



AN3338

アプリケーションノート

SLLIMM™

small low-loss intelligent molded module

By Carmelo Parisi, Giovanni Tomasello
and Mitsuhiro Ohkubo

イントロダクション

近年、さまざまなモータ制御分野において高性能かつ低損失で、よりコンパクトでより信頼性の高いものが求められています。例として家庭用途では食器洗い洗浄器、冷蔵庫コンプレッサ、エアコンのコンプレッサ駆動、脱水・再循環ポンプなど、また低パワー産業用アプリケーションとしてミシン、ポンプなどが上げられます。

ST マイクロエレクトロニクスはこれらの要求にあった新しい製品ファミリ **SLLIMM™** シリーズ(**SLLIMM™**: small low-loss intelligent molded module)を開発しました。

本製品ファミリは高効率でコンパクトなデュアルインラインの **IPM**(インテリジェントパワーモジュール)で、特別なオプション機能(後述)も搭載しています。

SLLIMM 製品ファミリは最適なシリコンチップを組み込んでさらに 3 つの主要インバータブロックを搭載しています。

- パワーステージ
 - 6つの耐久性の高い IGBT
 - 6のフリーホイリングダイオード
- ドライバ回路
 - 3つの高耐圧ゲートドライバ
 - 3つのディスクリットゲート抵抗
 - 3つのブートストラップダイオード
- 保護回路とオプション機能
 - 電流センス用高性能オペアンプ
 - 過電流、短絡検出用コンパレータ
 - 温度コントロール用 **NTC** センサ
 - スマートシャットダウン機能
 - デッドタイム、インターロッキング機能
 - 電源電圧低下検出ロックアウト機能

また、最高水準の **DBC** 実装技術により完全に絶縁された **SLLIMM** パッケージ(**SDIP**)が最適なコスト、品質レベルで極めて低い熱抵抗性能を提供します。

ディスクリットで実現されたインバータ(パワーデバイス、ドライバ、保護回路などを含む)に比べて、**SLLIMM** ファミリは、主要機能が最適化され組み込まれているため、回路設計をより容易にし、部品点数を削減し、製品を軽量化でき、さらに高い信頼性を実現できます。

本アプリケーションノートは、SLLIMM ファミリの詳細を紹介し、SLLIMM ファミリーを使用するモータドライバ設計者の方々に、効率・信頼性の高い設計をするためのガイドラインを提供します。

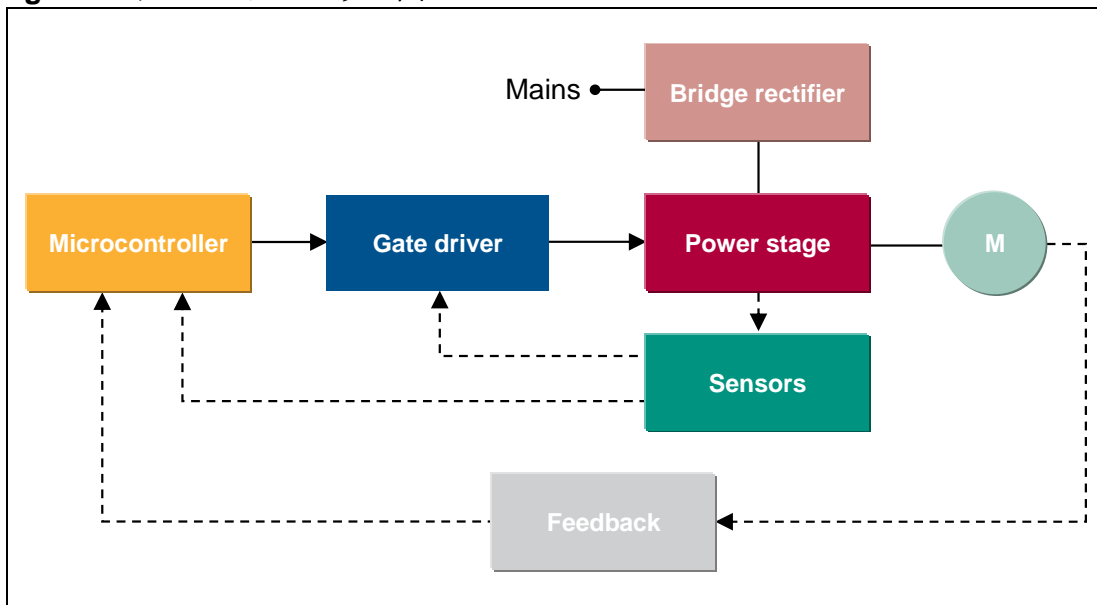
1 インバータ設計の基本と SLLIMM ソリューション

インバータのスイッチングによるメリット(効率、信頼性、サイズ、コスト等)は多くの市場の要求に応えられるため、数十ワットから数十メガワットの範囲の多くのモータドライバアプリケーションではインバータにより機能を実現することが求められています。

Figure1 はモータドライバアプリケーション例です。IGBT とフリーホイーリングダイオードで実現されるパワーステージ、IGBT のゲートドライバ回路、DSP やマイコンで実現される制御機能、それから保護機能のためのセンサと制御信号のためのフィードバック信号から構成されます。

これらをディスクリートで実現しようとする高い組み立てコストが発生し、高い信頼性リスクがあり、部品点数が増えるため製品そのものの重量も多くなります。また、回路設計、レイアウト設計においても多くの部品を、寄生のインダクタなども考慮して配置することが必要になってきます。近年では SLLIMM のような IPM を使用することでそれらの設計工数とリスクを大幅に減らすことが可能になりました。

Figure 1:インバータブロック図



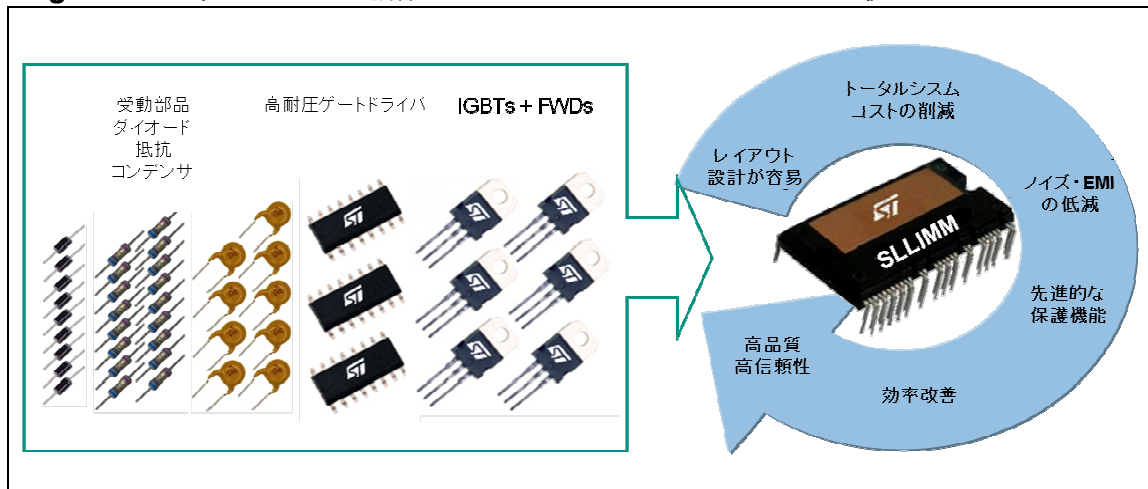
近年 IPM の市場はその組み込みレベルの向上もあり急速に拡大しています。ST の SLLIMM ファミリーでも、多くの部品を一つのパッケージに組み込んでおり、30 点以上のディスクリート部品を減らすことが可能です。

ST の SLLIMM ファミリーを使用することで設計時間が短縮され、製造時に要求されるさまざまな注意が不要になります。また高い自由度を持った広範囲のアプリケーションで、高い信頼

性と高い品質が実現できます。これらは Figure 2 から容易に確認できます。Figure2 は ST の SLLIMM ファミリーを使用した場合のメリッをディスクリートで同機能を構成した場合と比較して示しています。

また、内部でのパワーステージとドライバチップは最適化されたシリコンチップと回路で実現されており、最適化されているボードレイアウトとともに効率の最大化、ノイズ及び EMI の低減が可能となりました。また短遅延での高いレベルの保護機能も実現できるようになっています。

Figure 2: ディスクリート構成と SLLIMM ソリューションの比較



1.1 製品概要

SLLIMM は 300W-2.0kW までの広い範囲のアプリケーションに適合するよう設計されています。アプリケーション例として以下のようなものが挙げられます。

- 食器荒い洗浄器
- 冷蔵庫のコンプレッサ駆動
- エアコンのコンプレッサ駆動
- ミシン
- 低パワー産業用アプリケーション
- 小型ファン、ポンプ

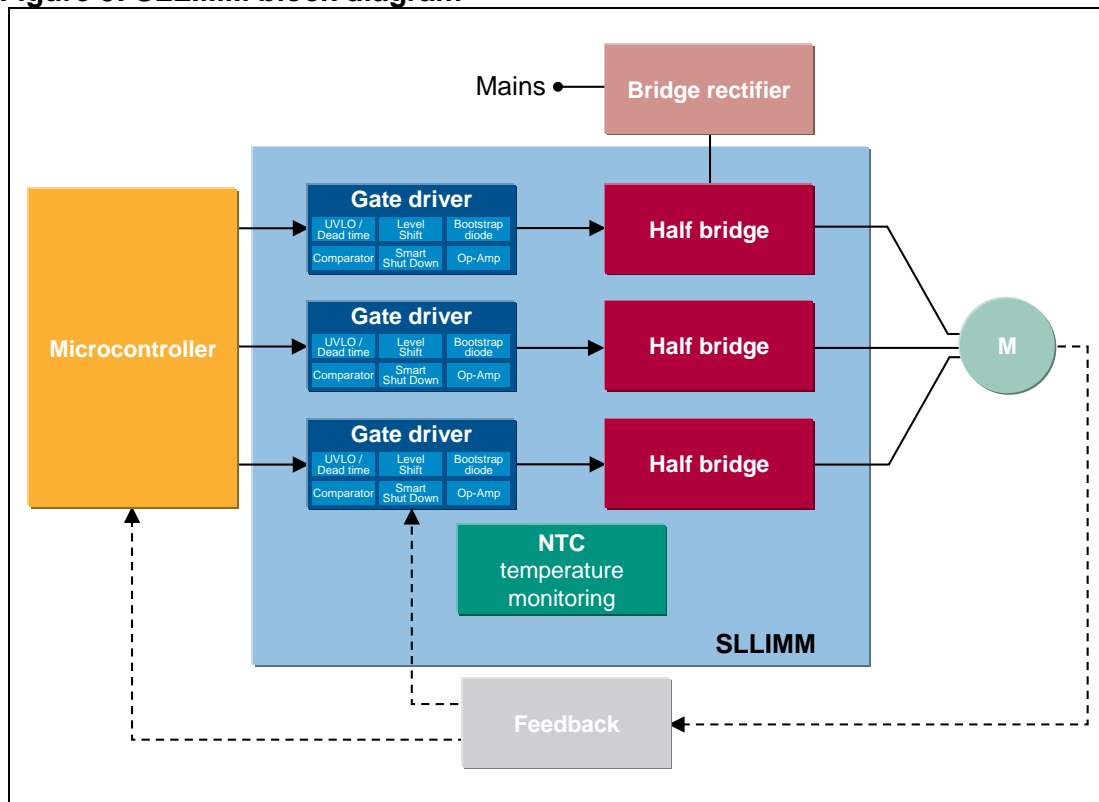
組み込まれている主要な性能、機能は以下の通りです。

- 定格 600V、10~20A
- 3 相 IGBT インバータ
 - 6 つの低損失、短絡保護付き IGBT

- 6つの低順電圧・ソフトリカバリ・フリーホイリングダイオード
- 3つのゲートドライバ IC と保護回路
 - スマートシャットダウン機能
 - 過電流、短絡検出用コンパレータ
 - 電流センス用高性能オペアンプ
 - 3つのブートストラップダイオード
 - インターロック機能
 - 電源電圧低下保護機能 UV
- 温度モニタ用 NTC サーミスタ
- 各相電流センス毎のオープンエミッタ端子
- DBC による完全に絶縁され、優れた放熱特性を持つパッケージ
- 定格絶縁電圧 2500V_{RMS}
- スwitchングスピードを最適化する受動部品
- ゲートドライバの最適化されたバイアス回路とノイズフィルタリング回路

Figure3は SLLIMM でインバータを構成したブロック図です。

Figure 3: SLLIMM block diagram



IGBT とフリーホイリングダイオードで構成された 3 つのハーフブリッジは、モータ制御アプリケーションで全体的に効率が向上するようモータ制御アプリケーションに最適に設計されています。この最適な設計により dV/dt 、 di/dt が低くなっており、定常損失、スイッチング損失、EMI エミッションも改善されています。

また、内部のゲートドライバ IC は要求仕様によって 2 レベルの選択が可能です。一つは基本機能をもった低コストソリューション向けです。もう一つは高機能制御向きオプションをもったフル機能バージョンです。

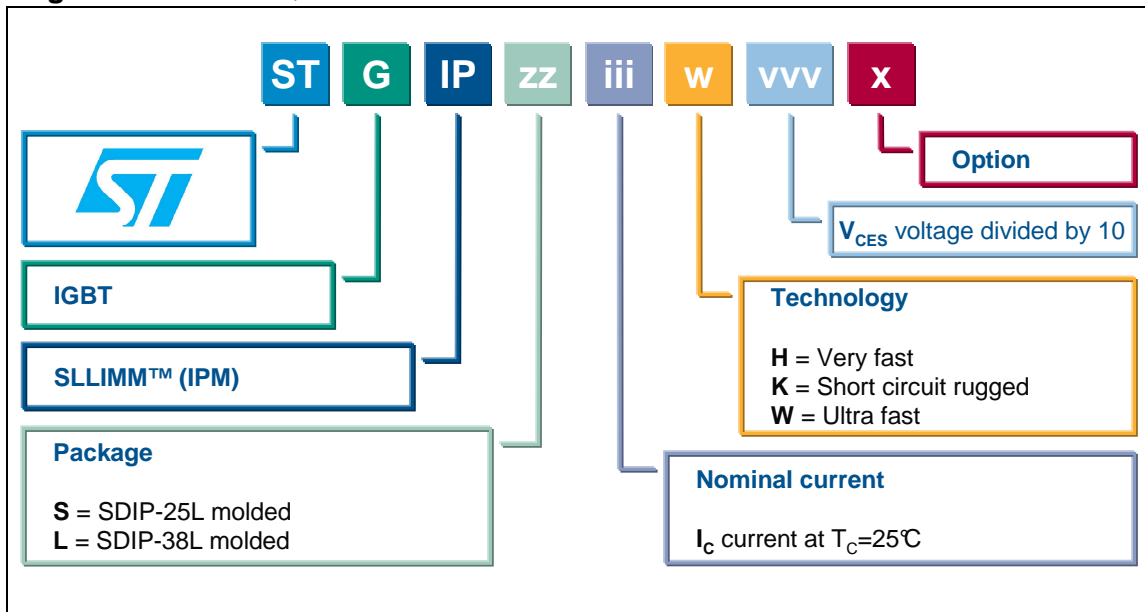
完全に絶縁された 25 リードまたは 38 リードの SDIP パッケージ(SDIP-25L/SDIP-38L)が使用可能で、DBC 技術により高い放熱性能と 2500V_{RMS} という絶縁性能を達成しています。それによりコンパクトなサイズでの高い品質と高い信頼性レベルを達成します。

製品ラインアップとネーミング

Table 1: SLLIMM 製品ラインアップ

Features	Basic version	Fully featured version			
	STGIPS10K60A	STGIPS14K60	STGIPL14K60	STGIPS20K60	STGIPL20K60
Voltage (V)	600	600	600	600	600
Current @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ (A)	10	14	15	18	20
$R_{th(j-c)}$ max single IGBT ($^\circ\text{C}/\text{W}$)	3.8	3	2.8	2.4	2.2
Package type	SDIP-25L	SDIP-25L	SDIP-38L	SDIP-25L	SDIP-38L
Package size (mm) X, Y, Z	44.4x22.0x5.4	44.4x22.0x5.4	49.6x24.5x5.4	44.4x22.0x5.4	49.6x24.5x5.4
DBC substrate	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
NTC	Yes	No	Yes	No	Yes
Integrated bootstrap diode	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
SD function	No	Yes	Yes	Yes	Yes
Comparator for fault protection	No	Yes (1 pin)	Yes (3 pins)	Yes (1 pin)	Yes (3 pins)
Smart shutdown function	No	Yes	Yes	Yes	Yes
Op amps for advanced current sensing	No	No	Yes	No	Yes
Interlocking Function	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Undervoltage lockout	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Open Emitter configuration	Yes (3 pins)	Yes (3 pins)	Yes (3 pins)	Yes (3 pins)	Yes (3 pins)
3.3/5 V input interface compatibility	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
High side IGBT input signal	Active High	Active High	Active High	Active High	Active High
Low side IGBT input signal	Active High	Active Low	Active Low	Active Low	Active Low

Figure 4: SLLIMM ネーミング



1.2 内部回路

Figure 5: STGIPS10K60A 内部回路

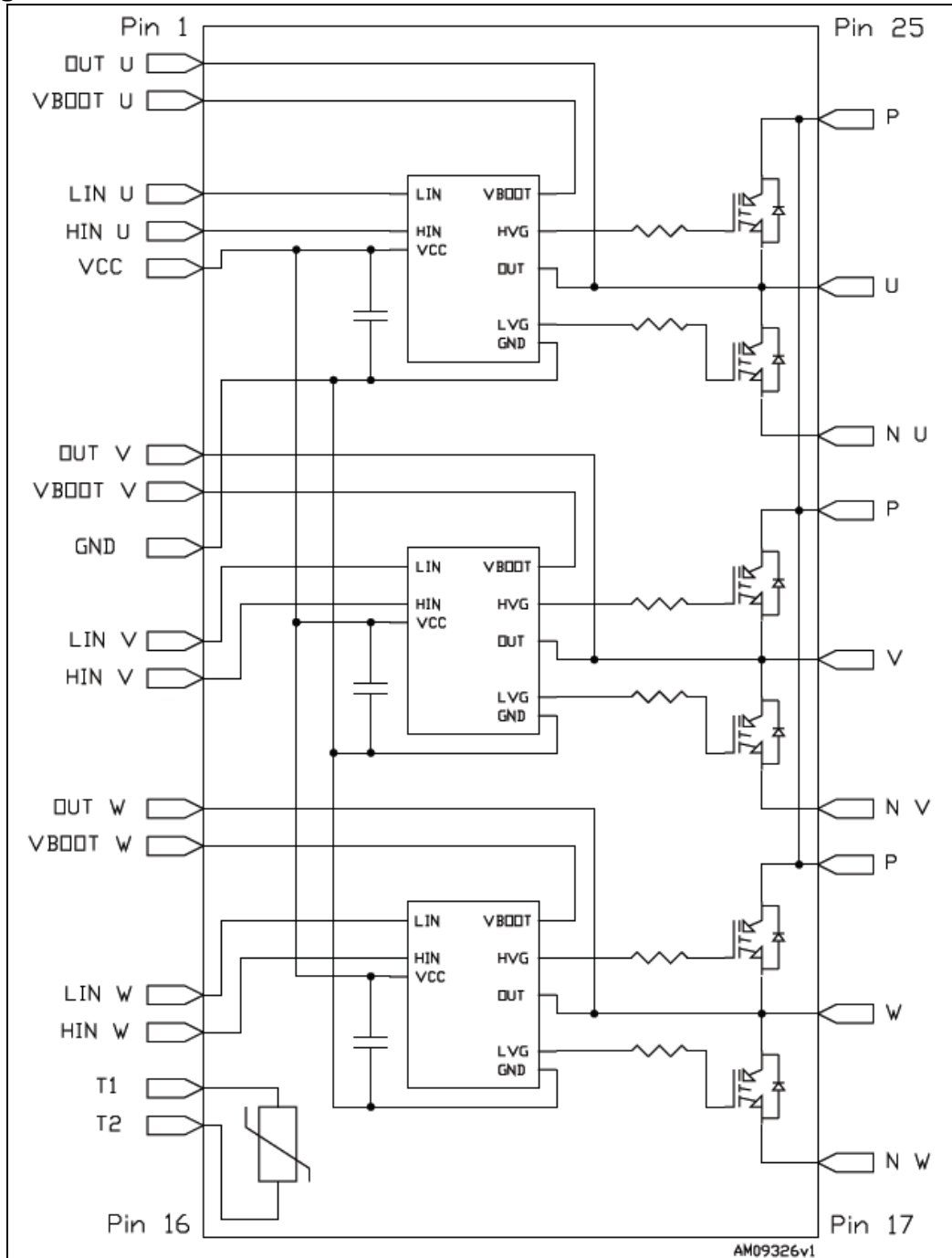


Figure 6: STGIPS14K60/STGIPS20K60 内部回路

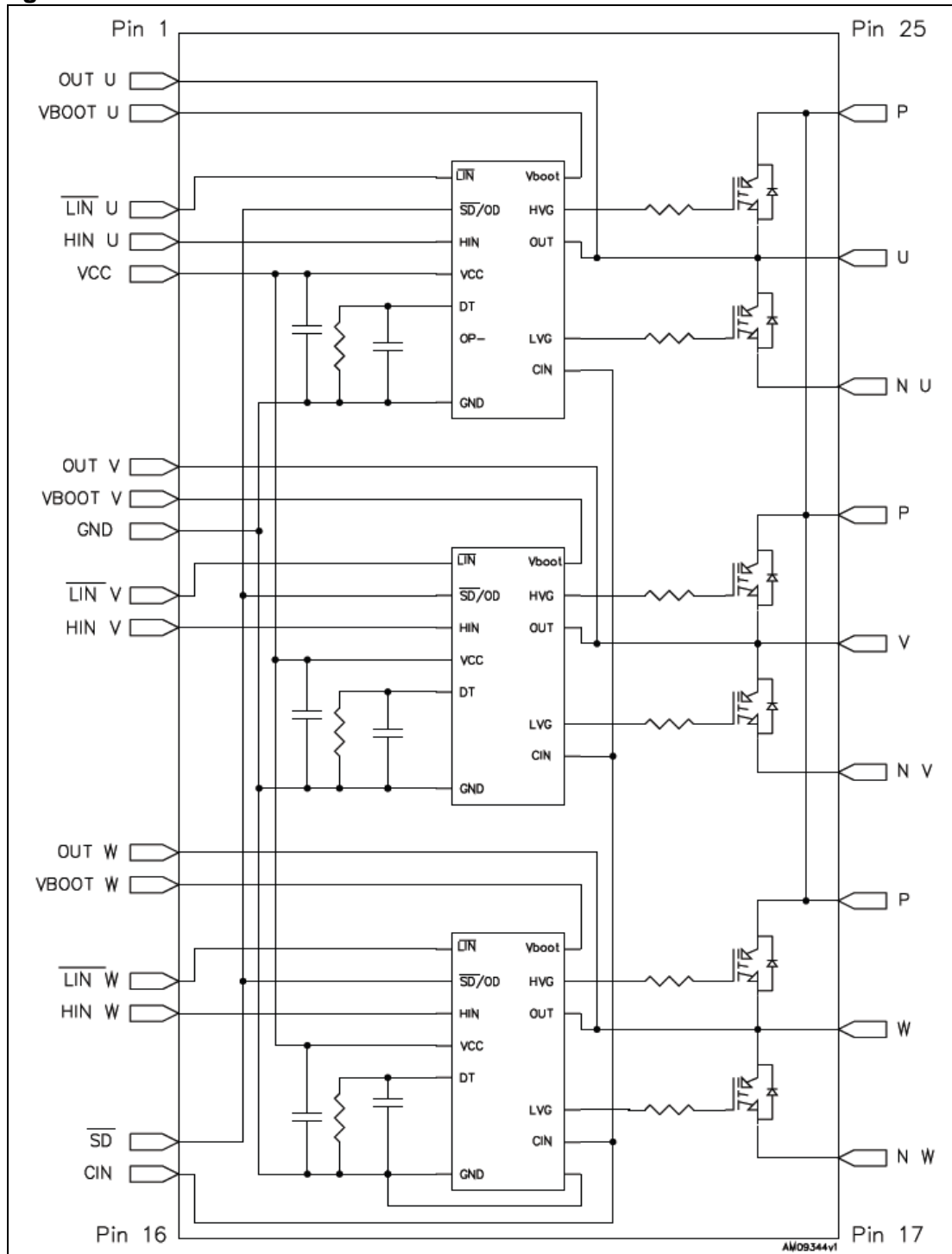
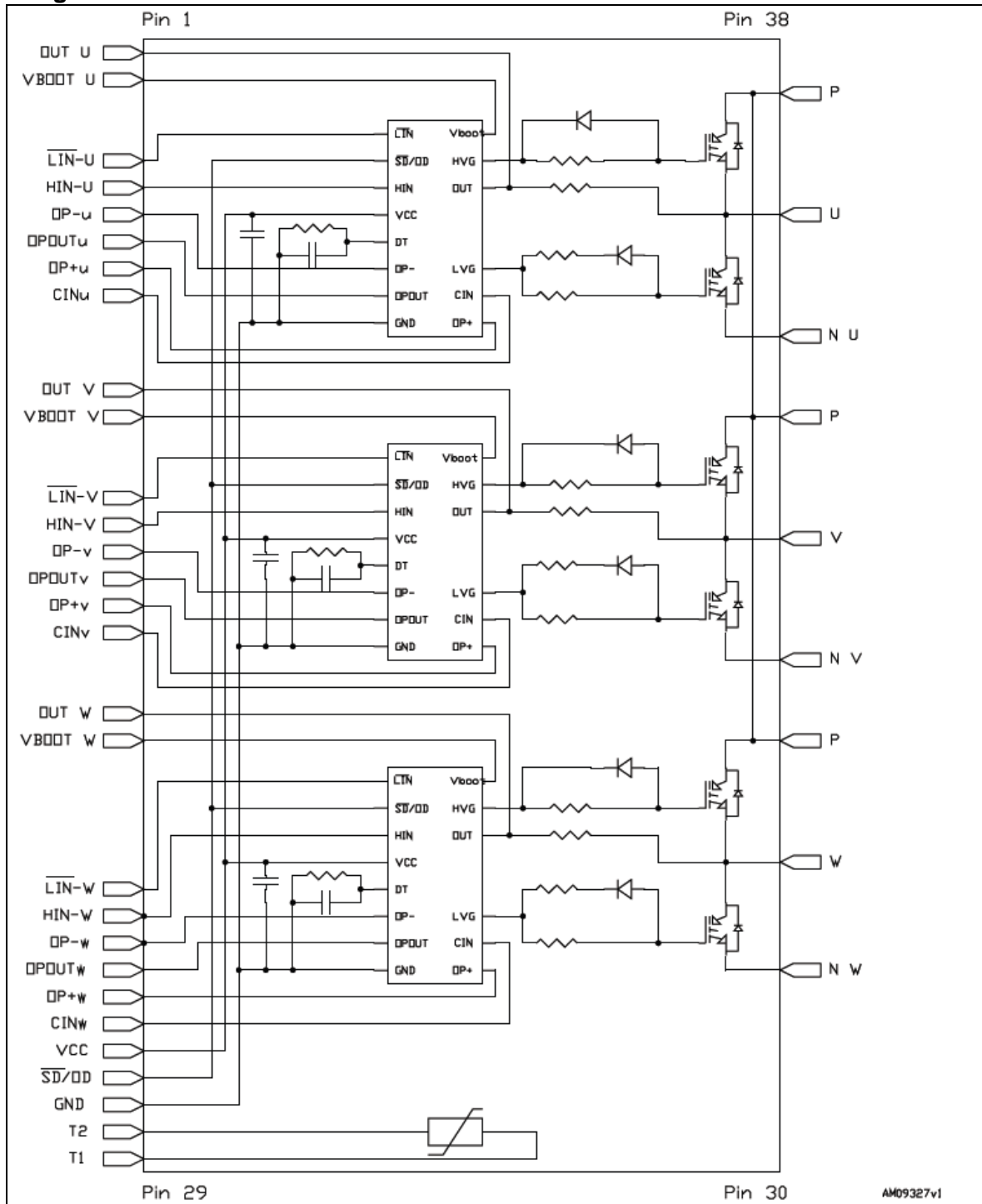


Figure 7: STGIPL14K60/STGIPL20K60 内部回路



1.3 絶対最大定格

絶対最大定格は各値のデバイスの許容限界を表し、通常は設計の最悪条件として使用されます。絶対最大定格の仕様は温度、周波数、電圧等の仕様決め時のテスト条件に依存するため、実際に使用するアプリケーションの条件で変わってしまうことに注意が必要です。

例として Table 2 に SLLIMM STGIPL14K60 の条件を示します。これはデータシートに記載がありますので、詳細についてはそれぞれデータシートから確認可能です。

Table 2: STGIPL14K60 のインバータ部

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{PN}	P- N_U , N_V , N_W 間供給電圧	450	V
$V_{PN(surge)}$	P- N_U , N_V , N_W 間供給(サージ)電圧	500	V
V_{CES}	コレクタエミッタ間電圧 ($V_{IN}^{(1)} = 0$)	600	V
$\pm I_C^{(2)}$	各 IGBT のコレクタ連続電流($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	15	A
$\pm I_C^{(3)}$	各 IGBT のコレクタ瞬時電流	30	A
P_{TOT}	各 IGBT のトータル消費電力($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$)	44	W
t_{SCW}	短絡耐量, $V_{CE} = 0.5 \cdot V_{(BR)CES}$, $T_i = 125\text{ }^\circ\text{C}$, $V_{CC} = V_{boot} = 15\text{ V}$, $V_{IN}^{(1)} = 0 \div 5\text{ V}$	5	μs

(1) H_{IN_U} , H_{IN_V} , H_{IN_W} ; L_{IN_U} , L_{IN_V} , L_{IN_W} と GND 間

(2) 下記 式(1)の反復計算による

(3) パルス幅は最大ジャンクション温度の制限有

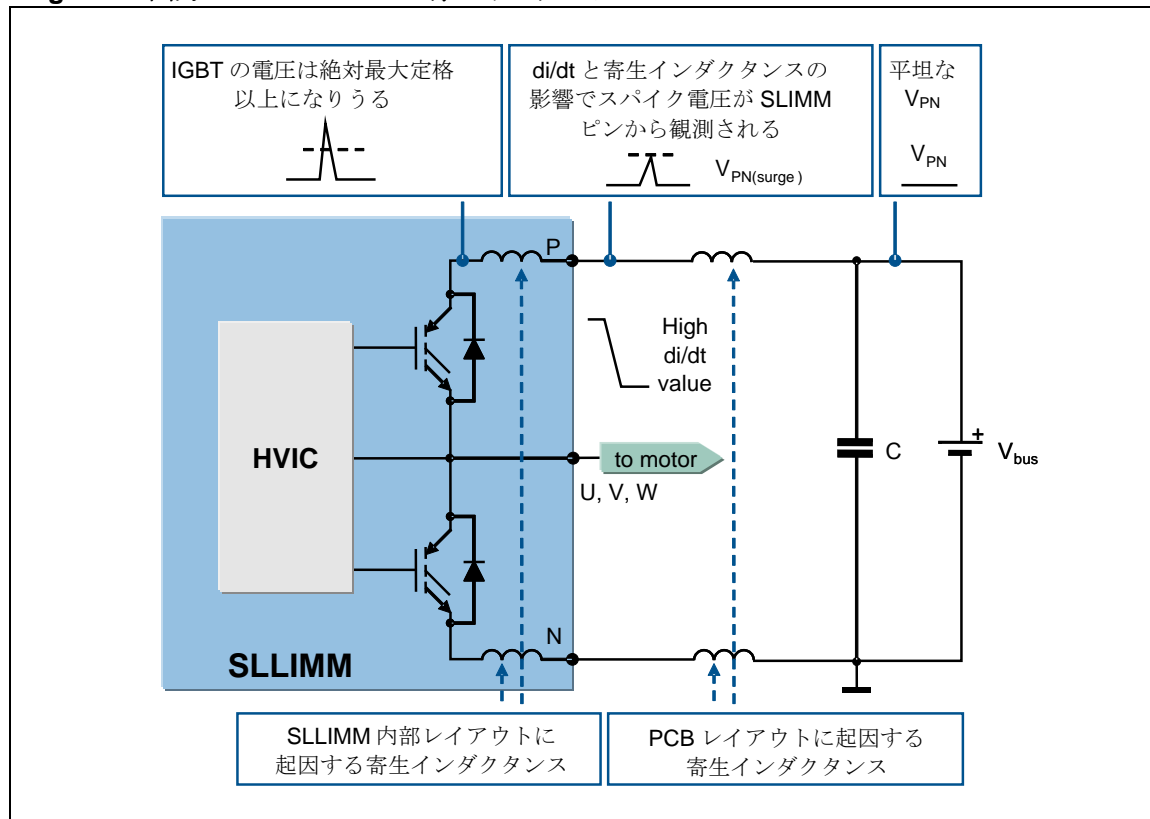
$$I_C(T_C) = \frac{T_{jmax} - T_C}{R_{th(j-c)} \cdot V_{CE(sat)(max)}(@T_{jmax}, I_C(T_C))} \quad (1)$$

SLLIMM は V_{CES} 定格 600V で、パワーステージは IGBT(及びフリーホイリングダイオード)から構成されています。

一般的に IPM 内部の寄生インダクタンスは約 100V までサージ電圧を発生させますので、許容可能な P-N 間の最大サージ電圧 $V_{PN(surge)}$ は 500V です。さらに、デバイスと外部の DC リンクコンデンサ間の寄生インダクタンスも 50V のサージ電圧を発生させることを考慮すると、供給可能な P-N 間の電圧 V_{PN} は 450V となります。

Figure 8 に示すように、出力パワーステージの寄生インダクタンスには 2 つの要素が考えられ、一つは SLLIMM の内部レイアウトに依存するもので、もう一つはボードレイアウトに依存するものです。

Figure 8: 出力パワーステージの寄生インダクタンス



- $\pm I_c$: IGBT 毎のコレクタ電流
許容可能なコレクタ DC 連続電流($T_c = 25^\circ\text{C}$)。T Ic は式 1(10 ページ)から計算されます。
- t_{scw} : 短絡耐量
SLLIMM 内部にはモータ制御に適合した IGBT が組み込まれていますが、短絡のセルフ保護は一つの主要な機能になっています。 t_{scw} は反復しない場合の短絡耐量です。もし短絡が発生しこの耐量時間を超えると製品寿命が激減します。SLLIMM 動作中はこれらの条件を超えないことを強く推奨します。

Table 3: STGIPL14K60 制御部

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{OUT}	OUT _U , OUT _V , OUT _W , と GND ($V_{CC}=15$ V)間の出力許容電圧	$V_{boot} - 21$ to $V_{boot} + 0.3$	V
V_{CC}	低電圧側電源	-0.3 to 21	V
V_{CIN}	コンパレータ入力電圧	-0.3 to $V_{CC} + 0.3$	V
V_{boot}	ブーストストラップ電圧 $V_{booti} - OUT_i$ 間 for $i = U, V, W$	-0.3 to 620	V
V_{IN}	HIN, \overline{LIN} と GND 間、ロジック入力電圧 GND	-0.3 to 15	V
V_{SD} / OD	オープンドレイン電圧	-0.3 to 15	V
dV_{OUT}/dt	許容される出力のスルーレート	50	V/ns

- V_{CC} : 制御部電源電圧

V_{CC} は制御部の電源電圧です。SLLIMM のノイズ耐性を高めるため外部でのフィルタリングが推奨されます。通常、無視できない ESR をもつ比較的大きな電解コンデンサと、数百 nF オーダーのセラミックコンデンサをそれぞれ一つ使用して構成されます。SLLIMM 内部には既に小さなフィルタ多様コンデンサが内蔵されています。(Figure5、Figure6、Figure7 の内部回路を参照)

SLLIMM を適切に使用するための V_{CC} 条件については Table 4 を参照ください。

Table 4: 電源電圧とデバイス動作

V_{CC} voltage (typ. value) ⁽¹⁾	Operating behavior
< 12 V	UV(制御電源の電圧低下検出)スレッシュホールド以下のため、制御回路は完全には ON にならず、デバイス動作は保障されません。
12 V – 13.5 V	IGBT は動作しますが、ゲート電圧が低いいため定常時・スイッチング時とも損失が増加します。
13.5 V – 18 V	通常の使用条件です。
18 V – 21 V	IGBT は動作します。スイッチングスピードは速く、飽和電流は大きくなります。EMI の増加と短絡破壊のリスクが増加します。
> 21 V	制御回路破壊の可能性があります。

(1) STGIPS10K60A 以外. 詳細は各データシート参照

Table 5: STGIPL14K60 システム全体

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{ISO}	各ピンとヒートシンク間に電圧を印加した際の絶縁耐性 (AC voltage, t = 60 sec.)	2500	V
$T_j^{(1)}$	動作時のジャンクション温度	-40 to 150	℃
T_C	モジュールケースの動作温度	-40 to 125	℃

(1) SDIP モジュールに組み込まれたパワーチップの最大定格ジャンクション温度は 150℃ です (@ $T_C = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$)。SDIP の安全確保のため平均のジャンクション温度は $T_{j(avg)} \leq 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ として下さい (@ $T_C \leq 100\text{ }^{\circ}\text{C}$)。

2 電気的特性と機能

本章ではパワーステージの主な機能と、SLLIMM のすべての機能の詳細をあわせて紹介します。

2.1 IGBT

SLLIMM は、その進んだ PowerMESH™ プロセスで製造された IGBT を使用し、インバータ機能の低損失化を実現しました。このパワーデバイスは標準的なスイッチング周波数を使用するモータ制御向けに設計されており、 $V_{CE(sat)}$ 電圧ドロップとスイッチング速度(t_{fall})の優れたバランスを提供します。定常時及びスイッチング時の損失が最小化される結果、身の回り品の環境負荷を減らすことができます。実システムの詳細な損失解析については 4 章で紹介します。この IGBT ファミリはモータ制御アプリケーションで期待される 5us 短絡耐量をもっています。

2.2 フリーホイリングダイオード

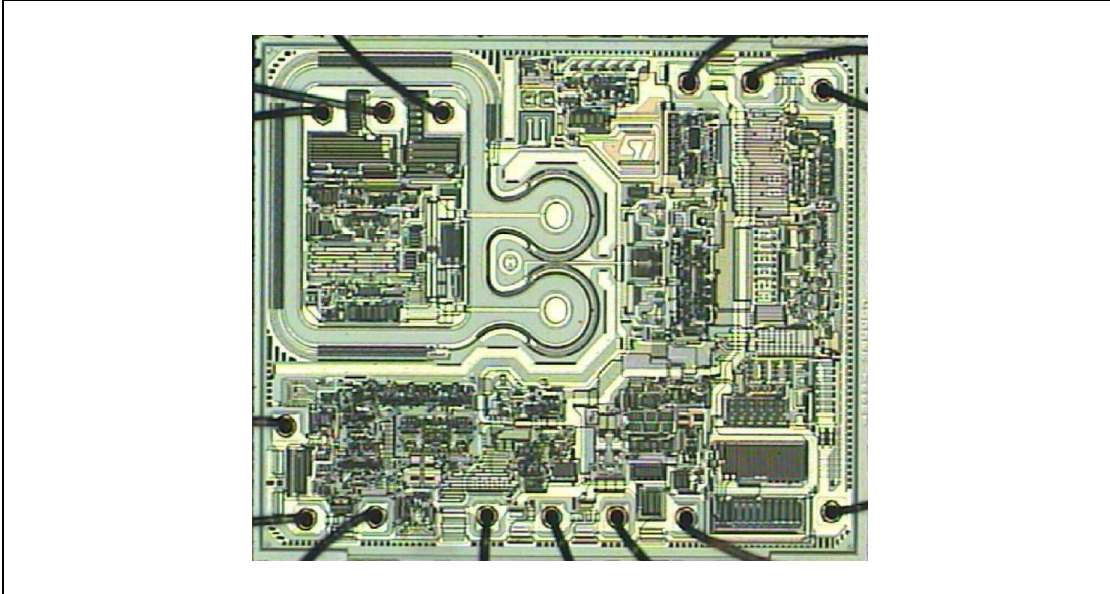
SLLIMM ファミリは Turbo 2 超高速高耐圧ダイオードを搭載し、フリーホイリングダイオードの t_{rr}/V_F のトレードオフ関係、逆回復ソフトネスのバランスを注意深く調整しています。その結果インバータの全体的な性能を改善し、モータ制御で特に重要になりうる EMI の大幅な低下を達成しています。

2.3 高耐圧ゲートドライバ

SLLIMM は BCD(Bipolar, CMOS, DMOS)オフラインテクノロジーを使って設計された汎用の高耐圧ゲートドライバ IC(HVIC)を搭載しています(Figure 9 参照)。特に FOC:フィールドオリエンテッドコントロール向けモータ制御に最適であり、この分野において必要なすべての機能を提供し、ローサイド、ハイサイドの両方の IGBT ドライブに必要な電流を供給できます。このゲ

ートドライバは高電圧のレベルシフトコントロールがもとめられるすべてのアプリケーションで使用でき、内部にブートストラップダイオード(特許取得済み)を搭載しています。

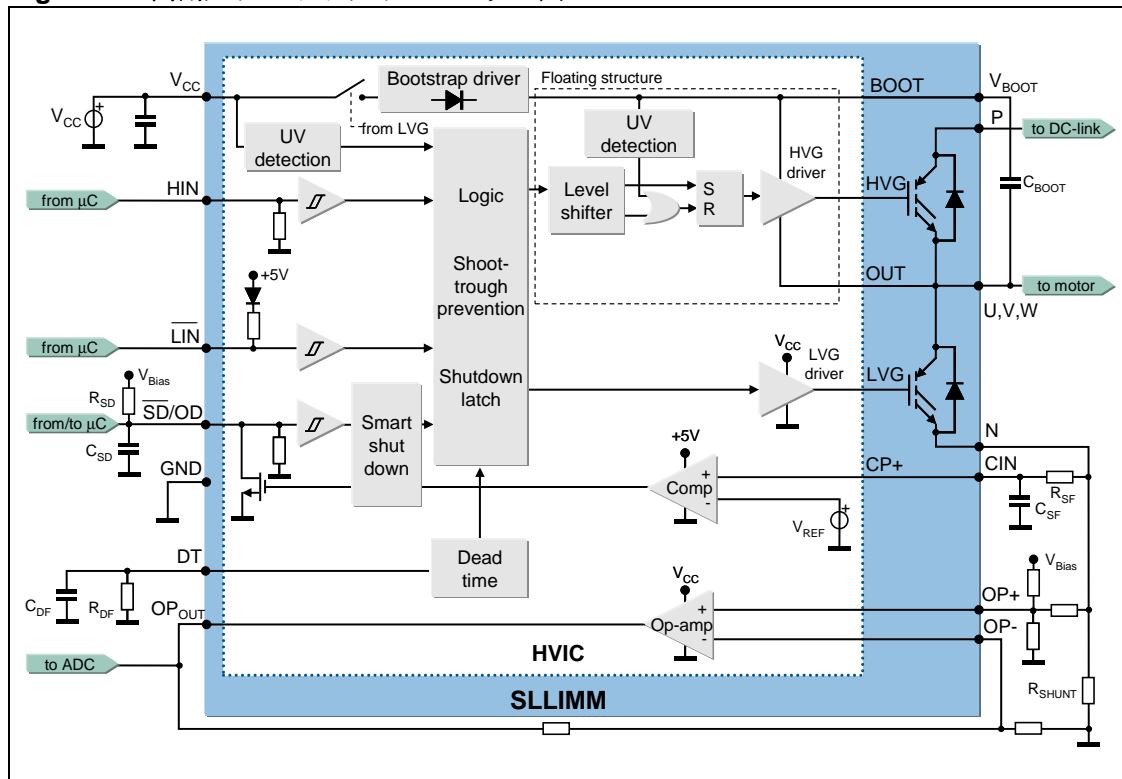
Figure 9: 高耐圧ゲートドライバ IC イメージ



それぞれのゲートドライバ IC はハーフブリッジを構成する 2 つの IGBT をコントロールし、デッドタイム、インターロック、内部ブートストラップダイオード等の基本的な機能をもつとともにスマートシャットダウン(特許取得済み)、異常検出用コンパレータ、電流センス用高性能オペアンプも搭載されています。Table 1(6 ページ)にデバイスごとの機能が一覧になっています。

このアプリケーションノートでは SLLIMM に関連する高耐圧ゲートドライバの特徴について紹介します。さらに詳細を確認したい場合は AN2738 を参照ください。

Figure 10: 高耐圧ゲートドライバブロック図



2.3.1 駆動信号入力

高耐圧ゲートドライバ IC は 2 つの駆動信号入力があり、ハイサイドとローサイドを別々に制御可能です。製品毎の入力仕様については Table1(6 ページ)を参照してください。

ハイサイドとローサイドの IGBT が両方同時に ON となり貫通電流が流れてしまう(クロスコンダクション)のを防ぐために内部でデッドタイムをもっています(詳細は 2.3.4)。

駆動信号入力は TTL/CMOS 3.3V に対応しており、ノイズ耐性対策として約 1V のヒステリシスを持っています。この低電圧駆動が可能なることによりマイコンや DSP、FPGA 等の高性能なコントローラから直接制御可能となっています。

Figure 11 と Figure 12 に示すように駆動信号入力は内部プルダウン(またはプルアップ)抵抗が内蔵されていて、駆動入力信号が途切れた場合でも論理が安定するようになっています。もし駆動信号入力がオープンになってしまった場合でもハイサイド、ローサイドのゲートドライブ信号はローレベルになります。外部のプルダウン(またはプルアップ)抵抗は必要なく、部品点数と回路スペースの削減が可能です。

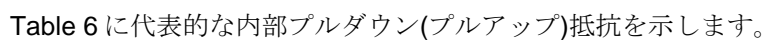


Table 6: 内部プルアップ/プルダウン抵抗値

Input pin	PN	入力論理	内部プルアップ	内部プルダウン
ハイサイドゲートドライブ $\text{HIN}_U, \text{HIN}_V, \text{HIN}_W$	STGIPS10K60A	Active high		500 k Ω
ローサイドゲートドライブ $\text{LIN}_U, \text{LIN}_V, \text{LIN}_W$	STGIPS10K60A	Active high		500 k Ω
ハイサイドゲートドライブ $\text{HIN}_U, \text{HIN}_V, \text{HIN}_W$	STGIPS14K60 STGIPL14K60 STGIPS20K60 STGIPL20K60	Active high		85 k Ω
ローサイドゲートドライブ $\overline{\text{LIN}}_U, \overline{\text{LIN}}_V, \overline{\text{LIN}}_W$	STGIPS14K60 STGIPL14K60 STGIPS20K60 STGIPL20K60	Active low	720 k Ω	
$\overline{\text{SD}}$ / OD shutdown	STGIPS14K60 STGIPL14K60 STGIPS20K60 STGIPL20K60	Active low		125 k Ω

2.3.2 高電圧レベルシフト

高電圧のレベルシフト回路も内蔵されていて、低電圧の駆動制御入力と 600V までの高耐圧のハーフブリッジを直接つなげることができます。これは BCD オフラインテクノロジーによりバイポーラトランジスタ、低・中電圧 CMOS のアナログ・デジタル回路、600V 越のブレークダウン電圧をもつ高耐圧 DMOS トランジスタを一つのシリコン上に組み込むため可能になっています。

この機能により外部でのフォト・カプラを使用した絶縁が不要となり、部品点数と消費電力の削減が可能です。その他の利点として高速ドライブと、入力から出力までの遅延が短いことが挙げられます。

2.3.3 電源電圧低下保護

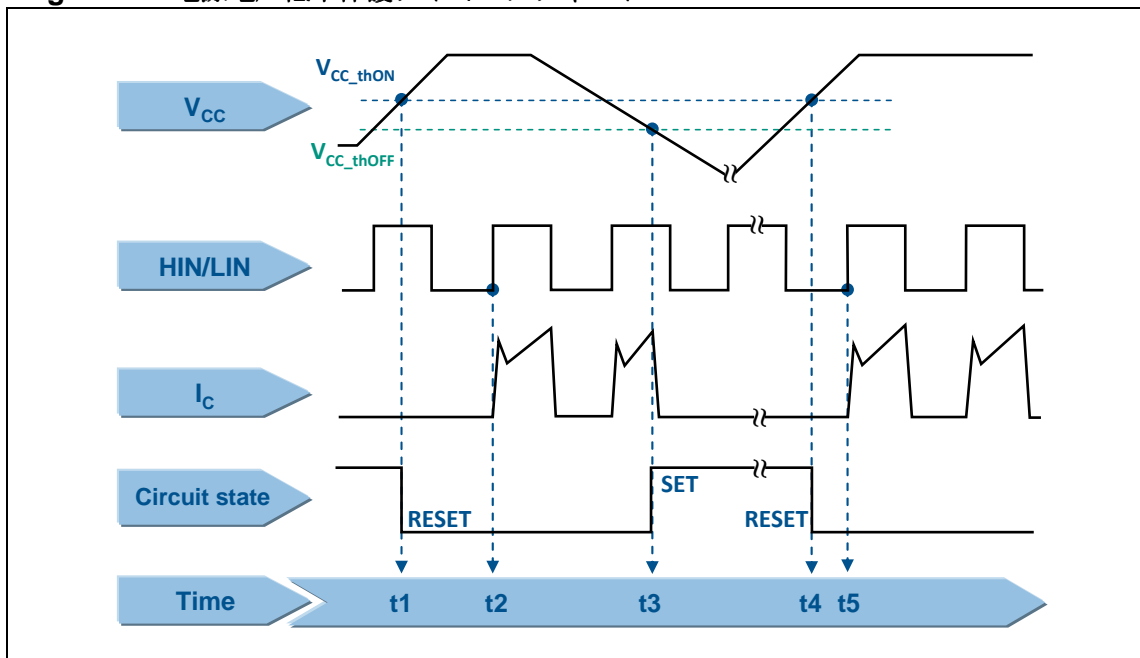
SLLIMM の Vcc 電圧は常に電源電圧低下保護機能 (UVLO : アンダーボルテージロックアウト)により監視されています。電源電圧が OFF スレッシュホールド V_{CC_thOFF} を下回るとゲートドライバの出力が OFF になり、ON スレッシュホールド V_{CC_thON} を上回るとゲートドライバ出力を ON にします。ノイズ耐性改善のため約 1.5V のヒステリシスを持っています。この V_{CC_thOFF} と V_{CC_thON} の関係・動作は後述されるブートストラップ電圧 V_{boot} の V_{BS_thOFF} と V_{BS_thON} と同様の動作です。(ブートストラップについては 2.3.11~2.3.13 参照)

もし本デバイスが UVLO 検出された状態になると両サイドのゲートドライバ出力はローレベルになり、パワーステージの出力を Hi-Z にします。

UVLO のタイミングチャートを Figure 13 に示します。各ステップは以下の通りです。

- t1: Vcc 電圧が ON スレッシュホルドを超えると、ゲートドライバは次の駆動信号入力から動作しはじめます。回路はまだリセット状態です。
- t2: 駆動信号入力を受けられるようになり、IGBT が ON します。
- t3: Vcc が OFF スレッシュホルドを下回ると UVLO が検出されます。IGBT は駆動信号入力にかかわらず OFF します。ここではまだ回路はリセット解除状態です。
- t4: ゲートドライバは Vcc が ON スレッシュホルドを上回ると再スタートします。ゲートドライバはリセット状態で、次の駆動信号入力から動作しはじめます。
- t5: 駆動信号入力が再び受けられるようになり、IGBT が再度 ON します。

Figure 13: 電源電圧低下保護タイミングチャート



2.3.4 デッドタイムとインターロック機能

ハイサイドとローサイドの IGBT が同時に ON 状態になり貫通電流がながれてしまう(クロスコンダクション)のを防ぐため SLLIMM はデッドタイムとインターロック機能を内蔵しています。

インターロック機能は、駆動信号入力が高サイドとローサイドが両方とも同時に ON になった際、内部で両ゲートドライバ出力をローレベルにします。デッドタイムはゲートドライバ一間の立ち上がり信号と立下り信号の間に挿入されます。もしデッドタイムの終了前に外部からゲートドライバ出力を立ち上げるよう駆動入力が入っても、デッドタイムが終了するまでは無視されます。

Table 7: STGIPS10K60A のインターロック論理表

Condition	Logic Input (V _I)		Outputs	
	LIN	HIN	LVG	HVG
インターロック ハーフブリッジトライステート	H	H	L	L
0 "logic state" ハーフブリッジトライステート	L	L	L	L
1 "logic state" ローサイドダイレクトドライブ	H	L	H	L
1 "logic state" ハイサイドダイレクトドライブ	L	H	L	H

STGIPS10K60A のデッドタイムは標準で 320ns に設定されています。

Table 8: STGIPS14K60, STGIPL14K60, STGIPS20K60, STGIPL20K60, STGIPN3H60 インターロック論理表

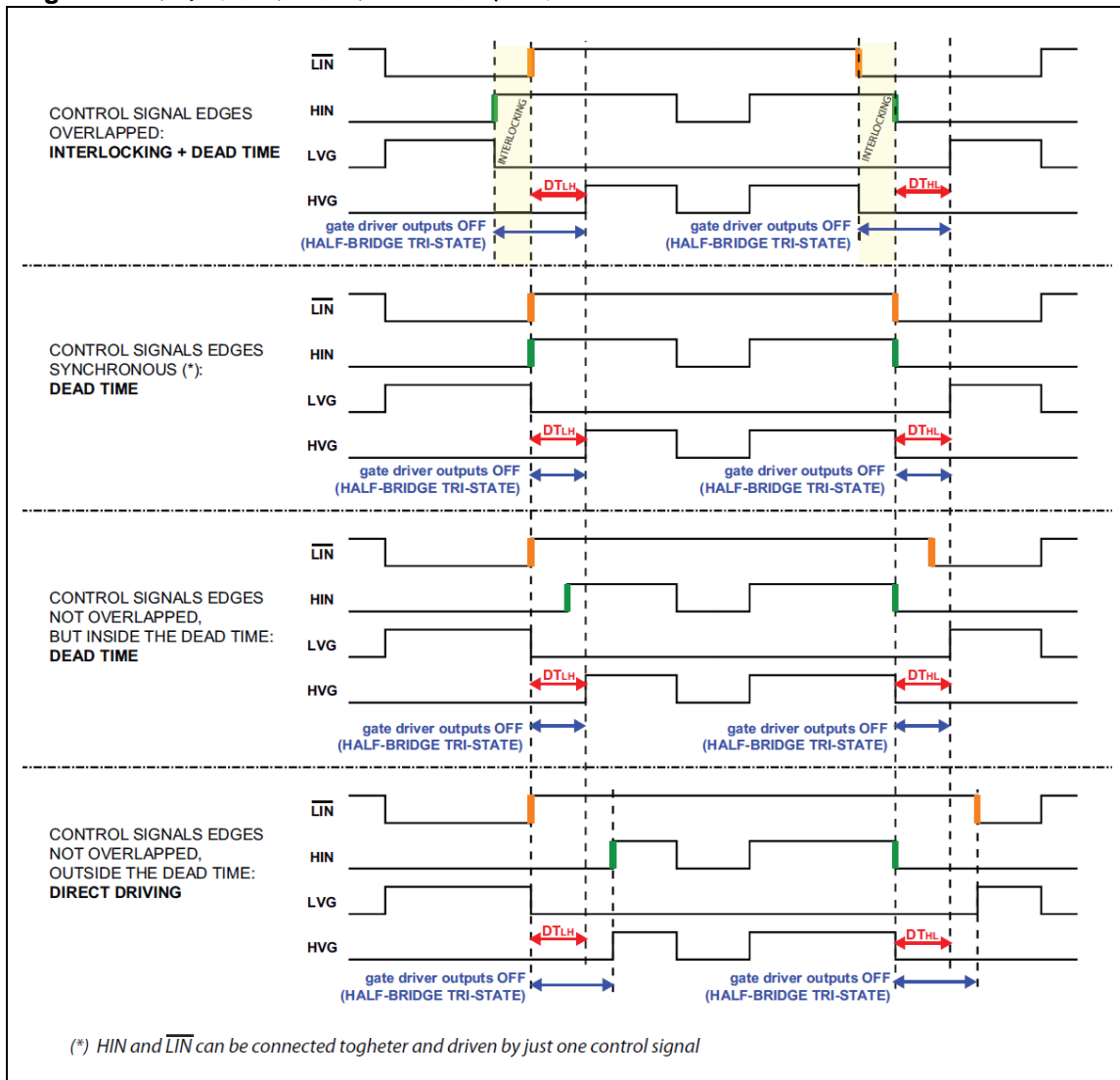
Condition	Logic Input (V _I)			Outputs	
	$\overline{\text{SD}}$	$\overline{\text{LIN}}$	HIN	LVG	HVG
シャットダウンイネーブル ハーフブリッジトライステート	L	X	X	L	L
インターロック ハーフブリッジトライステート	H	L	H	L	L
0 "logic state" ハーフブリッジトライステート	H	H	L	L	L
1 "logic state" ローサイドダイレクトドライブ	H	L	L	H	L
1 "logic state" ハイサイドダイレクトドライブ	H	H	H	L	H

Note: X: not important.

標準的なデッドタイムは内部で 600ns に設定されています。安全のため SLIMM の持つデッドタイムに、さらに外部コントロールから 1.2μs~1.5μs のデッドタイムを追加してください。

Figure 13 に STGIPS14K60, STGIPL14K60, STGIPS20K60, STGIPL20K60 のデッドタイムとインターロック機能について図解します。

Figure 14: デッドタイムタイミングチャート



2.3.5 異常検出コンパレータ

SLLIMM ファミリは過電流・温度異常など電圧を通して検出される異常に対し優れた保護機能を実現するために最大で3つまでコンパレータを搭載しています。(6 ページ、Table 1 参照)

このコンパレータの反転入力データシートに規定されるリファレンス電圧になっており、非反転入力CIN ピンからハーフブリッジ毎に利用可能になっています。(Figure 10 参照)

このコンパレータ入力に外部のシャント抵抗を接続し、過電流・短絡検出機能を容易に構成することができます。詳細は次の 2.3.6 で説明します。また、3 つコンパレータを別々に使い 3 つの独立したコントロールを組み込むことが可能です。

2.3.6 短絡検出とスマートシャットダウン

SLLIMM はスマートシャットダウン機能を持ち、出力電流をモニタし、過電流・短絡保護時に 200ns というかなり短い遅延時間でコンパレータがゲートドライバを OFF します。

スマートシャットダウンは斬新な回路（特許取得済み）で実現されており、保護時操作までの遅延を短くできその時間とは独立して、ユーザーが異常検出時の保護時間を設定でき、

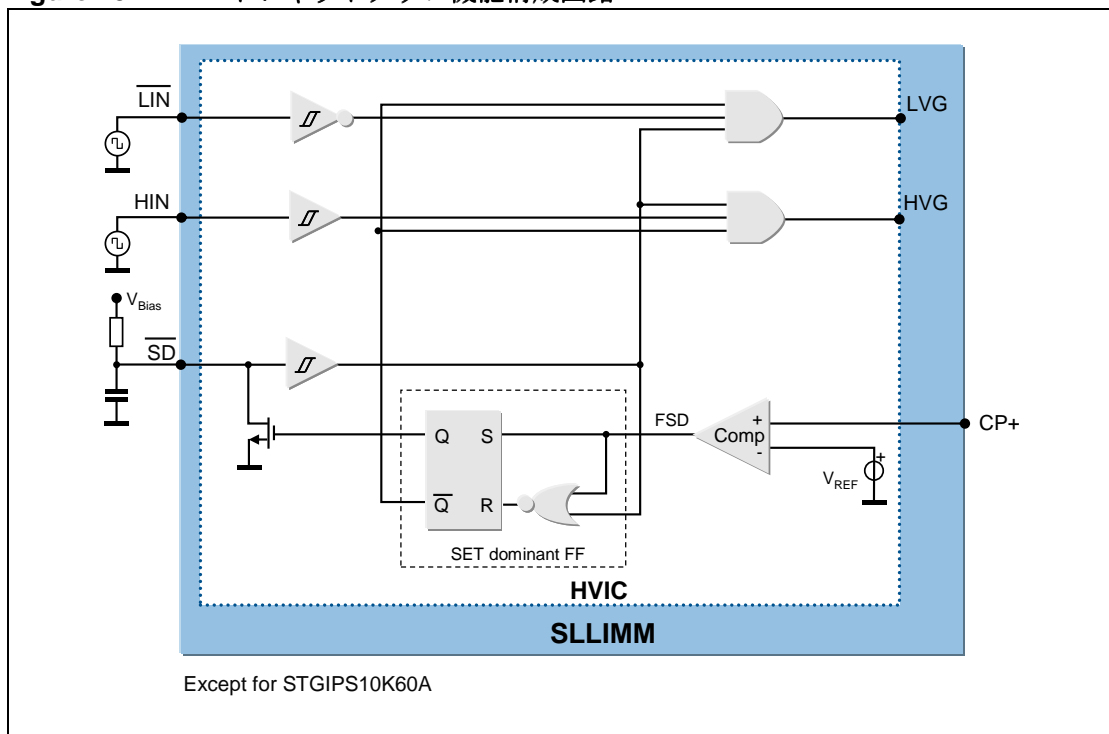
2.3.5 及び Figure 10 でも触れましたが、シンプルな過電流検出機能を実現するためにコンパレータ入力を外部シャント抵抗に接続できます。誤検出を防ぐために RC フィルタ(R_{SF}, C_{SF})が必要です。コンパレータの出力は内部の MOSFET をコントロールしますが、この MOSFET は \overline{SD}/OD ピンからのオープンドレイン出力になっています。また、このピンは \overline{SD} 入力と共通になっています。

コンパレータが動作するとゲートドライバデバイスはシャットダウン状態に入り、このデバイスのすべての出力はローレベルになりハーフブリッジはトライステートのままです。通常の過電流検出機能の構成では、コンパレータ出力は単安定機能と、異常検出時に保護時間を付加するための RC 遅延回路のついた \overline{SD}/OD ピンに接続されます。

一般的な異常検出システムとは異なって、この新しいスマートシャットダウン機能は内部に専用の制御信号を持ち、異常検出時に外付けキャパシタの放電を待たずに、ゲートドライバ出力を瞬時に OFF にします。これにより異常検出からゲートドライバ出力 OFF までの時間を最短にできます。実際に異常検出からゲートドライバ OFF までの時間は外部 \overline{SD}/OD ピンの RC 回路の影響を受けることはありません。ゲートドライバ出力を瞬時に OFF にすると、SD 信号がスレッシュホールド以下になるまではオープンドレインを ON し続けますが、SD 信号がスレッシュホールドを下回るとオープンドレインは OFF します。(Figure 16 参照)

このように、スマートシャットダウン機能は SLLIMM 保護の遅延に影響することなく、SD ピンからの RC 回路による遅延を自由に延長できます。Figure 15 にスマートシャットダウンのブロック図を示します。

Figure 15: スマートシャットダウン機能構成回路



通常動作では出力は駆動入力信号に従います。もし異常が検出されると、FSD(Fault Signal)が1にセットされてFF(フリップフロップ)がその信号を受け取ります。その結果FF出力はSLLIMM出力をローレベルにし、同時にオープンドレイン出力のMOSFETをONします。もし、FSDが異常検出後直ちに0に戻った場合でも、ゲートドライバ出力はSDピンからの立ち下がり信号と、立ち上がり信号の両方が検出されるまではローレベルを保ちます。

実際、ゲートドライバをOFFしているFF出力がSDピンからの立ち下がり信号の入力によりリセットされる場合でも、AND回路によりSDピン入力ゲートドライバ出力をOFFするように働きます。また、一旦オープンドレインのMOSFETがONすると、MOSFETはSDピン電圧がローレベルと検出されるまではOFFされません。

またFFはSET優先回路になっているためFSDがハイレベルを保っている時にSDピンからローレベルが入力されてもFF出力が不安定になることはありません。

2.3.7 短絡保護タイミングチャートとスマートシャットダウン機能

短絡保護機能の各タイミングの動作について Figure 16 に示します。各ステップは以下の通りです。

- ◆ t1: 出力電流が最大許容値以下のとき SLLIMM は通常動作です。
- ◆ t2: 出力電流が最大許容値(I_{SC})を超えると過電流・短絡異常が検出されて保護機能が働きます。CIN ピン(コンパレータ入力ピン)に接続されたシャント抵抗の電圧が V_{REF} を超え

てコンパレータ出力がトリガし、ゲートドライバをシャットダウン状態にいます。両サイドのドライバ出力をローレベルにし、ハーフブリッジをトライステートにします。IGBT のゲートドライブは専用制御信号で約 200ns で OFF にして、ハーフブリッジをトライステートに保つとともに、内部の MOSFET M1 を ON します。(スマートシャットダウン機能)。SD 信号レベルは時定数 τ_A で下がり始めます。 τ_A は式(2)から計算されます。

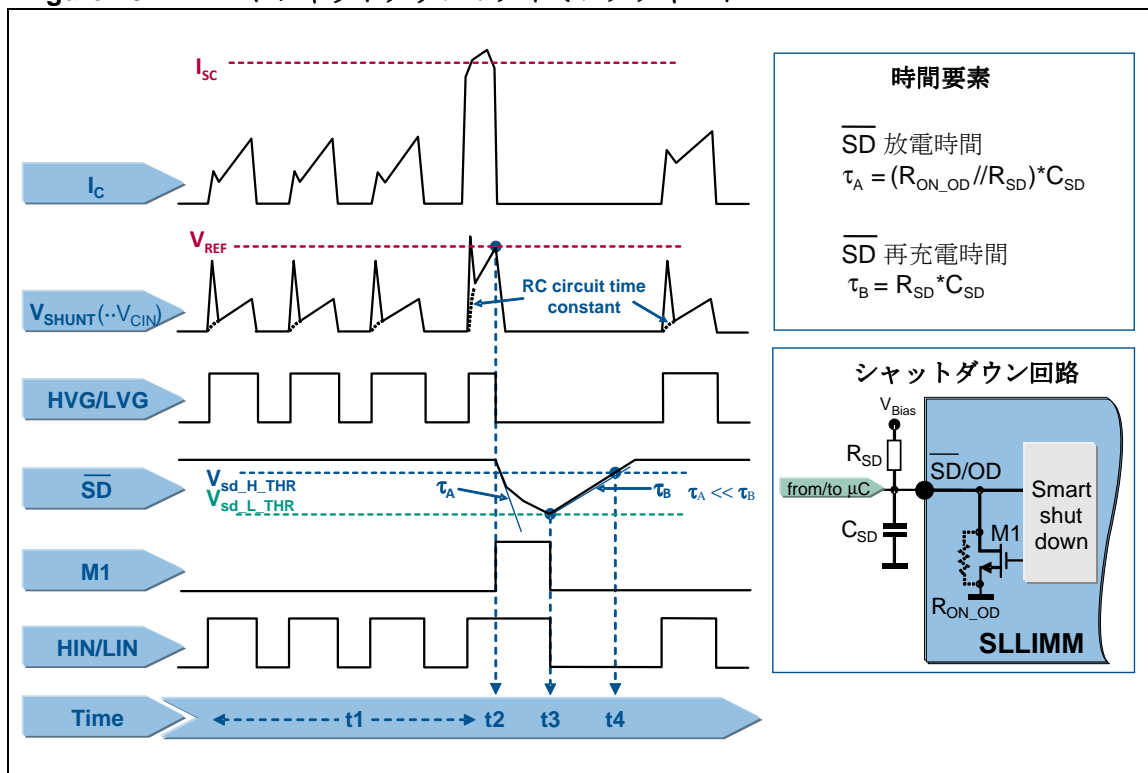
$$\tau_A = (R_{ON_OD} // R_{SD}) \cdot C_{SD} \quad (2)$$

- ◆ t3: SD 信号レベルがロースレッシュヨルド $V_{sd_L_THR}$ を下回ると、駆動信号入力が無効になります。スマートシャットダウン機能は終了し M1 は OFF になり SD 信号レベルは時定数 τ_B で上がりはじめます。 τ_B は式(3)から計算されます。

$$\tau_B = R_{SD} \cdot C_{SD} \quad (3)$$

- ◆ t4: SD 信号レベルがハイスレッシュヨルド $V_{sd_H_THR}$ 上回ると駆動信号入力が無効になります。

Figure 16: スマートシャットダウンのタイミングチャート



2.3.8 電流検出シャント抵抗の選択

CIN と GND 間につないだシャント抵抗で過電流検出が可能です(Figure 10 参照)。電流が短絡とみなされる電流量 I_{SC} を超えると CIN ピンの電圧レベルが V_{REF} を超えるため短絡保護機能が働きます。保護機能を十分な信頼性をもって安定に動作させるために、電流センス抵抗はノンインダクティブタイプで高い性能と高い環境耐性が要求されます。また、過電流の誤検出を防ぐために、レイアウト、回路依存の寄生インダクタンスも最小になるよう注意が必要です。

以上の理由からシャント抵抗と RC フィルタ部品はできるだけ SLLIMM のピン側に配置します。さらに追加の注意事項について 5.1 で説明します。

電流センス抵抗の値は、設計仕様・要求性能毎に異なったガイドラインに従って計算しますが、共通する手順は次の通りです。

- 過電流のスレッショルド(I_{OC_th})を決める。例えば IGBT の通常動作電流+20%~30%。
- シャント抵抗の値を計算。Figure 22 に例を示します。より詳細についてはユーザマニュアル UM0969, UM0900, UM1036 を参照してください。
- 計算値に近い入手可能なシャント抵抗を決める。
- シャント抵抗の定格を計算する。抵抗の自己発熱による温度上昇を考慮して定格に余裕を持たせることに注意します。ディレーティング率 $\Delta P(T)\%$ から式(4)のように計算してください。

$$P_{SHUNT}(T) = \frac{R_{SHUNT} \cdot I_{RMS}^2}{\Delta P(T)\%} \quad (4)$$

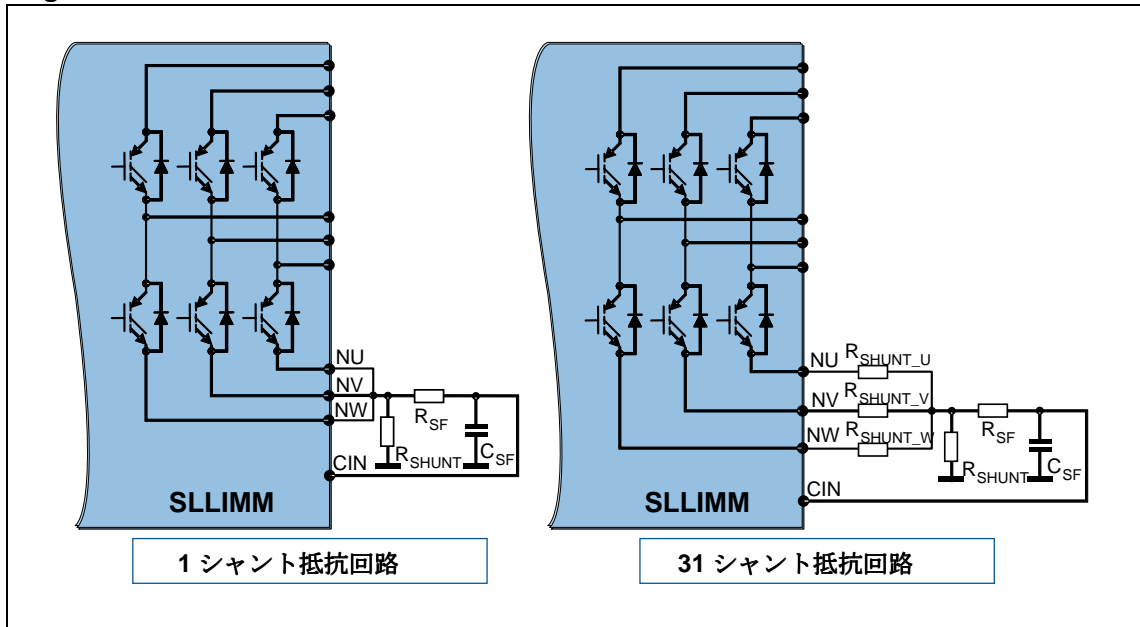
I_{RMS} は IGBT 電流の実効値です。

シャント抵抗の定格マージンは少なくとも計算された電力の 30%以上とることを推奨します。

2.3.9 RC フィルタ回路

Figure17 に示すようにシャント抵抗は 2 通りの方法で使用可能です。

Figure 17: 短絡保護回路例



シャント抵抗部にはノイズ対策のため RC 回路が必要です。Figure17 のいずれの方法でもインバータの 3 相全ての合計電流を検出できます。

RC フィルタは R_{SF} と C_{SF} で構成されますが、時定数は以下式(5)の通りです。

$$t_{SF} = R_{SF} \cdot C_{SF} \quad (5)$$

RC 回路の時定数に加えてゲートドライバのターンオフ遅延 t_{isd} と IGBT のターンオフ時間 t_{off} (数十 ns オーダー)を、短絡が検出されてから IGBT を OFF するまでの全遅延時間 t_{Total} として考える必要があります。これが短絡検出後 IGBT が完全に OFF するまでに必要な時間で式(6)のようになります。

$$t_{Total} = t_{SF} + t_{isd} + t_{off} \quad (6)$$

IGBT の短絡耐量は $5\mu s$ で、RC フィルタの時定数 t_{SF} は $1 \sim 2\mu s$ が推奨です。

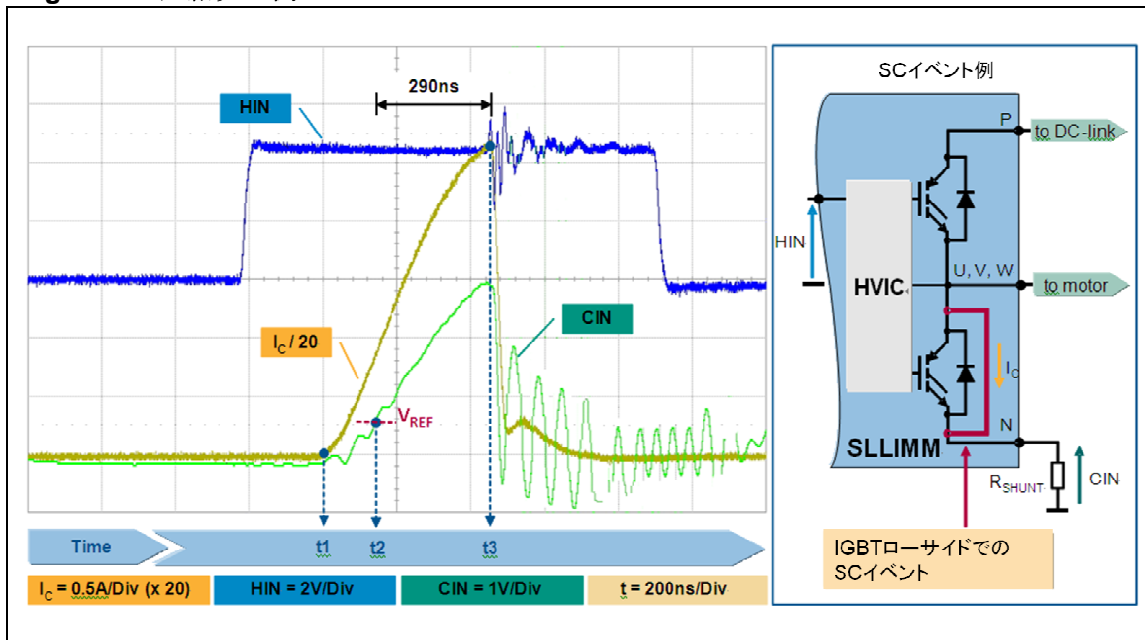
3 つのシャント抵抗(R_{SHUNT_U} , R_{SHUNT_V} , R_{SHUNT_W})を使用する回路では各相の電流をモニタすることができます。

Figure 18 に短絡検出の例を示します。スマートシャットダウン機能により短絡検出後、瞬時に保護機能が動作するのが分かります。主なステップは以下の通りです。

- t1: I_c は増加し始めますが、CN ピンの RC 回路の遅延により短絡はまだ検出されていません。
- t2: V_{CIN} 電圧が V_{REF} を超えて短絡が検出されます。スマートシャットダウン機能が動作して SLLIMM が OFF されます。
- t3: SLLIMM は過電流検出から 300ns 以下($t_{d(off)}$ を含む)で IGBT を OFF にしています。

出力 Disable までの全時間は t2-t3 となり、全 SC 時間は t1-t3 となります。

Figure 18: 短絡発生例



2.3.10 過熱保護

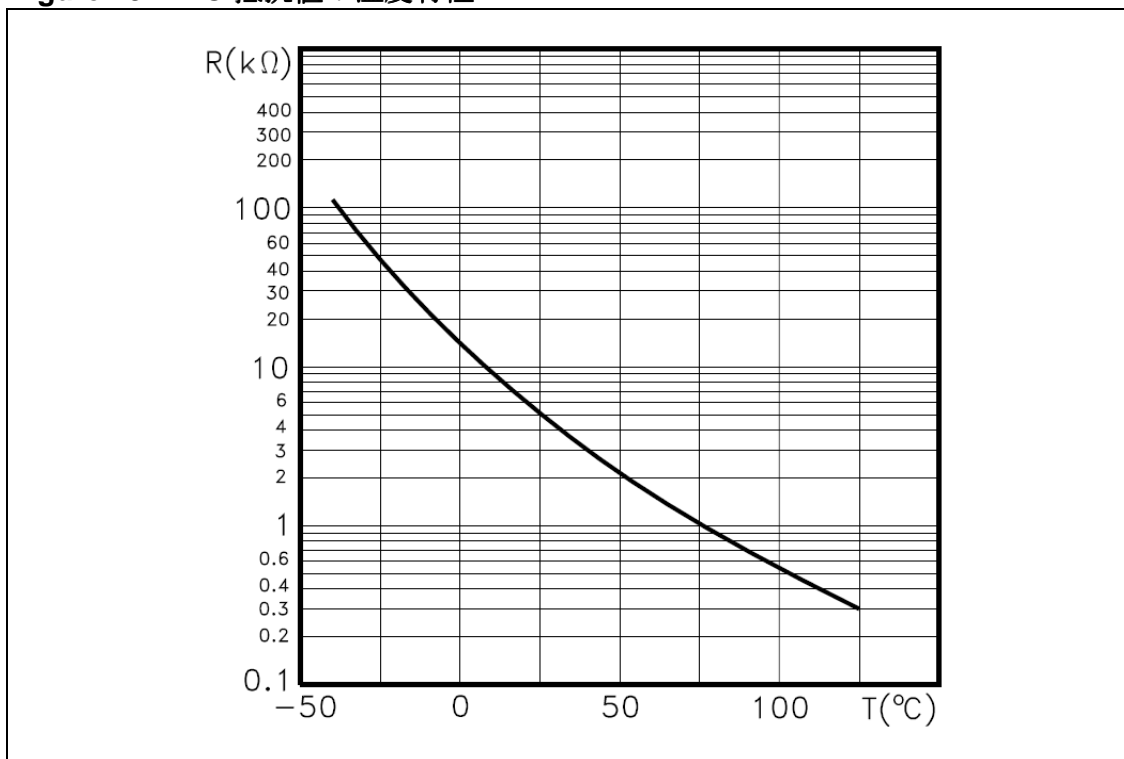
STGIPS10K60A, STGIPL14K60, STGIPL20K60 は NTC(負の温度特性をもつ)サーミスタを持っています。簡易過熱保護と、ゆっくりとした温度変化におけるケース温度測定に使用でき、マイコンはリアルタイムで温度を確認できます。SLLIMM 自体の熱インピーダンスとその時定数がありますので、パワーデバイスによって引き起こされるスピードの早いジャンクション温度変化は、NTC で測定できるまでに遅れが生じ、検出することはできません。そのため、ゆっくりとした温度変化は NTC を使ってモニタすることができますが、急激な温度変化を持つような短絡保護には使えません。

Figure 19 に NTC サーミスタの抵抗値特性を示します。その特性は線形ではなく、式 7 であらわれます。

$$R(T) = R_{25} \cdot e^{B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{298} \right)} \quad (7)$$

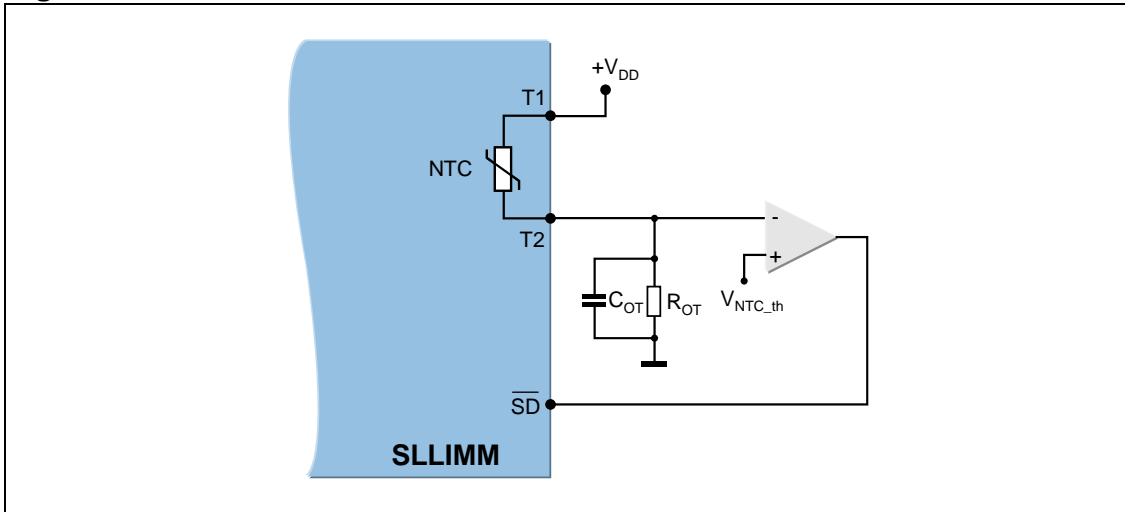
T : ケルビン温度、B : SLLIMM 動作領域での定値、 R_{25} : 25 °C での抵抗値
B と R_{25} は各データシートから確認可能です。

Figure 19: NTC 抵抗値の温度特性



分圧回路を使った過熱保護と温度モニタの回路例を Figure 20 に示します。

Figure 20: 過熱保護回路例



過熱検出時に SLLIMM にシャットダウン信号を送るため外部にコンパレータを SLLIMM を使います。V_{NTC_th} は設計時に固定されるスレッショルド電圧で非反転入力に接続します。反転入力には NTC と R_{OT} で分圧された電圧に接続し、反転入力レベルが V_{NTC_th} を超えるとコンパレータ出力が \overline{SD} をローに引っ張って IGBT を OFF にします。

分圧レベルを決めるためにはまず最大許容温度(T_{OT_Max})を決める必要があります。サーミスタの抵抗値は式 7 と Figure 19 から求められ、分圧抵抗 R_{OT} は次の分圧式から得られます。

$$V^-(T) = \frac{R_{OT}}{R_{NTC}(T) + R_{OT}} \cdot V_{DD} \quad (8)$$

T = T_{OT_Max} のときは V(T_{OT_Max}) = V_{NTC_th}。

動作の安全と、自己発熱による測定温度への影響を減らすためサーミスタの損失は減らす必要があります。全使用範囲でサーミスタへ与えられる電力は 50mW を超えないようにする必要があります。この条件を考慮して最大許容温度(T_{OT_Max})は次のようになります。

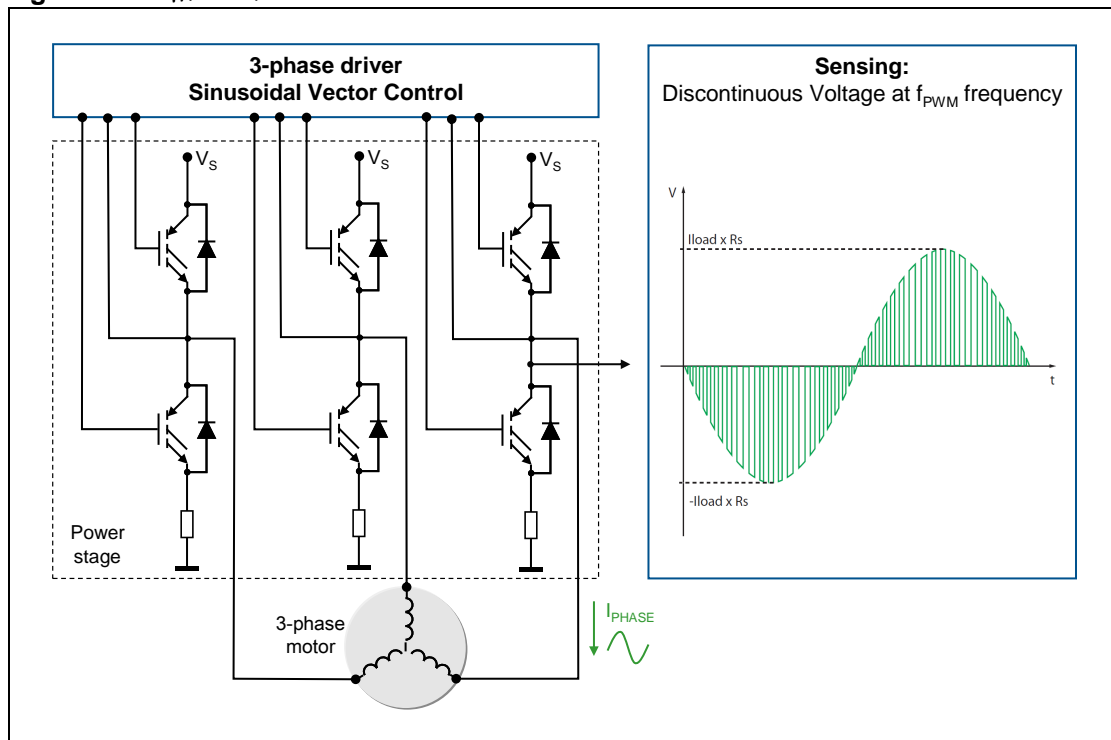
$$R_{NTC} \cdot I^2 = R_{NTC} \cdot \left(\frac{V_{DD}}{R_{NTC} + R_{OT}} \right)^2 \leq 50mW \quad (9)$$

最後に、NTC サーミスタ信号のノイズ除去のために 10nF~100nF のデカップリングコンデンサ(C_{OT})をつけます。

2.3.11 電流センスオペアンプ

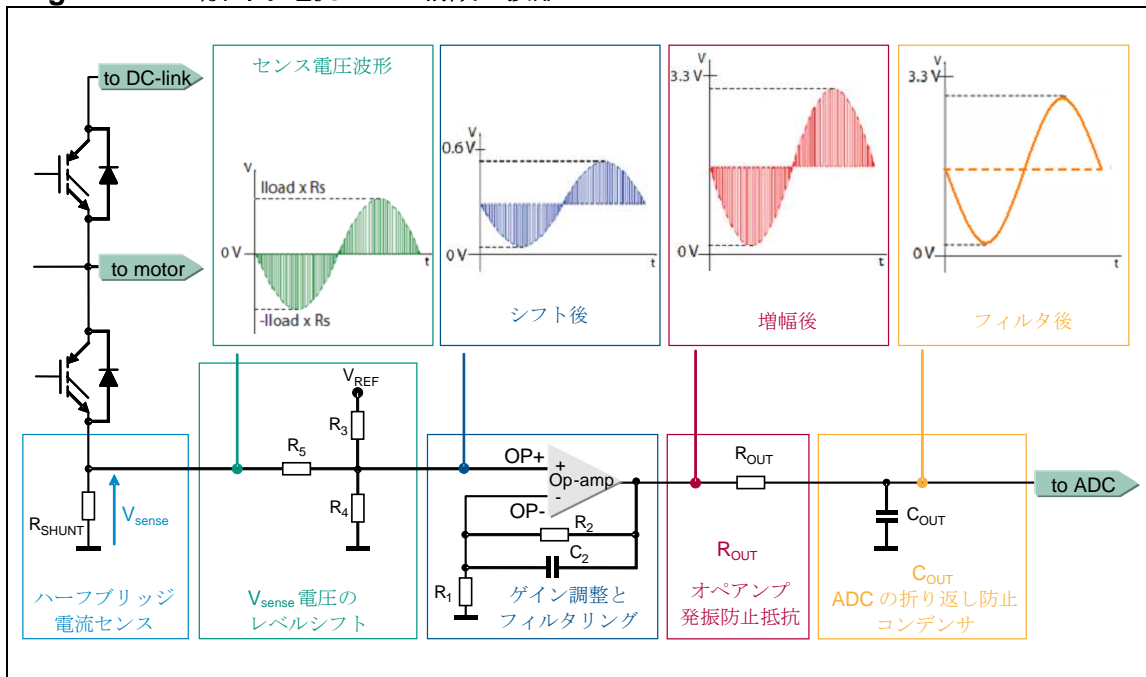
SDIP-38L の SLLIMM は FOC(フィールドオリエンテッドコントロール)向けにオペアンプを 3 つ内蔵しています。典型的な FOC アプリケーションでは 3 つのハーフブリッジの電流をシャント抵抗でモニタしています。連続的な電流変動はハーフブリッジをコントロールする PWM と同じ周期の離散的な電圧値に変換されます。これはバイポーラのアナログ信号で、電流の方向は電圧の極性に反映されます。(Figure21 参照)

Figure 21: 3 相システム



この電圧値は AD コンバータから読み取る必要がありますが、AD コンバータのダイナミックレンジを最大限利用するためにレベルシフト、ゲイン調整の必要があります。Figure 22 に一般的な構成例と波形例を示します。

Figure 22: 一般的な電流センス構成と波形



ベクトル制御に使用される AD コンバータのフルスケールは通常約 3.3V です。電圧として読み込まれた値はシフトされてフルスケールの 1/2 (1.65V) シフトされて、想定される最大電圧が AD コンバータのフルスケールに合うようにゲイン調整されます。

いくつかのセンス回路についてはユーザーマニュアル UM0969, UM0900, UM1036 にも紹介がありますので参照可能です。

2.3.12 ブートストラップ回路

3 相インバータの IGBT のローサイドのエミッタは共通リファレンス GND としてマイナス DC (V_{DC-}) に接続され、ローサイドのゲートドライバからも共通となります。一方ハイサイド IGBT のエミッタは動作状態中に V_{DC+} と V_{DC-} が切り替わります。ゲートドライバ電圧 V_{GE} の基準となるエミッタが V_{DC+}/V_{DC-} と切り替わるための V_{GE} を安定してドライブするのは一見困難です。しかし、ブートストラップ回路を使用することでシンプルで安価なハイサイドのドライブ電圧を実現できます。

ブートストラップ回路は通常高耐圧のファスト・リカバリ・ダイオードを使用して実現されます。SLLIMM ファミリーはブートストラップ回路用ダイオードを内蔵しているため外部にダイオードが必要ありません。(特許取得済み) 高耐圧 DMOS がローサイドのドライバと同期して動作します。内部のチャージポンプが DMOS ドライバ電圧を供給します。Figure 23 にブートストラップ回路の動作を示します。

このブートストラップ回路は **3** つのハーフブリッジでそれぞれに組み込まれており、同様に動作します。

2.3.13 ブートストラップコンデンサの選択

ブートストラップコンデンサのサイズは、単純にはハイサイドのドライバがフローティングで、IGBT ゲートの一回のドライブに必要な充電電荷量だけから計算します。この場合は IGBT ドライブに使われる PWM の デューティー比や、PWM 変調(6 ステップ、12 ステップ、サイン波)の影響は考慮していませんが、実際はそれぞれの用途に応じて最適なブートストラップコンデンサを決める必要があります。

ブートストラップコンデンサの充電時はローサイドの IGBT が ON になり、 V_{CBOOT} 電圧は式(10)のようになります。

$$V_{CBOOT} = V_{CC} - V_F - V_{RDS(on)} - V_{CE(sat)max} \quad (10)$$

V_{CC} : ゲートドライバ電源電圧

V_F : ブートストラップダイオード順電圧

$V_{CE(sat)max}$: ローサイド IGBT のエミッタ-コレクタ電圧間最大電圧

$V_{RDS(on)}$: DMOS の ON 電圧ドロップ

IGBT ゲートに電荷を供給することで V_{CBOOT} 電圧は低下しますが、IGBT を ON しつづけられる電圧を保つだけの C_{BOOT} コンデンサ容量を持つ必要があります。IGBT が ON の間の電圧低下最小値(ΔV_{CBOOT})は式(11)のように計算されます。

$$\Delta V_{CBOOT} = V_{CC} - V_F - V_{RDS(on)} - V_{GE(min)} - V_{CE(sat)max} \quad (11)$$

また、 V_{CBOOT} はブートストラップ ON スレッショルド(V_{BV_thON})以上でなければなりません。

$$V_{CBOOT(min)} > V_{BS_thON} \quad (12)$$

$V_{GE(min)}$: ハイサイド IGBT のエミッターコレクタ間最小電圧

V_{BS_thON} : ブートストラップ ON スレッショル電圧(データシート参照)

V_{CBOOT} 電圧低下要因を考慮して、ハイサイド IGBT が ON の間に供給する電荷は式(13)のように計算されます。

$$Q_{TOT} = Q_{GATE} + (I_{LKGE} + I_{QBO} + I_{LK} + I_{LKDiod} + I_{LKC}ap) \cdot t_{Hon} + Q_{LS} \quad (13)$$

Q_{GATE} : IGBT ゲートチャージのトータル電荷

I_{LKGE} : IGBT ゲート・エミッタ間リーク電流

I_{QBO} : ブートストラップ回路自己消費電流

I_{LK} : ブートストラップ回路リーク電流

I_{LKDiod} : ブートストラップダイオードリーク電流

I_{LKCap} : ブートストラップコンデンサリーク電流(電解コンデンサ使用時のみ)

t_{Hon} : ハイサイド ON 時間

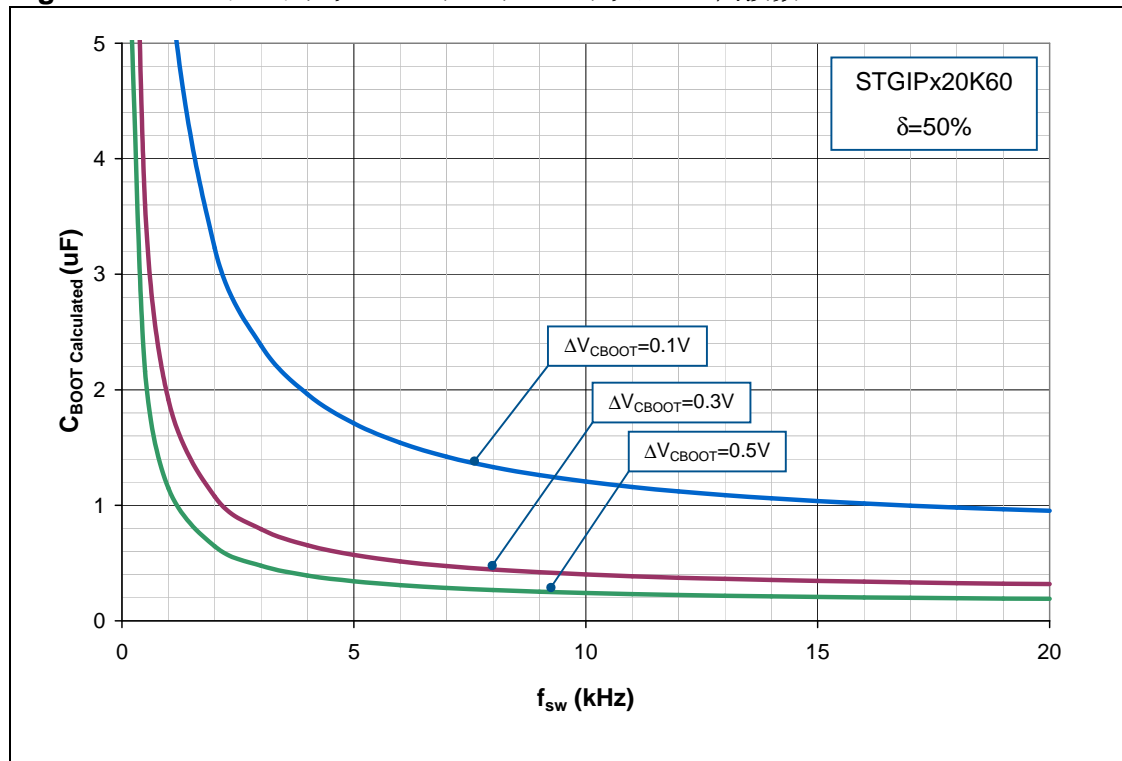
Q_{LS} : 内部のレベルシフタに必要な電荷

最終的にブートストラップコンデンサの最小値は式(14)のようになります。

$$C_{BOOT} = \frac{Q_{TOT}}{\Delta V_{CBOOT}} \quad (14)$$

ブートストラップの選択を容易にするため、式 14 に基いて Figure 24 にブートストラップコンデンサ容量とスイッチング周波数の関係を最小許容低下電圧(ΔV_{CBOOT})毎に示します。このグラフは STGIPS20K60 と STGIPL20K60 (ワーストケース)で計算し、デューティサイクルは 50%で変調はサイン波です。その他の全てのデバイス用ブートストラップコンデンサ容量も同じグラフから計算できます。

Figure 24: ブートストラップコンデンサとスイッチング周波数



PWM コントロールやさらなるリーク電流、それからボードレイアウトの影響から最悪の状況を考慮すると、実際のコンデンサ容量は Figure 24 から求められた値の 2~3 倍とする必要があります。また、ブートストラップコンデンサは ESR の低いことがもとめられ、電解コンデン

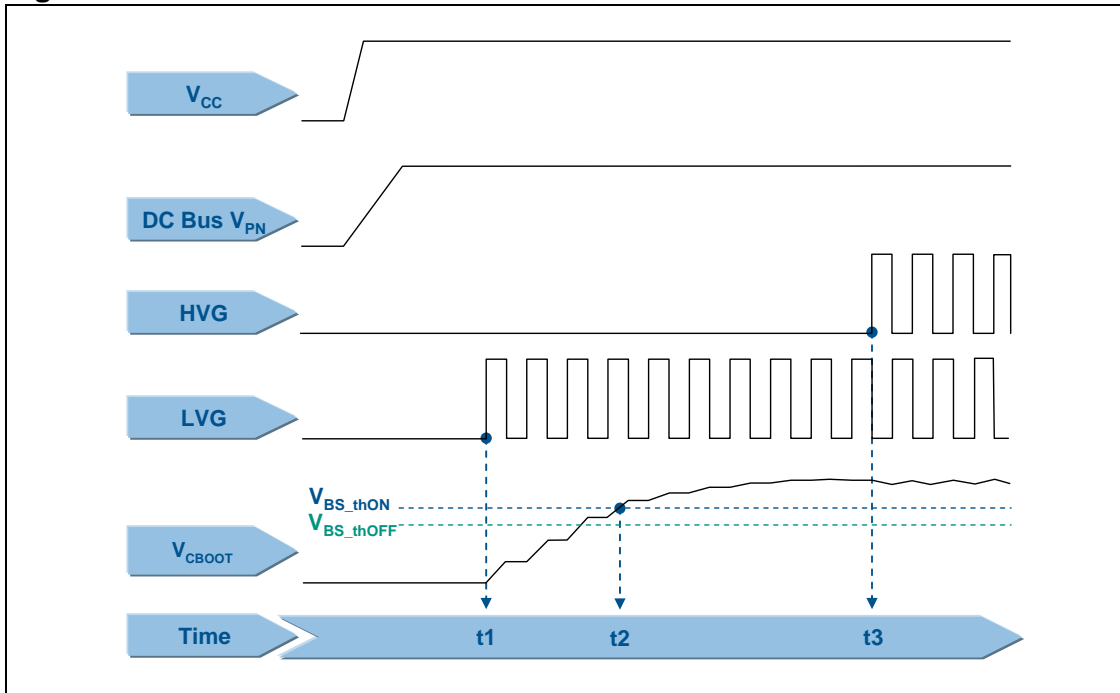
サを使用する場合はセラミックコンデンサを電解コンデンサに並列に SLLIMM のピンに直接おくことが推奨されます。

2.3.14 ブートストラップコンデンサの初期充電

電源投入時にブートストラップコンデンサは初期充電時間(t_{CHARGE})で充電されて、式(12)で示されたように V_{CBOOT} は ON スレッショルド $V_{\text{BS_thON}}$ を超える必要があります。通常動作時は V_{CBOOT} は常にブートストラップ OFF スレッショルド($V_{\text{BS_thOFF}}$)を以上を保つ必要があります。電源投入時は最初ローサイド IGBT のみが ON になる期間があり、その後 PWM 動作が開始します。その様子を Figure 25 に示します。

- t_1 : ブートストラップコンデンサはローサイド IGBT を経由して充電を開始します。
- t_2 : ブートストラップコンデンサ電圧(V_{CBOOT}) はブートストラップ ON スレッショルド電圧に到達します。
- t_3 : ブートストラップコンデンサの充電が完了しハイサイド IGBT ゲートチャージのための電荷供給が開始されます。ブートストラップコンデンサはローサイド IGBT が ON の間に再充電されます。

Figure 25: ブートストラップコンデンサの初期充電



この初期充電の時間は式(15)で計算されますが、安全のため少なくともこの 3 倍は見る必要があります。

$$t_{CHARGE} \geq \frac{C_{BOOT} \cdot R_{DS(on)}}{\delta} * \ln\left(\frac{V_{CC}}{\Delta V_{CBOOT}}\right) \quad (15)$$

δ は PWM のデューティ比で $R_{DS(on)}$ は 120 Ω がデータシートにある標準値です。

実用的な例として PWM 周波数 12.5kHz、デューティ比 50%、 $\Delta V_{CBOOT} = 0.1$ V のモータ制御を考えます。ゲートドライバ電源(V_{CC})は 17.6V です。Figure 24 を参考にブートストラップコンデンサは 1.5 μ F と選べますが、実際の容量 C_{BOOT} はレイアウト等の影響を考慮して、その 2~3 倍の 3.0~4.5 μ F になります。実際に入手可能な容量値を選択して 3.3 μ F とします。すると式(15)から初期充電時間は次のように計算されます。

$$t_{CHARGE} \geq \frac{3.3 \cdot 10^{-6} \cdot 120}{0.5} \cdot \ln\left(\frac{17.6}{0.1}\right) = 4ms \quad (16)$$

安全のため初期充電時間は、少なくともその 3 倍の 12ms とします。

3 パッケージ

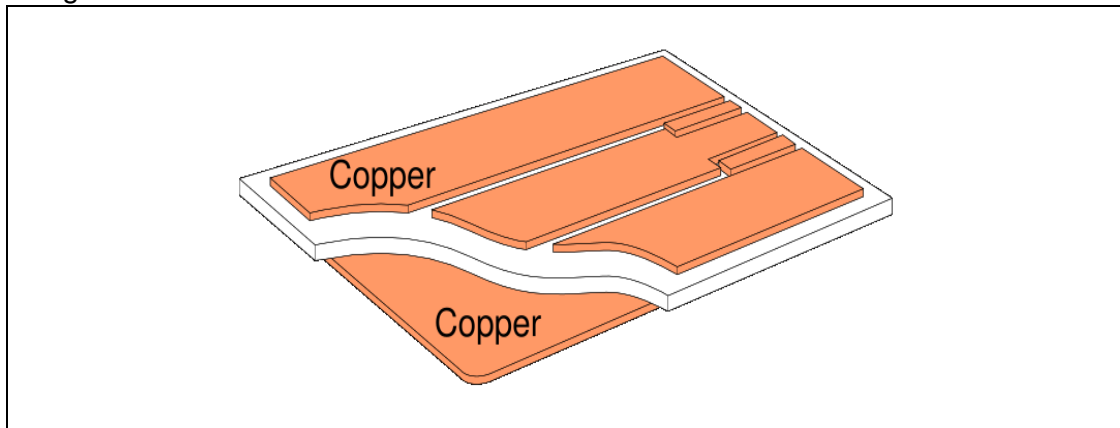
SLLIMM はコンパクトなパッケージで高電力密度、優れた放熱特性、絶縁特性(>2500 V_{RMS})を提供します。SDIP はトランスファモールド構造のデュアルインラインパッケージで 25 ピンと 38 ピン (SDIP-25L) のパッケージが使用可能です。パッケージ内で制御回路は PCB 基板に実装されていて、パワーステージには最先端の DBC テクノロジーが採用されています。問題を引き起こす可能性のあるあらゆる空隙を防ぐために真空はんだ付けプロセスが採用されています。それらによる放熱性能と損失低減は SLLIMM ファミリの信頼性の向上につながっています。

SLLIMMはトランスファモールド法、DBCテクノロジー、真空はんだ付け等の技術と内部設計の最適化により、優れた放熱特性、温度変化を繰り返す中での優れた安定性、高信頼性を小型・最適なコストで提供します。

3.1 DBC 基板

DBC はダイレクト・ボンディング・銅を指し、Figure 26 のように銅とセラミックを直接接合させるプロセスを示します。元々大電力の半導体モジュールでは電氣的絶縁と温度管理に優れているため、銅基板を直接接合する技術が使われてきました。

Figure 26: DCB 基板



DBC テクノロジーの優れた点は、まず厚い銅のメタライゼーションにより大電流を流せることと、次に銅の表面での熱膨張係数がシリコンに近いことです。

DBC はアルミナセラミック (Al_2O_3) に直接接合された 2 層の銅プレートを持ちます。DBC はそれまで使用されていたような銅の重く、厚いプレートに代わって非常に薄い基板を提供します。

いくつかの層で構成される DBC 基板を持つ SLLIMM は、他に比べて非常に低い熱抵抗を持ちます。

DBC セラミック基板の特徴

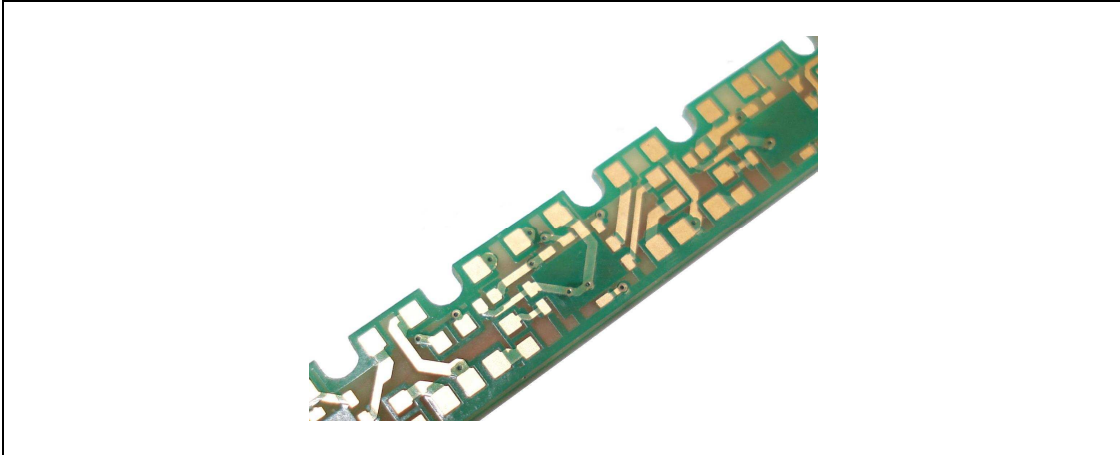
DBC のもつ特徴は、その物理的な強さです。優れた形状安定強度や接合強度をもち、腐食耐性にも秀でています。その他にも以下のような点が挙げられます。

- 卓越した絶縁性能
- 優れた放熱性能
- 熱膨張係数がシリコンに近くインターフェース層が不要
- 熱拡散率
- プリント基板か絶縁型金属基板(IMS)のような構成
- 環境負荷が少ない

3.2 PCB

PCB(プリント基板)はゲートドライバ IC を実装しこれらの電流経路を接続します。PCB 基板を使うと、先進機能を追加したり、ゲートドライバの最適なバイアスを提供するための受動部品(抵抗やコンデンサなど)いくつか追加したりと、さまざまな回路調整が可能です。例えば、ゲートドライバのピンに直接フィルタコンデンサを実装して SLLIMM のノイズ耐性を改善し、ユーザへより安全な使用条件を提供します。Figure 27 に内部 PCB の詳細を示します。

Figure 27: PCB 構造



3.3 パッケージ構造

Figure 28 と Figure 29 に SDIP-25L と SDIP-38L の内部構造を示します。

Figure 28: SDIP-25L パッケージの概観と内部構造

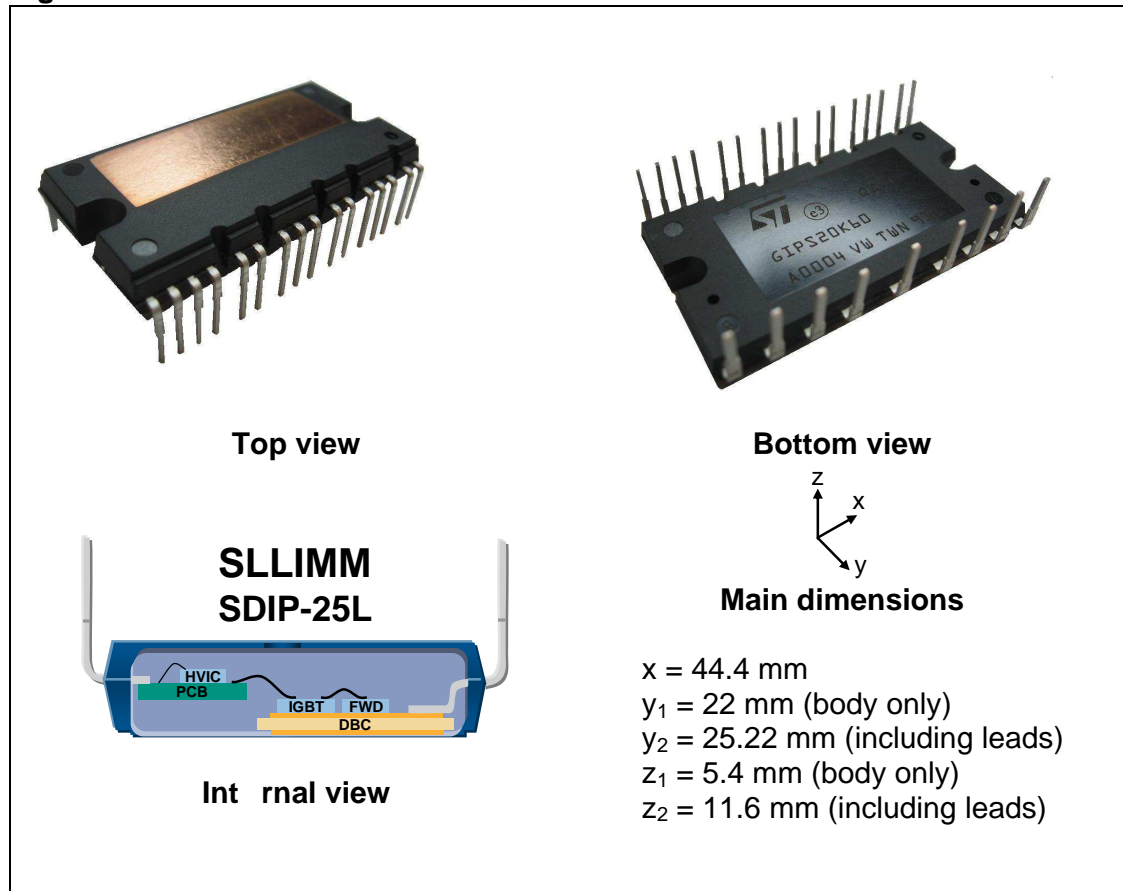
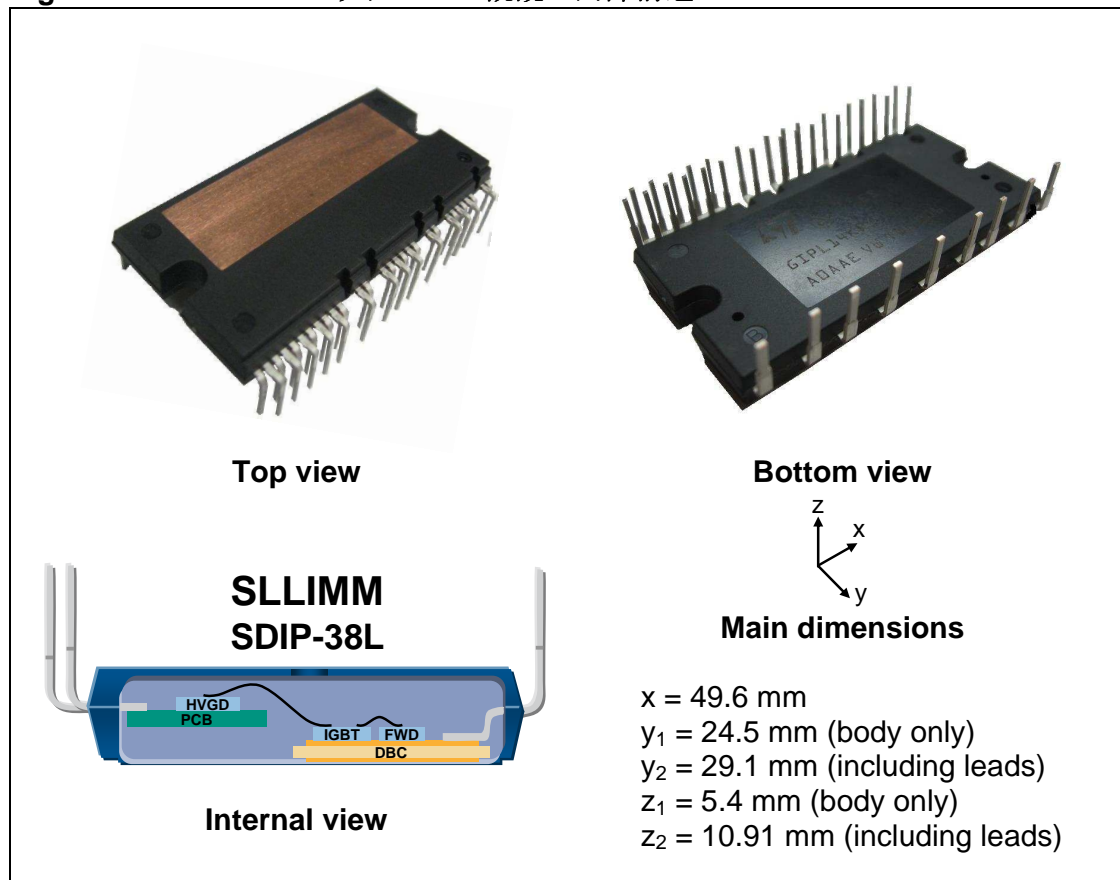


Figure 29: SDIP-38L パッケージの概観と内部構造



3.4 パッケージ外形と寸法

Figure 30: SDIP-25L パッケージのパッケージ外形と寸法

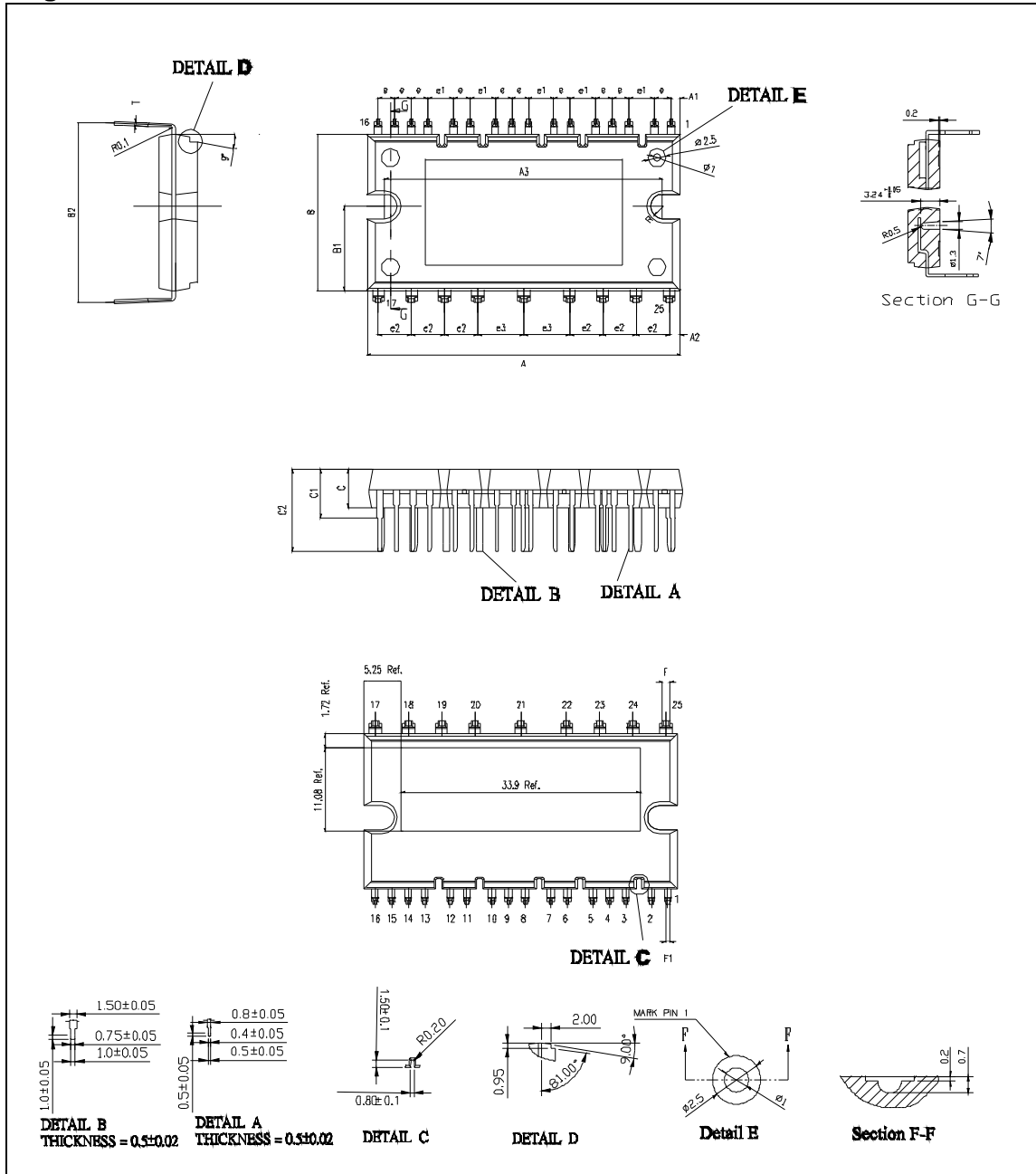


Table 9: SDIP-25L パッケージ寸法

Dimension	(mm)		
	Min.	Typ.	Max.
A	44		44.8
A1	0.95		1.75
A2	1.2		2
A3	39		39.8
B	21.6		22.4
B1	11.45		12.25
B2	24.83	25.22	25.63
C	5		5.8
C1	6.4		7.4
C2	11.1		12.1
e	1.95	2.35	2.75
e1	3.2	3.6	4
e2	4.3	4.7	5.1
e3	6.1	6.5	6.9
F	0.8	1	1.2
F1	0.3	0.5	0.7
R	1.35		2.15
T	0.4	0.55	0.7

Figure 31: SDIP-38L パッケージのパッケージ外形と寸法

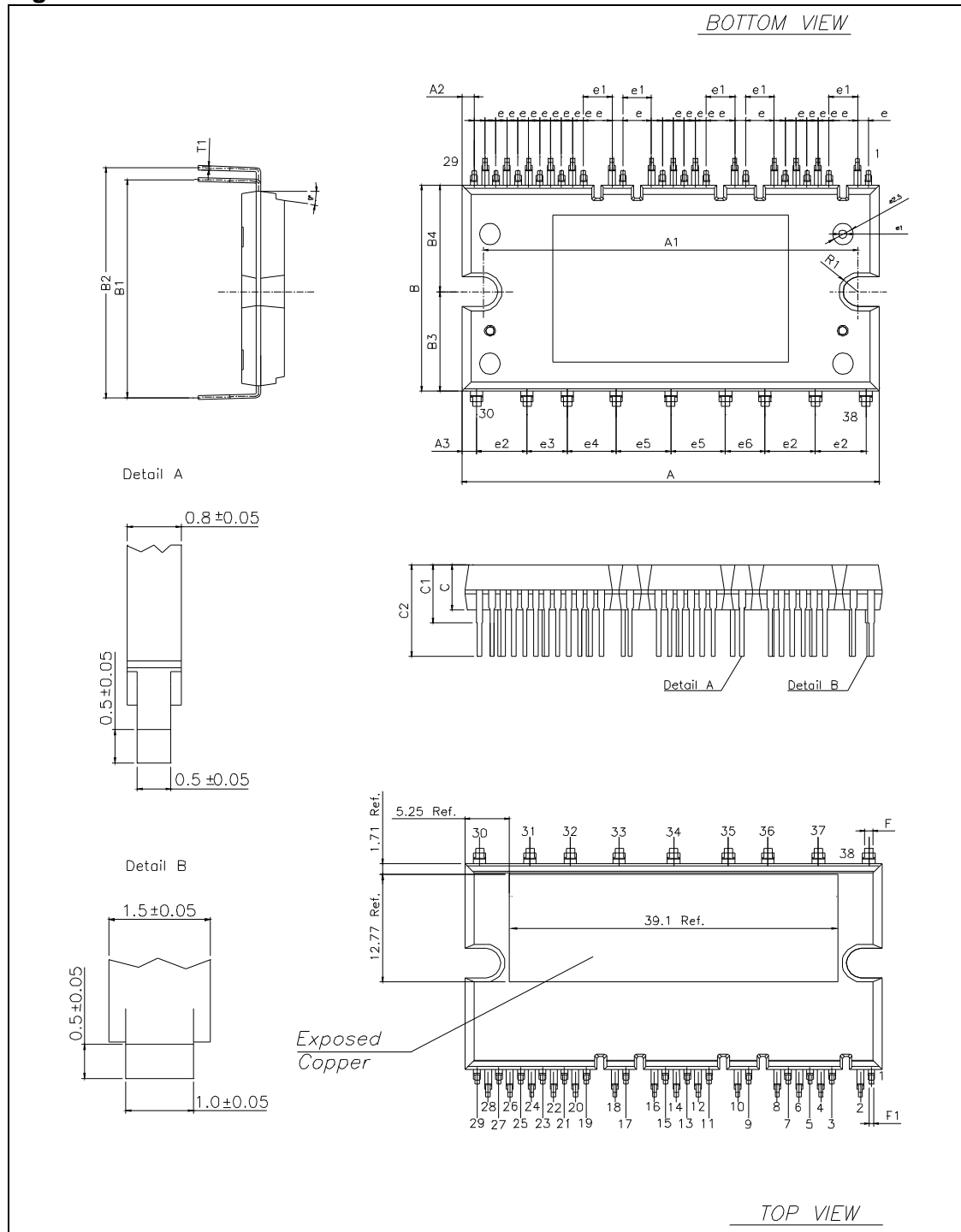


Table 10: SDIP-38L パッケージ寸法

Dimension	(mm)		
	Min.	Typ.	Max.
A	49.1		50.1
A1	44.1		45.1
A2	1.37		1.47
A3	1.23		2.23
B	24		25
B1	27.1	27.6	28.1
B2	28.6	29.1	29.6
B3	11.25		12.45
B4	12.05		13.25
C	5		6
C1	6.4		7.4
C2	10.41		11.41
e	1.1	1.3	1.5
e1	3.2	3.4	3.6
e2	5.8	6	6.2
e3	4.6	4.8	5
e4	5.6	5.8	6
e5	6.3	6.5	6.7
e6	4.5	4.7	4.9
F	0.8	1	1.2
F1	0.35	0.5	0.65
R1	1.3		2.1
T1	0.45	0.55	0.65

3.5 入出力ピン

ここでは SLLIMM の入出力ピンを紹介します。より詳細な推奨レイアウトについては 5.1 を参照してください。

Figure 32: Pinout of SDIP-25L package

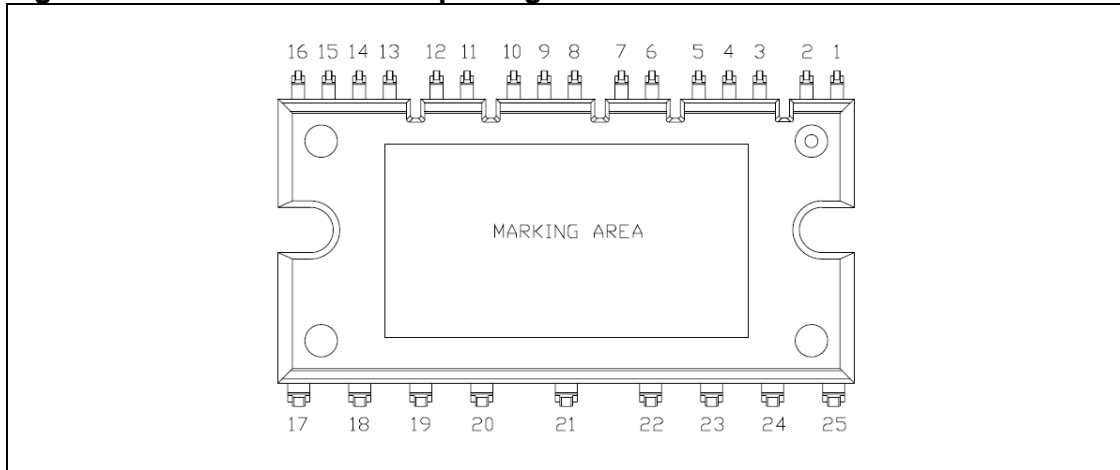


Table 11: SDIP-25L パッケージ入出力ピン

Pin #	Name		Description	
	STGIPS10K60A	STGIPS14K60 STGIPS20K60	STGIPS10K60A	STGIPS14K60 STGIPS20K60
1	OUT _U		U 相ハイサイドドリファレンス出力	
2	V _{bootU}		U 相ブートストラップ電圧	
3	LIN _U	$\overline{\text{LIN}}_{\text{U}}$	U 相ローサイド駆動入力 (アクティブハイ)	U 相ローサイド駆動入力 (アクティブロー)
4	HIN _U		U 相ハイサイド駆動入力	
5	V _{CC}		電源	
6	OUT _V		V 相ハイサイドドリファレンス出力	
7	V _{bootV}		V 相ブートストラップ電圧	
8	GND		Ground	
9	LIN _V	$\overline{\text{LIN}}_{\text{V}}$	V 相ローサイド駆動入力 (アクティブハイ)	V 相ローサイド駆動入力 (アクティブロー)
10	HIN _V		V 相ハイサイド駆動入力	
11	OUT _W		W 相ハイサイドドリファレンス出力	
12	V _{bootW}		W 相ブートストラップ電圧	
13	LIN _W	$\overline{\text{LIN}}_{\text{W}}$	W 相ローサイド駆動入力 (アクティブハイ)	W 相ローサイド駆動入力 (アクティブロー)
14	HIN _W		W 相ハイサイド駆動入力	
15	T ₁	$\overline{\text{SD}} / \text{OD}$	NTC サーミスタ 1	SD 入力 (アクティブロー) / オープンドレイン (コンパレータ出力)
16	T ₂	CIN	NTC サーミスタ 2	コンパレータ入力
17	N _W		W 相マイナス DC 入力	
18	W		W 相出力	
19	P		プラス DC 入力	
20	N _V		V 相マイナス DC 入力	
21	V		V 相出力	
22	P		プラス DC 入力	
23	N _U		U 相マイナス DC 入力	
24	U		U 相出力	
25	P		プラス DC 入力	

Figure 33: Pinout of SDIP-38L package



Table 12: SDIP-38L パッケージ入出力ピン

Pin #	STGIPL14K60 STGIPL20K60	
	Name	Description
1	OUT _U	U 相ハイサイドドリファレンス出力
2	V _{bootU}	U 相ブートストラップ電圧
3	LIN _U	U 相ローサイド駆動入力(アクティブロー)
4	HIN _U	U 相ハイサイド駆動入力
5	OP _{-U}	U 相オペアンプ反転入力
6	OP _{OUTU}	U 相オペアンプ出力
7	OP _{+U}	U 相オペアンプ非反転入力
8	CIN _U	U 相コンパレータ入力
9	OUT _V	V 相ハイサイドドリファレンス出力
10	V _{bootV}	V 相ブートストラップ電圧
11	LIN _V	V 相ローサイド駆動入力(アクティブロー)
12	HIN _V	V 相ハイサイド駆動入力
13	OP _{-V}	V 相オペアンプ反転入力
14	OP _{OUTV}	V 相オペアンプ出力
15	OP _{+V}	V 相オペアンプ非反転入力
16	CIN _V	V 相コンパレータ入力
17	OUT _W	W 相ハイサイドドリファレンス出力
18	V _{bootW}	W 相ブートストラップ電圧
19	LIN _W	W 相ローサイド駆動入力(アクティブロー)
20	HIN _W	W 相ハイサイド駆動入力
21	OP _{-W}	W 相オペアンプ反転入力
22	OP _{OUTW}	W 相オペアンプ出力
23	OP _{+W}	W 相オペアンプ非反転入力
24	CIN _W	W 相コンパレータ入力
25	V _{CC}	電源
26	SD / OD	シャットダウン入力 (アクティブロー) /オープンドレイン(コンパレータ出力)
27	GND	Ground
28	T ₂	NTC サーミスタ端子 2
29	T ₁	NTC サーミスタ端子 1
30	N _W	W 相マイナス DC 入力
31	W	W 相出力
32	P	プラス DC 入力
33	N _V	V 相マイナス DC 入力
34	V	V 相出力
35	P	プラス DC 入力
36	N _U	U 相マイナス DC 入力
37	U	U 相出力
38	P	プラス DC 入力

ハイサイドバイアス電圧ピン/ハイサイドバイアス電圧リファレンス

ピン: $V_{bootU-OUT_U}$, $V_{bootV-OUT_V}$, $V_{bootW-OUT_W}$

- ブートストラップにより、IGBT のハイサイドゲートに電圧を供給するシンプルで効率的なフローティング電源を実現します。
- SLLIMM ファミリはブートストラップダイオードを内蔵しているため、外付けにブートストラップダイオードが必要ありません。基板のスペース、部品点数が削減できコストが削減できます。
- ブートストラップ回路により IGBT ハイサイドのための外部電源は必要なくなります。
- ブートストラップコンデンサはローサイドの IGBT が ON の間に V_{cc} から充電されます。
- 電源リップル、ノイズの影響による誤動作を防ぐため、ESR, ESL の低いコンデンサをこれらのピン側に配置します。
- ブートストラップの値はアプリケーションに大きく依存します。(2.3.12 参照)

ゲートドライババイアス電圧

ピン: V_{cc}

- 内部に組み込まれた制御 IC の電源供給ピン
- 電源リップル、ノイズの影響による誤動作を防ぐため、ESR, ESL の低いコンデンサをこれらのピン側に配置します。

ゲートドライバグランド

ピン: GND

- 内部に組み込まれた制御 IC の基準グランドピン
- ノイズの影響を避けるため、主な電力回路の電流がこのピンを通らないようにします。(5.1 参照)

駆動信号入力

ピン: HIN_U , HIN_V , HIN_W ; LIN_U , LIN_V , LIN_W ; $\overline{LIN_U}$, $\overline{LIN_V}$, $\overline{LIN_W}$

- 内蔵 IGBT のコントロール信号入力
- HIN_U , HIN_V , HIN_W ; LIN_U , LIN_V , LIN_W はアクティブハイです。仕様上のスレッショルド電圧を上回る入力に対応する IGBT が ON します。
- $\overline{LIN_U}$, $\overline{LIN_V}$, $\overline{LIN_W}$ はアクティブローです。仕様上のスレッショルド電圧を下回る入力に対応する IGBT が ON します。
- それぞれの入力ピンは可能な限り短くしノイズの影響を受けないようにします。

内部コンパレータ非反転入力

ピン: CIN_U , CIN_V , CIN_W

- 電流センス用シャント抵抗が各相に接続されて短絡検出機能を構成できます。
- シャント抵抗は検出レベルにあったものを選択する必要があります。
- ノイズ除去のため RC フィルタ (通常 $\sim 1\mu s$) を各 CIN ピンに接続します。
- シャント抵抗と各 CIN ピン間の距離はできるだけ短くします。

- もしVref (データシート参照)より高い電圧が入力されるとSLLIMMは自動でシャットダウンして、 \overline{SD} / ODピンがプルダウンされます。

シャットダウン、オープンドレイン

ピン: \overline{SD} / OD

- \overline{SD} / ODピンはEnable/Disableピンとして動作します。
- \overline{SD} / ODピン信号はアクティブローです。これらのピンに仕様上のスレッショルド以下の電圧が入力されると、SLLIMMはシャットダウンして、各ハーフブリッジはトライステートになります。
- \overline{SD} / ODピン状態は、内部ステータス(2.3.6参照)にも接続されていて、コンパレータがトリガすると \overline{SD} / ODピンはFALUTピンとしてプルダウンされます。
- \overline{SD} / ODピンがオープンドレインでプルダウンされるときは、プルアップ抵抗を介して3.3Vか5Vにプルアップされる必要があります。

サーミスタ

ピン: T₁, T₂

- 温度モニタのように内部NTCが使用できます。
- 外付けの分圧抵抗を使って温度変化を電圧でモニタできます。(2.3.10参照)
- IGBTのジャンクション温度が早く変化するのにはNTCでは検出できません。

内蔵オペアンプ (STGIPL14K60,STGIPL20K60のみ)

ピン: OP_U, OP_V, OP_W; OP_{OUTU}, OP_{OUTV}, OP_{OUTW}; OP_U, OP_V, OP_W

- このオペアンプは内部で使用されておらず、完全に自由に使えます
- FOCに最適化されています。
- コンパクトで効率的なレイアウトを可能にし部品点数を減らせます。

プラスDC

ピン: OP

- インバータのプラス電源ピンで、内部でIGBTのハイサイドコントロールに接続されています。レイアウト設計の自由度向上のため同じ機能のピンが3つあります。
- DCリンクコンデンサまでの配線や、PCBレイアウトのインダクタンスによるサージ電圧を抑えるためPピン側にスージングフィルタ用コンデンサをおきます。通常フィルムコンデンサが使われます。

マイナス DC

ピン: N_U, N_V, N_W

- インバータのマイナス電源ピンです。
- IGBTの各相エミッタに接続されています。
- アプリケーションのパワーグラウンドはロジックグラウンドから切り離し、またスター結線のように一点につなげる必要があります。

インバータ出力

ピン: U, V, W

- モータ等のインバータの負荷に接続されます。

4 電力消費と損失

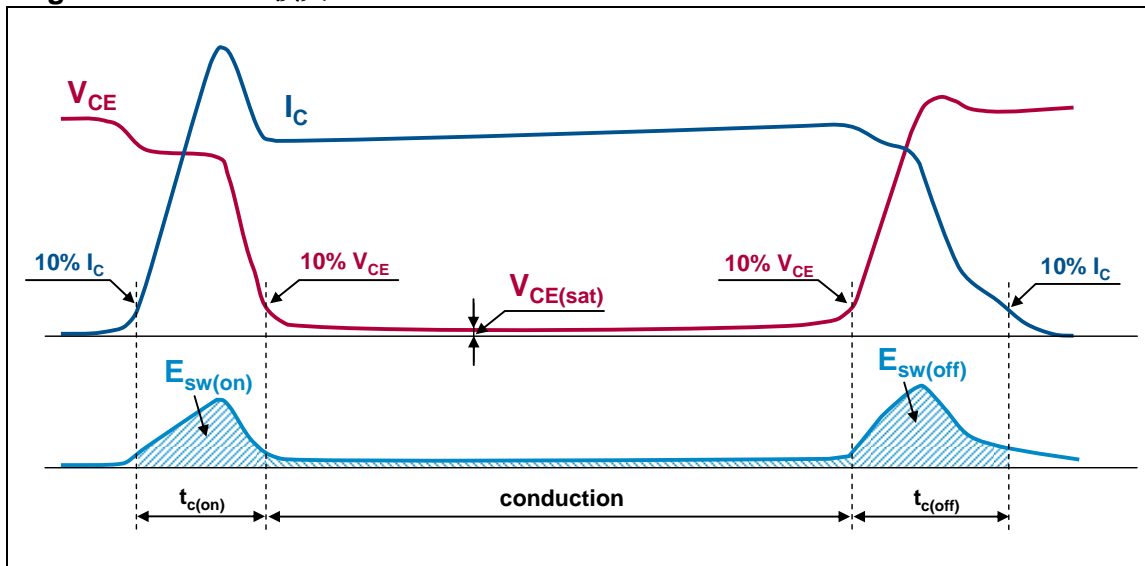
インバータの全損失は定常損失、スイッチング損失、OFF 時損失の合計です。それらは基本的に IGBT とフリーホイーリングダイオードのようなインバータ部のパワーデバイスで発生します。定常損失(P_{cond})は導通状態に ON 抵抗で発生する損失です。また、スイッチング損失(P_{sw})はスイッチが ON/OFF する際に発生する損失であり、OFF 時損失は阻止電圧とリーク電流から発生するもので無視できるレベルの損失です。

したがって全損失はこれら全ての合計になり、式(17)ようになります。

$$P_{\text{tot}} \approx P_{\text{cond}} + P_{\text{sw}} \quad (17)$$

Figure 34 にハードスイッチングの例を示します。通常このようにしてモータドライバ制御などのスイッチングアプリケーションで発生する主な損失を規定します。

Figure 34: IGBT の損失

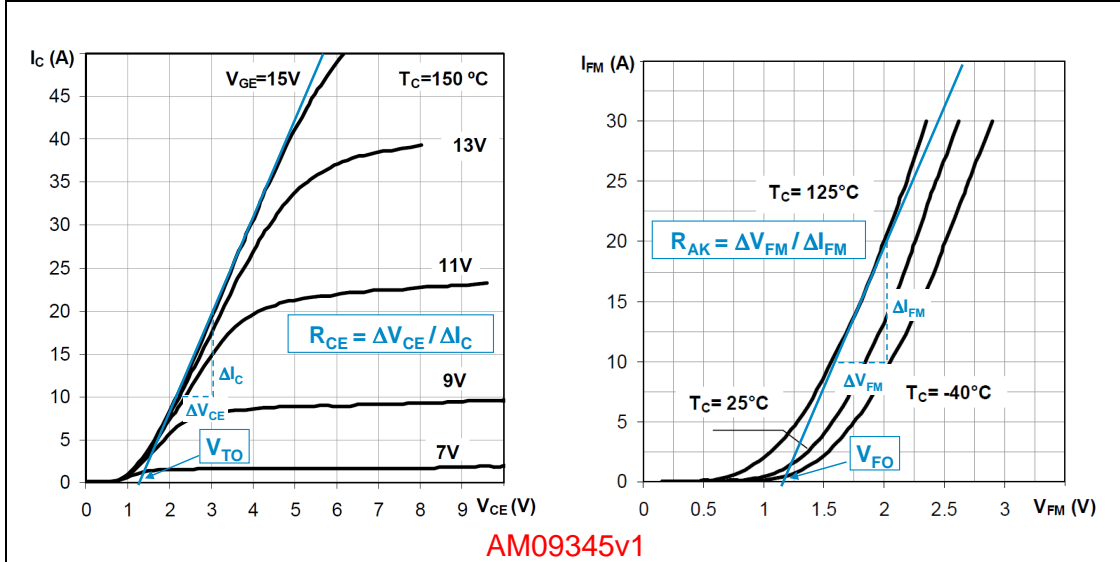


4.1 定常損失

定常損失は IGBT とフリーホイーリングダイオードの定格電流時の順電圧ドロップで発生します。これは IGBT とダイオードの順方向特性の線形近似を使用して計算できます。IGBT のスレ

ヲシヨルド V_{TO} 、ダイオードのスレシヨルド V_{FO} を DC 電圧で表して、コレクタ-エミッタ間の ON 抵抗を R_{CE} 、ダイオードの順方向 ON 抵抗を R_{AK} とした直線近似例を Figure 35(水色)に示します。

Figure 35: IGBT とダイオードの出力特性近似



IGBT、ダイオードのいずれも順方向特性は温度依存性があり、規定された温度以下で検討する必要があります。

IGBT の線形近似は式 18、ダイオードの線形近似は式 19 のようになります。

$$v_{ce}(i_c) = V_{TO} + R_{CE} \cdot i_c \quad (18)$$

$$v_{fm}(i_{fm}) = V_{FO} + R_{AK} \cdot i_{fm} \quad (19)$$

IGBT とダイオードの定常損失は導通電流と電圧の積分からもとめられ、式 18,19 を代入してそれぞれ式 20、21 のようになります。

$$P_{cond_IGBT} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{ce} \cdot i_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{TO} \cdot i_c(t) + R_{ce} \cdot i_c^2(t)) dt \quad (20)$$

$$P_{cond_Diode} = \frac{1}{T} \int_0^T v_f \cdot i_f(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T (V_{FO} \cdot i_f(t) + R_{AK} \cdot i_f^2(t)) dt \quad (21)$$

T は基本周期です。

実際の PWM 変調などを考慮すると SLLIMM の実使用状況での損失を計算することは非常に困難です。そのため以下の想定をします。

1. VVVF インバータを PWM でサイン波に変調している
2. スイッチング周波数は十分高く、出力電流はサイン波になっている
3. 付加は理想インダクタとする

これらの想定のもと、インバータ出力電流は式 22 のようになります。

$$i = \hat{I} \cos(\theta - \phi) \quad (22)$$

\hat{I} : ピーク電流値、 θ : ωt 、 ϕ : 電圧電流間の位相

定常時の電力損失は次のように求められます。 $\left(dt = \frac{d\theta}{\omega}, \quad T = \frac{2\pi}{\omega}\right)$

$$P_{cond_IGBT} = \frac{V_{TO} \cdot \hat{I}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \xi \cos(\theta - \phi) d\theta + \frac{R_{CE} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} \xi \cos^2(\theta - \phi) d\theta \quad (23)$$

$$P_{cond_Diode} = \frac{V_{FO} \hat{I}}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} (1 - \xi) \cos(\theta - \phi) d\theta + \frac{R_{AK} \hat{I}^2}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} (1 - \xi) \cos^2(\theta - \phi) d\theta \quad (24)$$

ξ は PWM のデューティ比で次のように表せます。

$$\xi = \frac{1 + m_a \cdot \cos \theta}{2} \quad (25)$$

m_a は PWM の変調度です。

以上から式 23,24 を計算して定常時の電力損失として、式 26 及び 27 が得られます。

$$P_{cond_IGBT} = V_{TO} \cdot \hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{m_a \cdot \cos \phi}{8} \right) + \frac{R_{CE} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{1}{8} + \frac{m_a \cdot \cos \phi}{3\pi} \right) \quad (26)$$

$$P_{cond_Diode} = V_{FO} \cdot \hat{I} \left(\frac{1}{2\pi} - \frac{m_a \cdot \cos \phi}{8} \right) + \frac{R_{AK} \cdot \hat{I}^2}{2\pi} \left(\frac{1}{8} - \frac{m_a \cdot \cos \phi}{3\pi} \right) \quad (27)$$

IGBT とダイオードをあわせた損失はその合計で次のようになります。

$$P_{cond} = P_{cond_IGBT} + P_{cond_Diode} \quad (28)$$

これは IGBT,ダイオード一つの損失なので、3 相インバータの全損失はこの 6 倍になります。

4.2 スイッチング損失

スイッチング損失は、Figure 34 に示すようにスイッチングの遷移期間(t_{on} 及び t_{off})に発生するパルス状の電力消費です。スイッチング損失はスイッチング遷移中のコレクタ電流とコレクタ-エミッタ間電圧の電力積分として実験波形からも求められます。しかし、計算から損失を求める場合には、実動作中の損失が電圧・電流・温度などの多くのパラメータに依存して変化してしまうため、4.1 節 (4.1 定常損失)と同様の仮定をします。

この仮定の下での OFF から ON、ON から OFF へのそれぞれのスイッチング損失は式 29,30 のようになります。

$$E_{on}(\theta) = \hat{E}_{on} \cos(\theta - \phi) \quad (29)$$

$$E_{off}(\theta) = \hat{E}_{off} \cos(\theta - \phi) \quad (30)$$

$\hat{E}_{on}/\hat{E}_{off}$: T_{jmax} 、と最大 \hat{I}_c の時の最大値、 θ : ωt 、 ϕ : 電圧と電流間の位相
デバイスの損失はそのスイッチング周波数 f_{sw} を考慮して式 31 のようになります。

$$P_{sw} = \frac{I}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}+\phi}^{\frac{\pi}{2}+\phi} (E_{IGBT} + E_{Diode}) \cdot f_{sw} d\theta = \frac{(E_{IGBT} + E_{Diode}) \cdot f_{sw}}{\pi} \quad (31)$$

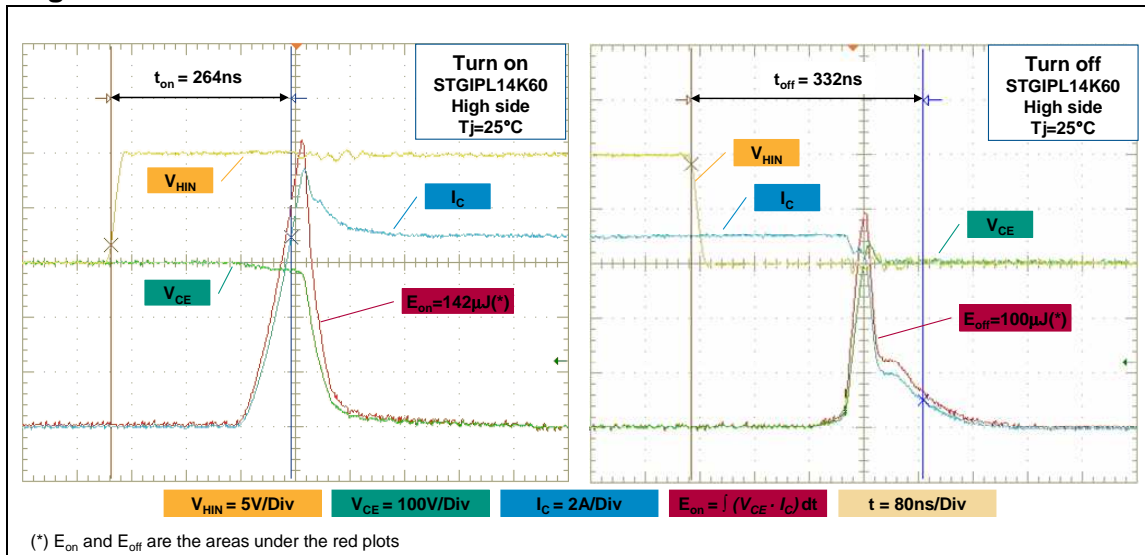
E_{IGBT} と E_{Diode} で IGBT とフリーホイーリングダイオードの全損失を表します。また 3 相インバータの全損失はこの 6 倍になります。

Figure 36 は STGIPL14K60 の実際のターンオンとターンオフの波形です。条件は以下の通りです。

- $V_{PN}=300V$ 、 $I_c=7A$ 、 $T_j=25^\circ C$ 、フルブリッジ、誘導性負荷、波形はハイサイド IGBT

赤の波形が、スイッチング遷移期間に発生するパルス状の損失で、 I_C (シアン)と V_{CE} (緑)の掛け算から求められたものです。それぞれの波形で μJ 表示されているエネルギーはデジタルオシロスコープの積分機能で求められたもので、スイッチング損失のエネルギー値です。

Figure 36: STGIPL14K60 通常のスイッチング波形



4.3 熱抵抗について

動作中に発生する損失によってSLLIMM中の半導体のジャンクション温度が上がり、それは製品の性能と寿命に影響します。また、製品の信頼性と安全ため、ジャンクション温度はデータシートで記載された限界以下でなくてはならず、適切な冷却システムでパワーICから環境へ熱を逃がす必要があります。

もっとも標準的な方法はヒートシンクを使って周囲へ、場合によってはファンを使用して、熱を逃がす方法です。強制エアフローを使わない場合はヒートシンクの大きさは50%以上大きいものがが必要です。適切な放熱方式の選択がアプリケーション設計者にとって最初に必要なようになってくるとともに、放熱設計は高効率と高信頼性のために非常に重要になってきます。そして、パッケージとその熱抵抗が放熱を考える際の基本的な要素になります。

熱抵抗は熱の伝導路の熱伝導能力を定量化したものであり、通常その伝導路の電力消費とそこでの温度上昇から式32のようにあらわされます。

$$R_{th} = \frac{\Delta T}{\Delta P} \quad (32)$$

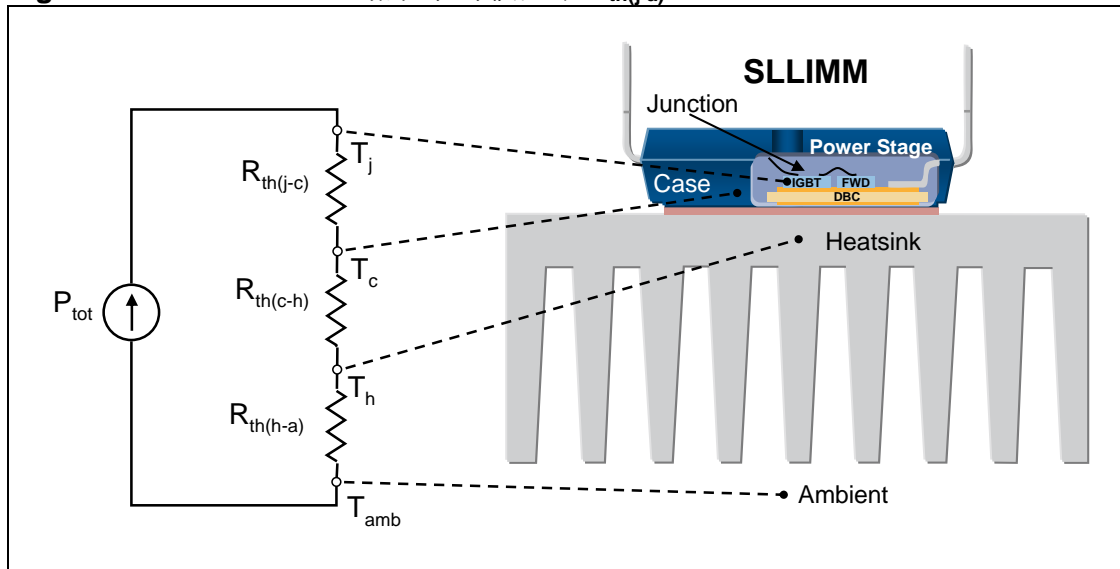
データシートに規定されている熱抵抗は $R_{th(j-a)}$ は自然空冷または強制空冷システムで一般的に使われます。これはジャンクション温度と周囲温度間の温度差を、電力消費で割ったもので、式 33 のようにあらわされます。

$$R_{th(j-c)} = \frac{T_j - T_c}{P_D} \quad (33)$$

SLLIMM ファミリの最先端 DBC テクノロジーによって熱抵抗($R_{th(j-c)}$)がとても低いというメリットが得られます。DBC 基板はヒートシンクへの接触面として使用され、熱抵抗を下げるため熱伝導グリースや他の素材がヒートシンクと DBC の間に使用されます。熱抵抗は当然それらの素材の特性や厚みにも依存します。

基本的にそれらの要素の合計から、熱抵抗($R_{th(j-a)}$)は Figure 37 ようにあらわせます

Figure 37: シングル IGBT 熱抵抗等価回路 $R_{th(j-a)}$



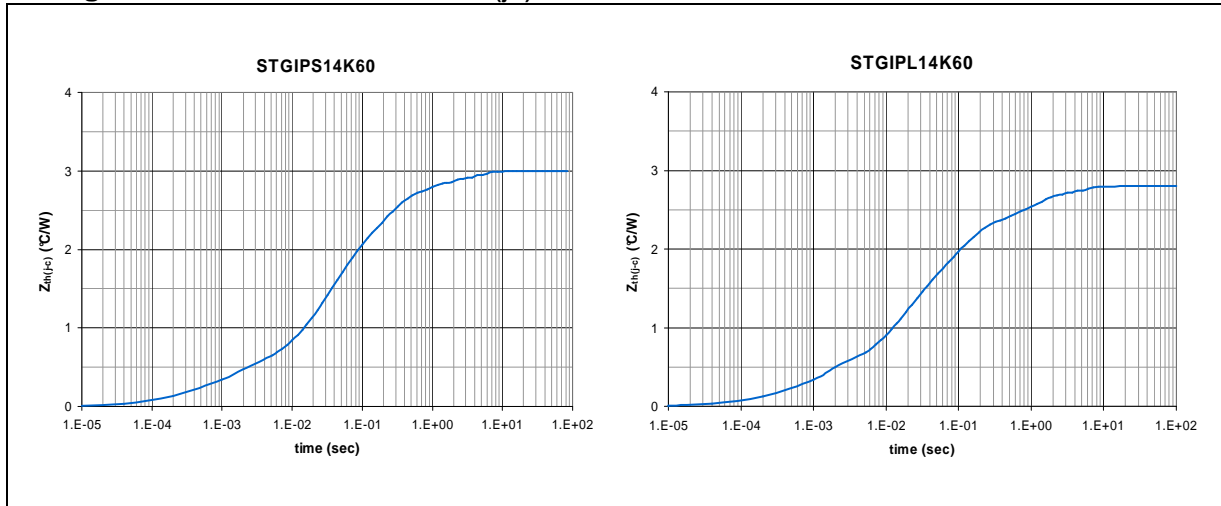
電力損失 P_{tot} は周期的に発生しますので、遷移期間の熱インピーダンスも考慮されなければなりません。これは同じ熱伝導路の温度差の時間変化を対応する電力で割って式 34 のようにあらわされます。

$$Z_{th}(t) = \frac{\Delta T(t)}{\Delta P} \quad (34)$$

先ほどの熱抵抗の抵抗だけのモデルとは異なりますが、熱インピーダンスは RC 回路で等価的にあらわすことができます。損失がパルス状に変化したときは、熱コンデンサの働きでジャンクション温度の上昇に遅れが発生します。この特徴を使うことで SLLIMM の短い時間での過

電流時の熱解析が可能です。Figure 38 にシングル IGBT の SLLIMM 製品でのジャンクションから周囲までの熱インピーダンスの時間変化を示します。ここでの SLLIMM 製品は STGIPS14K60 (SDIP-25L) と STGIPL14K60 (SDIP-38L)です。グラフから分かるように、熱インピーダンスは約 10 秒で飽和します。

Figure 38: 熱インピーダンス $Z_{th(j-a)}$ 特性



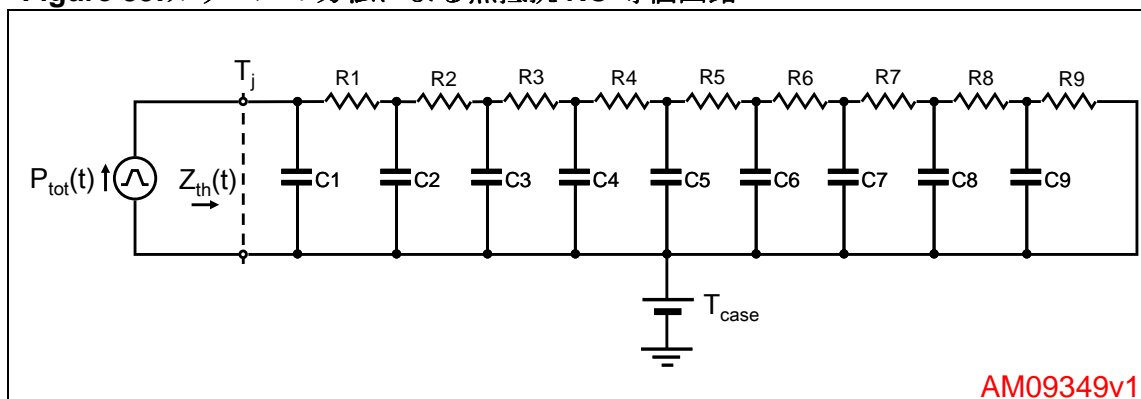
一般的には消費電力も時間変化します。デバイス温度は式34の畳み込み積分をから式35のように計算されます。

$$\Delta T(t) = \int_0^t Z_{th}(t-\tau) \cdot P(\tau) d\tau \quad (35)$$

この計算を実施するにあたってはシミュレーションツールを使うのが非常に便利です。熱インピーダンスの遷移モデルにより時間的に変化するジャンクション温度上昇を簡単に見積もることが可能です。

熱の電氣的モデルを使うことで熱インピーダンス $Z_{th}(t)$ はRC回路であらわせます。RCの繰り返し回路の段数がモデルの精度に該当してきます。シミュレーションでの計算では9段のRCの合成によりモデルの精度を高めています。

Figure 39にカウエルの方法による熱インピーダンスのRC等価回路を示します。

Figure 39:カウエルの方法による熱抵抗 RC 等価回路

熱伝導のRC回路モデルでは熱抵抗と熱容量を、抵抗とコンデンサで表します。温度差はRC回路モデル中の電圧、電力はRC回路モデル中の電流となります。ケース温度はDC電圧源とあらわされジャンクション温度の初期値となります。

熱インピーダンスモデルは測定データに合わせた方程式から生成しています。Table 13にその方程式の変数である抵抗、コンデンサの値を示します。

Table 13: カウエル の RC 熱等価回路定数

Element	STGIPS10K60A	STGIPS14K60	STGIPL14K60	STGIPS20K60	STGIPL20K60
R1 (°C/W)	8.80E-02	1.61E-02	8.15E-03	1.00E-04	3.85E-03
R2 (°C/W)	1.54E-02	9.42E-02	1.07E-01	5.00E-03	1.50E-02
R3 (°C/W)	3.16E-01	1.20E-02	5.00E-02	7.00E-02	5.17E-03
R4 (°C/W)	3.96E-03	3.50E-01	2.00E-01	1.03E-02	4.68E-02
R5 (°C/W)	8.16E-01	5.86E-01	6.57E-01	6.00E-01	4.18E-01
R6 (°C/W)	4.32E-01	1.58E-03	1.00E-02	1.15E-01	6.71E-02
R7 (°C/W)	1.23E-02	7.50E-01	8.00E-01	1.00E-03	1.27E-01
R8 (°C/W)	4.48E-01	1.60E-02	2.00E-02	1.00E-01	6.14E-01
R9 (°C/W)	1.66E+00	1.10E+00	9.50E-01	1.55E+00	1.00E+00
C1 (W·sec/°C)	3.20E-04	9.20E-04	1.00E-03	1.80E-03	1.50E-03
C2 (W·sec/°C)	6.30E-04	9.07E-05	9.96E-05	3.09E-05	9.82E-05
C3 (W·sec/°C)	9.00E-05	1.00E-03	9.59E-05	8.94E-05	9.62E-05
C4 (W·sec/°C)	5.00E-04	4.14E-05	1.85E-05	9.29E-05	9.48E-05
C5 (W·sec/°C)	5.00E-03	1.40E-02	9.68E-03	1.20E-02	9.97E-03
C6 (W·sec/°C)	1.20E-02	3.57E-05	2.00E-02	7.04E-05	7.86E-05
C7 (W·sec/°C)	1.49E-03	3.00E-03	1.76E-03	2.93E-04	2.91E-03
C8 (W·sec/°C)	8.09E-04	5.75E-04	8.27E-04	9.43E-04	5.50E-02
C9 (W·sec/°C)	1.20E-01	1.54E-01	5.00E-01	1.00E-01	6.21E-02

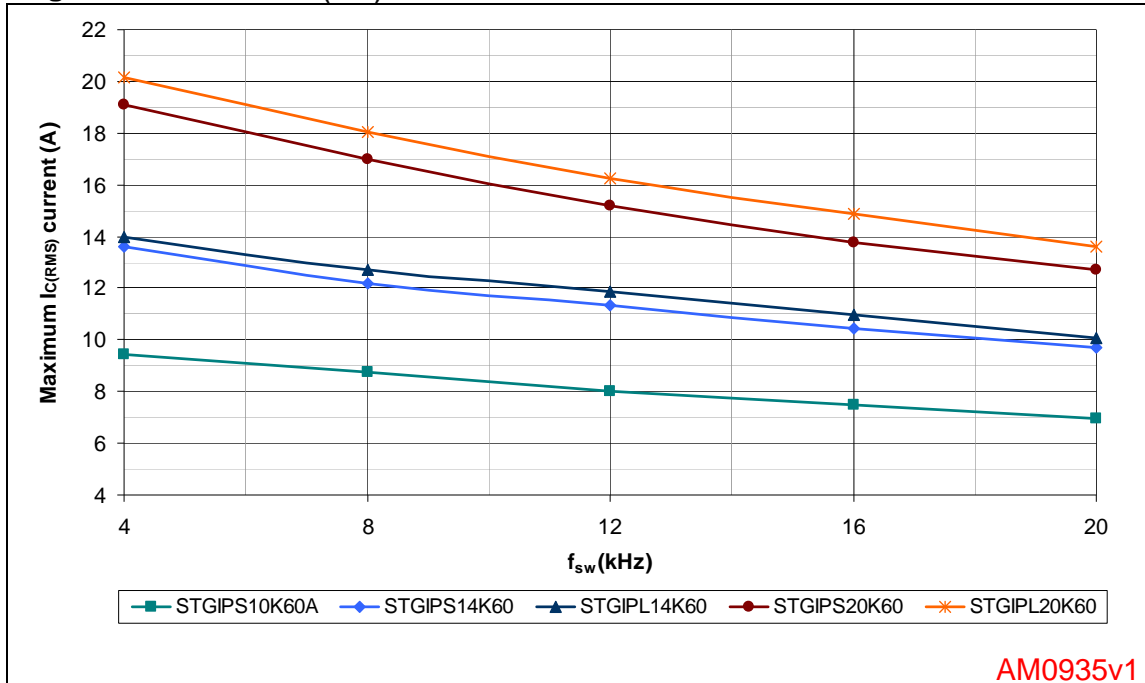
4.4 電力損失計算例

前節まで電力損失の計算と熱の取り扱いについて見てきましたが、それらを利用して、3相VVVFインバータの、最大コレクタ電流とスイッチング周波数特性がシミュレーションできます。ドライブ条件はサイン波変調PWM、6ステップ 120° 通電です。

Figure 40にSLLIMMの安定状態での最大電流を示します。ケース温度が100℃のときの Junction 温度が最大の150℃まで上がった場合になっています。これはシステムの信頼性が保障される一般的な動作条件です。シミュレーションで考慮された条件は以下の通りです。

- $V_{PN} = 300 \text{ V}$, $m_a = 0.8$, $\cos\phi = 0.6$, $T_j = 150 \text{ }^\circ\text{C}$, $T_C = 100 \text{ }^\circ\text{C}$, $f_{SINE} = 60 \text{ Hz}$,
最大の $R_{th(j-c)}$ 、定常時の $V_{CE(sat)}$ と E_{tot}

Figure 40: 最大電流 $I_{C(RMS)}$ vs スイッチング周波数 f_{sw} シミュレーション結果



5 設計と実装のガイドライン

このセクションでは SLLIMM ファミリーを適切に製品に組み込むために、メインレイアウトの最適設計と実装、適切なハンドリングと組み立てについての主要な推奨について紹介します。

5.1 推奨レイアウト

高電圧、高周波スイッチングを使用した製品では、PCBレイアウトの最適化は非常に重要で場合によっては致命的な影響を引き起こします。PCBレイアウト設計は配線長・配線幅や部品・回路の配置場所、配線の適切な引き回しや、さまざまなシステムのトレードオフ関係を持つ要素の調整等、多方面からの検討が必要であり非常に複雑です。

よいレイアウトは、適切な機能と期待された性能を発揮する助けになります。逆に、レイアウト設計がよくなければ、EMIノイズ(放射及び受けとり)の増加や回路寄生成分によるスパイク電圧の上昇が発生し、損失が増加し、さらに制御やセンシングの誤動作を引き起こす要因にもなります。

SLLIMMを使ったコンパクトソリューションは最適化されたゲートドライバ回路を搭載しています。内部は寄生成分を減らすように最適に設計されており、ユーザはグランド回りとノイズフィルタ等の検討に注力することができます。

ここでは3相のアプリケーションを念頭において、レイアウト設計のガイドラインを紹介します。

5.1.1 一般的なガイドライン

- PCB 配線はできるだけ短く、回路はできるだけ小さくしノイズの発生を抑える
- 高電圧スイッチング信号と信号線の距離を保つ。特に各相出力線は大電流、大電圧の変動があるので、信号線はオペアンプ、コンパレータを使うアナログ回路から隔離する。
- センス抵抗 R_{SENSE} はローサイドのピン SLLIMM (N_U , N_V , N_W) のできる限り近くに配置する。また、センス抵抗を SLLIMM のグランドラインに直接つなげることで寄生インダクタンスを減らす。寄生インダクタンスを更に減らすために、低インダクタンスタイプの表面実装抵抗を使用する。
- グランドループを作らないため、シングル配線は 2 箇所の異なった場所でグランド接続する。
- RC フィルタは効果を高めるため、SLLIMM のできるだけピンそば近くに置く。
- サージ破壊を防ぐため、整流コンデンサと P, N ピンの間はできるだけ短く配線する。高周波、高耐圧のノンインダクティブタイプ 0.1 から 0.22 μ F のコンデンサを P と N ピンの間に置くことが推奨される。
- GND や HV のような固定電圧線はデジタル・アナログの信号線をスイッチング(OUT_U , OUT_V , OUT_W 等)から発生するノイズのシールドとして使用可能。
- 一般的にそれぞれのハーフブリッジはスター結線にして、 R_{SENSE} はそれぞれ近くに配置するとともに、パワーグラウンドの近くに置く。

Figure 41 と 42 に全ての SLIMM 製品の標準的な推奨項目をまとめます。

Figure 41: 標準的な推奨項目 1

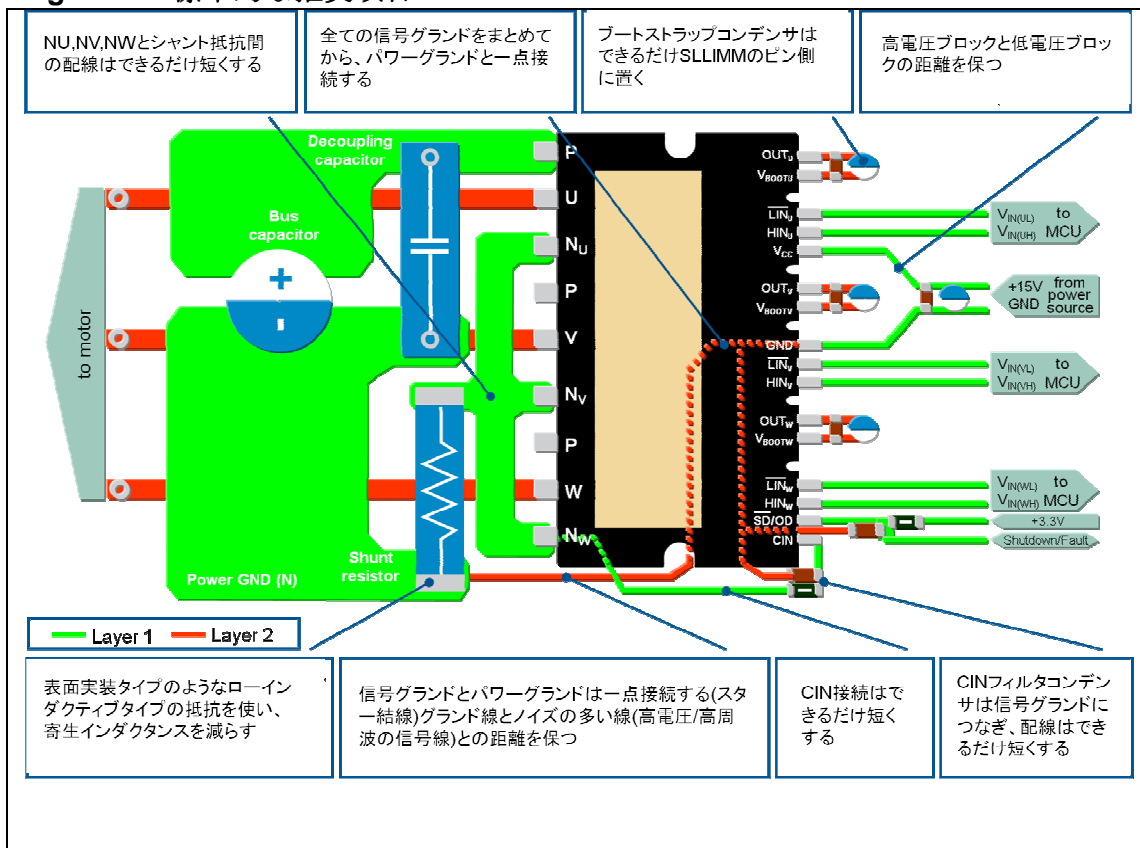
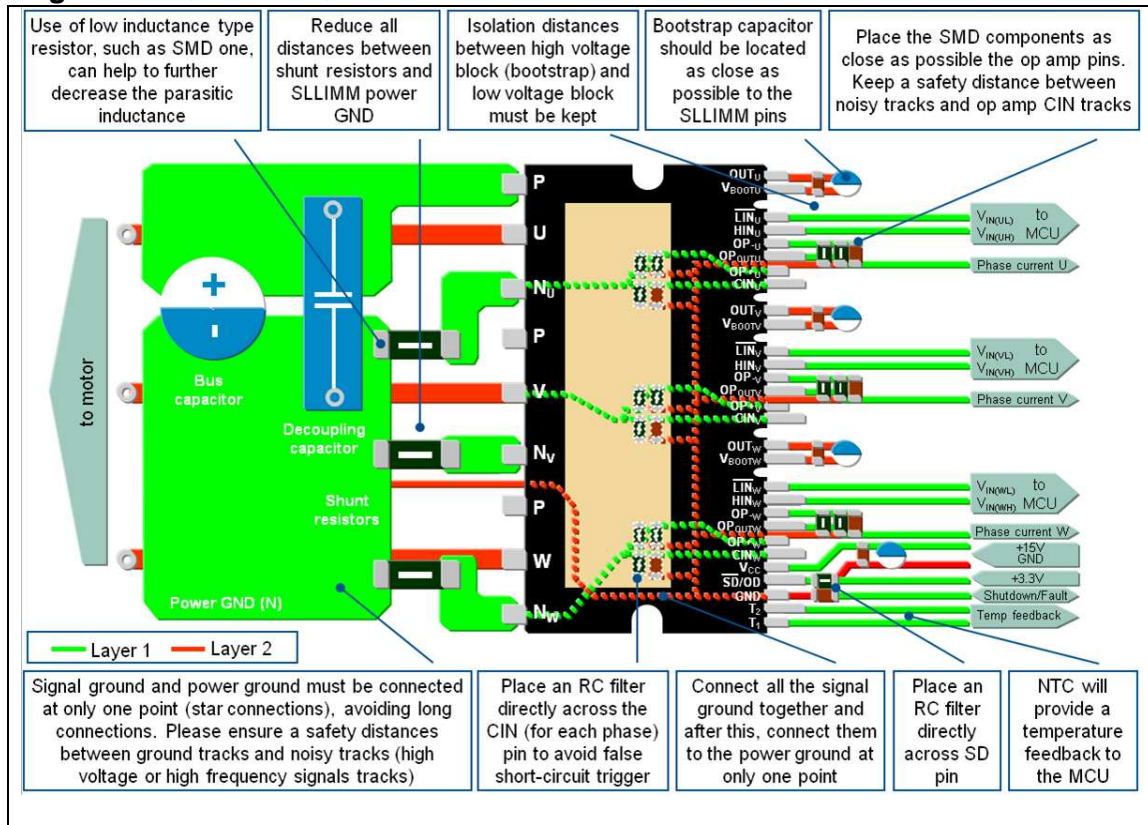


Figure 42: 標準的な推奨項目 2



特にいくつかのレイアウト間違いには注意が必要です。Figure 43, 44 に間違った PCB 設計例を示します。

Figure 43: 悪いレイアウト例 1

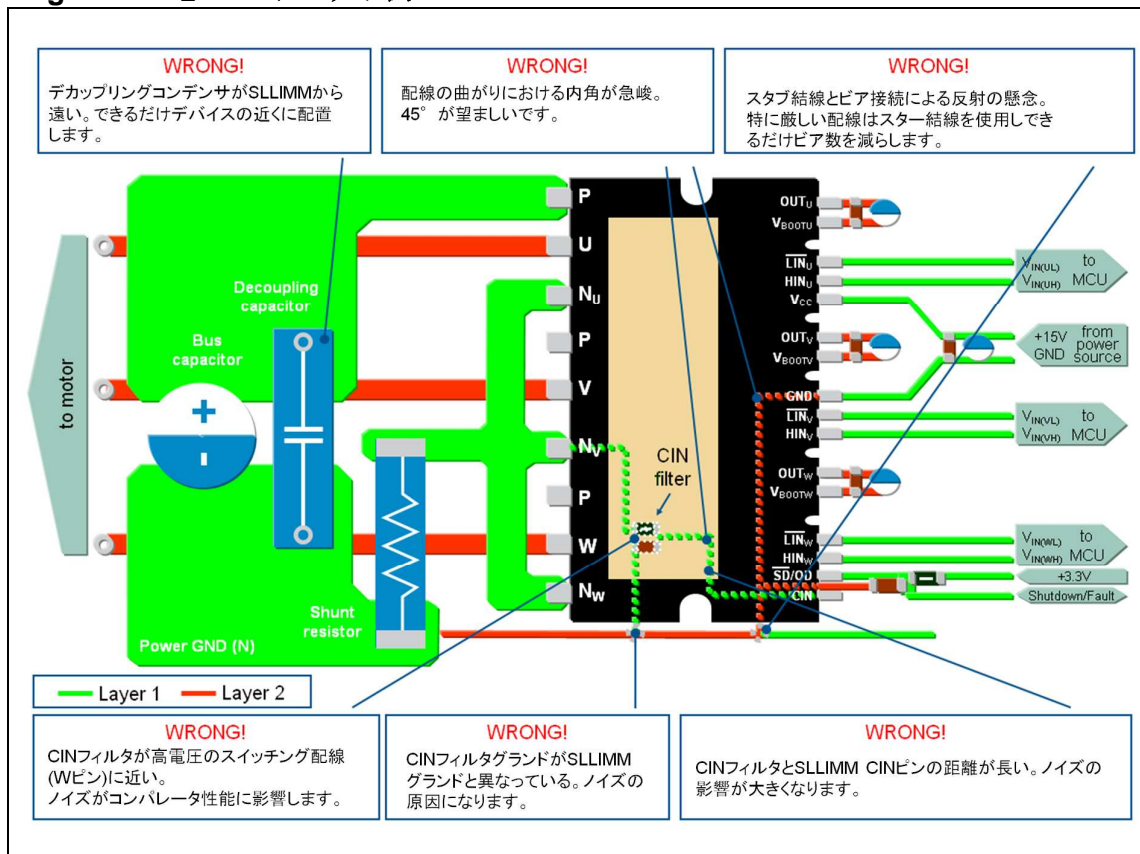
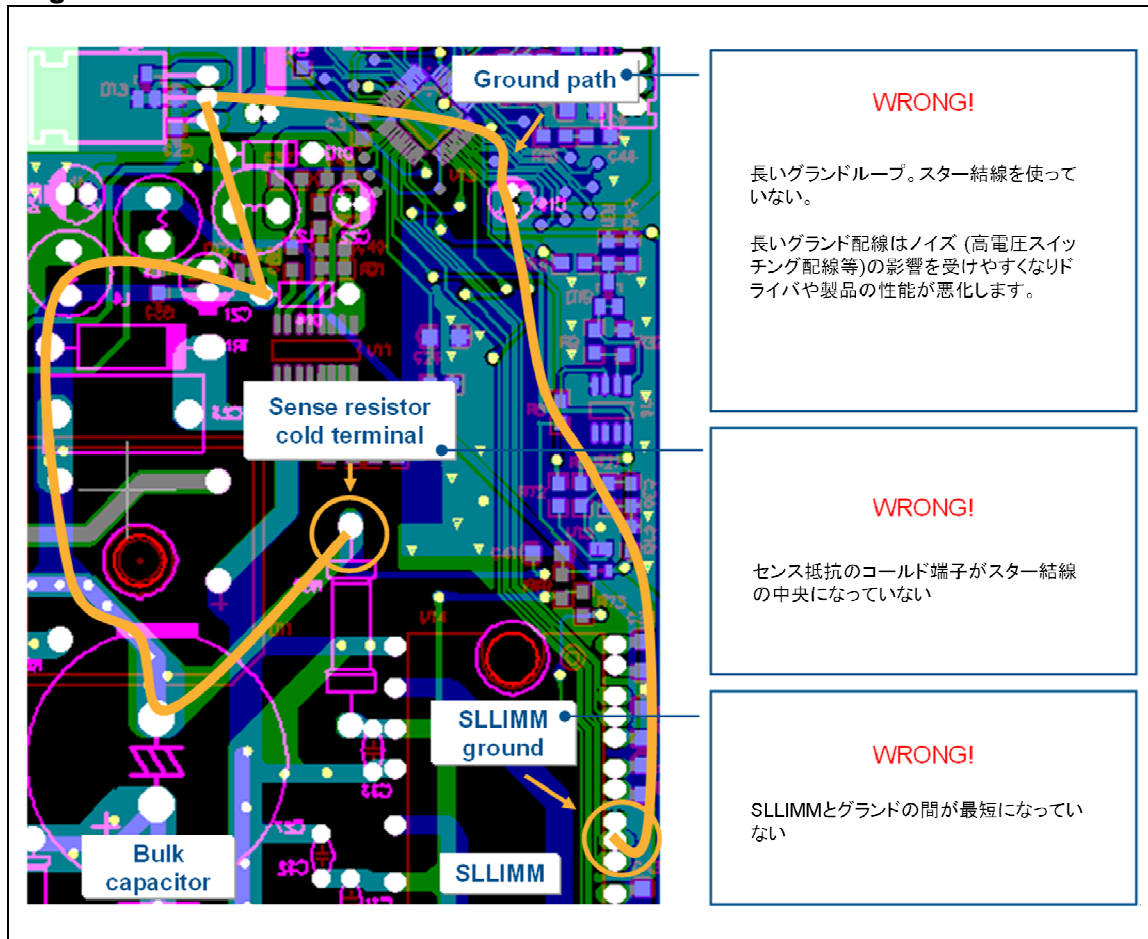


Figure 44: 悪いレイアウト例 2



5.2 実装と放熱

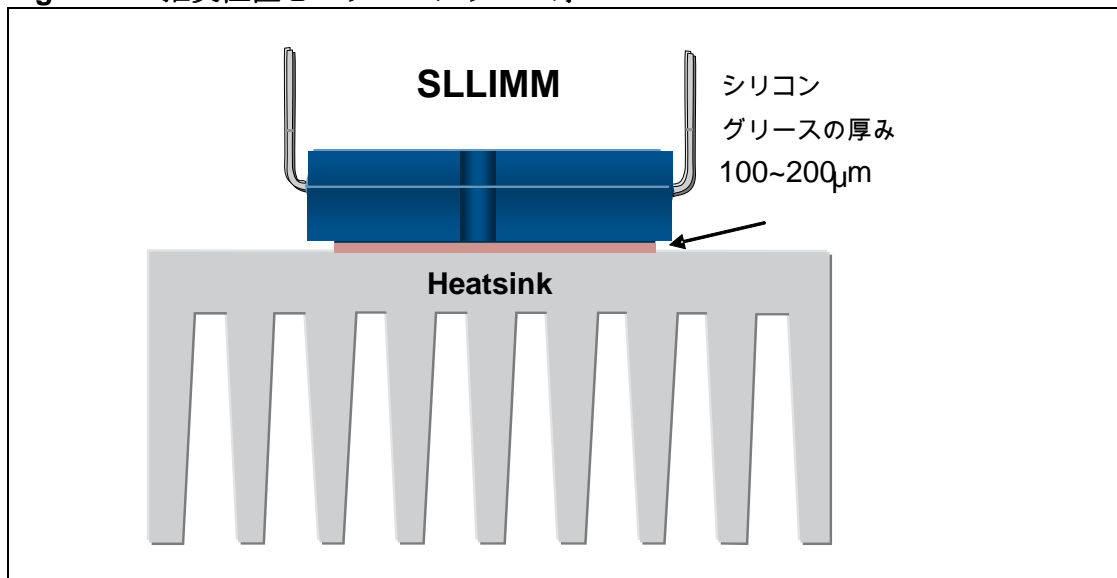
実装時の注意事項は熱や圧力を避けヒートシンクに SDIP-25L、SDIP-38L を取り付ける際に放熱性能や絶縁をベストにするための基本的なルールです。詳細については TN0107 を参照ください。

5.2.1 ヒートシンク

ヒートシンクを使う際の注意事項は、ヒートシンクの効率を最大にし、デバイスへの負荷を最小にするためのものです。表面の凹凸をなくすことは SLLIMM とヒートシンクの密着度を高めるための基本です。

シリコングリース層や放熱接着剤を使用する際もパッケージとヒートシンクの間隔は 100 μ m から 200 μ m にして接着部の熱抵抗を低くします(Figure 45)。接着面は均一に薄くコーティングし、空隙のできないように注意します。SLLIMM の動作温度全範囲で性質の安定した高品質グリースを使用してください。

Figure 45: 推奨位置とシリコングリース厚



5.2.2 実装トルク

SLLIMM をヒートシンクに取り付ける際は、組み立て中に必要以上の力が掛からないように注意します。Table 14 にヒートシンクの固定トルクを示します。

不適切な実装はデバイスにダメージを与え、ねじ止めが強すぎると DBC 基盤やモールド樹脂のひび割れなどを引き起こす恐れがあります。片側だけのねじ止めにより発生する物理的ストレスを避けてください。両方のねじをある程度強く締めた後、規定されたトルクまでトルクレンチで固定します。Figure 47 はねじ止め手順です。

Table 14: 実装トルクとヒートシンクの凹凸

Parameter	Limits			Units
	Min.	Typ.	Max.	
Mounting torque (M3 screw)	0.4	0.7	1.0	Nm
Heatsink flatness	-50		100	μ m
SDIP-25L package weight		13		g
SDIP-38L package weight		17		g

Figure 46: 銅ヒートシンクの表面凹凸測定

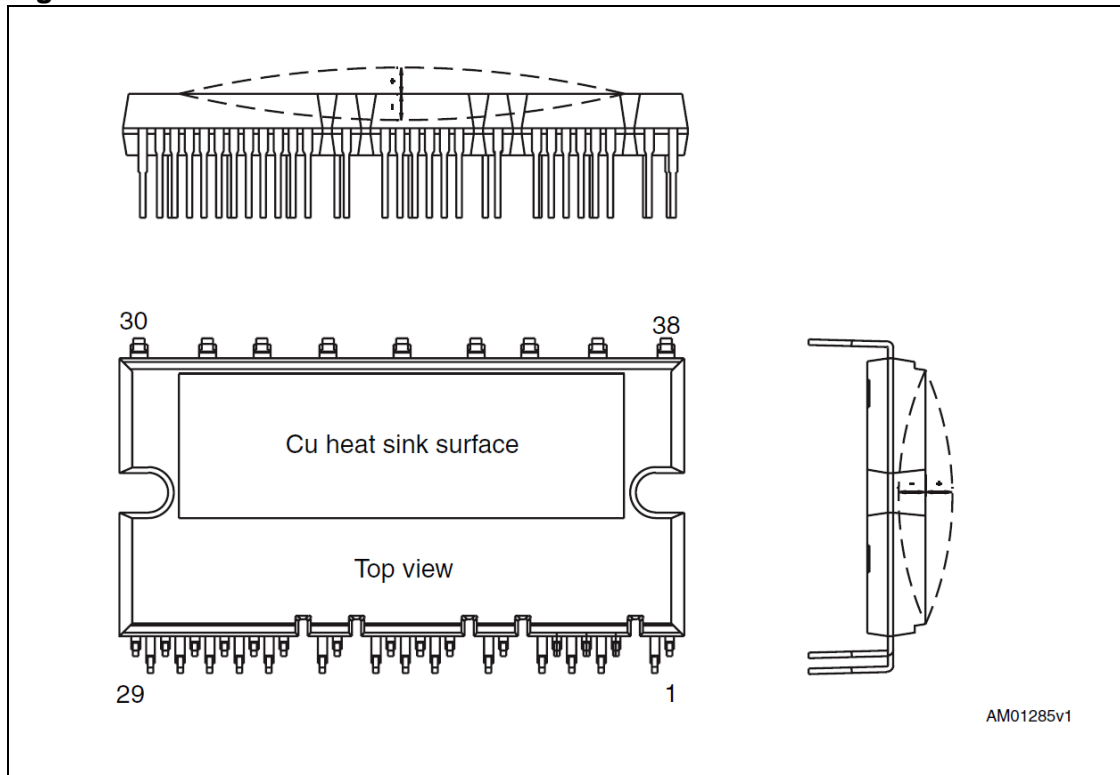
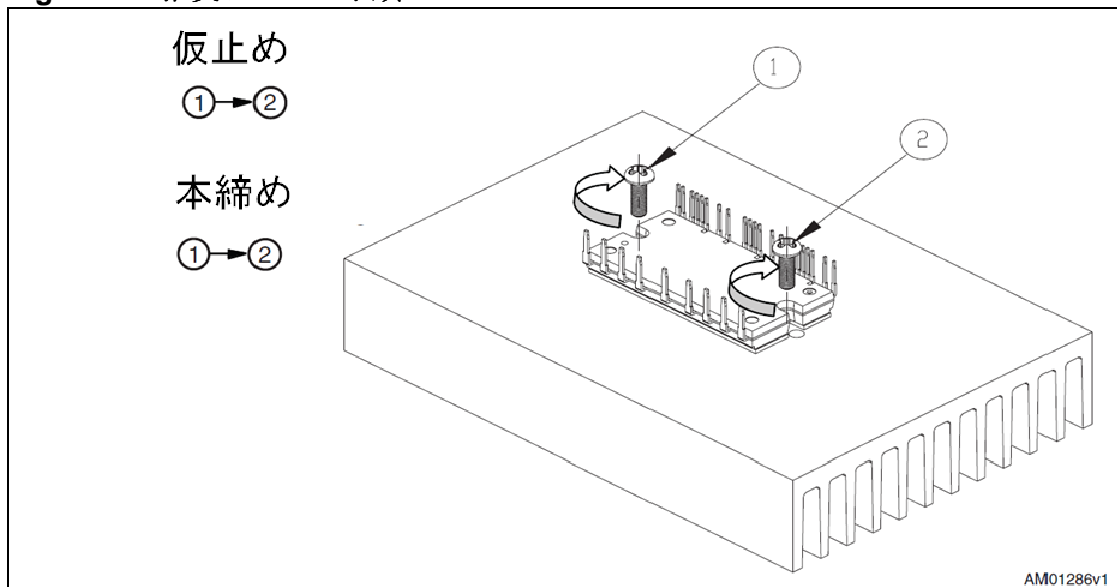


Figure 47: 推奨ねじ止め手順



5.2.3 ハンドリングと保存について

半導体デバイスへの不適切な取り扱いによる温度や物理的ストレスは電気的特性や信頼性に重大な影響を及ぼします。SLLIMM は ESD に敏感なデバイスであり ESD ショックにより破壊されてしまう可能性があります。パワーデバイスを取り扱う全ての装置は、標準の ESD 対策(運搬、保管、組み立てを含む)に沿っている必要があります。

運搬

SLLIMM を運搬する際には注意が必要です。運搬中に物理的な変動やショックにさらされてはけません。

- SLLIMM の動作の信頼性を組み込み前に損なわないため、投げたり、落としたりすることは厳禁です。
- 濡れた状態は危険で、湿度もパッケージに悪影響を及ぼす可能性があります。
- 実装中にはパッケージのみをつかむようにして、リードを触らないようにします。
- パッケージを、曲げたり、上下さかさまにして押したり、均一でない力を与えたりすると端子や樹脂が破壊される可能性があります。

保管

- 保管中に外部から圧力、負荷を加えない
- 湿度は 40% から 75% の範囲に保ち、温度は 5℃ から 35℃ の間に保つ。
- リードの半田付け性能は参加や腐食で劣化します。保管場所の温度変化は最小にすることが求められます。

- ほこりの多いような汚い環境や、有害なガスがあるところでは保管できません。
- 帯電防止の容器を使用します。

電氣的ショックと温度による損傷

- 怪我や損傷をさけるため動作中の SLLIMM 製品やヒートシンクにはさわってはいけません。

5.2.4 パッケージ仕様

Figure 48: SDIP-25L パッケージ仕様

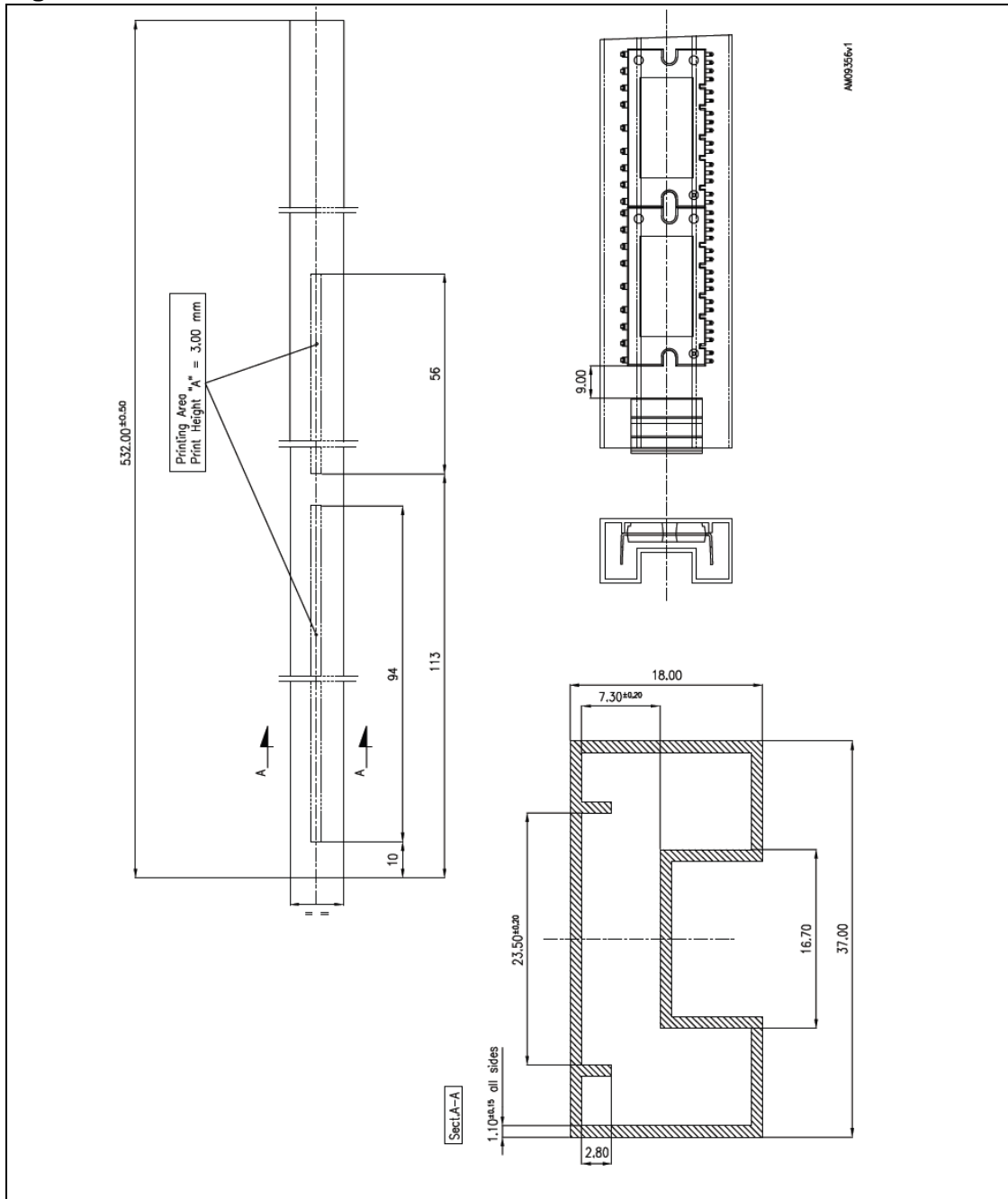
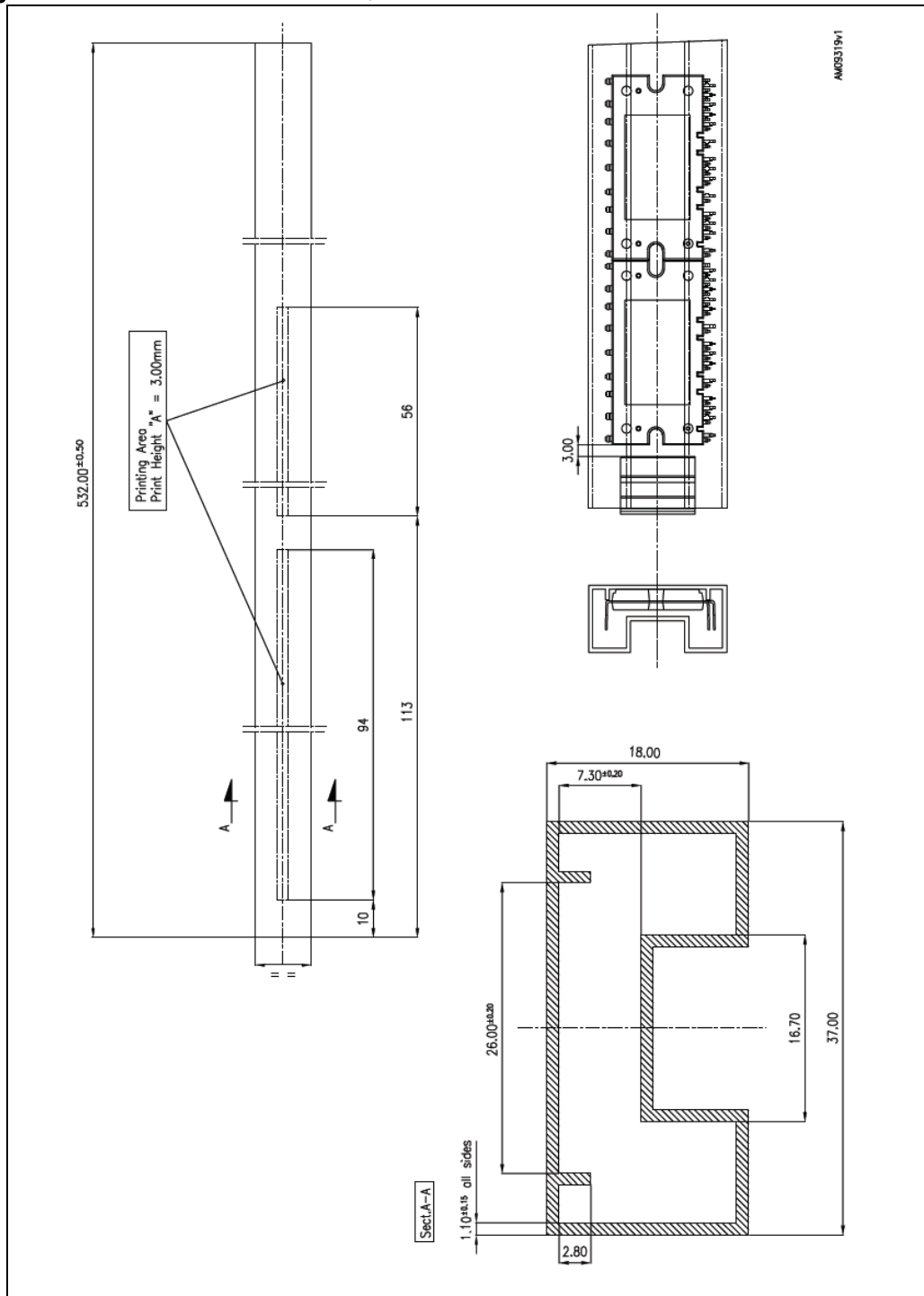


Figure 49: SDIP-38L パッケージ仕様



6 References

- [1] STGIPS10K60A datasheet
- [2] STGIPS14K60 datasheet
- [3] STGIPL14K60 datasheet
- [4] STGIPS20K60 datasheet
- [5] STGIPL20K60 datasheet
- [6] AN2738 application note
- [7] UM0969 user manual
- [8] UM0900 user manual
- [9] UM1036 user manual
- [10] Minimum-Loss Strategy for Three-Phase PWM Rectifier, IEEE, JUNE 1999
- [11] TN0107 technical note

INDICE

アプリケーションノート	Error! Bookmark not defined.
SLLIMM™	Error! Bookmark not defined.
small low-loss intelligent molded module	Error! Bookmark not defined.
イントロダクション	1
1 インバータ設計の基本と SLLIMM ソリューション	2
1.1 製品概要	3
1.2 内部回路	7
1.3 絶対最大定格	10
2 電気的特性と機能	13
2.1 IGBT	13
2.2 フリーホイリングダイオード	13
2.3 高耐圧ゲートドライバ	13
2.3.1 駆動信号入力	15
2.3.2 高電圧レベルシフト	17
2.3.3 電源電圧低下保護	17
2.3.4 デッドタイムとインターロック機能	18
2.3.5 異常検出コンパレータ	20
2.3.6 短絡検出とスマートシャットダウン	21
2.3.7 短絡保護タイミングチャートとスマートシャットダウン機能	22

2.3.8	電流検出シャント抵抗の選択.....	24
2.3.9	RC フィルタ回路	25
2.3.10	過熱保護.....	26
2.3.11	電流センスオペアンプ.....	29
2.3.12	ブートストラップ回路.....	30
2.3.13	ブートストラップコンデンサの選択.....	32
2.3.14	ブートストラップコンデンサの初期充電.....	34
3	パッケージ.....	35
3.1	DBC 基板	35
3.2	PCB	36
3.3	パッケージ構造.....	37
3.4	パッケージ外形と寸法.....	40
3.5	入出力ピン.....	43
4	電力消費と損失.....	50
4.1	定常損失.....	50
4.2	スイッチング損失.....	53
4.3	熱抵抗について.....	54
4.4	電力損失計算例.....	58
5	設計と実装のガイドライン.....	59
5.1	推奨レイアウト.....	59
5.1.1	一般的なガイドライン.....	59
5.2	実装と放熱.....	63
5.2.1	ヒートシンク	63
5.2.2	実装トルク	64
5.2.3	ハンドリングと保存について.....	66
5.2.4	パッケージ仕様.....	68
6	References.....	70

Japanese for Footer

(Disclaimer for Japanese translation)

この資料は、STMicroelectronics NV 並びにその子会社(以下 ST)が英文で記述した資料(以下、「正規英語版資料」)を、皆様のご理解の一助として頂くために ST マイクロエレクトロニクス(株)が英文から和文へ翻訳して作成したものです。この資料は現行の正規英語版資料の近時の更新に対応していない場合があります。この資料は、あくまでも正規英語版資料をご理解頂くための補助的参考資料のみにご利用下さい。この資料で説明される製品のご検討及びご採用にあたりましては、必ず最新の正規英語版資料を事前にご確認下さい。ST 及び ST マイクロエレクトロニクス(株)は、現行の正規英語版資料の更新により製品に関する最新の情報を提供しているにも関わらず、当該英語版資料に対応した更新がなされていないこの資料の情報に基づいて発生した問題や障害などにつきましては如何なる責任も負いません。

(English translation for above Japanese)

This translation has been translated into Japanese made by STMicroelectronics K.K. from a material prepared in English by STMicroelectronics NV and its subsidiaries (hereinafter collectively called “ST”)(such material being hereinafter called “Regular English Document”) in order to help customers understand the content thereof. This translation may not be corresponding to the latest renewal of current Regular English Document. Please use this translation for the reference only, as supplemental material to better understand the content of Regular English Document. In examining and adopting the products described herein, please make sure to read the latest Regular English Document prior to such examination and adoption. STMicroelectronics and STMicroelectronics K.K. shall not be responsible for any problems, faults or whatsoever which may result from any information in this translation not updated corresponding to the renewal of the current Regular English Document, despite the fact that such Renewal provides the latest information as to the products.

Disclaimer

よくお読み下さい：

本書記載の内容は ST 製品に関してのみ適用されるものです。STMicroelectronics NV およびその子会社（以下、ST）は、本書、本製品ならびに本書に記載されたサービスの内容を予告なく変更、修正、改定もしくは改良する権利を留保します。

すべての ST 製品は ST の販売条件に従って販売されます。

本書記載の ST 製品およびサービスの選択並びに使用については購入者が全ての責任を負うものとし、本書記載の ST 製品およびサービスの選択並びに使用に関して ST は一切の責任を負いません。

本書は、明示されているか否かに関わらず、また禁反言によるとよらずに関わらず、いかなる知的財産権の実施権を許諾するためのものではありません。本書で第三者の製品もしくはサービスに言及する場合、そのような言及は、ST が当該第三者の製品、サービスまたはそれらに含まれる知的財産権を利用する実施権を許諾したとみなすものではなく、またいかなる用法であれ当該第三者の製品、サービスまたはそれらに含まれる知的財産権の使用を保証するものではありません。

ST の販売条件に規定される場合を除き、ST は、商品性、特定目的への適合性(その他管轄の如何を問わず法律で認められる同等のもの)、若しくは特許権、著作権その他の知的財産権の侵害に関する黙示の保証を含め、ST 製品の使用または販売に関する明示または黙示の保証をすべて放棄します。

権限のある ST の代表者二人による書面での明示の許可がある場合を除き、ST 製品を軍事用、航空技術、宇宙用、救命用、若しくは生命維持用に用いること、または不具合若しくは誤動作により負傷または死亡事故、深刻な財産上または環境上の損害を招くおそれのある製品またはシステムへ使用することは、推奨、認可、保証されておりません。「自動車向け」として指定されていない ST 製品を自動車用に用いることは、使用者自身の責任においてなされるものとします。

本書に説明されている記述または技術的特徴とは異なる条件で ST 製品が再販された場合、本書に記載される ST 製品またはサービスについての ST による保証は直ちに失われるものとし、いかなる形であれ、ST の責任を生ぜしめること、若しくはその責任が延長されることはないものとします。

ST および ST ロゴは各国における STMicroelectronics の商標または登録商標です。

本書の情報はそれ以前に提供された全ての情報に優先します。

ST ロゴは STMicroelectronics の登録商標です。その他の名称は、それぞれの所有者に帰属します。

© 2012 STMicroelectronics - All rights reserved

STMicroelectronics 企業グループ

オーストラリア-ベルギー-カナダ-チェコ共和国-フィンランド-フランス-ドイツ-香港-インド-イスラエル-イタリア-日本-マレーシア-マルタ-モロッコ-フィリピン-シンガポール-スペイン-スウェーデン-スイス-イギリス-アメリカ合衆国

www.st.com

Disclaimer

Please Read Carefully:

Information in this document is provided solely in connection with ST products.

STMicroelectronics NV and its subsidiaries ("ST") reserve the right to make changes, corrections, modifications or improvements, to this document, and the products and services described herein at any time, without notice.

All ST products are sold pursuant to ST's terms and conditions of sale.

Purchasers are solely responsible for the choice, selection and use of the ST products and services described herein, and ST assumes no liability whatsoever relating to the choice, selection or use of the ST products and services described herein.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted under this document. If any part of this document refers to any third party products or services it shall not be deemed a license grant by ST for the use of such third party products or services, or any intellectual property contained therein or considered as a warranty covering the use in any manner whatsoever of such third party products or services or any intellectual property contained therein.

UNLESS OTHERWISE SET FORTH IN ST'S TERMS AND CONDITIONS OF SALE ST DISCLAIMS ANY EXPRESS OR IMPLIED WARRANTY WITH RESPECT TO THE USE AND/OR SALE OF ST PRODUCTS INCLUDING WITHOUT LIMITATION IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION), OR INFRINGEMENT OF ANY PATENT, COPYRIGHT OR OTHER INTELLECTUAL PROPERTY RIGHT.

UNLESS EXPRESSLY APPROVED IN WRITING BY TWO AUTHORIZED ST REPRESENTATIVES, ST PRODUCTS ARE NOT RECOMMENDED, AUTHORIZED OR WARRANTED FOR USE IN MILITARY, AIR CRAFT, SPACE, LIFE SAVING, OR LIFE SUSTAINING APPLICATIONS, NOR IN PRODUCTS OR SYSTEMS WHERE FAILURE OR MALFUNCTION MAY RESULT IN PERSONAL INJURY, DEATH, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE. ST PRODUCTS WHICH ARE NOT SPECIFIED AS "AUTOMOTIVE GRADE" MAY ONLY BE USED IN AUTOMOTIVE APPLICATIONS AT USER'S OWN RISK.

Resale of ST products with provisions different from the statements and/or technical features set forth in this document shall immediately void any warranty granted by ST for the ST product or service described herein and shall not create or extend in any manner whatsoever, any liability of ST.

ST and the ST logo are trademarks or registered trademarks of ST in various countries.

Information in this document supersedes and replaces all information previously supplied. The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics. All other names are the property of their respective owners.