

スマートパワーモジュール、 Motion 1200 V SPM 2 シリーズユーザーズガイド



ON Semiconductor®

www.onsemi.jp

概要

このアプリケーションノートは、1200 V定格 Motion SPM® ファミリーに関する参考資料です。Motion SPM 2 のデータシート、フェアチャイルドの Motion SPM 評価ボードのユーザーズガイド (FEB212_001)、アプリケーションノート [AN-9079](#) - Thermal Performance Information と [AN-9076](#) - Mounting Guidance を併せてご使用ください。

デザインコンセプト

デザインコンセプトは、パッケージの小型化と、低消費電力で信頼性の高いモジュールを開発することです。これは、新しい1200 V 高耐圧ゲートドライバIC (HVIC)、先進のシリコンテクノロジーを採用して新しく開発された絶縁ゲートバイポーラトランジスタ (IGBT)、改良されたダイレクト・ボンディング・カップパ (DBC) サブストレートのトランスファーマールドパッケージによって達成されました。Motion SPM 2 は、既存のディスクリットソリューションと比べ、基板サイズを小型化し信頼性が向上しています。ターゲットアプリケーションは、エアコン、汎用インバータ、サーボモーターなど、産業用のインバータモータードライブです。

APPLICATION NOTE

この製品の利点は、パワーデバイス (IGBT、ファーストリカバリダイオード (FRD) など) の温度測定のため、NTC サーミスターを同じサブストレート上に統合していることです。温度は製品の品質、信頼性、寿命に影響するため、パワーデバイスの正確な温度を知る必要に迫られるケースは多々あります。モジュール内のパワーデバイス (IGBT、FRD など) は高い電圧で動作しているため、この要求を満たす上では制約がありました。そこで、パワーデバイスの温度を直接測定する代わりに、外部に NTC サーミスターを用いて、モジュールやヒートシンクの温度が測定されてきました。この方法は、簡便で、コスト面で優位ではありますが、パワー素子そのものの温度を正確には測定できません。Motion SPM 2 では、NTC サーミスターをパワー素子と同じセラミックサブストレートに統合することで、より正確にパワーデバイスの温度を測定できるようになっています。

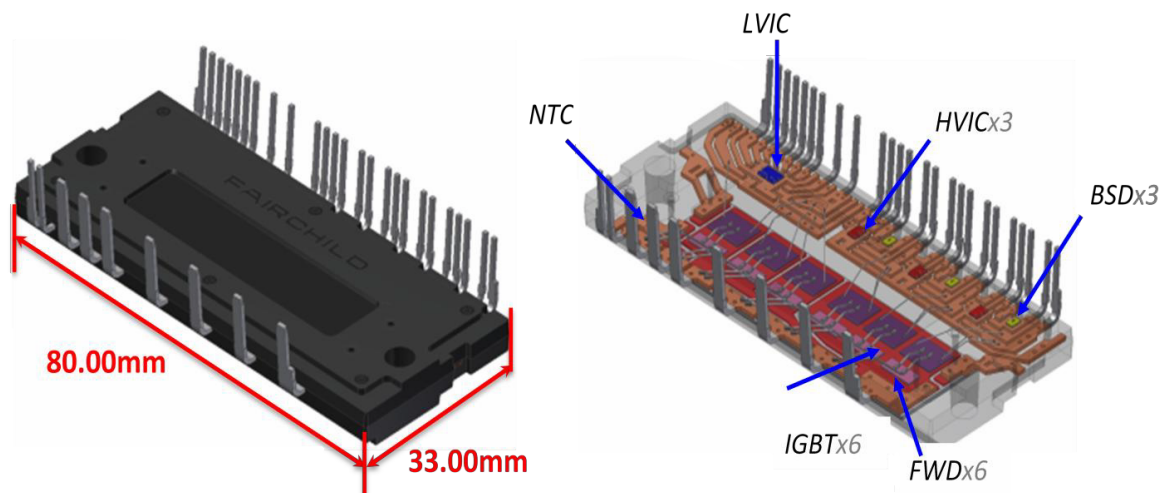


図 1. Motion SPM 2 シリーズの外観図と内部構造

表 1. 製品ラインアップとターゲットアプリケーション

ターゲットアプリケーション	フェアチャイルド製品名	IGBT 定格	モーター定格 (Note 1)	絶縁耐圧
産業用モータードライブ、システムエアコン、汎用インバーター、サーボモーター	FNA21012A	10 A/1200 V	1.5 kW/440 V _{AC}	V _{ISO} = 2500 V _{RMS} (正弦波 60 Hz、1 分間全短絡ピン-ヒートシンク間)
	FNA22512A	25 A/1200 V	3.7 kW/440 V _{AC}	
	FNA23512A	35 A/1200 V	5.5 kW/440 V _{AC}	
	FNA25012A	50 A/1200 V	7.5 kW/440 V _{AC}	

1. モーター定格は次の条件でのシミュレーションによります。V_{AC} = 440 V、V_{DD} = 15 V、T_C = 100°C、T_J = 150°C、f_{PWM} = 5 kHz、PF = 0.8、MI = 0.9、モーター効率 = 0.75、過負荷 150% (1 分間)
モーター定格は参考値ですので、条件によって変動します。

特徴および搭載されている機能

- DBC サブストレート
 - ◆ 端子-ヒートシンク間の絶縁耐圧 2500 Vrms を維持し、かつ優れた熱伝導率
- 内蔵されている素子：
 - ◆ ハイサイド IGBT 制御用 1 チャンネル HVIC (3HVIC)
 - ◆ ローサイド IGBT 制御用 3 チャンネル LVIC (1LVIC)
 - ◆ 6 個の IGBT / ダイオード、その内、ローサイドにはセンス IGBT
 - ◆ 温度検知用 NTC サーミスター
 - ◆ ブートストラップダイオード
- 駆動回路用電源：
 - ◆ 内蔵ブートストラップダイオードにより、DC 単一電源をコンパチブルに使用可能
- ハイサイドゲートドライバー (1 チャンネル)
 - ◆ 高電圧レベルシフト回路
 - ◆ 入力インターフェース：アクティブ HIGH
 - ◆ 3.3 V コントローラー出力に対応
 - ◆ 低電圧保護、フォールト信号なし
- ローサイドゲートドライバー (3 チャンネル)
 - ◆ 入力インターフェース：アクティブ HIGH
 - ◆ 3.3 V コントローラー出力に対応
 - ◆ 低電圧保護、フォールト信号あり
 - ◆ 短絡および過電流保護
- RSC 端子の外部抵抗 (RSC) からのセンス電流を検出
- 過度のサージ電圧を防ぐソフトターンオフ
- CFOD 端子の外部コンデンサー (C_{FOD}) により、フォールト出力時間を制御可能

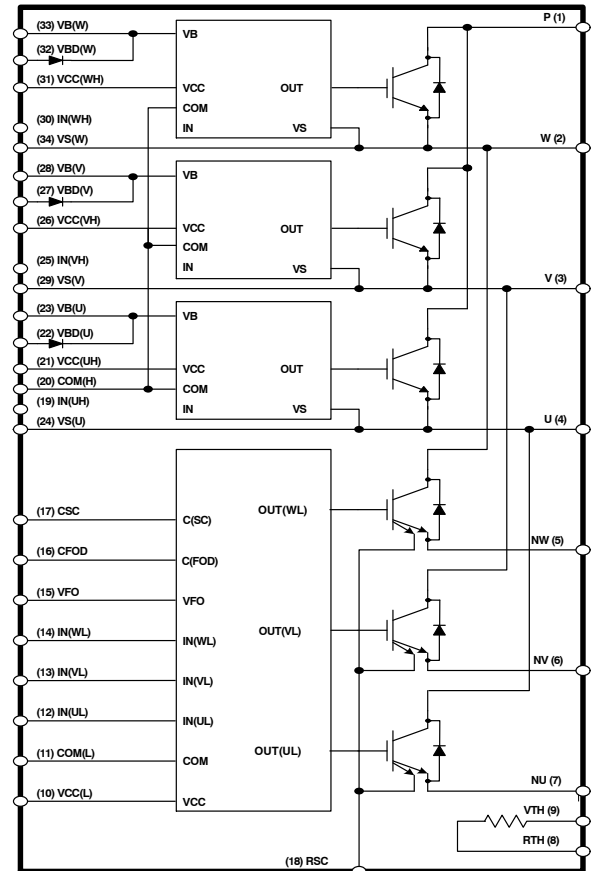


図 2. 内部等価回路、入出力端子

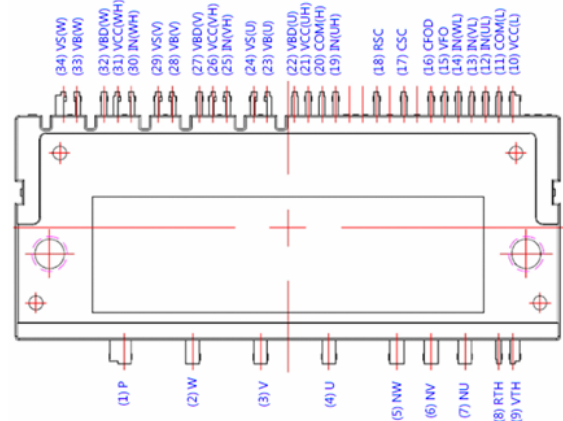


図 3. パッケージ上面図とピン配列

製品概要

このセクションでは、端子の説明、電氣的仕様、特性、パッケージ情報を取り扱います。

表 2. 端子の説明

端子番号	名前	概要
1	P	ポジティブ DC リンク入力
2	W	W 相出力
3	V	V 相出力
4	U	U 相出力
5	NW	W 相ネガティブ DC リンク入力
6	NV	V 相ネガティブ DC リンク入力
7	NU	U 相ネガティブ DC リンク入力
8	RTH	サーミスター直列抵抗(温度検出)
9	VTH	サーミスターバイアス電圧
10	VCC(L)	ローサイド IC および IGBT 駆動バイアス電圧
11	COM(L)	ローサイド共通電源グランド
12	IN(UL)	ローサイド U 相信号入力
13	IN(VL)	ローサイド V 相信号入力
14	IN(WL)	ローサイド W 相信号入力
15	VFO	フォールト出力
16	CFOD	フォールト出力時間選択用コンデンサー
17	CSC	短絡電流検出入力用コンデンサー(ローパスフィルタ)
18	RSC	短絡電流検出用抵抗
19	IN(UH)	ハイサイド U 相信号入力
20	COM(H)	ハイサイド共通電源グランド
21	VCC(UH)	ハイサイド U 相 IC バイアス電圧
22	VBD(U)	ハイサイド U 相ブートストラップダイオードのアノード
23	VB(U)	ハイサイド U 相 IC バイアス電圧
24	VS(U)	ハイサイド U 相 IGBT 駆動バイアス電圧グランド
25	IN(VH)	ハイサイド V 相信号入力
26	VCC(VH)	ハイサイド V 相 IC バイアス電圧
27	VBD(V)	ハイサイド V 相ブートストラップダイオードのアノード
28	VB(V)	ハイサイド V 相 IGBT 駆動バイアス電圧
29	VS(V)	ハイサイド V 相 IGBT 駆動バイアス電圧グランド
30	IN(WH)	ハイサイド W 相信号入力
31	VCC(WH)	ハイサイド W 相 IC バイアス電圧
32	VBD(W)	ハイサイド W 相ブートストラップダイオードのアノード
33	VB(W)	ハイサイド W 相 IGBT 駆動バイアス電圧
34	VS(W)	ハイサイド W 相 IGBT 駆動バイアス電圧グランド

ピン定義の詳細と注意事項

- ハイサイド IGBT 駆動バイアス電圧端子／ハイサイド IGBT 駆動バイアス電圧グラウンド端子：
 - ◆ 端子名：VB(U)-VS(U), VB(V)-VS(V), VB(W)-VS(W)
 - ハイサイド側 IGBT をドライブするゲート電圧を供給する端子です。
 - ハイサイド IGBT をドライブする際、ブートストラップ回路によって外部電源を必要としない構成になっています。
 - それぞれのブートストラップコンデンサは、対応するローサイド IGBT がオンしている期間に V_{CC} から充電されます。
 - 供給電圧に対するノイズまたはリップルによる誤動作を防ぐため、低 ESR、低 ESL のフィルターコンデンサをこれらの端子近くに接続してください。
- ローサイドバイアス電圧端子／ハイサイドバイアス電圧端子：
 - ◆ 端子名：VCC(L), VCC(WH), VCC(VH), VCC(UH)
 - 内部 IC に供給される制御電源用端子です。
 - これら 4 個の端子は外部で接続してください。
 - 供給電圧に対するノイズまたはリップルによる誤動作を防ぐため、低 ESR、低 ESL のフィルターコンデンサをこれらの端子近くに接続してください。
- ローサイド共通電源グラウンド端子／ハイサイド共通電源グラウンド端子：
 - ◆ 端子名：COM(L), COM(H)
 - 内部 IC 用の電源グラウンド端子です。
 - これら 2 個の端子は外部で接続してください。
 - 重要！ノイズによる悪影響を防ぐため、メイン電源の電流がこの端子を経由して流れないようにしてください。
- ブートストラップダイオードのアノード端子：
 - ◆ 端子名：VBD(UH), VBD(VH), VBD(WH)
 - それぞれのハイサイド側のブートストラップ用に内蔵ブートストラップダイオードが接続されている端子です。
- 制御信号入力端子：
 - ◆ 端子名：IN(UL), IN(VL), IN(WL), IN(UH), IN(VH), IN(WH)
 - これらの端子は内部 IGBT の動作を制御します。
 - 電圧入力信号によって駆動されます。これらの端子は 5 V クラスの CMOS で構成されるシュミットトリガ回路に内部接続されています。
 - 信号ロジックはアクティブ HIGH です。端子に十分なロジック電圧が加えられた時点で、それぞれ対応する IGBT がオンします。
 - それぞれの入力ピンへの経路は、Motion SPM 2 をノイズから守るためにできるだけ短くしてください。
- 信号の発振を防ぐため、図 46 に示すような RC カップリング回路を付加することを推奨します。
- 短絡電流検出用抵抗接続端子
 - ◆ 端子名：RSC
 - ローサイド IGBT のセンス電流がこの端子を通ります。この端子で短絡電流と過電流を外部抵抗を介して検出できます。
(図 46 参照)
 - RSC からのセンス電流を検出せずに N 端子の 3 つのシャント抵抗を過電流および短絡保護に使用する場合は、RSC を COM に接続してください。
- 短絡保護および過電流検出入力端子
 - ◆ 端子名：CSC
 - 過電流および短絡電流を検出するための電流センス抵抗 (R_{SC}) は、CSC 端子と COM 端子の間に接続してください。
(図 46 参照)。
 - それぞれのアプリケーションに則した検出レベルを満たすシャント抵抗値を選択してください。ノイズを防ぐため、RC フィルターを CSC 端子に接続してください。
 - シャント抵抗はできるだけ CSC 端子に近づけて接続してください。
- フォールト出力信号端子
 - ◆ 端子名：VFO
 - フォールト信号出力端子です。SPM に異常が発生した場合、アクティブ LOW が出力されます。
 - 警告の条件：短絡保護回路 (SCP)、ローサイドバイアス低電圧保護回路 (UVLO) に異常を検出した場合。
 - VFO 出力はオープンドレインです。VFO 信号ラインは、約 4.7 k Ω の抵抗を介してロジック用 5 V 電源に接続してください。
- サーマスターバイアス電圧
 - ◆ 端子名：VTH
 - 内部サーミスターのバイアス電圧用端子です。ロジック用 5 V 電源に接続してください。
- サーマスター直列抵抗 (温度検出)
 - ◆ 端子名：RTH
 - ケース温度 (T_C) 検出のため、このピンを外部直列抵抗に接続してください。
 - それぞれのアプリケーションの規格に則した検出レベルを満たす外部直列抵抗を選択してください。
(詳細は表 2 参照)。
- ポジティブ DC リンク端子
 - ◆ 端子名：P
 - インバーターの DC リンク正電源端子です。
 - ハイサイド IGBT のコレクターに内部接続されます。

- DC リンクの配線、または PCB パターンのインダクタンスにより発生するサージ電圧を抑えるため、この端子近くに平滑フィルターコンデンサを接続してください
(ヒント：通常、メタルフィルムコンデンサが使用されます)。
- ネガティブ DC リンク端子
 - ◆ 端子名：NU, NV, NW
 - インバーターの DC リンク負電源端子です (パワーグランド)。
 - 各フェーズのローサイド IGBT のエミッターに接続されます。
- インバーター出力端子
 - ◆ 端子名：U, V, W
 - インバーター負荷(例えば、モーター)が接続されるインバーター出力端子。

表 3. 絶対最大定格 (規定なき限り $T_J = 25^\circ\text{C}$)

記号	パラメータ	条件		定格	単位
インバーター					
V _{PN}	電源電圧	P - NU、NV、NW 間に印加		900	V
V _{PN} (サージ)	電源電圧(サージ)	P - NU、NV、NW 間に印加		1000	V
V _{CES}	コレクター-エミッター間電圧：			1200	V
±I _C	IGBT コレクター電流	T _C = 25°C、T _J ≤ 150°C	FNA21012A	10	A
			FNA22512A	25	
			FNA23512A	35	
			FNA25012A	50	
±I _{CP}	IGBT コレクター電流(ピーク)	T _C = 25°C、T _J ≤ 150°C、 パルス幅 1 ms 以下	FNA21012A	20	A
			FNA22512A	50	
			FNA23512A	70	
			FNA25012A	75	
P _C	コレクター損失	T _C = 25°C、チップ当たり	FNA21012A	93	W
			FNA22512A	154	
			FNA23512A	171	
			FNA25012A	347	
T _J	動作時接合部温度(Note 2)			-40~150	°C

制御部

T_J	動作時接合部温度(Note 2)		-40~150	$^\circ\text{C}$
V_{CC}	制御電源電圧	VCC(H)、VCC(L) - COM 間に印加	20	V
V_{BS}	ハイサイド制御バイアス電圧	VB(x)、VS(x) 間に印加	20	V
V_{IN}	入力信号電圧	IN(xH)、IN(xL) - COM 間に印加	-0.3~ $V_{CC}+0.3$	V
V_{FO}	フォールト出力電源電圧	VFO - COM 間に印加	-0.3~ $V_{CC}+0.3$	V
I_{FO}	フォールト出力電流	VFO 端子のシンク電流	2	mA
V_{SC}	電流センス入力電圧	CSC - COM 間に印加	-0.3~ $V_{CC}+0.3$	V

表 3. 絶対最大定格 (規定なき限り $T_J = 25^\circ\text{C}$) (continued)

記号	パラメータ	条件	定格	単位
----	-------	----	----	----

ブートストラップ部

V_{RRM}	繰り返し最大逆方向電圧		1200	V
I_F	順方向電流	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$	1.0	A
I_{FP}	順方向電流(ピーク)	$T_C = 25^\circ\text{C}$, $T_J \leq 150^\circ\text{C}$ 、パルス幅 1 ms 以下	2.0	A
T_J	動作時接合部温度		-40~150	$^\circ\text{C}$

システム全体

$V_{PN}(\text{PROT})$	保護回路動作時電源電圧 (短絡保護耐量)	V_{CC} 、 $V_{BS} = 13.5 \sim 16.5 \text{ V}$ 、 $T_J = 50^\circ\text{C}$ 、非繰り返し、2 μs 未満	800	V
T_C	モジュールケース動作温度	図 46 参照	-40~125	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	保存温度		-40~125	$^\circ\text{C}$
V_{ISO}	絶縁耐圧	60 Hz、正弦波、1 分間、接続端子 - ヒートシンク間	2500	V_{rms}

熱抵抗

$R_{th(j-c)Q}$	接合部-ケース間熱抵抗	インバーター IGBT 部 (1/6 モジュール当たり)	FNA21012A	1.33	$^\circ\text{C/W}$
			FNA22512A	0.81	
			FNA23512A	0.73	
			FNA25012A	0.36	
$R_{th(j-c)F}$	接合部-ケース間熱抵抗	インバーター FWD 部 (1/6 モジュール当たり)	FNA21012A	2.30	$^\circ\text{C/W}$
			FNA22512A	1.58	
			FNA23512A	1.26	
			FNA25012A	0.66	

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

(参考訳)

最大定格を超えるストレスは、デバイスにダメージを与える危険性があります。これらの定格値を超えた場合は、デバイスの機能性を損ない、ダメージが生じ、信頼性に影響を及ぼす危険性があります。

2. Motion SPM 2 に内蔵されているパワーデバイスの定格最大接合部温度は 150°C です。

AN-9075/D

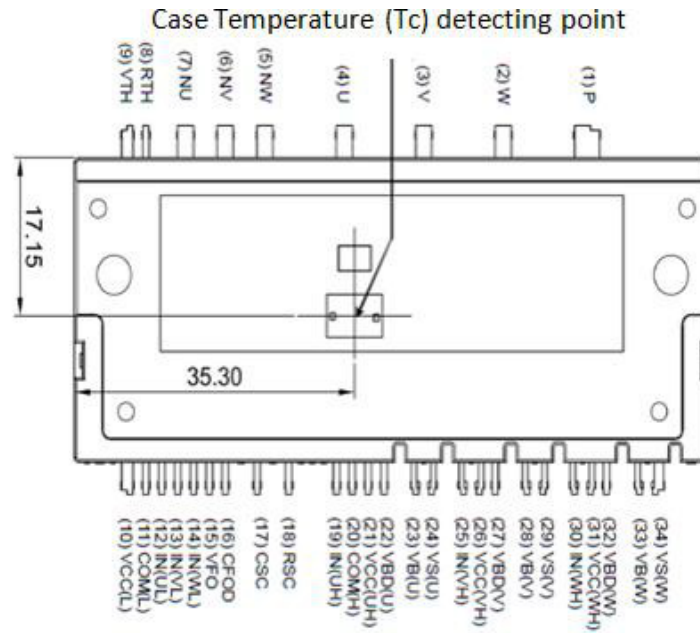


図 4. ケース温度 (T_C) 検出点

表 4. 推奨動作条件

記号	パラメータ	条件		最小	通常	最大	単位
V _{PN}	電源電圧	P – NU、NV、NW 間に印加		400	600	800	V
V _{CC}	制御電源電圧	VCC(xH) – COM(H) 間、VCC(L) –COM(L) 間に印加		13.5	15.0	16.5	V
V _{BS}	ハイサイドバイアス電圧	VB(x) – VS(x) 間に印加		13.0	15.0	18.5	V
dV _{CC} /dt, dV _{BS} /dt	制御電源変位			–1	–	+1	V/μs
t _{dead}	ARM 短絡防止用ブランキング時間	入力信号当たり	FNA21012A	2.0	–	–	μs
			FNA22512A	2.0	–	–	
			FNA23512A	2.0	–	–	
			FNA25012A	2.0	–	–	
f _{PWM}	PWM 入力信号	–40°C ≤ T _C ≤ 125°C, – 40°C ≤ T _J ≤ 150°C			–	20	kHz
V _{SEN}	電流センス電圧	NU、NV、NW – COM(H, L) 間に印加(サージ電圧を含む)		–5	–	5	V
P _{WIN(ON)}	最小入力パルス幅 (Note 3)			1.5	–	–	μs
P _{WIN(OFF)}				1.5	–	–	
T _J	接合部温度			–40	–	150	°C

Functional operation above the stresses listed in the Recommended Operating Ranges is not implied. Extended exposure to stresses beyond the Recommended Operating Ranges limits may affect device reliability.

(参考訳)

推奨動作範囲を超えるストレスでは推奨動作機能を得られません。推奨動作範囲を超えるストレスの印加は、デバイスの信頼性に影響を与える危険性があります。

3. 入力パルス幅が推奨値に満たない場合、応答しないことがあります。

表 5. 電気特性 – インバーター部(FNA21012A の場合) (規定なき限り $T_J = 25^\circ\text{C}$)

記号		パラメータ	条件		最小	通常	最大	単位
V _{CE(SAT)}		コレクタ—エミッター間飽和電圧	V _{CC} , V _{BS} = 15 V, V _{IN} = 5 V	I _C = 10 A, T _J = 25°C	—	2.2	2.8	V
V _F		FWD フォワード電圧	V _{IN} = 0 V	I _F = 10 A, T _J = 25°C	—	2.2	2.8	V
H _S	t _{ON}	スイッチング時間	V _{PN} = 600 V, V _{CC} = 15 V, V _{BS} = 15 V, I _C = 10 A T _J = 25, V _{IN} = 0 V ↔ 5 V、誘導性負荷 (Note 4)	0.45	0.85	1.35	μs	
	t _{C(ON)}			—	0.25	0.55		
	t _{OFF}			—	0.95	1.45		
	t _{C(OFF)}			—	0.10	0.40		
	t _{rr}			—	0.25	—		
L _S	t _{ON}			—	0.75	1.25		
	t _{C(ON)}			—	0.20	0.50		
	t _{OFF}			—	0.95	1.45		
	t _{C(OFF)}			—	0.10	0.40		
	t _{rr}			—	0.20	—		
I _{CES}		コレクタ—エミッター間リーク電流	V _{CE} = V _{CES}		—	—	5	mA

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

(参考訳)

製品パラメータは、特別な記述が無い限り、記載されたテスト条件に対する電気的特性で示しています。異なる条件下で製品動作を行った時には、電気的特性で示している特性を得られない場合があります。

4. t_{ON} および t_{OFF} は内部ドライブ IC の伝播遅延時間を含みます。 $t_{C(ON)}$ および $t_{C(OFF)}$ は、内部のゲートドライブ条件における IGBT のスイッチング時間です。詳細については、図 5 と図 6 を参照してください。

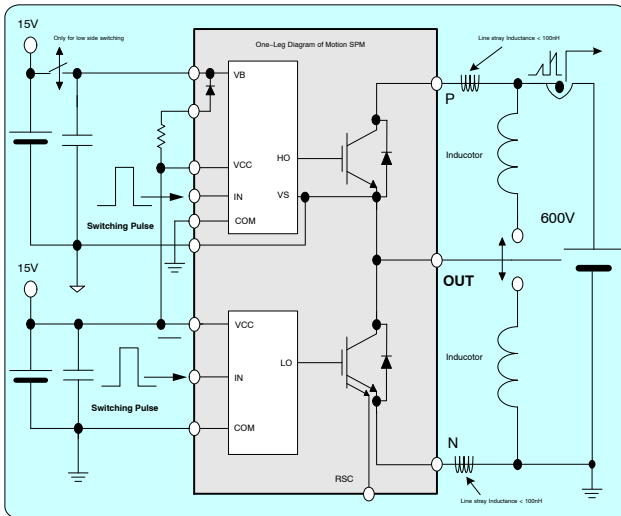


図 5. スwitchング評価回路

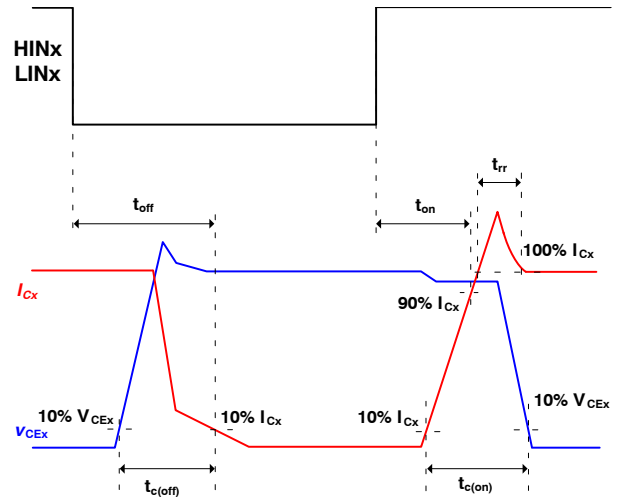


図 6. スwitchング時間定義

表 6. 制御部

記号	パラメータ	条件		最小	通常	最大	単位
I_{QCCH}	V_{CC} 自己消費電流	$V_{CC}(xH) = 15\text{ V}$, $I_{N}(xH) = 0\text{ V}$	$V_{CC}(xH) - \text{COM}(H)$	-	-	0.15	mA
I_{QCCL}		$V_{CC}(L) = 15\text{ V}$, $I_{N}(xL) = 0\text{ V}$	$V_{CC}(L) - \text{COM}(L)$	-	-	5.0	
I_{PCCH}	ハイサイド V_{CC} 動作電流	$V_{CC}(xH) = 15\text{ V}$, $f_{PWM} = 20\text{ kHz}$, Duty = 50%、ハイサイド側 PWM 信号の 1 入力	FNA21012A	-	-	0.3	mA
			FNA22512A	-	-	0.3	
			FNA23512A	-	-	0.3	
			FNA25012A	-	-	0.3	
I_{PCCL}	ローサイド V_{CC} 動作電流	$V_{CC}(L) = 15\text{ V}$, $f_{PWM} = 20\text{ kHz}$, Duty = 50%、ローサイド側 PWM 信号の 1 入力	FNA21012A	-	-	8.5	mA
			FNA22512A	-	-	13.0	
			FNA23512A	-	-	15.5	
			FNA25012A	-	-	15.5	
I_{QBS}	V_{BS} 自己消費電流	$V_{BS} = 15\text{ V}$, $I_{N}(xH) = 0\text{ V}$	$V_B(x) - V_S(x)$	-	-	0.3	mA
I_{PBS}	V_{BS} 動作電流	$V_{CC} = V_{BS} = 15\text{ V}$, $f_{PWM} = 20\text{ kHz}$, Duty = 50%、 ハイサイド側 PWM信号の 1 入力	FNA21012A	-	-	4.5	mA
			FNA22512A	-	-	9.0	
			FNA23512A	-	-	12.0	
			FNA25012A	-	-	12.0	
V_{FOH}	フォールト出力電圧	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{SC} = 0\text{ V}$, V_{FO} 回路 : 4.7 k Ω で 5 V にプルアップ		4.5	-	-	V
V_{FOL}		$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{SC} = 0\text{ V}$, V_{FO} 回路 : 4.7 k Ω で 5 V にプルアップ		-	-	0.5	
I_{SEN}	センス IGBT センス電流	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{IN} = 5\text{ V}$, $R_{SC} = 0$, NU, NV, NW 端子にシャント抵抗の接続なし	FNA21012A	$I_C = 10\text{ A}$	-	7	mA
			FNA22512A	$I_C = 25\text{ A}$	-	23	
			FNA23512A	$I_C = 35\text{ A}$	-	36	
			FNA25012A	$I_C = 50\text{ A}$	-	43	
$V_{SC(ref)}$	短絡検知レベル	$V_{CC} = 15\text{ V}$ (Note 5)	CSC - COM(L)	0.43	0.50	0.57	V
I_{SC}	短絡電流検知レベル	NU, NV, NW 端子にシャント 抵抗の接続なし (Note 5)	FNA21012A	$R_{SC} = 68 (\pm 1\%)$	-	20	A
			FNA22512A	$R_{SC} = 27 (\pm 1\%)$	-	50	
			FNA23512A	$R_{SC} = 16 (\pm 1\%)$	-	70	
			FNA25012A	$R_{SC} = 15 (\pm 1\%)$	-	75	
UV_{CCD}	電源供給低電圧保護回路	検出レベル		10.3	-	12.8	V
UV_{CCR}		リセットレベル		10.8	-	13.3	
UV_{BSD}		検出レベル		9.5	-	12.0	
UV_{BSR}		リセットレベル		10.0	-	12.5	
t_{FOD}	フォールト出力パルス幅 (Note 6)	$C_{FOD} = \text{Open}$		50.0	-	-	μs
		$C_{FOD} = 2.2\text{ nF}$		1.7	-	-	ms
$V_{IN(ON)}$	オンしきい値電圧	IN(xH)-COM(H) 間、IN(xL)-COM(L) 間に印加			-	2.6	V
$V_{IN(OFF)}$	オフしきい値電圧			0.8	-	-	
R_{TH}	サーミスターの抵抗 (Note 7)	$T_{TH} = 25^\circ\text{C}$		-	47.0	-	k Ω
		$T_{TH} = 100^\circ\text{C}$		-	2.9	-	

5. ローサイド IGBT で主電流からセンス電流を分流するため、短絡保護はローサイド側でのみ機能します。NU、NV、NW の各端子に相電流監視用のシャント抵抗を接続する場合は、短絡トリップ電流レベルが変わります。

6. フォールト出力パルス幅 t_{FOD} は、 C_{FOD} の容量に依存します。

7. T_{TH} はサーミスター温度です。ケース温度 (T_C) は、それぞれのアプリケーションに則した実験で決定してください。

パッケージ

熱損失はパワーモジュールの電流容量を制限する主要な要素であり、パッケージの放熱特性はモジュールの性能を決定する上で非常に重要です。放熱特性、パッケージサイズ、絶縁特性の間にはトレードオフが存在します。優れたパッケージテクノロジーのキーポイントは、最適化されたパッケージサイズで、絶縁特性を損ねることなく優れた放熱特性を維持することにあります。

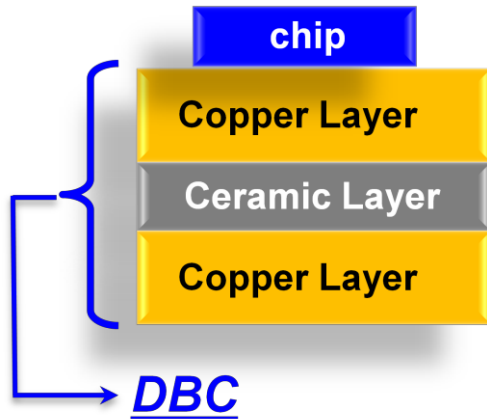


図 7. 高い放熱特性のための縦型構造

1200 V Motion SPM 2 では、優れた放熱特性を実現する DBC サブストレートを採用した技術を開発しました。これはパワーデバイスを DBC サブストレートに直接貼り付けるものです。この技術を 1200 V Motion SPM 2 に採用することで、信頼性と放熱特性が向上しました。

図 7 と図 8 に、Motion SPM 2 パッケージの外形図、断面図を示します。

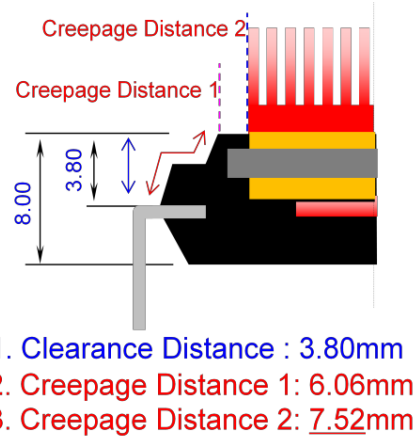


図 8. 絶縁距離

表 7. 機械的特性および定格

パラメータ	条件	値			単位
		最小	通常	最大	
デバイス平坦度	参照図 9	0	—	+200	μm
締付けトルク	取付けネジ : M4	0.9 N・m 推奨	1.0	1.5	N・m
		9.1 kg・cm 推奨	10.1	15.1	kg・cm
端子引張り強度	荷重 19.6 N	10	—	—	s
端子曲げ強度	荷重 9.8 N、90° 曲げ	2	—	—	回数
重量		—	50	—	g

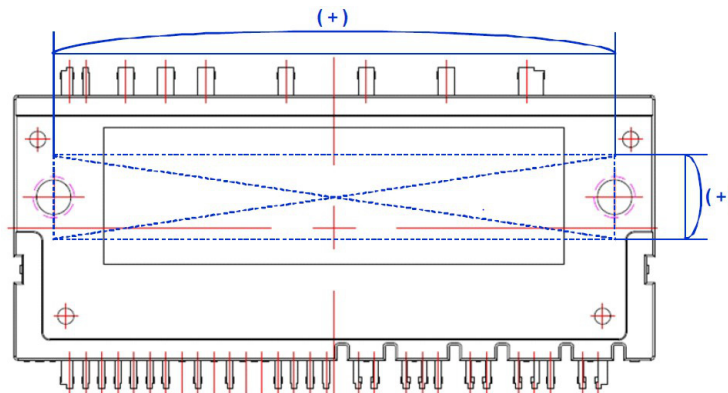


図 9. 平坦度測定位置

パッケージ外形詳細図

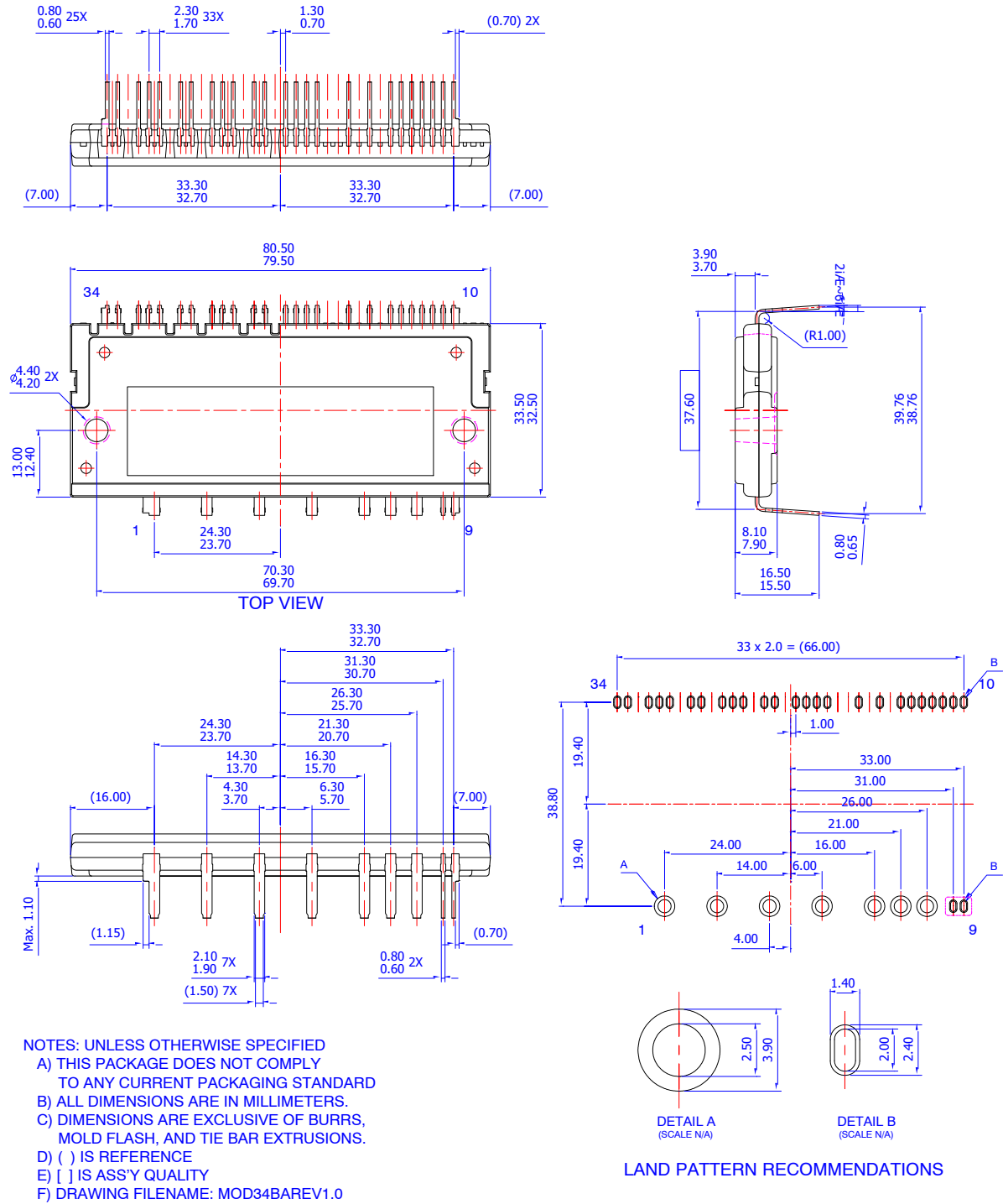


図 10. 平坦度測定位置

保護機能の動作シーケンス

短絡保護回路 (SCP)

Motion SPM は、短絡電流検出のため、図 11 に示すようにセンス電流検出抵抗 (R_{SC}) を使用します。LVIC には、短絡保護回路が内蔵されています。この保護回路は CSC 端子に発生する電圧を検出します。その電圧がデータシートで規定される $V_{SC(ref)}$ (短絡保護回路の検知しきい値電圧、標準で $V_{SC(ref)}$ は 0.5 V) を超えた場合、フォールト信号が出力さ

れ、すべてのローサイド側 IGBT はオフになります。一般的に最大短絡電流の値はゲート電圧に依存します。ゲート電圧 (V_{CC} および V_{BS}) が高いと、結果的に短絡電流値も高くなります。これにより発生する問題を避けるため、短絡保護回路の最大検知電圧は短絡電流値が定格コレクタ電流の 1.7 倍以下になるように設定します。図 12 に、LVIC 短絡保護機能のタイミングチャートを示します。

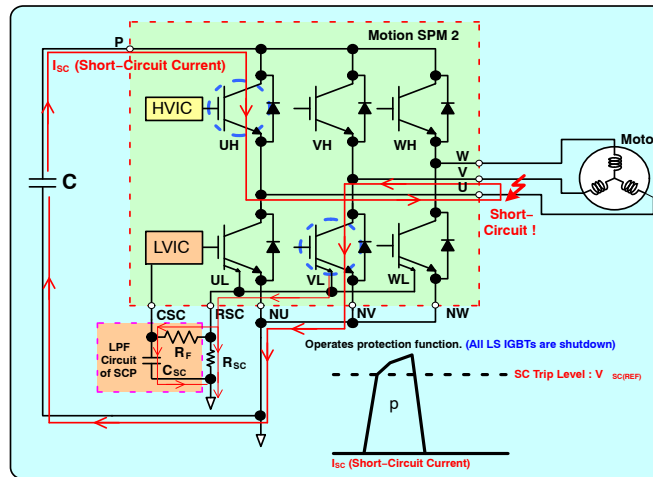
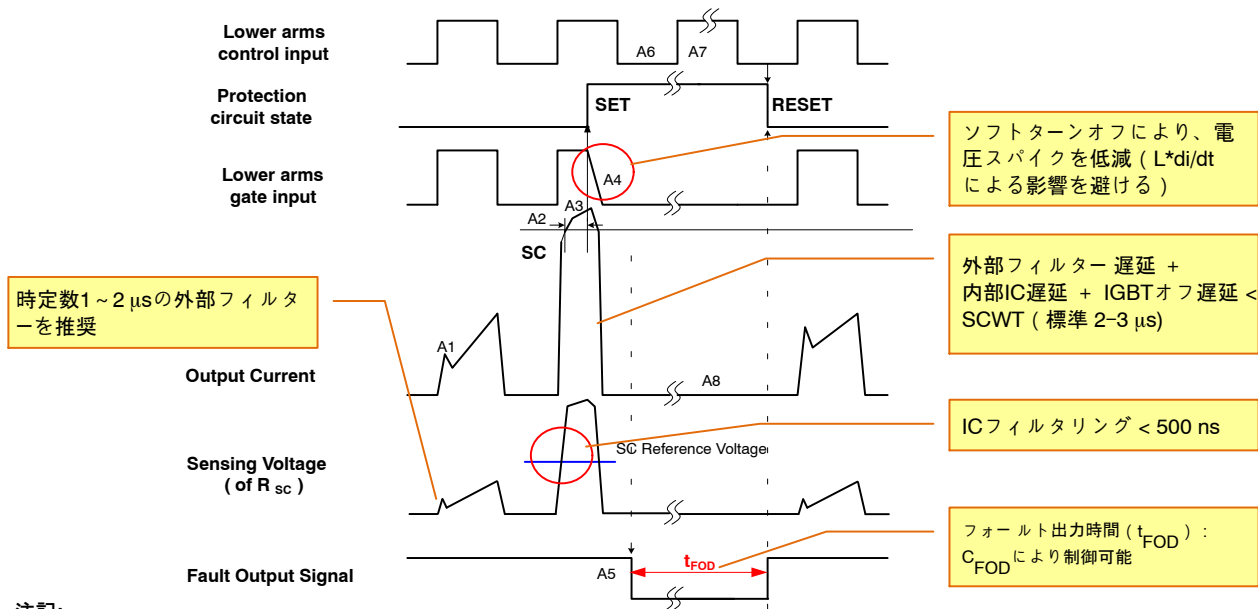


図 11. 短絡保護回路動作



注記:

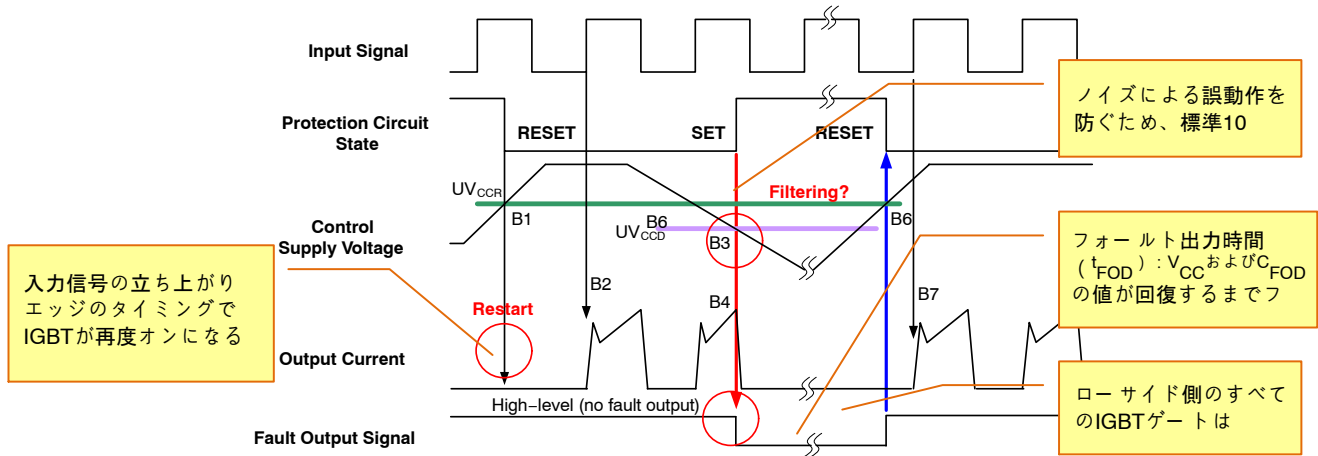
- A1-通常動作: IGBT がオンし、電流が流れる。
- A2-短絡電流検出 (短絡保護回路トリガ)。
- A3-IGBT ゲート強制遮断。
- A4-ソフトターンオフ機能により IGBT がオフ。
- A5-フォールト信号出力タイマー動作開始、内部遅延 t_{FOD} (標準 2.0 μs) は C_{FOD} により制御。
- A6-入力「L」: IGBT をオフにする制御信号。
- A7-入力「H」: IGBT をオンにする制御信号。ただし、フォールト信号出力が出ている間、IGBT はオンしない。
- A8-IGBT はオフ状態を維持。

図 12. 短絡保護機能のタイミングチャート

低電圧保護回路

LVICは低電圧保護回路(UVLO)を備え、ローサイドIGBTが、不十分なゲートドライブ電圧で動作す

ることを防止します。図13に、この保護機能のタイミングチャートを示します。



注記:

B1-制御電源電圧上昇: 電圧が UV_{CCR} に達した後、次の制御信号入力で回路は動作を開始する。

B2-通常動作: IGBT がオンし、電流が流れる。

B3-電圧低下を検出 (UV_{CCD})。

B4-制御信号が入力されているが、IGBT はオフになる。

B5-フォールト信号出力開始。

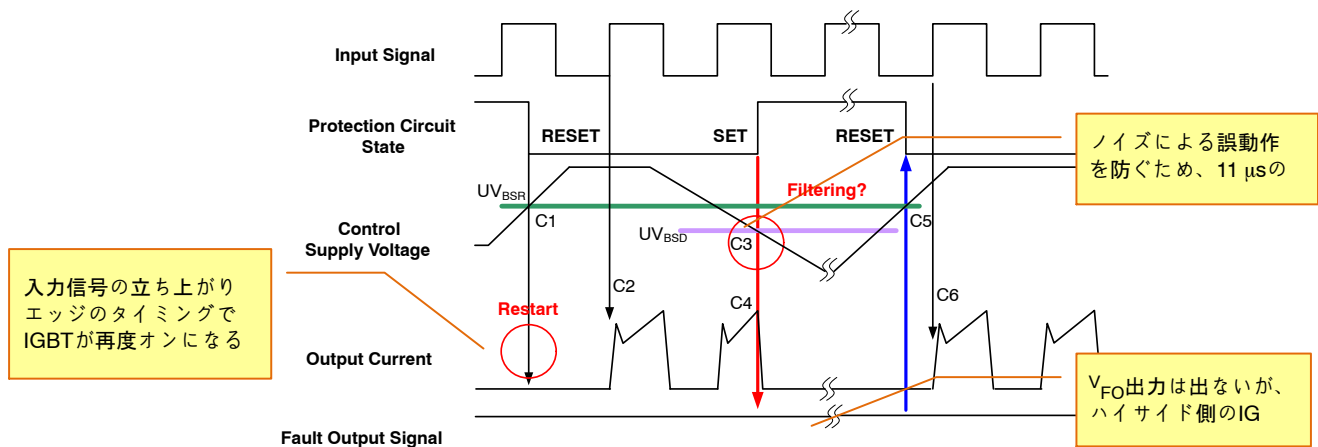
B6-低電圧保護回路リセット (UV_{CCR})。

B7-通常動作: IGBT がオンし、電流が流れる。 C_{FOD} 端子の外部コンデンサによるフォールト出力時間 (t_{FOD}) が UV_{CCR} タイミングよりも長い場合、フォールト出力と IGBT の状態は t_{FOD} 後にリセットされます。

図 13. ローサイド低電圧保護機能タイミングチャート

HVICは低電圧保護回路を備えており、ハイサイドIGBTが、不十分なゲートドライブ電圧で動作することを防止します。図14、この保護機能のタイミ

ングチャートを示します。フォールト (FO) アラーム信号は、HVIC のバイアス電圧が低い状況であっても出力されません。



注記:

C1-制御電源電圧上昇: 電圧が UV_{BSR} に達した後、次の制御信号入力で回路は動作を開始する。

C2-通常動作: IGBT がオンし、電流が流れる。

C3-電圧低下を検出 (UV_{BSD})。

C4-制御信号が入力されているが、IGBT はオフになる。ただし、フォールト信号は出力されない。

C5-低電圧保護回路リセット (UV_{BSR})。

C6-通常動作: IGBT がオンし、電流が流れる。

図 14. ハイサイド低電圧保護機能タイミングチャート

主要パラメータデザインガイド

安定動作を実現するため、Motion SPM 2 シリーズの動作特性を考慮した、受動素子とバイアス電圧の推奨パラメータを取り上げます。

保護回路の RSC 抵抗の選択

図 15 に、RSC 抵抗を使った短絡保護の回路例を示します。センス IGBT がローサイド側に使用されています。N 端子に外付けのシャント抵抗を接続しなくても、RSC 端子を使って過電流保護 (OCP) と短絡保護 (SCP) を実現できます。RSC のライン電流が検出され、保護動作信号が RC フィルターを通して現れます。電流が $V_{SC(ref)}$ を超えると、ネガティブ側の 3 相すべての IGBT はオフ状態になり、フォールト信号が Motion SPM 2 から MCU に対して出力されます。

短絡状態の繰り返しは許容されないため、一度フォールト信号が出力された場合は、IGBT の動作を直ちに中断する必要があります。

図 16 に、シャント抵抗 = $0\ \Omega$ における FNA21012A の「RSC 抵抗と検知電流」のカーブを示します。

電流検出のためには、各 N 端子に外付けのシャント抵抗を接続してください。RSC 端子からのセンス電圧は、図 17 に示すように外付けシャント抵抗の影響を受けます。

図 16 から図 21 に、シャント抵抗 1 個における Motion SPM2 の RSC 値を示します。シャント抵抗 3 個の場合の適正な RSC 値の設定については、N 端子のシャント抵抗値とターゲット電流保護レベルを考慮する必要があります。

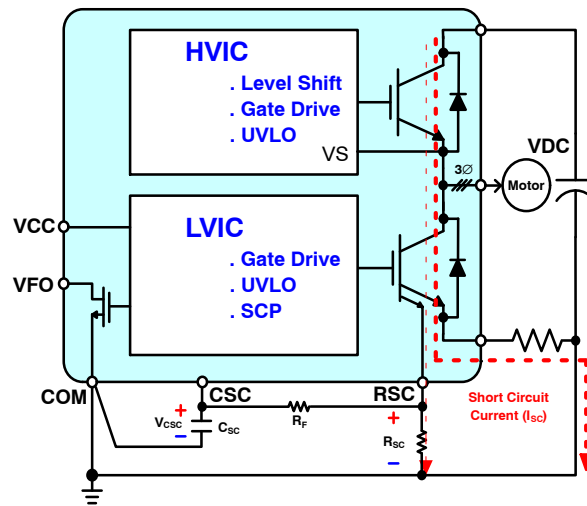
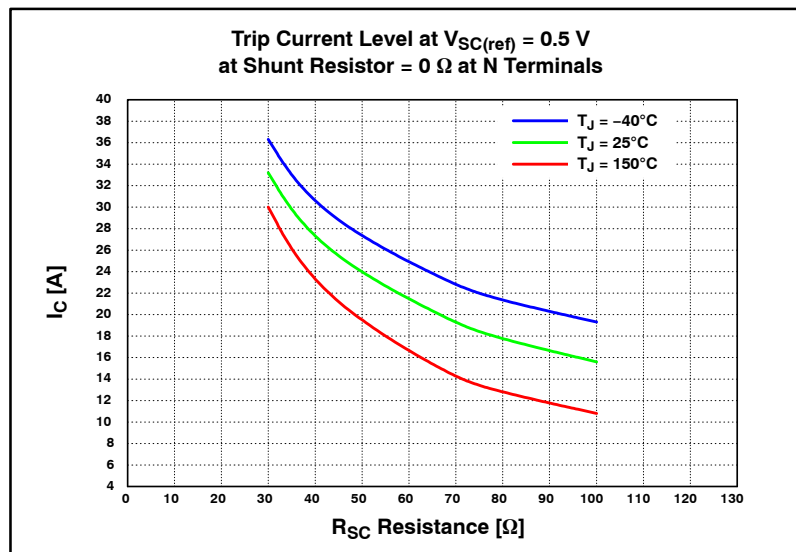


図 15. レグ短絡時の電流経路

図 16. FNA21012Aの接合部温度変化に伴う R_{SC} 抵抗と短絡保護検知電流レベル

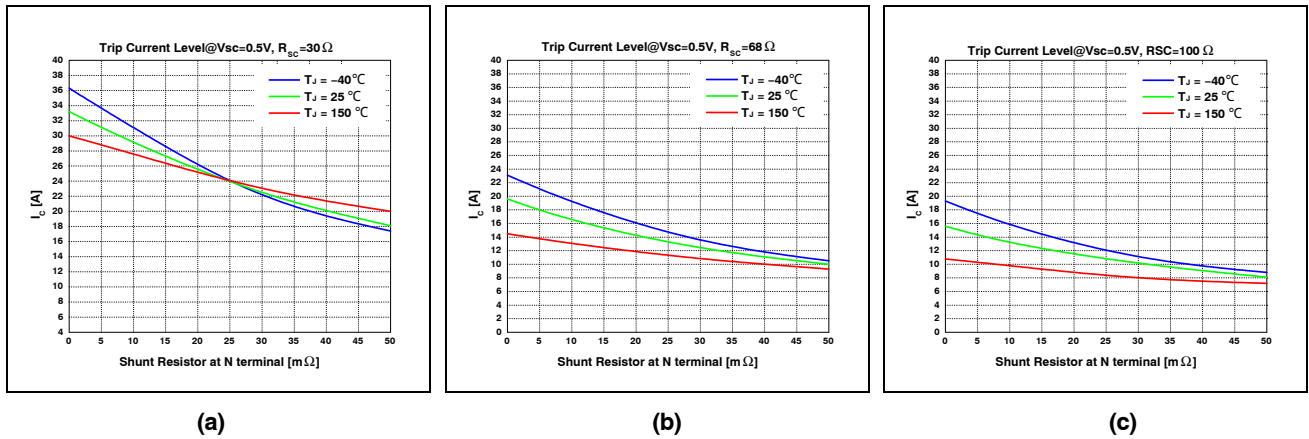


図 17. FNA21012A の検知電流レベルとシャント抵抗
(a): $R_{SC} = 30 \Omega$, (b): $R_{SC} = 68 \Omega$, (c): $R_{SC} = 100 \Omega$

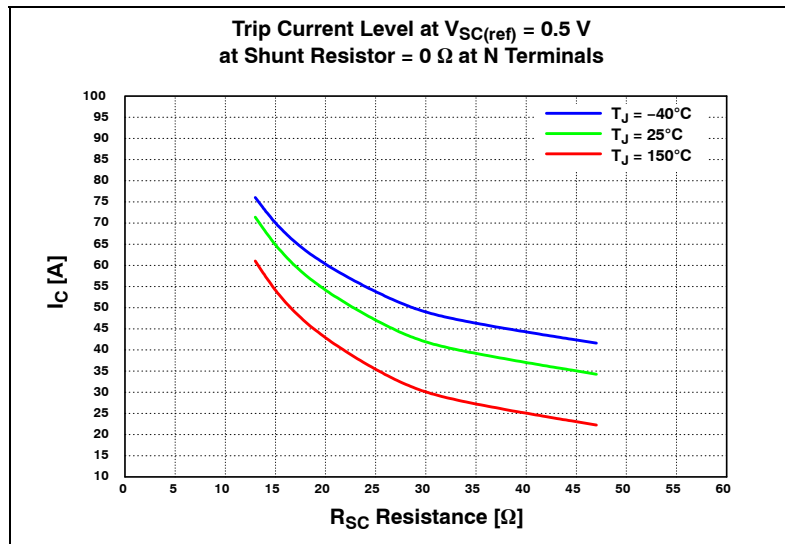


図 18. FNA22512A の接合部温度変化に伴う R_{SC} 抵抗と短絡保護検知電流レベル

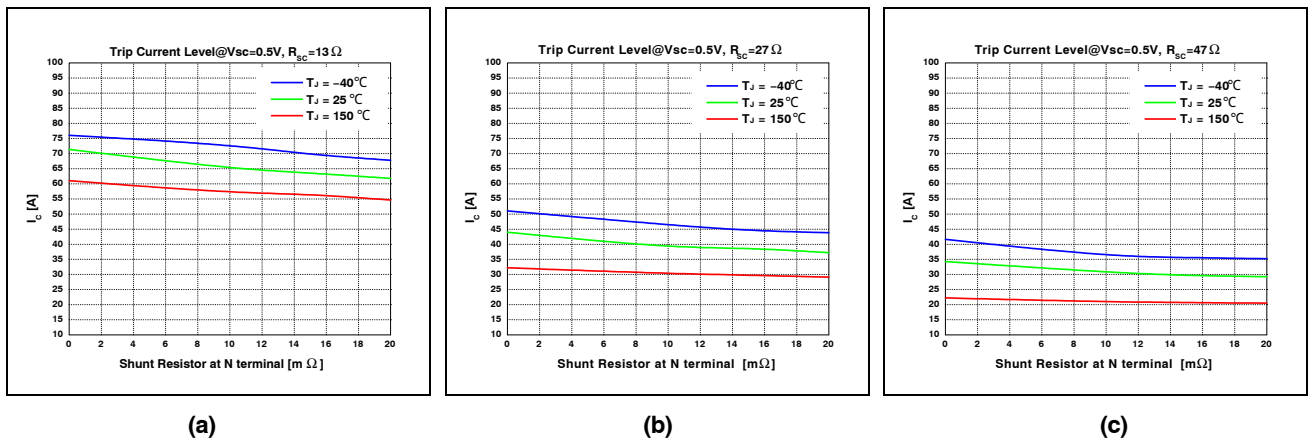


図 19. FNA22512A の検知電流レベルとシャント抵抗
(a): $R_{SC} = 13 \Omega$, (b): $R_{SC} = 27 \Omega$, (c): $R_{SC} = 47 \Omega$

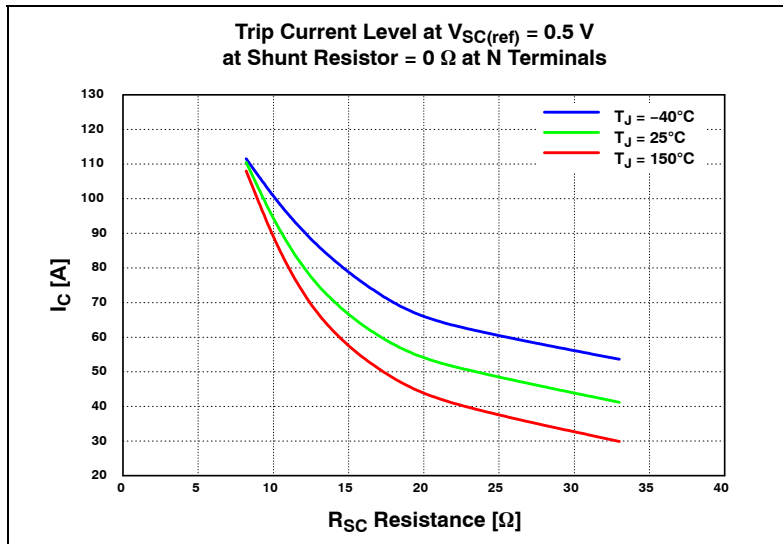
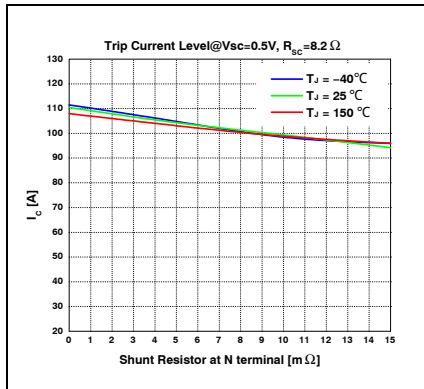
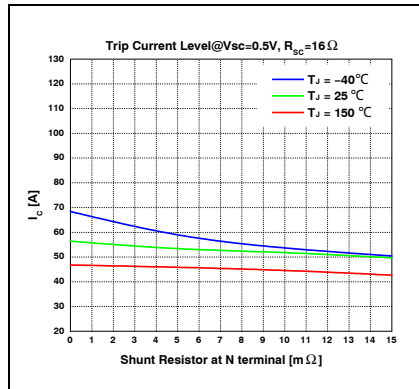


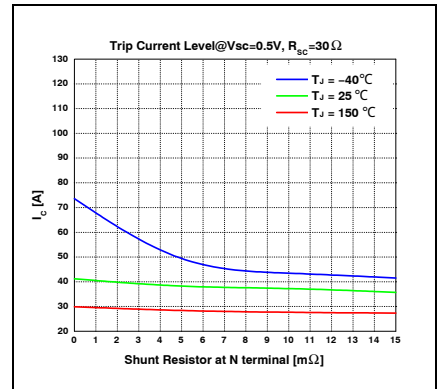
図 20. FNA23512A, FNA25012A の接合部温度変化に伴う R_{SC} 抵抗と短絡保護検知電流レベル



(a)



(b)



(c)

図 21. FNA23512A, FNA25012A の検知電流レベルとシャント抵抗

(a): $R_{SC} = 8.2 \Omega$, (b): $R_{SC} = 16 \Omega$, (c): $R_{SC} = 30 \Omega$

電流検出および保護用の N 端子シャント抵抗の選択

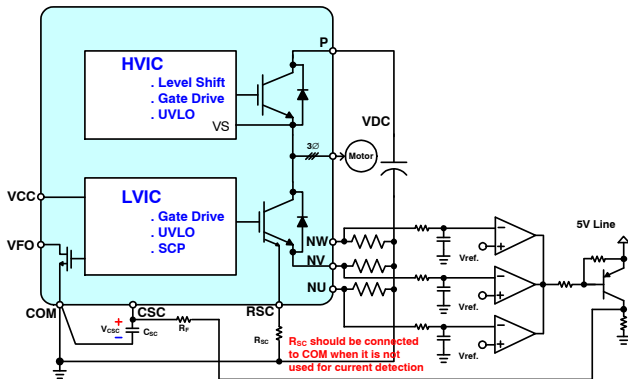


図 22. RSC 端子を使用しない場合の過電流および短絡保護の推奨回路

R_{SC} からセンス電流を検出せずに、N 端子の 3 つのシャント抵抗で過電流および短絡保護を実装する場合は、 R_{SC} を COM に接続してください。短絡時の遮断を確実にするため、N 端子のシャント抵抗から CSC までの外部 RC 時定数は $2 \mu s$ 以内でなければなりません。

シャント抵抗の適正值は次のような計算式で計算できます。

$$V_{SC(ref)} = \min. 0.43 \text{ V} / \text{typ. } 0.5 \text{ V} / \text{max. } 0.57 \text{ V} \quad (\text{表 8 を参照})$$

シャント抵抗：

$$I_{SC(max)} = V_{SC(max)} / R_{SHUNT(min)} \rightarrow$$

$$R_{SHUNT(min)} = V_{SC(max)} / I_{SC(max)}$$

シャント抵抗値のバラツキが $\pm 5\%$ 以内とすると：

$$I_{SC(max)} = V_{SC(max)} / R_{SHUNT(min)} \rightarrow$$

$$R_{SHUNT(min)} = V_{SC(max)} / I_{SC(max)}$$

実際の短絡検知電流値は：

$$I_{SC(typ)} = V_{SC(typ)} / R_{SHUNT(typ)} \rightarrow$$

$$I_{SC(min)} = V_{SC(min)} / R_{SHUNT(max)}$$

インバータ出力電力：

$$P_{OUT} = \sqrt{3} \times V_{O_LL} \times I_{RMS} \times PF$$

$$V_{O_LL} = (\sqrt{3} / \sqrt{2}) \times MI \times (1/2) \times V_{DC_Link}$$

ここで：

V_{O_LL} ：インバータの出力ライン間電圧

MI = 変調指数

V_{DC_Link} = DC リンク電圧

I_{RMS} = インバータの最大負荷電流

PF = 力率

平均 DC 電流：

$$I_{DC_AVG} = V_{DC_Link} / (P_{out} \times Eff)$$

ここで：

Eff = インバータ効率

シャント抵抗の定格電力は、次式より求めます。

$$P_{SHUNT} = (I_{DC_AVG}^2 \times R_{SHUNT} \times \text{マージン}) / \text{ディレーティング比}$$

ング比ここで：

I_{DC_AVG} ：インバータの平均負荷電流

R_{SHUNT} ： $T_C = 25 [^{\circ}C]$ 時のシャント抵抗標準値

ディレーティング比： $T_{SHUNT} = 100 [^{\circ}C]$ 時のシャント抵抗値(シャント抵抗のデータシートより)

マージン：お客様のシステムに基づく安全マージン

シャント抵抗値の計算例：FNA21012A で、シャント抵抗誤差 $\pm 5\%$

表 8. OCP および SCP レベル ($V_{SC(ref)}$) の規格

条件	最小	通常	最大	単位
仕様 $T_J = 25^{\circ}C, V_{CC} = 15 V$	0.43	0.50	0.57	V

シャント抵抗計算例算出条件

- DUT: FNA21012A
- シャント抵抗の許容誤差： $\pm 5\%$
- 短絡保護検知基準電圧：
 $V_{SC(min)} = 0.43 V, V_{SC(typ)} = 0.50 V, V_{SC(max)} = 0.57 V$
- インバータの最大負荷電流 (I_{RMS})：5 A_{rms}
- インバータの最大ピーク負荷電流 ($I_{C(max)}$)：10 A
- 変調指数 (MI)：0.9
- DCリンク電圧 (V_{DC_Link})：600 V
- 力率 (PF)：0.8
- インバータ効率 (Eff)：0.95
- $T_C = 25^{\circ}C$ (R_{SHUNT}) 時のシャント抵抗値：40 m Ω
- $T_{SHUNT} = 100^{\circ}C$ 時のシャント抵抗ディレーティング比：70% (図 23 を参照)
- 安全マージン：20%

計算結果

- $I_{SC(max)}: 1.5 \times I_{C(max)} = 1.5 \times 10 A = 15 A$
- $R_{SHUNT(min)}: V_{SC(max)} / I_{SC(max)} = 0.57 V / 15 A = 38 m\Omega$
- $R_{SHUNT(typ)}: R_{SHUNT(min)} / 0.95 = 38 m\Omega / 0.95 = 40 m\Omega$
- $R_{SHUNT(max)}: R_{SHUNT(typ)} \times 1.05 = 40 m\Omega \times 1.05 = 42 m\Omega$
- $I_{SC(min)}: V_{SC(min)} / R_{SHUNT(max)} = 0.43 V / 42 m\Omega = 10.2 A$
- $I_{SC(typ)}: V_{SC(typ)} / R_{SHUNT(typ)} = 0.5 V / 40 m\Omega = 12.5 A$
- $V_{O_LL} = (\sqrt{3} / \sqrt{2}) \times MI \times \frac{1}{2} \times V_{DC_Link} = (\sqrt{3} / \sqrt{2}) \times 0.9 \times 0.5 \times 600 = 330.7$
- $P_{OUT} = \sqrt{3} \times V_{O_LL} \times I_{RMS} \times PF = \sqrt{3} \times 330.7 \times 5 \times 0.8 = 2291 W$
- $I_{DC_AVG} = (P_{OUT} / Eff) / V_{DC_Link} = 4.64 A$
- $P_{SHUNT} = (I_{DC_AVG}^2 \times R_{SHUNT} \times \text{マージン}) / \text{ディレーティング比} = (4.64 \times 0.040 \times 1.2) / 0.7 = 1.48 W$
(よって、シャント抵抗の適正な定格電力は 2 W 以上)

表 9. $T_J = 25^{\circ}C$ $R_{SHUNT} = 38 m\Omega$ (Min.)、40 m Ω (Typ.)、42 m Ω (Max.) 時の FNA21012A の短絡保護動作電流範囲

条件	最小	通常	最大	単位
短絡保護動作レベル	10	12	15	A

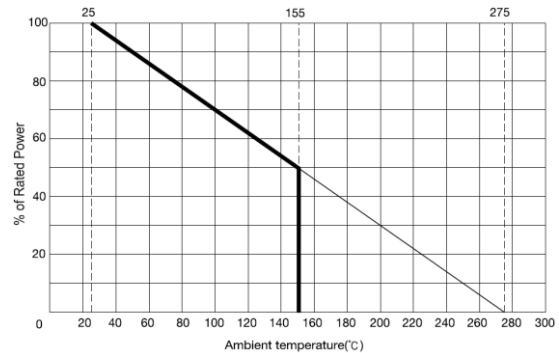
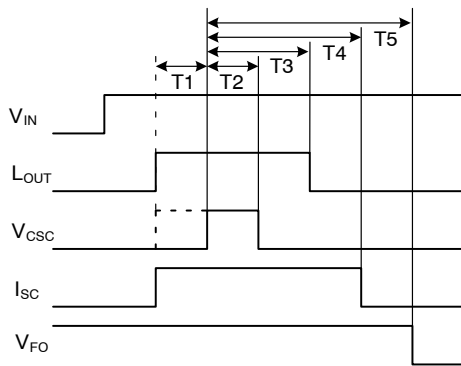


図 23. シャント抵抗ディレーティングカーブ例 (RARA Elec.)

内部遅延の時定数

ノイズにより短絡保護 (SCP) 回路が誤動作することを防ぐため、RC フィルターが必要です。RC 時定数は、加わるノイズの期間と、Motion SPM 2 の短絡電流耐久時間 (SCWT) によって決まります。 R_{SC} 電圧が SCP レベルを超えると、この信号は RC フィルターを介して CSC 端子に加わります。RC フィルター遅延時間 (T1) は、CSC 端子電圧が SCP レベルまで上昇するのに必要な時間です。LVIC は内部にフィルター期間が設けてあります(ノイズ除去のためのロジックフィルター期間：T2)。 V_{CSC} の RC フィルターを設計する際には、このフィルター期間を考慮する必要があります。



注記:

V_{IN} : 信号入力電圧。

L_{OUT} : ローサイド IGBT の V_{GE} 。

V_{CSC} : CSC 端子電圧。

I_{SC} : 短絡電流。

V_{FO} : VFO 端子電圧。

T1: V_{CSC} RC フィルターのフィルター期間。

T2: CSC のフィルター期間。 V_{CSC} 幅が T2 以下では、SCPI は動作しません。

T3: CSC トリガからゲート電圧立下りまでの遅延時間。

T4: CSC トリガから短絡電流オフまでの遅延時間。

T5: CSC トリガからフォールト信号出力までの遅延時間。

図 24. タイミングダイアグラム

表 10. 短絡保護回路の動作タイミング: V_{CSC} から L_{OUT} 、 I_{SC} 、 V_{FO} まで (Notes 8 and 9)

対象デバイス	Typ. ($T_J = 25^\circ\text{C}$)	Typ. ($T_J = 150^\circ\text{C}$)	Max. ($T_J = 25^\circ\text{C}$)
FNA21012A	$T2 = 0.25 \mu\text{s}$	$T2 = 0.09 \mu\text{s}$	誤差 $\pm 20\%$ 、 $T4 = 3.6 \mu\text{s}$
	$T3 = 0.62 \mu\text{s}$	$T3 = 0.57 \mu\text{s}$	
	$T4 = 3 \mu\text{s}$	$T4 = 3.3 \mu\text{s}$	
	$T5 = 4.1 \mu\text{s}$	$T5 = 4.25 \mu\text{s}$	

8. 全動作条件範囲で短絡保護回路の安全な動作を確実にするため、CSC は短絡状態が発生した後、 $1.0 \mu\text{s}$ 以内にトリガされるようにしてください。(推奨: $\text{SCWT} < 5.0 \mu\text{s}$ 、条件: $V_{DC} = 800 \text{ V}$ 、 $V_{CC} = 16.5 \text{ V}$ 、 $T_J = 150^\circ\text{C}$)。
9. 短絡発生から CSC がトリガされるまでの時間はできる限り短くしてください。

ソフトターンオフ

LVIC のソフトターンオフ機能は、短絡時の強制遮断に起因する V_{PN} (電源) の過電圧からローサイド IGBT を保護します。「短絡時の強制遮断」とは、短絡発生時、SCP 回路が動作する前に IGBT が短いパルスを入力信号によりオフになることを言います。この際、 I_{SC} (短絡電流) の di/dt が急激に上昇することによって V_{PN} も急激に上昇します。 V_{PN} のこのような急上昇は過電圧による IGBT の破壊を引き起こす場合があります。ソフトターンオフ機能は、 V_{GE} (IGBT のゲート-エミッター間電圧) を緩やかに放電させることで、IGBT の急激なターンオフを防ぎます。

図 25 と図 26 に、LVIC の内部ブロック図と、ソフトターンオフ機能の動作シーケンスを示します。

この機能は、内蔵されている 2 つの保護回路 (UVLO と SCP) の際に動作します。通常状態で IGBT がオフの場合は、ゲートドライバブロックからのゲート・オフ信号 ($IN(xL)$) により、LVIC は IGBT を直ちにオフします。プリドライバがゲートドライバブロックの出力バッファをオンにします (経路 1)。一方、IGBT が保護回路の動作によってオフする場合、ゲートドライバは保護回路によって無効になり (出力バッファは無効になりハイインピーダンス状態)、保護回路の出力はソフトターンオフ回路をオンにします。 V_{GE} (IGBT のゲート-エミッター間電圧) は、ソフトターンオフ回路を介して緩やかに放電されます (経路 2)。

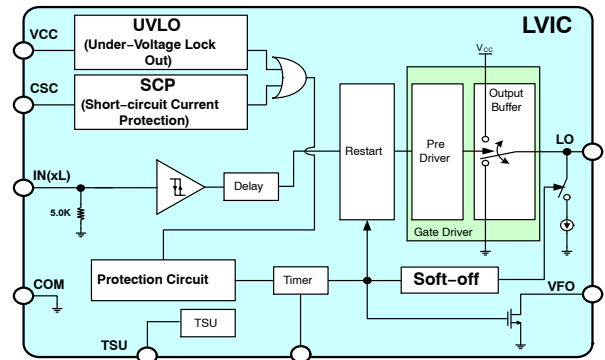


図 25. LVIC の内部ブロック図

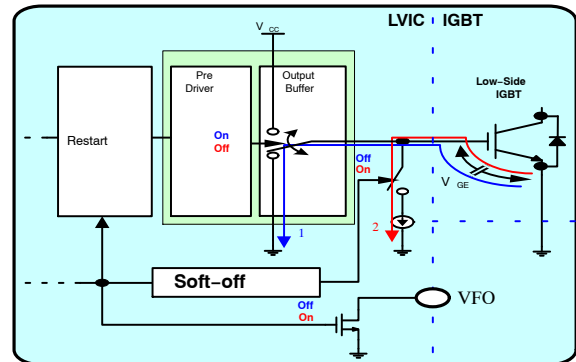


図 26. ソフトターンオフの動作シーケンス

図 27 と図 28 に、 $V_{DC} = 800 \text{ V}$ で十分に動作する通常のターンオフスイッチング動作を示します。P-N 端子間のサージ電圧 ($V_{PN}(\text{Surge})$) は 1000 V 以下に抑えられています。図 27 と図 28 に、ハードターンオフとソフトターンオフのスイッチング動作の違いを示します。IGBT がハードターンオフした場合、大きな (155 V) オーバーシュートが発生しています。1200 V Motion SPM を安全に保護するには、DC リンクコンデンサへの供給電圧は 800 V 以下に制限する必要があります。 $2 \mu\text{s}$ 以下の短パルスのハードターンオフ動作は、短絡故障の場合に発生する可能性があります。通常の短絡故障では、保護回路が動作し、IGBT を緩やかにターンオフさせ、余分なオー

バーシュート電圧の発生を防ぎます。この状態で、オーバーシュート電圧は100 V 未満です。

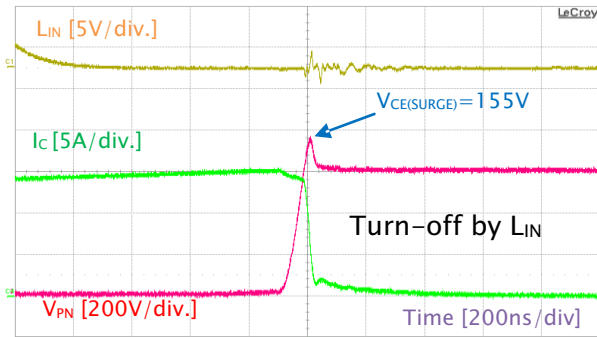


図 27. 入力信号によるターンオフ
(FNA21012A、条件： $V_{DC} = 600\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)

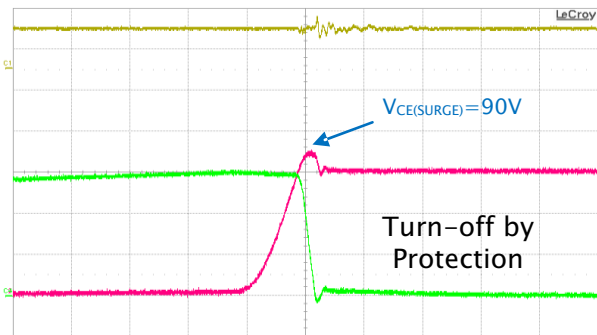


図 28. ソフトターンオフ機能によるターンオフ
(FNA21012A、条件： $V_{DC} = 600\text{ V}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)

フォールト出力回路

表 11. フォールト出力最大定格

記号	項目	条件	定格	単位
V_{FO}	フォールト出力電源電圧	$V_{FO} - \text{COM}$ 間に印加	$-0.3 \sim V_{CC}+0.3$	V
I_{FO}	フォールト出力電流	V_{FO} 端子のシンク電流	2	mA

表 12. 電気的特性

記号	項目	条件	最小	最大	単位
V_{FOH}	フォールト出力電源電圧	$V_{CC} = 15\text{ V}$, $V_{SG} = 0$, V_{FO} 回路: $4.7\text{ k}\Omega$ で 5 V にプルアップ	4.5	—	V
I_{FO}			—	0.5	V

V_{FO} 端子はオープンドレイン出力ですので、抵抗を介してプルアップしてください。抵抗値は上記のスペックを満たす必要があります。

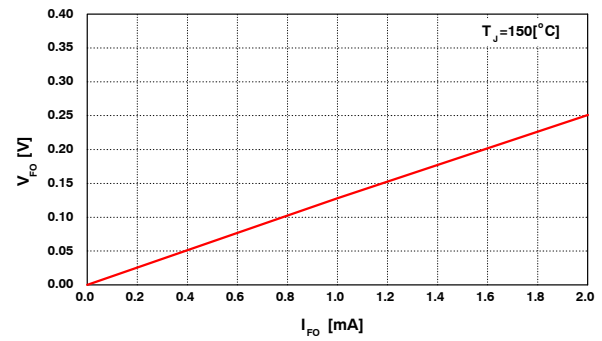


図 29. V_{FO} 端子の電圧-電流特性

入力信号回路 (IN (xH), IN (xL))

図 30 に、MCU と Motion SPM 2 間の入出力インターフェース回路を示します。Motion SPM 2 の入力ロジックはアクティブ HIGH で、プルダウン抵抗を内蔵しているため、外部にプルダウン抵抗は不要です。

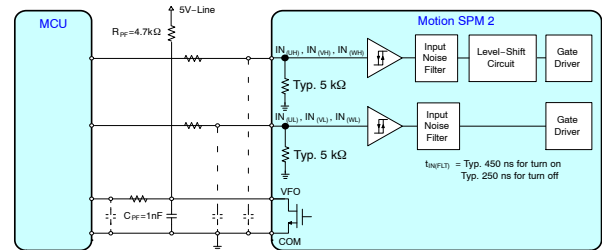


図 30. CPU の入出力インターフェース回路の推奨例

表 13 に、制御入力とフォールト出力の最大電圧定格を示します。フォールト出力はオープンドレインなので、最大定格は $V_{CC}+0.3\text{ V}$ で、15 V 電源でのインターフェースも可能です。ただし、入力信号と同じように、フォールト出力は 5 V ロジックで使用することを推奨します。また、MCU と Motion SPM 2 の両側で、 V_{FO} 信号ラインに対して、デカップリングコンデンサをそれぞれのデバイスのできる限り近傍に接続することも推奨します。それぞれの入力での RC カップリング (図 30 に破線で示す) は、そのアプリケーションで使用する PWM 制御回路と、PCB レイアウトの配線インピーダンスによって変わる場合があります。

Motion SPM 2 シリーズの入力信号部には $5\text{ k}\Omega$ (typ.) のプルダウン抵抗が内蔵されています。そのため、MCU 出力と Motion SPM 2 入力の間に外部のフィルター用抵抗を接続する場合、Motion SPM 2 の端子までに低下した信号レベルが、ターンオンしきい値のスペックを満たしているか注意が必要です。

表 13. 入力および VFO 端子の最大定格

記号	項目	条件	定格	単位
V _{IN}	入力信号電圧	IN _(xH) , IN _(xL) -COM(x) 間に印加	-0.3 ~ V _{CC} +0.3	V
V _{FO}	フォールト出力電源電圧	V _{FO} - COM(L) 間に印加	-0.3 ~ V _{CC} +0.3	V

表 14. 入力しきい値電圧定格 (V = 15 V, T = 25°C)

記号	項目	条件	最小	最大	単位
V _{IN(ON)}	ターンオンしきい値	IN _(UH) , IN _(VH) , IN _(WH) -COM(H)	-	2.6	V
V _{IN(OFF)}	ターンオフしきい値	IN _(UL) , IN _(VL) , IN _(WL) -COM(L)	0.8	-	V

ブートストラップ回路設計

ブートストラップ回路の動作

VB (U, V, W)とVS (U, V, W) 間の電圧差、V_{BS} が Motion SPM 2 シリーズ内部の HVIC にドライブ電源を供給します。この供給電圧は、HVIC がハイサイド IGBT を十分にドライブできる 13.0 V~18.5 V の範囲になければなりません。V_{BS} に対する低電圧保護回路により、V_{BS} が規格電圧に満たない場合は、HVIC はハイサイド IGBT をドライブしません(データシート参照)。この機能により、IGBT が高い電力損失をもって動作することを防ぎます。

V_{BS} のようなフローティング電源は、いくつかの方法で実現できます。その一つがここで説明するブートストラップです(図 31 を参照)。この方法は、シンプルで低コストであるという特徴があります。ただし、ブートストラップコンデンサを充電するのに必要とするデューティサイクルとオン期間に制約があります。ブートストラップ電源は、ブートストラップダイオード、抵抗、コンデンサを組み合わせ構成されます。図 31 に、ブートストラップ回路での電流経路を示します。V_S が(ローサイド IGBT のターンオンまたはローサイド FRD のフリーホイーリングによって)グランドレベルに引き落とされると、ブートストラップコンデンサ (C_{BS}) はブートストラップダイオード (D_{BS}) と抵抗 (R_{BS}) を介して V_{CC} 電源から充電されます。

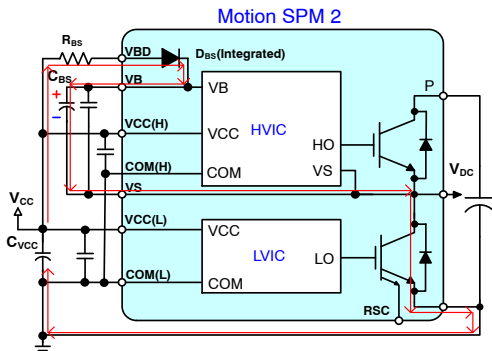


図 31. ローサイド IGBT オン時の HVIC 電源 (V_{BS}) 供給用ブートストラップ回路の電流経路

初期充電を考慮したブートストラップコンデンサの選択

初期状態でブートストラップコンデンサを十分に充電するには、ローサイド IGBT が適切な期間オンする必要があります。初期充電時間 (t_{charge}) は、次式により得られます。

$$t_{\text{charge}} = C_{\text{BS}} \times R_{\text{BS}} \times \frac{1}{\Delta} \times \ln \frac{V_{\text{CC}}}{V_{\text{CC}} - V_{\text{BS}(\text{min})} - V_{\text{F}} - V_{\text{LS}}} \quad (\text{eq. 1})$$

ここで:

V_F = ブートストラップダイオードの順方向電圧低下

V_{BS(min)} = ブートストラップコンデンサの最小値

V_{LS} = ローサイド IGBT または負荷に発生する電圧低下

Δ = PWM デューティ比

ブートストラップコンデンサの初期充電時、初期充電の方法に基づいて、V_{CC} ラインの SMPS 出力電流、V_{CC} ソース容量、ブートストラップコンデンサ容量による V_{CC} 電圧低下が発生します。V_{CC} 電圧低下が UV_{CCD} レベルに達すると、ローサイドが遮断され、フォールト信号がアクティブになります。このような誤動作を避けるため、関連するパラメータと初期充電方法について考慮する必要があります。初期充電時の V_{CC} 電圧低下を回避するために、大容量の V_{CC} ソースコンデンサとローサイドターンオンの最適化を推奨します。初期状態でブートストラップコンデンサを十分に充電するには、PWM の通常動作が開始される前に、ローサイド IGBT が適切な期間オンする必要があります。

図 32 に、ブートストラップ初期充電のシーケンス例を示します。V_{CC} が規定値に達すると、ローサイド IGBT をオンすることで、V_{BS} は充電されることになります。通常、PWM 信号は、スイッチングキャリア周波数に基づく一定間隔のインターバルタイマーによってトリガされる割り込み信号で生成されます。したがって、対となるハイサイドの PWM 信号を生成しないで、この状態を維持することが必要です。V_{CC} は 3 相すべての V_{BS} コンデンサに必要な電荷を供給するのに十分な容量にする必要があります。V_{BS} が V_{UVLO} リセットレベルに達する前に、PWM の通常動作が開始された場合、ハイサイド IGBT はスイッチングせず、フォールト信号も出力されません。これはアプリケーションによってはモーターのスタート不良となる可能性があります。3 相が同期して充電される場合、単一シャント抵抗を流れる初期充電電流が過電流保護レベルを超える可能性があります。そのため、図 33 に示すように、ブートストラップコンデンサの初期充電時間を分割する必要があります。図 34 に、ブートストラップコンデンサ容量と充電方法 (ローサイド IGBT 駆動方法) による影響を示します。

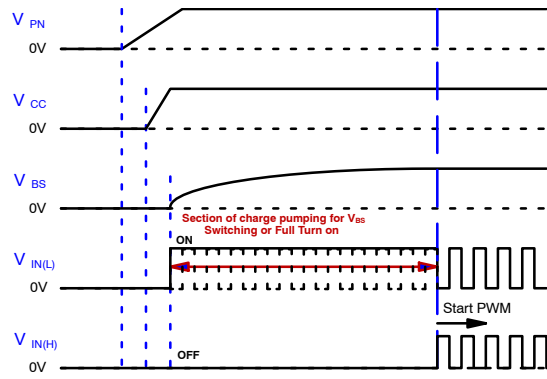


図 32. ブートストラップ初期充電タイミングチャート

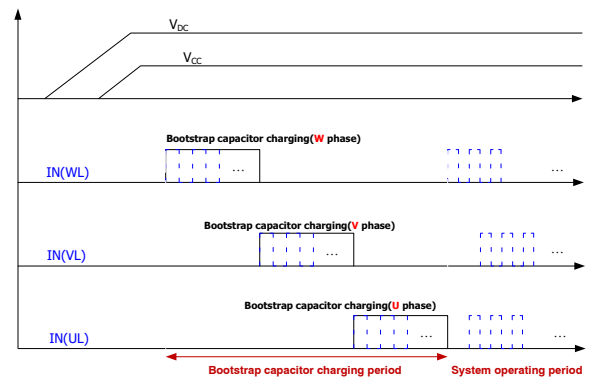


図 33. ブートストラップコンデンサー初期充電の推奨シーケンス

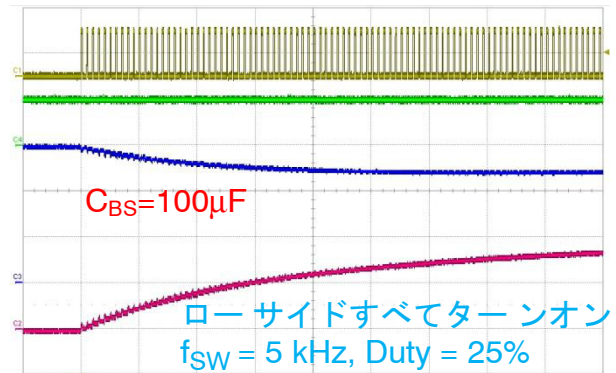
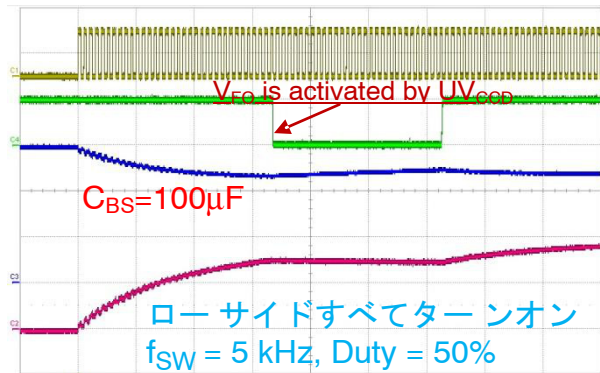
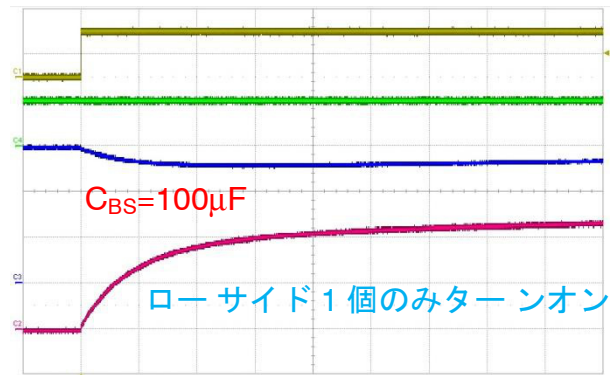
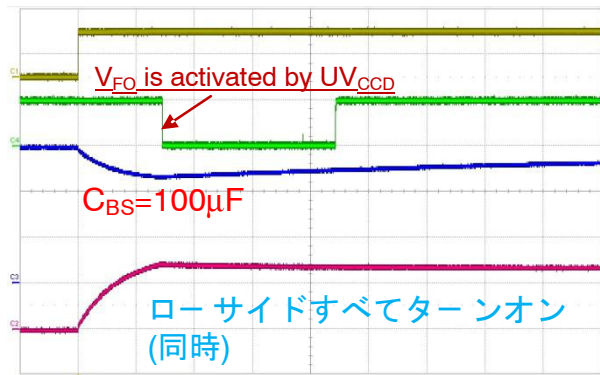
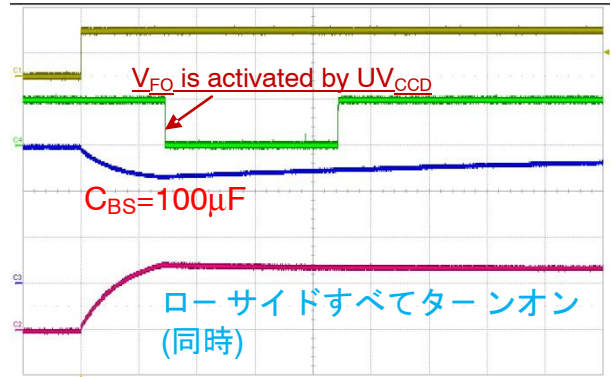
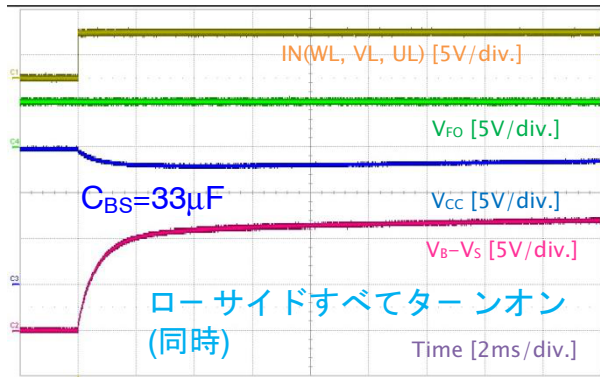


図 34. ブートストラップコンデンサー容量と充電方法による初期充電
(基準条件: $V_{CC} = 15\text{ V} / 300\text{ mA}$, V_{CC} コンデンサー = $220\text{ }\mu\text{F}$ 、ブートストラップコンデンサー = $100\text{ }\mu\text{F}$, $R_{BS} = 20\text{ }\Omega$)

動作を考慮した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容量は、次式により求められます。

$$C_{BS} = \frac{I_{leak} \times \Delta t}{\Delta V_{BS}} \quad (\text{eq. 2})$$

ここで:

Δt : ハイサイド IGBT の最大オン時間

ΔV_{BS} : C_{BS} の放電許容電圧(リップル電圧)

I_{Leak} : C_{BS} の最大放電電流

主に以下に示すような要素に影響を受けます。

- ハイサイド IGBT をオンにするゲートチャージ
- HVIC のハイサイド側回路の自己消費電流
- HVIC のレベルシフト回路で必要とされるチャージ
- ブートストラップダイオードのリーク電流
- ブートストラップコンデンサ C_{BS} のリーク電流 (電解コンデンサ以外の場合は無視できる)
- ブートストラップダイオードの逆回復電荷

実用的には、Motion SPM 2 ファミリーでは、 I_{Leak} として 4.5 mA を推奨します。バラツキと信頼性を考慮して、コンデンサ容量には、通常、計算値の 2~3 倍を選択します。 C_{BS} は、ハイサイド IGBT がオフし、 $V_{S(x)}$ がグラウンドに引き落とされた時のみ充電されます。

コンデンサ C_{BS} から放電されたチャージが完全に補給されるように、ローサイド IGBT のオン時間を十分にとる必要があります。すなわち、ローサイド IGBT には固有の最小オン期間(あるいはハイサイド IGBT にとってのオフ期間)があります。

ブートストラップコンデンサ容量 A の計算例

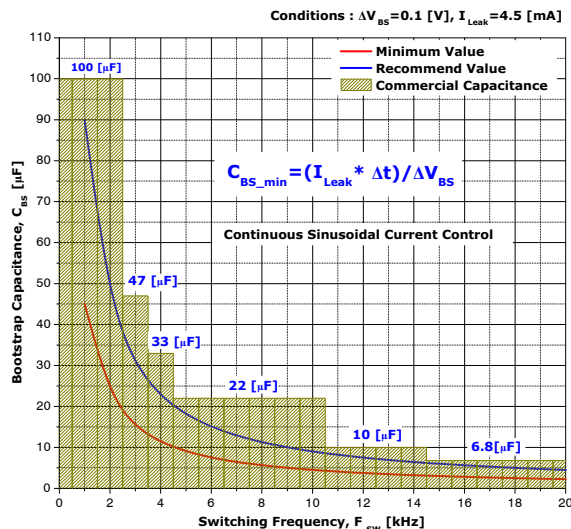


図 35. スイッチング周波数の変化に伴うブートストラップコンデンサ容量

スイッチング周波数と推奨 ΔV_{BS} で計算した場合

- I_{Leak} : 回路電流 = 4.5 mA (FNA21012A の場合、表 15 参照)
- ΔV_{BS} : 放電電圧 = 0.1 V (推奨値)
- Δt : ハイサイド IGBT の最大オン時間 = 0.2 ms (アプリケーションにより異なる)

$$C_{BS_min} = \frac{I_{leak} \times \Delta t}{\Delta V_{BS}} = \frac{4.5 \text{ mA} \times 0.2 \text{ ms}}{0.1 \text{ V}} = 19 \times 10^{-6} \quad (\text{eq. 3})$$

→ 2 倍以上のマージン → 18 μF (標準 22 μF)

表 15. フォールト出力最大定格

記号	条件	デバイス	最大	単位
IPBS	$V_{CC} = V_{BS} = 15 \text{ V}$, $f_{PWM} = 20 \text{ kHz}$, Duty = 50%, ハイサイドの 1 PWM 信号入力	FNA21012A	4.5	mA
		FNA22512A	9.0	
		FNA23512A	12.0	

10. このコンデンサ容量はスイッチング周波数、使用するコンデンサ、13.0~18.5 V (データシートより) の範囲で推奨される V_{BS} 電圧値に応じて変更できます。上記の結果は計算の一例を示したものです。この値は実際の制御方式と部品の寿命に応じて変更できます。

ブートストラップコンデンサ容量 B の計算例

動作条件、 UV_{BS} 機能、 $V_{B(x)} - V_{S(x)}$ の推奨許容値で計算した場合。

予期しない低電圧保護を回避し、 V_{BS} を推奨電圧範囲内に維持するため、ブートストラップコンデンサ容量は動作条件をもとに選択する必要があります。ブートストラップ電圧のリップルは、ブートストラップ抵抗、負荷条件、出力周波数、スイッチング周波数の影響を受けます。システムの最大負荷時のブートストラップ電圧を確認するようにしてください。図 36 に、動作時の $V_{B(x)} - V_{S(x)}$ リップル電圧の例を示します。

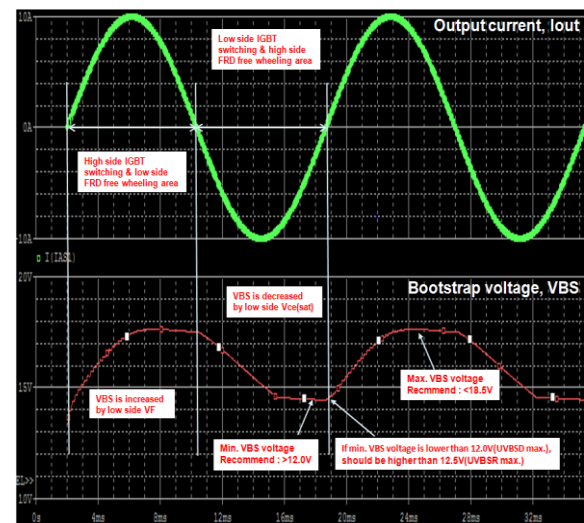


図 36. ブートストラップ動作時の推奨リップル電圧

内蔵ブートストラップダイオード

ハイサイド IGBT または FRD が導通している時、ブートストラップダイオード (D_{BS}) には全電圧がかかります。そのため、耐圧 1200 V 以上のブートストラップダイオードを推奨します。またブートストラップコンデンサから V_{CC} へのチャージバックを最小にするために、このダイオードはファーストリカバリ (回復時間 100 ns 未満) にすることが重要です。一般的にブートストラップ回路は、ブートストラップダイオード (D_{BS})、ブートストラップ抵抗 (R_{BS})、ブートストラップコンデンサ (C_{BS}) で構成されます。図 37 図 38 に、Motion SPM 2 のブートストラップダイオードの I-V 特性を示します。ブートストラップ抵抗 (R_{BS}) は dV_{BS}/dt を緩やかにし、またブートストラップコンデンサの初期充電電流 (I_{charge}) を制限します。ブートストラップコンデンサの初期充電時の大きな突入電流を防ぐため、直列抵抗を付加して電流制限を行う必要があります。大きな突入電流は、過電流保護回路を動作させ、ブートストラップダイオードへのストレスとなる場合があります。ブートストラップダイオードのパルス電流は 2 A に制限されているため、電流制限には少なくとも $10\ \Omega$ の直列抵抗が必要です。一般に R_{BS} には数十 Ω 程度のものが推奨されます。 R_{BS} の決定にあたっては、ブートストラップコンデンサの初期充電時のパルス電力定格を考慮する必要があります。大容量のブートストラップコンデンサを使用するには、ブートストラップ抵抗に高いパルス電力定格が必要です。図 39 に、抵抗のパルス電力定格例を示します。

Motion SPM 2 のブートストラップダイオードの特性：

- ファーストリカバリダイオード：1200 V / 1 A
- t_{rr} ：80 ns (typ.)

表 16. ブートストラップダイオード規格

記号	パラメータ	条件	通常	単位
V_F	順方向電位降下	$I_F = 1\text{ A}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	2.2	V
t_{rr}	逆回復時間	$I_F = 1\text{ A}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$, $dI_F/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$	80	ns

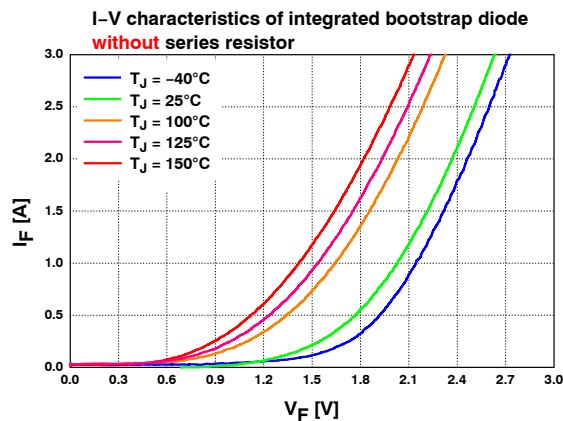


図 37. 内蔵ブートストラップダイオード I-V 特性(直列抵抗なし)

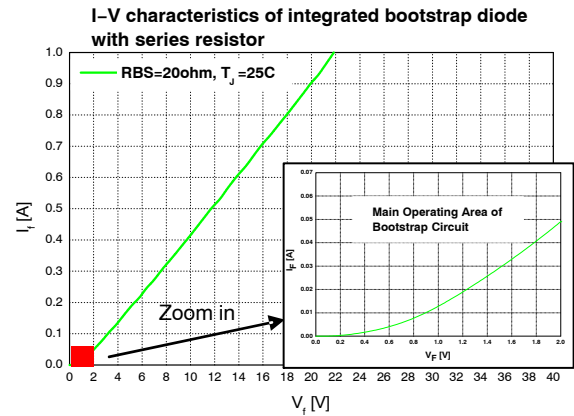


図 38. 内蔵ブートストラップダイオード V-I 特性(直列抵抗あり)

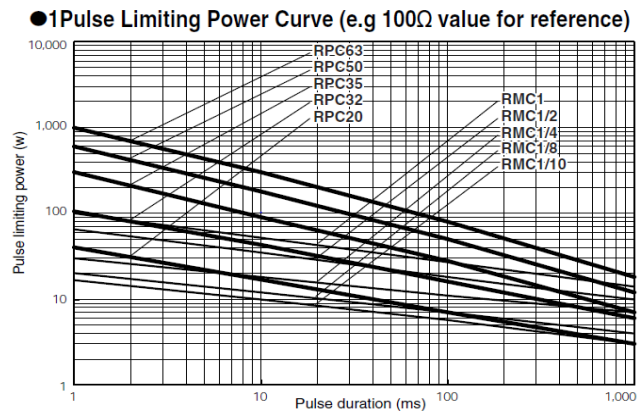


図 39. 抵抗のパルス電力カーブ例 (KAMAYA OHM)

NTC サーミスター回路(モジュール温度監視)

Motion SPM 2 シリーズは、モジュール内部の温度検知用に負温度係数 (NTC) サーミスターを内蔵しています。このサーミスターはパワーデバイス (IGBT/FRD) と共に DBC サブストレートに搭載されているため、パワーデバイスの温度を正確に知ることができます (図 40, 図 41 を参照)。通常、NTC サーミスターを利用した過熱保護 (監視) には 2通りの回路設計方法があります。一つはアナログ-デジタルコンバーター (ADC) を用いる方法です。もう一つはコンパレータを用いる方法です。図 43 と図 44 に、NTC サーミスターを用いた両方の回路例を示します。

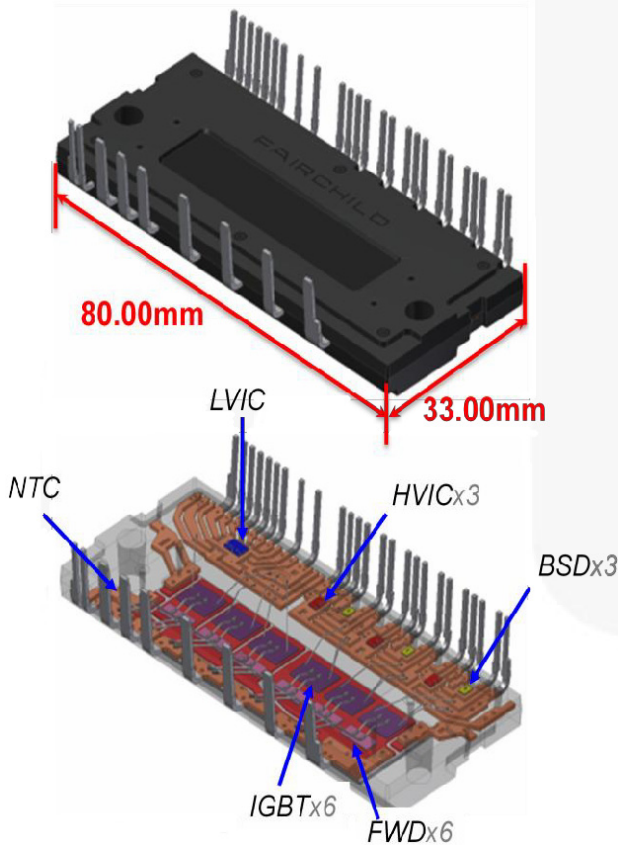


図 40. 1200 V Motion SPM 2

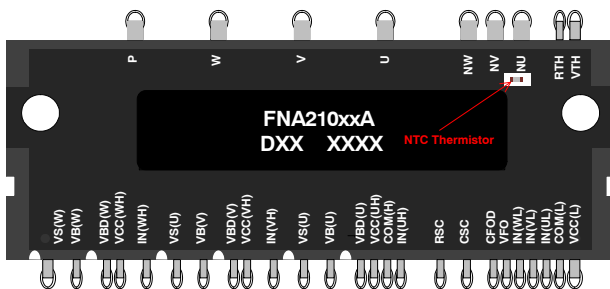


図 41. 1200 V Motion SPM 2 における NTC サーミスタの位置

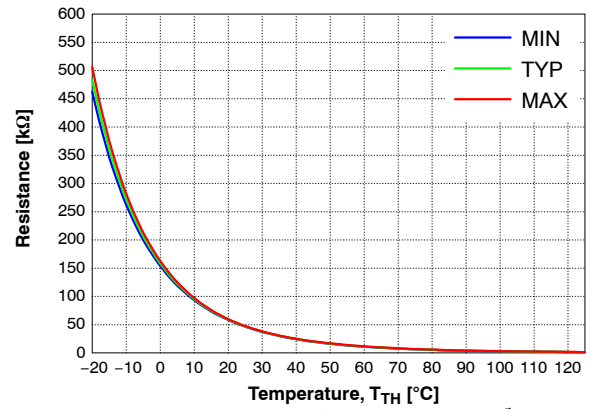


図 42. NTC サーミスターの R-T カーブ

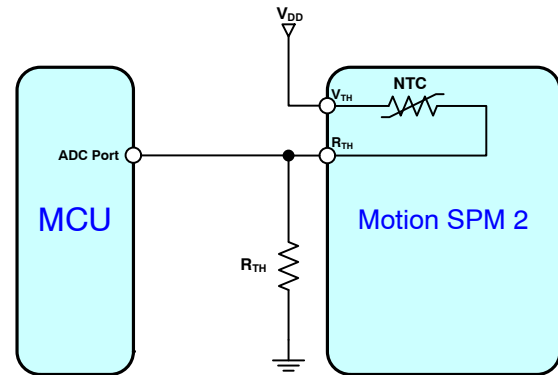


図 43. MCU による過熱保護回路

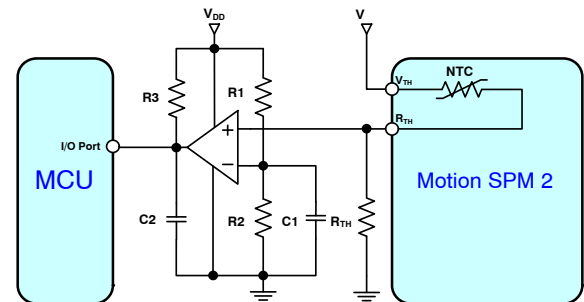


図 44. コンパレータによる過熱保護回路

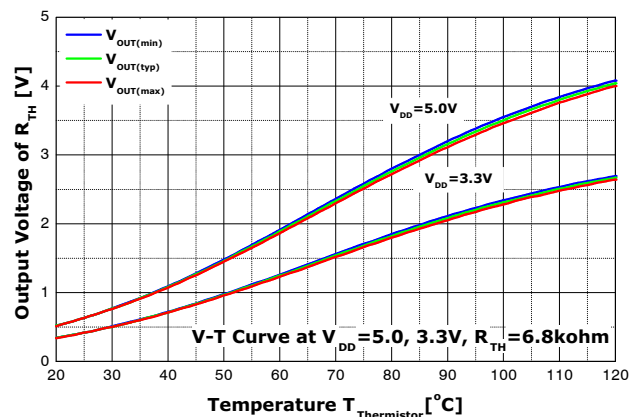


図 45. V-T カーブ (図 43 参照)

表 17. NTC サーミスターの R-T 表

T _{NTC} (°C)	R _{min} (kΩ)	R _{cent} (kΩ)	R _{max} (kΩ)	T _{NTC} (°C)	R _{min} (kΩ)	R _{cent} (kΩ)	R _{max} (kΩ)
0	153.8063	158.2144	162.7327	61	10.4594	10.8007	11.1520
1	146.0956	150.1651	154.3326	62	10.0746	10.4091	10.7536
2	138.8168	142.5725	146.4152	63	9.7058	10.0336	10.3714
3	131.9431	135.4081	138.9502	64	9.3522	9.6734	10.0046
4	125.4497	128.6453	131.9091	65	9.0133	9.3279	9.6525
5	119.3135	122.2594	125.2655	66	8.6882	8.9963	9.3145
6	113.5129	116.2273	118.9947	67	8.3764	8.6782	8.9899
7	108.0276	110.5275	113.0739	68	8.0773	8.3727	8.6782
8	102.8388	105.1398	107.4814	69	7.7902	8.0795	8.3787
9	97.9288	100.0454	102.1974	70	7.5147	7.7979	8.0910
10	93.2812	95.2267	97.2031	71	7.2496	7.5268	7.8138
11	88.8803	90.6673	92.4810	72	6.9950	7.2663	7.5474
12	84.7119	86.3519	88.0148	73	6.7505	7.0160	7.2913
13	80.7624	82.2661	83.7894	74	6.5157	6.7755	7.0450
14	77.0190	78.3963	79.7903	75	6.2901	6.5443	6.8082
15	73.4700	74.7302	76.0043	76	6.0739	6.3227	6.5810
16	70.1042	71.2558	72.4189	77	5.8662	6.1096	6.3624
17	66.9112	67.9620	69.0224	78	5.6665	5.9046	6.1521
18	63.8812	64.8386	65.8039	79	5.4745	5.7075	5.9498
19	61.0050	61.8759	62.7530	80	5.2899	5.5178	5.7549
20	58.2739	59.0647	59.8601	81	5.1129	5.3358	5.5680
21	55.6798	56.3961	57.1160	82	4.9426	5.1607	5.3879
22	53.2152	53.8628	54.5127	83	4.7788	4.9921	5.2145
23	50.8732	51.4569	52.0422	84	4.6211	4.8299	5.0475
24	48.6469	49.1715	49.6969	85	4.4694	4.6736	4.8866
25	46.5300	47.0000	47.4700	86	4.3228	4.5226	4.7310
26	44.4567	44.9360	45.4159	87	4.1817	4.3771	4.5811
27	42.4868	42.9737	43.4618	88	4.0459	4.2369	4.4366
28	40.6147	41.1075	41.6021	89	3.9150	4.1019	4.2973
29	38.8351	39.3323	39.8319	90	3.7890	3.9717	4.1629
30	37.1428	37.6431	38.1463	91	3.6675	3.8463	4.0334
31	35.5329	36.0351	36.5408	92	3.5505	3.7253	3.9084
32	34.0011	34.5041	35.0111	93	3.4377	3.6087	3.7879
33	32.5433	33.0462	33.5534	94	3.3290	3.4963	3.6716
34	31.1555	31.6573	32.1640	95	3.2242	3.3878	3.5593
35	29.8340	30.3339	30.8392	96	3.1235	3.2836	3.4515
36	28.5760	29.0734	29.5764	97	3.0264	3.1830	3.3473
37	27.3776	27.8717	28.3720	98	2.9328	3.0860	3.2468
38	26.2356	26.7260	27.2228	99	2.8425	2.9923	3.1497
39	25.1472	25.6332	26.1261	100	2.7553	2.9019	3.0559
40	24.1094	24.5907	25.0792	101	2.6712	2.8146	2.9654
41	23.1198	23.5960	24.0796	102	2.5901	2.7303	2.8779

表 17. NTC サーミスターの R-T 表 (continued)

T _{NTC} (°C)	R _{min} (kΩ)	R _{cent} (kΩ)	R _{max} (kΩ)	T _{NTC} (°C)	R _{min} (kΩ)	R _{cent} (kΩ)	R _{max} (kΩ)
42	22.1759	22.6466	23.1249	103	2.5117	2.6489	2.7933
43	21.2753	21.7401	22.2129	104	2.4360	2.5703	2.7117
44	20.4158	20.8746	21.3416	105	2.3630	2.4943	2.6327
45	19.5953	20.0478	20.5088	106	2.2921	2.4206	2.5560
46	18.8120	19.2580	19.7126	107	2.2236	2.3493	2.4819
47	18.0638	18.5032	18.9514	108	2.1575	2.2805	2.4102
48	17.3492	17.7818	18.2234	109	2.0936	2.2139	2.3409
49	16.6663	17.0921	17.5269	110	2.0319	2.1496	2.2739
50	16.0137	16.4325	16.8605	111	1.9725	2.0877	2.2094
51	15.3899	15.8016	16.2227	112	1.9151	2.0278	2.1470
52	14.7934	15.1981	15.6122	113	1.8596	1.9699	2.0866
53	14.2230	14.6205	15.0277	114	1.8060	1.9139	2.0282
54	13.6773	14.0677	14.4678	115	1.7541	1.8598	1.9716
55	13.1552	13.5385	13.9316	116	1.7042	1.8076	1.9171
56	12.6556	13.0318	13.4178	117	1.6559	1.7572	1.8644
57	12.1774	12.5465	12.9255	118	1.6092	1.7083	1.8134
58	11.7195	12.0815	12.4536	119	1.564	1.6611	1.7639
59	11.2810	11.6361	12.0011	120	1.5203	1.6153	1.7161
60	10.8610	11.2091	11.5673				

プリント基板 (PCB) 設計

一般アプリケーション回路例

図 46 に、MCU に制御信号を直接接続したインターフェイス回路を含む一般的なアプリケーション回

路を示します。図 47 に、Motion SPM 2 の PCB レイアウトガイドを示します。

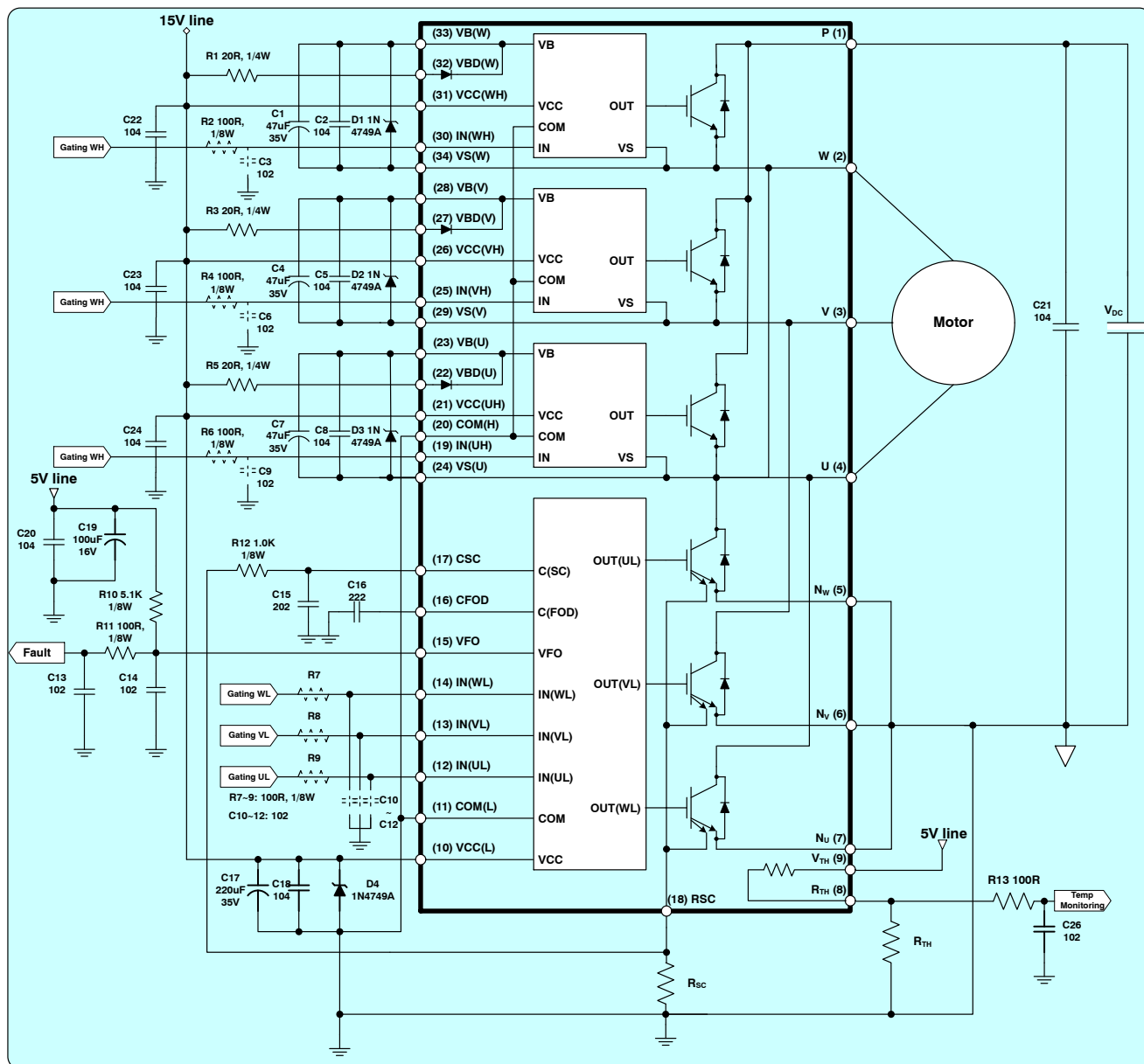


図 46. Motion SPM 2 の一般アプリケーション回路

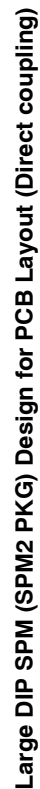
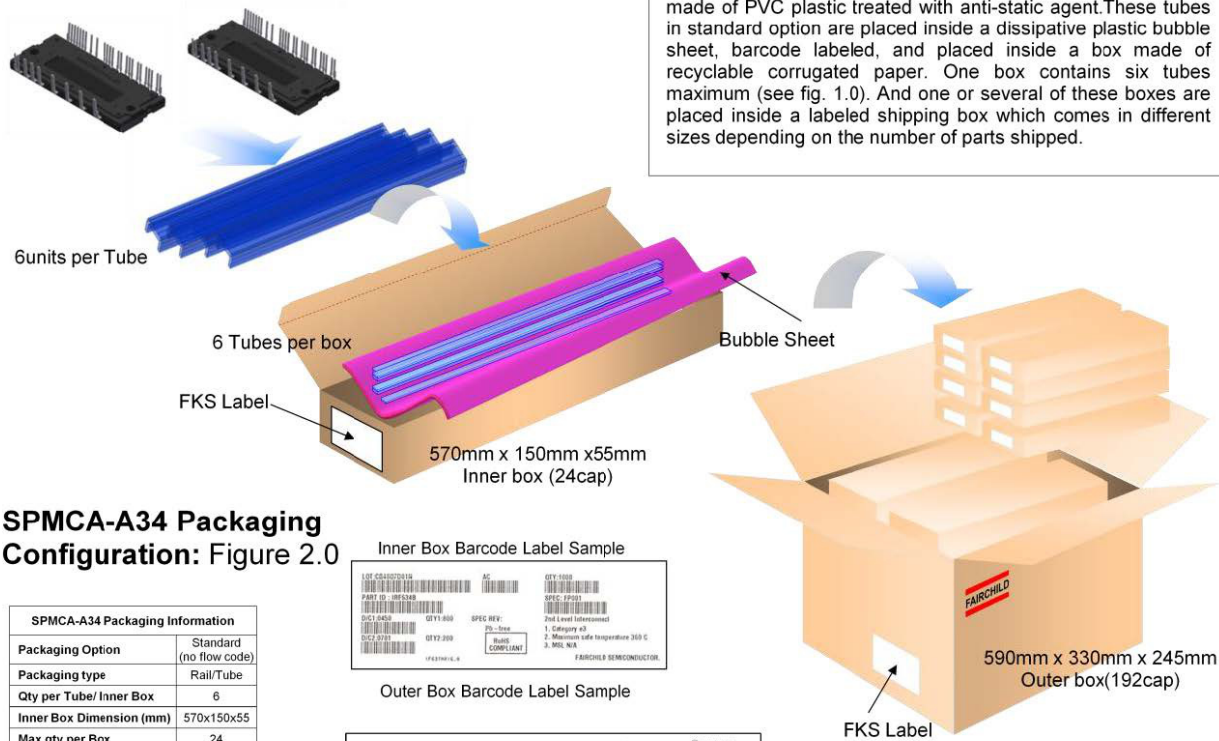


図 47. Motion SPM 2 のプリント基板 (PCB) レイアウトガイド

パッケージ情報

SPMCA-A34 Tube Packing
Configuration: Figure 1.0SPMCA-A34 Packaging
Configuration: Figure 2.0

SPMCA-A34 Packaging Information	
Packaging Option	Standard (no flow code)
Packaging type	Rail/Tube
Qty per Tube/ Inner Box	6
Inner Box Dimension (mm)	570x150x55
Max qty per Box	24
Outer Box Dimension (mm)	590x330x245
Max qty per Box	192
Weight per unit: (gm)	-
Note/Comments	

Inner Box Barcode Label Sample



Outer Box Barcode Label Sample

SPMCA-A34 Tube
Configuration: Figure 3.0

Note: All dimensions are in mm

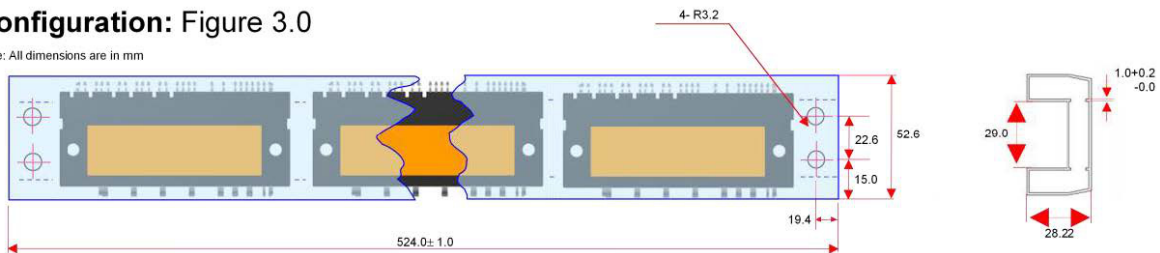


図 48. パッケージ情報

関連資料

[AN-9076](#) – 1200 V Motion SPM 2 Series Mounting Guidance

[AN-9079](#) – 1200 V Motion SPM 2 Series Thermal Performance by Mounting Torque

[FNA21012A](#) 製品情報

[FNA22512A](#) 製品情報

[FNA23512A](#) 製品情報

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR and SPM are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) or its subsidiaries in the United States and/or other countries.

ON Semiconductor及びON SemiconductorのロゴはON Semiconductorという商号を使うSemiconductor Components Industries, LLC 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における商標です。ON Semiconductorは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。ON Semiconductorの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf。ON Semiconductorは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。ON Semiconductorは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害など一切の損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。お客様は、ON Semiconductorによって提供されたサポートやアプリケーション情報の如何にかかわらず、すべての法令、規制、安全性の要求あるいは標準の遵守を含む、ON Semiconductor製品を使用したお客様の製品とアプリケーションについて一切の責任を負うものとして、ON Semiconductorデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。ON Semiconductorは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許諾しません。ON Semiconductor製品は、生命維持装置や、いかなるFDA (米国食品医薬品局)クラス3の医療機器、FDAが管轄しない地域において同一もしくは類似のものと分類される医療機器、あるいは、人体への移植を対象とした機器における重要部品などへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にON Semiconductor製品を購入または使用した場合、たとえ、ON Semiconductorがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、ON Semiconductorとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとして、ON Semiconductorは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor
19521 E. 32nd Pkwy, Aurora, Colorado 80011 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free
USA/Canada
Europe, Middle East and Africa Technical Support:
Phone: 421 33 790 2910

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative