）ピンや、電源の接地（GND）に対して絶縁された論理回路の接地（GND）ピン、診断（DG）ピンを備えています。内蔵のチャージ・ポンプ回路があり、外付け部品なしで、ハイサイド構成のパワーMOSFETを駆動できます。

新しい製造技術P³により、パワーMOSFETと保護回路をモノリシックICで実現できます。パワーMOSFETのオン抵抗（R_{DS(ON)}）は14mΩまで小さくできます。このアプリケーション・ノートでは、ハイサイドIPSシリーズの機能や動作を説明し、車載環境でのこれらのデバイスの使い方を提案します。

標準的な周辺回路

図1にハイサイドIPSシリーズの標準的な周辺回路図を示します。2つの抵抗R_{in}とR_{dgs}は、バッテリーの逆接続時やバッテリー電圧V_{bat}に負パルスが現れたときに、コントローラを保護するために挿入します。R₁とR₂は、負荷の断線とV_{bat}への短絡の2つの故障モードを区別する場合に必要です。

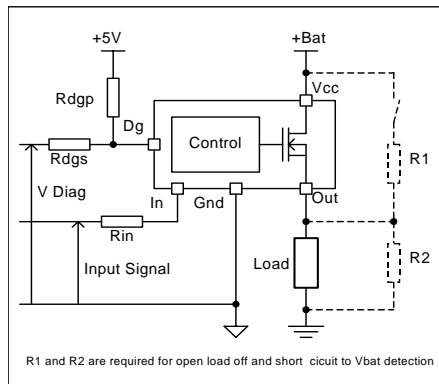


図1 標準的な周辺回路

接地の結線

論理回路の接地であるGNDピンは、入力ピンとDGピンの基準となるので、負荷電流がデジタル接地に流入しないように、制御回路ブロックのデジタル接地に接続してください（図2）。GNDピンを電源の接地に接続すると、負荷電流によって接地の経路に電位差が生じるため、入力のしきい電圧が変化してしまいます。

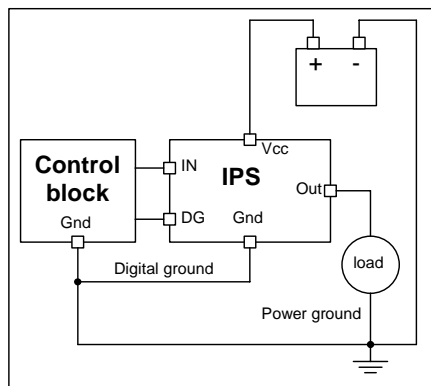


図2 論理回路の接地と電源の接地

診断機能

診断機能は、IPSの状態をマイコンに通知するときに使います。IPSは、過電流、温度上昇による過熱、負荷の断線などのさまざまな故障に対してIPS自身を保護します。IPSが故障状態を検出すると、診断情報がDGピンを介して出力されます。表1に真理値表を示します。Hはハイ・レベル、Lはロー・レベルです。

表1 診断の真理値表

動作状態	IN	OUT	DG
通常	H (オン)	H	H
通常	L (オフ)	L	H
負荷の断線	H	H	L
負荷の断線 (1)	L	H	L
接地との短絡	H	L	L
接地との短絡	L	L	H
V _{cc} との短絡	H	H	L
V _{cc} との短絡 (2)	L	H	L
過熱	H	L	L
過熱	L	L	H

- (1) 出力とV_{cc}の間にブルアップ抵抗あり。
- (2) 出力とV_{cc}の間にブルアップ抵抗なし。

オン時の負荷の断線検出

IPS60xxシリーズは、オン状態での負荷の断線検出機能を備えています。オン状態のときの負荷の断線状態は、パワーMOSFETのドレイン-ソース間電圧V_{DS}を測定することによって検出できます。基準電圧が20mVの内蔵比較器が、パワーMOSFETのドレインとソースの間に接続されています。オン状態のとき、V_{DS}が20mVより小さければ、負荷の断線状態が検出されます。IPS6011の場合、2A以下の負荷電流に相当します。

オフ時の負荷の断線検出

オフ状態のときにも負荷断線の検出が必要な場合があります。この場合、負荷断線が発生すると、負荷をオンすることなく、直ちにマイコンが認識します。IPSはこの状態も検出できますが、外付けブルアップ抵抗が必要です。

パワーMOSFETがオフのときは、ソース電位とGND電位を比較することにより、負荷の断線状態を検出します。通常の状態では、負荷がGNDに接続されていて、電流（出力の漏れ以外）は負荷に流れません。ソース電位はほぼゼロです。負荷が切断された場合、内蔵比較器が負荷の断線状

態を検出できるように、外付け抵抗で出力をブルアップします。内蔵の基準電圧は、最小バッテリー電圧（6V）よりも低い値に設定する必要があり、IPS60xxシリーズは、3Vの基準電圧を使って負荷の断線を検出します。

オンするときの診断機能

オンするときは、バッテリー電圧と出力電圧の差（V_{bat} - V_{out}）が短絡検出電圧（データシートのV_{sc}）より大きいため、診断機能は十分高速に短絡を検出できます（図3）。

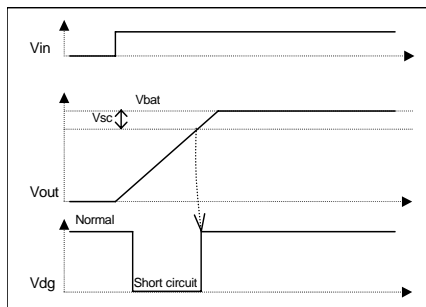


図3 オンするときの診断機能の動作

オフするときの診断機能

オフするときは、V_{out}が負荷の断線検出電圧（データシートのV_{Oloff}）より大きいため、診断機能は十分高速に負荷断線を検出できます（図4）。

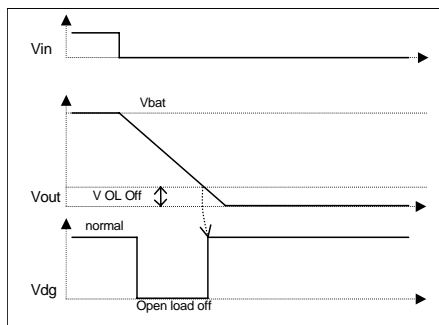


図4 オフするときの診断機能の動作

各故障モードの検出方法

デバイスがオン状態の場合、負荷断線の場合と V_{bat} への短絡の場合は出力が共にハイ・レベルになり、電流がデバイスに流入しないため、診断機能は負荷断線と V_{bat} への短絡を区別できないことが真理値表に示してあります。

デバイスがオフ状態の場合、出力電圧が V_{OLoff} よりも低い場合、診断はロー・レベルになります。出力のプルアップ抵抗(図1の R_1)を切り離すと、2つの故障モードを区別できます。 V_{bat} に短絡しているときは、出力がハイ・レベルになり、診断がロー・レベルになります。負荷断線のときは、出力がロー・レベルになり、診断がハイ・レベルになります。負荷断線検出の場合、出力と接地との間に接続された500k Ω の内蔵抵抗が出力を V_{OLoff} よりも低い値にプルダウンします。設計条件から低いインピーダンスにしたいときは、プルダウン抵抗を追加します。

R_2 は、出力を V_{OLoff} よりも低く維持します。従って、 V_{bat} の最小値に対して、 R_2 は次のように選択できます。

$$R_{2\text{ Min.}} = \frac{V_{OLoff} \times R_1}{V_{bat\text{ min.}} - V_{OLoff}}$$

デバイスがオン状態のときは、負荷の断線と V_{bat} への短絡を区別するために、システムが負荷を切り離すことができます。このアルゴリズムは補足1に記載してあります。

保護機能

IPS60xx シリーズは、短絡または過熱時にデバイスの故障を防止するための保護機能を備えています。故障状態が解消された後、デバイスは自動的に再起動します。アクティブ・クランプ時とバッテリーの逆接続時には、保護機能はありません。

電流制限と温度サイクル

出力が接地に短絡すると、IPSはMOSFETを線形(リニア)領域で駆動して電流を制限します。この領域では、消費電力が大きくなり、温度上昇による過熱保護機能がデバイスを停止させます。図5に示すように、接合部の温度が7°C低下すると、デバイスは再起動します(図6)。

電流制限機能と過熱防止機能は、保護目的のためにだけ使ってください。通常モードでは、これらの保護機能はトリガされないようにしてください。そうしないとデバイスの信頼性に影響します。例えば、負荷の突入電流は電流制限値よりも小さくしなければなりません。

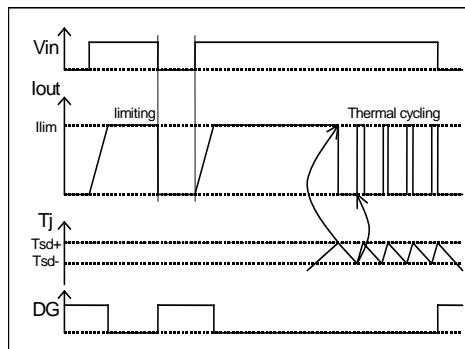


図5 保護機能のタイミング図

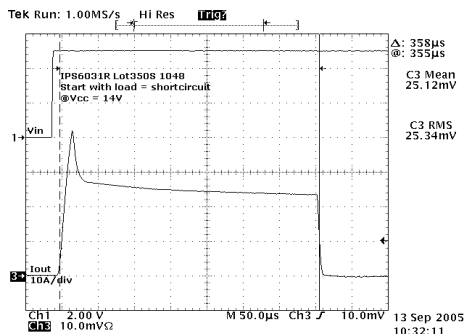


図6 短絡した回路を再起動したときの波形

チャンネル1: 入力

チャンネル2: 負荷電流 I_{load} (縦軸は10A/div)

接地の損失保護

接地が断線すると、デバイスは故障を防止するために自動的にオフします。入力ピンとドレイン・ピンとの間、および診断ピンとドレイン・ピンとの間の2つの寄生バイポーラ・トランジスタがオンして、電流がドレインからマイコンへ流れます。図7の2つの抵抗 R_{dgs} と R_{in} が、マイコンを保護するため、電流を制限します。

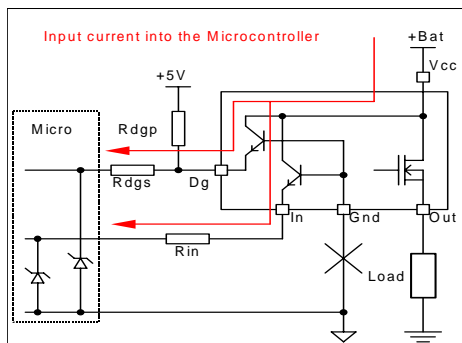


図7 接地の損失の保護

アクティブ・クランプ

アクティブ・クランプ時、電流は負荷によって制御されません。従って、このモードの間、過熱や電流の保護機能は動作しません。電流と温度の最悪条件で、オフするときの消費電力がIPSの安全動作領域(SOA)内にあることを確認してください。

アクティブ・クランプの目的

オフに切り換わると、誘導性負荷が端子両端に電圧を発生させ、その振幅は電流の傾きとインダクタンス値によって決まります。ハイサイド構成では、インダクタンス両端の過電圧により、ドレイン-ソース間電圧がバッテリー電圧よりも高くなります(図8)。このため、ツェナー・クランプ・ダイオードやフリーホイール・ダイオードを外付けしない場合、ボディ・ダイオードがアバランシェ領域に入ってしまいます。

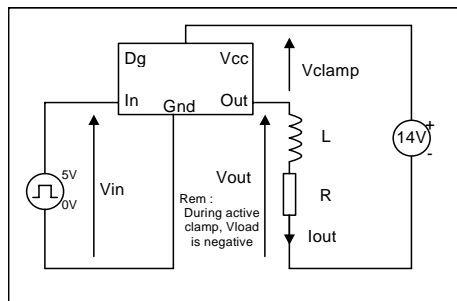


図8 アクティブ・クランプ回路

アクティブ・クランプの目的は、MOSFETの両端の電圧をボディ・ダイオードのブレークダウン電圧以下に制限して、スイッチング時にデバイスに加わるストレスを軽減することです(図9)。

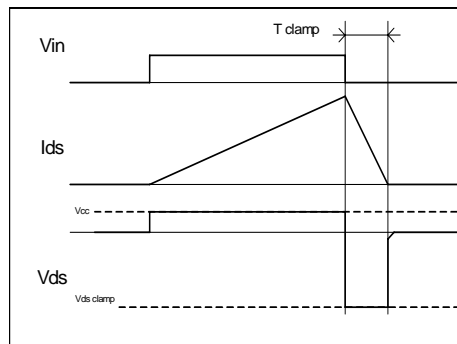


図9 アクティブ・クランプの波形

アクティブ・クランプ法

MOSFETの V_{DS} を制御する1つの方法は、デバイスを線形領域で駆動することです。IPS内部の帰還ループが出力MOSFETのゲート電圧を負荷電流と無関係に調整することにより、 V_{DS} を目標のアクティブ・クランプ電圧に近づけます。

この内蔵回路は、ドレインとゲートとの間に接続したツェナー・ダイオードと、ゲートと接地の間の抵抗で構成さ

れています。アクティブ・クランプ時、出力MOSFETは線形領域で動作するため、消費電力は $R_{DS(on)}$ に依存しないことに注意してください。

アクティブ・クランプ使用時のエネルギー

アクティブ・クランプは、フリーホイール技術よりも高速な回生が可能なので、外付けデバイスが不要になります。アクティブ・クランプ技術の欠点は、エネルギーがIPSで消費されることです。このエネルギーは、IPSの安全な動作を保証する値でなければなりません。消費エネルギーの計算を以下に示します。IPSで消費されるエネルギーは、

$$E_{IPS} = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 \cdot \frac{V_{CLAMP}}{V_{CLAMP} - V_{BATT}}$$

で与えられます。負荷で消費されるエネルギーは、

$$\frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2$$

となります。クランプ電圧 V_{CLAMP} は、バッテリー電圧 V_{BATT} より大きくなければならないので、IPSは負荷よりも大きいエネルギーを消費します。これは、アクティブ・クランプ時に一部のエネルギーがバッテリーから得られるためです。

IPSでのエネルギー消費を小さくするため、 V_{CLAMP} をこの技術のブレークダウン電圧に匹敵するくらいに、できるだけ高くしなければなりません。IPS60xxシリーズのアクティブ・クランプ電圧は39V（標準値）です。

IPSが消費するエネルギーは、負荷インダクタンスと負荷電流の2乗に比例します。最大出力電流と誘導性負荷の関係を図10に示しました。

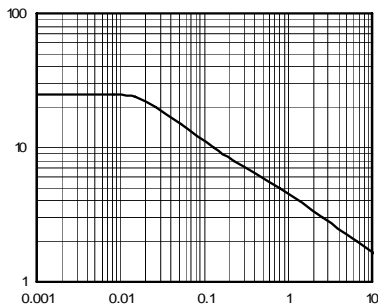


図10 最大出力電流 (A) と誘導性負荷 (mH) の関係

データシートには、図10に似たグラフが記載してあります。これらのグラフを使うと、IPSで消費できるエネルギー量に基づいて、最大負荷インダクタンスと負荷電流の関係を見積もれます。

負荷の「寄生抵抗」が、負荷電流を制限していることに注意してください。最大負荷電流は、最悪の場合の電源状態で計算してください。例えば、 $100\mu\text{H}$ の負荷に対して、グラフは最大 $I_{loadmax} = 12\text{A}$ を示しています。最悪の場合の V_{BATT} が18Vなら、図10から誘導性負荷の最小直列抵抗は $18\text{V}/12\text{A} = 1.5\Omega$ でなければなりません。

アクティブ・クランプ時の温度上昇

アクティブ・クランプ時のエネルギー消費により、接合温度が上昇します。アクティブ・クランプ時の温度上昇は次式で求められます。

$$\Delta T_j = P_{CL} \cdot Z_{TH} (t_{CLAMP})$$

ここで、 $Z_{TH} (t_{CLAMP})$ は温度 t_{CLAMP} での熱インピーダンスであり、データシートの熱インピーダンスのグラフから求められます。

$P_{CL} = V_{CL} \cdot I_{CLave}$: アクティブ・クランプ時の電力消費

$V_{CL} = 39\text{V}$: IPS60xxの V_{CLAMP} の標準値

$I_{CLave} = I_{CL} / 2$: アクティブ・クランプ時の平均電流

$t_{CL} = I_{CL} / |di/dt|$: アクティブ・クランプの期間

$di/dt = (V_{BATT} - V_{CL}) / L$: 減磁電流

アクティブ・クランプ時の温度上昇は、IPSの損傷を防止するように制限して設計してください。

バッテリーの逆接続

IPS60xxシリーズのバッテリーの逆接続保護機能は、パワーMOSFETをオンする回路と接地を切り離す回路の2つの回路を使っています。

バッテリーの逆接続状態では、他の保護機能が使えないことに注意してください。通常モードでの最大バッテリー電圧はバッテリーの逆接続時の電圧よりも高いため、通常モードで過熱保護機能がトリガされない場合、バッテリーの逆接続状態ではないと考えられます。

出力ピンを流れる電流

バッテリーの逆接続時には、電流は負荷を介して MOSFET のボディ・ダイオードに流れます。IPS 内の消費電力は次のように見積もれます。

$$Pd_{IPS} = V_f \cdot \frac{V_{BATT}}{R_{LOAD}} \quad \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 V_f はMOSFETのボディ・ダイオードの順方向電圧降下です（標準値 0.7V）。バッテリーの逆接続が検出されると、IPSを保護するためにMOSFETをオンさせるので、ボディ・ダイオードではなくMOSFETのチャネルに電流が流れます。この消費電力は式（2）のように計算できます。

$$Pd_{IPS} = R_{DS(on)} \cdot \left(\frac{V_{BATT}}{R_{LOAD}} \right)^2 \quad \dots \dots \dots (2)$$

$R_{DS(on)}$ の値により、ボディ・ダイオードではなくMOSFETを使ったときの消費電力は小さくなります。2Aの負荷電流で $R_{DS(on)}$ が25mΩのIPSの場合、バッテリー逆接続時の消費電力は、1.5W（ボディ・ダイオード）から100mW（MOSFETのチャネル）へ低減されます。これによってバッテリー逆接続時の接合温度が制限されるので、デバイスの信頼性が向上します。

In と Dg を流れる電流

図 11 のようにピン（In と Dg）と直列に接続された抵抗が IPS の電流を制限します。

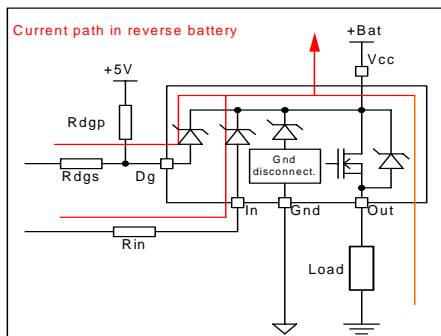


図 11 バッテリーの逆接続時の電流経路

Gnd を流れる電流

Gnd 端子を流れる電流は、この端子に外付け部品を接続できないので、非常に大きくなる可能性があります。このため、IPS60xx シリーズは、Gnd の切り離し回路を備えており、バッテリーの逆接続状態が検出されると、Gnd を通過する電流経路を切断します。

最大電圧定格

最大V_{cc}電圧：ICの製造技術で決まるブレイクダウンしない最大電圧です。

最大連続V_{cc}電圧：認定に使われる電圧です。

短絡保護付きの最大V_{cc}電圧：出力に安全な短絡保護機能が付いた場合のV_{cc}ピンの最大電圧です。

推奨動作条件

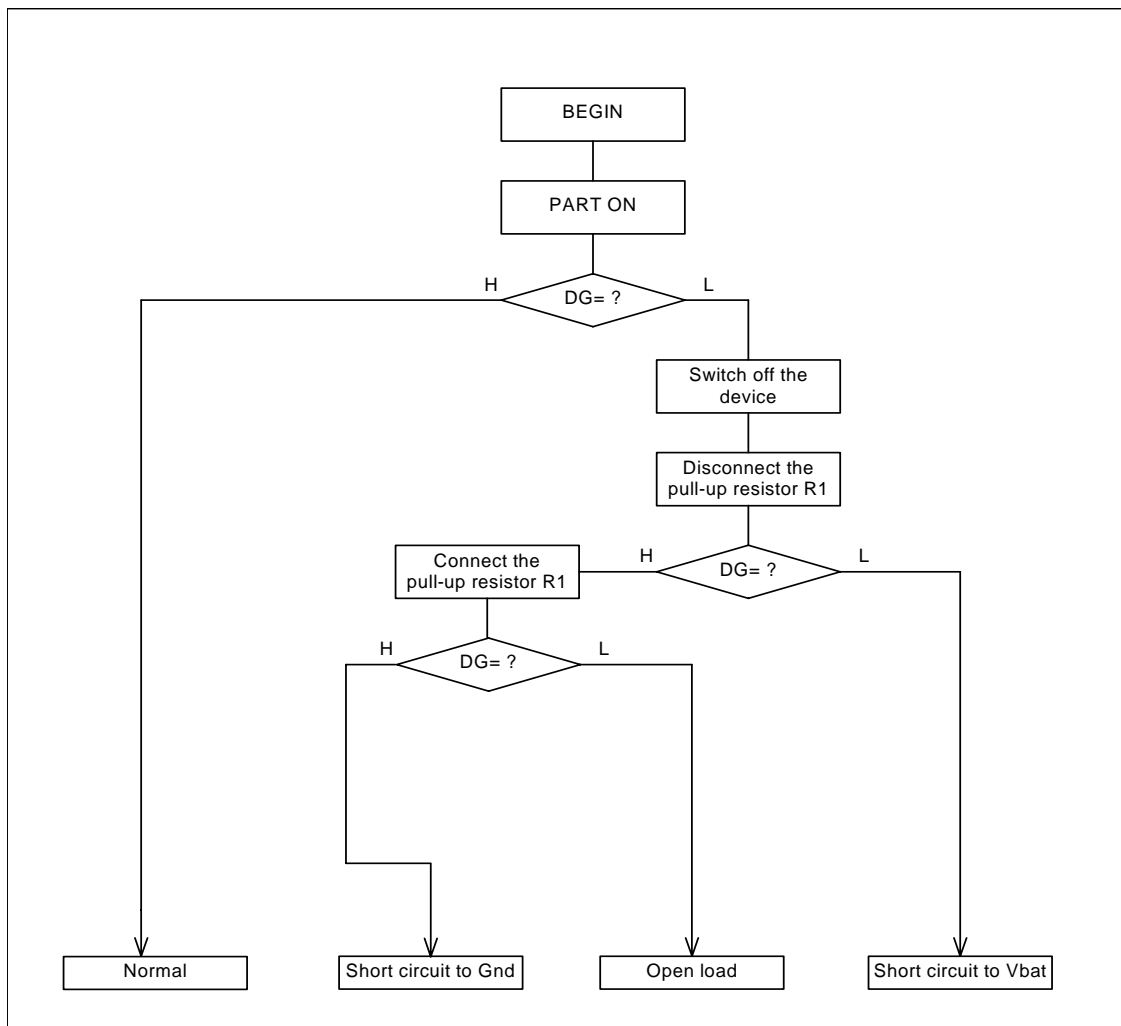
主要な仕様に対して、デバイスの推奨動作条件が存在します。一般に、推奨動作条件は定常状態でのデバイス動作の限界値を定めます。絶対最大定格は、過渡現象などの最悪状態の限界値を定めます。

信頼性の高いハイサイド駆動

IPS の信頼性は、MOSFET のそれと同じです。接合温度の大きな変動はデバイスの寿命を短くします。熱サイクル時の接合温度の変動は 7℃です。しかし、デバイスが長時間切り離された後に再起動すると、接合温度の変動は大きくなります。

自動再起動が必要な場合、コントローラは、熱サイクルの中にデバイスを保持する必要があります。コントローラをオフしなければならないときは、熱サイクルに入る再起動の回数を制限して、高いレベルの信頼性を保証しなければなりません。

補足 1 :ハイサイド IPS 「IPS60xx」 の診断アルゴリズム



©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。