

# ローサイド IPS シリーズ「IPS10xx」の機能

Fabio Necco, International Rectifier

## はじめに

保護機能付きパワーMOSFETの新しいシリーズ「IPS10xx」は、インターナショナル・レクティファイア（IR）社独自の縦型構造の最新製造技術である P3（power product platform）を採用した3端子のローサイド IPS（インテリジェント・パワー・スイッチ）です。すなわち、保護回路を集積した縦型のパワーMOSFETです。

IPS10xx シリーズは、標準論理レベルの入力、温度上昇に対する遮断（シャットダウン）保護、過電流に対する遮断保護、アクティブ・クランプ、入力ピンを使った診断といった機能を備えています。

このシリーズは、モノリシック（ワン・チップ）ICで、温度上昇保護機能の応答時間が速く、過電流遮断機能の精度が向上しています。オン抵抗（内部抵抗、 $R_{DS(ON)}$ ）が  $13m\Omega$  と低い製品もあります。従来のローサイド IPS シリーズと比べて、保護機能が向上し、パワーMOSFETの効率も改善され、端子を追加することなく診断機能も実現しています。

このアプリケーション・ノートでは、ローサイド IPS シリーズ「IPS10xx」に内蔵される機能を説明し、車載環境での使い方を紹介します。

## 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、さまざまな故障状態から自分を保護します。故障状態には過電流や温度上昇があります。IPSが故障状態を検出すると、その診断情報が入力ピンから提供されます。ローサイド IPS シリーズは、さまざまな故障を検出できますが、故障状態と正常状態の2つの状態しか出力しません。

故障状態には、過電流、温度上昇、負荷の断線があります。故障の区別はしません。診断機能は、入力電流を使って実現されています。図1の入力ピン（In）で入力がターン・オン（ $V_{IN} = 5V$ へ変化）すると、IPSの状態に応じて電流が変化します。故障状態での電流値は、正常状態の約8倍になります。入力の直列抵抗が電流の変化を電圧の変化に変換します。図1はIPSの標準的な接続図です。診断電圧は入力ピンに接続した入力抵抗（ $R_{DIAG}$ ）で検出できます。

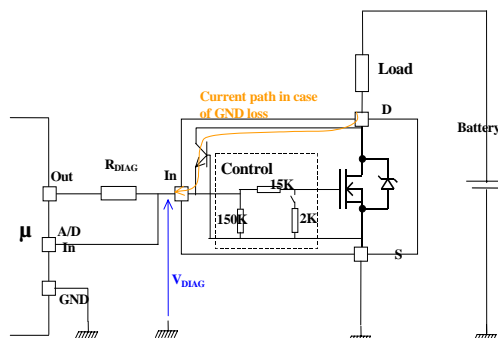


図1 ローサイドIPSの診断電圧の検出

表1に診断用の抵抗  $R_{DIAG} = 1.2 k\Omega$  のときの標準的な診断電圧を示します。

状態	入力電流 $I_{in}$	診断電圧 $V_{DIAG}$	診断用抵抗 $R_{DIAG}$
正常	$32 \mu A$	4.96V	1.2 k $\Omega$
故障	$230 \mu A$	4.72V	

表1 ローサイドIPSの診断電圧

## 入力電流と温度の関係

入力電流値は接合部の温度によって変わります。図2と同様な図が各製品のデータシートに記載されています。

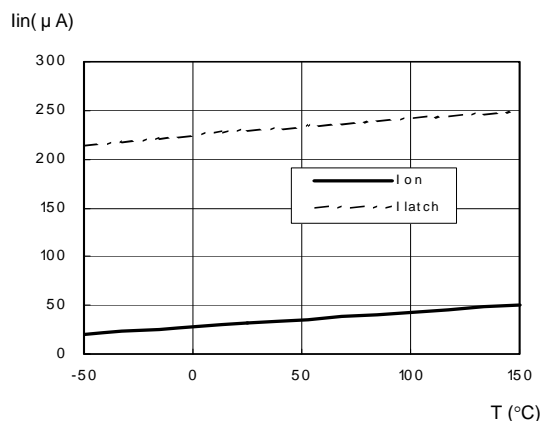


図2 温度に対する入力電流の値

### 診断用抵抗 R<sub>DIAG</sub> の選び方

抵抗 R<sub>DIAG</sub> には2つの目的があります。1つは、グランド（接地）に接続されていないときに、マイコンを保護することです。この状態では、電流は図1に示すようにバッテリー電圧 V<sub>BAT</sub> から入力ピン（I<sub>n</sub>）へと流れます。

2つ目は、故障が検出されると入力ピンを流れる電流が変化するため、抵抗の値で診断電圧レベルを決定することです。R<sub>DIAG</sub> は、診断情報を読み出すときに使う入力ピンにつながる入力段の特性に従って選択してください。

R<sub>DIAG</sub> を大きな値にすると、故障状態と正常状態との間の電位差が大きくなります。この抵抗の最大値には制限があり、入力の高レベルの最小値（V<sub>IHmin</sub>）によって決まります。デバイスのオン状態を維持するためには、V<sub>IHmin</sub> は 4.5V 以上にしなければなりません。R<sub>DIAG</sub> は以下のように決められます。

$$R_{DIAG} = \frac{V_{OHmin} - V_{IHmin}}{I_{INmax}}$$

V<sub>IHmin</sub> = 4.5V、およびデータシートから I<sub>INmax</sub> = 250 μA として、V<sub>OHmin</sub> = 4.8V（マイコンの最小の V<sub>OH</sub>）と仮定すると、

$$R_{DIAG} = 1.2k$$

1.2k の診断抵抗に対応する電圧を表1にまとめました。入力電流レベルによって、アナログ入力から診断電圧を読み出してください。

### 保護機能

前節では、論理回路（マイコン）に IPS の状態を知らせるときに使う診断機能について説明しました。ここでは、故障状態が検出されたときにデバイス自体を保護する方法を説明します。過電流や温度上昇に対する保護機能がないと、IPS が損傷します。

#### 温度上昇に対する保護機能

接合部の温度が温度上昇の上限である 165 を超えると IPS は遮断します。IPS10xx は、遮断後にラッチします。

ラッチ・モードから再起動するためには（温度上昇の遮断後）、入力は T<sub>RESET</sub> よりも長い時間「ロー・レベル」を維持しなければなりません。この時間は、設計時に温度が所定レベルを下回ることができるように設定され、パッケージの熱特性に基づいて決められています。遮断時の動作波形が図3です。

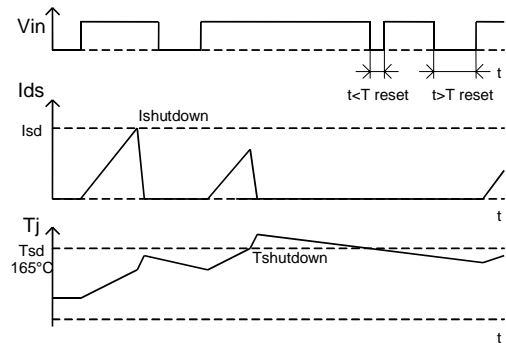


図3 遮断と再起動の動作波形

#### 熱暴走の防止

温度上昇に対する保護回路の応答時間は、当社従来品に比べて大幅に改善されています。応答時間が高速化したことで、熱暴走から保護されています。温度上昇による遮断後、IPS が T<sub>RESET</sub> よりも前にターン・オンしてしまうと、IPS の動作開始よりも前に温度上昇保護回路が反応して熱暴走を防ぎます。

#### 温度上昇に対する保護回路の応答時間

温度上昇に対する保護回路の応答時間は、出力電流に応じて変化します。電流が大きいほど応答が速くなります。これは、接合部の温度が温度上昇に対する遮断しきい値に速く到達するからです。IPS1011 の温度上昇保護機能の動作を図4に示します。同様な図は、各デバイスのデータシートに記載されています。IPS をヒューズに直列接続する場合、図4に示すようにヒューズ特性は IPS の温度上昇保護の応答時間特性よりも上になければなりません。

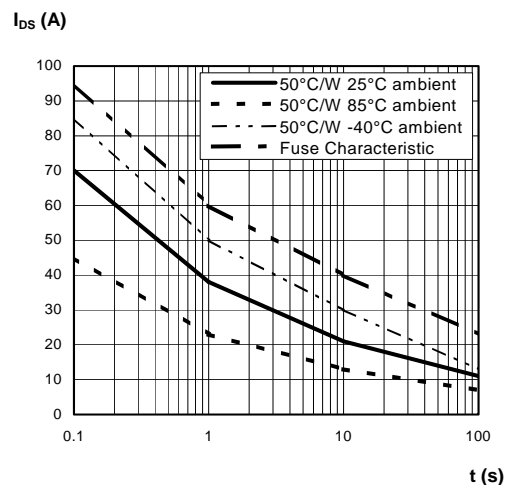


図4 温度上昇に対する保護回路の応答時間

## 過電流保護機能

IPS10xx シリーズは、過電流遮断保護機能を内蔵しています。ドレイン電流が既定の遮断値に到達すると、IPS はターン・オフします。

電流遮断機能の応答時間は、ピーク電流、内部遅延、 $di/dt$  の傾きの関数になっています。IPS10xx の動作は、デバイスがすでにオン状態のときに過電流が発生したか、デバイスが過電流状態でターン・オンしたときに過電流が発生したかによって異なります。これら 2 つの状態での IPS1031 の標準的な動作を図 5a と図 5b に示します。

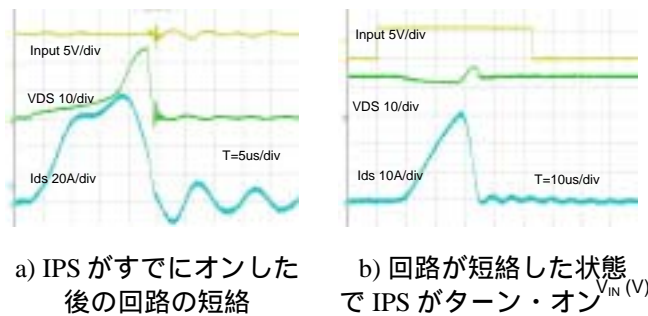


図5 過電流遮断時の波形

### $V_{IN} > 5.5V$ のときの動作

5.5V 以上の入力電圧で連続動作させるのは好ましくありません。図 6 と図 7 に示すように、保護機能の動作が入力電圧によって変化するためです。特に、温度上昇が大きくなると、デバイスの長時間の信頼性が低下してしまうかもしれません。

従って  $V_{IN} > 5.5V$  での連続動作は推奨できません。

### $V_{IN} < 4.5$ のときの動作

IPS10xx では、保護機能の情報が入力ピンを使って提供されているため、 $V_{IN}$  に依存します。温度上昇に対する遮断動作と入力電圧の関係が図 6 です。 $V_{IN}$  が低いところでは温度上昇のしきい値が低いため、デバイスは高い温度でターン・オンするのに失敗してしまいます。これはデバイスの寿命に影響しません。

図 7 は、過電流保護機能の動作を入力電圧の関数で示した図です。正常動作では、ゲート電圧が入力電圧と等しくなります。 $V_{IN}$  が 2.5V 付近にある場合、パワー MOSFET が完全にオンしないため、電流はパワー MOSFET の相互コンダクタンスによって制限されます。このモードでは、電流が過電流の遮断しきい値以下に維持されるため、MOSFET はラッチしません。

この状態での消費電力は非常に大きくなるため、接合部の温度が上昇します。この状態でターン・オンとターン・オフを繰り返すと、接合部の温度が高

温領域を繰り返し通過するため信頼性が低下します（熱サイクル）。このため、 $V_{IN} < 4.5V$  での連続動作は推奨できません。従って、入力電圧範囲 4.5V ~ 5.5V で連続動作を行ってください。

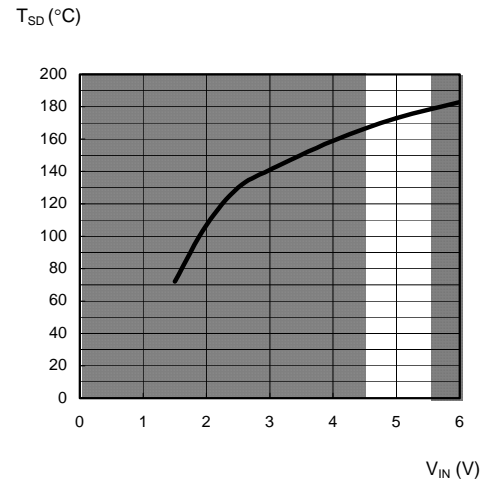


図6 温度上昇保護と入力電圧の関係

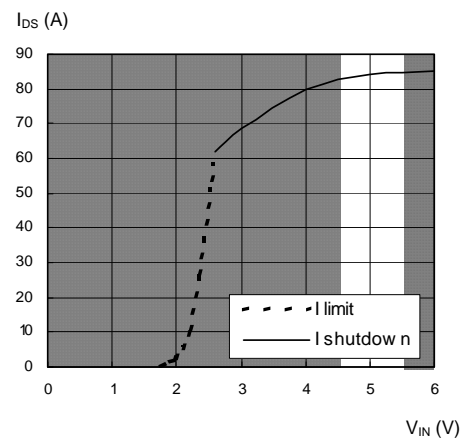


図7 過電流保護と入力電圧の関係

## アクティブ・クランプ

### アクティブ・クランプの目的

出力がオフすると、コイルなどの誘導性（インダクティブ）負荷によって端子間に電圧が発生し、その振幅は電流の傾きとインダクタンスの値によって決まります。

ローサイドの構成では、コイルにかかる過電圧により、ドレイン-ソース間電圧  $V_{DS}$  がバッテリー電圧  $V_{BATT}$  よりも高くなります。このため、ツェナー・ダイオードのクランプやフリーホイール・ダイオードを外付けしない場合には、ボディ・ダイオード（内

蔵ダイオード)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・クランプの目的は、MOSFET にかかる電圧をボディ・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。

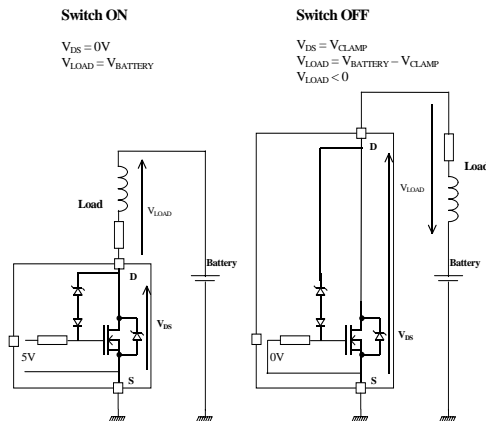


図8 アクティブ・クランプ回路の効果

### 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、線形 (リニア) 領域で動作させることです。出力 MOSFET のゲート電圧を負荷電流に依らずに独立に制御することによって、 $V_{DS}$  を目標のアクティブ・クランプ電圧に近づけます。この制御は IPS 内部の帰還ループで行います。帰還回路は、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によって構成されています。

アクティブ・クランプ時、出力 MOSFET は線形領域で動作しているため、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。

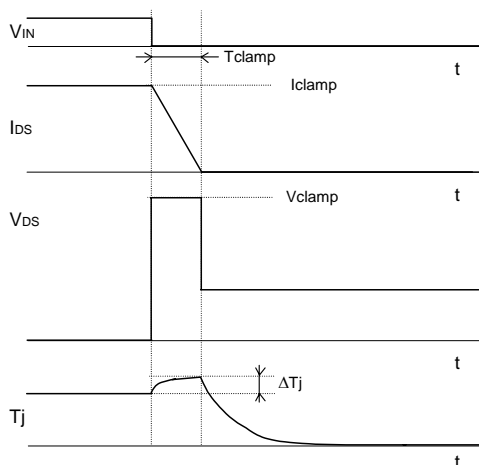


図9 アクティブ・クランプの波形

### アクティブ・クランプ使用時のエネルギーの考察

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を可能にするため、デバイスを外付けする必要がありません。

ただし、アクティブ・クランプ技術の欠点は、エネルギーが IPS で消費されるため、損傷する可能性があることです。消費エネルギーの計算を次に示します。

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  $V_{BATT}$  よりも高くなければならないため、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供給されるためです。

IPS によって消費されるエネルギーは、負荷のインダクタンス値と電流値に比例します(図10)。この図と同様の図がデータシートに記載されているため、負荷電流に対する負荷の最大インダクタンス値を計算するときに使えます。この図は、アクティブ・クランプ時に IPS が消費できるエネルギー量に基づいています。インダクタンスの最大値を計算する方法については、後述の「最大誘導性負荷」の節で説明します。

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、最悪の電源状態で計算しなければなりません。例えば、100  $\mu H$  の負荷に対して、図から最大  $I_{loadmax} = 23A$  となります。最悪値の  $V_{BATT}$  が 37V の場合、図10からコイルの最小直列抵抗は  $37V/23A = 1.6 \Omega$  でなければなりません。

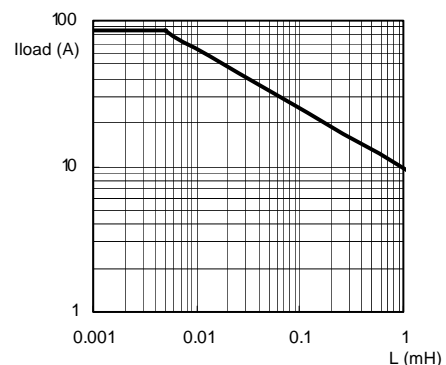


図10 出力電流と最大誘導性負荷の関係

### アクティブ・クランプ時の温度上昇

アクティブ・クランプ時の消費エネルギーは、接合部の温度  $T_j$  を上昇させます (図 9)。アクティブ・クランプ時の温度上昇は次のように計算できます。

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

ここで  $Z_{TH} (t_{CLAMP})$  は、クランプ期間  $t = t_{CLAMP}$  での熱インピーダンスです。これは、データシートと図 12 の熱インピーダンスの図から読み取れます。

$$P_{CL} = V_{CL} \cdot I_{CLavg}$$

: アクティブ・クランプ時の電力消費

$$V_{CL} = 39V$$

: IPS10xx の  $V_{CLAMP}$  の標準値

$$I_{CLavg} = \frac{I_{CL}}{2}$$

: アクティブ・クランプ時の平均電流

$$t_{cl} = \frac{I_{CL}}{\left| \frac{di}{dt} \right|}$$

: アクティブ・クランプ期間

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{Battery} - V_{CL}}{L}$$

: 回生電流

アクティブ・クランプ時は、温度上昇を制限するように設計してください。IPS の損傷を防止するためです。

## スイッチング特性

IPS10xx の入力、内部で 15 k の抵抗を介して MOSFET のゲートに接続されています。これが IPS の速度を制限するので、電氣的雑音が低減され、従来の製品に比べて EMC (電磁両立性) 特性が改善されています。

代表的なスイッチング波形を図 11 に示します。各種スイッチング時間はデータシートに記載されています。

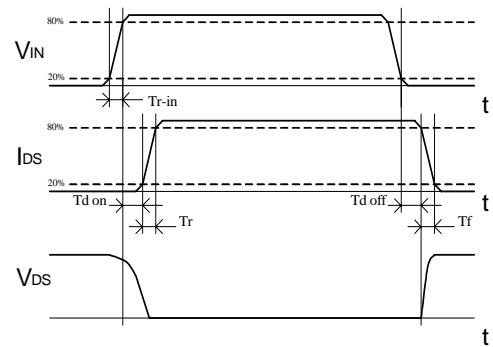


図11 代表的なスイッチング波形

### 最大周波数

データシートには、推奨周波数の最大値が記載されています。この値は、導通損失をスイッチング損失と等しくするための計算値です。これよりも高い周波数でも動作させられますが、スイッチング損失が導通損失よりも大きくなります。

従って、最大スイッチング周波数は、ターン・オン時間とターン・オフ時間、および消費電力によってのみ制限されます。

### 入力電圧の最大立ち上がり時間

温度上昇保護回路は入力から電源を得ています。この回路の応答時間は、 $V_{IN}$  が 4.5V 以下では入力電圧とともに短くなります。

入力の立ち上がり時間が温度上昇保護回路の応答時間よりも長いときは、温度が 150 以下でも IPS がターン・オンする前に、温度上昇保護回路が起動してしまいます。

表 2 に、さまざまな立ち上がり時間に対する標準的な温度上昇保護の遮断しきい値の温度を示します。

入力の立ち上がり時間 (0.5V ~ 4.5V)	< 1 $\mu$ s	3 $\mu$ s	6 $\mu$ s	20 $\mu$ s
標準的な起動最大温度( )	165	145	100	80

表2 温度上昇保護の起動温度と  
入力の立ち上がり時間

データシートでは、入力立ち上がり時間の最大値として 1  $\mu$ s を推奨しています。

## 最大誘導性負荷

アクティブ・クランプの節で説明したように、誘導性負荷のとき、アクティブ・クランプ機能に起因して、接合部の温度が上昇します。インダクタンス値はアクティブ・クランプ期間の長さに影響を与えるため、デバイスの最大の接合部温度にも影響を与えます。

最悪の状態は、デバイスが温度上昇のために遮断し ( $T_j = 165\text{C}$  のとき)、負荷電流が過電流の遮断しきい値のすぐ下にある場合に発生します。誘導性負荷に起因して、遮断時にアクティブ・クランプが起動されて、接合部の温度が上昇します。

データシートに記載される最大のインダクタンス負荷は、最大負荷電流 (IPS1011 の場合、標準値は  $I_{sd} = 85\text{A}$ ) で、温度上昇の遮断時 (最悪の温度上昇 =  $165$ ) に、接合部の温度で  $35$  の温度上昇を発生させるインダクタンス値です。データシートには、負荷電流が制限された場合、より大きなコイルを駆動できることも示してあります。

次式は、IPS10xx シリーズのデータシートから得られるデータを使って最大のインダクタンス負荷を計算する方法を示しています (標準値で  $I_{SHUTDOWN} = 85\text{A}$ 、 $V_{BATT} = 14\text{V}$  のときの標準値で  $V_{CLAMP} = 39\text{V}$ )。

1 回のアクティブ・クランプでの消費電力は次のように計算できます。

$$P_{CL} = \frac{V_{CL} \cdot I_{CL}}{2} = 1657 \text{ W}$$

もし  $T_{Jclamp} = 200$  なら (アクティブ・クランプ時に許容される最大の  $T_j$ )、

$$T_j = T_{Jclamp} - 165 = 35$$

となります。また、

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

なので、 $Z_{TH}(t_{cl})$  の最大値は、

$$Z_{TH}(t_{cl}) = \frac{\Delta T_j}{P_{CL}} = \frac{35}{1657} = 0.02 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

となり、 $Z_{TH}(t_{cl})$  のグラフから  $t_{cl}$  を読み取ると、

$t_{cl} = 22 \mu\text{s}$ : アクティブ・クランプの期間

そして、 $L$  を求めると、

$$L = t_{CL} \cdot \frac{V_{BATT} - V_{CL}}{I_{LOAD}} = 6.5 \mu\text{H}$$

上式は、最大インダクタンス値が負荷電流に依存することを示しています。上の計算は、最悪の場合の負荷電流の値である  $85\text{A}$  を採用しています。ただし、負荷の寄生直列抵抗が最大負荷電流を制限しています。0.5 の直列抵抗を持つ負荷が  $V_{BATT} = 14\text{V}$  で最大電流を  $28\text{A}$  に制限するため、最大誘導性負荷は  $100 \mu\text{H}$  になります。

従って、最大誘導性負荷を計算する際には寄生抵抗を考慮する必要があります。誘導性負荷を駆動するときに温度上昇保護回路が遮断すると、接合部の温度が  $165$  以上に上昇することに注意してください。

この状態での繰り返し動作は、デバイスの信頼性 (すなわち熱サイクル) に影響を与えるため、絶対に避けてください。

## 最大容量性負荷

容量性負荷を駆動する際に考慮すべき影響は 2 つあります。1 つ目は電流の遮断しきい値の動作で、 $V_{in} < 4.5$  のときに入力電圧とともに減少することです。3V 以下の入力の場合、MOSFET の相互コンダクタンスが電流を制限します。2 つ目は、コンデンサによって発生した出力ピーク電流の傾きに関する過電流遮断のダイナミック応答です。

容量性負荷は、 $V_{DS}$  のスルー・レートと容量値に依存するピーク電流を発生させます。このために、容量性負荷を駆動するときは、ターン・オン時に過電流保護にトリガーがかかってしまい、正常動作時に保護機能が働いてしまいます。最大容量性負荷は、最大ピーク電流 (ターン・オン時) がデータシートで与えられる電流遮断しきい値の半分であると仮定して計算できます。

IPS1011 の場合、電流遮断の標準値は  $85\text{A}$  で、ターン・オン時のピーク電流を約  $42\text{A}$  に制限する必要があります。IPS が駆動できる最大容量性負荷は以下のように計算できます。

$$i_{CLoad} = C \cdot \frac{dV_C}{dt}$$

$V_C = V_{BATT} - V_{DS}$  と仮定すると、 $V_{BATT}$  は一定なので、

$$i_{CLoad} = C \cdot \frac{dV_{DS}}{dt}$$

$dV_{DS}/dt$  の最大値は  $V_{BAT} = 14V$  のとき 20% から 80% に到達するのに必要な立ち上がり時間の最小値 ( $20 \mu s$ ) で与えられるので、

$$\frac{dV_{DS}}{dt} = \frac{14 - 2.8 - 2.8}{20 \cdot 10^{-6}} = \frac{8.4}{20 \cdot 10^{-6}} = 420 \cdot 10^3$$

となり、これは

$$C = \frac{i_{Load}}{\frac{dV_{DS}}{dt}} = \frac{42}{420 \cdot 10^3} = 100 \mu F$$

となります。

DC モーターでは、EMC 用の巻線と並列にコンデンサが使われることに注意してください。この容量性負荷は、IPS を選択する際に考慮しなければなりません。

## 最大バッテリー電圧

IPS10xx シリーズは、データシートに記載するように、最大バッテリー電圧 28V で連続動作するように設計され認定されています。

ドレイン-ソース間電圧は 28V を超えることができますが、アクティブ・クランプによって 36V にクランプされます。

消費エネルギーは、誘導性負荷や車載パルスの場合のように、36V 以上の電圧に対して計算しなければなりません。このデバイスは恒久的に加えられない限り、28V ~ 36V の電圧を扱うことができます。

## グラウンド(接地)喪失

グラウンド接続を失った場合、IPS の寄生構造によって、バッテリーから負荷を経由して入力ピンまでの電流パスを形成します。この電流が、マイコンの出力に流入するため、なにも制限しないとマイコンの出力段に損傷を与えます。

入力ピンに直列接続されている診断抵抗 ( $R_{DIAG}$ ) が、このアプリケーション・ノートですでに述べたように、グラウンド損失時に電流を制限します。

## 熱インピーダンス曲線

熱インピーダンス曲線 (図 12 と同様なもの) がデータシートに記載されているため、これを使ってデバイスの最大インダクタンス負荷と熱特性を求められます。

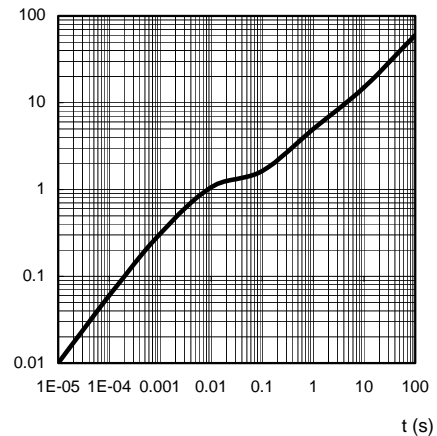


図 12 熱インピーダンス

## まとめ

このアプリケーション・ノートでは、IPS10xx シリーズの動作を説明し、車載用途向けに、IPS10xx 周辺回路の設計方法について提案しました。データシートの推奨条件外での保護機能の動作も説明しました。

過電流遮断や温度上昇などの保護機能は、極限状態から IPS を保護するように設計されていますが、正常動作で繰り返し使用するには意図されていません。デバイスの寿命を短くするからです。

IPS10xx シリーズについては国際レクティブファイアー・ジャパンの技術部にご相談ください。