CIPOS™ Tiny IPM

IM323シリーズ アプリケーションノート

本書について

適応範囲と目的

このアプリケーションノートでは、CIPOS™ Tiny インテリジェント パワー モジュール (IPM) ファミリの IM323 シリーズと、本製品の推奨動作のための基本要件について説明します。IGBT やゲートドライバー IC などの集積部品、およびブートストラップやインターフェースなど必要な外部回路設計についても説明しています。

対象者

信頼性と効率性に優れた CIPOS™ Tiny IM323 シリーズをアプリケーションの設計に検討中の設計エンジニアの方を対象とします。

目次

本書について **1**
目次 **1**
1 概要 **3**
1.1 製品ラインアップ 4
1.2 製品命名法 4
2 内部部品とパッケージ技術 **5**
2.1 600 V TRENCHSTOP™ RC-D2 シリーズのパワートランジスタ技術 5
2.2 制御 IC – 600 V、6 ch ゲートドライバーIC 5
2.3 サーミスタ 5
2.4 パッケージ技術 6
3 製品概要 **7**
3.1 内部回路と特長 7
3.2 最大電気的定格 8
3.3 電気的特性 9
3.4 入出力端子 11
3.5 外形図 14
3.6 マーキング 16
4 インターフェース回路およびレイアウトガイド **17**
4.1 入力信号の接続 17
4.2 内部デッドタイム 18
4.3 クロス導通 (上下短絡) 防止回路 18
4.4 高度な入力フィルター 19
4.5 マッチングされた遅延出力 20
4.6 一般的なインターフェース回路例 21
4.7 電源の推奨定格出力電流 22
4.8 過電流保護 (OCP) および短絡保護 (SCP) 機能向け推奨レイアウトパターン 23
4.9 シャント抵抗およびスナバ コンデンサーの推奨配線例 23
4.10 IM323 フットプリントの端子およびねじ穴座標 24
5 保護機能 **26**

目次

5.1 低電圧保護 ... 26
5.2 過電流保護 ... 27
5.2.1 過電流 (OC) 保護タイミングチャート ... 27
5.2.2 電流検出用シャント抵抗の選択 ... 28
5.2.3 遅延時間 ... 29
5.2.4 短絡安全動作領域 (SCSOA) の特性 ... 30
5.3 フォールト出力回路 ... 30
5.4 スリープ機能 ... 31
5.5 温度モニターと熱保護 ... 32
6 ブートストラップ回路 ... 34
6.1 ブートストラップ回路の動作 ... 34
6.2 内部ブートストラップ機能の特性 ... 34
6.3 ブートストラップコンデンサーの初期充電量 ... 34
6.4 ブートストラップ コンデンサーの選択 ... 35
6.5 PWM インバータ動作時のブートストラップ コンデンサー充放電 ... 35
7 熱システム設計 ... 37
7.1 はじめに ... 37
7.2 電力損失 ... 38
7.2.1 伝導損失 ... 38
7.2.2 スイッチング損失 ... 38
7.3 熱インピーダンス ... 39
7.4 温度上昇の考慮事項と計算例 ... 40
7.5 ヒートシンクの選定 ... 41
7.5.1 必要なヒートシンクの性能 ... 41
7.5.2 ヒートシンクの特性 ... 41
7.5.2.1 熱源からヒートシンクへの熱伝達 ... 41
7.5.2.2 ヒートシンク内の熱伝達 ... 42
7.5.2.3 ヒートシンク表面から周囲への熱伝達 ... 42
7.5.3 ヒートシンクの選択 ... 44
8 実装方法とはんだ付け方法 ... 45
8.1 電気的スペーシング ... 45
8.2 ヒートシンクの取り付け ... 46
8.2.1 一般的なガイドライン ... 46
8.2.1.1 推奨される締め付けトルク ... 46
8.2.1.2 ヒートシンクのネジの締め付け ... 48
8.2.1.3 ネジの取り付け ... 48
8.2.1.4 各種取り付けトルクにおける熱的性能 ... 49
8.3 はんだ付け条件 ... 49
8.3.1 ウェーブソルダリング ... 49
8.3.2 手動はんだ付け ... 50
9 パッケージの取り扱いガイドライン ... 51
9.1 保管ガイドライン ... 51
9.1.1 推奨される保管条件 ... 51
9.2 梱包仕様 ... 52
10 参考文献 ... 53
改訂履歴 ... 54
免責事項 ... 55

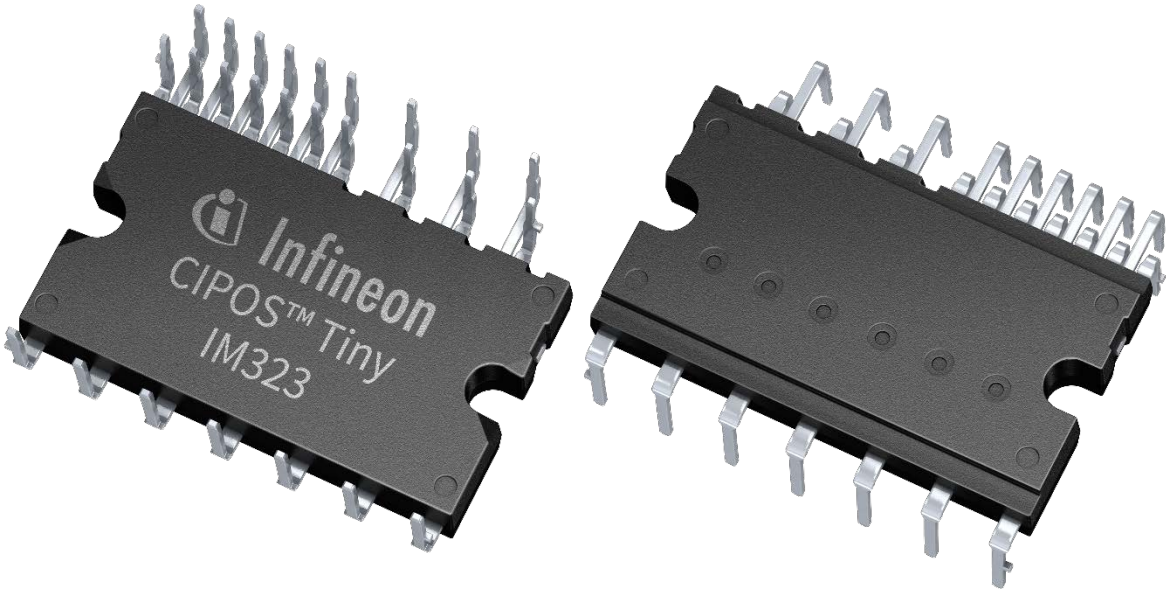
1 概要

ディスクリートパワー半導体とゲートドライバーIC を 1 つのパッケージに統合することで、設計に必要な時間と労力を削減できます。小型化と高出力密度化の要求が高まる中、インフィニオン テクノロジーズ AG は、電子制御可変速電動機の駆動に必要なほぼすべての半導体部品を搭載した、高集積 IPM の新ファミリを開発しました。これらは、SOI ゲートドライバーとインフィニオンの最先端 600 V TRENCHSTOP™ RC-D2 IGBT を備えた三相インバータ パワーステージを内蔵しています。

このアプリケーションノートでは、以下の製品について説明しています。

- IM323-L6G – 標準版
- IM323-L6G2 – 短端子版

IM323 は、CIPOS™ Tiny IPM ファミリの製品で、エアコン, 洗濯機, ファンドライブなど家電製品のモータ制御、低消費電力の汎用インバータ (GPI)、ポンプアプリケーション向けに設計されています。



1.1 製品ラインアップ

Table 1 IM323 の製品ラインアップ

製品番号	定格		トポロジー	パッケージ	絶縁電圧 [Vrms]	主なアプリケーション
	電流 [A]	電圧 [V]				
IM323-L6G	15	600	3ϕ ブリッジオープンエミッタ	樹脂封止型デュアルインライン (DIL) モジュール	2000 Vrms/60 Hz (正弦波、1 分、全端子共通-ヒートシンク間)	エアコン、洗濯機、ポンプ
IM323-L6G2	15					

1.2 製品命名法

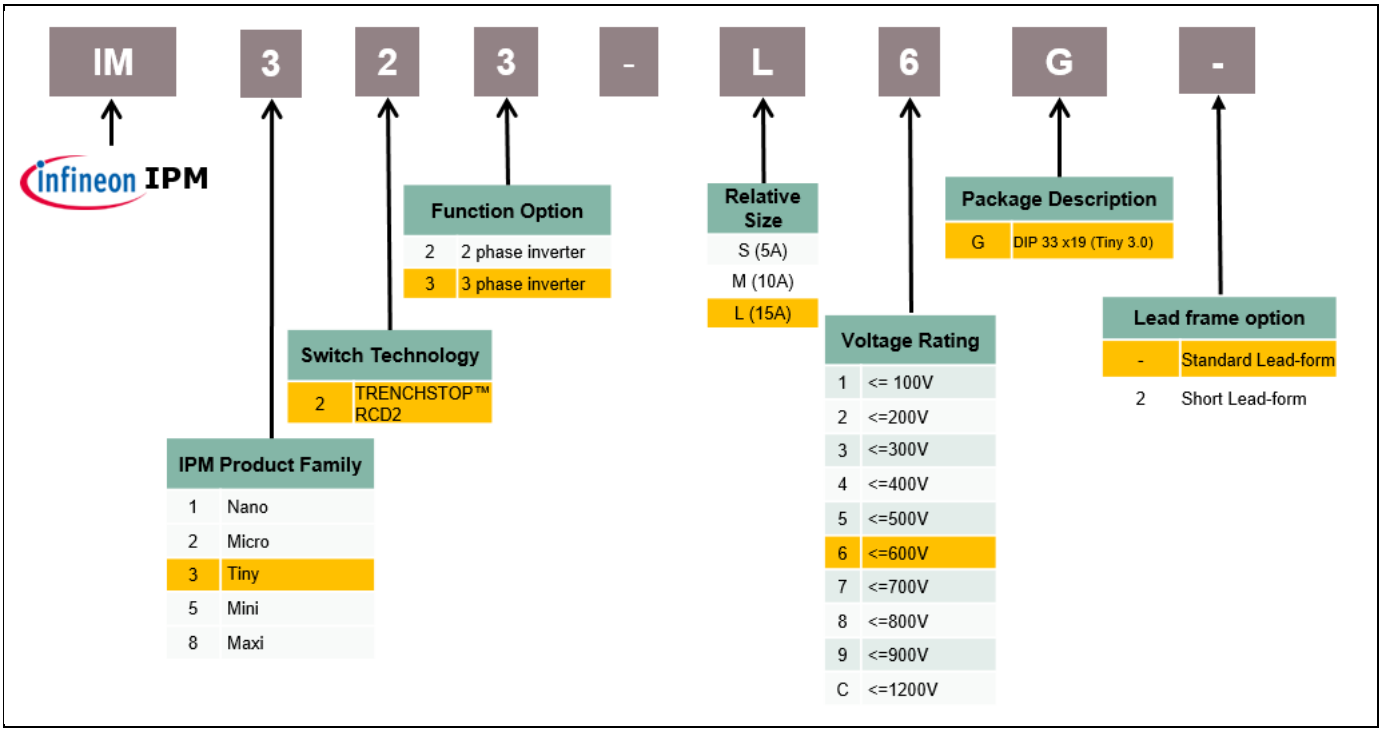


Figure 1 IM323 製品群の命名法

2 内部部品とパッケージ技術

2.1 600 V TRENCHSTOP™ RC-D2 シリーズのパワートランジスタ技術

インフィニオン テクノロジーズは TRENCHSTOP™ RC-D2 技術を 2020 年に発表しました[1]。600 V の RC-D2 は、RC-DF IGBT の後継製品となります。ダイオードと IGBT をモノリシックに集積しており、民生用モータ制御に最適です。最適化されたダイオードの定格電流により、本製品は価格と性能の面でさらに競争力のあるものになっています。

2.2 制御 IC – 600 V、6 ch ゲートドライバーIC

C5SOI 技術の基本的な特長は、埋め込まれた酸化シリコン層を介して活性シリコンを基材から分離している点です。この埋没した酸化シリコンが、活性層とシリコン基板との間に絶縁バリアを形成し、寄生容量を大幅に減少させます。また、この絶縁膜は、隣接するデバイス間のリーク電流やラッチアップ電流を無効化させます。高温下での高 dv/dt スイッチングにおいても、ラッチアップを防止し、堅牢性を向上させています。

さらに、薄膜 SOI 技術による利点として、低消費電力、放射性物質や宇宙線に対する高い耐性などがあります[2]。6 個の IGBT を駆動する 1 チップ単一制御 IC は、ブートストラップ回路, 伝搬遅延時間マッチング, 内蔵デッドタイム, 上下同時導通防止などの利点を備えています。また、低電圧ロックアウトや過電流などの異常時には、6 個の IGBT がすべてオフになります。

2.3 サーミスタ

IM323 シリーズでは、サーミスタは基板に内蔵されています。サーミスタは V_{OT} 端子と V_{SS} 端子の間に接続されています。サーミスタを使用した過熱保護回路の設計については、5.5 で説明します。

Table 2 IM323 で使用されているサーミスタの生データ

T [°C]	$R_{min.}$ [kΩ]	$R_{typ.}$ [kΩ]	$R_{max.}$ kΩ]	Tol. [%]	T [°C]	$R_{min.}$ [kΩ]	$R_{typ.}$ [kΩ]	$R_{max.}$ [kΩ]	Tol. [%]
-40	2662.29	2962.54	3262.79	5.8	45	34.52	36.51	38.50	3.5
-35	1925.31	2133.69	2342.08	5.6	50	28.40	29.97	31.55	3.4
-30	1407.19	1553.41	1699.64	5.4	55	23.49	24.74	25.99	3.3
-25	1038.95	1142.63	1246.31	5.3	60	19.52	20.52	21.51	3.2
-20	774.50	848.75	923.00	5.1	65	16.30	17.10	17.90	3.1
-15	582.69	636.37	690.05	5.0	70	13.67	14.32	14.96	3.0
-10	442.25	481.41	520.57	4.8	75	11.52	12.04	12.56	2.9
-5	338.49	367.30	396.11	4.7	80	9.75	10.17	10.59	2.8
0	261.16	282.54	303.91	4.5	85	8.28	8.63	8.97	2.7
5	203.06	219.04	235.02	4.4	90	7.06	7.35	7.63	2.7
10	159.04	171.08	183.12	4.3	95	6.05	6.28	6.51	2.6
15	125.45	134.59	143.72	4.2	100	5.20	5.39	5.58	2.5
20	99.63	106.61	113.58	4.0	105	4.47	4.64	4.81	2.6
25	79.64	85.00	90.36	3.9	110	3.86	4.01	4.16	2.7
30	64.06	68.20	72.35	3.8	115	3.34	3.48	3.62	2.8
35	51.83	55.06	58.29	3.7	120	2.90	3.02	3.15	2.8
40	42.18	44.71	47.24	3.6	125	2.53	2.64	2.75	2.9

2.4 パッケージ技術

CIPOS™ Tiny IM323 は、TRENCHSTOP™ RC-D2 と 6ch ゲートドライバーIC の組合せにより、最大 600 V, 15 A の高電力密度を実現しながら、最小のサイズを実現しています。IM323 は、IGBT などのパワー部品をすべて内蔵し、パワー部品同士およびヒートシンクから絶縁しています。ゲートドライバーIC やサーミスタなどの低電力部品はすべて PCB 上に組み立てられています。

電気絶縁はモールドコンパウンドによって行われます。また熱インピーダンスをさらに低減するために、内部リードフレームの設計を最適化しています[3]。Figure 2 に、CIPOS™ Tiny IM323 パッケージの外観を示します。

内部基板を固定するパッケージ側の 2 本のダミー端子は、内部回路とは一切接続されていません。つまり、ダミー端子は電気的な機能を持たず、パッケージ内で絶縁されています。

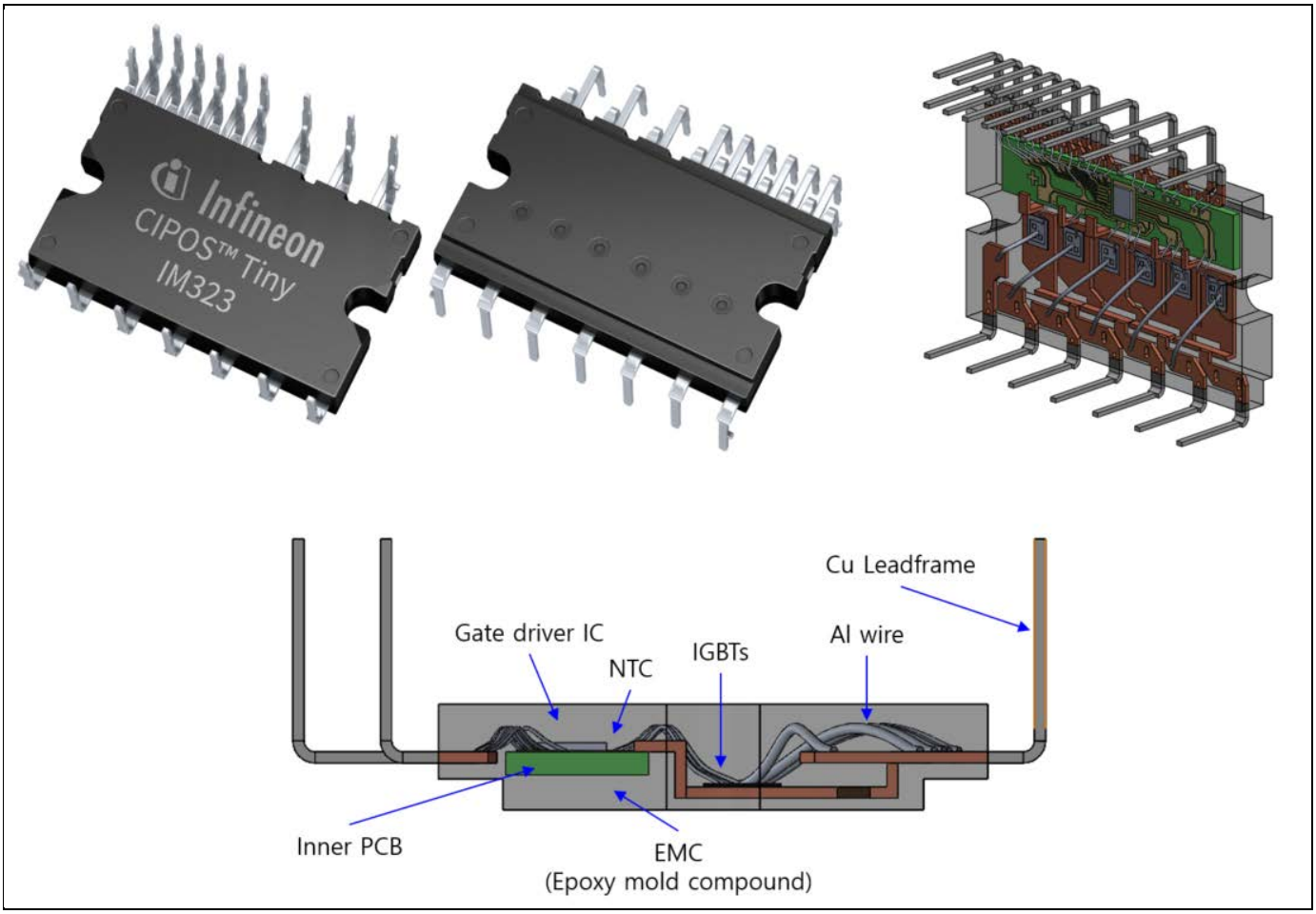


Figure 2　IM323 パッケージ (DIP 33×19) の外観と内部構造

3 製品概要

3.1 内部回路と特長

Figure 3 に IM323 の内部ブロックダイヤグラムを示します。IM323 は、三相インバータ回路と制御機能付きゲートドライバーIC で構成されています。

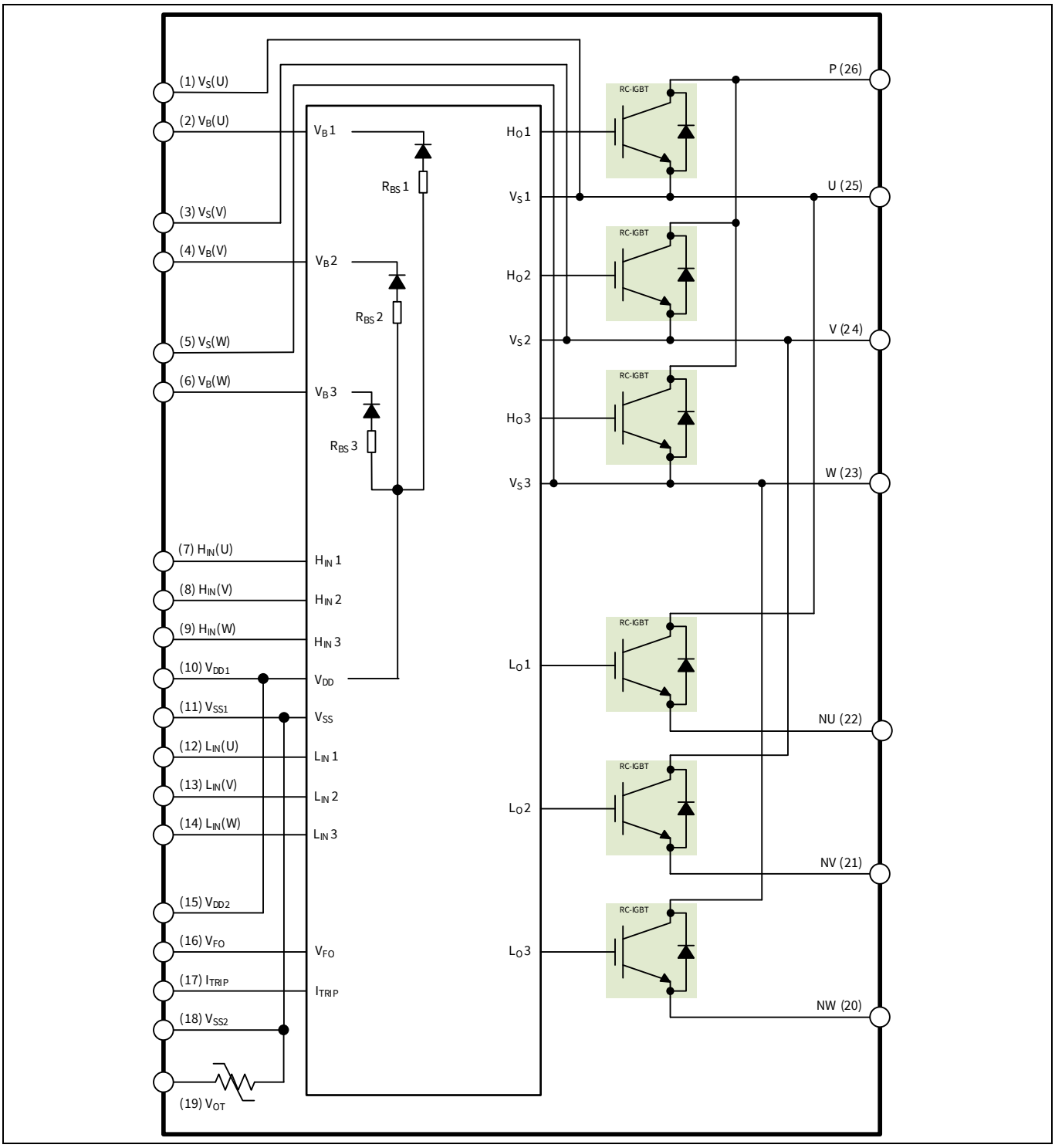


Figure 3 IM323 の内部回路 (オープンエミッタ 三相インバータ)

製品概要

IM323 は、次のような特長と機能を備えています。

特長

- 定格 600 V/15 A で 1 パッケージサイズ (機械的レイアウトは同一)
- 完全絶縁型デュアル インライン (DIL) モールドモジュール
- インフィニオンの逆導通 IGBT (RC-D2)、モノリシックボディダイオードを内蔵
- 過渡現象や負電圧に対して堅牢性のある SOI ゲートドライバー技術
- ブートストラップ機能内蔵
- マッチングされた遅延時間/内蔵デッドタイム
- RoHS 対応、鉛フリー端子メッキ

機能

- 過電流シャットダウン
- 温度監視用 UL 認定 NTC サーミスタ内蔵
- 全チャネル低電圧ロックアウト
- ローサイドエミッタ端子から電流モニター可能
- 上下同時導通防止
- 保護時は全 6 スイッチをオフ

3.2 最大電気的定格

Table 3 IM323-L6G の絶対最大定格の詳細

項目	記号	定格	説明
耐圧	V_{CES}	600 V	内蔵 IGBT の持続的なコレクタ エミッタ間電圧
DC コレクタ電流	I_C	± 15 A	IGBT の直流コレクタ電流の許容値: T_C = 25 ℃、ジャンクション温度による制限あり
ジャンクション温度	T_J	-40 ~ 150°C	パワーチップの温度リップルを考慮した IPM の最大ジャンクションは 150℃です。
動作時ケース温度範囲	T_C	-40 ~ 125°C	T_C (ケース温度) は、指定のパワーチップ下のパッケージ表面の温度と定義されています。正確な温度情報を得るには、温度センサーを Figure 4 に示すヒートシンク表面位置に取り付けてください。
最大ジャンクション温度	$T_{J,switch,\ max}$	175°C	内蔵チップの最大ジャンクション温度は以下の条件範囲内において 175℃まで許容されます。製品寿命にわたり最大 10 秒、10 分ごとで、最大累積時間 1 時間
絶縁電圧	V_{ISO}	2000 V	接続されたすべての端子と放熱板の間で 60 Hz、正弦波、AC 1 分間 また、段差のあるヒートシンクを使用して端子とヒートシンクの空間距離を大きく (3.0 mm 以上) すると、**2500** Vrms 以上の絶縁電圧が観測されることがあります。Figure 5 を参照してください。

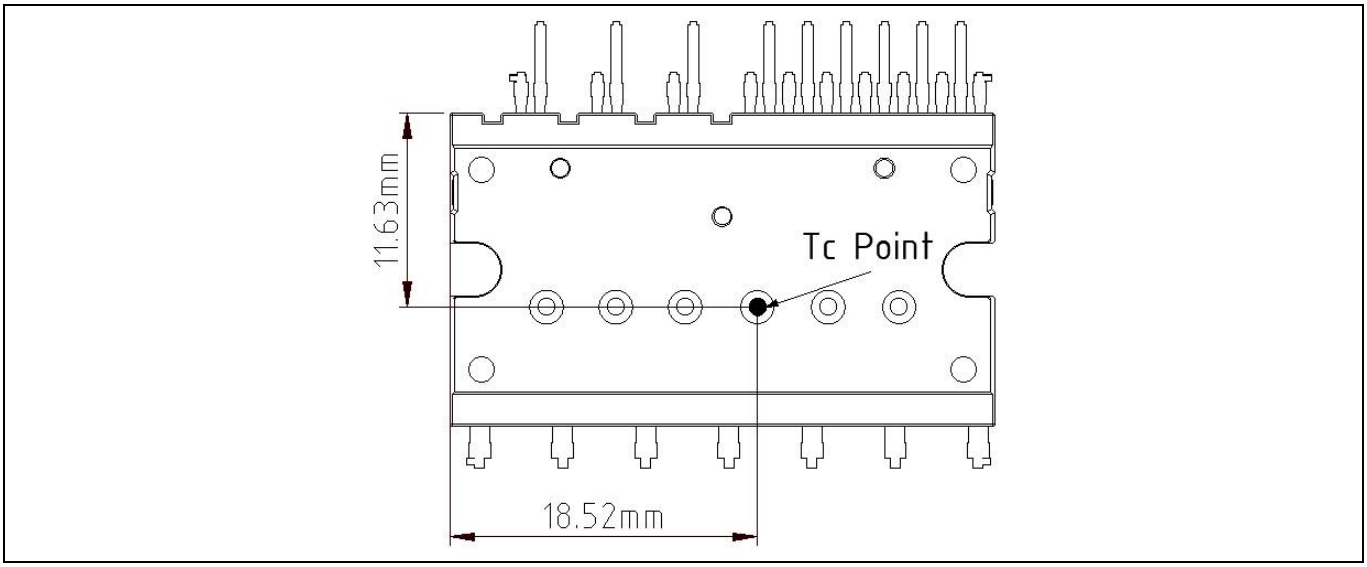


Figure 4　　T_C 測定点 [mm]

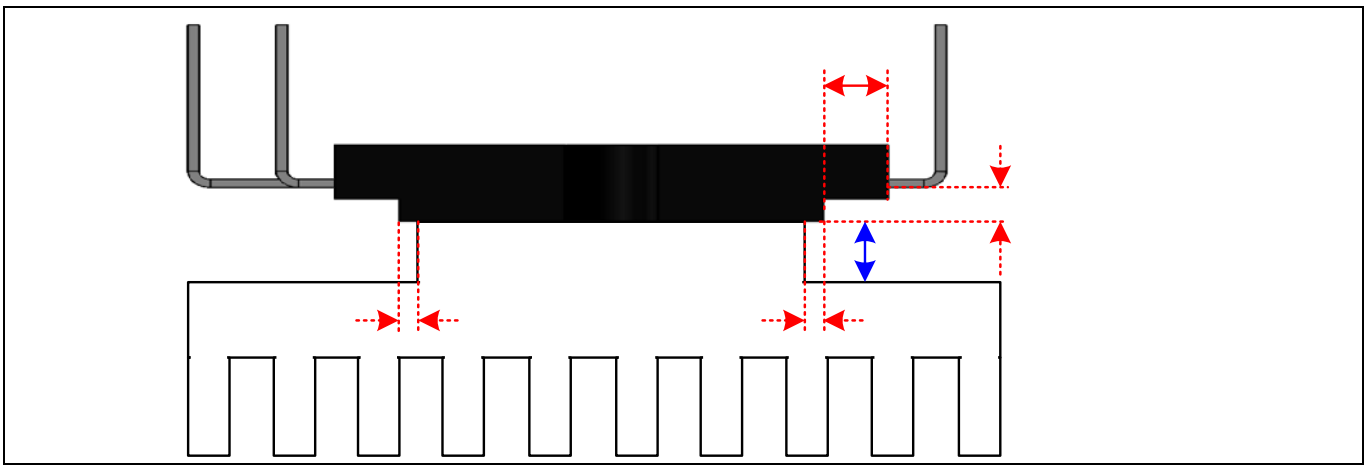


Figure 5　　空間距離と沿面距離を大きくするために使用される段差のあるヒートシンク

3.3　　電気的特性

Table 4 および Table 5 に IM323-L6G の静特性および動特性を示します。

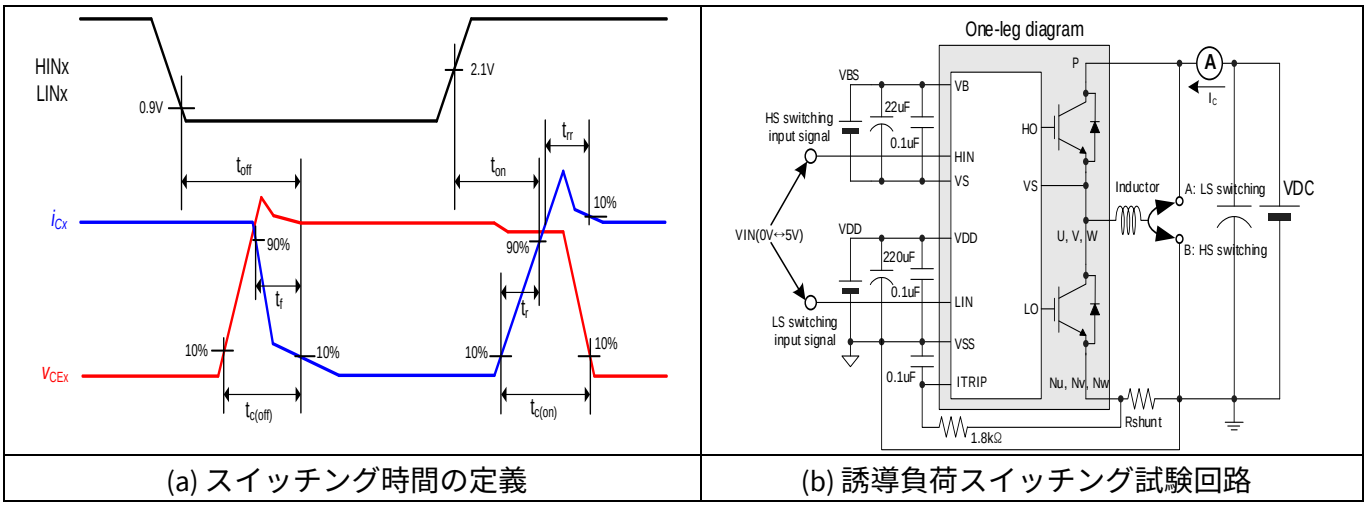
Table 4　　IM323-L6G の静特性 (@V_{DD} = V_{BS} = 15 V)

説明	記号	条件		値			単位
				最小	Typ.	最大	
コレクタ エミッタ間飽和電圧	$V_{CE(sat)}$	V_{IN} = 5 V, I_C = 12 A	T_J = 25°C	-	2.00	2.40	V
			T_J = 150°C	-	2.35	-	
コレクタ エミッタ間リーク電流	I_{CES}	V_{CE} = 600 V				1	mA
ダイオード順方向電圧	V_F	V_{IN} = 0 V, I_F = 12 A	T_J = 25°C	-	1.95	2.30	V
			T_J = 150°C	-	2.00	-	

Table 5　IM323-L6G の動特性 (@V_{DD} = 15 V, T_J = 25°C)

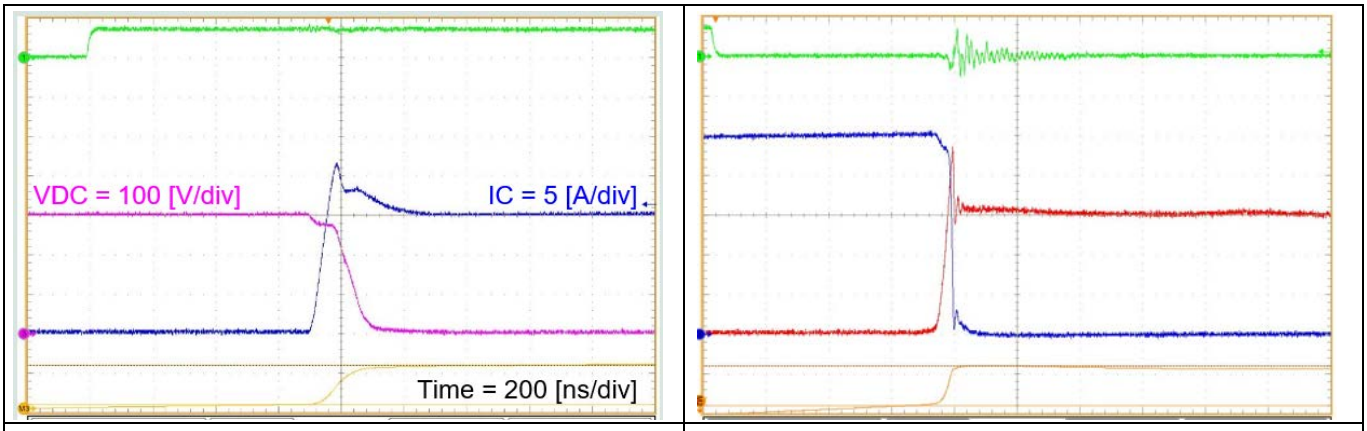
説明	記号	条件	値			単位
			最小	Typ.	最大	
ターンオン伝搬遅延	t_{on}	$V_{LIN, HIN}$ = 5 V, I_C = 15 A, V_{DC} = 300 V	-	720	-	ns
ターンオン立ち上り時間	t_r		-	40	-	ns
ターンオン スイッチング時間	$t_{c(on)}$		-	130	-	ns
逆回復時間	t_{rr}		-	135	-	ns
ターンオフ伝搬遅延	t_{off}	$V_{LIN, HIN}$ = 5 V, I_C = 15 A, V_{DC} = 300 V	-	805	-	ns
ターンオフ立ち下り時間	t_f		-	25	-	ns
ターンオフ スイッチング時間	$t_{c(off)}$		-	60	-	ns

スイッチング時間の定義と評価方法を Figure 6 (a)および(b) に示します。スイッチング特性は誘導性負荷のあるハーフブリッジ回路で測定しています。Figure 7 に、Figure 6 (b) の誘導負荷スイッチング試験条件における IM323-L6G の代表的なスイッチング波形を示します。



(a) スイッチング時間の定義　　(b) 誘導負荷スイッチング試験回路

Figure 6　スイッチング時間の定義とスイッチング試験評価回路



(a) ターンオン波形　　(b) ターンオフ波形

Figure 7　IM323-L6G の代表的なスイッチング波形 (V_{DC} = 300 V, V_{DD} = 15 V, I_C = 15 A, T_J = 150°C, 誘導負荷)

3.4 入出力端子

Figure 8 に IM323 の端子配置を、Table 6 に入出力端子の説明を示します。

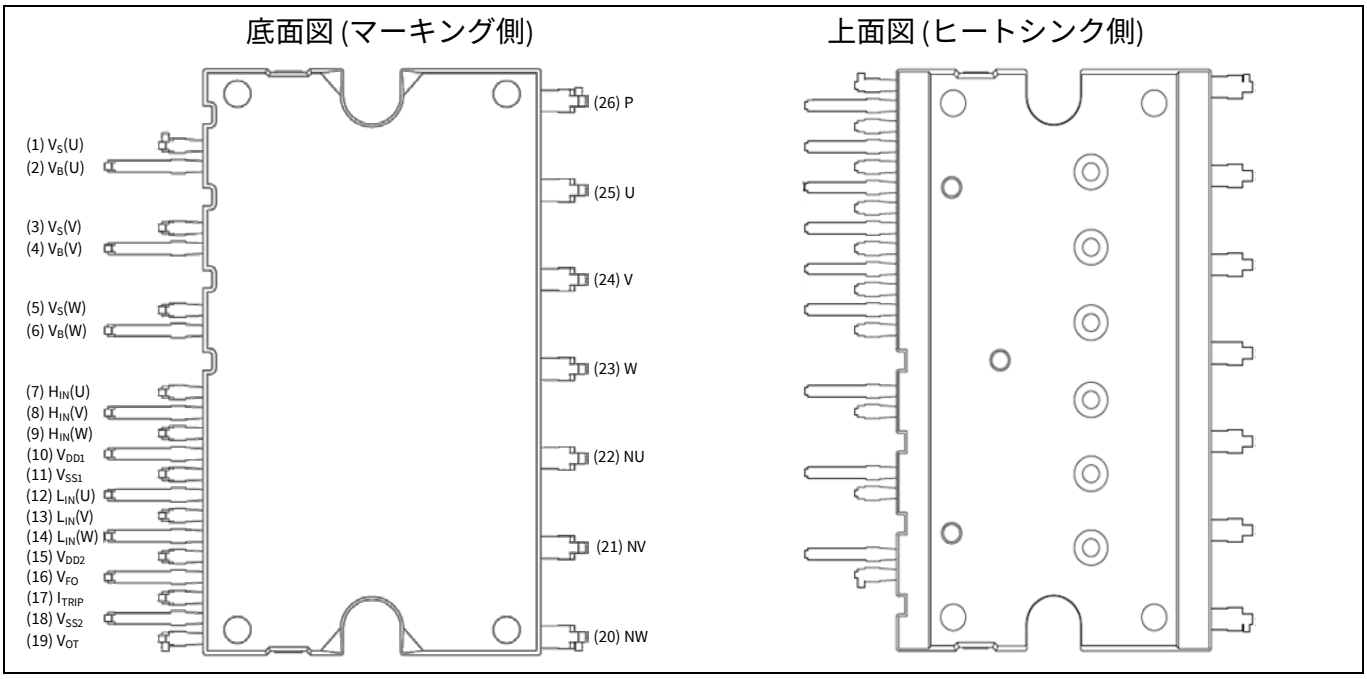


Figure 8 端子配置

Table 6 IM323 の端子説明

端子番号	端子名	端子説明
1	V_S(U)	U 相、ハイサイドフローティング IC 電源 オフセット電圧
2	V_B(U)	U 相、ハイサイドフローティング IC 電源電圧
3	V_S(V)	V 相、ハイサイドフローティング IC 電源 オフセット電圧
4	V_B(V)	V 相、ハイサイドフローティング IC 電源電圧
5	V_S(W)	W 相、ハイサイドフローティング IC 電源 オフセット電圧
6	V_B(W)	W 相、ハイサイドフローティング IC 電源電圧
7	H_{IN}(U)	U 相、ハイサイド ゲートドライバー入力
8	H_{IN}(V)	V 相、ハイサイド ゲートドライバー入力
9	H_{IN}(W)	W 相、ハイサイド ゲートドライバー入力
10	V_{DD1}	ローサイド制御電源
11	V_{SS1}	ローサイド論理グランド
12	L_{IN}(U)	U 相、ローサイド ゲートドライバー入力
13	L_{IN}(V)	V 相、ローサイド ゲートドライバー入力
14	L_{IN}(W)	W 相、ローサイド ゲートドライバー入力
15	V_{DD2}	ローサイド制御電源
16	V_{FO}	フォールト出力
17	I_{TRIP}	過電流シャットダウン入力
18	V_{SS2}	ローサイド論理グランド

端子番号	端子名	端子説明
19	V_{OT}	NTC サーミスタ端子
20	NW	W 相、ローサイドエミッタ
21	NV	V 相、ローサイドエミッタ
22	NU	U 相、ローサイドエミッタ
23	W	モータ W 相出力
24	V	モータ V 相出力
25	U	モータ U 相出力
26	P	正のバス入力

各端子の詳細な機能説明は次のとおりです。

IGBT 駆動用ハイサイドバイアス電圧端子

端子: V_B (U, V, W) – V_S (U, V, W)

- ゲートドライブからハイサイド IGBT への電源供給端子です。
- ハイサイド IGBT のブートストラップ回路方式により、外部電源が不要になります。
- 各コンデンサーは、対応するローサイド IGBT の ON 状態またはローサイド フリーホイールダイオードのフリーホイール状態時に V_{DD} から充電されます。
- 電源電圧のノイズやリップルによる誤動作を防ぐため、インバータ負荷には低 ESR、低 ESL (等価直列インダクタンス) の良質なものを使用してください。

ローサイドバイアス電圧端子

端子: $V_{DD1, 2}$

- 内蔵 IC の制御電源端子です。
- 電源電圧のノイズやリップルによる誤動作を防ぐため，この端子のすぐ近くに良質の (低 ESR、低 ESL) フィルターコンデンサーを実装してください。

ローサイド、共通電源グランド端子

端子: $V_{SS1, 2}$

- 内部 IC のコントロールグランドを接続する端子です。

信号入力端子

端子: H_{IN} (U, V, W), L_{IN} (U, V, W)

- 内蔵 IGBT の動作を制御する端子です。
- 電圧入力信号により動作する端子です。3.3 V / 5 V クラスの CMOS で構成されたシュミットトリガー回路に内部接続されています。
- これらの端子の信号論理はアクティブ High です。十分なロジック電圧がこれらの端子に印加されると、各端子に対応する IGBT が "ON "になります。
- IM323 をノイズの影響から保護するため、各入力はできるだけ短く配線してください。
- 信号の発振を防ぐため，RC カップリング (Figure 12 参照) を推奨します。

過電流検出端子

端子: I_{TRIP}

- 短絡電流を検出するため、N 端子 (ローサイド IGBT のエミッタ) と電源グランド間に電流検出用シャント抵抗を接続する必要があります (Figure 18 参照)。
- ノイズ除去のため、シャント抵抗と I_{TRIP} 端子との間に RC フィルターを接続する必要があります。
- V_{ITRIP} が 0.5 V より高い場合、内蔵コンパレータが起動します。シャント抵抗はアプリケーションに応じて、このレベルを満たす必要があります。
- シャント抵抗と I_{TRIP} 端子間の接続長は最短でなければなりません。

フォールト出力アラーム端子

端子: V_{FO}

- CIPOS™ Tiny では、異常状態に応じて本端子からアクティブ Low が出力されます。アラーム条件は、過電流検出またはローサイドバイアス低電圧 (UV) 動作です。
- V_{FO} 出力はオープンドレイン構成です。V_{FO} 信号線は、ロジック電源 (5V / 3.3V) に適切な抵抗でプルアップしてください。

NTC サーミスタ端子

端子: V_{OT}

- V_{SS2} に接続された NTC サーミスタに直接アクセスする端子
- V_{DD} 電圧に接続された外部プルアップ抵抗により、生成された電圧を直接マイコンに接続できます。

DC リンク、正電源端子

端子: P

- ハイサイド IGBT のコレクタに内部接続されています。
- DC リンク配線や基板のインダクタンスによるサージ電圧を抑制するため、本端子の近傍に平滑用フィルターコンデンサー (一般的には金属フィルムコンデンサー) を接続してください。

DC リンク、負電源端子

端子: NU, NV, NW

- インバータの電源グランド端子です。
- 各相のローサイド IGBT のエミッタに接続されています。

インバータ出力端子

端子: U, V, W

インバータの負荷 (モータなど) と接続するための端子です。

3.5 外形図

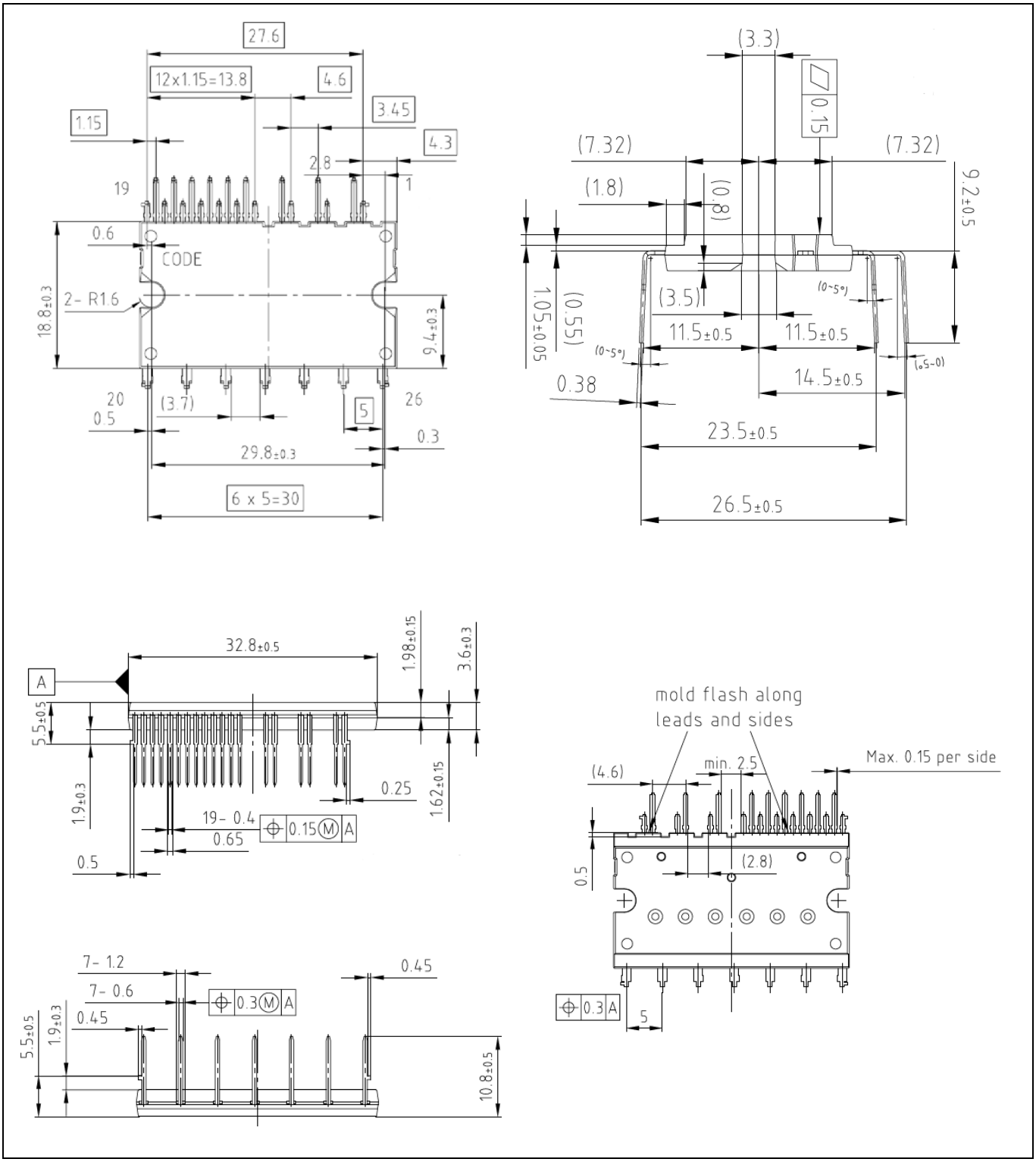


Figure 9 標準端子長パッケージの外形寸法 [mm]

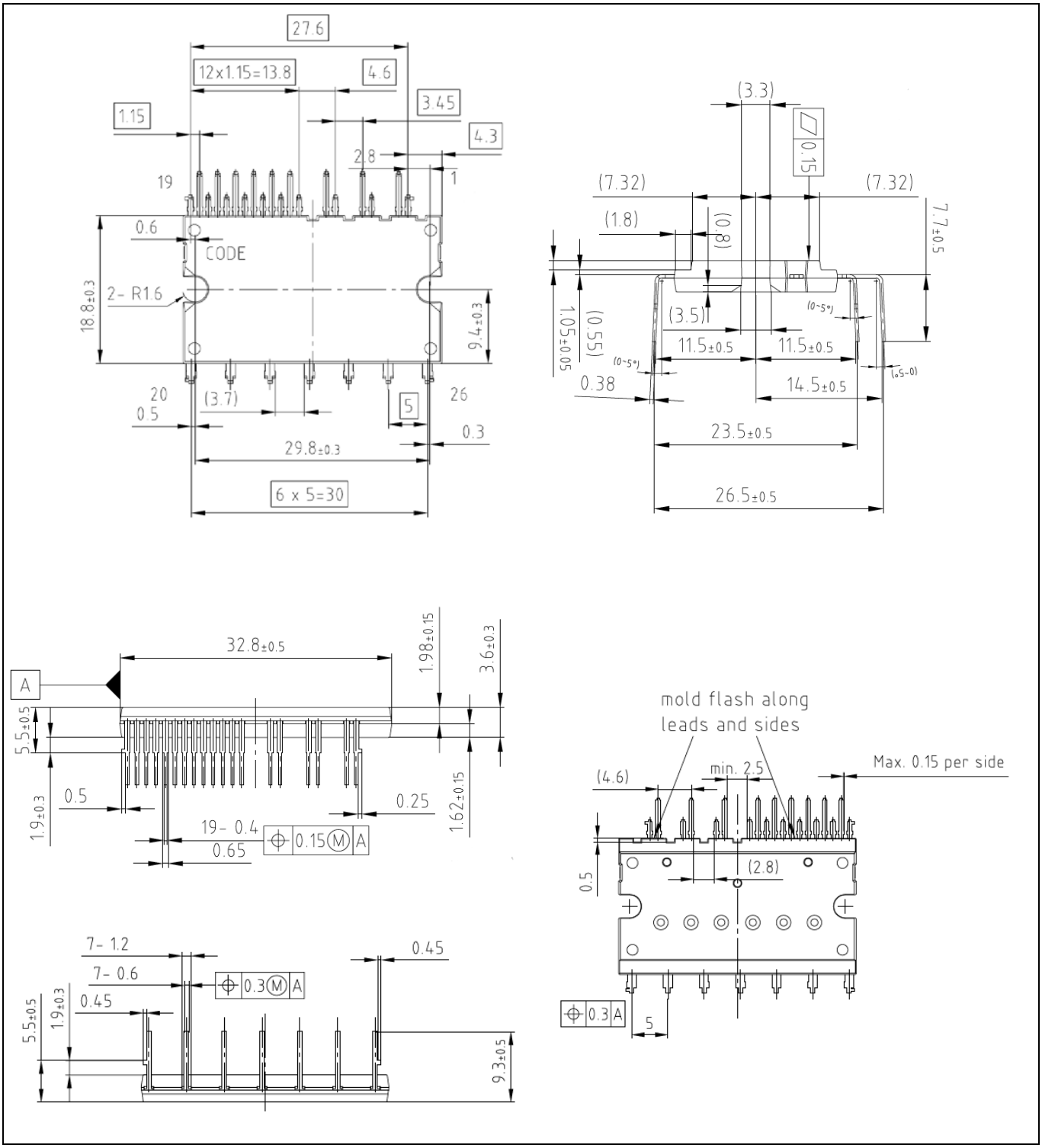


Figure 10　端子が短いパッケージの外形寸法 [mm]

3.6 マーキング

Figure 11 に IM323 のレーザマーキング仕様を示します。モジュール上面に、会社ロゴ, デバイスタイプ, ロット番号, 日付コード, マトリックスコード (2D) がマーキングされています。

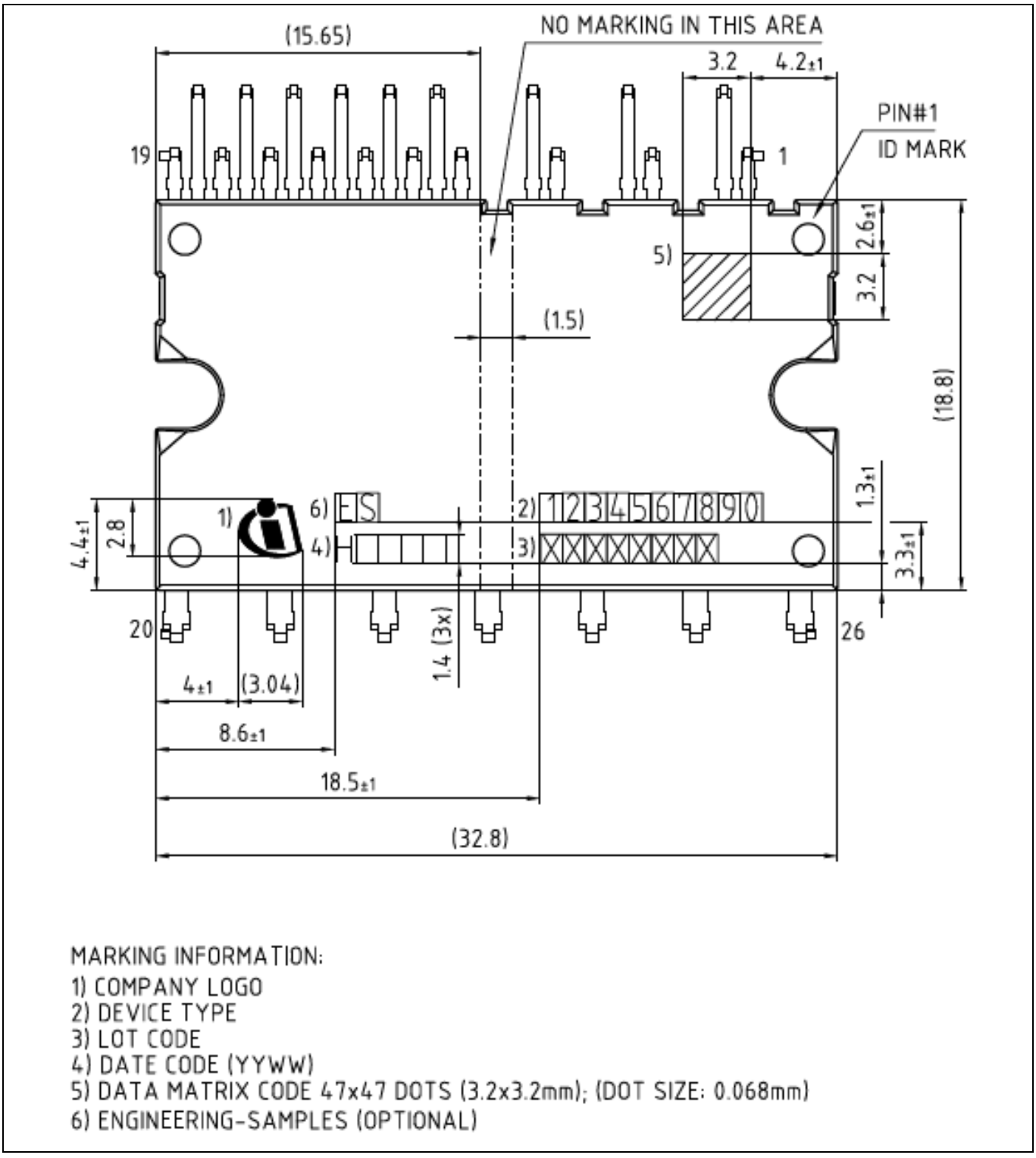


Figure 11 マーキング情報

4 インターフェース回路およびレイアウトガイド

4.1 入力信号の接続

Figure 12 にマイコンと IPM 間の I/O インターフェース回路を示します。IPM の入力ロジックは、内部プルダウン抵抗でアクティブ High となります。外部プルダウン抵抗は不要です。

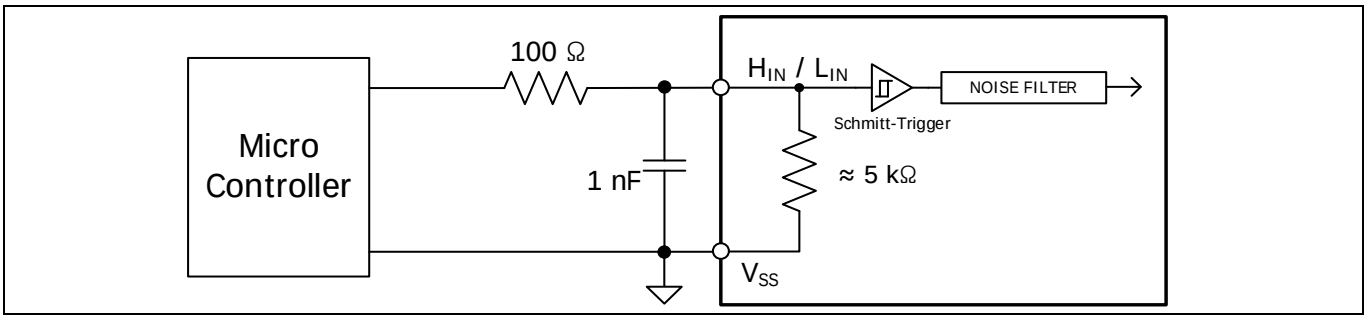


Figure 12 推奨マイコン入出力インターフェース回路

Table 7 最大入力定格

項目	記号	条件	値	単位
モジュール電源	V_{DDX}	V_{DDX} – V_{SSX} 間で印加	-1 ~ 20	V
ハイ サイド フローティング電源電圧	V_{BS}	V_B (U, V, W) – V_S (U, V, W) 間で印加	-1 ~ 20	V
入力電圧	V_{IN}	H_{IN} (U, V, W) – V_{SS}, L_{IN} (U, V, W) – V_{SS} 間で印加	-1 ~ V_{DD} +0.3	V

Table 7 に最大入力電圧を示します。入力定格電圧は V_{DD} +0.3 V のため、15 V 電源のインターフェースを利用できます。しかし、マイコンとの直接接続を確立するには、入力信号 5 V または 3.3 V のロジック電源で構成することを推奨します。また、マイコンからの信号線と IPM の信号線には、できるだけ近くにバイパスコンデンサーを配置することを推奨します。

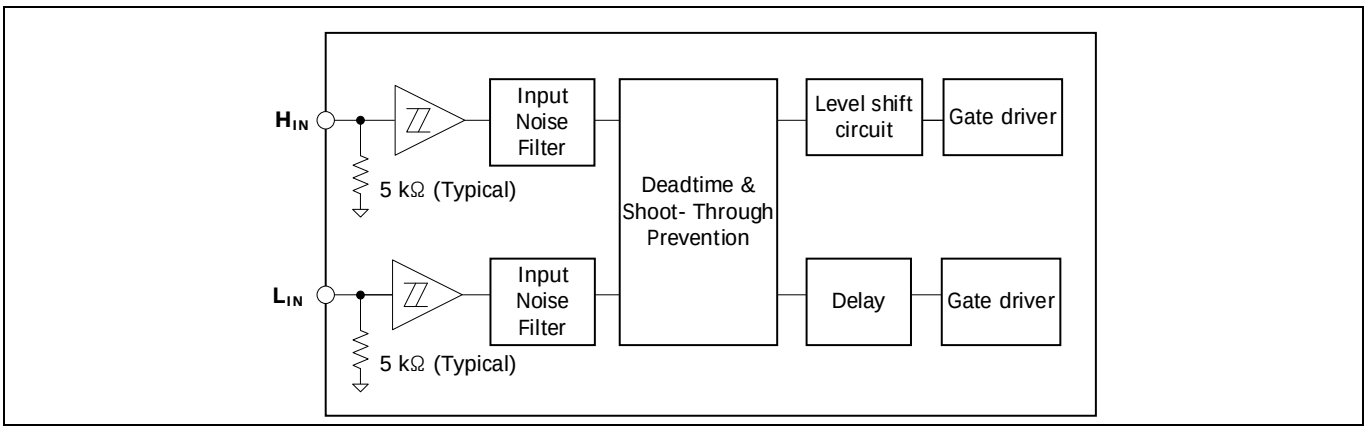


Figure 13 ゲートドライバー IC IM323 の簡易ブロック図

IM323 製品は、入力ロジック信号にアクティブ High を採用しているため、起動時やシャットダウン時の制御電源と入力信号の間に電源シーケンスによる制約が存在しません。このため、フェイルセーフなシステムが実現できます。

各入力回路にプルダウン抵抗を内蔵しているため、外付けのプルダウン抵抗は不要です。これにより、外付け部品点数を削減できます。入力シュミットトリガー, ノイズフィルター, デッドタイム, 上下短絡防止機能により、短い入力パルスのノイズ除去に有効です。さらに、IM323 の入力は、標準的な CMOS および TTL 出力と互換性があります。また、IM323 のゲートドライバーIC は、3.3 V と 5 V のロジックレベルの信号に対応しています。そのため、入力信号のターンオン、ターンオフの閾値電圧を Table 8 のように下げることで、3.3 V/5 V クラスのマイコンや DSP に直接接続することが可能です。

Table 8　　入力閾値電圧 (@V_{DD} = V_{BS} = 15 V, T_J = 25℃)

項目	記号	条件	最小	Typ.	最大	単位
ロジック "1"入力電圧 (L_{IN}, H_{IN})	V_{IH}	H_{IN} – V_{SS}	1.7	2.0	2.3	V
ロジック "0"入力電圧 (L_{IN}, H_{IN})	V_{IL}	L_{IN} – V_{SS}	0.7	0.9	1.1	V

Figure 13 に示すように、IM323 の入力信号部には 5 kΩ (Typ.) のプルダウン抵抗が内蔵されています。したがって、マイコン出力と IPM 入力間に外部フィルター抵抗を使用する場合には、IPM 入力端子の信号電圧の降下に注意してください。ロジック "1 "入力電圧の要件を満たす必要があります。例えば、Figure 12 の部品では、R = 100 Ω、C = 1 µF です。

4.2　　内部デッドタイム

IM323 のゲートドライバーIC は、デッドタイム保護回路を内蔵しており、固定デッドタイムになっています。このデッドタイム機能は、ハイサイドとローサイドのパワースイッチを両方ともオフにする時間 (最小デッドタイム) を挿入し、オフのパワースイッチが完全にオフになった後に 2 番目のパワースイッチがオンとなるようにためのものです。

外付けのデッドタイムが DT_{IC} より短い場合は，自動的に最小のデッドタイムが挿入されます。DT_{IC} より大きい外付けのデッドタイムは、ゲートドライバーIC では変更されません。

Table 9　　内部デッドタイム (@V_{DD} = 15 V, T_J = 25℃)

項目	記号	条件	最小	Typ.	最大	単位
内部デッドタイム	DT_{IC}	V_{IN} = 0 V または V_{IN} = 3.3 V	220	360	580	ns

4.3　　クロス導通 (上下短絡) 防止回路

IM323 のゲートドライバーIC は、上下短絡保護回路 (シュートスルー保護回路, クロス導通防止回路, インターロック回路とも呼ばれる) を搭載しています。Figure 14 に、この保護回路によりハイサイドとローサイドのスイッチが同時に導通することを防いでいる様子を示します。

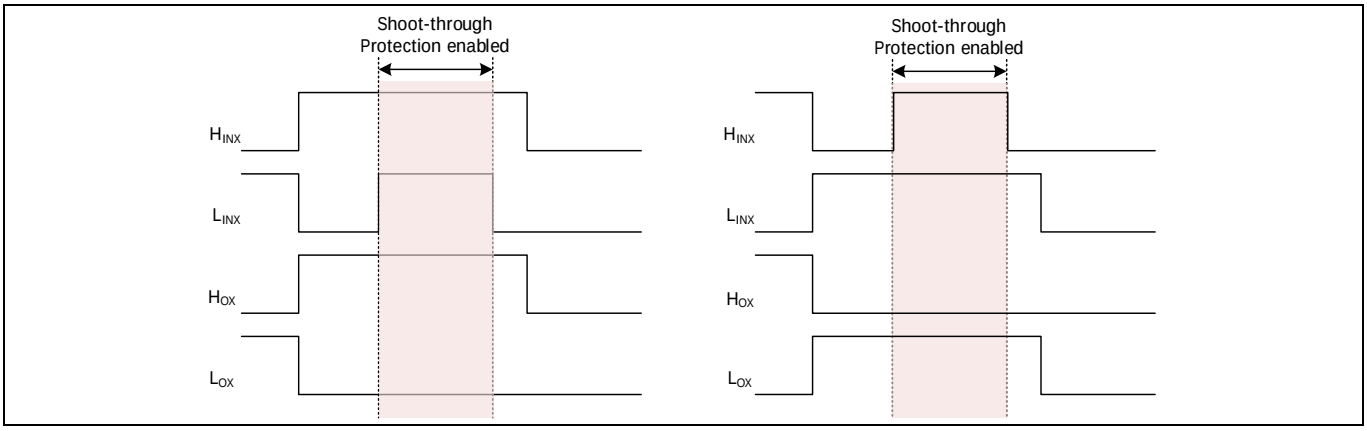


Figure 14　シュートスルー保護回路の説明図

4.4　高度な入力フィルター

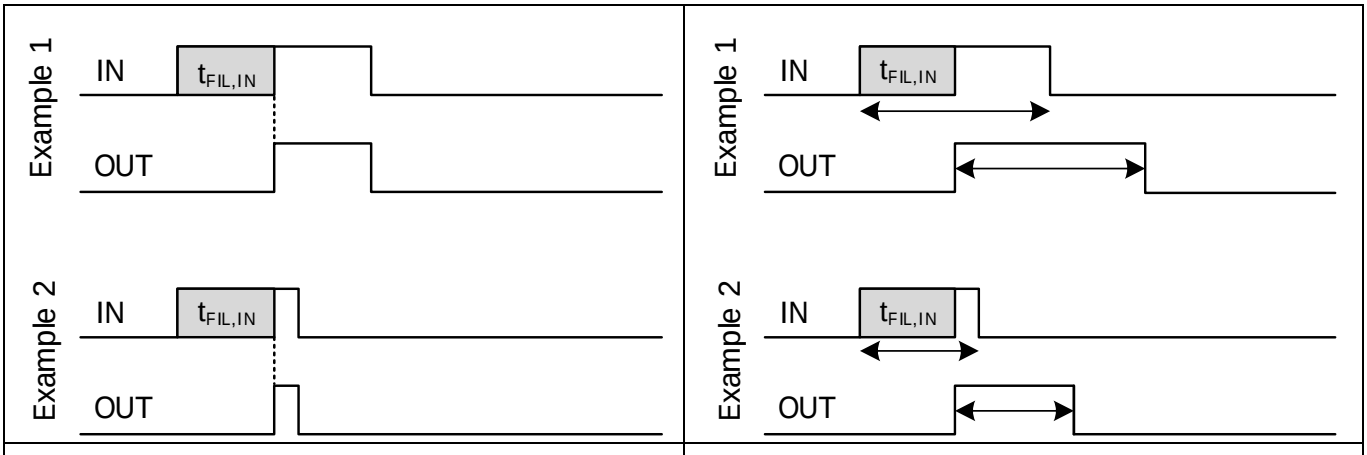
高度な入力フィルターは、ゲートドライバーIC の入出力パルスの対称性を高め、ノイズスパイクや短パルスを除去します。H_{IN} および L_{IN} の入力に適用されています。Figure 15 (a)および(b) に、この新しいフィルターの動作原理を示します。

Figure 15 (a) は、代表的な入力フィルターと、入出力間の非対称性を示します。上側の一対の波形 (Example 1) は、$t_{FIL,IN}$ よりもはるかに長い継続時間の入力信号幅を示し、下側の一対の波形 (Example 2) は、$t_{FIL,IN}$ よりもわずかに長い継続時間の入力信号幅を示します。両者とも出力は入力信号と $t_{FIL,IN}$ の差分程度となります。

Figure 15 (b) に、IM323 の高度な入力フィルターと入力と出力の対称性を示します。上の波形 (Example 1) は入力信号の幅が $t_{FIL,IN}$ よりもはるかに長く、下の波形 (Example 2) は入力信号の幅が $t_{FIL,IN}$ よりもわずかに長いだけです。どちらの波形も出力は入力信号とほぼ同じになります。

Table 10　入力フィルター時間 (@V_{DD} = 15 V, T_J = 25℃)

項目	記号	条件	最小	Typ.	最大	単位
L_{IN}, H_{IN} でのターンオン、ターンオフ時の入力フィルター時間	$t_{FIL,IN}$	$V_{LIN, HIN}$ = 0 V または 3.3 V	140	290	550	ns



(a) 標準入力フィルター　　(b) 高度な入力フィルター

Figure 15　内部入力フィルターの特性

4.5 マッチングされた遅延出力

IM323 のゲートドライバーIC は、伝搬遅延マッチング回路を搭載しています。この機能により、出力信号と入力信号に対する内部ゲートドライバーIC の応答時間は、ローサイドおよびハイサイドともにほぼ同じ時間 (t_{ON}, t_{OFF}) を必要とします。この差の最大値は、遅延マッチングパラメータ (M_T) で指定されます。IM323 の伝搬ターンオン遅延 (t_{ON}) は、伝搬ターンオフ遅延 (t_{OFF}) とマッチングされます。ハイサイドとローサイドのターンオンとターンオフを遅延マッチングするということは、L_O 出力と H_O 出力の間に時間差があることを意味します。これは、H_{INX} と L_{INX} が同時に印加されたと仮定して、各出力が最大値の 10%に達した時 (ターンオン時)、または各出力が最大値の 90%に減少した時 (ターンオフ時) に発生します。遅延マッチング時間が短いほど、回路の性能は向上します。

Table 11 マッチングされた遅延出力 (@V_{DD} = V_{BS} = 15 V, T_J = 25°C)

項目	記号	条件	最小	Typ.	最大	単位
全チャネルのマッチング伝搬遅延時間 (ON/OFF)	M_T	外部デッドタイム > 500 ns	-	20	80	ns

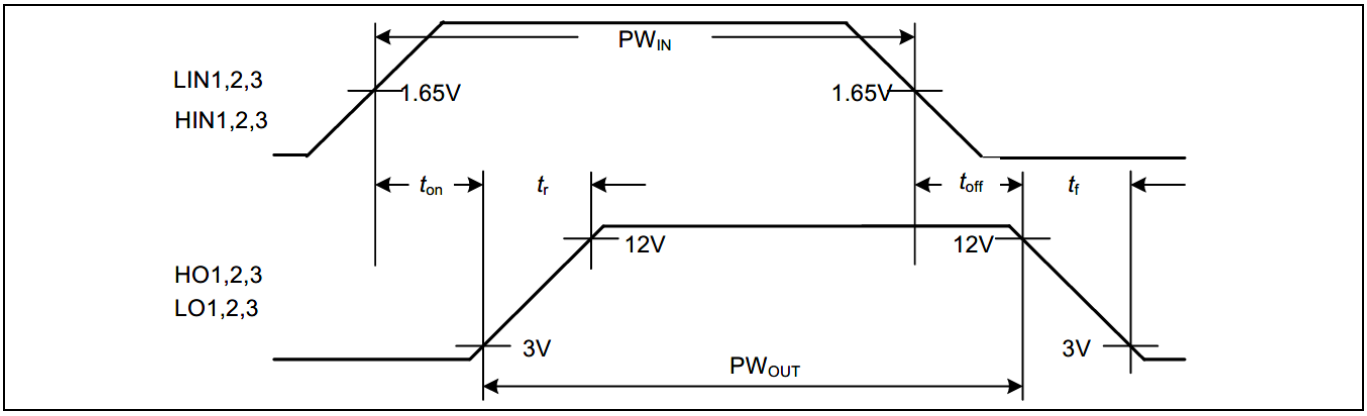


Figure 16 遅延マッチング波形の定義

4.6 一般的なインターフェース回路例

Figure 17 は、IM323 の代表的なアプリケーション回路で、制御信号をマイコンに直接接続するインターフェース回路図です。

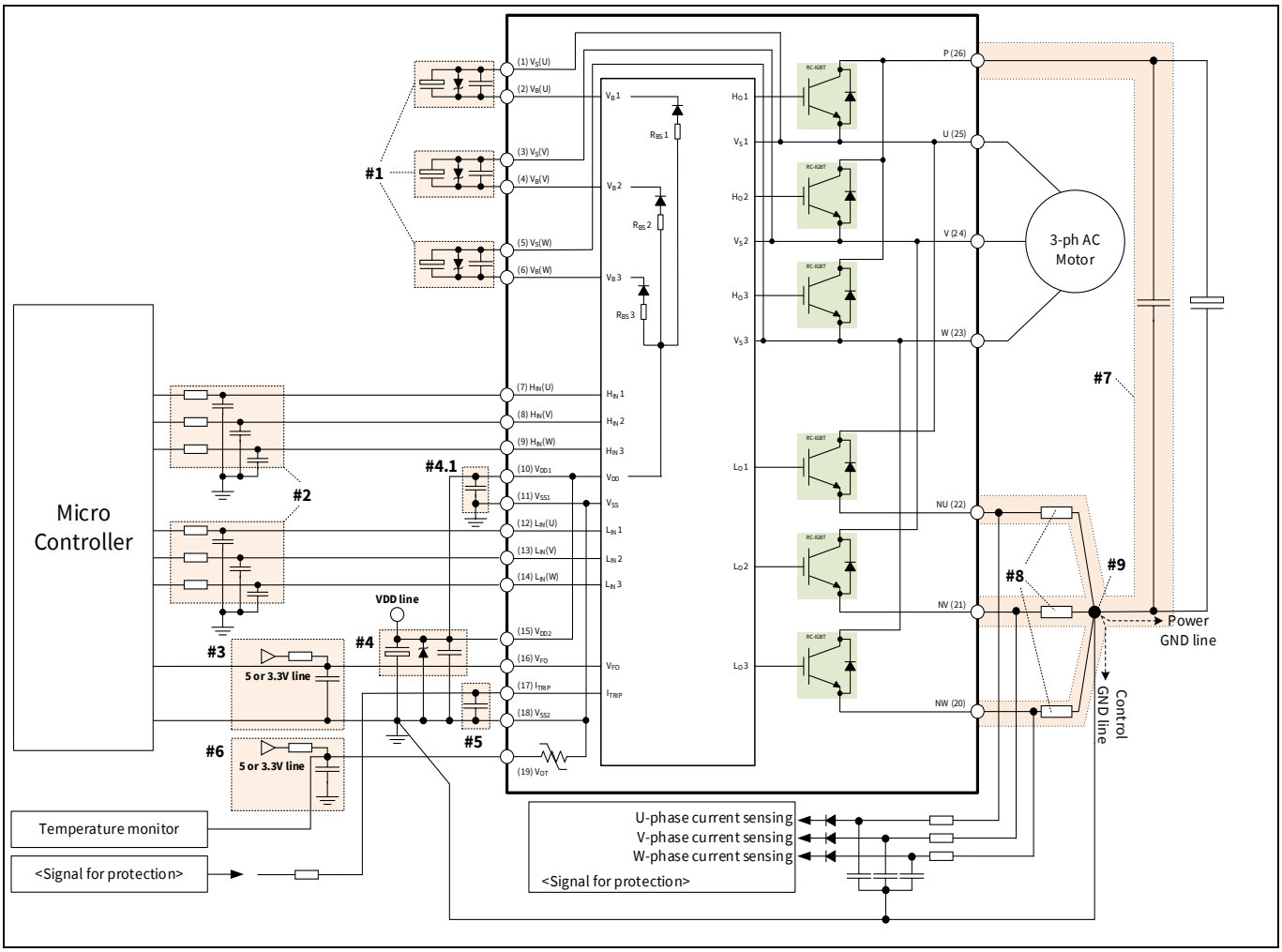


Figure 17 アプリケーション回路例

Note:

1. V_B–V_S 回路
   - ハイサイドのフローティング電源電圧用のコンデンサーは、可能な限り V_B 端子と V_S 端子の近傍に配置してください。
   - 外部からのサージ電圧に対する保護には、TVS ダイオードやツェナーダイオードが非常に有効です。
2. 入力回路
   - 高速スイッチングによる入力信号のノイズを低減するため、マイコンと IPM の間に R_{IN} と C_{IN} のフィルター回路を入れてください (100 Ω, 1 nF)。
   - C_{IN} は、V_{SS} 端子にできるだけ近傍に配置してください。

3. V_{FO} 回路
   - V_{FO} 出力はオープンドレイン出力です。この信号線は、適切な抵抗 R_{PU} で 5 V / 3.3 V ロジック電源のプラス側にプルアップする必要があります。RC フィルターを、CIPOS™ Tiny とマイクロコントローラーの間の、可能な限りマイクロコントローラー近傍に設置することを推奨します。
4. V_{DD} および V_{SS}
   - 電源電圧を制御するコンデンサーおよびツェナーダイオードは、V_{DD2} および V_{SS2} 端子の可能な限り近傍に配置する必要があります。
5. I_{TRIP} 回路
   - 保護機能エラーを防ぐため、C_{ITRIP} は I_{TRIP} および V_{SS2} 端子の可能な限り近傍に配置する必要があります。
6. V_{OT} 回路
   - V_{OT} 出力は NTC 電圧です。この信号線は、適切な抵抗 (R_{PU}) で 5 V / 3.3 V ロジック電源のプラス側にプルアップする必要があります。RC フィルターは、可能な限りマイコンの近傍に設置することを推奨します。
7. スナバコンデンサー
   - IM323 とスナバコンデンサー (シャント抵抗を含む) 間の配線は可能な限り短くしてください。
8. シャント抵抗
   - 表面実装デバイス (SMD) タイプのシャント抵抗を使用して、浮遊インダクタンスを低減してください。
9. グランドパターン
   - グランドパターン (コントロール/電源グランド) は一点で分離してください。

4.7 電源の推奨定格出力電流

IM323 の制御電源とゲート駆動電源は、通常、V_{DDX} モジュールと V_{SSX} 端子に接続された 15 V 単一電源で供給されます。IM323-L6G の V_{DD} 制御電源の回路電流は、Table 12 に示すとおりです。

Table 12 IM323-L6G の制御電源の回路電流 [mA]

項目		静的 (typ.)	動的 (typ.)	総電流 (typ.)
V_{DD} = 15 V	F_{SW} = 5 kHz	1.17	0.94	2.11
	F_{SW} = 15 kHz	1.17	2.83	4.00
V_{DD} = 20 V	F_{SW} = 20 kHz	1.61	4.82	6.43

5 V ロジック電源の回路電流 (V_{FO} および入力端子) は約 5 mA となります。

最後に、電源の推奨最小回路電流を Table 13 に示します。これはリップル電流を考慮したもので、計算値の 5 倍など最悪の条件に対しても十分なマージンがあります。

Table 13 電源の推奨最小回路電流 [mA]

項目	+15 V 制御電源の回路電流	+5 V ロジック電源の回路電流
$V_{DD} \le 20$ V, $F_{SW} \le 20$ kHz	32.0	22.0

4.8 過電流保護 (OCP) および短絡保護 (SCP) 機能向け推奨レイアウトパターン

IM323 端子への I_{TRIP} フィルターコンデンサーの接続は、できるだけ短くすることを推奨します。I_{TRIP} のフィルターコンデンサーは、グランドパターンが重ならないように、V_{SS2} 端子に直接接続してください。また、信号グランドと電源グランドはできるだけ短くし、V_{DD} ラインのコンデンサーを介して 1 点のみでの接続を推奨します。

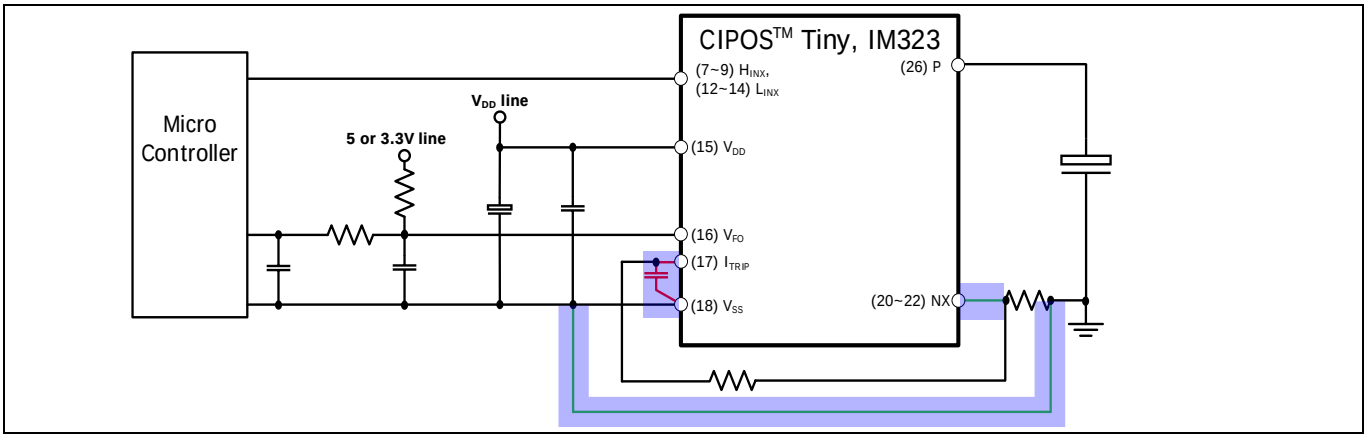


Figure 18 OCP および SCP 機能の推奨レイアウトパターン

4.9 シャント抵抗およびスナバ コンデンサーの推奨配線例

外部電流検出抵抗を使用し、相電流の過電流を検出します。シャント抵抗と IM323 間の配線パターンが長いと、過大なサージが発生し、IM323 の内部 IC や電流検出部品にダメージを与える可能性があります。また、センシング信号が歪む可能性があります。パターンインダクタンスを小さくするために、シャント抵抗と IM323 間の配線はできるだけ短くしてください。Figure 19 に示すように、サージ電圧を効果的に抑制するために、スナバコンデンサーを適切な位置に設置する必要があり ます。一般的には、0.1～0.22 µF 程度の高周波用無誘導コンデンサーを推奨します。Figure 19 に示すように、スナバコンデンサーの取り付け位置を間違えると、スナバコンデンサーはサージ電圧を効果的に抑制できません。また、2 番に設置した場合、配線インダクタンスとスナバコンデンサーで発生する充放電電流がシャント抵抗に流れます。このため，電流検出信号に影響を与え，短絡保護レベルが設計計算値より若干低くなる。位置「2」のサージ抑制効果は、位置「1」や「3」のそれよりも大きくなります。位置「3」は位置「1」よりも抑制効果が高く、電流検出信号の精度に影響を与えない合理的な妥協点です。このため、スナバコンデンサーは一般的に 3 番に設置されます。

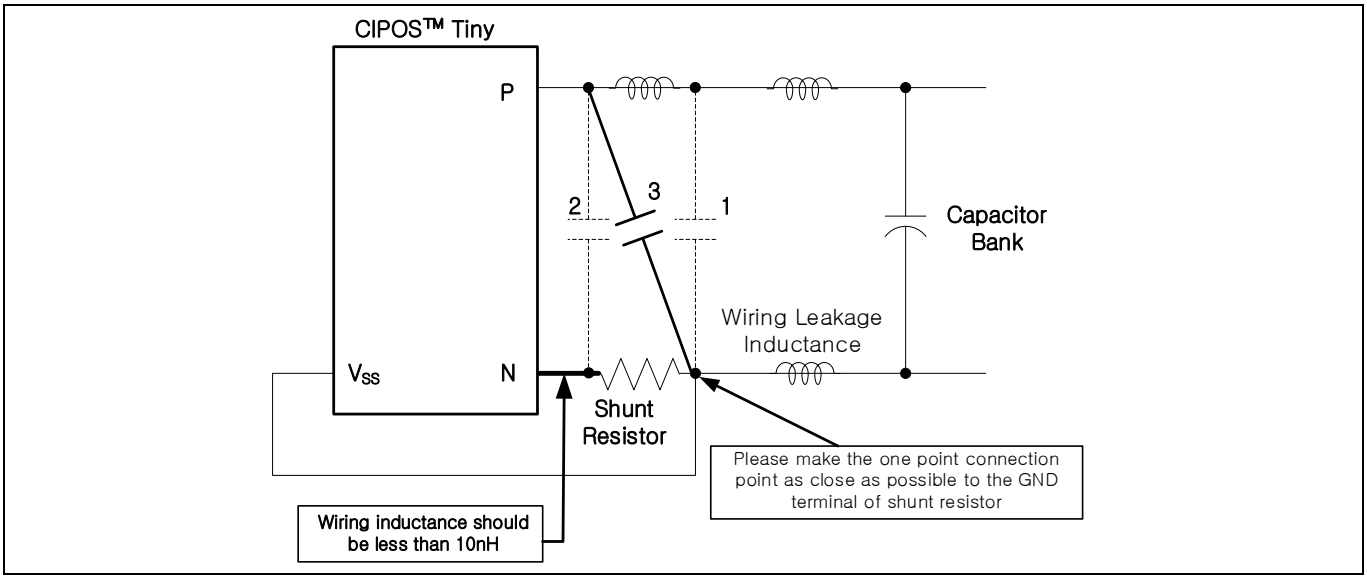


Figure 19　シャント抵抗およびスナバコンデンサーの推奨配線例

4.10　IM323 フットプリントの端子およびねじ穴座標

Figure 20 は IM323 のプリント基板上の位置で、各端子とねじ穴の中心座標は Table 14 のとおりです。これらの端子とねじ穴の位置は、あくまで説明のためのものです。

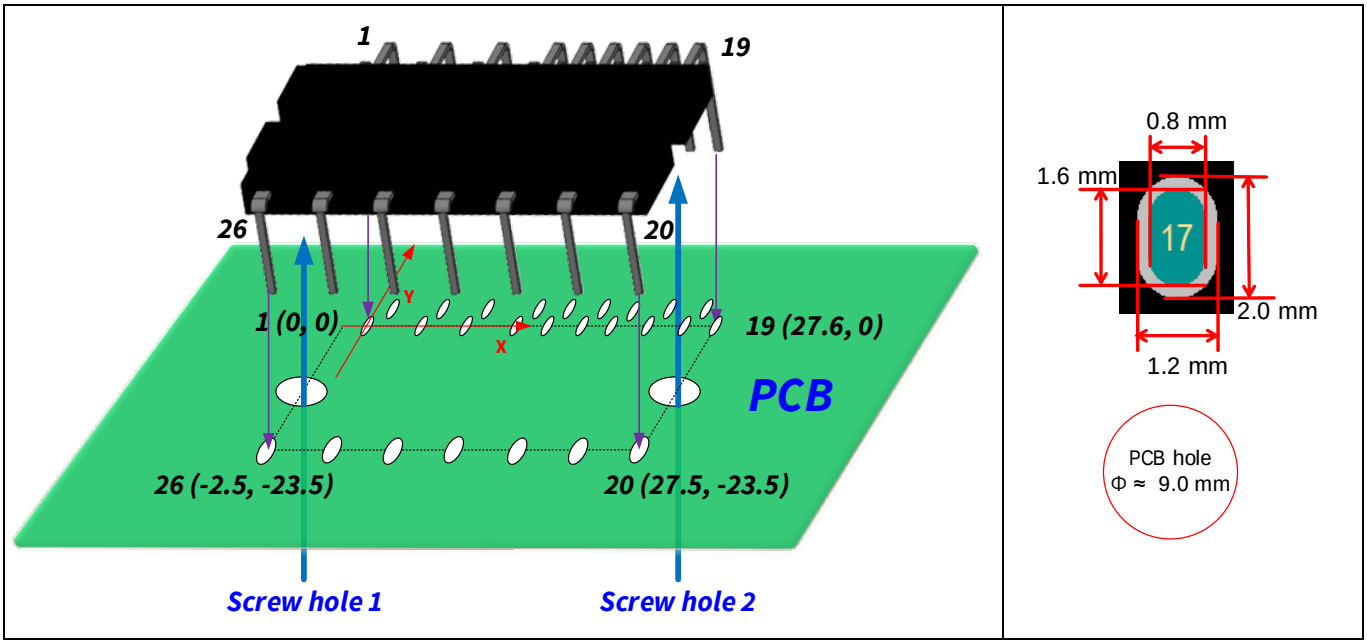


Figure 20　IM323 の基板上の位置 [mm] とパッド設計例 (1～26 ピン)

Table 14　IM323 フットプリントの端子およびねじ穴座標 [mm]

端子番号		X	Y	端子番号		X	Y
信号端子	1	0.00	0.00	信号端子	15	23.00	0.00
	2	1.15	3.00		16	24.15	3.00
	3	4.60	0.00		17	25.30	0.00
	4	5.75	3.00		18	26.45	3.00
	5	9.20	0.00		19	27.60	0.00
	6	10.35	3.00	電源端子	20	27.50	-23.50
	7	13.80	0.00		21	22.50	-23.50
	8	14.95	3.00		22	17.50	-23.50
	9	16.10	0.00		23	12.50	-23.50
	10	17.25	3.00		24	7.50	-23.50
	11	18.40	0.00		25	2.50	-23.50
	12	19.55	3.00		26	-2.50	-23.50
	13	20.70	0.00	ねじ穴	1	-2.95	-11.75
	14	21.85	3.00		2	27.15	-11.75

5 保護機能

5.1 低電圧保護

IM323 の制御電源とゲート駆動電源は、通常、モジュールの V_{DD} 端子と V_{SS} 端子に接続された 15 V の単一電源で供給されます。適切に動作させるために、この電圧は 15 V ±10 %に調整する必要があります。Table 15 に、さまざまな制御電源電圧に対する IM323 の動作を示します。制御電源は、IM323 の端子に接続された低インピーダンスの電解コンデンサーと高周波デカップリングコンデンサーを使用して、十分にフィルタリングされる必要があります。

電源の高周波ノイズにより、内部制御 IC が誤動作し、誤った故障信号が発生することがあります。これらの問題を回避するため、電源の最大リップルは±1 V/µs 以下にしてください。

モジュールの V_{SS} 端子と N 電源端子の電位は、センス抵抗の電圧降下により異なります。制御回路や電源は N 端子ではなく、V_{SS} 端子を参照することが重要です。回路が正しく接続されていない場合、センス抵抗に流れる電流が増加し、短絡保護機能が正しく動作しない可能性があります。一般的には、コモンリファレンス (V_{SS2}) をグランドとするレイアウトが良いとされます。

主制御電源はブートストラップ回路に接続され、ハイサイドゲートドライブ用のフローティング電源を生成します。

制御電源電圧 (V_{DD}、V_{BS}) が低電圧誤動作防止電圧 (UVLO) 以下になると、IGBT は入力信号を無視して OFF になります。

Table 15 IM323 の機能と制御電源電圧の関係

制御電圧範囲 [V]	機能動作
0 〜 12.4	UVLO 機能が働くと制御入力信号が遮断され、故障信号 V_{FO} が発生します。
12.4 〜 13	コントロールゲート入力により IGBT が駆動します。 駆動電圧は推奨範囲以下となるため、$V_{CE\,(Sat)}$ やスイッチング損失が通常時よりも大きくなります。この範囲での動作は推奨しません。
13 〜 17.5	通常動作。推奨動作条件です。 ブートストラップ回路のみを使用する場合は、14.5 V〜17 V の V_{DD} を推奨します
17.5 〜 20	IGBT はまだ駆動中。駆動電圧が推奨範囲を超えると、IGBT のスイッチング速度が速くなります。このため、システムノイズが増加し、ピーク短絡電流が大きくなりすぎて短絡保護が正常に働かない場合があります。この V_{DD} 範囲での動作は推奨できません。
20 以上	IM323 の制御回路が破壊される可能性があります。

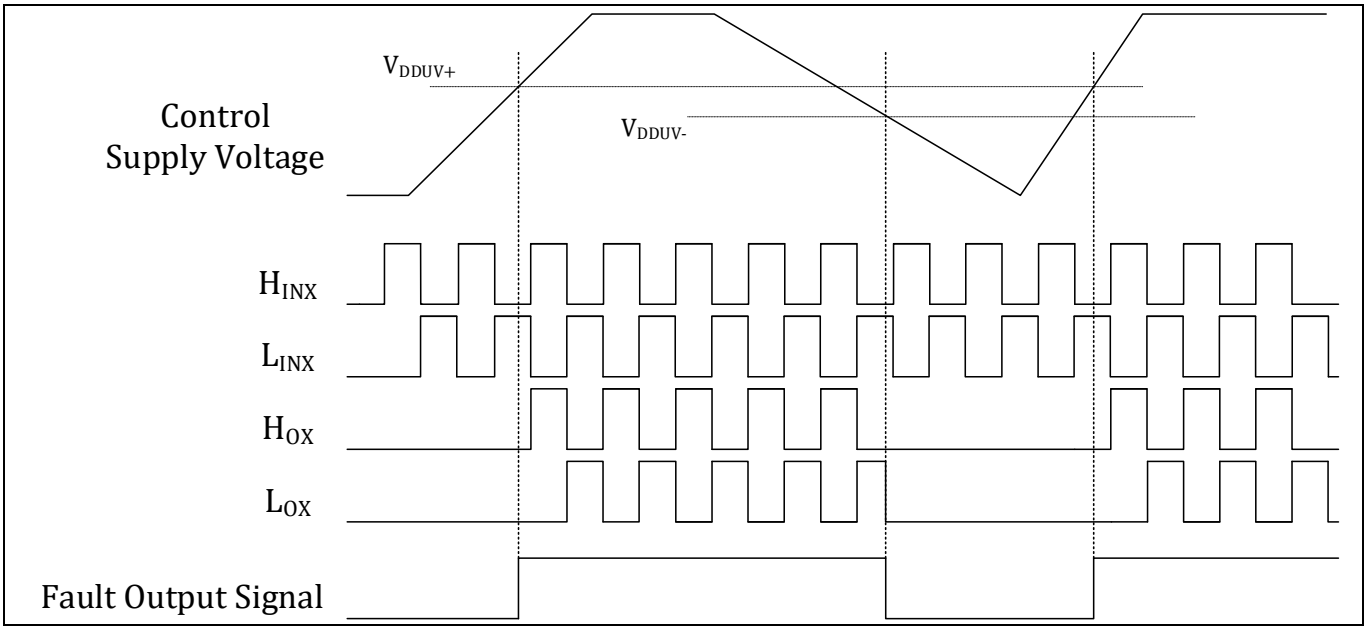


Figure 21　ローサイド低電圧保護機能のタイミングチャート

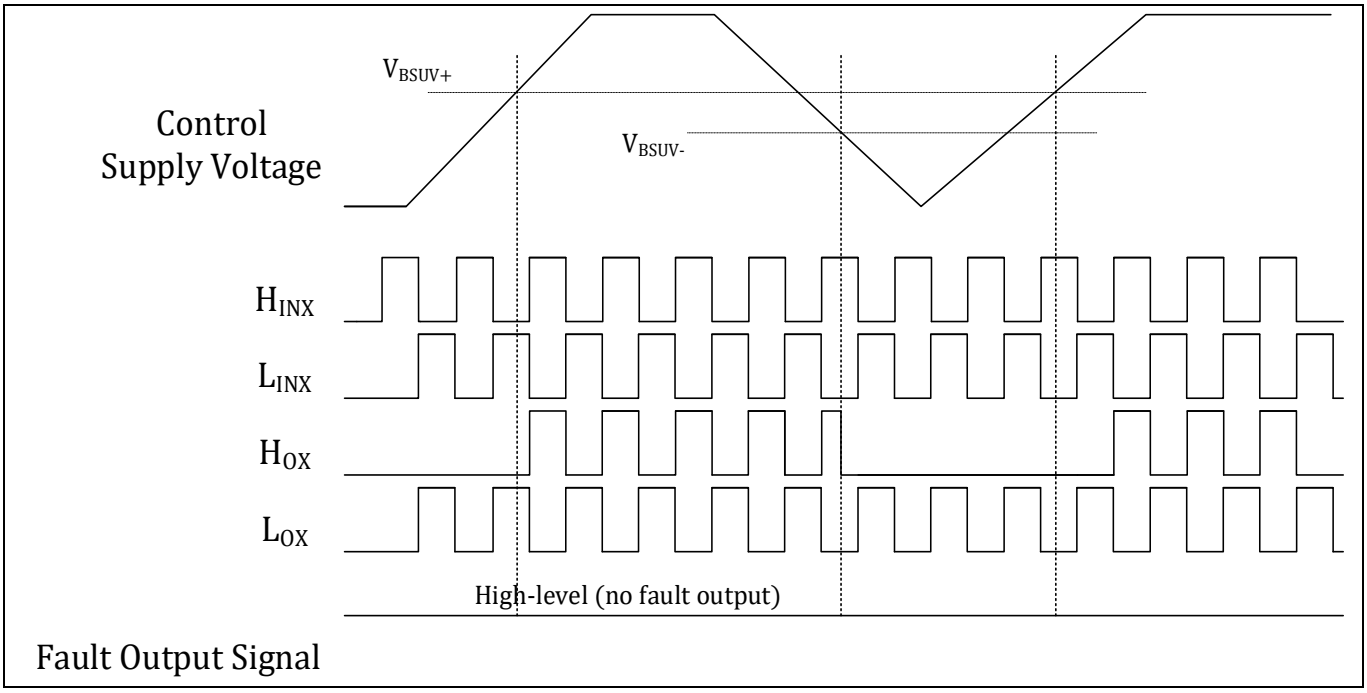


Figure 22　ハイサイド低電圧保護機能のタイミングチャート

5.2　過電流保護

5.2.1　過電流 (OC) 保護タイミングチャート

IM323 は、過電流シャットダウン機能を備えています。内蔵 IC が I_{TRIP} 端子の電圧を監視しています。この電圧がデバイスのデータシートで指定された $V_{IT,TH+}$ を超えると、異常信号が作動し、すべての IGBT が OFF になります。一般に、短絡電流の最大値はゲート電圧に依存します。ゲート電圧が高いほど、短絡電流は大きくなります。問題を回避するために、過電流トリップの最大値は、通常、公称定格コレクタ電流の 2 倍以下に設定されます。Figure 23 に過電流保護機能のタイミングチャートを示します。

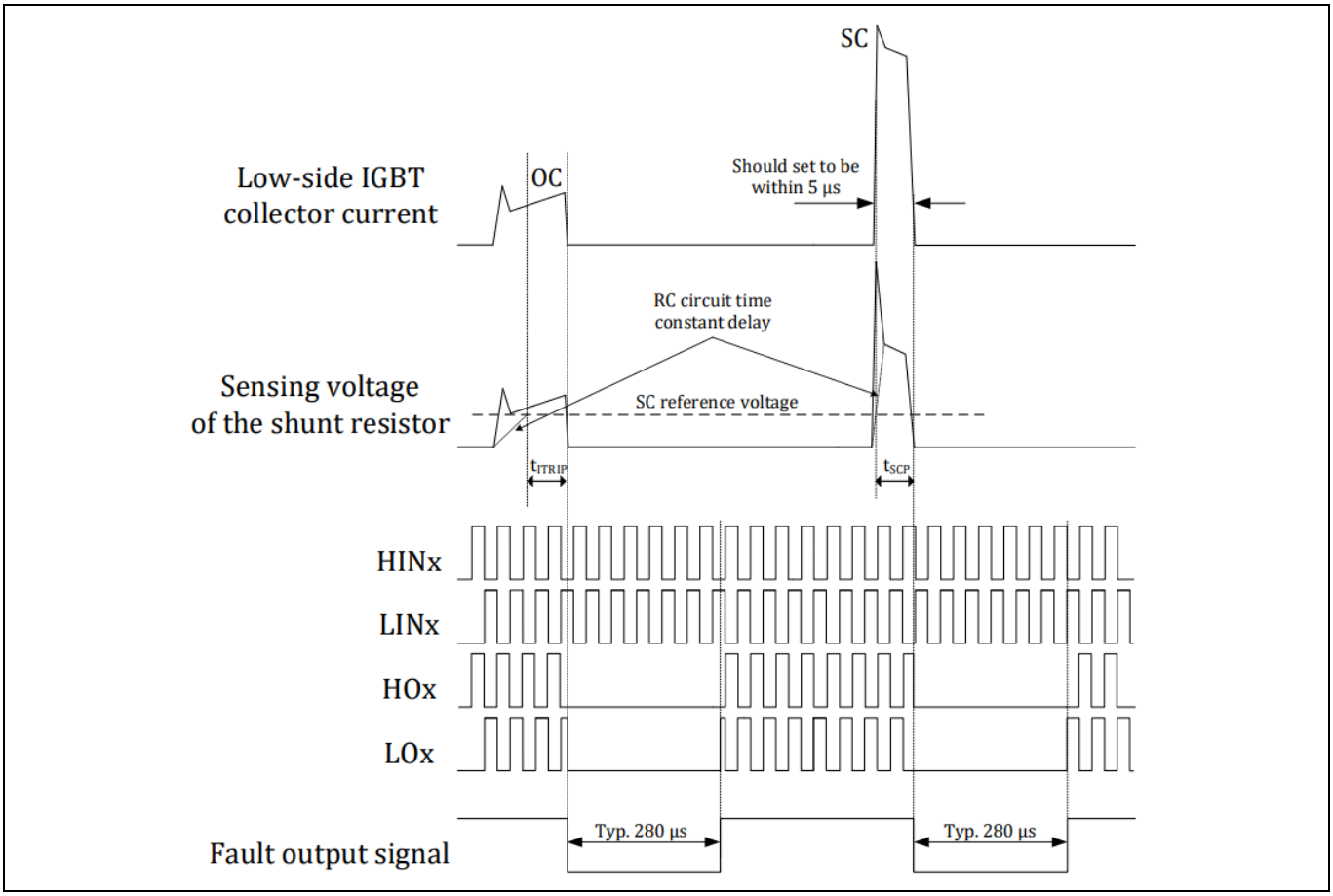


Figure 23　過電流保護機能のタイミングチャート

5.2.2　電流検出用シャント抵抗の選択

電流検出抵抗の値は、以下の式で算出されます。

$$R_{SH} = \frac{V_{IT,TH+}}{I_{OC}} \quad (1)$$

ここで $V_{IT,TH+}$ は IM323 の I_{TRIP} 正極性閾値電圧で、通常は 0.525 V で、I_{OC} は過電流保護レベルの電流です。

OC 保護レベルの最大値は、シャント抵抗の公差を考慮して、データシートに記載されているコレクタの繰り返しピーク電流より小さく設定する必要があります。

例えば、IM323-L6G の最大ピークコレクタ電流は 30 A_{peak} のため、シャント抵抗の推奨値は次のように計算されます。

$$R_{SH(\min)} = \frac{0.525}{30} = 0.0175\ \Omega = 17.5\ \text{m}\Omega$$

シャント抵抗の電力定格については、以下のように考慮する必要があります

- インバータの最大負荷電流 (I_{rms})
- T_C = 25°C におけるシャント抵抗の値 (R_{SH})
- シャント抵抗の電力軽減率 (T_{SH} = 100 °C)(メーカーのデータシートによる)
- 安全マージン

シャント抵抗の定格電力は以下の式で算出されます。

$$P_{SH} = \frac{I_{rms}^2 \times R_{SH} \times margin}{derating\ ratio} \quad (2)$$

例えば、IM323-L6G で R_{SH} = 18 mΩ の場合

- インバータ最大負荷電流: 10.6 A_{rms}
- T_{SH} = 100°C におけるシャント抵抗の電力軽減率: 80%
- 安全率: 30%

$$P_{SH} = \frac{10.6^2 \times 0.018 \times 1.3}{0.65} = 3.286\ W$$

また、浮遊インダクタンスによるサージ電圧を最小にするために Table 16 の表面実装タイプのシャント抵抗を推奨します。

Table 16　シャント抵抗の仕様

モデル	定格電力	最大定格電流 [A]	最大過負荷電流 [A]	動作温度範囲[°C]
LR2728(RARA)	3.5 [W] @ 70°C	29.58	51.23	-55 ～170

5.2.3　遅延時間

過電流検出回路では、ノイズによる誤動作を防止するため、OC 保護にフィルターが必要です。RC 時定数は、ノイズの持続時間と IGBT の短絡耐量を考慮して決定されます。

シャント抵抗の検出電圧が I_{TRIP} 電圧上昇時の閾値 ($V_{IT,TH+}$) を超えると、この電圧は RC フィルターを介して IPM の I_{TRIP} 端子に印加されます。過電流保護基準電圧の仕様を Table 17 に示します。I_{TRIP} 端子の入力電圧が I_{TRIP} 正電圧スレッショルドレベルに上昇するまでのフィルター遅延時間 (t_{Filter}) は、以下の式で定義されます。

$$V_{IT,TH+} = R_{SH} \cdot I_C \cdot \left(1 - \frac{1}{e^{\frac{t_{Filter}}{\tau}}}\right) \quad (3)$$

$$t_{Filter} = -\tau \cdot \ln\left(1 - \frac{V_{IT,TH+}}{R_{SH} \cdot I_C}\right) \quad (4)$$

ここで、$V_{IT,TH+}$は I_{TRIP} 端子入力電圧、I_C はピーク電流、R_{SH} はシャント抵抗の値、τは RC 時定数です。また、$V_{IT,TH+}$から I_{SC} の 10%までの伝搬遅延時間で定義される I_{TRIP} の短絡伝搬遅延時間 (t_{SCP}) があります。Table 18 を参照してください。

Table 17　OC 保護基準レベル $V_{IT,TH+}$の仕様

項目	記号	最小	Typ.	最大	単位
I_{TRIP} 電圧上昇時の閾値	$V_{IT,TH+}$	0.475	0.525	0.570	V

Table 18　シャットダウン伝搬遅延時間

項目		条件	最小	Typ.	最大	単位
短絡伝搬遅延時間 (t_{SCP})	IM323 - L6G IM323 – L6G2	$V_{IT,TH+}$ ～10% I_{SC}	-	1250	-	ns

したがって、I_{TRIP} 電圧上昇時の閾値 ($V_{IT,TH+}$) から IGBT が遮断されるまでの総時間は下記になります。

$$t_{total} = t_{Filter} + t_{SCP} \quad (5)$$

短絡伝搬遅延時間は、動作温度や V_{DD}、V_{DC} などの動作条件によって変わります。遅延時間の合計は、データシートに記載されている耐量 (t_{SC}) 以下である必要があります。t_{SC} は制御電源電圧や DC リンク電圧によって変化しますので、RC 時定数には余裕を持たせて設定することを推奨します。

5.2.4 短絡安全動作領域 (SCSOA) の特性

Figure 24 に IM323 製品の代表的な (保証値ではありません) SCSOA 性能グラフを記載した短絡状態でのグラフを示します。IM323-L6G の場合、グラフから、短絡時間が 5 µs 未満であれば、IGBT は安全にターンオフできることがわかります。この場合、IGBT が制御電源電圧 16.5 V で約 120 A_{peak} の短絡電流 (非繰り返し) (この電流は試験条件により異なる) を遮断できます。

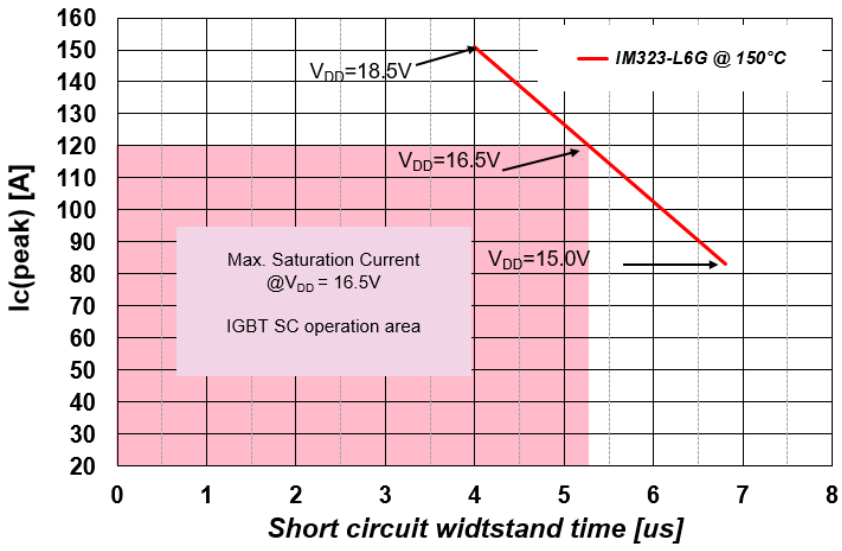


Figure 24 IM323 製品の代表的な SCSOA グラフ (@V_{DC} = 400 V, $V_{PN(surge)}$ < 500 V, T_J = 150°C)

5.3 フォールト出力回路

V_{FO} 端子はオープンドレインタイプのため、プルアップ抵抗を用いて高レベルにプルアップする必要があります。この抵抗は Table 19 および Table 20 に示す仕様で計算する必要があります。

Table 19 フォールト出力最大定格

項目	記号	条件	定格	単位
フォールト出力電源電圧	V_{FO}	V_{FO} と V_{SS} の間の印加	-1.0 ~ V_{DD} + 0.3	V
フォールト出力電流	I_{FO}	V_{FO} 端子におけるシンク電流	10	mA

Table 20 電気的特性

項目	記号	条件	最小	Typ.	最大	単位
フォールト出力電流	I_{FO}	V_{ITRIP} = 0 V, V_{FO} = 5 V	-	60	-	µA
フォールト出力電圧	V_{FO}	I_{FO} = 10 mA, V_{ITRIP} = 1 V	-	0.35	-	V

5.4 スリープ機能

スリープ機能は、I_{TRIP} の各トリガ後または低電圧ロックアウト後に起動します。Figure 25 にタイミング図を示します。

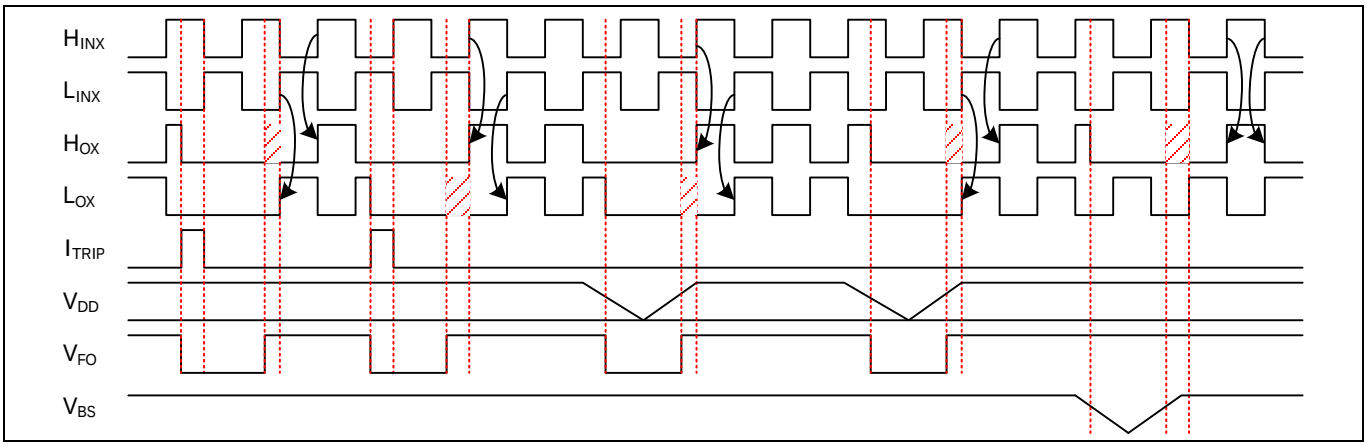


Figure 25　I_{TRIP} と UVLO によるスリープ機能のタイミング図

5.5 温度モニターと熱保護

IM323 は、内蔵サーミスタ (85 kΩ、25°C) 用に独立した端子を備えています。内蔵サーミスタは内部で V_{SS} に直接接続されています。典型的な応用回路は、Figure 27 に示すようなものです。V_{ctr} に接続された外部プルアップ抵抗により、得られる電圧をコントローラに直接接続でき ます。

Figure 28 に、サーミスタ温度が 100°Cのとき、制御電圧 5 V、3.3 V (V_{ctr}) で V_{OT} 電圧がそれぞれ 1.15 V、0.75 V となるようにプルアップ抵抗を 18 kΩ に設定したリファレンスボードを示します。

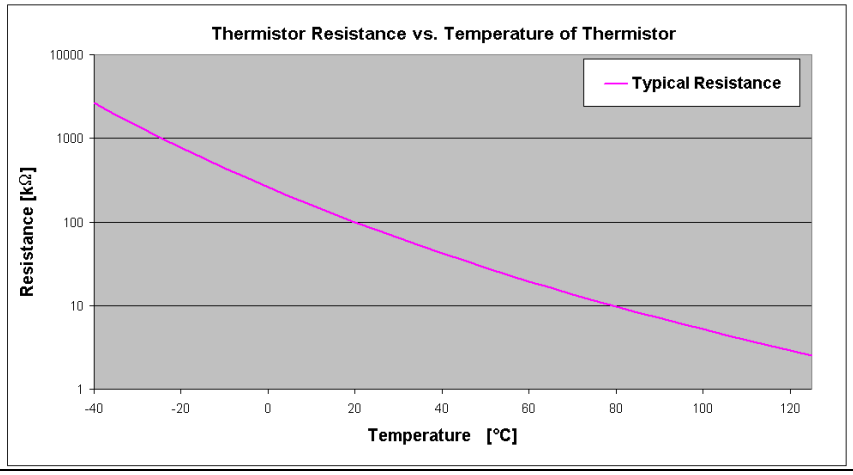


Figure 26 サーミスタ温度による内部サーミスタの抵抗値特性

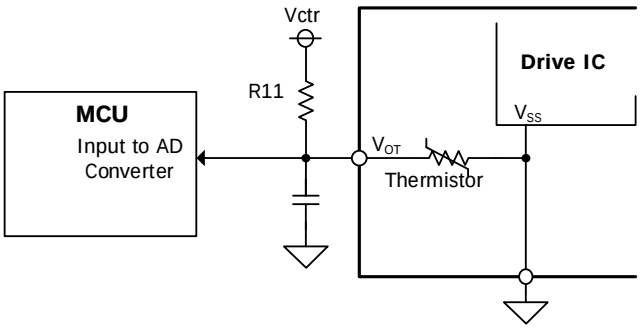


Figure 27 過温保護回路案

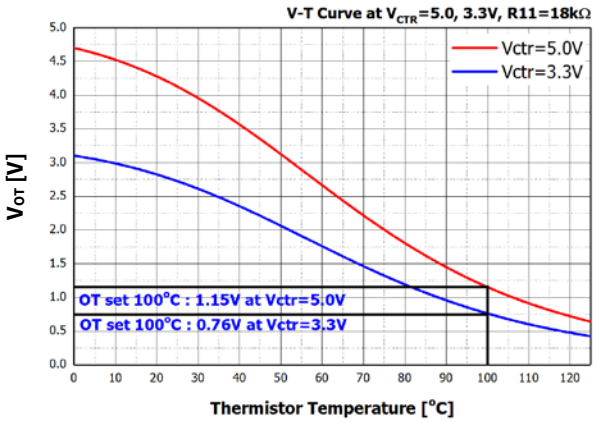
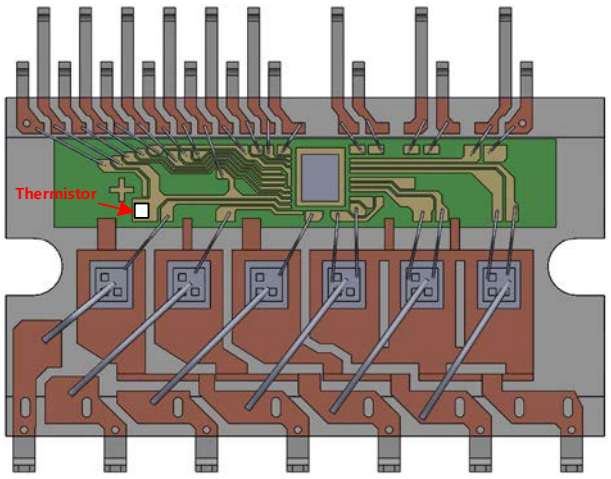


Figure 28 サーミスタ温度による V_{OT} 端子の電圧変化

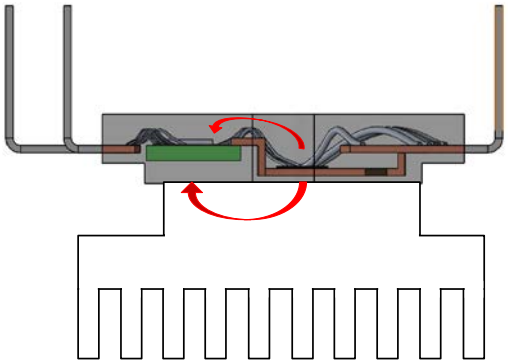
Figure 29 (a) に示すように、NTC サーミスタは IPM の内部基板に配置されています。そのため、サーミスタの温度はパワーチップの温度を直接反映できません。IPM を動作させると、Figure 29 (b) のように、パワーデバイスの熱がヒートシンクとパッケージを介してサーミスタに伝わります。

Figure 30 に、前述の条件下での $T_{J\,(ave)}$ (IGBT の平均接合部温度), T_C (IPM のケース温度), および T_{NTC} (サーミスタの温度) の関係を示します。

しかし、この関係はあくまで一例です。ヒートシンクの大きさ, 冷却方式, 制御方式など、システムの条件によって変化します。ユーザーシステム上での $T_{J(ave)}$, T_C, および T_{NTC} の関係を知りたい場合は、ユーザー側で定義することを推奨します。

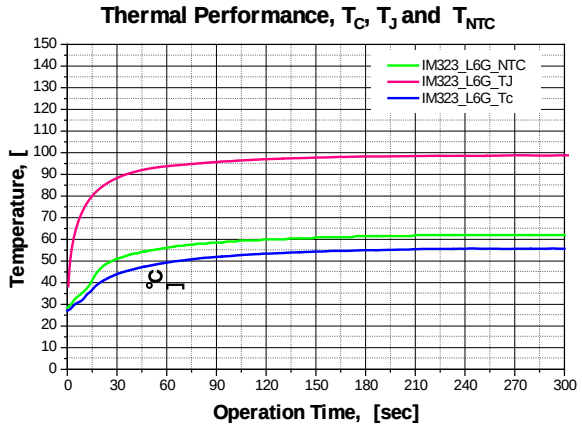


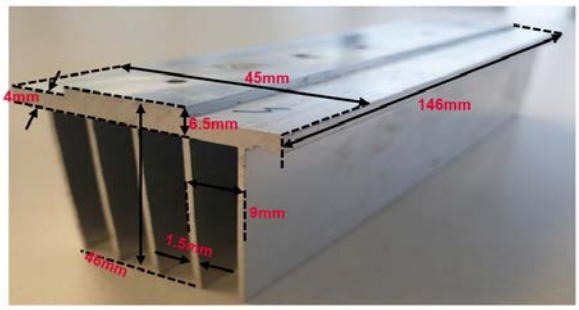
(a) サーミスタの位置



(b) パワーデバイスの熱拡散

Figure 29　サーミスタの位置とパワーデバイスの熱拡散





*[ヒートシンク情報]

Figure 30　T_J, T_C, および T_{NTC} の関係例 (試験条件: V_{DC} = 340 V、 V_{DD}= 15 V、I_O= 1~10 A_{peak}、 F_{SW}= 6 kHz、F_O=60 Hz、SVPWM、*ヒートシンクによる強制冷却、T_J は赤外線カメラによる測定、T_C 測定点は Figure 4 参照)

6 ブートストラップ回路

6.1 ブートストラップ回路の動作

V_{BS} 電圧は、V_B (U、V、W) と V_S (U、V、W) の電圧差で、IM323 内部のゲートドライバーIC に供給されます。この電源電圧の推奨範囲は、ゲートドライバーIC がハイサイド IGBT を完全に駆動できるように、13.0 V～17.5 V です。IM323 は、V_{BS} の電圧低下検出機能を搭載しており、V_{BS} の電圧が規定電圧 (データシート参照) 以下になると、IC はハイサイド IGBT を駆動しないようになります。この機能により、IGBT が高損失モードで動作することを防止します。なお、ハイサイド部の低電圧ロックアウト機能は、制御レベルへのフィードバックなしに、トリガされたチャンネルのみで機能します。

V_{BS} のフローティング電源を生成する方法はいくつもあります。そのうちの 1 つが、ここで説明するブートストラップ法です。このブートストラップ法は、簡単で安価であるという利点があります。しかし、ブートストラップ コンデンサーの電荷をリフレッシュする必要があるため、デューティサイクルと充電時間が制限されます。

Figure 31 に示すように、ブートストラップ電源は、外付けのダイオード, 抵抗, およびコンデンサーを組み合わせて形成されています。ブートストラップ回路の電流経路は、Figure 31 に示すように、V_S がグランドにプルダウンされると (ローサイドまたは負荷を通じて)、ブートストラップダイオード (D_{BS}) および抵抗 (R_{BS}) を通じて V_{DD} 電源からブートストラップ コンデンサー (C_{BS}) が充電されるようになっています。ブートストラップ回路の詳細については、アプリケーションノート - 『2020-14_Bootstrap circuit design for CIPMS™ IPM series』[4]を参照してください。

6.2 内部ブートストラップ機能の特性

IM323 は、Figure 3 に示すように、3 つのダイオードと 3 つの抵抗で構成されるブートストラップ機能を内蔵したゲートドライバーIC を搭載しています。内部ブートストラップ抵抗の標準的な値は、室温で 37 Ω です。その他の電気的特性は Table 21 のとおりです。

ブートストラップ回路のみを使用する場合は、V_{DD} =15 V を推奨します。

Table 21 内部ブートストラップパラメータの電気的特性

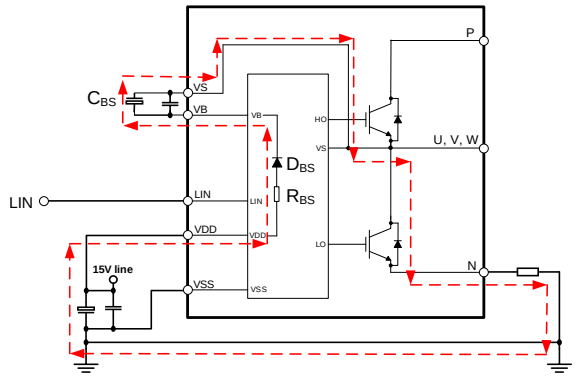
説明	条件	記号	値			単位
			最小	Typ.	最大	
繰り返しのピーク逆電圧		V_{RRM}	600	-	-	V
ブートストラップダイオード順電流 (V_{DD}-V_B 間)	V_F = 4 V	I_{F_BSD}		54		mA
ブートストラップダイオード抵抗	V_F = 4 V と V_F = 5 V 間	R_{BSD}	-	37	-	Ω
ブートストラップダイオード順方向電圧	I_F = 0.3 mA	V_{F_BSD}	-	1.0	-	V

6.3 ブートストラップコンデンサーの初期充電量

ブートストラップ充電の初期には、ローサイド IGBT がブートストラップ キャパシタをフル充電するための十分なオン時間 が必要とされます。初期充電時間(t_{charge})は、以下の式で計算できます。

$$t_{charge} \geq C_{BS} \times R_{BS} \times \frac{1}{\delta} \times \ln\left(\frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{BS} - V_{FD} - V_{LS}}\right) \quad (6)$$

ここで、V_{FD} はブートストラップダイオードの順方向電圧降下、$V_{BS(min)}$ はブートストラップ コンデンサー電圧の最小値、V_{LS} はローサイド IGBT の電圧降下、δは PWM のデューティ比を表します。



(a) ブートストラップ回路 | (b) ブートストラップ初期充電のタイミングチャート

Figure 31　ブートストラップ回路動作と初期充電の様子

6.4　ブートストラップ コンデンサーの選択

ブートストラップ容量は次のように計算できます。

$$C_{BS} = \frac{I_{discharge} \times \Delta t}{\Delta V} \quad (7)$$

ここで、Δt はハイサイド IGBT の最大オンパルス幅、ΔV は C_{BS} の許容放電電圧、$I_{discharge}$ は主に以下を通じた C_{BS} の最大放電電流です。

- ハイサイド IGBT をオンさせるためのゲート電荷
- IC 内のハイサイド回路での自己消費電流
- IC 内のレベルシフターに必要なレベルシフト電荷
- ブートストラップダイオードのリーク電流
- C_{BS} コンデンサーの漏れ電流（非電解コンデンサーの場合は無視する）
- ブートストラップダイオード逆回復電荷

実際には、IPM の計算基準として 1 mA の放電電流を推奨しています。ばらつきや信頼性を考慮し、一般的には計算値の 2～3 倍の容量が選択されます。C_{BS} はハイサイド IGBT がオフの時のみ充電され、V_S 電圧はグランドにプルダウンされます。したがって、ローサイド IGBT のオン時間は、C_{BS} コンデンサーから引き出された電荷が完全に補充されるように十分でなければなりません。このため、ローサイド IGBT のオン時間 (またはハイサイド IGBT のオフ時間) には、固有の最小値が存在します。ブートストラップ コンデンサーは、常に IPM の端子のできるだけ近くに配置する必要があります。少なくとも 1 つの低 ESR コンデンサーは、良好なローカルデカップリングを提供するために使用されるべきです。例えば、電解コンデンサーをブートストラップ コンデンサーとして使用する場合は、IPM の近くに別のセラミックコンデンサーが不可欠です。ブートストラップ コンデンサーがセラミックまたはタンタルタイプであれば、局所的なデカップリングには十分なはずです。

6.5　PWM インバータ動作時のブートストラップ コンデンサー充放電

Figure 31 に示すように、ハイサイド IGBT がオフで、V_S 電圧がグランドにプルダウンされているとき、ブートストラップ コンデンサーC_{BS} は V_{DD} 電源からブートストラップ ダイオード D_{BS} と抵抗 R_{BS} を介して充電されます。ハイサイド IGBT やダイオードが ON の時は放電されます。

例 1: 初期充電時間の選択

この初期充電時間の最小値の算出例を、式 (6) を参照して説明します。

条件:

- C_{BS} = 4.7 µF, R_{BS} = 37 Ω, デューティ比 (δ) = 0.5, D_{BS} = 内部ブートストラップ ダイオード, V_{DD} = 15 V, V_{FD} =0.9 V
- $V_{BS\,(min)}$ = 13 V, V_{LS} = 0.1 V

$$t_{charge} \geq \frac{4.7\,\mu F \times 37\,\Omega}{0.5} \times \ln\left(\frac{15\,V}{15\,V - 13V\ - 0.9\,V - 0.1\,V}\right) \cong 0.98\,ms$$

安全性を確保するため、充電時間は計算値の 3 倍以上とすることを推奨します。

例 2: ブートストラップ コンデンサーの最小値

条件:

- ΔV = 0.1 V, $I_{discharge}$ = 1 mA

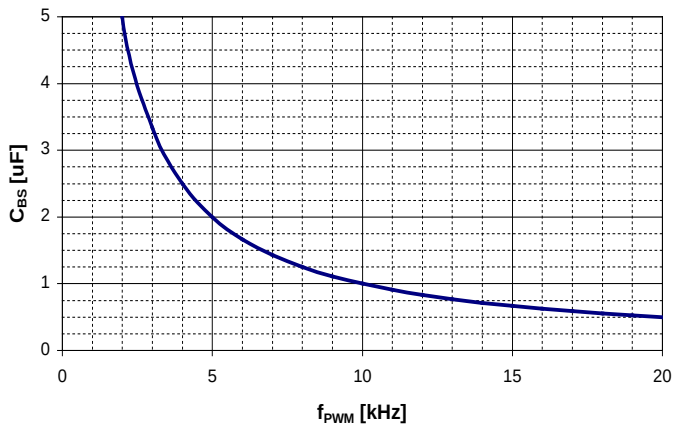


Figure 32　スイッチング周波数の関数としてのブートストラップ コンデンサー容量

Figure 32 は、電圧リップルΔV_{BS}が 0.1 V の場合、連続的な正弦波変調の式 (7) に対応するカーブを示しています。したがって、連続正弦波変調方式で推奨されるブートストラップコンデンサー容量は、ほとんどのスイッチング周波数で最大 4.7 µF となります。不連続正弦波変調など他の PWM 方式の場合、t_{charge} をローサイド IGBT がオフしている最長の周期で充電を設定する必要があります。

なお、この結果はあくまで一例です。実際の制御パターンや使用部品の寿命などを考慮し、システム設計を行うことを推奨します。

7 熱システム設計

7.1 はじめに

モータ駆動などの電子システムに搭載される IM323 にとっては、システムの熱設計が重要な課題となっています。過熱を避け、信頼性を高めるためには、2 つの設計基準が重要です。

- 低電力損失
- ジャンクションから周囲への熱抵抗が小さい

このようなアプリケーション向けのインテリジェントパワーモジュールとして IM323 が選択されたときに、すでに最初の基準は満たされています。システムを最大限に活用するためには、適切なヒートシンクを選択することも必要です。優れた熱設計は、電力を最大化するか、または (最高温度を下げることによって) システムの信頼性を向上させることができます。ここでは、ユーザーが動作モードを理解し、特定のアプリケーションに適したヒートシンクを見つけられるように、電力損失とヒートシンクについて簡単に紹介します。

熱設計については、以下の内容が必要です。

- 各パワースイッチの最大電力損失 $P_{sw,i}$
- パワー半導体の最大ジャンクション温度 $T_{J,max}$
- ジャンクション-周囲間の熱抵抗インピーダンス $Z_{th,J-A}$。静的状態での検討では、静的熱抵抗 $R_{th,J-A}$ は十分です。この熱抵抗は、データシートに記載されているように、接合部-ケース間の熱抵抗 $R_{th,J-C}$ 、ヒートシンク-パワーモジュール間の熱インターフェース材料を介して熱流を考慮したケース-ヒートシンク間の熱抵抗 $R_{th,C-HS}$、およびヒートシンクから周囲への熱抵抗 $R_{th,HS-A}$ から構成されています。それぞれの熱抵抗は、熱容量を加えることで対応する熱インピーダンスまで拡張できます。
- 最大許容周囲温度: $T_{A,max}$

さらに、すべての熱流路を特定する必要があります。Figure 33 に、サーマルネットワークを簡略化した代表的な等価回路を示します。この回路では、熱容量や、モジュール表面から周囲への直接の熱伝達 (対流と放射による) など、無視できる熱経路は省略されています。

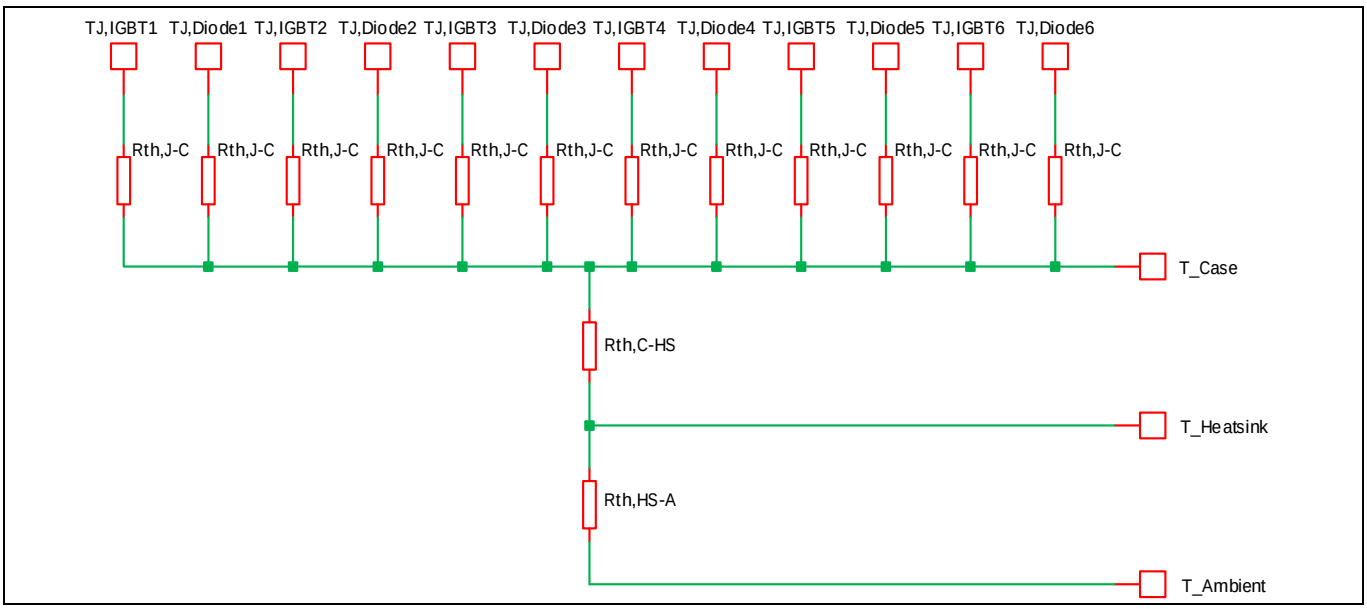


Figure 33 簡易熱等価回路図

7.2 電力損失

IM323 の総電力損失は、IGBT とダイオードの導通損失とスイッチング損失で構成されています。ターンオフ定常時の損失は非常に小さく、デバイスの温度上昇にほとんど影響を与えないため、無視できます。導通損失はデバイスの直流電気特性、すなわち飽和電圧に依存します。したがって、導通損失は導通電流とデバイスのジャンクション温度の関数で求められます。一方、スイッチング損失は、ターンオン/オフ時間や過電圧/過電流などの動特性によって決定されます。したがって、正確なスイッチング損失を求めるには、システムの DC リンク電圧, 印加されるスイッチング周波数, 電源回路のレイアウト, 電流, 温度などをすべて考慮する必要があります。ここでは、モータ制御用 PWM インバータシステムをベースに、三相連続正弦波 PWM の場合の IM323 の両損失を計算するための詳細な式を示します。なお、三相不連続 PWM については、[5]を参照してください。

7.2.1 伝導損失

順方向降下電圧の典型的な特性は、IGBT とダイオードについて、それぞれ以下の一次式で近似されます。

$$V_{\mathrm{IGBT}} = V_{\mathrm{I}} + R_{\mathrm{I}} \cdot i$$
$$V_{\mathrm{DIODE}} = V_{\mathrm{D}} + R_{\mathrm{D}} \cdot i \quad (8)$$

ここでは以下のようになります。

- V_I = IGBT のしきい値電圧
- V_D = 逆並列ダイオードの閾値電圧
- R_I = IGBT のオン抵抗スロープ
- R_D = 逆並列ダイオードのオン抵抗スロープ

スイッチング周波数が高い場合、PWM インバータの出力電流は正弦波であると仮定し、以下を用いて計算できます。

$$i = I_{\mathrm{peak}}\cos(\theta - \varphi) \quad (9)$$

ここで、 φ は出力電圧と電流の位相角の差です。式 (8)および(9) を用いると、1 個の IGBT とその逆並列ダイオードの導通損失は以下のように求められます。

$$P_{\mathrm{con.I}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} \xi (V_{\mathrm{IGBT}} \times i)\mathrm{d}\theta = \frac{I_{\mathrm{peak}}}{2\pi}V_{\mathrm{I}} + \frac{I_{\mathrm{peak}}}{8}V_{\mathrm{I}}\mathrm{MI}\cos\varphi + \frac{{I_{\mathrm{peak}}}^2}{8}R_{\mathrm{I}} + \frac{{I_{\mathrm{peak}}}^2}{3\pi}R_{\mathrm{I}}\mathrm{MI}\cos\varphi \quad (10)$$

$$P_{\mathrm{con.D}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} (1-\xi)(V_{\mathrm{DIODE}} \times i)\mathrm{d}\theta = \frac{I_{\mathrm{peak}}}{2\pi}V_{\mathrm{D}} - \frac{I_{\mathrm{peak}}}{8}V_{\mathrm{D}}\mathrm{MI}\cos\varphi + \frac{{I_{\mathrm{peak}}}^2}{8}R_{\mathrm{D}} - \frac{{I_{\mathrm{peak}}}^2}{3\pi}R_{\mathrm{D}}\mathrm{MI}\cos\varphi \quad (11)$$

$$P_{\mathrm{con}} = P_{\mathrm{con.I}} + P_{\mathrm{con.D}} \quad (12)$$

ξ が、所定の PWM 方式におけるデューティサイクルであれば、以下を使用します。

$$\xi = \frac{1+\mathrm{MI}\cos\theta}{2} \quad (13)$$

ここで、MI は PWM 変調指数 (MI はピーク位相電圧を DC リンク電圧の半分で割ったもの) です。

なお、インバータ全体の導通損失は P_{con} の 6 倍です。

7.2.2 スイッチング損失

デバイスによってスイッチング特性は異なり、扱う電圧/電流や動作温度/周波数によっても変化します。しかし、ターンオン/オフの損失エネルギー (ジュール) は、ある状況下で、電流と電圧を掛け合わせ、時間的に積分することにより、実験的に間接的に測定できます。したがって、スイッチングエネル

ギー損失のスイッチング電流に対する線形依存性は、1 スイッチング期間について以下のように表せます。

スイッチング損失: $E_{\mathrm{sw}} = (E_{\mathrm{I}} + E_{\mathrm{D}}) \times i$ (14)

$$E_{\mathrm{I}} = E_{\mathrm{I.ON}} + E_{\mathrm{I.OFF}} \quad (15)$$

$$E_{\mathrm{D}} = E_{\mathrm{D.ON}} + E_{\mathrm{D.OFF}} \quad (16)$$

ここで、E_I は IGBT の単位当たりのスイッチング損失、E_D はそのモノリシックボディダイオードの単位当たりのスイッチング損失です。E_I と E_D は近似的に定数と見なせます。

式(9)からわかるように、出力電流は正弦波とみなすことができ、連続 PWM 方式では PWM 周期ごとにスイッチング損失が発生します。したがって、スイッチング周波数 f_{sw} に応じて、1 デバイスのスイッチング損失は次式で表されます。

$$P_{\mathrm{sw}} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}(E_{\mathrm{I}} + E_{\mathrm{D}}) \times i \times \mathrm{f_{sw}}\mathrm{d}\varphi = \frac{(E_{\mathrm{I}}+E_{\mathrm{D}})\times \mathrm{f_{sw}} \times \mathrm{I_{peak}}}{\pi} \quad (17)$$

ここで、E_I は IGBT のスイッチング損失に関連する固有の定数で、IGBT の種類によって異なります。E_D はダイオードの定数です。これらは、実験測定によって導き出す必要があります。式 (17) から、スイッチング損失は電流の一次関数であり、スイッチング周波数に正比例していることがわかります。

7.3 熱インピーダンス

実際の運用では、電力損失 P_D は周期的です。そのため、過渡的なインピーダンスを考慮する必要があります。熱インピーダンスは、一般に Figure 34 のような RC 等価回路 (Foster モデル) で表されます。パルス電力損失の場合、熱容量効果によりジャンクション温度の上昇が遅れるため、IM323 の負荷を重くできます。Figure 35 は、IM323-LG6 のジャンクション-ケース間熱インピーダンス曲線です。Table 22 に示す熱抵抗は、飽和までに約 10 秒かかります。

Table 22 IM323-L6G 製品の熱抵抗値

説明	記号	条件	値			単位
			最小	Typ.	最大	
シングル IGBT の熱抵抗、接合部-ケース間	R_{thJC}	ローサイド U 相 (T_C 測定ポイントについては Figure 4 を参照してください)	-	-	4.7	K/W
シングルダイオードの熱抵抗、接合部-ケース間	$R_{thJC,D}$		-	-	7.4	K/W

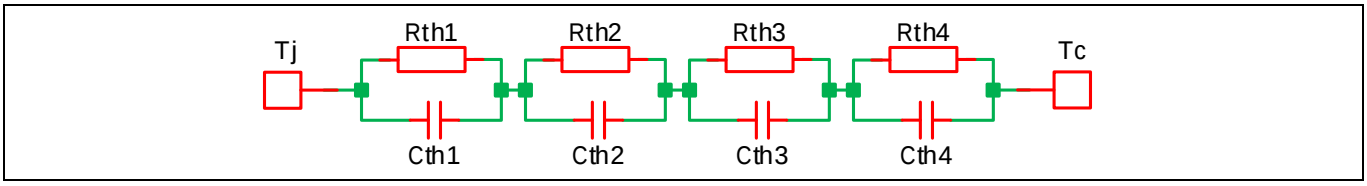


Figure 34 RC 等価回路の熱抵抗

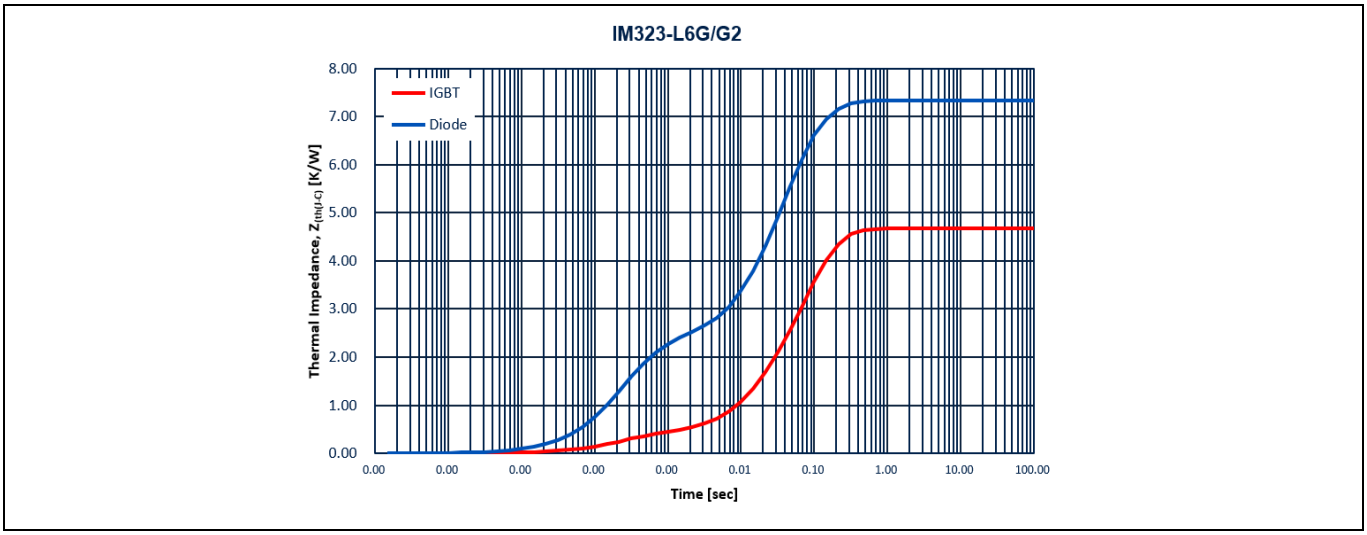


Figure 35　IM323-L6G の熱インピーダンス曲線 (単一チップ加熱時)

7.4　温度上昇の考慮事項と計算例

CIPOS™ Tiny IM323 IPM 用のオンライン シミュレーション ツール [4]は、電力損失と推定温度の算出に役立ちます。V_{PN} = 300 V、 V_{DD} = 15 V、 $V_{CE\,(sat)}$ = typical、 スイッチング損失 = typ.、 T_J = 150 ℃、 T_C = 100 ℃、 $R_{th\,(J\text{-}C)}$ = Max.、 P.F = 0.8、 三相連続 PWM 変調、60 Hz サイン波形出力時の代表特性を用いた損失計算結果を Figure 36 に「有効電流-キャリア周波数特性」として示します。

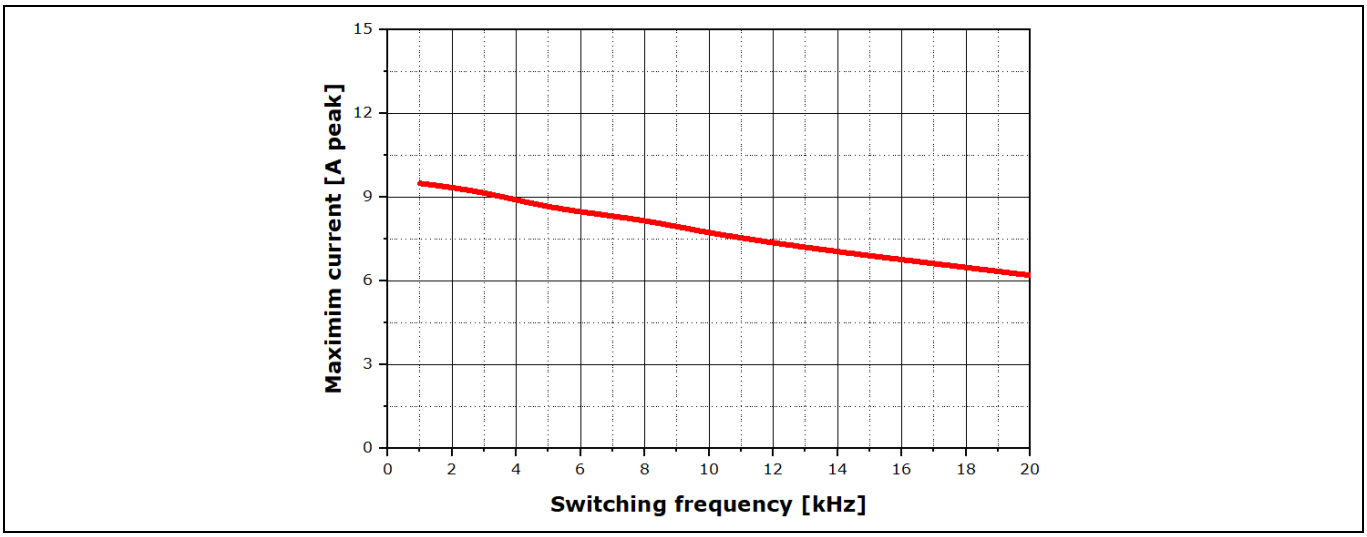


Figure 36　ある条件下での電力損失と接合部温度

7.5 ヒートシンクの選定

7.5.1 必要なヒートシンクの性能

電力損失, ジャンクション-ケース間熱抵抗値, および最高周囲温度が分かれば、Figure 34 からヒートシンクと熱界面材の必要熱抵抗が計算できます。

$$T_{\text{J_IGBT,max}} = T_{\text{A,max}} + \sum_k (P_{\text{D_IGBT,k}} + P_{\text{D_diode,k}}) \cdot R_{\text{th,HS-A}} + \sum_k (P_{\text{D_IGBT,k}} + P_{\text{D_diode,k}}) \cdot R_{\text{th,C-HS}} + Max(P_{\text{D_IGBT,k}} \cdot R_{\text{th,J-C_IGBT,k}}) \quad (18)$$

ここで、$P_{D,k}$ および $R_{th,J\text{-}C,k}$ は IPM 内部の各パワースイッチの電力損失と熱抵抗です。

式 (18)は、IGBT がダイオードよりも高温で動作することを想定しており、家電用モータ駆動用途では有効です。ブレーキや整流など、ダイオードが IGBT よりも高温になる動作モードでは、この式は修正する必要があります。

三相ブリッジの場合、すべてのパワースイッチが同じ電力を消費し、同じ $R_{th,J\text{-}C}$ を持つと仮定できます。このことは、ケース-周囲間の熱抵抗が必要であることを意味します。

$$R_{\text{th,C-A}} = R_{\text{th,C-HS}} + R_{\text{th,HS-A}} = \frac{T_{\text{J,max}} - P_{\text{D}} \cdot R_{\text{th,J-C}} - T_{\text{A,max}}}{\sum P_{\text{D}}} \quad (19)$$

例として、洗濯機駆動用パワースイッチの消費電力が最大 3.5 W、最高周囲温度 50 °C、最高ジャンクション温度 150 °C、$R_{th,J\text{-}C}$ が 3.0 K/W である場合を示します。ケースから周囲への必要な熱抵抗は次のように求められます。

$$R_{\text{th,C-A}} \leq \frac{150\,℃ - 3.5\,W \times 3\,K/W - 50\,℃}{6 \times 3.5\,W} = 4.3\,K/W$$

ヒートシンクの温度が 100 °Cに制限されている場合、さらに低い熱抵抗が必要となります。その場合は以下のように求められます。

$$R_{\text{th,C-A}} \leq \frac{100\,℃ - 50\,℃}{6 \cdot 3.5\,W} = 2.4\,K/W$$

最大電力が短時間 (熱抵抗と熱容量の時定数以下) しか必要としない場合は、熱抵抗の高い小型ヒートシンクでもよいかもしれません。しかし、そのためには過渡的な電力と温度のプロファイルを詳細に解析しなければなりません。ヒートシンクが大きく、熱容量が大きいほど、ヒートシンクの加熱に要する時間は長くなります。

7.5.2 ヒートシンクの特性

ヒートシンクは、3 つのパラメータで特長付けられます。

- 熱源からヒートシンクへの熱伝達
- ヒートシンク内の熱伝達 (ヒートシンクの全表面へ)
- ヒートシンク表面から周囲への熱伝達

7.5.2.1 熱源からヒートシンクへの熱伝達

熱源とヒートシンクの熱的接触を良好にするためには、2 つの要素を考慮する必要があります。

- **接触面の平坦性**

熱源とヒートシンクの間には、表面に凹凸があるため、熱界面材を貼る必要があります。熱伝導率が低い (10 K/W 未満) ため、できるだけ薄くする必要があります。一方、熱源とヒートシンクの間の空間を埋める必要があります。そのため、ヒートシンクの凹凸はできるだけ小さい方が良いです。また、界面材

の粒径は、モジュールやヒートシンクの表面の粗さに合わせる必要があります。粒子が大きすぎると、界面層の厚みが不必要に大きくなり、熱抵抗が大きくなります。粒子が小さすぎると、2 つの表面の接触が悪くなり、熱抵抗が高くなります。

- **実装圧力**

実装圧力が高いほど、界面物質の分散がよくなります。また、余分な界面材は絞り出され、界面層が薄くなり、熱抵抗が低くなります。

7.5.2.2 ヒートシンク内の熱伝達

ヒートシンク内の熱の移動は、主に次のような要因で決まります。

- **ヒートシンク材質**

熱伝導性の良い素材でなければなりません。ヒートシンクの多くはアルミニウム製 (λ ≈ 200 W/(m*K)) です。銅は重くて高価ですが、効率は 2 倍近くになります (λ ≈ 400 W/(m*K))。

- **フィンの厚さ**

フィンが薄すぎると、熱源からフィンまでの熱抵抗が大きくなりすぎ、効率が悪くなります。したがって、フィンを薄くして枚数を増やして表面積を増やしてもメリットはありません。

7.5.2.3 ヒートシンク表面から周囲への熱伝達

熱は主に対流によって周囲に伝達されます。これに対応する熱抵抗は次のように定義されます。

$$R_{\text{th,conv}} = \frac{1}{\alpha \cdot A} \quad (20)$$

ここで、αは熱伝達率、A は表面積です。

重要なパラメータは 2 つあります。

- **表面積:** ヒートシンクは、熱を周囲に伝えやすくするために、大きな表面積が必要です。しかし、熱源が一点に集中し、均一に分布していないと仮定すると、ヒートシンクの総熱抵抗は長さに対して直線的に変化しません。また、7.5.2 で述べたように、フィンの数を増やして表面積を大きくしても、熱抵抗は必ずしも小さくなりません。
- **熱伝達率 (エアロダイナミクス):** この係数は Figure 37 に示すように空気の流速に強く依存し、外部から力が加わらなければ自然対流と呼ばれます。それ以外の場合は強制対流と呼ばれます。フィンの間隔が非常に狭いヒートシンクでは、空気の流れが悪くなります。ファンを使用する場合、ファンが強制的に空気をフィンの間に通すため、自然対流に必要なフィン間隔より小さくなることがあります。

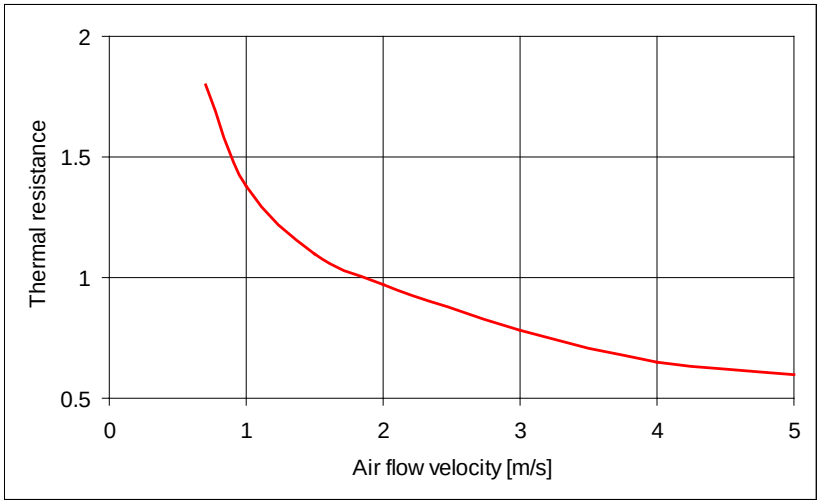


Figure 37　風速の関数としての熱抵抗

さらに、自然対流の場合、ヒートシンクの効率はヒートシンクと周囲の温度差、すなわち消費された電力に依存します。Aavid Thermalloy のように、温度差に応じた熱抵抗を計算できる補正テーブルを提供しているメーカーもあります。Figure 38 に自然対流によるヒートシンクの効率劣化を示します。熱抵抗は 75 W の場合より 30 W の場合の方が 25 %高いことに注意してください。

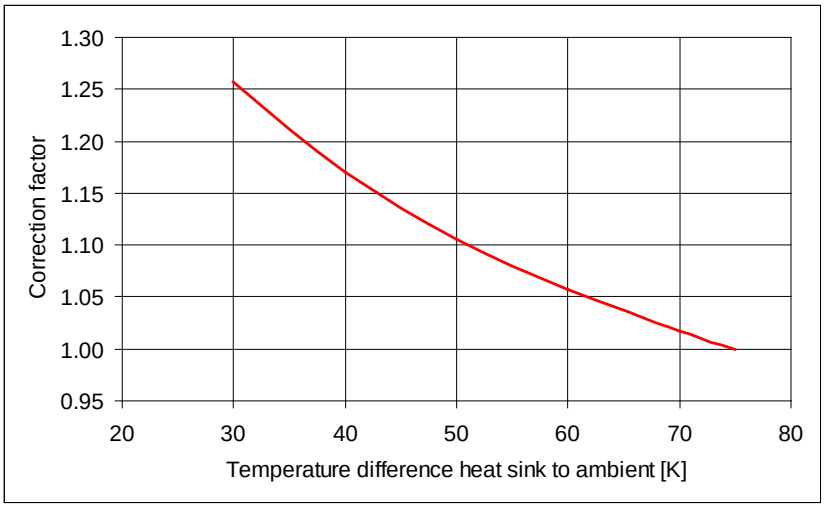


Figure 38　温度の補正係数

また、ヒートシンクの位置も空気力学的に重要な役割を果たします。自然対流の場合、加熱された空気は浮力によって上方に移動する傾向があるため、垂直フィンを用いた取り付けが最適です。さらに、空気の流れを妨げる大きな障害物がないことを確認しなければいけません。

また、放射はヒートシンクから周囲への熱伝達を助けます。輻射熱を増やすために、ユーザーは表面を黒くしたアルマイトのヒートシンクを使用できます。しかし、自然対流の場合、ヒートシンクの熱抵抗は数%減少します。強制対流の場合は放射熱を無視できるので、ヒートシンクにファンを使用しない場合は、白色のヒートシンクを使用できます。

このように、ヒートシンクの熱抵抗値は一律に決められないということが、ここでの考察で明らかになりました。

7.5.3 ヒートシンクの選択

残念ながら、ヒートシンクの選定に簡単な公式はありません。適切なヒートシンクを見つけるには、ヒートシンクの選択とテストの反復プロセスが含まれます。ヒートシンクの必要容積の最初の概算を得るには、Table 23 に示す体積熱抵抗の推定値から始めます ([7]から引用)。実際の抵抗値は、寸法, タイプ, 方向などのパラメータによって異なる可能性があります。

Table 23 体積熱抵抗

流動条件 [m/s]	体積抵抗[cm³ °C/W]
自然対流	500 – 800
1.0	150 – 250
2.5	80 – 150
5.0	50 – 80

ヒートシンクの熱抵抗を半分にするには、体積を 4 倍にする必要があると考えるのが一般的です。このことは、自然対流で十分なのか、強制対流が必要なのかのヒントになります。

また、ヒートシンクの製造メーカーやコンサルタントに問い合わせれば、用途に応じた最適なヒートシンクを提案してもらえます。その他のヒントと参考文献は、[7]を参照してください。

ヒートシンクメーカーにお問い合わせの際は、記載されている熱抵抗値がどのような条件下で有効なのかを確認してください。熱抵抗値は、点状発熱の場合と、ヒートシンクの底面積全体に均等に分布する発熱の場合のいずれかが示されている場合があります。また、フィンの間隔が対応する流れに対して最適化されていることも確認してください。

8 実装方法とはんだ付け方法

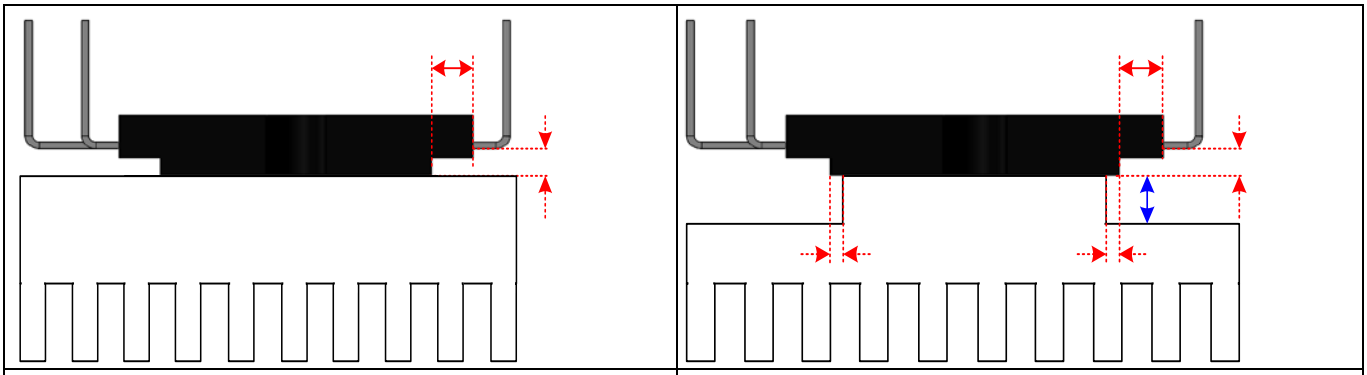
8.1 電気的スペーシング

IM323 の電気的スペーシングの仕様を Table 24 に示します。

端子ピンと放熱板の間の空間距離と沿面距離を大きくするために、Figure 39 に示すように放熱板の形状を変更する必要があります。

Table 24 IM323 の最小絶縁距離

項目	空間距離 (mm)	沿面距離 (mm)	備考
活線端子と高電位間	2.50	3.00	
端子とヒートシンク間[(a)]	1.55	3.35	通常のヒートシンクの場合[(a)]
端子とヒートシンク間 [b)]	3.05 (1.55 + 1.5*)	3.85 (3.35 + 0.5**)	ヒートシンク設計による*, **



(a) Normal heat sink　　(b) Stepped heat sink

Figure 39 推奨される段差付きヒートシンク形状

Figure 40 に示すように、各条件の熱性能では、温度差は 1%以下です。

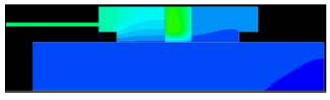
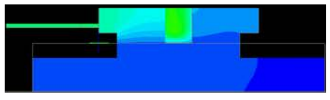
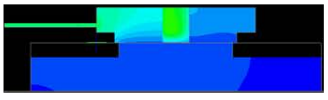
Item	Normal heatsink (Reference)	Stepped heatsink (0.0 mm)	Stepped heatsink (0.5 mm)	Unit
Image				
P_{loss}	7.5 (Total: 45 W)	7.5 (Total: 45 W)	7.5 (Total: 45 W)	[W]
T_{vj}	120.444	121.072	121.518	[°C]
T_C	86.2728	86.8345	87.1167	[°C]
$R_{th(J-C)}$	4.556	4.565	4.587	[K/W]
R_{th} ratio	100	100.2	100.7	[%]

Figure 40 各種ヒートシンクを用いた熱伝導シミュレーション

8.2 ヒートシンクの取り付け

8.2.1 一般的なガイドライン

IPM の適切なヒートシンク容量は、ヒートシンクが適切に取り付けられている場合にのみ得られます。これはモジュールの電気的および熱的性能の基準を満たすための基本要件です。IPM をヒートシンクに取り付ける際には、ヒートシンクに関連する以下の一般的なポイントを確認する必要があります。

- アルミニウムまたは銅のヒートシンクにバリがないこと
- ネジ穴は必ず皿穴とすること
- ヒートシンクに凹凸や傷がないこと
- モジュール表面とヒートシンクは完全に密着していること
- ヒートシンク表面に酸化, 汚れ, またはバリがないこと

熱伝導率を向上させるため、IPM とヒートシンクの接触面にシリコーングリースを塗布し、IPM 基板表面に均質な層 (100 µm 厚) を形成してください。ヒートシンクが平面でない場合、熱伝導グリスを厚く塗る必要がある場合があります。ヒートシンクメーカーの仕様書を参照してください。このシナリオでは、ヒートシンクはモジュールの裏面を完全に覆っていることに注意してください。モジュール裏面の一部がヒートシンクに接触していない場合、機能動作が異なる場合があります。

基板の反りによる放熱を防ぐため、取り付けネジは左右の圧力バランスを見ながら、少しずつ順次締めてください。

アプリケーション PCB の設計では、パッケージの張力を最小にし、モジュールとヒートシンクの接触を最適にするために、モジュール裏面の平面とヒートシンクの平面が平行になるようにする必要があります。データシートに記載されているモジュールの機械的仕様を確認してください

詳細な測定により、機能や熱的条件を確認することが望ましいです。最終生産工程で組み立てられた最終アプリケーションインバータシステムを使用することが、高品質なアプリケーションを実現するのに最良の方法です。

8.2.1.1 推奨される締め付けトルク

Table 25 に示すように、M3 ねじの締め付けトルクは、最小 MS = 0.59 N-m および最大 MS = 0.78 N-m と規定されています。ネジ穴はモールドコンパウンドのネジ口に対して中心を合わせ、ネジがモールドコンパウンドに接触しないようにする必要があります。絶縁シートを使用する場合は、IPM より大きくし、貼り付け時の位置合わせを正確に行う必要があります。絶縁シートで空気が囲われないようにすることが重要です。一般に絶縁シートは次のような場合に使用されます。

- 危険な状況に対して必要な安全基準を達成するのに、1 次および 2 次電圧の耐圧が必要な場合
- IM323 とヒートシンクを絶縁する必要がある場合
- モジュール測定時の放射ノイズの低減やその他の信号関連の問題を解消するため

Table 25　機械的特性および定格 A

項目	条件		値			単位
			最小	Typ.	最大	
取り付けトルク	取り付けねじとワッシャー: M3		0.59	0.69	0.78	N·m
端子強度	制御端子: 負荷 5 N 電源端子: 負荷 10 N	JEITA-ED-4701	10			S
端子強度 (折り曲げ)	制御端子: 負荷 2.5 N 電源端子: 負荷 5 N 90 度曲げ	JEITA-ED-4701	2			回数
裏面曲率	Figure 41 を参照してください		0	-	110	µm
ヒートシンク平坦度	Figure 42 を参照してください		-50	-	100	µm
重量			-	5.6	-	g

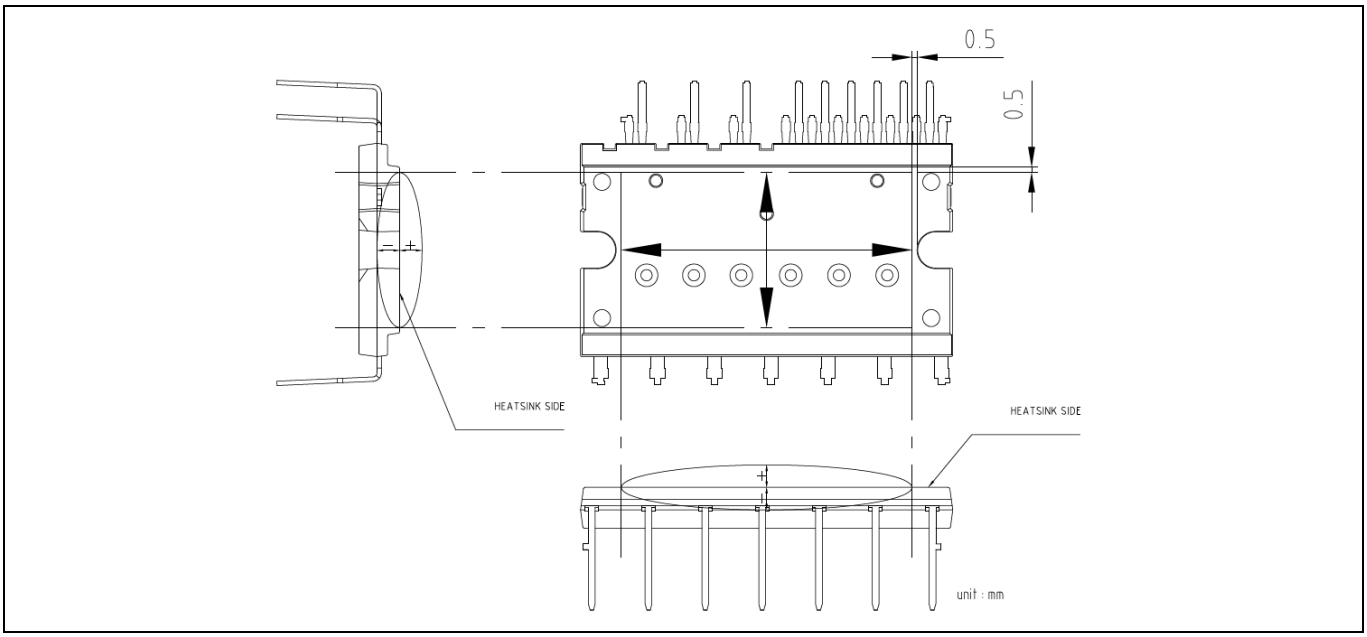


Figure 41　裏面曲率測定位置

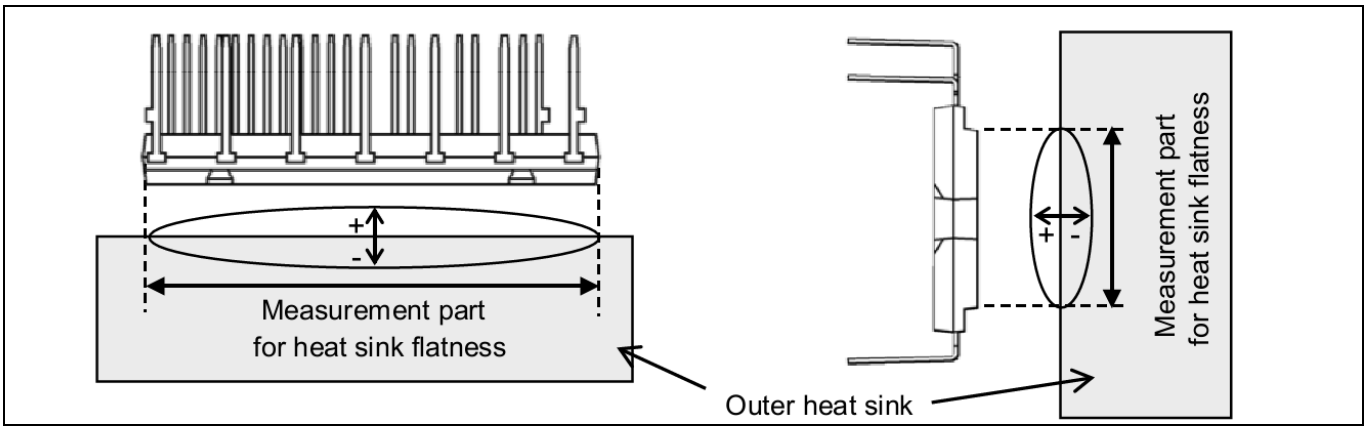


Figure 42　ヒートシンクの平面度測定位置

8.2.1.2 ヒートシンクのネジの締め付け

ネジの締め付けが、モジュールをヒートシンクに取り付ける主な工程になります。通常、モジュールの端までの長さで、固定用の穴があるインターフェースパッドが、ヒートシンク表面に取り付けられています。M3 固定ネジにスプリングワッシャーとプレーンワッシャーを組み合わせて使用することを推奨します。スプリングワッシャーは、プレーンワッシャーとネジの頭の間に組み込んでください。固定工具を使用して、ネジのトルクを監視する必要があります。

締め付け工程:

1. モジュールを固定穴に合わせます。
2. ネジ A をワッシャーとともに挿入し、ねじ込み前作業を行います。
3. ネジ B をワッシャーと一緒に挿入し、予備ネジ止めを行います。
4. ネジ A を最終トルクで締め付けます。
5. ネジ B を最終トルクで締め付けます。

Note: ねじ込み前トルクは、最大定格トルクの 20～30 %に設定されています。

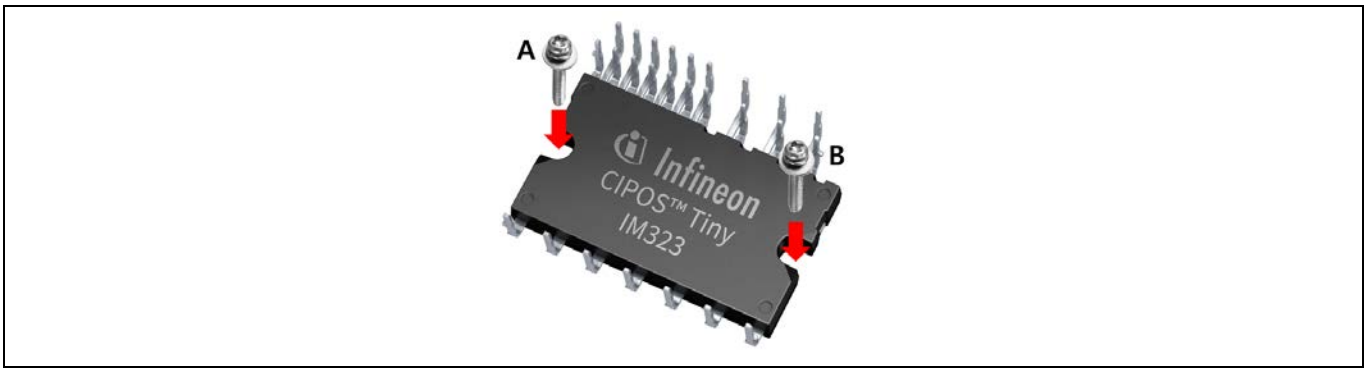


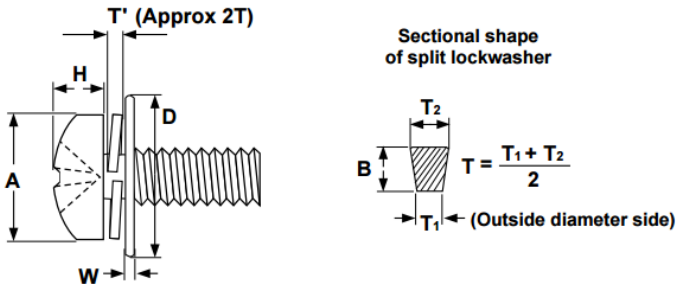
Figure 43 ネジ締め推奨順序: 予備ねじ込み A→B、最終ねじ込み A→B

8.2.1.3 ネジの取り付け

モジュールをヒートシンクに取り付けるには、M3 SEMS ねじ (JIS B1256/JIS B1188) を使用することを推奨します。Table 26 に仕様を示します。

Table 26 推奨ネジ仕様 (Typ.)

ねじ寸法				平ワッシャー		スプリング ワッシャー	
サイズ	ねじ ピッチ	A	H	D	W	D1	B x T
		頭部直径	頭部高さ	外径	厚さ	外径	
M3	0.5	5.2	2.0	7.0	0.5	5	1.1 x 0.7



8.2.1.4 各種取り付けトルクにおける熱的性能

モジュール表面とヒートシンクは完全な平坦ではないため、接触圧や取り付けトルクが熱性能に影響を与える可能性があります。Figure 44 に示す結果によると、IM323 パッケージでは、0.1 (Nm) 以下で高い熱抵抗値 (接合部-放熱板間熱抵抗、$R_{th(J-H)}$) が測定され、トルクレベルは 0.1～0.8 (Nm) で安定した値であることが確認されています。

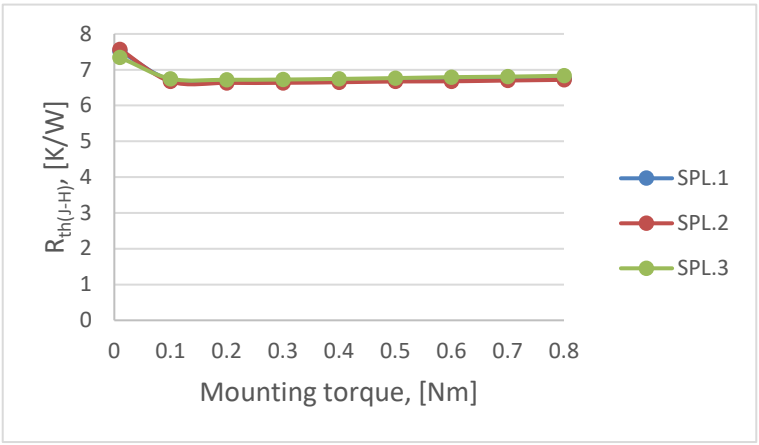


Figure 44 各種取り付トルク下での熱抵抗値

8.3 はんだ付け条件

8.3.1 ウェーブソルダリング

ウェーブソルダリングは、電子部品をプリント基板にはんだ付けして電子アセンブリを形成する大規模なはんだ付けプロセスです。溶融したはんだをタンクに入れ、部品をプリント基板に挿入または搭載し、ポンプではんだの波やカスケードを作りながら、搭載されたプリント基板を通過させるという、はんだ付けに用いられるプロセスからこの名前が付けられました。はんだは、基板の露出した金属部分 (ソルダーレジストで保護されていない部分) を濡らし、信頼性の高い機械的および電気的接続を作成します。

スルーホールデバイス (THD) のリードは長く、先端が直線状になっています。そのため、プリント基板のドリル穴に挿入して、ウェーブソルダーで取り付けることができます。プリント基板のドリル穴から伸びたリード線だけが高温のハンダに触れます。パッケージの本体は、高温のリード線によって加熱されます[8]。

この方法により、2 つの結果がもたらされます。

- リフローはんだ付けに比べ、パッケージ本体が低温に保たれます。
- リフローはんだ付けに比べ、リードと本体、パッケージ内部の温度勾配が大きくなります。

そのため、ウェーブソルダリングが可能な THD では、JESD22-B106 と IEC668 2-20 (通常 260 ℃、10 秒) に準拠した耐熱性試験を実施しています。

THD は一般にこのような過酷な温度衝撃に適していないため、パッケージ全体を溶融はんだに浸すことは推奨しません。

デュアルウェーブソルダリングは、最も一般的なはんだ付け方法です (Figure 45 を参照)。ピーク温度, ランプレート, および使用時間は材料とはんだ付け装置に依存します。

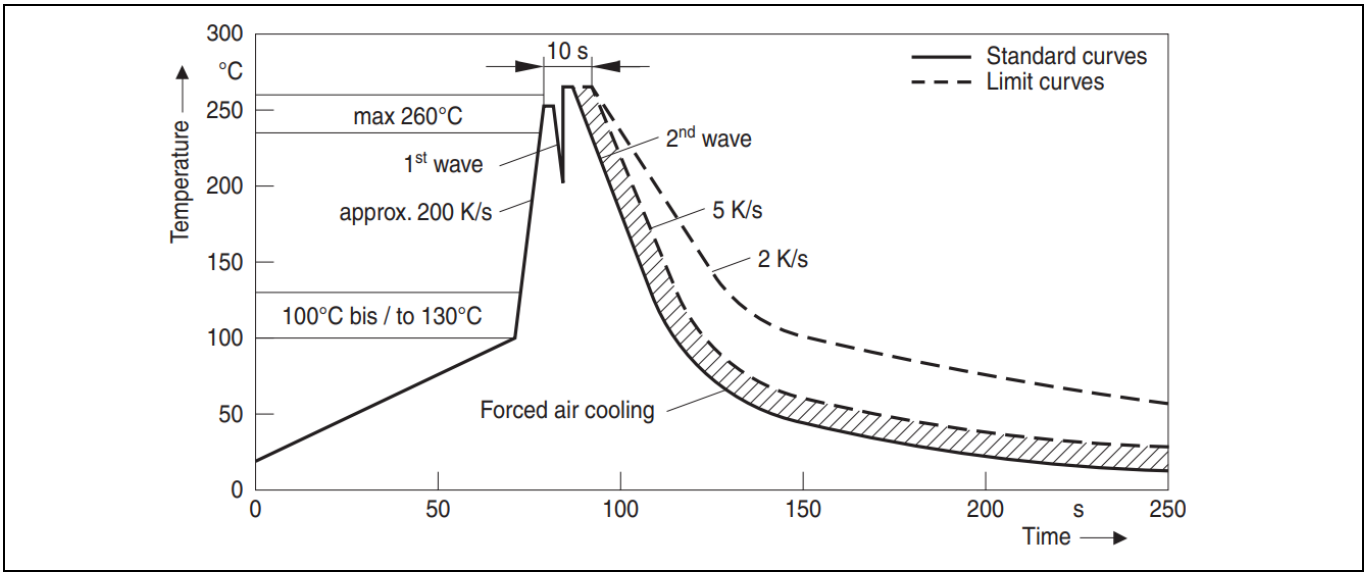


Figure 45　標準的なデュアル ウェーブ ソルダリング プロファイル

8.3.2　手動はんだ付け

パッケージモールド樹脂のガラス転移温度 (T_g) と内部チップやアセンブリの耐熱性を考慮して、リードの根元温度は 150 °C以下とし、コテ先はパッケージモールド本体から離して先端部のみを接触させるようにしてください。また、はんだ付け時間はできるだけ短くすることを推奨します。

手動はんだごてによる試験方法: ATC-2450-3 (ARIM)、50W:

- 50W のコテ先 (温度は上限値) を端子先端から 1 mm 以内に当て、端子根元部に取り付けた熱電対で、端子根元部の温度上昇を測定してください。

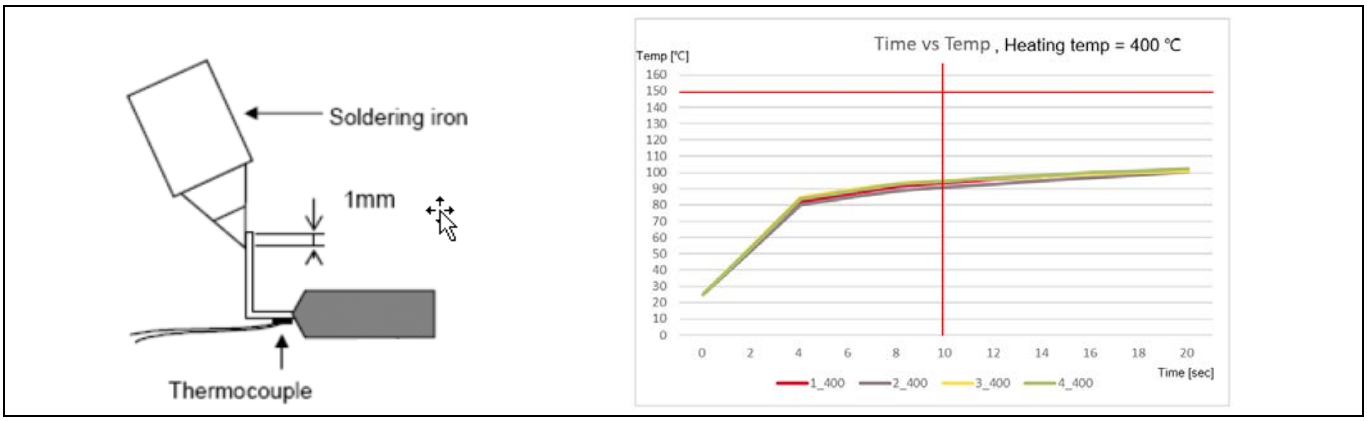


Figure 46　加熱および測定点、端子根の温度変化 (例)

IM323 シリーズの手動はんだ付けを推奨します。

- 使用可能温度範囲: 350～400°C (10 秒間)
- はんだ付け後のリードが剥離する可能性があるため、400 °C以上の温度は推奨しません。
- はんだの塗布量をコントロールすることが困難なことがあるため、大量生産は推奨しません。

9 パッケージの取り扱いガイドライン

モジュールをヒートシンクに取り付ける際、過大な力や不均等な力で締め付けると、内部のチップにストレスがかかることがあります。その結果、デバイスの破損や劣化につながる可能性があります。
Figure 43 に推奨締め付け順序の一例を示します。

基本的なガイドラインをいくつか示します。

- ネジの取り付けは、過度のトルクで締め付けないでください。取り付けトルクが大き過ぎると、モジュールの穴, ねじ, およびヒートシンクを損傷することがあります。
- 片締めストレスを与えないようにしてください。不均等な取り付けは、モジュールの穴を損傷する可能性があります
- 効果的な放熱を行うには、接触面積をできるだけ大きくしてください。また、接触熱抵抗も小さくなります。
- 熱伝導性グリスが、モジュールとヒートシンクの接触面に適切に塗布されるようにしてください。接触面を腐食からも保護します。広い使用温度範囲において、品質が安定し、長期間の耐久性を持つグリスを使用してください。
- トルクレンチを使用して、指定された定格トルクまで締め付けてください。最大トルクを超えると、モジュールの破損や劣化を招くことがあります。
- モジュールとヒートシンクの接触面に、ゴミが残っていないようにしてください。
- IPM の取り扱いや取り付けに使用するすべての機器は、関連する ESD 規格に準拠している必要があります。これには、輸送, 保管, および組み立てが含まれます。モジュール自体は ESD に敏感なデバイスです。したがって、ESD 衝撃を受けると破損することがあります。
- ヒートシンクを振ったり、握ったりしないでください。特に、ヒートシンクのみを掴んで基板に衝撃を与えないでください。パッケージが割れたり、壊れたりすることがあります。

9.1 保管ガイドライン

9.1.1 推奨される保管条件

温度範囲: 5～–40°C

相対湿度範囲: 10～75%

- CIPOS™ IPM を湿気や直射日光にさらさないようにしてください。特に、降雨または降雪時には注意してください。
- 温度変化の少ない保管場所を使用してください。

急激な温度変化は、保管されている CIPOS™ IPM に水分の凝縮を生じさせ、鉛の酸化や腐食、はんだ付け性の低下などを引き起こす可能性があります。

- CIPOS™ IPM を腐食性ガスやほこりの多い場所に置かないでください。
- 保管の際は、CIPOS™ IPM に過度の外力や荷重が加わらないように注意してください。
- 長期 (1 年以上) 保管する場合は、乾燥した状態で保管してください。
- 長期間保管されていたモジュールを使用する前に、外装に目に見える傷や汚れ、錆がないことを確認してください。

9.2 梱包仕様

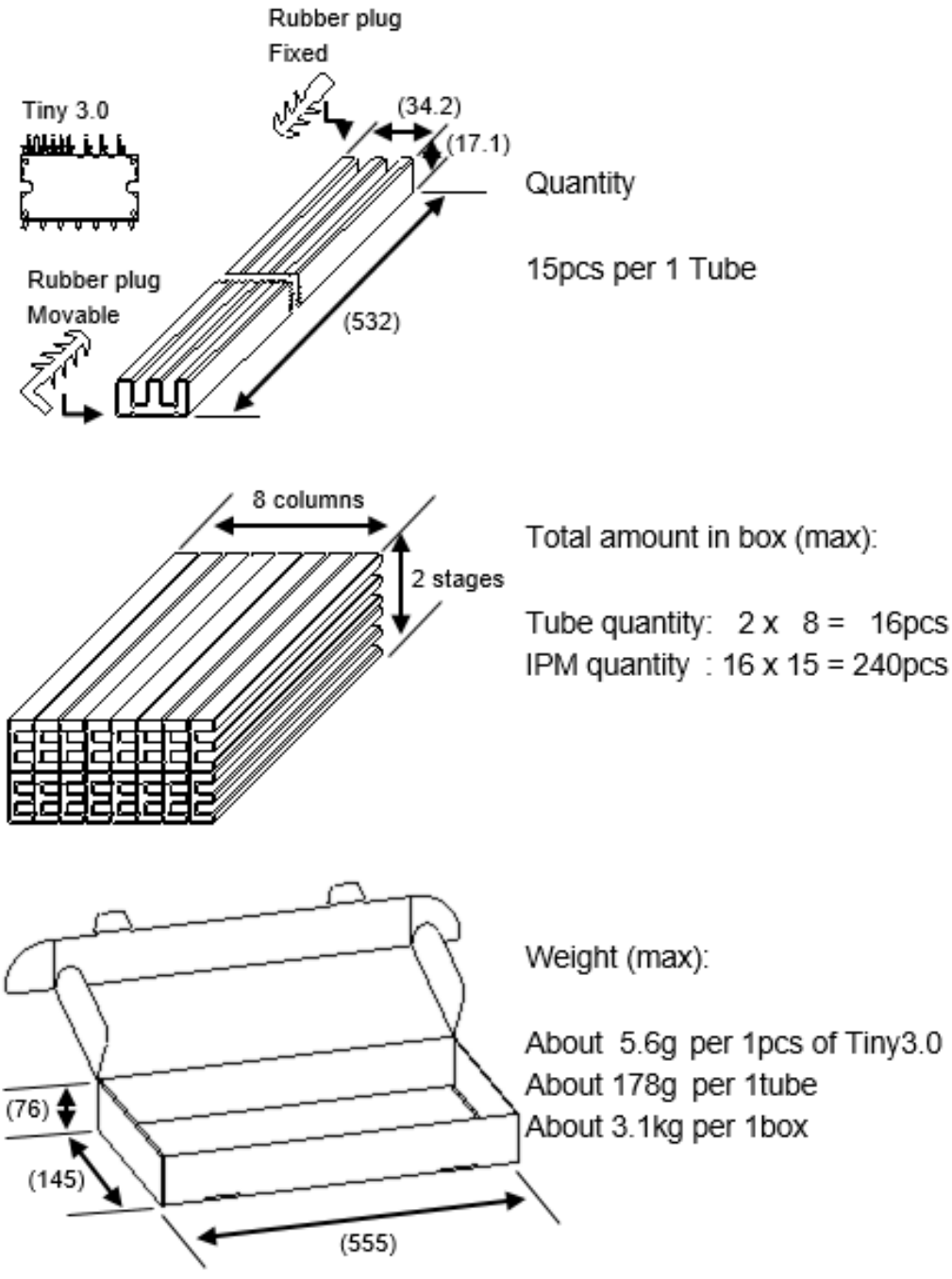


Figure 47 梱包仕様

10 参考文献

[1] Infineon Technologies, application note, AN-2020-18 “Introduction to discrete 650 V TRENCHSTOP™ IGBT6 and 600 V reverse conduction IGBT RC-D2 families”

[2] R. Keggenhoff, Z.Liang, Andre Arens, P. Kanschat, R. Rudolf. ‘Novel SOI Driver for Low Power Drive Applications,’ Power Systems Design Europe Nov. 2005

[3] W. Frank, J. Oehmen, A. Arens, D. Chung, J. Lee, “A new intelligent power module for home appliances”, Proceedings of PCIM 2009, Nuremberg, Germany

[4] Infineon Technologies, application note, AN-2020-14 “Bootstrap circuit design for CIPMS™ IPM series”

[5] D. Chung, S. Sul, “Minimum-Loss Strategy for three-Phase PWM Rectifier”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 3, June 1999

[6] IPM 3-phase Inverter Simulator, https://plex.infineon.com/plexim/ipmmotor.html

[7] S. Lee, “How to select a heat sink”, Electronics Coolings, Vol.1, No.1, June 1995

[8] Infineon Technologies, application note “General Recommendations for Assembly of Infineon Packages”

改訂履歴

版数	発行日	変更内容
Ver 1.0	2023-01-13	本版は英語版 AN2021-04 - CIPOS™ Tiny IPM, IM323 Series application note Rev. 1.0 について、日本語に翻訳されたドキュメントです。

Trademarks
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2023-01-13
Published by
Infineon Technologies AG
81726 Munich, Germany

© 2023 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?
E-mail: erratum@infineon.com

Document reference
AN2021-04_JA

重要事項

本文書に記載された情報は、いかなる場合も、条件または特性の保証とみなされるものではありません（「品質の保証」）。本文に記された一切の事例、手引き、もしくは一般的価値、および／または本製品の用途に関する一切の情報に関し、インフィニオンテクノロジーズ（以下、「インフィニオン」）はここに、第三者の知的所有権の不侵害の保証を含むがこれに限らず、あらゆる種類の一切の保証および責任を否定いたします。

さらに、本文書に記載された一切の情報は、お客様の用途におけるお客様の製品およびインフィニオン製品の一切の使用に関し、本文書に記載された義務ならびに一切の関連する法的要件、規範、および基準をお客様が遵守することを条件としています。

本文書に含まれるデータは、技術的訓練を受けた従業員のみを対象としています。本製品の対象用途への適合性、およびこれら用途に関連して本文書に記載された製品情報の完全性についての評価は、お客様の技術部門の責任にて実施してください。

警告事項

技術的要件に伴い、製品には危険物質が含まれる可能性があります。当該種別の詳細については、インフィニオンの最寄りの営業所までお問い合わせください。

インフィニオンの正式代表者が署名した書面を通じ、インフィニオンによる明示の承認が存在する場合を除き、インフィニオンの製品は、当該製品の障害またはその使用に関する一切の結果が、合理的に人的傷害を招く恐れのある一切の用途に使用することはできないこと予めご了承ください。