

注意：この日本語版文書は参考資料としてご利用ください。
最新情報は必ずオリジナルの英語版をご参照願います。



高電圧補助 E ヒューズ ユーザガイド

Microchip 社製品のコード保護機能について以下の点にご注意ください。

- Microchip 社製品は、該当する Microchip 社データシートに記載の仕様を満たしています。
- Microchip 社では、通常の条件ならびに仕様に従って使った場合、Microchip 社製品のセキュリティ レベルは、現在市場に流通している同種製品の中でも最も高度であると考えています。
- Microchip 社はその知的財産権を重視し、積極的に保護しています。Microchip 社製品のコード保護機能の侵害は固く禁じられており、デジタル ミレニアム著作権法に違反します。
- Microchip 社を含む全ての半導体メーカーで、自社のコードのセキュリティを完全に保証できる企業はありません。コード保護機能とは、Microchip 社が製品を「解読不能」として保証するものではありません。コード保護機能は常に進歩しています。Microchip 社では、常に製品のコード保護機能の改善に取り組んでいます。

本書および本書に記載されている情報は、Microchip 社製品を設計、テスト、お客様のアプリケーションと統合する目的を含め、Microchip 社製品に対してのみ使用する事ができます。それ以外の方法でこの情報を使用する事はこれらの条項に違反します。デバイス アプリケーションの情報は、ユーザの便宜のためにのみ提供されるものであり、更新によって変更となる事があります。お客様のアプリケーションが仕様を満たす事を保証する責任は、お客様にあります。その他のサポートについては、弊社または代理店にお問い合わせになるか、<https://www.microchip.com/en-us/support/design-help/client-support-services> をご覧ください。

Microchip 社は本書の情報を「現状のまま」で提供しています。Microchip 社は明示的、暗黙的、書面、口頭、法定のいずれであるかを問わず、本書に記載されている情報に関して、非侵襲性、商品性、特定目的への適合性の暗黙的保証、または状態、品質、性能に関する保証をはじめとするいかなる類の表明も保証も行いません。

いかなる場合も Microchip 社は、本情報またはその使用に関連する間接的、特殊的、懲罰的、偶発的または必然的損失、損害、費用、経費のいかにかわからず、また Microchip 社がそのような損害が生じる可能性について報告を受けていた場合あるいは損害が予測可能であった場合でも、一切の責任を負いません。法律で認められる最大限の範囲を適用しようとも、本情報またはその使用に関連する一切の申し立てに対する Microchip 社の責任限度額は、使用者が当該情報に関連して Microchip 社に直接支払った額を超えません。

Microchip 社の明示的な書面による承認なしに、生命維持装置あるいは生命安全用途に Microchip 社の製品を使用する事は全て購入者のリスクとし、また購入者はこれによって発生したあらゆる損害、クレーム、訴訟、費用に関して、Microchip 社は擁護され、免責され、損害をうけない事に同意するものとします。特に明記しない場合、暗黙的あるいは明示的を問わず、Microchip 社が知的財産権を保有しているライセンスは一切譲渡されません。

Microchip 社の品質管理システムについては、www.microchip.com/quality をご覧ください。

商標

Microchip 社の名称とロゴ、Microchip ロゴ、Adaptec、AVR、AVR ロゴ、AVR Freaks、BesTime、BitCloud、CryptoMemory、CryptoRF、dsPIC、flexPWR、HELDO、IGLOO、JukeBlox、KeelQ、Kleer、LANCheck、LinkMD、maxStylus、maxTouch、MediaLB、megaAVR、Microsemi、Microsemi ロゴ、MOST、MOST ロゴ、MPLAB、OptoLyzer、PIC、picoPower、PICSTART、PIC32 ロゴ、PolarFire、Prochip Designer、QTouch、SAM-BA、SenGenuity、SpyNIC、SST、SST ロゴ、SuperFlash、Symmetricom、SyncServer、Tachyon、TimeSource、tinyAVR、UNI/O、Vectron、XMEGA は米国およびその他の国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

AgileSwitch、APT、ClockWorks、The Embedded Control Solutions Company、EtherSynch、Flashtec、Hyper Speed Control、HyperLight Load、Libero、motorBench、mTouch、Powermite 3、Precision Edge、ProASIC、ProASIC Plus、ProASIC Plus ロゴ、Quiet-Wire、SmartFusion、SyncWorld、Temux、TimeCesium、TimeHub、TimePictra、TimeProvider、TrueTime、ZL は米国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

Adjacent Key Suppression、AKS、Analog-for-the-Digital Age、Any Capacitor、AnyIn、AnyOut、Augmented Switching、BlueSky、BodyCom、Clockstudio、CodeGuard、CryptoAuthentication、CryptoAutomotive、CryptoCompanion、CryptoController、dsPICDEM、dsPICDEM.net、Dynamic Average Matching、DAM、ECAN、Espresso T1S、EtherGREEN、GridTime、IdealBridge、In-Circuit Serial Programming、ICSP、INICnet、Intelligent Paralleling、IntelliMOS、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、Knob-on-Display、KoD、maxCrypto、maxView、memBrain、Mindi、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified logo、MPLIB、MPLINK、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PiCtail、PowerSmart、PureSilicon、QMatrix、REAL ICE、Ripple Blocker、RTAX、RTG4、SAM-ICE、Serial Quad I/O、simpleMAP、SimpliPHY、SmartBuffer、SmartHLS、SMART-I.S.、storClad、SQL、SuperSwitcher、SuperSwitcher II、Switchtec、SynchronPHY、Total Endurance、Trusted Time、TSHARC、USBCheck、VariSense、VectorBlox、VeriPHY、ViewSpan、WiperLock、XpressConnect、ZENA は米国とその他の国における Microchip Technology Incorporated の商標です。

SQTP は米国における Microchip Technology Incorporated のサービスマークです。

Adaptec ロゴ、Frequency on Demand、Silicon Storage Technology、Symmcom はその他の国における Microchip Technology Incorporated の登録商標です。

GestIC は、その他の国における Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG (Microchip Technology Inc. の子会社) の登録商標です。

その他の商標は各社に帰属します。

© 2024, Microchip Technology Incorporated and its subsidiaries.

All Rights Reserved.

ISBN: 978-1-6683-3565-9

目次

序章	5
第 1 章 製品概要	
1.1 はじめに	9
1.2 クイックスタート ガイド	9
1.3 高電圧補助 E ヒューズの特長	10
1.3.1 基板の端子	11
1.3.2 電氣的仕様	12
1.4 機能	12
1.4.1 時間 - 電流特性 (TCC) 曲線制御の概要	12
1.4.2 接合部温度の推定	13
1.4.3 過電流の計測	14
1.4.4 短絡検出	14
1.4.5 電流計測経路	15
1.4.6 温度検出	15
1.4.7 VCC 電源の監視	16
1.5 高電圧補助 E ヒューズ関連のファイル	16
第 2 章 実装と動作	
2.1 回路の動作	19
2.1.1 ハードウェアの概要	19
2.1.2 入力回路	19
2.1.3 プッシュプル コンバータ	21
2.1.4 二次側電源	23
2.1.5 絶縁 LIN 回路	24
2.1.6 高電圧補助ヒューズ用コントローラ	25
2.1.7 電流検出	30
2.1.8 ゲート駆動回路	33
2.1.9 SiC パワー MOSFET	34
2.1.10 スナバ	36
2.1.11 温度検出	37
2.1.12 VCC 電源の監視	37
2.2 高電圧絶縁	38
2.2.1 トランス	38
2.2.2 デジタル型アイソレータ IC	39
2.2.3 安全コンデンサ	39
2.2.4 プリント基板	39
2.3 ソフトウェア機能	40
2.4 LIN 通信	42
2.4.1 ホストから高電圧補助 E ヒューズへの LIN メッセージ	42
2.4.2 高電圧補助 E ヒューズからホストへの LIN メッセージ	42
2.4.3 LIN シリアル アナライザ	43

2.5 診断	44
2.5.1 出力電流の診断	44
2.5.2 VCC 電源電圧の診断	44
2.5.3 周囲温度の診断	44
2.6 温度特性	45
2.7 TCC 曲線	49
2.8 試験結果	55
2.8.1 接合部温度推定	55
2.8.2 過電流計測	55
2.8.3 短絡検出	58
補遺 A. 回路図とレイアウト図	
A.1 はじめに	63
A.2 EV66F86A 基板回路図	64
A.3 EV66F86A 基板回路図 - 2	65
A.4 EV66F86A 基板 – 上面シルク	66
A.5 EV66F86A 基板 – 上面アセンブリ	66
A.6 EV66F86A 基板 – 上面銅箔層	67
A.7 EV66F86A 基板 – 下面シルク	67
A.8 EV66F86A 基板 – 下面アセンブリ	68
A.9 EV66F86A 基板 – 下面銅箔層	68
補遺 B. 部品表 (BOM)	69
各国の営業所とサービス	74

序章

注意

全ての文書の内容は時間と共に古くなります。本書も例外ではありません。Microchip 社のツールとマニュアルは、お客様のニーズを満たすために常に改良を重ねており、実際のダイアログやツールの説明が本書の説明とは異なる場合があります。最新文書は Microchip 社のウェブサイト (www.microchip.com) をご覧ください。

文書は「DS」番号によって識別されます。この識別番号は、各ページのフッタ部分、ページ番号の前に記載しています。DS 番号「DSXXXXXXXXXA」の「XXXXXXXX」は文書番号、「A」はリビジョンレベルを表します。

開発ツールの最新情報は MPLAB® X IDE のオンラインヘルプでご覧になれます。[Help] メニューから [Topics] を選択すると、オンラインヘルプ ファイルのリストが表示されます。

はじめに

序章には、高電圧補助 E ヒューズを使い始める前に知っておくと役に立つ一般情報を記載しています。主な内容は以下の通りです。

- [本書の構成](#)
- [本書の表記規則](#)
- [推奨参考資料](#)
- [Microchip 社のウェブサイト](#)
- [カスタマサポート](#)
- [改訂履歴](#)

本書の構成

本書には、高電圧補助 E ヒューズの使い方を記載しています。本書の構成は以下の通りです。

- [第 1 章「製品概要」](#) – 高電圧補助 E ヒューズに関する重要情報
- [第 2 章「実装と動作」](#) – 高電圧補助 E ヒューズの実装方法と動作
- [補遺 A. 「回路図とレイアウト図」](#) – 高電圧補助 E ヒューズの回路図とレイアウト図
- [補遺 B. 「部品表 \(BOM\)」](#) – 高電圧補助 E ヒューズの部品表 (BOM)

本書の表記規則

本書では以下の表記規則を適用します。

本書の表記規則

表記	適用	例
Arial、MS ゴシックフォント		
二重かぎカッコ：『』	参考資料	『MPLAB® IDE ユーザガイド』
太字	テキストの強調	... は 唯一 のコンパイラです ...
角カッコ：[]	ウィンドウ名	[Output] ウィンドウ
	ダイアログ名	[Settings] ダイアログ
	メニューの選択肢	[Enable Programmer] を選択
かぎカッコ：「」	ウィンドウまたはダイアログのフィールド名	「Save project before build」
右山カッコ (>) で区切った下線付き斜体テキスト	メニュー項目の選択	<i>File>Save</i>
角カッコ ([]) で囲んだ太字	ダイアログのボタン	[OK] をクリックする
	タブ	[Power] タブをクリックする
N'Rnnnn	Verilog 形式の数値 (N は総桁数、R は基数、n は各桁の値)	4'b0010、2'hF1
山カッコ (<>) で囲んだテキスト	キーボードのキー	<Enter>、<F1> を押す
Courier New フォント		
標準書体の Courier New	サンプル ソースコード	#define START
	ファイル名	autoexec.bat
	ファイルパス	c:\mcc18\h
	キーワード	_asm?_endasm?static
	コマンドライン オプション	-0pa+?-0pa-
	ビット値	0?1
	定数	0xFF?'A'
斜体 Courier New	変数の引数	<i>file.o</i> (<i>file</i> は有効な任意のファイル名)
角カッコ：[]	オプションの引数	mcc18 [options] <i>file</i> [options]
中カッコとパイプ文字：{ }	引数のどれかを選択する場合 (OR 選択)	errorlevel {0 1}
省略記号：...	繰り返されるテキスト	var_name [, var_name...]
	ユーザが定義するコード	void main (void) { ... }

推奨参考資料

本書には、高電圧補助 E ヒューズの使い方を記載しています。参考資料として、Microchip 社が提供する以下の文書を推奨します。

- 『AN4616 – Driving Microchip SiC MOSFETs』 (DS00004616)

Microchip社のウェブサイト

Microchip 社はウェブサイト (www.microchip.com) を通してオンライン サポートを提供しています。当ウェブサイトでは、お客様に役立つ情報やファイルを簡単に見つけ出せます。インターネット ブラウザから以下の内容をご覧になれます。

- **製品サポート** - データシートとエラッタ、アプリケーション ノートとサンプル プログラム、設計リソース、ユーザガイドとハードウェア サポート文書、最新のソフトウェアと過去のソフトウェア
- **一般的技術サポート** - よく寄せられる質問 (FAQ)、技術サポートのご依頼、オンライン ディスカッション グループ、Microchip 社のコンサルタント プログラム メンバーの一覧
- **Microchip 社の事業** - プロダクト セレクタガイドとご注文案内、プレスリリース、セミナーとイベントの一覧、営業所の一覧

カスタマサポート

Microchip 社製品をお使いのお客様は、以下のチャンネルからサポートをご利用になれます。

- 正規代理店
- 技術サポート

サポートは正規代理店にお問い合わせください。各地の営業所もご利用になれます。本書の最後のページに各国の営業所の一覧を記載しています。

技術サポートは以下のウェブページからもご利用になれます。

<https://www.microchip.com/support>.

改訂履歴

リビジョン A (2022 年 7 月)

- 本書は初版です。

NOTE:

第 1 章 製品概要

1.1 はじめに

本書には、Microchip 社の高電圧補助 E ヒューズ技術のデモ機の概要を記載しています。この技術は、ハイブリッド電気自動車 (HEV) または電気自動車 (EV) アプリケーションを主な用途とします。本書で紹介するデモ機では、Microchip 社の 700 V および 1200 V シリコンカーバイド (SiC) 技術とその他の Microchip 社技術の長所を活かしたトータルシステム ソリューション (TSS) を提供します。加えて、本デモ機は時間 - 電流特性曲線 (TCC) 制御を実装しており、DC ソリッドステート サーキットブレーカ等、HEV/EV アプリケーション以外への応用も支援します。

安全に関する警告： 本書を読み進む前に、下の「注意」をお読みください。

第 1 章の内容は以下の通りです。

- [クイックスタート ガイド](#)
- [高電圧補助 E ヒューズの特長](#)
- [機能](#)
- [高電圧補助 E ヒューズ関連のファイル](#)

1.2 クイックスタート ガイド

第 1 章には高電圧補助 E ヒューズ デモ機での全体的な概要を記載しています。回路、機能、性能の詳細については第 2 章に記載しています。

注意： 電源投入後に回路基板内で高電圧となる箇所が存在します。給電中の基板に手を触れてはいけません。

手を触れる前に、回路基板内の高電圧ゾーンが出力端子および低電圧ゾーンを通して完全に放電された事を確認する必要があります。

この基板は、高電圧補助 E ヒューズのバリエーションに応じて 400 V または 800 V バッテリーシステム向けに設計されています。しかし、60 V 未満の低電圧で給電されている場合でも、高電圧 (700V SiC MOSFET の場合は 1000 V 以上、1200V SiC MOSFET の場合は 1700 V 以上) が発生します。計測には高電圧差動プローブを使う事が重要です。また、多くの電流プローブは高電圧向けの定格を有しません。電流プローブを使用する際は、適切な絶縁電線を使う必要があります。不適切な電圧または電流プローブを使うと、過電圧によって計測機器に回復不能な損傷が生じる恐れがあります。

図 1-2 に示す通り、ヘッダ J1 の端子 1 (J1:1) と端子 2 (J1:2) の間に電源を接続します。入力動作電圧レンジは 9 ~ 16 V です。これにより高電圧補助 E ヒューズ制御回路が給電され、既定値により SiC MOSFET がターンオンします。LED D3 および D102 は自動的に点灯します。LED D3 は、基板が給電中であることを示します。LED D102 は、SiC MOSFET に対するターンオン指令を示します。

ヘッダ J1 の端子 3 (J1:3) の LIN 入力は制御、過電流しきい値の設定、高電圧補助 E ヒューズコントローラからの診断情報の読み出しに使う光学インターフェイスです。基板上の J2 および J101 内のパッドは、マイクロコントローラのプログラミング用に使います。詳細は後述します。

端子 J100 と J102 は高電圧端子です。図 1-1 に示す既定値構成では、高電圧補助 E ヒューズはシステム内でハイサイド スイッチとして構成されます。この場合、J100 を DC バスの正極性レールに接続し、J102 を負荷に接続します。J100 を負荷に接続し、J102 を DC バスの負極性レールに接続する事で、ローサイド スイッチを構成できます。

高電圧補助 E ヒューズのバリエーション A、B、C は 700V SiC MOSFET を使用し、定格はそれぞれ 10 A、20 A、30 A です。高電圧補助 E ヒューズのバリエーション D、E、F は 1200V SiC MOSFET を使用し、定格はそれぞれ 10 A、20 A、30 A です。一般的に、バリエーション A、B、C は 400 V バッテリーシステムで使われ、バリエーション D、E、F は 800 V バッテリーシステムで使われます。

これらの各バリエーションの時間 - 電流特性 (TCC) 曲線の詳細は、2.7 「TCC 曲線」に記載しています。TCC 曲線は特定電流に対する遮断時間の関係を示します。

短絡試験では、システム インダクタンスの影響を理解する事が重要です。試験用回路に外付けのスナバまたはクランプ回路が含まれていない場合、高電圧補助 E ヒューズが大電流を遮断する時に誘導エネルギーが SiC MOSFET へ伝達されます。SiC MOSFET は高いアバランシェ エネルギー定格を有しますが、アバランシェ エネルギーとアバランシェ中のピーク電流の両方の制限値を理解する事が重要です。

加えて、SiC MOSFET のドレイン - ソース間電圧 (V_{DS}) の計測には高電圧差動プローブを使う事が重要です。アバランシェ中は V_{DS} が非常に高い電圧に達する可能性があります (700V SiC MOSFET で 1000 V 以上、1200V SiC MOSFET で 1700 V 以上)。これは、電源電圧が非常に低くても発生する可能性があります。不適切な電圧プローブを使うと、過電圧によって計測機器に回復不能な損傷が生じる恐れがあります。

過電流時の動作は、LIN 経由で設定する他に、ソフトウェア内で設定する事もできます。ソフトウェアは、コンパイル時にバリエーションを指定するためのコンパイラ スイッチを備えています。これらの設定を変更する事でカスタム TCC 曲線制御を作成できます。しかし、使用する SiC MOSFET の能力を超えないように注意する必要があります。

1.3 高電圧補助 E ヒューズの特長

- 400 V または 800 V バッテリーシステムを使用する電気自動車アプリケーションに最適
- 最大 30 A の連続負荷電流
- 設定可能な時間 - 電流特性 (TCC) 曲線
- 2 つの短絡検出モード: エッジトリガ モードとライドスルー モード
- 電流、温度、バイアス電源計測の診断ステータス
- LIN 通信インターフェイスを介する設定と診断
- AEC 認証済み部品のみを使った車載対応ハードウェア設計

この高電圧補助ヒューズ回路は、6 つのバリエーションにより 2 つのバス電圧 (400 V、800 V) と 3 つの連続定格電流 (10 A、20 A、30 A) をサポートします。

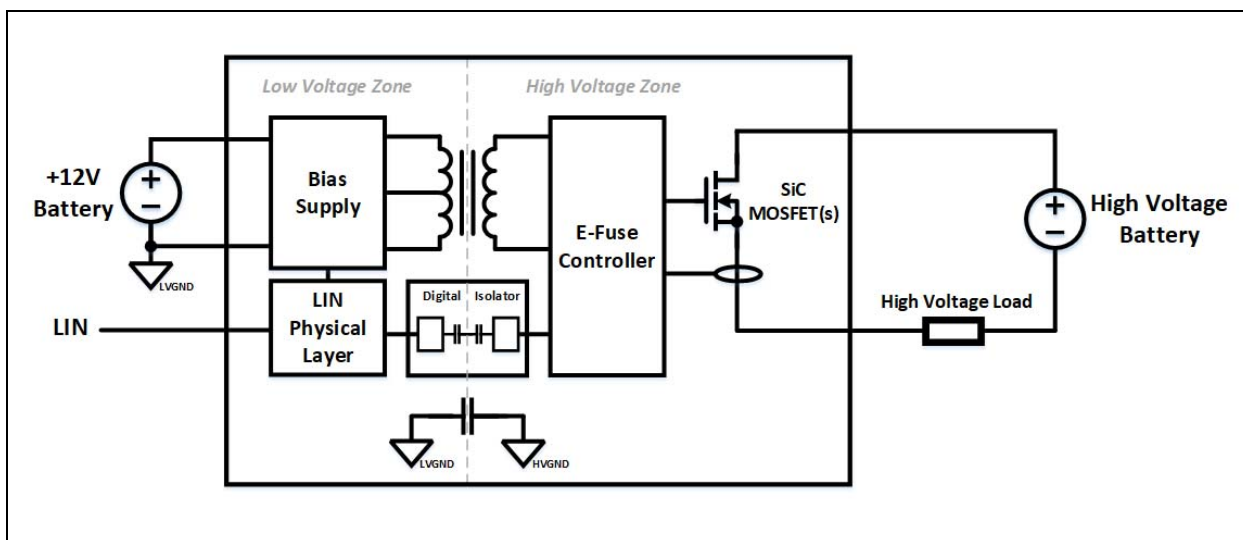


図 1-1: 低電圧 (LV) ゾーンと高電圧 (HV) ゾーンのブロック図

1.3.1 基板の端子

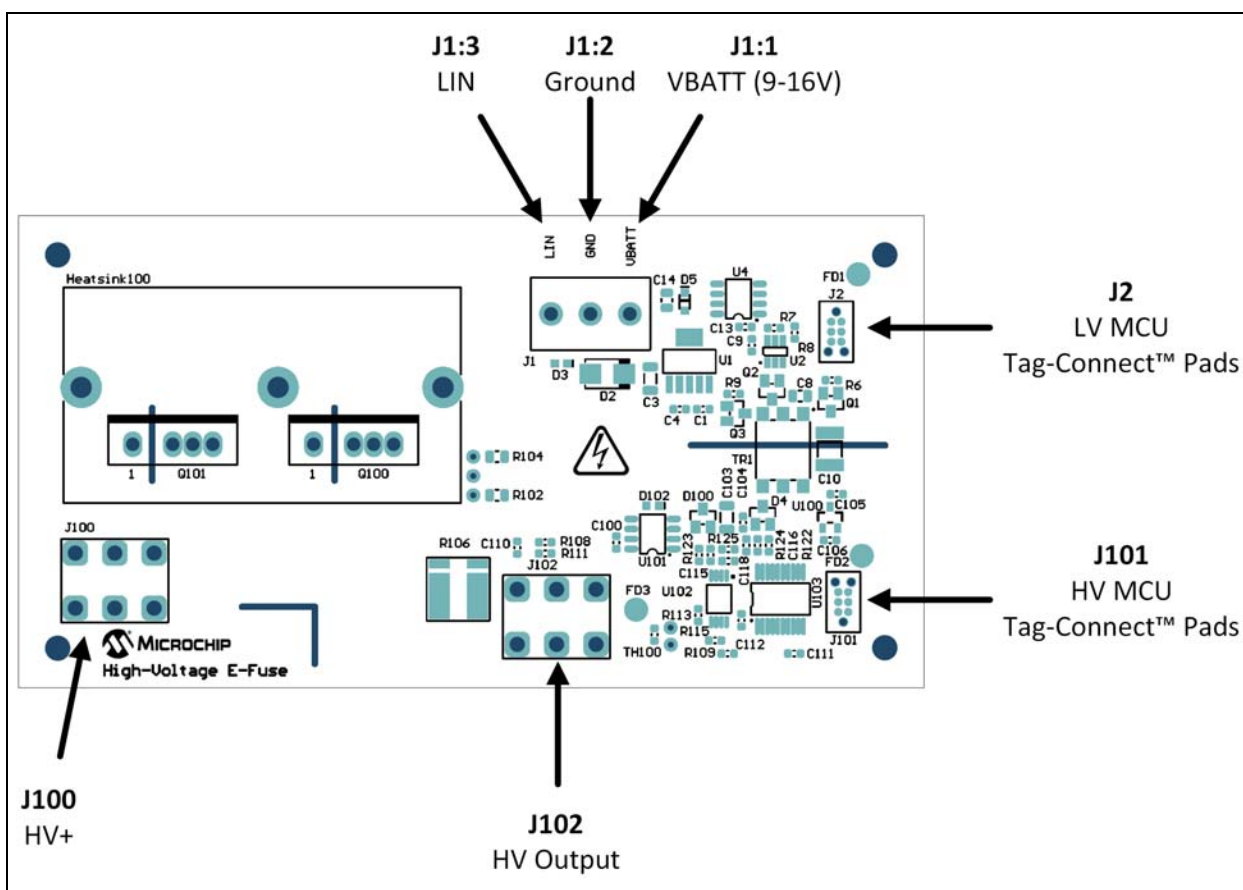


図 1-2: 基板端子

表 1-1: 端子の説明

端子	信号名	概要
J1-1	VBATT	+12 V バッテリ入力
J1-2	Ground	リターン
J1-3	LIN	LIN 通信バス
J100	HV+	高電圧バッテリー正極性レール
J102	HV Output	高電圧負荷

マイクロコントローラ (MCU) へのプログラマまたはデバッガの接続には Tag-Connect™ インターフェイスを使います。低電圧 (LV) MCU への接続には J2 を使い、高電圧 (HV) MCU への接続には J101 を使います。

Tag-Connect ケーブルは <https://www.tag-connect.com> で入手できます。製品番号 TC2030-PKT-NL の Tag-Connect ケーブルは Microchip 社の PICkit™ 3 または PICkit 4 用に使います。製品番号 TC2030-MCP-NL および TC2030-MCP-NL-10 のケーブルは Microchip 社の ICD 3 または ICD 4 インサーキット デバッガ用に使います。

本アプリケーションの電圧レベルは高いため、プログラマまたはデバッガは回路基板の LV ゾーンと HV ゾーンが低電圧で給電されている時にのみ使えます。プログラミング ケーブルを接続する前に、回路基板が安全な電圧レベル (60 V 未満) まで放電されている事を確認してください。

1.3.2 電氣的仕様

LV システム入力電圧..... 車載 +12 V バッテリ、9 ~ 16 V 連続
LV システム入力電流..... < 100 mA
HV システム入力電圧..... ≤ 500 V (700V SiC MOSFET の場合)
..... ≤ 1000 V (1200V SiC MOSFET の場合)
HV システム出力電流..... 10 A、20 A、30 A (400 V および 800 V バッテリ)
動作温度レンジ -40 ~ +85 °C (周囲温度)

1.4 機能

高電圧補助 E ヒューズの過電流保護動作は、電流に対する応答時間の関係を示す時間 - 電流特性 (TCC) 曲線によって表現されます。

1.4.1 時間 - 電流特性 (TCC) 曲線制御の概要

高電圧補助 E ヒューズ回路の時間 - 電流特性曲線は、3 つの検出方式 (接合部温度推定、過電流計測、短絡検出) により形成されます。図 1-3 において、曲線の最も左側の区間では MOSFET の接合部温度推定方式を使って過電流を検出します。中央部の水平区間では、過電流を検出するために ADC を使って電流値をサンプリングします。最も右側の区間では、短絡イベントを高速に検出するため、ソフトウェアに依存しないハードウェア ベースの電流計測を使います。

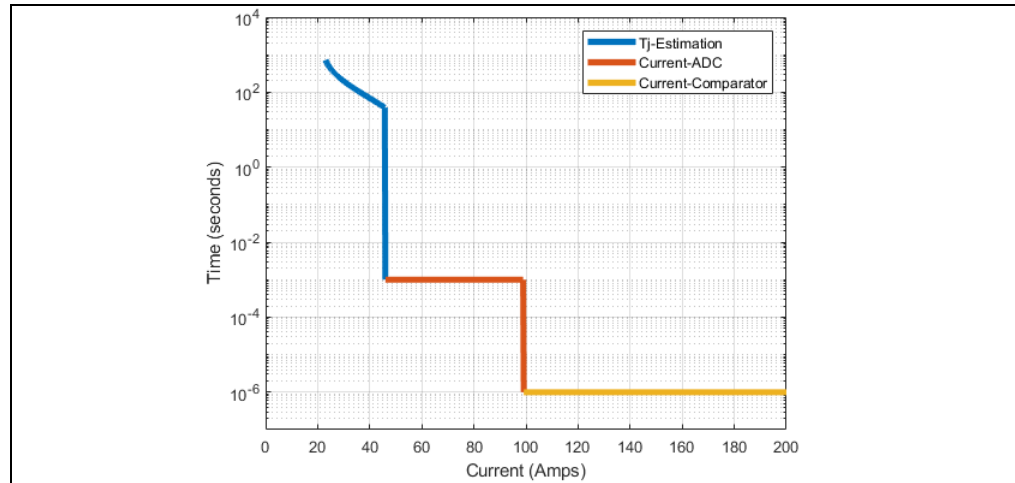


図 1-3: TCC 曲線 - バリエント B (400 V、20 A)

1.4.2 接合部温度の推定

接合部温度の推定は、高電圧補助 E ヒューズの熱設計に基づきます。MOSFET の接合部温度の推定にはサーミスタによる温度計測値、ADC (アナログ / デジタル コンバータ) によるドレイン電流計測値、MOSFET ドレイン - ソース間の最大オン抵抗値 ($R_{DS(on)}$)、熱抵抗値を使います。

式 1-1:

$$T_J = T_A + (I_D^2 \times R_{DS(on)}) \times R_{THJA}$$

加えて、過渡的な電流応答中の接合部温度をより正確に推定するため、ヒートシンクの熱特性も考慮されます。温度の過渡応答は、与えられた熱抵抗と熱容量の値に基づいて、1 次有限インパルス応答 (IIR) デジタルフィルタを使ってモデル化されます。ヒートシンクまたはケースの温度上昇は、下の差分方程式により求められます。

式 1-2:

$$T_{rise}[n] = a_I \times T_{rise}[n-1] + b_0 \times T_{raw}[n] + b_I \times T_{raw}[n-1]$$

T_{raw} (式 1-3) は、IIR フィルタへの入力となる瞬時電流計測値です。

式 1-3:

$$T_{raw} = (I_D^2 \times R_{DS(on)}) \times R_{THCA}$$

IIR フィルタの係数の初期値は熱抵抗値、熱容量値、サンプリング レートに基づいて決定され、温度上昇による $R_{DS(on)}$ の増加を考慮するために実験値に基づいて調整されます。加えて、乗算演算とフィルタ係数の数を削減する事により、差分方程式 (式 1-2) を単純化した下式が得られます。

式 1-4:

$$T_{rise}[n] = a_I \times T_{rise}[n-1] + b_I \times (T_{raw}[n] + T_{raw}[n-1])$$

ヒートシンク温度は下式により推定します。

式 1-5:

$$T_S = T_A + T_{rise}$$

MOSFET 接合部温度の推定には接合部からケースへの熱抵抗を考慮しますが、その熱容量はヒートシンクの熱容量に比べて小さいため考慮しません。これを考慮しても、計算量の増加に見合った効果は得られません。下の MOSFET 接合部温度推定式の第 3 項は、MOSFET 接合部からケースへの熱伝導による温度上昇を表します。

式 1-6:

$$T_J = T_A + T_{rise} + (I_D^2 \times R_{DS(on)}) \times R_{THJC}$$

フィルタ係数、 $R_{DS(on)}$ 、熱抵抗、熱容量、許容最高接合部温度の値は高電圧補助 E ヒューズソフトウェア内で設定できます。

1.4.3 過電流の計測

TCC 曲線の中央部の水平区間 (図 1-3 参照) は、サンプリングされた電流計測値に基づく過電流検出の区間です。電流は 1 ms 毎に ADC によってサンプリングされ、2 つのサンプルが連続して過電流しきい値を上回ると過電流イベントが宣言されます。従って、この検出方式の応答時間は 1 ~ 2 ms です。過電流しきい値はソフトウェア内で設定できます。

1.4.4 短絡検出

ADC とソフトウェアで検出するには高速過ぎる突然の大電流は短絡電流と見なされ、高電圧補助 E ヒューズハードウェアにより検出されます。

短絡イベントに対する応答には 2 つの動作モードがあります。既定値モードは、短絡イベントの検出時に電流を遮断するエッジトリガ モードです。もう 1 つのモードは、一時的な (瞬時の) 短絡では電流を遮断せずに ON 状態を維持するライドスルー モードです。ライドスルー モードでは、短絡検出時にタイマが起動し、短絡時間中にインクリメントします。タイマがタイムアウトした場合、MOSFET をターンオフして電流を遮断します。しかし、タイムアウトする前に電流が短絡トリップしきい値を下まわった場合、タイマは tcc_sample_time(タイマ周期) 以内にソフトウェアによってリセットされます。短絡ライドスルー時間を延長するため、タイマ動作中は MOSFET ゲート電圧が低減されます。

短絡トリップしきい値、動作モード、MOSFET ゲート駆動強度、タイマ周期はソフトウェア内または LIN 経由でユーザにより設定できます。

パラメータ	ソフトウェア変数	LIN メッセージ
短絡トリップしきい値	dac_i_hw_trip	LIN_DAC_I_HW_TRIP
動作モード	triggerType	LIN_TRIGGER_TYPE
SiC MOSFET ゲート駆動強度	reduced_drive_time	LIN_REDUCED_DRIVE_TIME
TCC タイマ周期	tcc_sample_time	LIN_TCC_SAMPLE_TIME

これらのパラメータ設定の詳細は、2.4 「LIN 通信」を参照してください。

1.4.5 電流計測経路

図 1-4 に、3 つの電流検出方式のためのハードウェア経路を示します。シャント抵抗を使って電流を計測する事により、広い帯域幅と高速な応答が得られます。

短絡検出用の経路は、PIC[®] マイクロコントローラの CIP (コアから独立した周辺モジュール) を使ったハードウェア ベースの高速な検出方式向けに設計されています。ソフトウェア ベース過電流検出用の経路は、接合部温度の推定と過電流の検出用に使われます。

短絡検出用経路には、シャント抵抗での電圧降下を計測するための差動アンプが含まれます。コンパレータを使って差動アンプの出力と参照電圧を比較する事により短絡を検出します。参照電圧は DAC (デジタル / アナログ コンバータ) 出力により生成されます。この DAC は 5 ビットの分解能を有し、マイクロコントローラの固定参照電圧 (FVR) を使って 31 通りの参照電圧レベルを提供可能です。コンパレータ出力により SR ラッチをトリガする事で、MOSFET ゲート駆動電圧を低減します。既定値のエッジトリガ モードでは、短絡検出時にタイマは即座にタイムアウトし、第 2 の SR ラッチがセットされて MOSFET はターンオフします。ライドスルー モードでは、短絡状態の持続中にタイマはインクリメントします。タイマがタイムアウトすると、第 2 の SR ラッチがトリガされて MOSFET はターンオフします。しかし、タイムアウト前に電流がしきい値未満に低下した場合、コンパレータ出力は非アクティブとなり、タイマのインクリメントは停止します。この場合、タイマはソフトウェア内でリセットされます。

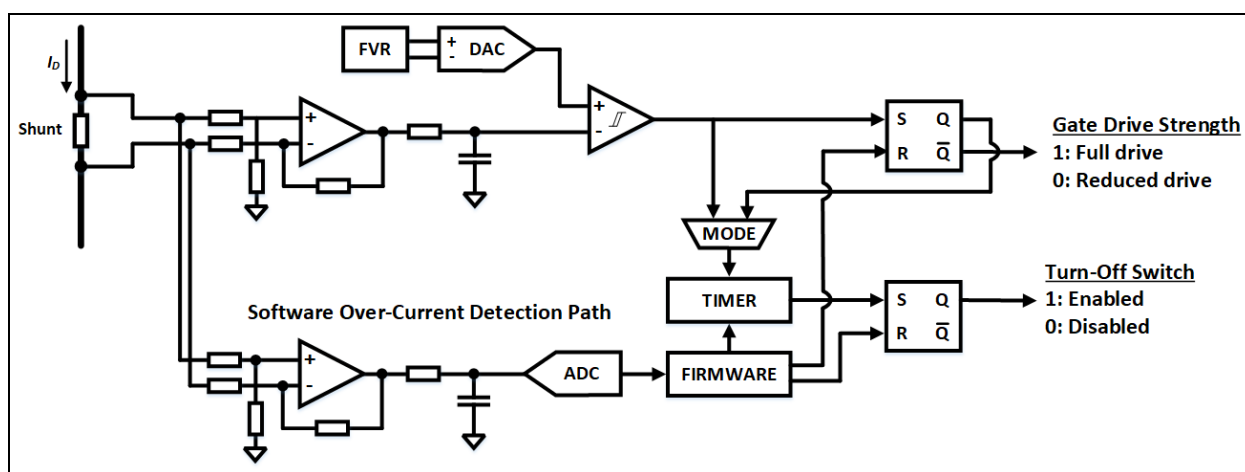


図 1-4: 電流計測用ハードウェア経路

1.4.6 温度検出

温度センサを使って周囲温度を計測します。温度センサには、高温条件で高精度が得られる NTC サーミスタを使います。温度センサの値は 10 ms 周期で ADC によりサンプリングされます。高電圧補助 E ヒューズ回路は、センサまたは回路の故障診断用に OORH (Out-Of-Range High) および OORL (Out-Of-Range Low) 検出機能を備えています。2 回続けて OORH または OORL が検出されると、フォルトが宣言されます。センサの診断ステータスは、LIN 通信バスを介して取得できます。

回路基板には、オプションとしてヒートシンクに取り付けたサーミスタへの配線用に追加のめっきスルーホールパッドが備わっており、これらを使う事で周囲温度またはヒートシンク温度をより正確に計測できます。

1.4.7 VCC 電源の監視

二次側バイアス電源 (VCC) は、ゲート駆動回路と VDDHV を生成するリニア電圧レギュレータに電力を供給します。ゲートドライバは低電圧ロックアウト機能を備えていないため、コントローラ ソフトウェアに保護機能を組み込みます。低電圧の検出時に、コントローラはゲートドライバを無効にして MOSFET をターンオフします。

電源電圧は 1 ms 周期の割り込み中に ADC によりサンプリングされます。各割り込みでは、VCC 電源または温度センサのどちらかがサンプリングされます。最初の割り込み中に温度センサがサンプリングされ、後続の 9 回の割り込み中に VCC 電源がサンプリングされます。

2 回続けて低電圧状態が検出されると、フォルトが宣言されます。センサの診断ステータスは、LIN 通信バスを介して取得できます。

1.5 高電圧補助 E ヒューズ関連のファイル

高電圧補助 E ヒューズ向けに以下のファイルが入手可能です。

- Altium 設計ファイル
- ソフトウェア
- PLECS モデル
- ユーザガイド
- BOM(部品表)

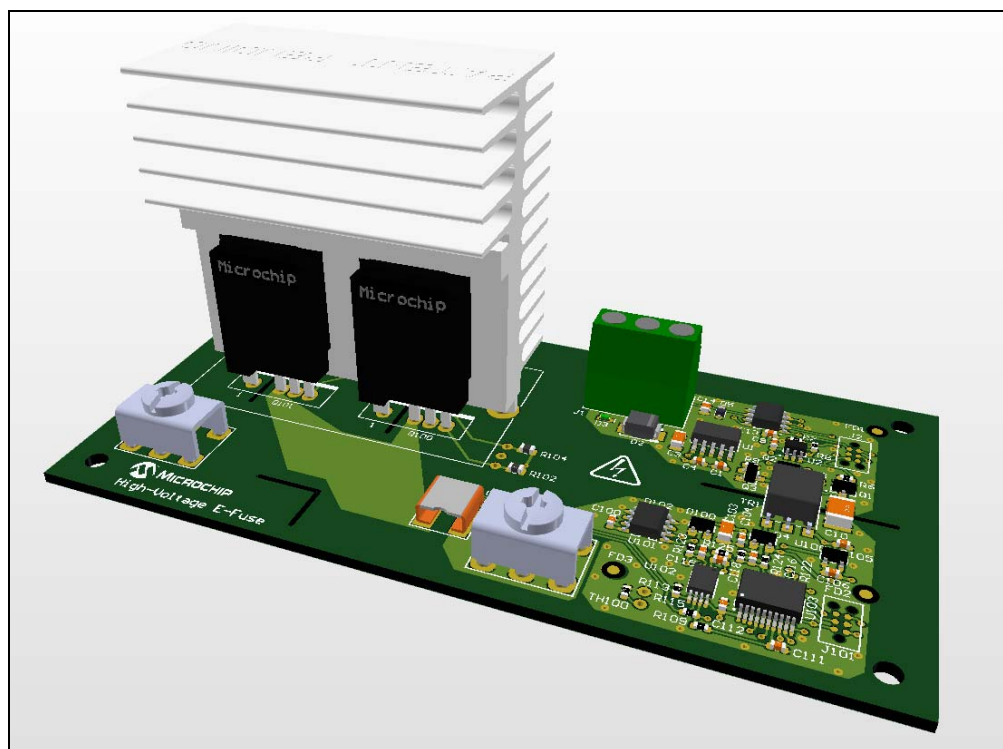


図 1-5: 高電圧補助 E ヒューズ基板アセンブリ (上面 3D 図)

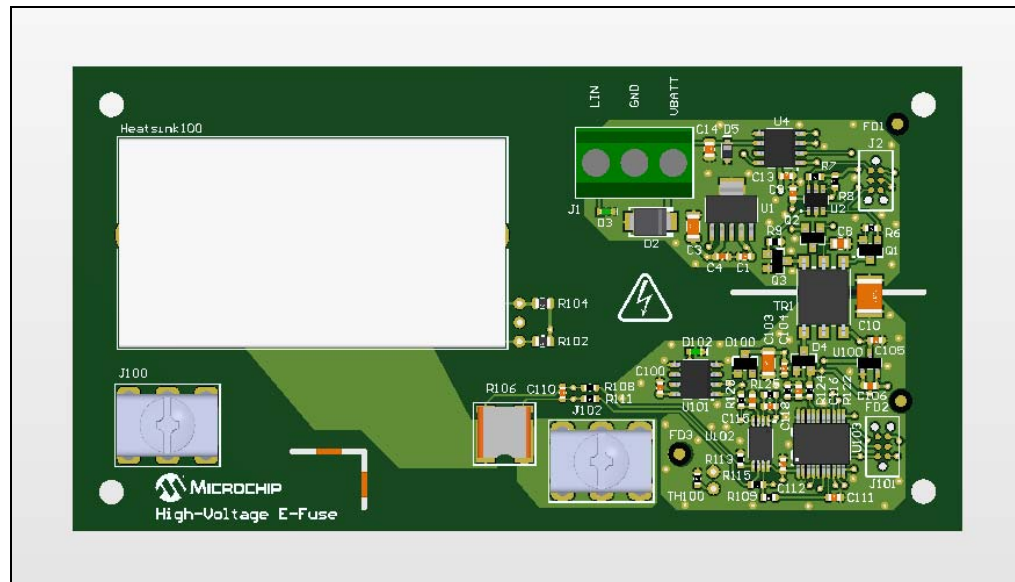


図 1-6: 高電圧補助 E ヒューズ基板アセンブリ (上面)

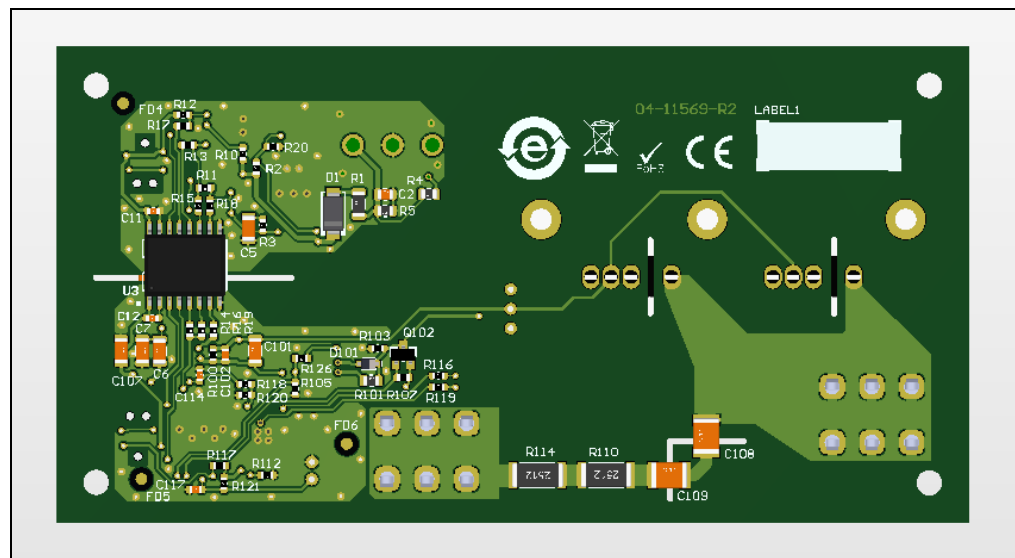


図 1-7: 高電圧補助 E ヒューズ基板アセンブリ (下面)

NOTE:

第 2 章 実装と動作

2.1 回路の動作

2.1.1 ハードウェアの概要

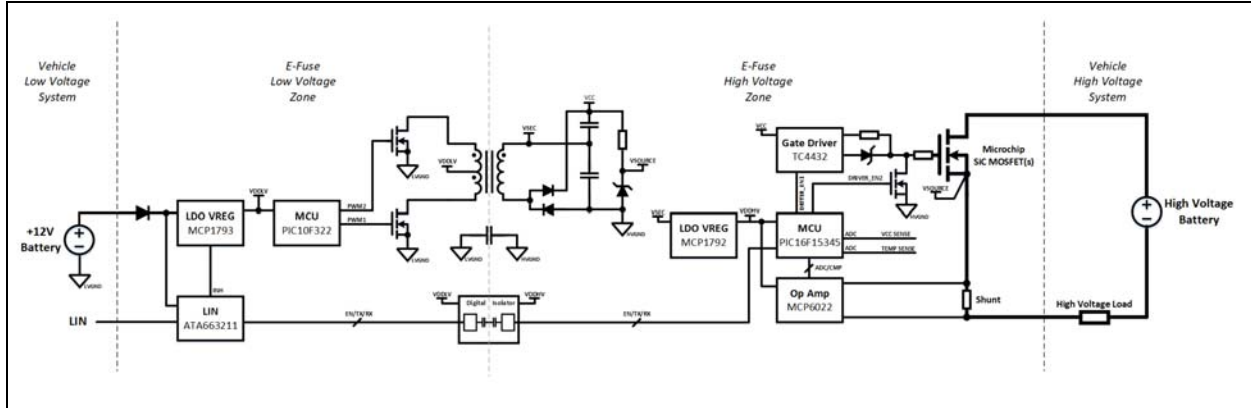


図 2-1: 高電圧補助 E ヒューズのブロック図

図 2-1 に、高電圧補助 E ヒューズの主要回路ブロックを示します。この回路は、互いに絶縁された 2 つのゾーン (低電圧 (LV) ゾーンと高電圧 (HV) ゾーン) に分割されています。LV ゾーンは、車両の 12 V システム (高電圧補助 E ヒューズ回路への給電用) と LIN ネットワーク (車両コントローラとの通信用) へ接続します。HV ゾーンは高電圧補助 E ヒューズ用マイクロコントローラ、ゲート駆動回路、高耐圧 MOSFET、保護回路を備えます。HV ゾーンは絶縁されているため、高電圧補助 E ヒューズはハイサイドまたはローサイドドライバ構成のシステムに接続できます。電源は LV ゾーンから絶縁されたバイアス電源 (プッシュプルコンバータ) を介して HV ゾーンに供給されます。LIN トランシーバ信号を絶縁バリアを横切って高電圧補助 E ヒューズ用マイクロコントローラへ伝送するために、デジタル型アイソレータを使います。

2.1.2 入力回路

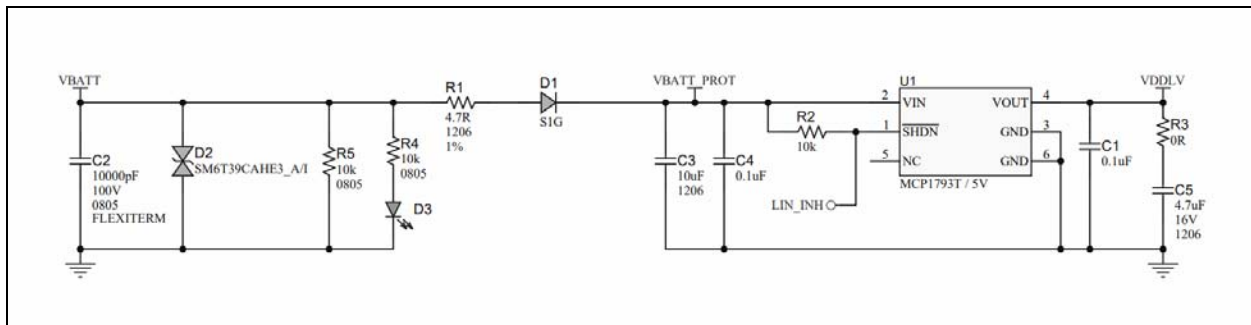


図 2-2: バッテリ入力回路

図 2-2 に、バッテリー入力回路を示します。この回路は車両の 12 V システム向けに設計されており、9 ~ 16 V(連続) のバッテリー動作電圧レンジおよびジャンプスタートまたはロードダンプによる一時的な過電圧条件において VDDL (5 V 出力) を提供します。最高連続電圧 = 56 V / 絶対最大定格 = 70 V のリニア ドロップアウト電圧レギュレータ IC は、ISO 7637 が規定する過渡パルスに耐えます。

入力コンデンサ C2 は、伝導性 RF 耐性と ESD 耐性を考慮して選定しています。このコンデンサはバッテリーと並列に接続されるため、機械的たわみと温度ストレスから保護するためにフレキシブル ターミネーション付きの車載グレード セラミック コンデンサを使用します。

ダイオード D2 は、公称降伏電圧が 39 V の双方向過渡電圧サプレッサ (TVS) です。これは、LIN トランシーバを ISO パルスから保護する事を目的とします。高電圧補助 E ヒューズを通常よりも低い電圧 (6 V 等) で動作させる必要がある場合、ダイオード D1(シリコン整流器) をショットキー ダイオードに交換します。一般的にショットキー ダイオードの逆耐圧はシリコン整流器よりも低くなります。この場合、TVS がショットキー ダイオードを負極性 ISO パルスから保護します。

抵抗 R4 と LED D3 は動作の評価用によりのみ使われ、最終的な回路には不要です。

抵抗 R1 はピーク突入電流を制限します。また、ダウンストリーム回路はスイッチング電源を含むため、この抵抗は高周波数差動モード電流を削減するために役立つ可能性があります。

ダイオード D1 はバッテリー逆接続保護用のシリコン整流器です。前述の通り、低電圧動作向けに D1 をショットキー ダイオードに交換できます。

コンデンサ C1、C3、C4、C5 は高周波デカップリング用またはダウンストリーム回路の電圧の一時保持用です。ユーザ要件によっては、バッテリー電圧のディップおよびドロップアウト要件をサポートするために C3 の容量を変更する必要があります。

抵抗 R2 は、電圧レギュレータの動作を維持するためのブルアップ抵抗です。しかし、高電圧補助 E ヒューズをハイサイド ドライバではなくバッテリーに直接接続して給電する場合、この抵抗を取り外します。この場合、LIN トランシーバの LIN_INH 信号が電圧レギュレータの状態を制御します。これにより、車両のイグニッションが Off の時に電圧レギュレータをシャットダウン状態にできます。

抵抗 R3 は PWM 動作を保護するための部品です (標準では 0 Ω ジャンパ)。この抵抗は PWM 動作中にコンデンサ C5 に対する追加の ESR として働き、スイッチング中のディップとオーバーシュートを減衰させる事により出力電圧の安定化を助けます。

電圧レギュレータ IC (U1) には、Microchip 社の MCP1793 (+5 V、100 mA 出力、5 ピン SOT-223 パッケージ) を使います。高電圧補助 E ヒューズ回路内の全てのデバイスと同様に、このデバイスも車載グレード品です。動作時の接合部温度レンジは -40 ~ +150 °C であり、最高接合部温度定格は 175 °C です。このデバイスは 175 °C (typ.) でサーマル シャットダウンへ移行します。本アプリケーションにおける最高接合部温度は以下の通りに推定されます。

式 2-1:

$$T_J = T_A + R_{THJA} \times P_D$$

例 2-1:

$$T_J = 85^{\circ}\text{C} + \left(75 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}\right) \times (60 \text{ mA} \times (16\text{V} - 5\text{V})) \approx 135^{\circ}\text{C} \text{ 連続動作}$$

$$T_J = 65^{\circ}\text{C} + \left(75 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}\right) \times (60 \text{ mA} \times (18\text{V} - 5\text{V})) \approx 124^{\circ}\text{C} \text{ 過電圧}$$

$$T_J = 25^{\circ}\text{C} + \left(75 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}\right) \times (60 \text{ mA} \times (26\text{V} - 5\text{V})) \approx 120^{\circ}\text{C} \text{ ジャンプスタート}$$

2.1.3 プッシュプル コンバータ

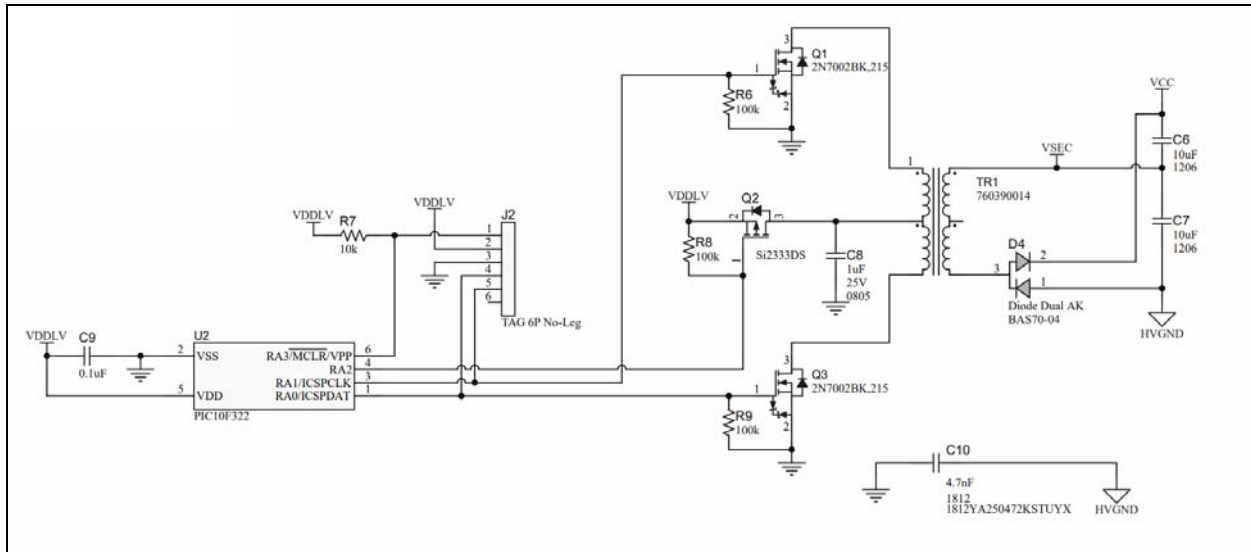


図 2-3: プッシュプル コンバータの回路図

図 2-3 に示すプッシュプル コンバータは VDDL により給電され、HV ゾーン内で使われる絶縁された出力電圧 VCC と VSEC を生成します。

U2 によって生成される PWM 信号がプッシュプル トランジスタ Q1 および Q3 (60 V、300 mA、N チャンネル MOSFET) を駆動します。トランス (巻き数比 = 1:1.3) の一次側巻き線の両端はそれぞれ MOSFET (Q1 と Q3) により駆動され、センタータップは VDDL に接続しています。二次側では 2 つの巻き線が直列に接続されているため、実質的な巻き数比は 1:2.6 です。二次側巻き線は電圧ダブル回路に接続しています。

U2 には Microchip 社の PIC10F322 8 ビット マイクロコントローラ (6 ピン SOT-23 パッケージ) を使います。下表に、このマイクロコントローラのピン割り当てを示します。

ピン番号	ポート	機能	名称	アクティブ状態
1	RA0/ICSPDAT	CWG1A/ICSP	PWM 1 / ICSP	出力 High
2	VSS	リターン	リターン	—
3	RA1/ICSPCLK	CWG1B/ICSP	PWM 2 / ICSP	出力 High
4	RA2	GPIO	プッシュプル イネーブル	出力 Low
5	VDD	+5V 電源	VDDL	—
6	RA3/MCLR/VPP	MCLR	マスタクリア、MCU リセット	入力 Low

高電圧補助 E ヒューズ ユーザガイド

MPLAB® Code Configurator (MCC) 内で下表に示す周辺モジュールとピン RA2 (出力 Low として設定) を使って設定した基本的な PWM 設定のみを含むコードを自動生成します。

周辺モジュール	名称	設定
CWG1	相補波形ジェネレータ 1	デッドタイム : 62 ~ 125 ns
PWM2	パルス幅モジュレータ 2	444 kHz、50% デューティサイクル
TMR2	Timer 2	周期 : 2.25 ms

プッシュプル コンバータの無負荷出力電圧は以下の通りに求められます。

例 2-2:

$$VSEC = VDDL \times \left(\frac{2N_2}{N_1} \right) - V_f = 5V \times \left(\frac{2 \times 1.3}{1} \right) - 0.6V = 12.4V$$

$$VCC = 2 \times VSEC = 24.8V$$

必要に応じ、MCC を使ってスイッチング周波数を調整できます。インサーキット プログラミングをサポートするために、基板上のヘッダ J2 により Tag-Connect™パッドが提供されると共に、トランジスタ Q2 (P チャンネル MOSFET) が追加されています。これらは、プログラマ (PICkit4 等) をマイクロコントローラに接続した際にトランス一次巻き線の飽和や過剰な電流引き込みの発生を防ぎます。プログラミング ヘッダ J2 とトランジスタ Q2 は開発用であり、量産回路では省略できます。

コンデンサ C8 は、トランス一次側巻き線への低インピーダンス エネルギー源を提供します。コンデンサ C9 は、マイクロコントローラ向けの高周波デカップリング コンデンサです。コンデンサ C10 (車載グレード安全コンデンサ、4 kV 耐圧) は、高周波コモンモードスイッチング電流にリターン経路を提供する事により、RF 伝導性エミッションを低減します。

抵抗 R7 は、マイクロコントローラのマスタクリア (MCLR) を High にプルアップします。抵抗 R6、R8、R9 は回路が給電されていない時に MOSFET をオフ状態に保つための終端抵抗です。

トランス TR1 の二次側巻き線は、直列に接続した 2 つの巻き線により構成されます。各巻き線の巻き数比は 1.3 であるため、総合的な巻き数比は 2.6 です。最初のスイッチング フェイズ中に二次側巻き線での誘導電圧が正極性 (トランスピン 6 基準) である場合、二次側電流はコンデンサ C7 を充電し、ショットキー ダイオード D4 のピン 1 からピン 3 へと流れます。次のスイッチング フェイズ中に誘導電圧は負極性となります。電流はダイオード D4 のピン 3 からピン 2 へと流れてコンデンサ C6 を充電します。結果として、各コンデンサの両端電圧は、誘導電圧からダイオード順方向電圧降下分を差し引いた電圧となります。従って、コンデンサ C7 での両端電圧は約 12 V であり、HVGND を基準とする VCC 電圧は約 24 V です。しかし、負荷の違いにより、2 つのコンデンサの両端電圧は等しくありません。追加のダウンストリーム負荷 (VDDHV) があるため、コンデンサ C7 の両端電圧 (VSEC) は C8 の両端電圧 (VCC-VSEC) より低くなります。本アプリケーションでの VSEC は 11.5 V (typ.)、VCC は 23.8 V (typ.) です。

2.1.4 二次側電源

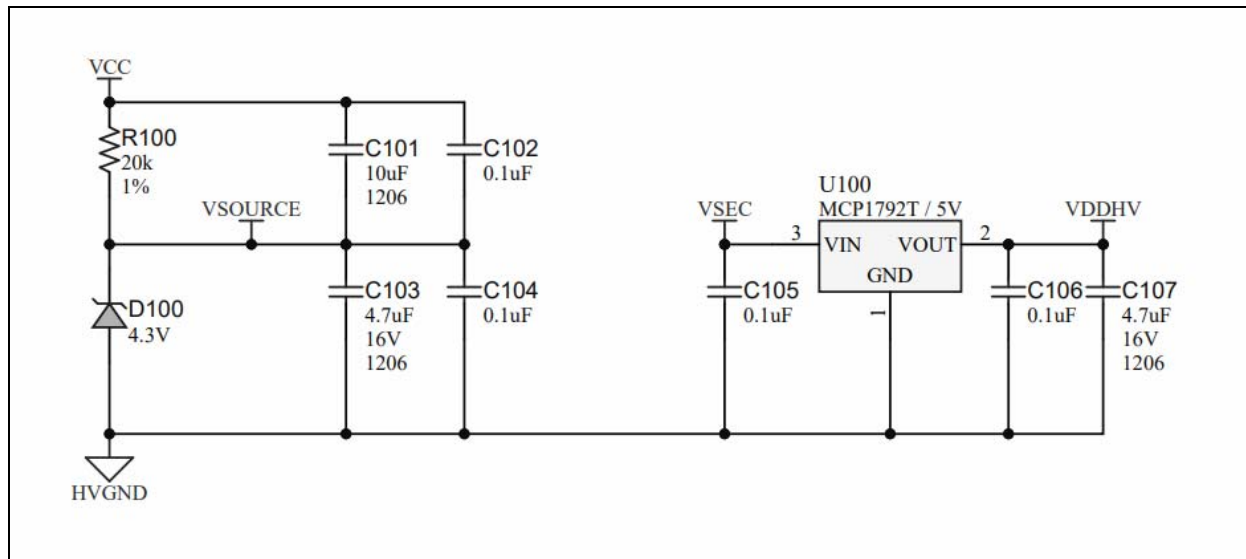


図 2-4: 二次側電源回路

図 2-4 に、VCC から VSOURCE を生成し VSEC から VDDHV を生成する電圧レギュレータ回路を示します。VSOURCE は、SiC MOSFET のソース端子へ接続します。VDDHV は制御回路 (マイクロコントローラ、デジタル型アイソレータ、オペアンプ、センサ回路等) に給電します。

VSOURCE を 3.7 V (HVGND 基準) に調整するためにツェナー ダイオード電圧レギュレータを使います。抵抗 R100 は、このレギュレータの電流を約 1 mA に制限します。ツェナー ダイオード D100 の定格は 4.3 V @ 5 mA であり、1 mA で約 3.7 V が得られます。SiC MOSFET のソース端子を VSOURCE へ接続する事で、ゲート駆動オン電圧は $VCC - VSOURCE = 20\text{ V}$ となります。

ゲート駆動オフ電圧は $HVGND - VSOURCE = -3.7\text{ V}$ となります。コンデンサ C101、C102、C103、C104 はレギュレートされた電圧を安定させます。

電圧レギュレータ IC (U100) には、Microchip 社の MCP1793 (+5 V、100 mA 出力、3 ピン SOT-23 パッケージ) を使います。動作時の接合部温度レンジは $-40 \sim 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ であり、最高接合部温度定格は $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ です。このデバイスは $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ (typ.) でサーマルシャットダウンへ移行します。本アプリケーションにおける最高接合部温度は以下の通りに推定されます。

式 2-2:

$$T_J = T_A + R_{THJA} \times P_D$$

例 2-3: 連続動作

$$T_J = 85^{\circ}\text{C} + \left(147 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}\right) \times (10\text{ mA} \times (12\text{ V} - 5\text{ V})) \approx 95^{\circ}\text{C}$$

コンデンサ C105、C106、C107 は RF 耐性と電源の安定性を目的とします。

長は 1.0、1.5、2.0、2.5、3.0、4.0、5.0、6.0、7.0、8.0、9.0、10.0、12.0、15.0、20.0、25.0、30.0、40.0、50.0、60.0、70.0、80.0、90.0、100.0、120.0、150.0、200.0、250.0、300.0、400.0、500.0、600.0、700.0、800.0、900.0、1000.0、1200.0、1500.0、2000.0、2500.0、3000.0、4000.0、5000.0、6000.0、7000.0、8000.0、9000.0、10000.0、12000.0、15000.0、20000.0、25000.0、30000.0、40000.0、50000.0、60000.0、70000.0、80000.0、90000.0、100000.0、120000.0、150000.0、200000.0、250000.0、300000.0、400000.0、500000.0、600000.0、700000.0、800000.0、900000.0、1000000.0、1200000.0、1500000.0、2000000.0、2500000.0、3000000.0、4000000.0、5000000.0、6000000.0、7000000.0、8000000.0、9000000.0、10000000.0、12000000.0、15000000.0、20000000.0、25000000.0、30000000.0、40000000.0、50000000.0、60000000.0、70000000.0、80000000.0、90000000.0、100000000.0、120000000.0、150000000.0、200000000.0、250000000.0、300000000.0、400000000.0、500000000.0、600000000.0、700000000.0、800000000.0、900000000.0、1000000000.0、1200000000.0、1500000000.0、2000000000.0、2500000000.0、3000000000.0、4000000000.0、5000000000.0、6000000000.0、7000000000.0、8000000000.0、9000000000.0、10000000000.0、12000000000.0、15000000000.0、20000000000.0、25000000000.0、30000000000.0、40000000000.0、50000000000.0、60000000000.0、70000000000.0、80000000000.0、90000000000.0、100000000000.0、120000000000.0、150000000000.0、200000000000.0、250000000000.0、300000000000.0、400000000000.0、500000000000.0、600000000000.0、700000000000.0、800000000000.0、900000000000.0、1000000000000.0、1200000000000.0、1500000000000.0、2000000000000.0、2500000000000.0、3000000000000.0、4000000000000.0、5000000000000.0、6000000000000.0、7000000000000.0、8000000000000.0、9000000000000.0、10000000000000.0、12000000000000.0、15000000000000.0、20000000000000.0、25000000000000.0、30000000000000.0、40000000000000.0、50000000000000.0、60000000000000.0、70000000000000.0、80000000000000.0、90000000000000.0、100000000000000.0、120000000000000.0、150000000000000.0、200000000000000.0、250000000000000.0、300000000000000.0、400000000000000.0、500000000000000.0、600000000000000.0、700000000000000.0、800000000000000.0、900000000000000.0、1000000000000000.0、1200000000000000.0、1500000000000000.0、2000000000000000.0、2500000000000000.0、3000000000000000.0、4000000000000000.0、5000000000000000.0、6000000000000000.0、7000000000000000.0、8000000000000000.0、9000000000000000.0、10000000000000000.0、12000000000000000.0、15000000000000000.0、20000000000000000.0、25000000000000000.0、30000000000000000.0、40000000000000000.0、50000000000000000.0、60000000000000000.0、70000000000000000.0、80000000000000000.0、90000000000000000.0、100000000000000000.0、120000000000000000.0、150000000000000000.0、200000000000000000.0、250000000000000000.0、300000000000000000.0、400000000000000000.0、500000000000000000.0、600000000000000000.0、700000000000000000.0、800000000000000000.0、900000000000000000.0、1000000000000000000.0、1200000000000000000.0、1500000000000000000.0、2000000000000000000.0、2500000000000000000.0、3000000000000000000.0、4000000000000000000.0、5000000000000000000.0、6000000000000000000.0、7000000000000000000.0、8000000000000000000.0、9000000000000000000.0、10000000000000000000.0、12000000000000000000.0、15000000000000000000.0、20000000000000000000.0、25000000000000000000.0、30000000000000000000.0、40000000000000000000.0、50000000000000000000.0、60000000000000000000.0、70000000000000000000.0、80000000000000000000.0、90000000000000000000.0、100000000000000000000.0、120000000000000000000.0、150000000000000000000.0、200000000000000000000.0、250000000000000000000.0、300000000000000000000.0、400000000000000000000.0、500000000000000000000.0、600000000000000000000.0、700000000000000000000.0、800000000000000000000.0、900000000000000000000.0、1000000000000000000000.0、1200000000000000000000.0、1500000000000000000000.0、2000000000000000000000.0、2500000000000000000000.0、3000000000000000000000.0、4000000000000000000000.0、5000000000000000000000.0、6000000000000000000000.0、7000000000000000000000.0、8000000000000000000000.0、9000000000000000000000.0、10000000000000000000000.0、12000000000000000000000.0、15000000000000000000000.0、20000000000000000000000.0、25000000000000000000000.0、30000000000000000000000.0、40000000000000000000000.0、50000000000000000000000.0、60000000000000000000000.0、70000000000000000000000.0、8000000

高電圧補助 E ヒューズ ユーザガイド

2.1.6 高電圧補助 E ヒューズ用コントローラ回路

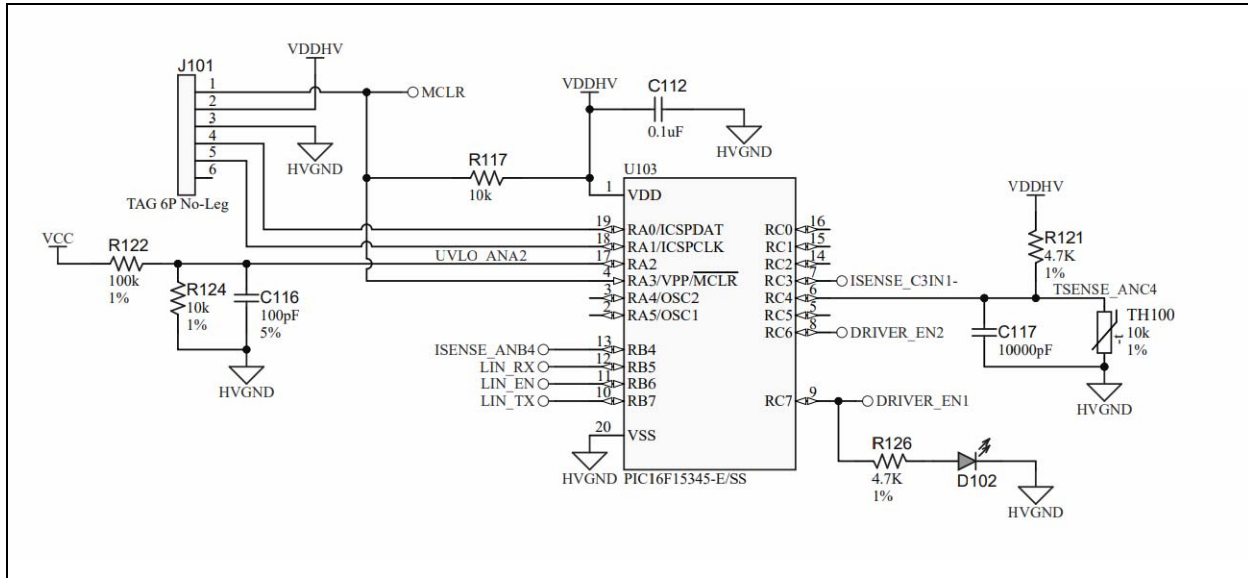


図 2-6: 高電圧補助 E ヒューズ用コントローラ回路図

図 2-6 に、高電圧補助 E ヒューズのコントローラ回路、VCC 電圧監視回路、温度監視回路を示します。電圧監視回路と温度監視回路については後で詳細に説明します。高電圧補助 E ヒューズのコントローラ U103 には、Microchip 社の PIC16F15345 8 ビット マイクロコントローラを使います。

このコントローラは以下の機能を備えます。

- 時間 - 電流特性 (TCC) 曲線制御アルゴリズム
 - 接合部温度推定
 - 過電流計測
 - 短絡検出
- LIN 通信バス
 - イネーブル / ディセーブル
 - TCC 設定
 - 診断
- ゲート駆動電圧低減
- A/D 変換
 - 出力電流検出
 - VCC 電圧検出
 - 周囲温度検出
- 短絡検出 / 保護 (コンパレータを使用)
- VCC モニタを使った低電圧ロックアウト
- 過熱保護 / 診断
- 過電流診断

表 2-1: マイクロコントローラ U103 のピン配置

ピン番号	ポート	機能	名称	アクティブ状態
1	VDD	+5V	VDDHV	—
2	RA5/OSC1	GPIO	n/c	出力 Low
3	RA4/OSC2	GPIO	n/c	出力 Low
4	RA3/VPP/MCLR	MCLR	マスタクリア、MCU リセット	入力 Low

表 2-1: マイクロコントローラ U103の ピン配置 (続 き)

ピン番号	ポート	機能	名称	アクティブ状態
5	RC5	GPIO	n/c	出力 Low
6	RC4	ADC ANC4	TSENSE_ANC4	—
7	RC3	CMP2 C2IN3-	ISENSE_C3IN-	—
8	RC6	CLC2OUT	DRIVER_EN2	出力 High
9	RC7	CLC1OUT	DRIVER_EN1	出力 High
10	RB7	EUSART1 TX1	LIN_TX	出力 High
11	RB6	GPIO	LIN_EN	出力 High
12	RB5	EUSART1 RX1	LIN_RX	出力 High
13	RB4	ADC ANB4	ISENSE_ANB4	出力 High
14	RC2	GPIO	n/c	出力 Low
15	RC1	GPIO	n/c	出力 Low
16	RC0	GPIO	n/c	出力 Low
17	RA2	ADC ANA2	UVLO_ANA2	—
18	RA1/ICSPCLK	ICSP	ICSP	入力 High
19	RA0/ICSPDAT	ICSP	ICSP	入力 High
20	VSS	リターン	HVGND	—

表 2-2: マイクロコントローラ U103の 内部周辺モジュール (MCC内 で設定)

周辺モジュール	名称	設定
ADC	アナログ / デジタル コンバータ	クロック源 :Frc
CLC1	構成可能なロジックセル 1	SR ラッチ
CLC2	構成可能なロジックセル 2	SR ラッチ
CLC3	構成可能なロジックセル 3	AND-OR
CLC4	構成可能なロジックセル 4	AND-OR
CMP2	コンパレータ 2	正極性参照電圧 : DACOUT
DAC1	デジタル / アナログ コンバータ 1	正極性参照電圧 : FVR_buf2
EUSART1	EUSART (Enhanced Universal Synchronous Asynchronous Receiver Transmitter) 1	baud レート : 19200 Tx/Rx ビット数 : 8 ビット データ極性 : 非反転
FVR	固定参照電圧	FVR_buffer2 ゲイン : 1x (1.024 V)
TMR0	Timer 0	クロック源 : FOSC/4 タイマ周期 : 1 ms 割り込み有効
TMR1	Timer 1	クロック源 : HFINTOSC ゲート信号源 : CLC1OUT ゲート極性 : Low
TMR2	Timer 2	クロック源 : LC3_out クロック周波数 : 32 MHz タイマ周期 : 250 ns

インサーキット プログラミングをサポートするため、基板上のヘッダ J2 により Tag-Connect パッドが提供されます。このマイクロコントローラは回路の高電圧 (HV) ゾーン内に実装されるため、プログラマまたはデバッガを接続する前に回路基板が高電圧電源またはバッテリーから切り離され、かつ完全に放電済みである事を確認する必要があります。また、プログラミング完了後は、高電圧電源を再投入する前にプログラマを高電圧補助 E ヒューズから切り離す必要があります。

コンデンサ C13 は高周波デカップリング用です。

抵抗 R117 は、マイクロコントローラのマスタクリア (MCLR) を High にプルアップします。

抵抗 R126 と LED D102 は動作の評価用にのみ使われ、最終的な回路には不要です。

Timer 0 は 1 ms の割り込み周期で設定され、これによりソフトウェアのタイムベースが決まります。Timer 1 と Timer 2 は、ライドスルー モードをサポートするために設定します。このモードは、ゲート駆動強度を設定された時間内で低減します (時間は 250 ns 刻みで最長 63.75 μ s に設定可能)。

アナログ / デジタル コンバータ (ADC) は 10 ビット分解能を有し、参照電圧として VDDHV を使うように設定します。

式 2-3: ADC 出力 (カウント)

$$K_{ADCOUT} = V_{ADC, input} \times \left(\frac{(2^{ADCRES} - 1) counts}{VDDHV} \right)$$

例 2-4: ADC 電圧分解能

$$V_{ADCOUT, res} = 5V + \left(\frac{1 count}{2^{10} - 1} \right) \approx 4.88 mV$$

MCU の内部コンパレータの参照電圧は、内部デジタル / アナログ コンバータ (DAC) により提供します。DAC は内部固定参照電圧 (FVR) モジュールを参照電圧源として使います。DAC の分解能は 5 ビットであり、出力電圧レベルは 32 段階に設定できます。1.024 V として設定された FVR を DAC の参照電圧源として使います。この場合の DAC 出力電圧と出力電圧分解能は以下の通りに求められます。DAC の出力電圧は DAC1R レジスタの値によって決まります。

式 2-4: DAC 出力電圧

$$V_{DACOUT} = V_{FVR} \times \left(\frac{DAC1R \langle 4:0 \rangle}{2^{DACRES} - 1} \right)$$

例 2-5: DAC 出力電圧分解能

$$V_{DACOUT, res} = 1.024V \times \left(\frac{1}{2^5 - 1} \right) \approx 33 mV$$

従って、コンパレータの参照電圧レベルは 33 mV の分解能で設定できます。高電圧補助 E ヒューズ回路では、与えられたシャント抵抗の値とオペアンプのゲインから、33 mV のコンパレータ入力電圧は 33 A の出力電流に対応します。このため、高速なハードウェア ベース短絡検出のしきい値は、33 A 刻みで最大 1024 A に設定できます。

コンパレータ出力 (CMP2OUT) は構成可能なロジックセル 1 (CLC1) に接続します。CMP2OUT の状態は、短絡中にアクティブ (High) です。CLC1 は、SR ラッチとして構成します (図 2-7 参照)。マイクロコントローラ U103 のピン配置表 (表 2-1) に示す通り、CLC1 出力 (CLC1OUT) はポート RC7/ ピン 9 に割り当てられ、ゲートドライバ IC の状態を制御します。短絡イベント中にコンパレータが CLC1 をトリガし、CLC1 はゲートドライバ IC 入力に対して Low を出力します。後述する通り、これによりゲート駆動電圧が低減され、ライドスルー モードでの短絡耐量が増加します。

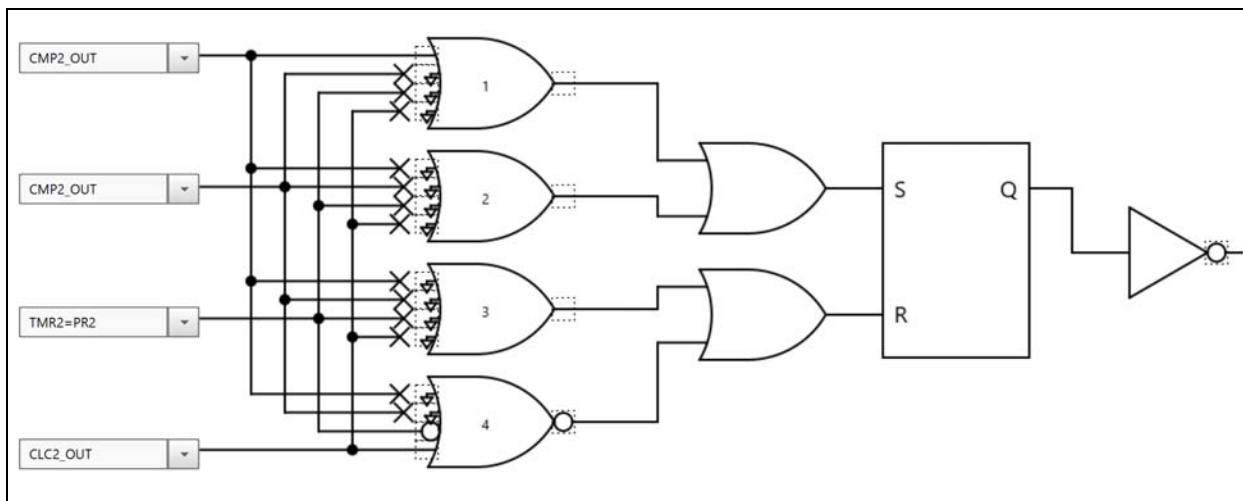


図 2-7: 構成可能なロジックセル 1

CLC1 の出力は、U103 のピン 9 (DRIVER_EN1) に加えて Timer1 と CLC3 にも内部で接続されます。Timer1 は CLC1OUT 信号を使ってゲート制御されます。Timer1 がオーバーフローすると、高電圧補助 E ヒューズは SiC MOSFET をターンオフします。このロジックは、SR ラッチとして構成した CLC2 を使って実装します (図 2-8 参照)。CLC2 の出力 (CLC2OUT) は U103 のピン 8 (DRIVER_EN2) に接続されます。この信号で N チャンネル MOSFET を駆動する事により SiC MOSFET のゲートを放電し、SiC MOSFET をターンオフします。エッジトリガ モードでも同じロジックを使いますが、代わりに Timer1 は最短時間の 1 クロックティック (分解能 250 ns) 後にオーバーフローするように設定されます。

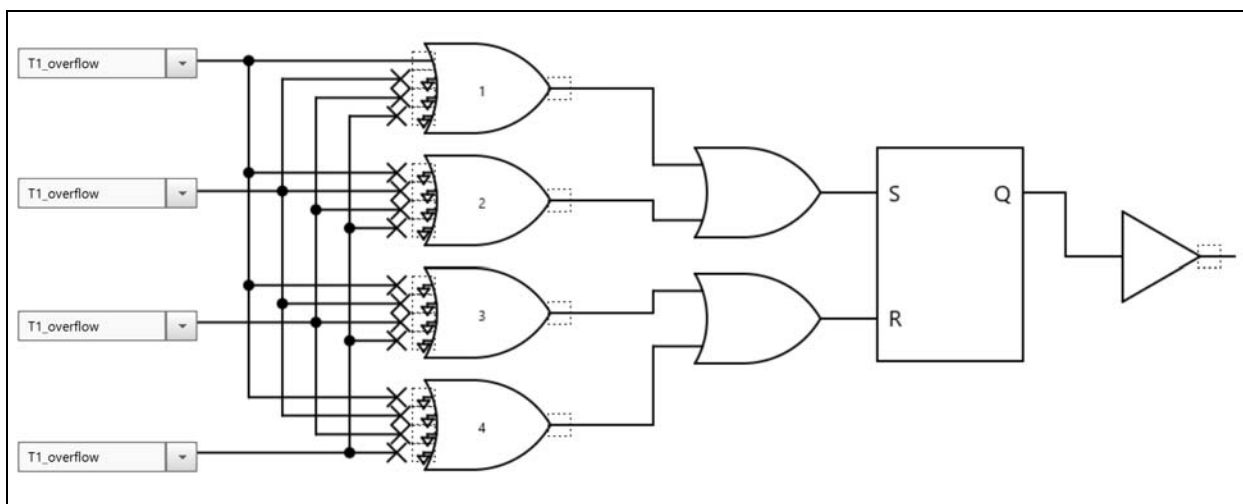


図 2-8: 構成可能なロジックセル 2

ライドスルー モードをサポートするために、追加のロジックを実装します。CLC3 を AND-OR ゲートして構成します (図 2-9 参照)。CLC3 の出力 (CLC3OUT) は、CLC1OUT のアクティブ (Low) 状態によりゲートされた HFINTOSC クロックです。これを Timer2 のクロック源として使います。このタイマは短絡イベント中にインクリメントしますが、過渡的短絡イベントの場合に自動的にクリアされません。これにより、短時間に複数回発生する過渡的短絡イベントの検出が可能となります。

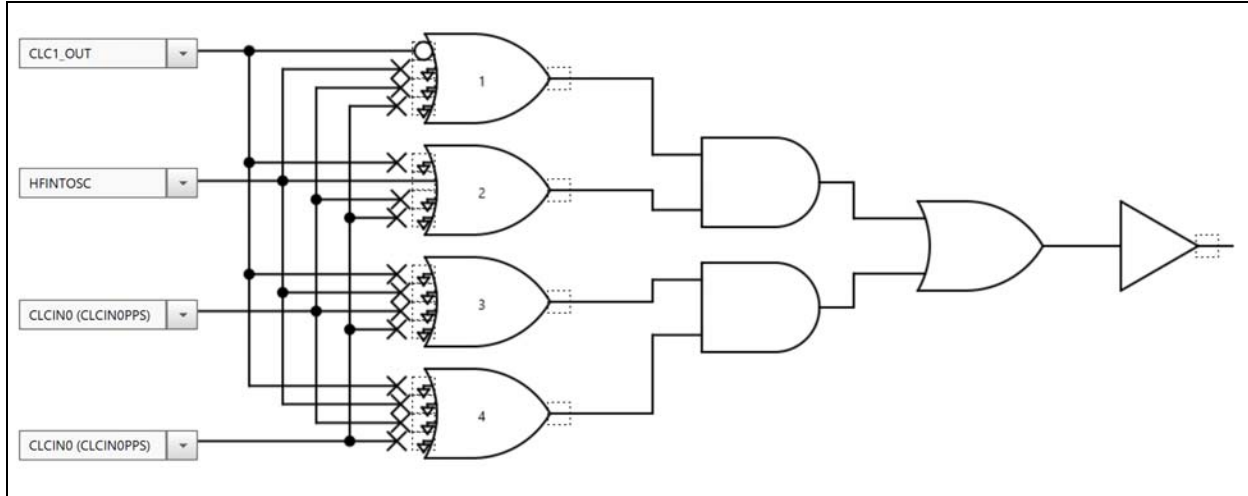


図 2-9: 構成可能なロジックセル 3

Timer2 がオーバーフローすると TMR2-PR2 フラグがセットされます。このフラグは CLC1 へ接続しており、フラグがセットされた時に CLC1 の出力を Low に駆動する事でゲートドライバ IC の入力を Low に保持します。このフラグをソフトウェアで読み出す事はできないため、CLC4 を使って読み出し可能な信号に変換します。CLC4 は、非反転バッファとして構成します (図 2-10 参照)。Timer2 保持レジスタ (T2TMR) をリセットするために、CLC4 の出力 (CLC4OUT) をソフトウェアによってポーリングします。これにより、時折発生する短時間イベントが集積されてタイマが長期的にゆっくりとインクリメントする事を防ぎます。

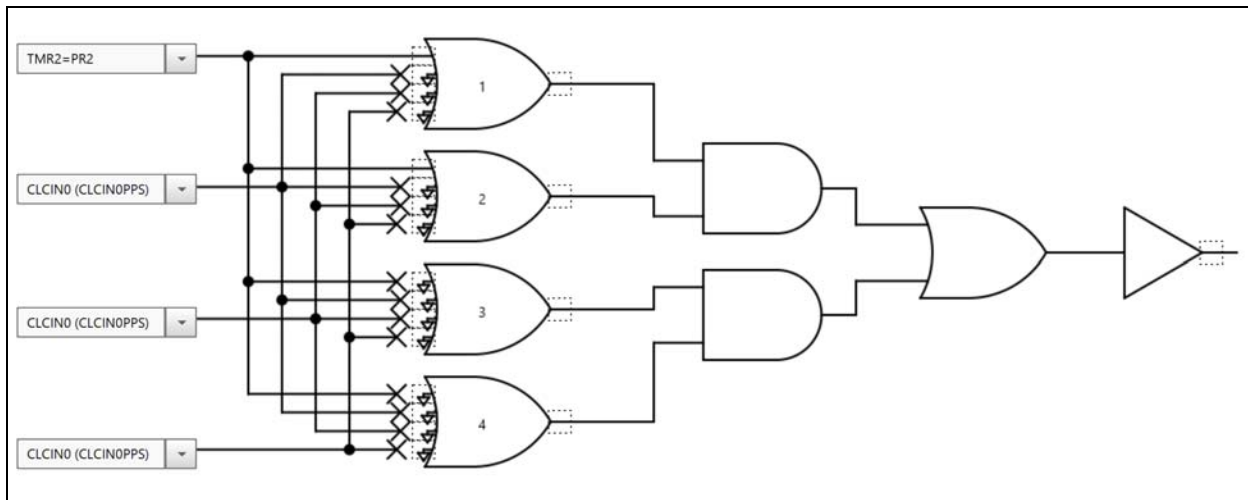


図 2-10: 構成可能なロジックセル 4

2.1.7 電流検出

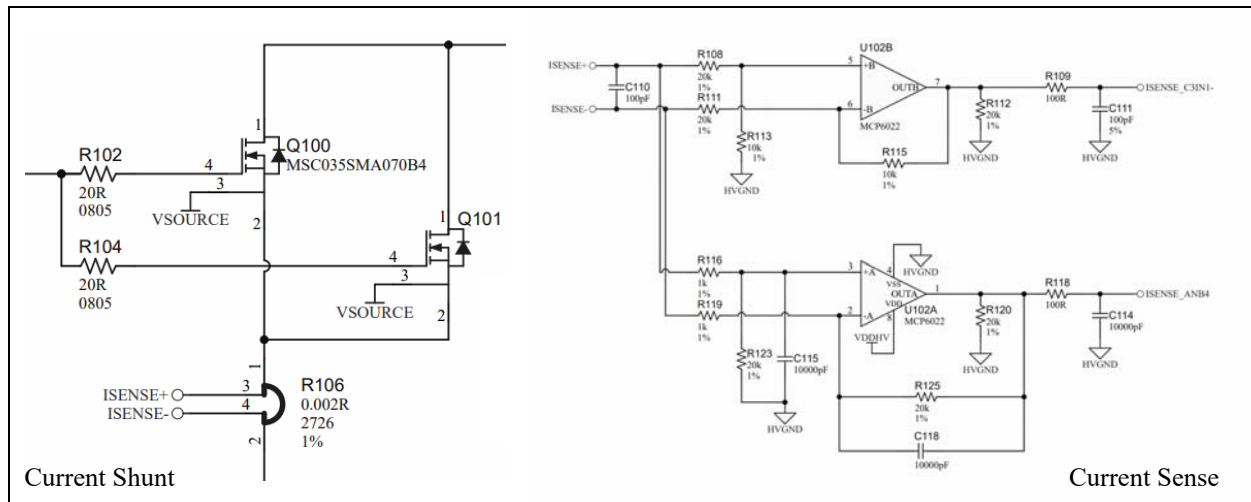


図 2-11: 電流シャント回路 (左) と電流検出回路 (右)

短絡に対する高速な応答を達成するため、広帯域幅の電流検出回路 (図 2-11) を実装します。電流検出回路には低インダクタンスのシャント抵抗 R106 を使います。シャント抵抗の電圧は、2 つの独立した差動アンプ回路により監視されます。2 つのオペアンプ (U102A/B) は、1 つの Microchip MCP6022 オペアンプ (2 回路入り、レールツーレール入力 / 出力、10 MHz ゲイン帯域幅積) に内蔵されています。しかし、2 つのオペアンプ回路のゲインと帯域幅は互いに異なります。

オペアンプ U102B を使った検出経路のゲインは抵抗 R108、R111、R113、R115 により決まります。これにより、オペアンプの帯域幅を完全に活用できます。この回路は差動アンプとして構成されるため、これらの抵抗値は $R113 = R115$ かつ $R108 = R111$ である必要があります。U102B の電圧ゲインは以下の通りに求められます。

例 2-6: U102B の電圧ゲイン

$$A_{U102B} = \frac{R_{115}}{R_{111}} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{20 \text{ k}\Omega} = 0.5$$

シャント抵抗の値は 2 mΩ であるため、この電流検出経路の出力電圧は下式により求められます。

式 2-5:

$$V_{U102B} = I_{R106} \times R_{R106} \times A_{U102B} \quad \text{U102B 出力電圧}$$

$$V_{U102B} = I_{R106} \times 2 \text{ m}\Omega \times 0.5 = I_{R106} \times 1 \text{ m}\Omega \quad \text{シャント電流から U102B 電圧への変換式}$$

上式の通り、1 mV あたり 1 A という明解な関係が得られます。前述の通り、マイクロコントローラの内蔵コンパレータの参照電圧は 33 mV 刻みで設定できるため、電流値は 33 A 刻みで設定できます。

抵抗 R109 とコンデンサ C111 は、高カットオフ周波数の 1 次ローパスフィルタ用の回路を形成します。このフィルタは、システム要件に基づいたカットオフ周波数に設定できます。フィルタによりコンパレータへの信号が遅延して短絡に対するシステム全体の応答が遅れるため、時定数には注意を払う必要があります。

式 2-6: フィルタ時定数の計算式

$$\tau = R109 \times C111$$

例 2-7: フィルタ時定数の計算結果

$$\tau = 100\Omega \times 100\text{ pF} = 10\text{ ns} \quad \text{フィルタ時定数の計算結果}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = 15.9\text{ MHz} \quad \text{ローパスフィルタ カットオフ周波数}$$

コンデンサ C110 は、高レベルの高周波干渉がある状況下で、妨害となりうる成分を入力でシャントし、アンプへの影響を最小化します (干渉状況に合わせて調整)。

U102A を使ったもう 1 つの電流検出経路は、小電流での分解能を高めるために U102B を使った経路よりも高ゲインに設定され、ローパスフィルタのカットオフ周波数はより低く設定されます。この回路の出力は、マイクロコントローラのアナログ入力に接続します。

この回路も差動アンプとして構成されるため、抵抗値は $R116 = R119$ 、 $R123 = R125$ 、 $C115 = C118$ である必要があります。この回路の DC ゲインは以下の通りに求められます。

例 2-8:

$$A_{U102A} = \frac{R_{125}}{R_{119}} = \frac{20\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} = 20 \quad \text{U102A の DC 電圧ゲイン}$$

シャント抵抗の値は $2\text{ m}\Omega$ であるため、この電流検出経路の出力電圧は下式により求められます。

式 2-7:

$$V_{U102A} = I_{R106} \times R_{R106} \times A_{U102A} \quad \text{U102A 出力電圧}$$

$$V_{U102A} = I_{R106} \times 2\text{ m}\Omega \times 20 = I_{R106} \times 40\text{ m}\Omega \quad \text{シャント電流から U102A 電圧への変換式}$$

従って、 1 A の電流は 40 mV の出力電圧に変換されます。ADC は参照電圧として $VDDHV$ を使うため、この回路で計測可能な最大電流は以下の通りに求められます。

例 2-9:

$$A_{U102A, \max} = \frac{5\text{ V}}{40\text{ m}\Omega} = 125\text{ A}$$

電流計測の分解能は以下の通りです。

例 2-10:

$$V_{I_ADCres} = \frac{V_{I_ADCres}}{V_{U102A}} = \frac{V_{I_ADCres}}{I_{R106} \times 40\text{ m}\Omega} \approx \frac{4.88\text{ mV}}{1\text{ A} \times 40\text{ m}\Omega} \approx 122\text{ mA}$$

抵抗 R109 とコンデンサ C111 は、高カットオフ周波数の 1 次ローパスフィルタ用の回路を形成します。このフィルタは、システム要件に基づいたカットオフ周波数に設定できます。フィルタによりコンパレータへの信号が遅延して短絡に対するシステム全体の応答が遅れるため、時定数には注意を払う必要があります。

例 2-11:

$$\begin{aligned}\tau &= R125 \times C118 && \text{フィルタ時定数の計算式} \\ \tau &= 20 \text{ k}\Omega \times 10000 \text{ pF} = 200 \text{ }\mu\text{s} && \text{フィルタ時定数の計算結果} \\ f_c &= \frac{1}{2\pi\tau} = 800 \text{ Hz} && \text{ローパスフィルタ カットオフ周波数}\end{aligned}$$

抵抗 R118 とコンデンサ C114 は、追加の 1 次ローパスフィルタ用の回路を形成します。このフィルタは、システム要件に基づいたカットオフ周波数に設定できます。フィルタによって信号は遅延するため、フィルタ時定数に注意を払う必要があります。

例 2-12:

$$\begin{aligned}\tau &= R118 \times C114 && \text{フィルタ時定数の計算式} \\ \tau &= 100 \Omega \times 10000 \text{ pF} = 1000 \text{ ns} && \text{フィルタ時定数の計算結果} \\ f_c &= \frac{1}{2\pi\tau} = 159 \text{ kHz} && \text{ローパスフィルタ カットオフ周波数}\end{aligned}$$

コンデンサ C114 はローパスフィルタ内で使われるだけでなく、ADC アナログ入力に対する低インピーダンスの CMOS-SAR 型 ADC 用電荷源としても機能します。

抵抗 R112 と R120 は、帰還経路に加えて一定 DC バイアスを提供する部品です。

シャント抵抗 R106 は Vishay Power Metal Strip® 社の 2 mΩ 抵抗です (製品番号: WSLP27262L000FEA)。この抵抗の公称定格電力は 5 W @ 70 °C、最高動作温度は 170 °C、インダクタンスは 5 nH 未満です。1 mΩ 以下の抵抗には 7 W バージョンが入手可能です。例 2-13 に、シャント抵抗の許容電流の計算を示します。この値は、サブストレートまたは回路基板の温度限界に応じて低減する必要があります。

メーカーから提供される熱抵抗値を使ってパワー半導体と同様の解析が行えます。

例 2-13:

$$\begin{aligned}T_J &= T_A + R_{THJA} \times (I_{R106}^2 \times R_{R106}) \\ I_{R106} &= \sqrt{\frac{T_J - T_A}{R_{THJA} \times R_{R106}}} \\ I_{R106, \max} &= \sqrt{\frac{170^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}}{16 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \times 2 \text{ m}\Omega}} = 51.5 \text{ A}\end{aligned}$$

この電流値はシャント抵抗が許容する最大連続電流であり、1 秒を超える過渡電流に対して適用します。過渡電流は、シャント抵抗の許容エネルギー (公称 10 J) によっても制限されます。しかし、温度レベルを下げるために、過渡エネルギーを 5 J 以下に制限する事を推奨します。

式 2-8:

$$\int_0^{t_p} (i_{R106}(t))^2 \times 2 \text{ m}\Omega dt \leq 5J$$

過電流検出はシャント抵抗の許容最大電流により制限されます (ソフトウェア内で定数 ISHUNT_CURRENT_MAX の値を 422 カウントに設定)。

例 2-14:

$$K_{shunt} = \frac{I_{R106, max}}{V_{I_ADCres}} = 422 \text{ counts}$$

2.1.8 ゲート駆動回路

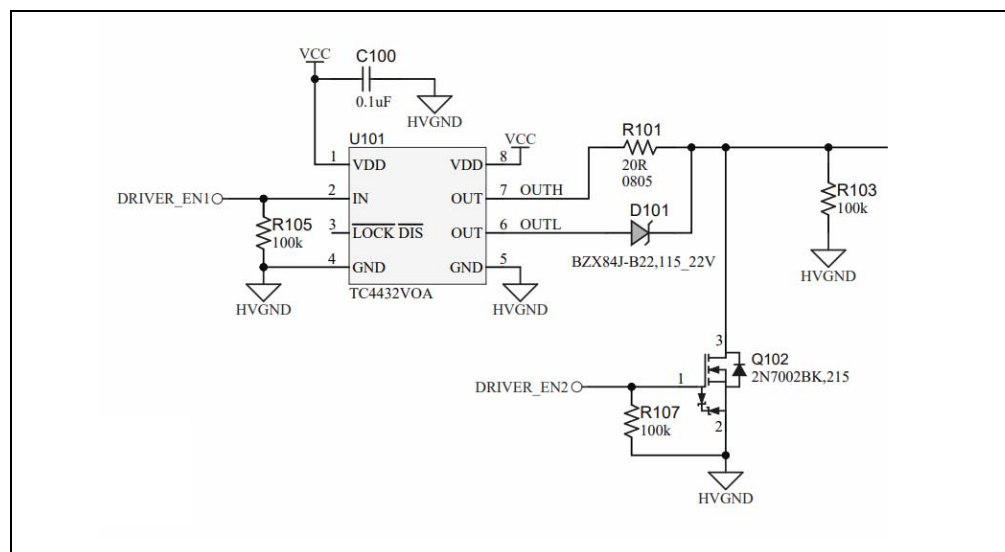


図 2-12: ゲート駆動回路

図 2-12 に、SiC MOSFET のゲート駆動回路を示します。この回路は VCC (HVGND を基準として約 24 V) により給電されます。入力 DRIVER_EN1 および DRIVER_EN2 は、どちらもマイクロコントローラからの信号です。DRIVER_EN1 の論理 High により U101 (Microchip TC4432VOA 1.5 A、30 V MOSFET ゲートドライバ) の 2 つの出力 (ピン 7 のハイサイド出力とピン 6 のローサイド出力) が有効になります。これにより、VCC が SiC MOSFET のゲートに印加され、以下に示すターンオン ゲート - ソース間電圧 ($V_{GS,on}$) が得られます。

例 2-15:

$V_{GS,on} = VCC - VSOURCE$	SiC MOSFET の $V_{GS,on}$ 計算式
$V_{GS,on} = 23.8V - 3.7V = 20.1V$	SiC MOSFET $V_{GS,on}$ の計算結果

U101 のハイサイド出力に接続した抵抗 R101 とダウンストリームの直列抵抗により、ターンオン ゲート抵抗が形成されます。

DRIVER_EN1 の論理 Low はライドスルー モードをサポートするために U101 のローサイド出力を有効にします。これにより、短絡耐量を増大するために SiC MOSFET のゲート電圧が低減されます。ツェナー ダイオード D101 の電圧定格は、低減したゲート電圧に基づいて選定できます。ライドスルー モードの時間は、SiC MOSFET の入力静電容量の影響も受けます。なぜなら、この静電容量によりゲートで一定電圧を維持するための電荷が保持されるからです。しかし、このモードの目標時間を決定する際は、抵抗 R103 によって放電経路が提供される事を考慮する必要があります。

DRIVER_EN2 は Q102 (60 V/ 300 mA N チャンネル MOSFET) を有効にします。DRIVER_EN2 は、DRIVER_EN1 が論理 Low である時にのみ論理 High に設定できます。有効にされた Q102 は HVGND への放電経路を提供し、これによって SiC MOSFET はターンオフします。

例 2-16:

$$V_{GS, off} = HVGND - VSOURCE$$

SiC MOSFET $V_{GS, off}$ の計算式

$$V_{GS, off} = 0V - 3.7V = -3.7V$$

SiC MOSFET $V_{GS, off}$ の計算結果

抵抗 R103、R105、R107 により、電源遮断時にドライバと SiC MOSFET が確実に Off となります。

コンデンサ C100 は高周波デカップリング コンデンサです。

2.1.9 SiC パワー MOSFET

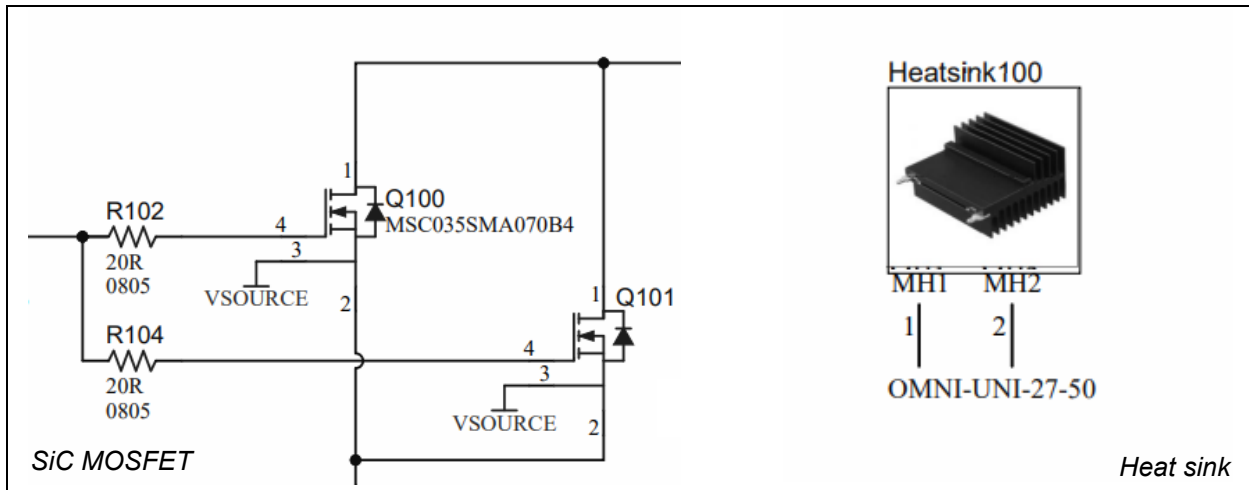


図 2-13: SiC MOSFET 回路 (左) とヒートシンク (右)

図 2-13 にゲート抵抗、SiC MOSFET、ヒートシンクを含む回路を示します。前述の通り、ゲートドライバのハイサイド出力と直列にゲート抵抗 R101 が存在します。ゲートドライバのハイサイド出力の抵抗と R101、R102/R104 により総ターンオン ゲート抵抗が形成されます。ターンオフ抵抗は、Q102 の $R_{DS(on)}$ (図 2-12 参照) と R102 および R104 によって決まります。

SiC MOSFET (Q100 と Q101) は TO-247 4 ピン パッケージで提供されます。このパッケージはダイに直接接続したケルビン ソース端子を備えており、ソース インダクタンスでの di/dt の影響を回避できます。これにより、特に高速 / 大電流の過渡条件において、SiC MOSFET に対する制御性が大幅に向上します。基板レイアウトは、700 V

高電圧補助 E ヒューズ ユーザガイド

および 1200 V SiC MOSFET を実装するための切り欠きと十分な沿面距離を備えています。長さ 50 mm のヒートシンク (Wakefield-Vette OMNI-UNI-27-50) には、2 つのクリップ (Wakefield-Vette OMNI-UC) を使って 2 個の TO-247 MOSFET を取り付けます。この回路基板には、MOSFET を 1 個だけ使う回路構成も実装できます。この場合、長さ 25 mm のヒートシンク (Wakefield-Vette OMNI-UNI-27-25) を使います。電気絶縁性熱伝導材料 (TIM) の製品番号は Parker Chomerics 66-10-0505-T609 です。この TIM はアクリル系感圧接着剤 (PSA) を含みます。

高電圧補助 E ヒューズ回路には、目標とする電圧および電流定格に応じて下表に示すデバイスを実装できます。

高電圧補助 E ヒューズ バリエーション	定格	Q100	Q101	Heatsink100
A	10 A、400 V	MSC035SMA070B4	—	OMNI-UNI-27-25
B	20 A、400 V	MSC035SMA070B4	MSC035SMA070B4	OMNI-UNI-27-50
C	30 A、400 V	MSC015SMA070B4	MSC015SMA070B4	OMNI-UNI-27-50
D	10 A、800 V	MSC040SMA120B4	—	OMNI-UNI-27-25
E	20 A、800 V	MSC040SMA120B4	MSC040SMA120B4	OMNI-UNI-27-50
F	30 A、800 V	MSC025SMA120B4	MSC025SMA120B4	OMNI-UNI-27-50

ヒートシンクは、高電圧補助 E ヒューズ回路の評価を目的として選定しています。量産用回路では車両内の他の冷却手段に頼る事ができる可能性があります。このため、上表に記載した定格値を上回る電流を許容できる場合があります。

SiC MOSFET の電力損失は下式により求められます。

式 2-9:

$$P_D = I_D^2 \times R_{DS(on)}$$

熱計算の詳細は、[2.8「試験結果」](#)を参照してください。

2.1.10 スナバ

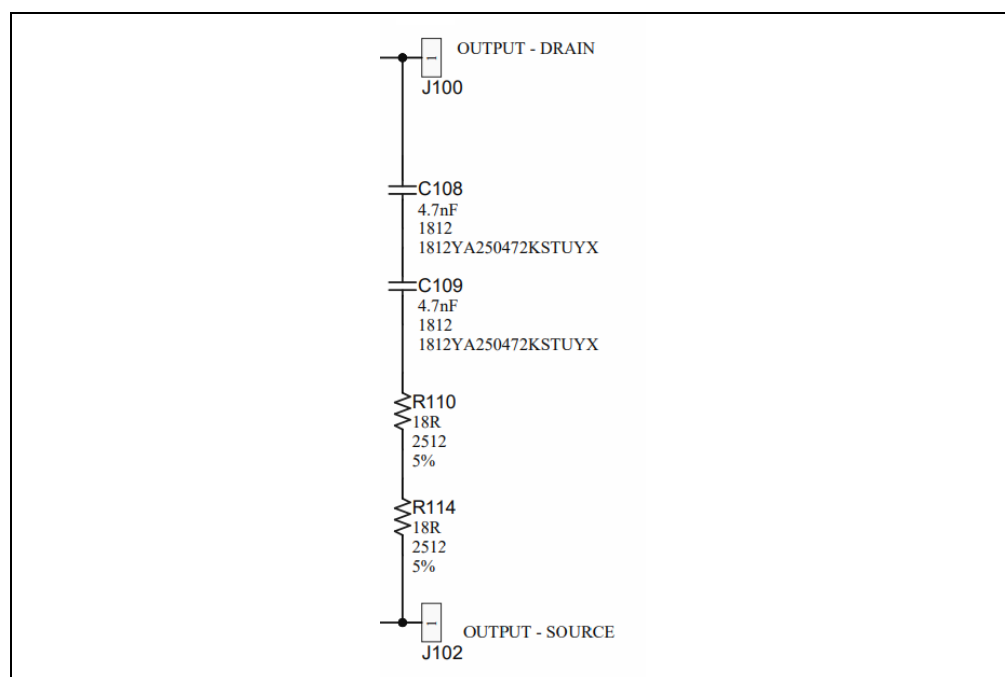


図 2-14: スナバ回路

図 2-14 に高電圧補助 E ヒューズ向けのスナバ回路を示します。これらの部品は未実装ですが、スナバが必要な場合に実装できるよう基板にパッドが用意されています。コンデンサ C108 および C109 は高耐圧の車載グレード安全コンデンサです (1812 表面実装パッケージ)。コンデンサのクラック等、故障の影響を最小化するため、2 個のコンデンサを直列に接続し、基板上でそれらが互いに直角を成すように配置しています。電圧と電力損失の両方が直列に接続した 2 つの抵抗 R110 と R114 により分担されます。これらの抵抗には 2512 表面実装パッケージ品を使います。システム要件によっては、より高電力に対応可能な外付けスナバ回路が必要になる場合があります。

高電圧補助 E ヒューズをライドスルー モードで動作させる場合、ゲート電圧の低減によって短絡耐量を増大します。しかし、過電流イベント中の SiC MOSFET のターンオン時間が増加すると電流が大幅に増加する可能性があります。これにより、システムの誘導エネルギー (下式) が増加します。

式 2-10:

$$E_L = \frac{1}{2} L \times \Delta I^2$$

従って、高電圧補助 E ヒューズをライドスルー モードで動作させる場合は、システム インダクタンスと電圧低減ゲート駆動時間の影響を考慮する必要があります。電圧低減駆動によって短絡耐量は増大しますが、SiC MOSFET 内の損失も増加します。ある程度の低減駆動時間後に SiC MOSFET をターンオフすると、残留する誘導エネルギーの印加により MOSFET のアバランシェ限界を超える恐れがあり、スナバやクランプ回路を追加して誘導エネルギーを吸収する事が必要になる場合があります。

2.1.11 温度検出

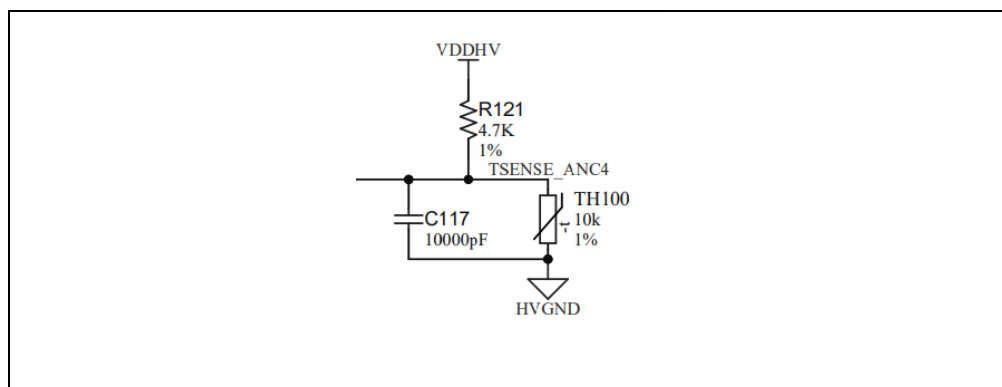


図 2-15: 温度検出回路

図 2-15 に、温度検出回路を示します。この回路は負の温度特性を示す NTC サーミスタを使います。サーミスタ TH100 (Murata NCU18XH103F6SRB) は 0603 表面実装パッケージで提供され、25 °Cでの公称抵抗値は 10 kΩ、B 定数は 3380 K です。サーミスタと抵抗 R121 は分圧回路を形成します。R121 の抵抗値は、メーカーが提供するウェブベースの SimSurfing NTC サーミスタ シミュレーション ツールを使って選定しました。コンデンサ C117 は電圧安定化のためのローパスフィルタを形成するだけでなく、ADC アナログ入力向けの低インピーダンスの ADC 用電荷源としても機能します。計測された電圧を温度に変換するために、ルックアップ テーブルをソフトウェア内に実装します。加えて、高精度化のオプションとして、TH100 の代わりにヒートシンクに取り付けたサーミスタへ配線するための 2 個のめっきスルーホール (PTH) が回路基板上に用意されています。

2.1.12 VCC 電源の監視

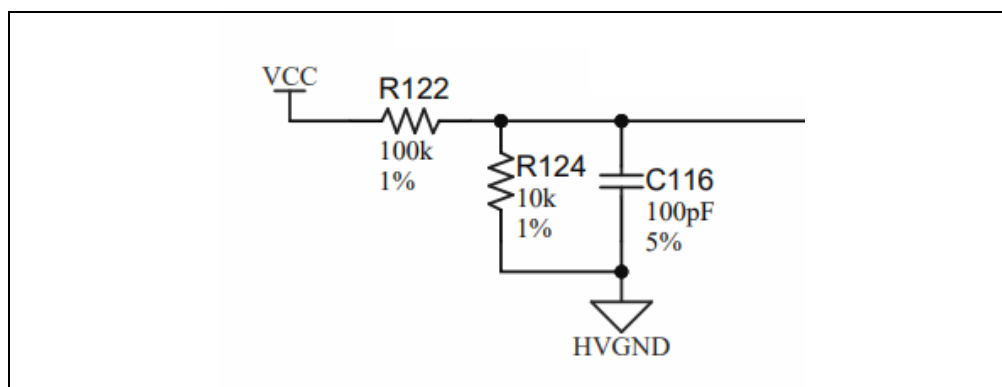


図 2-16: VCC 監視回路

図 2-16 に、VCC 電源監視回路を示します。抵抗 R122 および R124 とコンデンサ C116 は分圧器とローパスフィルタを形成し、スケーリングおよびフィルタ処理済みの VCC をマイクロコントローラのアナログ入力へ提供します。

例 2-17:

$$A_{VCC} = \frac{R124}{R122 + R124} \quad \text{VCC 監視回路 DC ゲインの式}$$

$$A_{VCC} = \frac{10k\Omega}{100k\Omega + 10k\Omega} = 0.09 \quad \text{VCC 監視回路 DC ゲインの計算結果}$$

この監視回路の計測レンジと分解能は以下の通りです。

例 2-18:

$$VCC_{ADC, max} = \frac{VDDHV}{A_{VCC}} = \frac{5V}{0.09} = 55V \quad \text{VCC 最大計測レンジ}$$

$$VCC_{ADCres} = \frac{V_{ADC, res}}{A_{VCC}} \approx \frac{4.88mV}{0.09} \approx 53.8mV \quad \text{VCC 計測分解能}$$

この回路のカットオフ周波数は以下の通りです。

例 2-19:

$$R_{TH, VCC} = \frac{R122 \times R124}{R122 + R124} = \frac{100k\Omega \times 10k\Omega}{100k\Omega + 10k\Omega} = 9.09k\Omega \quad \text{テブナン等価回路}$$

$$\tau = R_{TH, VCC} \times C116 = 0.90\mu s \quad \text{VCC 監視回路 DC ゲインの計算値}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi(0.90\mu s)} = 175kHz \quad \text{VCC 監視回路 カットオフ周波数}$$

コンデンサ C116 は、ADC アナログ入力に対して低インピーダンスの ADC 用電荷源も提供します。

2.2 高電圧絶縁

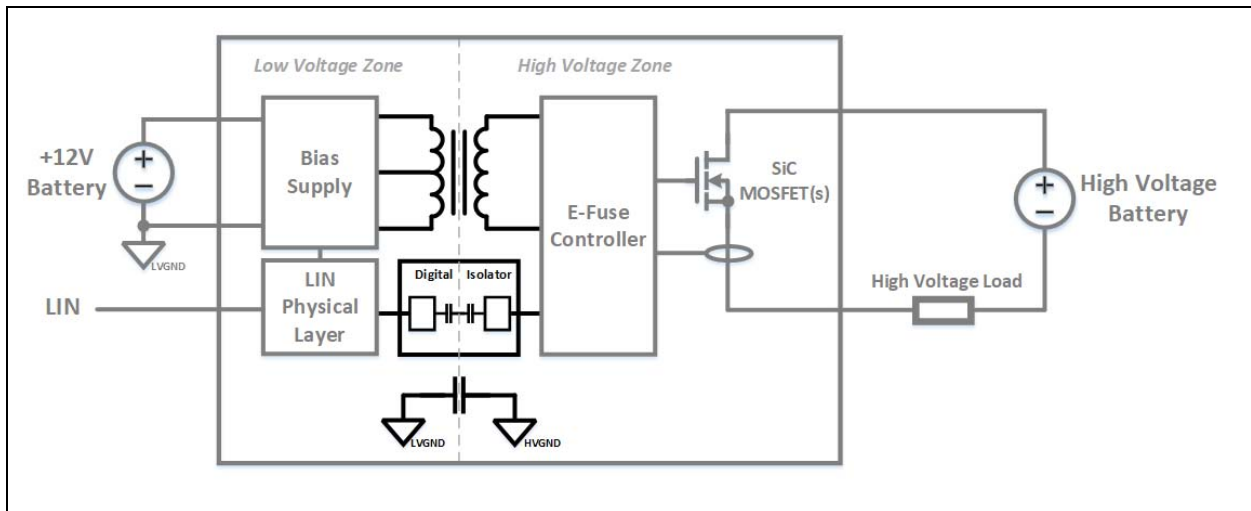


図 2-17: 部品の絶縁

図 2-17 に示す通り、トランス、デジタル型アイソレータ IC、安全コンデンサは低電圧ゾーンと高電圧ゾーンのための絶縁バリアをまたぎます。絶縁には、これらに加えてプリント基板 (PCB) も考慮する必要があります。

2.2.1 トランス

トランスの製品番号は Wuerth 760390014 です。これは AEC-Q200 認証済みであり、動作温度レンジは -40 ~ 125 °C です。一次側と二次側の間の絶縁耐力は 3125 V_{RMS} (1 秒間) および 2500 V_{RMS} (1 分間) です。

2.3 ソフトウェア機能

図 2-19 に、main() のパワーオン リセットからの動作フローを示します。高電圧補助 E ヒューズの出力は、初期化と割り込み有効化の後に有効となります。その後の while ループにより、LIN ハンドラと高電圧補助 E ヒューズ関数が繰り返し呼び出されます。

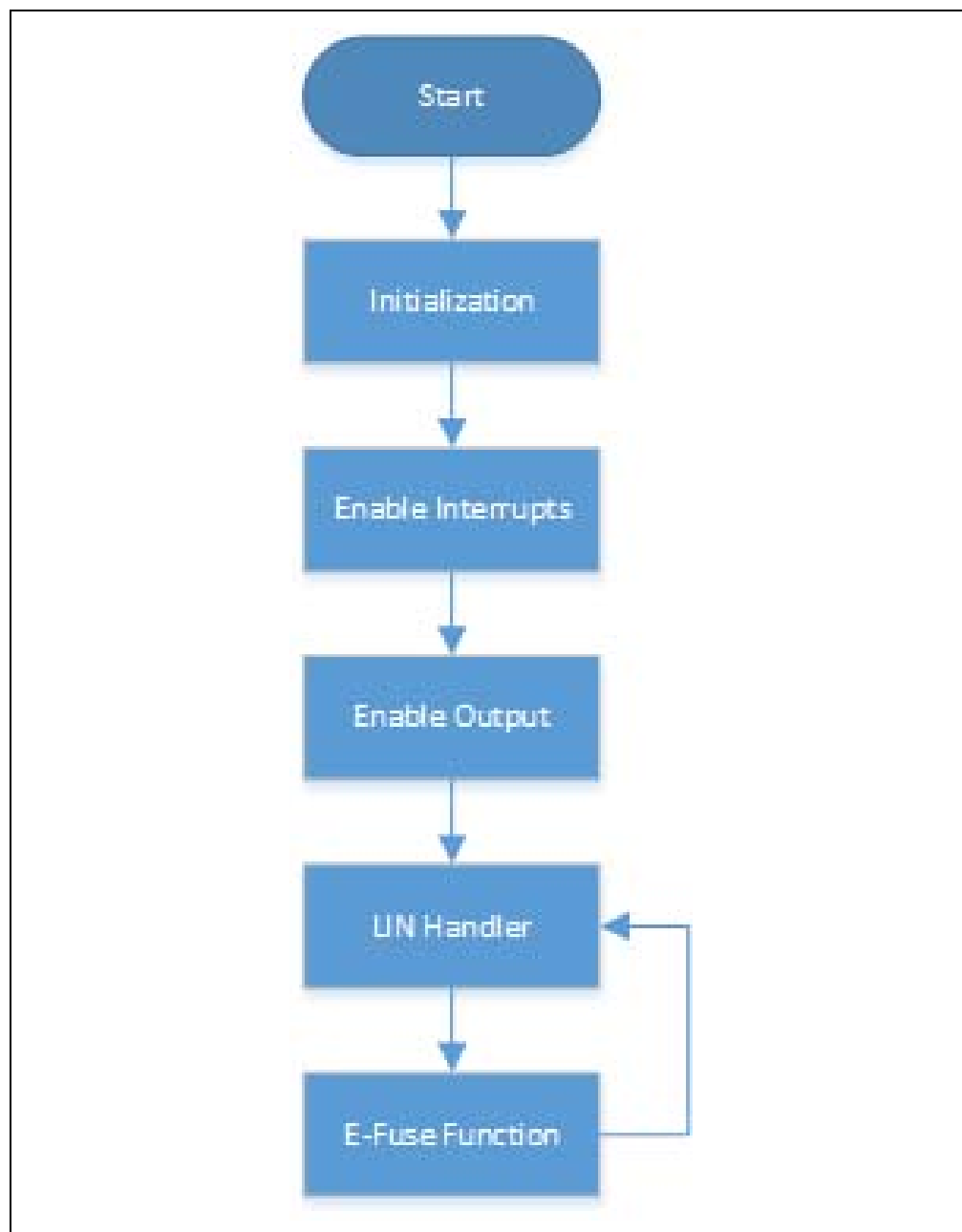


図 2-19: Main () のフローチャート

図 2-20 に、高電圧補助 E ヒューズ関数 (EFuse()) のフローチャートを示します。この関数は、呼び出されるたびにハードウェアトリップが発生したかどうかを確認し、状況に応じてフォルトをセットします。これは、短絡検出 (第 3 の検出方式) 向けの動作です。この関数はソフトウェア設定に基づいて周期的に第 1 の検出方式向けの TCC 制御アルゴリズムを実行し、状況に応じて「低速過電流」フォルトと過熱フォルトをセットします。ADC ベースの電流、VCC、周囲温度アナログ入力は周期的に計測され、1 ms Timer0 割り込みサービスルーチンから呼び出されます。

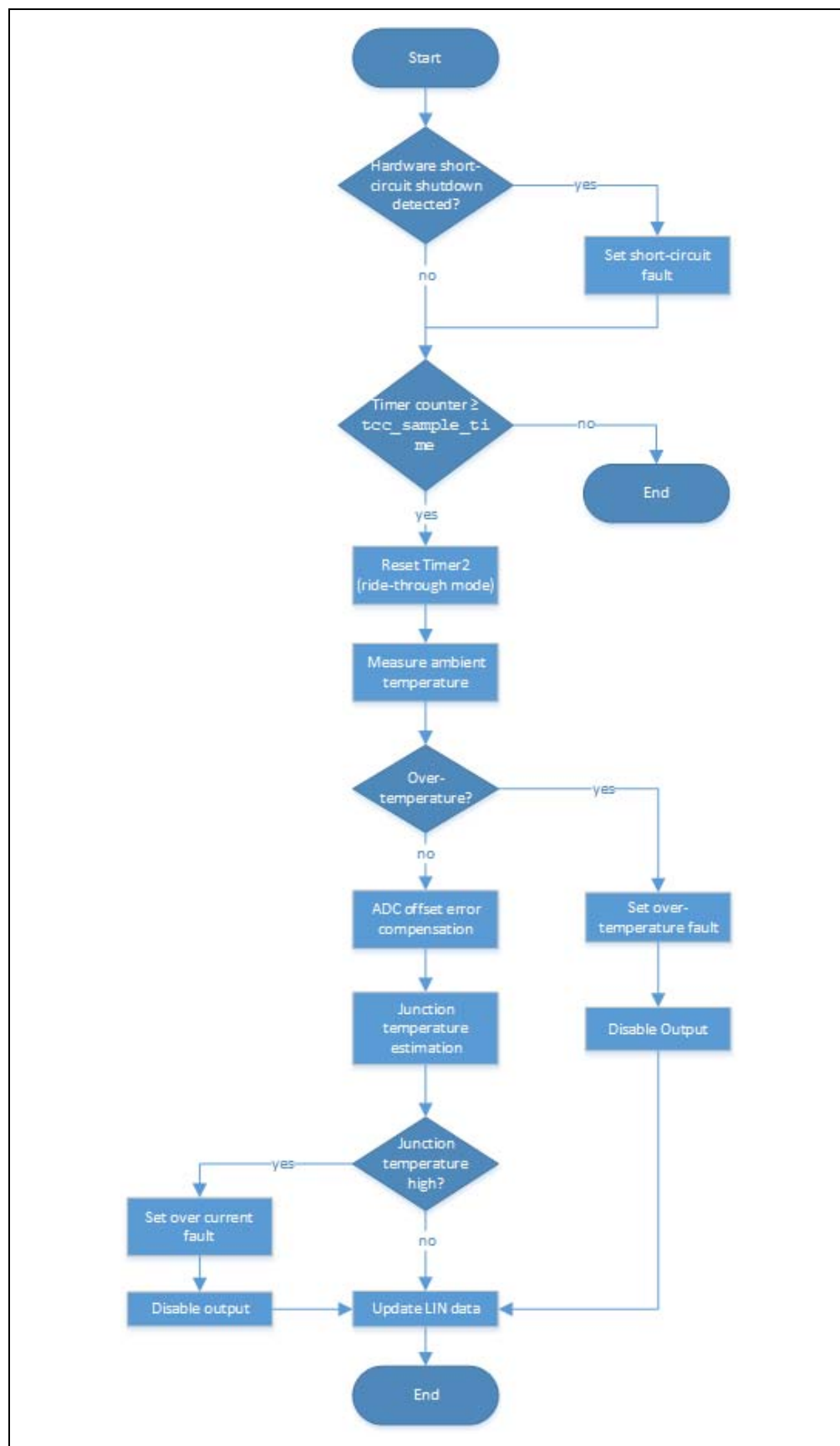


図 2-20: EFuse() のフローチャート

2.4 LIN通信

下表に、LIN バスを介して高電圧補助 E ヒューズへ送信される命令、設定、ステータス確認のための LIN メッセージを示します。高電圧補助 E ヒューズはスレーブノードとして設定され、baud レートは 19,200 Kbps に設定されます。温度関連メッセージの書式は符号付き 16 ビット整数であり、その他のデータの書式は符号なし 8 ビットまたは 16 ビット整数です。符号付きおよび符号なし 16 ビット整数は、最下位バイト (LSB) を先頭にして転送されます。

2.4.1 ホストから高電圧補助 E ヒューズへの LIN メッセージ

メッセージ名	メッセージ ID	長さ (バイト)	概要
LIN_COMMAND	0x00	1	0 = Off、1 = On
LIN_TRIGGER_TYPE	0x01	1	0 = エッジトリガ モード、 1 = ライドスルー モード
LIN_ENTER_SLEEP_MODE	0x02	1	スリープモードへ移行
LIN_TJ_LIMIT	0x10	1	1 °C 分解能、最高 255 °C
LIN_FACTOR_RDSON_RTHJS	0x11	2	特性評価による
LIN_FACTOR_RDSON_RTHSA	0x12	2	特性評価による
LIN_CURRENT2COUNTS_SQUARED	0x13	2	特性評価による
LIN_ISENSE_MAX	0x14	2	0.1222 A 分解能、最大 125 A
LIN_DAC_I_HW_TRIP	0x15	1	33 A 分解能、最大 1023 A
LIN_B1_COEF	0x16	1	特性評価による
LIN_REDUCED_DRIVE_TIME	0x17	1	250 ns 分解能、最大 63.75 µs
LIN_TCC_SAMPLE_TIME	0x18	2	1 ms 分解能、最大 65535 ms

LIN_COMMAND メッセージは SiC MOSFET をターンオンまたはターンオフするために使います。

2.4.2 高電圧補助 E ヒューズからホストへの LIN メッセージ

メッセージ名	メッセージ ID	長さ (バイト)	概要
LIN_OUTPUT_STATE	0x20	1	0 = Off、1 = On
LIN_GET_TRIGGER_TYPE	0x21	1	0 = エッジトリガ モード、 1 = ライドスルー モード
LIN_OVER_CURRENT_FAULT	0x22	1	0 = フォルトなし 1 = 低速過電流 (推定 T_j ベース) 2 = 高速過電流 (ADC ベース) 3 = 短絡 (ハードウェア コンパレータ ベース)
LIN_UVLO_FAULT	0x23	1	0 = 異常なし、1 = 異常
LIN_OVER_TEMP_FAULT	0x24	1	1 = 過熱 2 = センサ OORL 3 = センサ OORH
LIN_ADC_VCC_SENSE	0x25	2	0.0538 V 分解能、最高 55 V
LIN_ADC_CURRENT_SENSE_UNCORRECTED	0x26	2	0.1222 A 分解能、最大 125 A
LIN_ADC_TEMP_SENSE	0x27	2	ルックアップ テーブル参照、LSB 先頭
LIN_ADC_TEMP_SENSE_CORRECTED	0x28	2	0.1222 A 分解能、最大 125 A
LIN_CURRENT_SENSE_OFFSET	0x29	2	0.1222 A 分解能、最大 1.22A
LIN_AMBIENT_TEMPERATURE	0x2A	2	1 °C 分解能、-40 ~ +125 °C レンジ、 符号付き整数
LIN_HEATSINK_TEMPERATURE	0x2B	2	1 °C 分解能、符号付き整数
LIN_JUNCTION_TEMPERATURE	0x2C	2	1 °C 分解能、符号付き整数
LIN_TEMPERATURE_RISE_JS	0x2D	2	1 °C 分解能、符号付き整数
LIN_TEMPERATURE_RISE_SA	0x2E	2	1 °C 分解能、符号付き整数

LIN_OUTPUT_STATE は SiC MOSFET の状態を返し、LIN_GET_TRIGGER_TYPE はソフトウェアで設定されているトリガモード (エッジトリガ またはライドスルー) を返します。

2.4.3 LIN シリアル アナライザ

高電圧補助 E ヒューズは標準 LIN インターフェイスを使います。Microchip 社は、LIN シリアル通信ツールとして LIN シリアル アナライザを提供しています。このツールの製品番号は APGDT001 です。

LIN グラフィカル ユーザ インターフェイス (GUI) と LIN シリアル アナライザ デバッグツールが無償でダウンロードできます。下図に示す GUI により、高電圧補助 E ヒューズとのシリアル通信が行えます。LIN メッセージ フレームは、GUI 内の下段に手動で入力するか、初期化ファイル (*.ini) に保存できます (図 2-22 参照)。このファイルは、メッセージと baud レートを格納します。

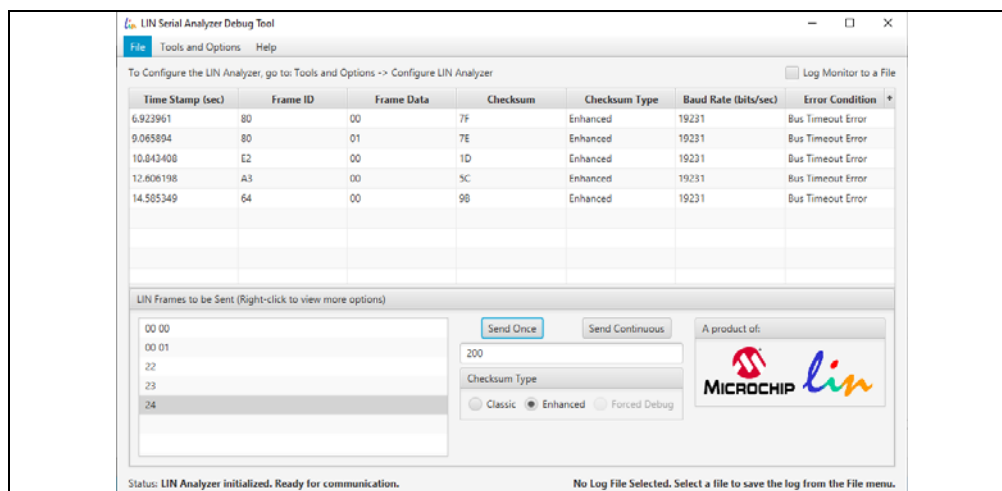


図 2-21: LIN GUI

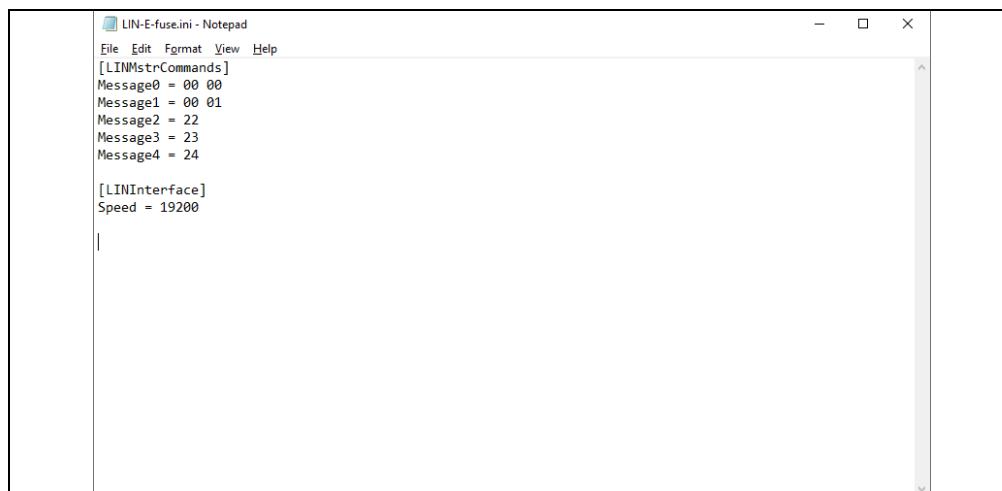


図 2-22: LIN 初期化ファイル

2.5 診断

2.5.1 出力電流の診断

高電圧補助 E ヒューズ回路の時間 - 電流特性曲線は、3 つの検出方式 (接合部温度推定、過電流計測、短絡検出) により形成されます。出力の過電流に関連するフォルトステータスは LIN メッセージ LIN_OVER_CURRENT_FAULT を使って取得できます。

接合部温度推定は、計算された推定温度がソフトウェア変数 `tj_limit` を超えた時にフォルトをトリガします。パワーオン リセット (POR) 時に、定数 `TJ_LIMIT` によって定義された既定値がこの変数に書き込まれます。メッセージ LIN_TJ_LIMIT を使って LIN 経由でこの変数を設定する事もできます。このメッセージは変数 `tj_limit` のみを変更し、その値は不揮発性メモリに保存されません。変数と定数の単位はどちらも °C です。

過電流計測は、ADC ベースの電流計測値がソフトウェア変数 `isense_max` に設定されている値を超えた時にフォルトをトリガします。パワーオン リセット (POR) 時に、定数 `ISENSE_MAX` によって定義された既定値がこの変数に書き込まれます。メッセージ LIN_ISENSE_MAX を使って LIN 経由でこの変数を設定する事もできます。このメッセージは変数 `isense_max` のみを変更し、その値は不揮発性メモリに保存されません。変数と定数の単位はどちらも ADC カウントです (1 カウントは約 122 mA)。例えば、368 カウントは 45 A のしきい値に対応します。

短絡検出は、コンパレータによる過電流検出によって Timer1 がオーバーフローした時にフォルトをトリガします。コンパレータの参照電圧はソフトウェア変数 `dac_i_hw_trip` により設定されます。パワーオン リセット (POR) 時に、列挙型 `HW_TRIP_CURRENT_THRESHOLD` 内の定数によって定義された既定値がこの変数に書き込まれます。メッセージ LIN_DAC_I_HW_TRIP を使って LIN 経由でこの変数を設定する事もできます。このメッセージは変数 `dac_i_hw_trip` のみを変更し、その値は不揮発性メモリに保存されません。変数と定数の単位はどちらも DAC カウントです (1 カウントは約 33 A)。

2.5.2 VCC 電源電圧の診断

VCC 電源監視回路は、ゲートドライバ IC と SiC MOSFET 向けに十分な電源電圧を確保するための低電圧ロックアウト (UVLO) として機能します。UVLO ステータスは、LIN メッセージ LIN_UVLO_FAULT を使って取得できます。

しきい値 (単位は ADC カウント) はソフトウェア定数 `VCCSENSE_MIN` として設定します。例えば、372 カウントに設定する事で 20 V の UVLO しきい値が得られます。

例 2-20:

$$V_{ULVO} = VCC_{ADCres} \times 372 \text{ counts} = 20V$$

このしきい値は HVGND を基準とする事に注意が必要です (SiC MOSFET のソース電圧 (VSOURCE) を基準とするものではありません)。20 V の V_{UVLO} は約 16.3 V の V_{GS} に対応します。

2.5.3 周囲温度の診断

周囲温度計測のステータスは、LIN メッセージ LIN_OVER_TEMP_FAULT を使って取得できます。周囲温度計測には以下の 3 つのフォルトが関連します。

- 最高周囲温度超過
- 温度センサ低温側レンジ外 (OORL)
- 温度センサ高温側レンジ外 (OORH)

最高周囲温度のしきい値は、ソフトウェア定数 `TEMP_MAX_AMBIENT` として設定します。この定数の単位は °C です。

OORL しきい値と OORH しきい値は、それぞれソフトウェア定数 TEMP_SENSE_OORL および TEMP_SENSE_OORH により設定します。これらの定数の単位は ADC カウントです。例えば、10 カウントの OORL は約 50 mV の ADC アナログ入力電圧に対応し、1013 カウントの OORH は 4.95 V に対応します。この場合、ソフトウェアはアナログ電圧が 50 mV を下回った時に OORL フォルトをトリガし、4.95 V を上回った時に OORH フォルトをトリガします。

2.6 温度特性

図 2-23 に、高電圧補助 E ヒューズの 6 つの各バリエントで計測された定格電流時のヒートシンク温度を示します。バリエント A ~ E のヒートシンク温度は 55 ~ 71 °C であり、良好な特性を示しています。しかし、バリエント F のヒートシンク温度は最高 83 °C に達するため、温度マージンは他のバリエントに比べて小さくなります。高電圧補助 E ヒューズ回路の熱設計は量産を意図していませんが、本書に記載した応用例では、外部からの冷却を必要とせずに動作を評価できます。

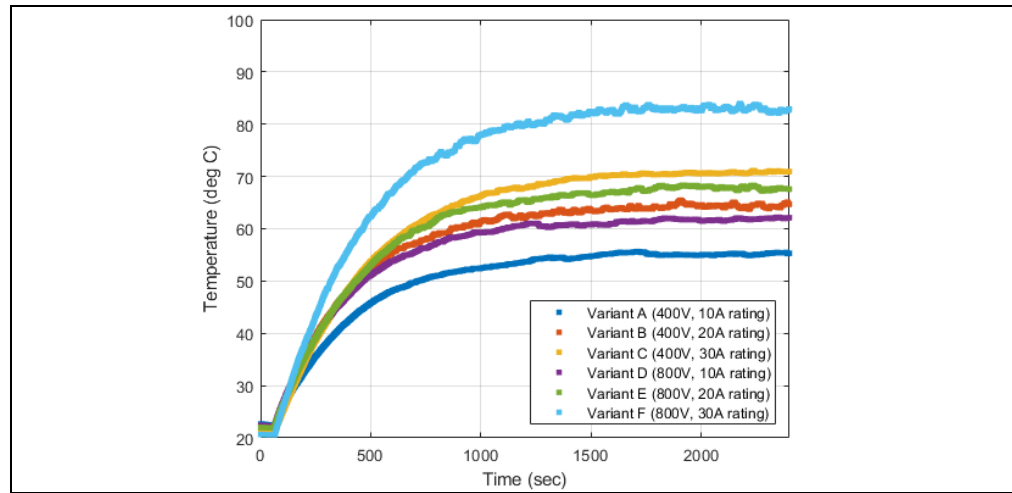


図 2-23: 定格電流でのヒートシンク温度

高温時の熱特性をモデル化するために、上図のデータからヒートシンクの熱抵抗値を算出しました。この値は、TCC 曲線制御アルゴリズムにも使われます。バリエント A と D には 25 mm のヒートシンクを使い、その他のバリエントには 50 mm のヒートシンクを使います。

例 2-21:

$$R_{THSA, 25mm} = \frac{T_s - T_a}{I_D - V_{DS}} \approx \frac{55.7^\circ C - 22.7^\circ C}{10A \times 312.4 mV} \approx 10.6 \frac{^\circ C}{W} \quad \text{25 mm ヒートシンクから周囲大気への熱抵抗}$$

$$R_{THSA, 50mm} = \frac{T_s - T_a}{I_D - V_{DS}} \approx \frac{65.5^\circ C - 22.1^\circ C}{20A \times 340.2 mV} \approx 6.4 \frac{^\circ C}{W} \quad \text{50 mm ヒートシンクから周囲大気への熱抵抗}$$

熱伝導材料 (TIM) には Parker Chomerics T609 CHO-TERM® を使います。この TIM の熱インピーダンスは 0.33 °C · in²/W @ 300 psi です。しかし、アクリル系感圧接着剤 (PSA) とメーカーが提供するディレーティング係数 (ヒートシンク クリップの圧着力 (18 lbf) による低面圧を考慮) により 0.05 °C · in²/W が追加されます。MOSFET の面積は 0.487 in² です。

面圧は以下の通りに求められます。

例 2-22:

$$P = \frac{F}{A} = \frac{18 \text{ lbf}}{0.487^2} \approx 37 \text{ psi}$$

37 psi での TIM の熱抵抗は以下の通りに求められます。

例 2-23:

$$R_{THCS} = \left(\frac{0.64^\circ\text{C} \frac{\text{in}^2}{\text{W}}}{0.33^\circ\text{C} \frac{\text{in}^2}{\text{W}}} \right) \times 0.38^\circ\text{C} \frac{\text{in}^2}{\text{W}} = 1.51^\circ\text{C} \frac{\text{W}}{\text{W}}$$

ヒートシンク、TIM、MOSFET の熱抵抗値を使い、MOSFET の $R_{ds(on)}$ の温度上昇による増加を考慮に入れる事で、高温時の MOSFET 接合部温度を推定できます。MOSFET の熱抵抗値と $R_{ds(on)}$ の温度依存性はデータシートに記載されています。TIM の熱抵抗は約 1.51°C/W です。

TIM を熱伝導性に優れた PCM(相変化材料)を使った TIM に交換する事で、熱抵抗を低減できます(例: Wakefield-Vette 社の uTIMiFlux™ 誘電体相変化熱材料、製品番号: CD-02-05-247-N、熱抵抗: 約 0.283°C/W)。

以上により、接合部温度は以下の通りに求められます。

式 2-11:

$$T_J = T_A + (R_{THJC} + R_{THCS} + R_{THSA}) \times I_D \times V_{DS} \times K_{Rds} \quad \text{接合部温度}$$

バリエーション	定格	MOSFET	MOSFET の個数	$T_J@T_A = 23^\circ\text{C}$	$T_J@T_A = 85^\circ\text{C}$
A	400 V、10 A	MSC035SMA070B4	1	62 °C	126 °C
B	400 V、20 A	MSC035SMA070B4	2	72 °C	137 °C
C	400 V、30 A	MSC015SMA070B4	2	77 °C	146 °C
D	800 V、10 A	MSC040SMA120B4	1	69 °C	140 °C
E	800 V、20 A	MSC040SMA120B4	2	75 °C	147 °C
F	800 V、30 A	MSC025SMA120B4	2	93 °C	173 °C

さらに、ヒートシンクの熱容量を推定できます。ヒートシンクの材質は AL 6063-T5 であり、以下の比熱容量を有します。

例 2-24:

$$C_S = 900 \frac{J}{kg^{\circ}C}$$

25 mm および 50 mm ヒートシンクの質量はそれぞれ 28 g および 54 g であり、それらの熱容量は以下の通りに求められます。

例 2-25:

25mm ヒートシンクでの周囲大気への熱伝導度

$$C_{THSA, 25mm} = m_{25mm} \times c_s = 0.028 \text{ kg} \times 900 \frac{J}{kg^{\circ}C} = 25.2 \frac{J}{^{\circ}C}$$

50mm ヒートシンクでの周囲大気への熱伝導度

$$C_{THSA, 50mm} = m_{50mm} \times c_s = 0.054 \text{ kg} \times 900 \frac{J}{kg^{\circ}C} = 48.6 \frac{J}{^{\circ}C}$$

回路基板と MOSFET からの熱容量は無視可能であるため、この推定ではそれらを考慮に入れません。

熱に関する計算も電気回路と同様に扱う事ができ、図 2-24 のようにヒートシンクの熱抵抗と熱容量を電気回路の RC モデルに置き換える事ができます。これにより、過渡応答の式を使って高電圧補助 E ヒューズのヒートシンク温度を求める事ができます。これは、接合部温度推定アルゴリズムで使われます。

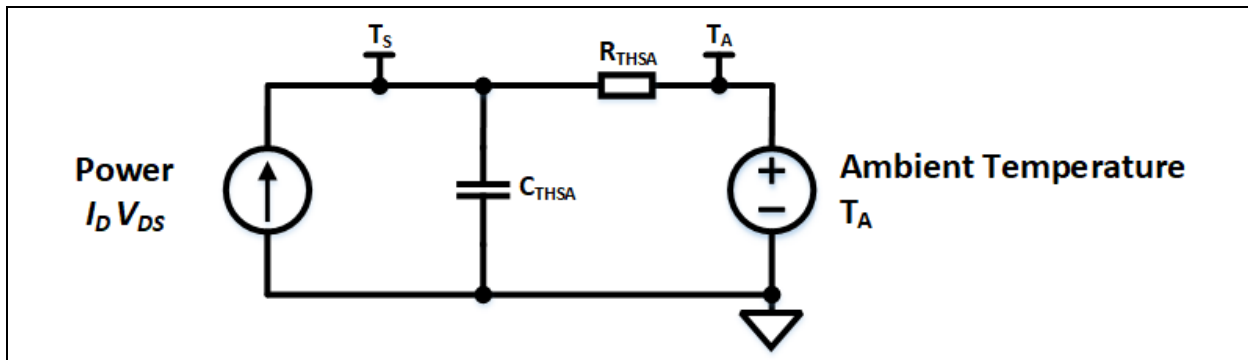


図 2-24: ヒートシンクの熱モデル

式 2-12:

$$v_o(t) = V_i \times \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right)$$

RC 電気回路の
過渡応答

$$v_o(t) = I_D \times V_{DS} \times R_{THSA} \times \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{THSA} C_{THSA}}} \right) + T_A$$

熱過渡応答

下図の熱モデルは MOSFET と TIM の熱抵抗を含みます。

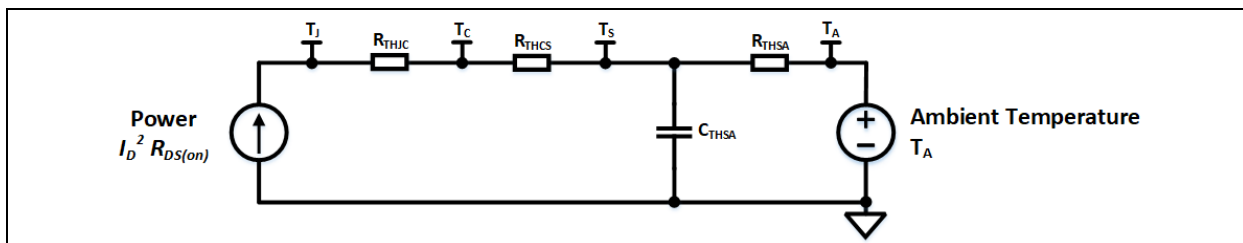


図 2-25: 熱モデル

25 mm および 50 mm ヒートシンクの熱抵抗と熱容量は、バリエーション A とバリエーション B からのデータを使って検証しました (図 2-26、図 2-27 参照)。定常状態に達した後の熱モデルと計測値は良く一致しており、熱抵抗は良好に推定できている事が分かります。しかし、過渡期では、熱モデルの方が計測データよりも数°C 高くなっています。これは、モデルがスイッチに対し一定の強制関数、つまり一定の消費電力を仮定しているためです。実際の消費電力は低く始まり、 $R_{DS(on)}$ が温度とともに上昇するにつれて徐々に増加します。熱モデル内で消費電力を一定とする事により、温度推定に数°C の安全マージンが追加されます。

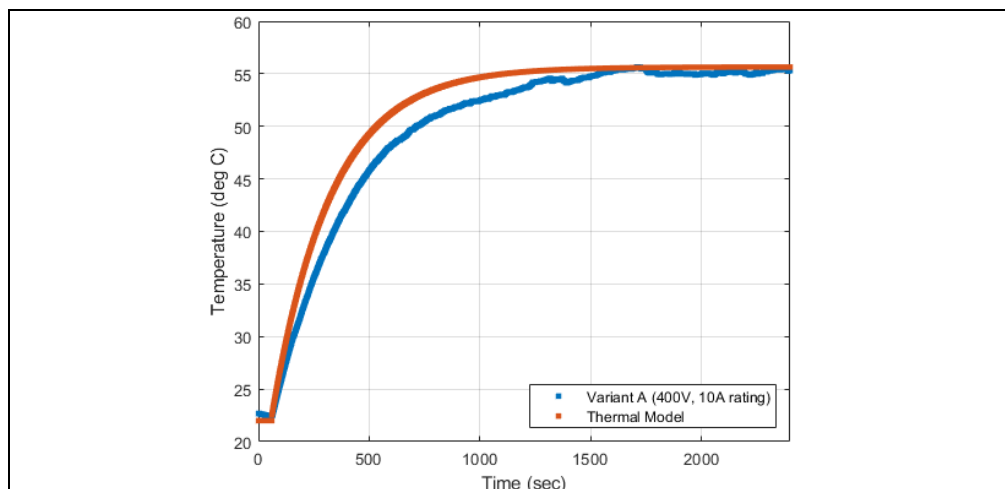


図 2-26: 25 mm ヒートシンクの過渡応答 (RC 熱モデルと計測値の比較)

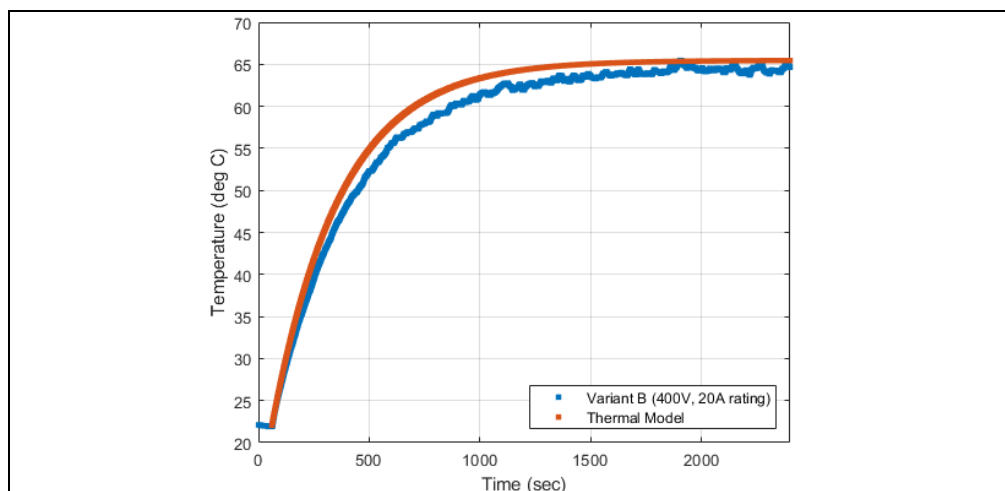


図 2-27: 50 mm ヒートシンクの過渡応答 (RC 熱モデルと計測値の比較)

2.7 TCC 曲線

前述の各種熱特性に基づき、6 つのバリエントのそれぞれに異なる TCC 曲線が設定されています。

下の熱モデル (図 2-28) を記述する式 2-13 では、 N 個の MOSFET に電流が均等に分配される事を想定しています。

式 2-13:

$$T_J = T_A + \left(I_D^2 \times \frac{R_{DS(on)}}{N} \right) \times \left[R_{THJC} + R_{THCS} + R_{THSA} \times \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{THSA} C_{THSA}}} \right) \right]$$

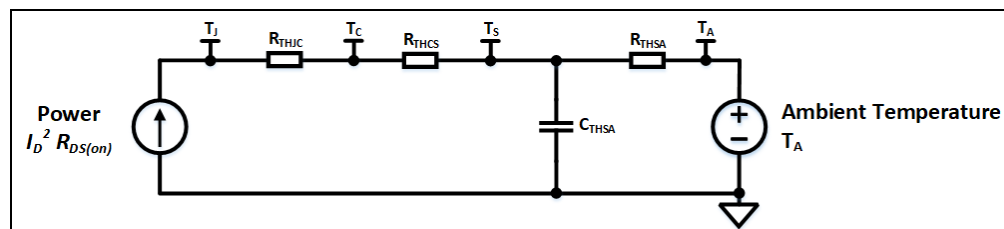


図 2-28: TCC 曲線の熱モデル

与えられた電流で目標接合部温度に達する最大時間を計算するため、上式を時間 t について解きます。この式は、接合部温度推定アルゴリズム内で使われます。

式 2-14:

$$t = -R_{THSA} \times C_{THSA} \times \ln \left(1 - \frac{N \times (T_J - T_A)}{I_D^2 \times R_{DS(on)} \times R_{THSA}} + \frac{R_{THJC} + R_{THCS}}{N \times R_{THJA}} \right)$$

TCC 曲線は電流が増加するにつれて垂直漸近線を描き、回路の熱的限界を示します。図 2-29 は、93.6 A で限界を示す TCC 曲線の例です。

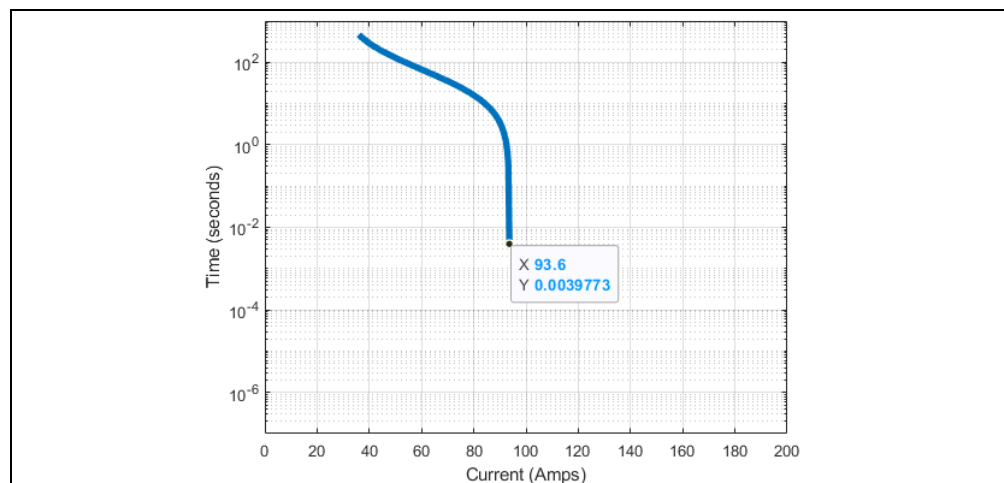


図 2-29: 垂直漸近線を描く TCC 曲線

この限界電流以下でトリップするようにハードウェア短絡検出コンパレータしきい値を設定するのも一つの方法です。しかしこの高電圧補助 E ヒューズは 1 ms 周期の ADC サンプルに基づく過電流検出機能を備えています。これは十分なマージンを提供するため、垂直漸近線に対応する電流の 25% 以下に設定されます。図 2-29 の例では限界である垂直漸近線の値が 93.6 A であるため、過電流しきい値は例 2-26 に示すように設定されます。

例 2-26:

$$I_{thresh, ADC} = \frac{75}{100} \times 93.6 A = 70.2 A$$

これを反映した TCC 曲線を図 2-30 に示します。

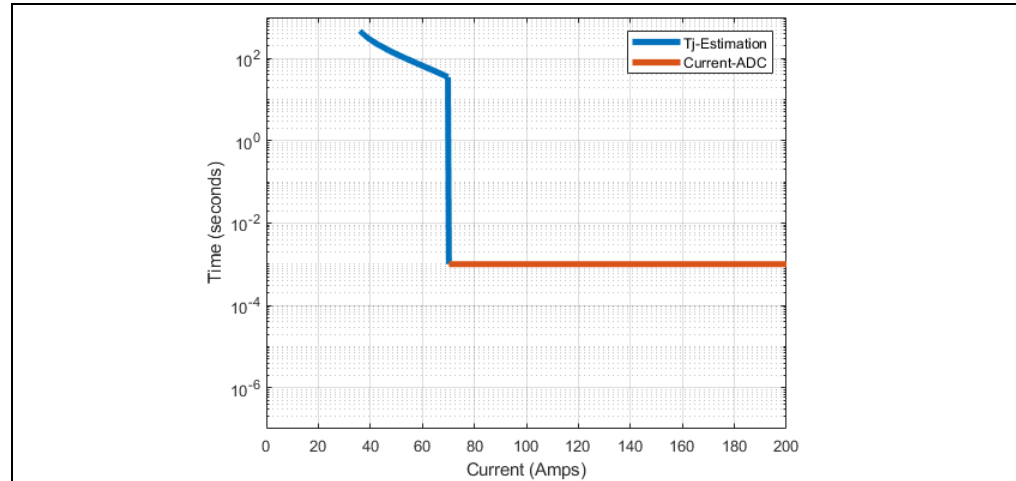


図 2-30: 過電流検出を反映した TCC 曲線

加えて、ハードウェア回路内のシャント抵抗 R106 の最大許容電流は 51.5 A です。従って、 $I_{thresh, ADC}$ は 51.5 A 以下に制限されます。

TCC 曲線の第 3 の (最後の) 区間は、短絡検出 / 保護用です。

最高電源電圧とソースおよび負荷のインダクタンスを含む電気システム パラメータを理解する事が極めて重要です。高電圧補助 E ヒューズの短絡に対する応答時間は、設定にもよりますが 1 μs 程度です。これらのパラメータの間の関係を理解する事で、トリップ点を決定できます。

式 2-15:

$$V_{HV} = L \times \frac{di}{dt}$$

$$\Delta i = \frac{V_{HV}}{L} \times t_{response}$$

短絡が検出されてから遮断されるまでの間に増加する電流量を Δi とすると、遮断前のピーク電流は下式により求められます。

式 2-16:

$$I_{PK} = I_{thresh} + \Delta i$$

電流しきい値 I_{thresh} は、33 A 刻みで最大 1023 A に設定できます。これはソフトウェア内で変数 `dac_i_hw_trip` を設定するか、LINバス経由でメッセージ `DAC_I_HW_TRIP` を使って設定できます。コンパレータの参照電圧は DAC により提供されます。例えば、DAC を 3 カウントに設定した場合の電流しきい値は以下の通りです。

例 2-27:

$$I_{thresh} = K_{DACcounts} \times I_{DACOUT,res} = 3 \times 33A = 99A$$

例えばシステム電圧が 500 V、バス インダクタンスが 5 μ H、応答時間が 1 μ s、トリップ電流が 99 A である場合、ピーク電流は 199 A に達します。

例 2-28:

$$I_{PK} = I_{thresh} + \frac{V_{HV}}{L} \times t_{response} = 99A + \left(\frac{500V}{5 \mu H} \right) \times 1 \mu s = 199A$$

これは、高電圧補助 E ヒューズをエッジトリガ モードで使った場合の例です。ライドスルー モードの場合、SiC MOSFET の短絡耐量を増大するためにゲート駆動強度を低減します。ただし、時間を延長すると、システムパラメータによっては Δi が大幅に増加する可能性があります。誘導エネルギーが大きすぎると、SiC MOSFET はアバランシェ モード内でそのエネルギーを吸収しきれない可能性があります。そのような場合、外部のスナバまたはクランプ回路でエネルギーを吸収する必要があります。SiC MOSFET はシリコン MOSFET に比べて優れたアバランシェ耐量を有しますが、誘導エネルギーとピーク電流の許容能力に実用上の限界があります。並列に接続した複数の SiC MOSFET を使ってアバランシェ中に誘導エネルギーを分担させる場合、デバイスごとの降伏特性の製造ばらつきによって能力が制限されます。デバイスの詳細な特性評価を行わない限り、全ての誘導エネルギーは 1 つの SiC MOSFET が負担すると想定する必要があります。

高電圧補助 E ヒューズのソフトウェア内で 3 つの検出方式を設定するために、ソフトウェア内の変数と定数を決定する必要があります。

第 1 の検出方式 (接合部温度推定) には、以下の定数を設定します。

`A1_COEF`、`B1_COEF`、`FACTOR_RDSON_RTHJS`、`FACTOR_RDSON_RTHSA`、`NUM_DEVICES`、`TJ_LIMIT`

最初の 4 つの定数は熱設計に基づいてソフトウェアの固定小数点演算をサポートするように設定します。最後の 2 つは SiC MOSFET の個数と接合部温度の制限値です。定数 `A1_COEF` および `B1_COEF` は熱 RC モデル係数であり、以下のコードを使って Matlab または Octave 内で計算できます。

```
% Thermal RC model
fc=1/(2*pi*Rthsa*Cthsa); % cutoff frequency
Ts=1; % sampling time
fs = 1/Ts; % sampling frequency
[b,a] = butter(1,fc/(fs/2)); % returns LPF coefficients
B1_COEF=round(abs(b(2))*2^16);
```

$A1_COEF = 2^{16} - (2 * B1_COEF);$

式 2-17:

$$FACTOR_RDSO_RTHJS = round(10240 R_{DS(on), max} \times (R_{THJC} + R_{THCS}))$$

$$FACTOR_RDSO_RTHSA = round\left(10240 \frac{R_{DS(on), max}}{N} \times R_{THSA}\right)$$

第 2 の検出方式 (過電流検出) には、1 つの定数 ISENSE_MAX のみ設定します。前述の通り、この定数の単位は ADC カウントです。

第 3 の検出方式 (短絡検出) には、1 つの変数と 1 つの定数を設定します。前述の通り、変数 dac_i_hw_trip の単位はカウントです。定数 REDUCED_DRIVE_TIME の単位はカウントであり、分解能は 250 ns です。

下表に、6 つの高電圧補助 E ヒューズバリエーションの既定値設定を示します。この表の後に、各バリエーションの TCC 曲線 (周囲温度 = 85 °C) を示します。

ソフトウェア定数 / 変数	バリエーション A	バリエーション B	バリエーション C	バリエーション D	バリエーション E	バリエーション F
—	400 V、10 A	400 V、20 A	400 V、30 A	800 V、10 A	800 V、20 A	800 V、30 A
—	—	—	—	—	—	—
検出方式 1: 接合部温度推定						
A1_COEF	65292	65326	65326	65292	65326	65326
B1_COEF	122	105	105	122	105	105
FACTOR_RDSO_RTHJS	979	979	421	1444	1444	787
FACTOR_RDSO_RTHSA	5492	1658	778	8412	2540	1473
NUM_DEVICES	1	2	2	1	2	2
TJ_LIMIT	175	175	175	175	175	175
—	—	—	—	—	—	—
検出方式 2: 過電流計測 (ADC ベース)						
ISENSE_MAX	188	376	422	155	311	417
—	—	—	—	—	—	—
検出方式 3: 短絡検出 (コンパレータ ベース)						
dac_i_hw_trip	3	3	3	3	3	3
REDUCED_DRIVE_TIME	0	0	0	0	0	0

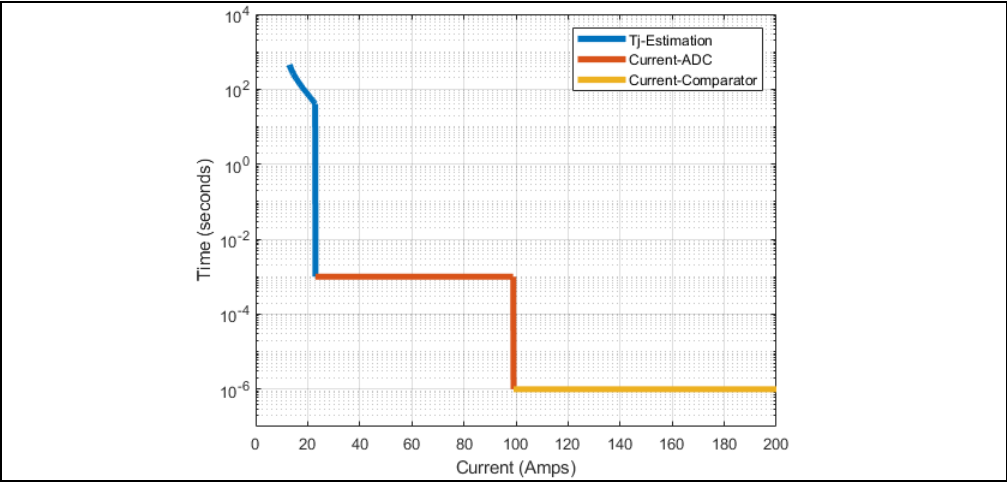


図 2-31: TCC 曲線 - バリエント A (400 V、10 A)

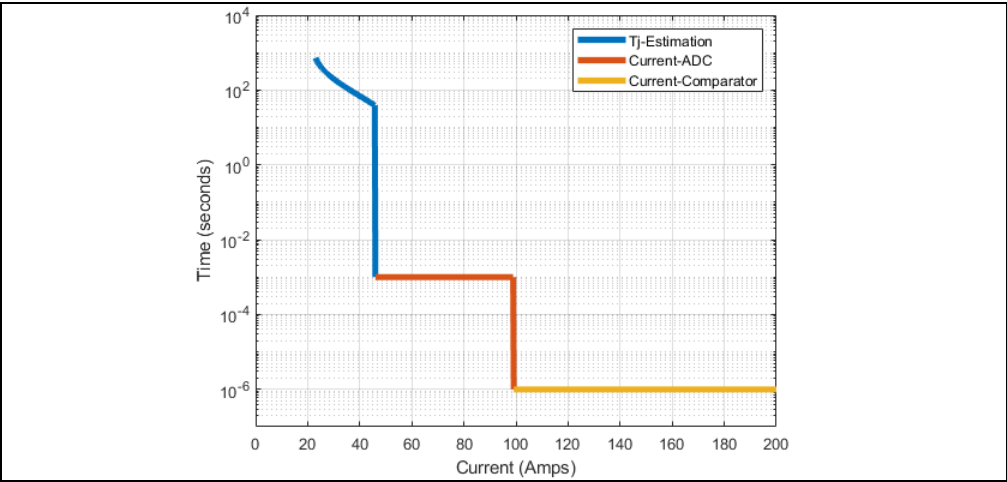


図 2-32: TCC 曲線 - バリエント B (400 V、20 A)

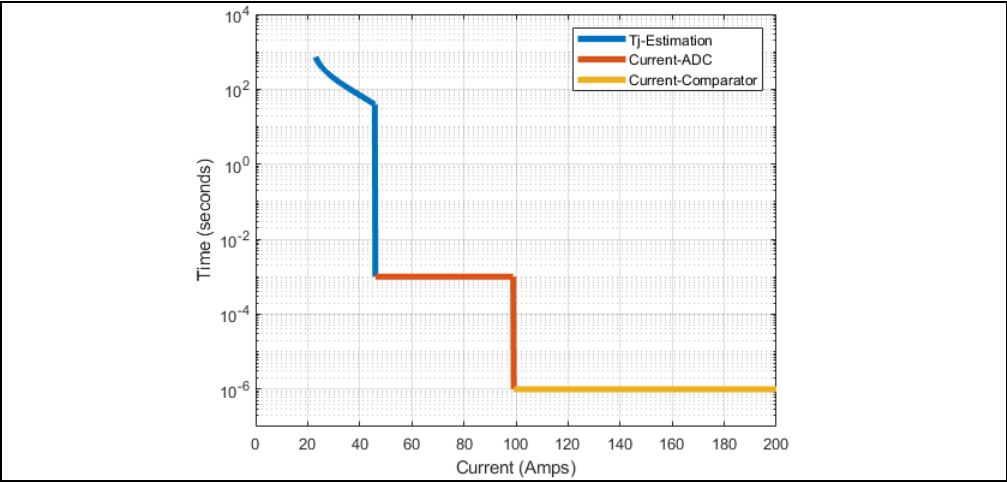


図 2-33: TCC 曲線 - バリエント C (400 V、30 A)

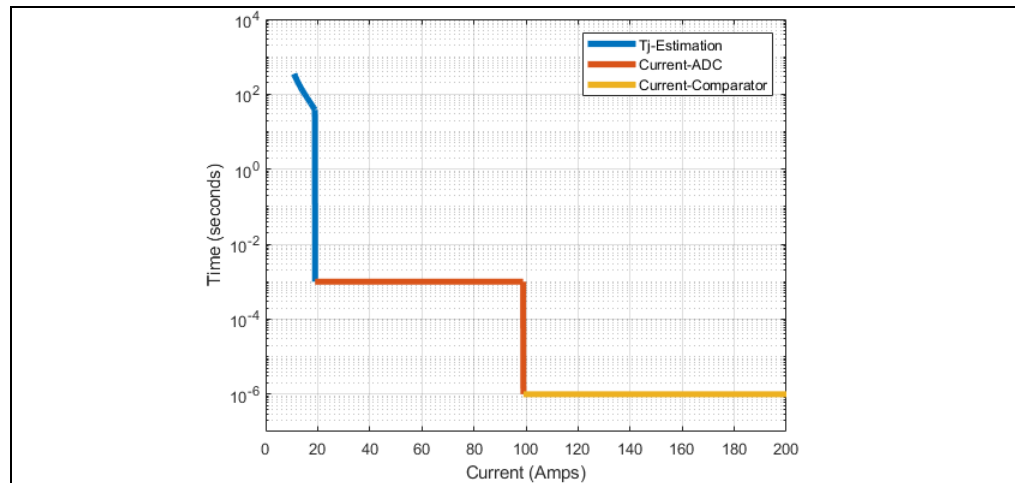


図 2-34: TCC 曲線 - バリエント D (800V、10 A)

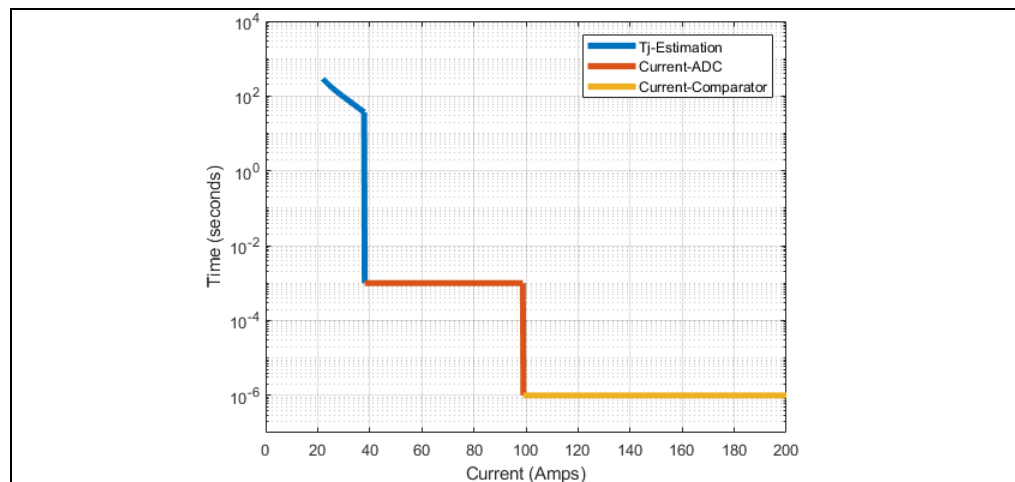


図 2-35: TCC 曲線 - バリエント E (800 V、20 A)

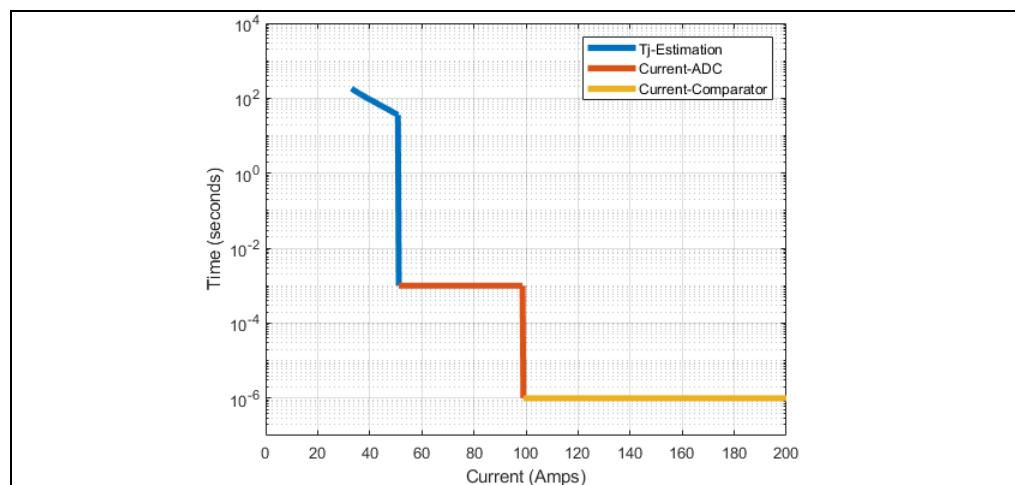


図 2-36: TCC 曲線 - バリエント F (800 V、30 A)

2.8 試験結果

2.8.1 接合部温度推定

下の表に、2 通りの試験電流で計測されたトリップまでの時間を示します。周囲温度の上昇による計測値の変化を排除するため、試験用ソフトウェアを使ってアルゴリズム内の周囲温度変数を 85 °C に固定しました。TCC 曲線の第 1 区間 (接合部温度推定区間) の両端に近い 2 つの電流レベルを試験電流として選択しました。

—	バリエーション A	バリエーション B	バリエーション C	バリエーション D	バリエーション E	バリエーション F
—	400 V、10A	400 V、20 A	400 V、30A	800V、10A	800V、20 A	800V、30A
—	—	—	—	—	—	—
試験電流 1 (A)	13	23	33	11	22	33
計測トリップ時間 (s)	466	687	871	359	306	183
—	—	—	—	—	—	—
試験電流 2 (A)	21	41	46	17	34	46
計測トリップ時間 (s)	61	60	168	64	60	55

40 A を超える連続的な過電流条件では、プリント基板が高温に達しました。大きな過電流で長時間の試験を行う場合、周囲温度を 50 °C 以下に制限する事を推奨します。高い周囲温度で過電流をサポートするには、プリント基板の銅箔厚さ (2 oz、70 µm) を大きくする必要があります。

2.8.2 過電流計測

図 2-37 に、ハードウェア バリエーション A での過電流計測結果を示します。ソフトウェア内で設定したしきい値は 188 カウント (23.0 A) です。25 A の電流パルスを受けた時に高電圧補助 E ヒューズは約 2.3 ms 以内に正しくトリップし、ゲート電圧 (青) は -3.3 V へ切り換わり、電流 (赤) は 0 A まで低下します。

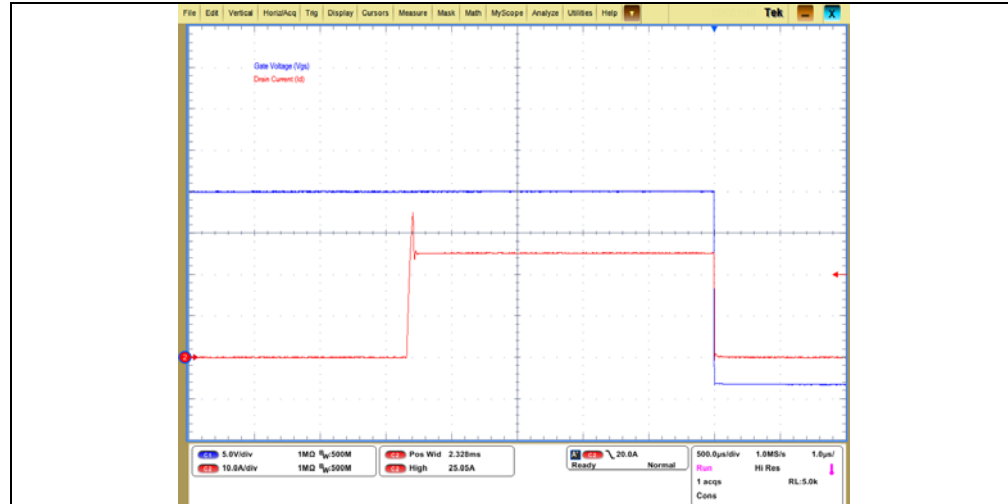


図 2-37: バリエーション A の過電流検出

図 2-38 に示すハードウェア バリエーション B では、しきい値が 45.9 A に設定され、約 2.5 ms でトリップしています。

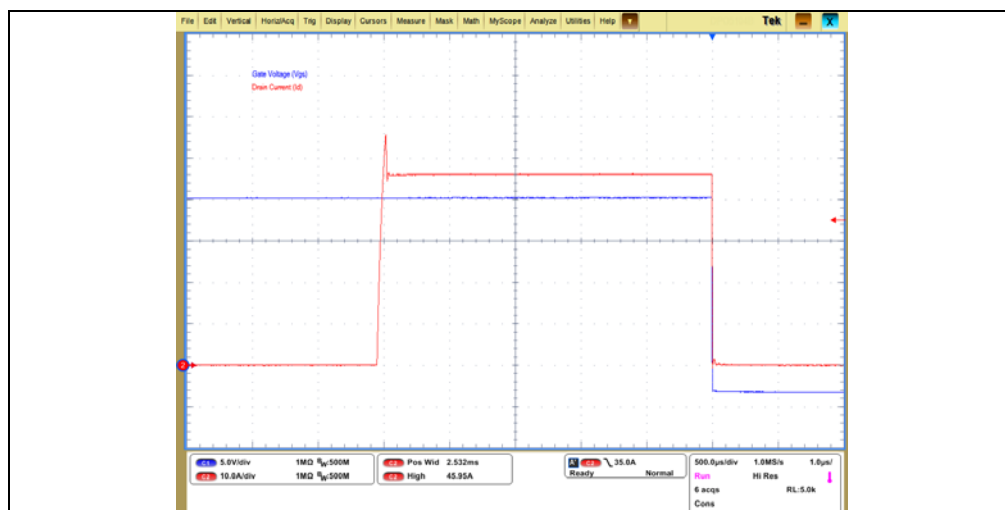


図 2-38: バリエーション B の過電流検出

図 2-39 に示すハードウェア バリエーション C では、しきい値が 51.5 A に設定され、約 2.2 ms でトリップしています。

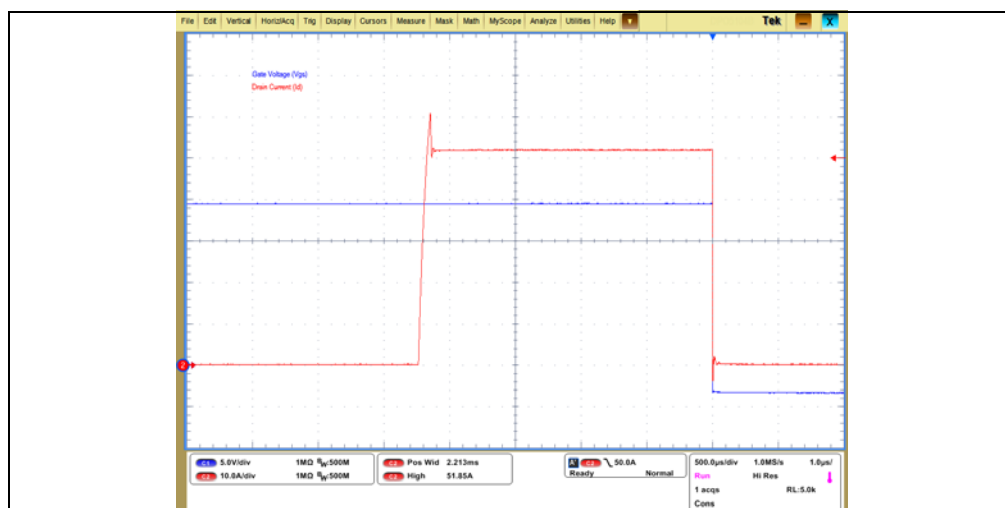


図 2-39: バリエーション C の過電流検出

図 2-40 に示すハードウェア バリエーション D では、しきい値が 18.9 A に設定され、約 2.4 ms でトリップしています。

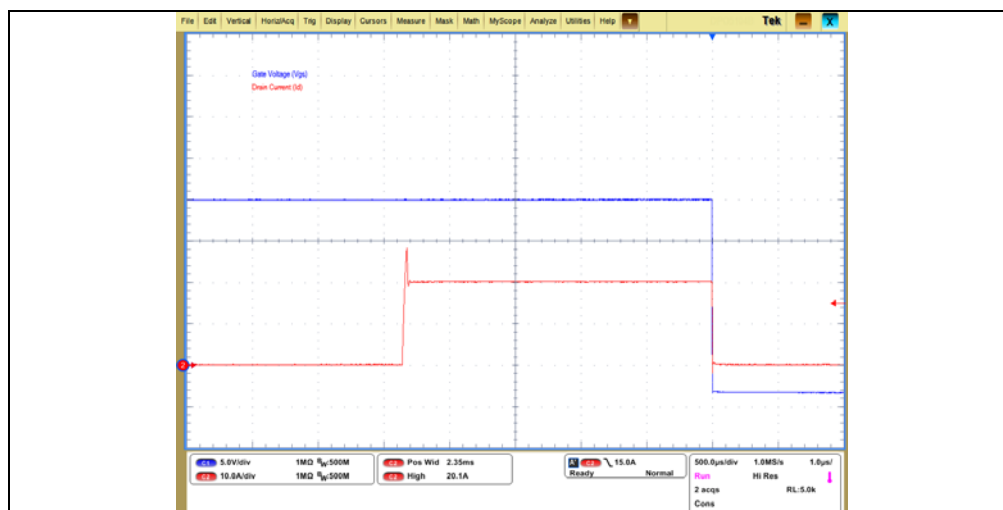


図 2-40: バリエーション D の過電流検出

図 2-41 に示すハードウェア バリエーション E では、しきい値が 38 A に設定され、約 1.8 ms でトリップしています。

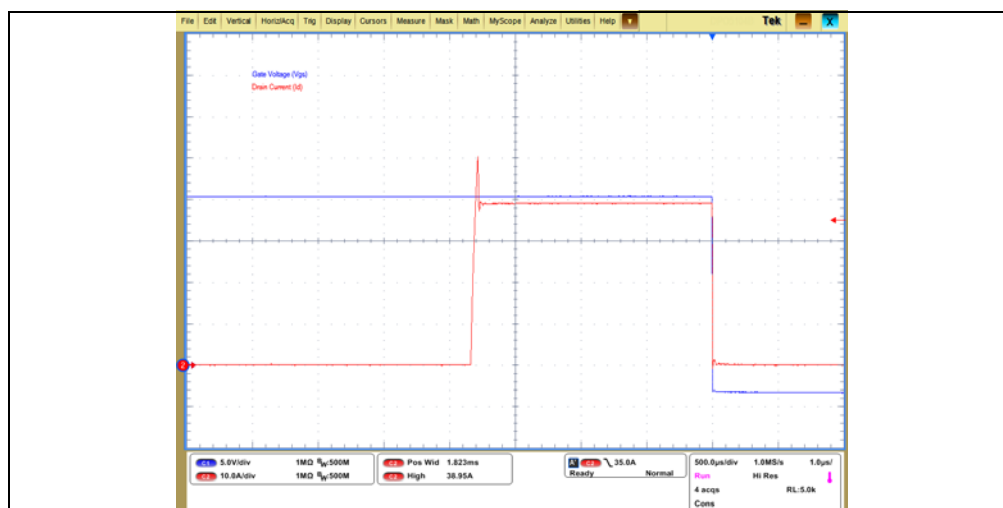


図 2-41: バリエーション E の過電流検出

図 2-42 に示すハードウェア バリエーション F では、しきい値が 51 A に設定され、約 2.4 ms でトリップしています。

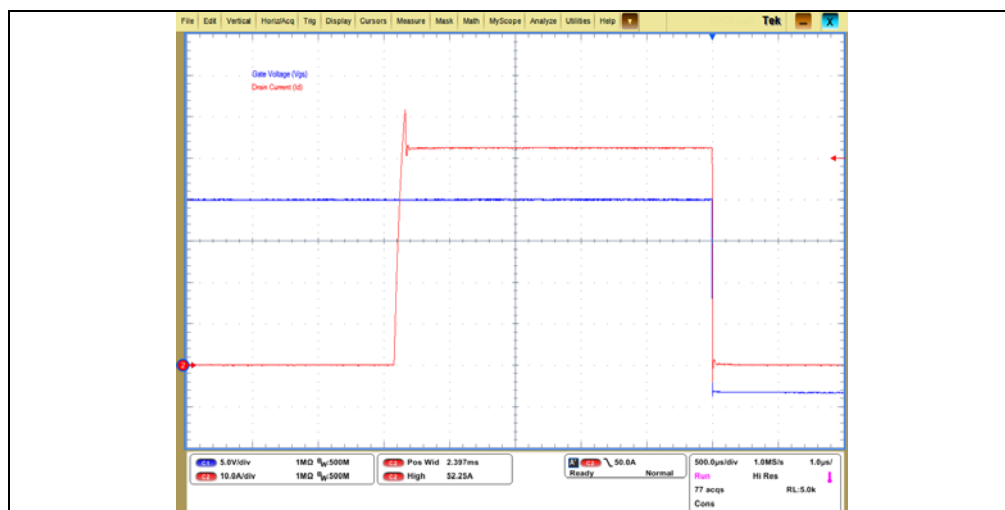


図 2-42: バリエーション F の過電流検出

2.8.3 短絡検出

高電圧補助 E ヒューズのハードウェア ベース短絡検出機能を検証するための試験セットアップは、システムの寄生ソース インダクタンスをエミュレートするためのインダクタを含みます。ソース インダクタンスは、高電圧補助 E ヒューズの HV 端子での短絡中に電流の上昇を制限します。以下に記載する計測では、約 6 μH のインダクタを使用しました。最終アプリケーションでのインダクタンス値は、システムの寄生容量に応じて異なります。高電圧補助 E ヒューズの 400 V バリエーションと 800 V バリエーションは、それぞれ 500 V と 1000 V の電源電圧で計測しました。

オシロスコープでキャプチャした波形を図 2-43 ~ 図 2-48 に示します。青の波形が SiC MOSFET のゲート - ソース間電圧 (VGS) です。計測には高電圧差動プローブを使用しました。計測セットアップの性質上、計測結果にはコモンモードノイズが見られます。ただし、これは厳密には計測誤差であり、SiC MOSFET のゲート上の実際のノイズではありません。ゲート電圧は最初は 20 V ですが、その後 -3.3 V に低下して SiC MOSFET をオフにします。

緑の波形はドレイン - ソース間電圧 (VDS) です。図 2-43 ~ 図 2-48 では、VDS は初期にほぼ 0 V です (SiC MOSFET は On 状態であり、回路の初期電流はゼロであるため)。VDS は、ドレイン電流 (赤の波形) が増加するにつれてわずかに上昇します。最終的に、ゲート電圧 (青の波形) が Low レベルへ切り換わる事によって電流は遮断され、ドレイン - ソース間電圧は SiC MOSFET の降伏電圧まで上昇します。この条件では SiC MOSFET はアバランシェ モードで動作し、電流が 0 A に低下するまでこのモードが持続します。アバランシェ モードの終了後に、ドレイン - ソース間電圧は試験セットアップの寄生インダクタンスと寄生容量に基づいて振動し、最終的に電源電圧 (500 V または 1000 V) で安定します。ドレイン - ソース間電圧は非常に高電圧に達する事に注意が必要です。この電圧は、電源電圧または SiC MOSFET のデータシートに記載されている降伏電圧定格 (低電流での仕様値) を大きく上回ります。電流が 100 A を超えるこの短絡試験では、降伏電圧が高くなります。例えば、700V SiC MOSFET の降伏電圧は 1000 V を超える事があり、1200V SiC MOSFET の降伏電圧は 1700 V を超える事があります。

重要： 試験電流条件でのデバイスの降伏電圧を大幅に上回る定格を持つ高電圧差動プローブを使う必要があります。これは、低電圧電源でシステムに給電している場合でも必要です。

高電圧補助 E ヒューズ回路の電流 (赤の波形) は、端子で短絡が発生した時点で増加し始めます。ソース インダクタンスが存在するため、この電流は直線的に増加します。高電圧補助 E ヒューズと直列に接続した短絡試験用基板には SiC MOSFET (1700 V 35mΩ) が使われ、短絡導通経路を提供します。検出しきい値は、6 つのバリアントの全てに対して 99 A (既定値) に設定しています。信号が回路、マイクロコントローラ周辺モジュール、ゲートドライバを通して伝播し最終的に SiC MOSFET をターンオフするまでに数 100 ns の応答時間が必要です。このため、前述した通り、ターンオフ前のピーク電流は設定したしきい値を上回ります。

高電圧補助 E ヒューズでは、検出しきい値を 99 A よりも大きな値に設定できます。しかし、しきい値と寄生インダクタンスによっては、電流が SiC MOSFET の能力を超える可能性があります。特定のシステム要件を満たすために外部スナバ回路が必要かどうか判断するには、アバランシェモードでのピーク電流とアバランシェ耐量が重要な定格値となります。各 SiC MOSFET 製品のアバランシェ耐量に関しては、弊社正規代理店にお問い合わせください。

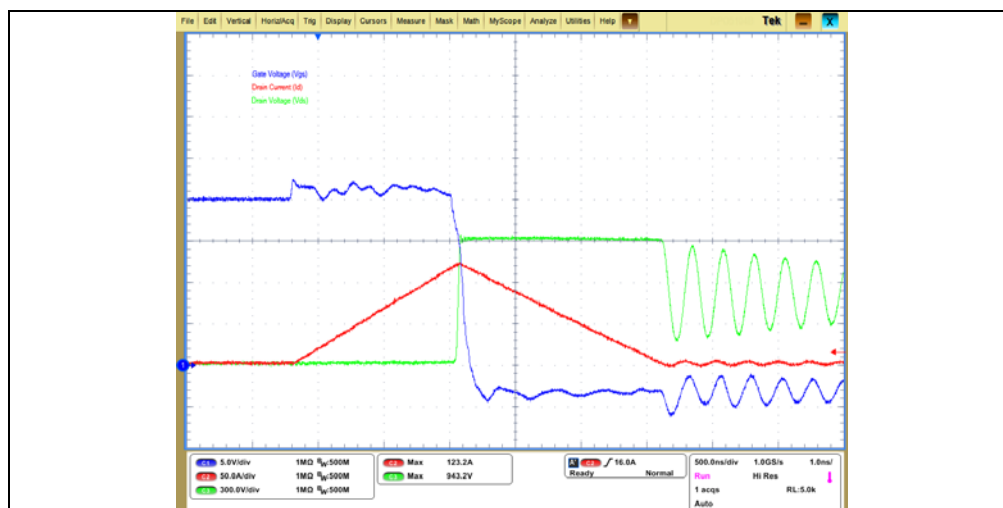


図 2-43: 高電圧補助 E ヒューズ バリエント A の短絡試験結果

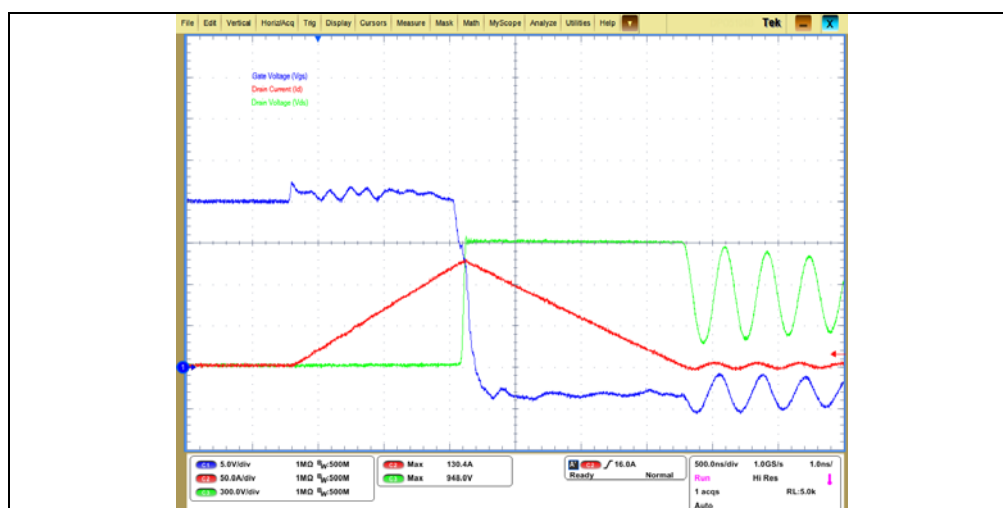


図 2-44: 高電圧補助 E ヒューズ バリエント B の短絡試験結果



図 2-45: 高電圧補助 E ヒューズ バリエント C の短絡試験結果

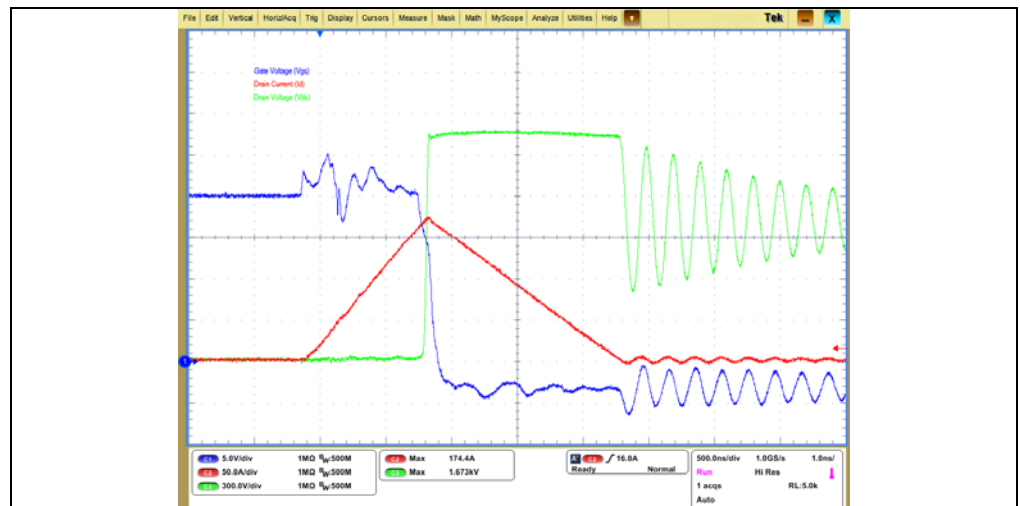


図 2-46: 高電圧補助 E ヒューズ バリエント D の短絡試験結果

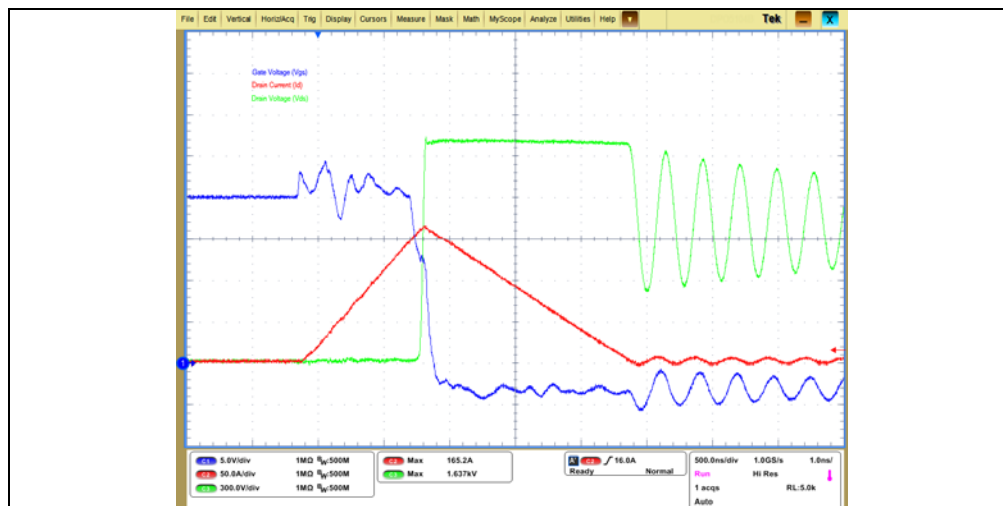


図 2-47: 高電圧補助 E ヒューズ バリエント E の短絡試験結果

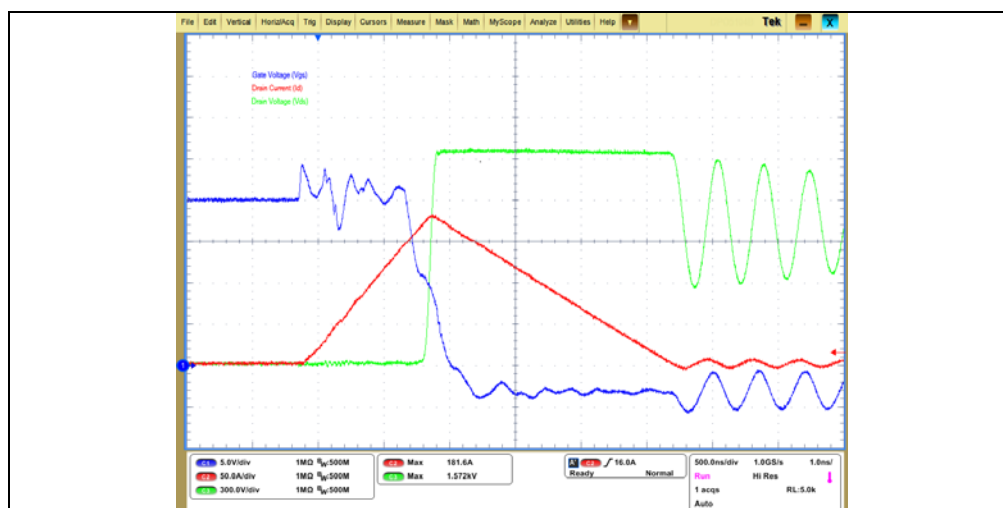


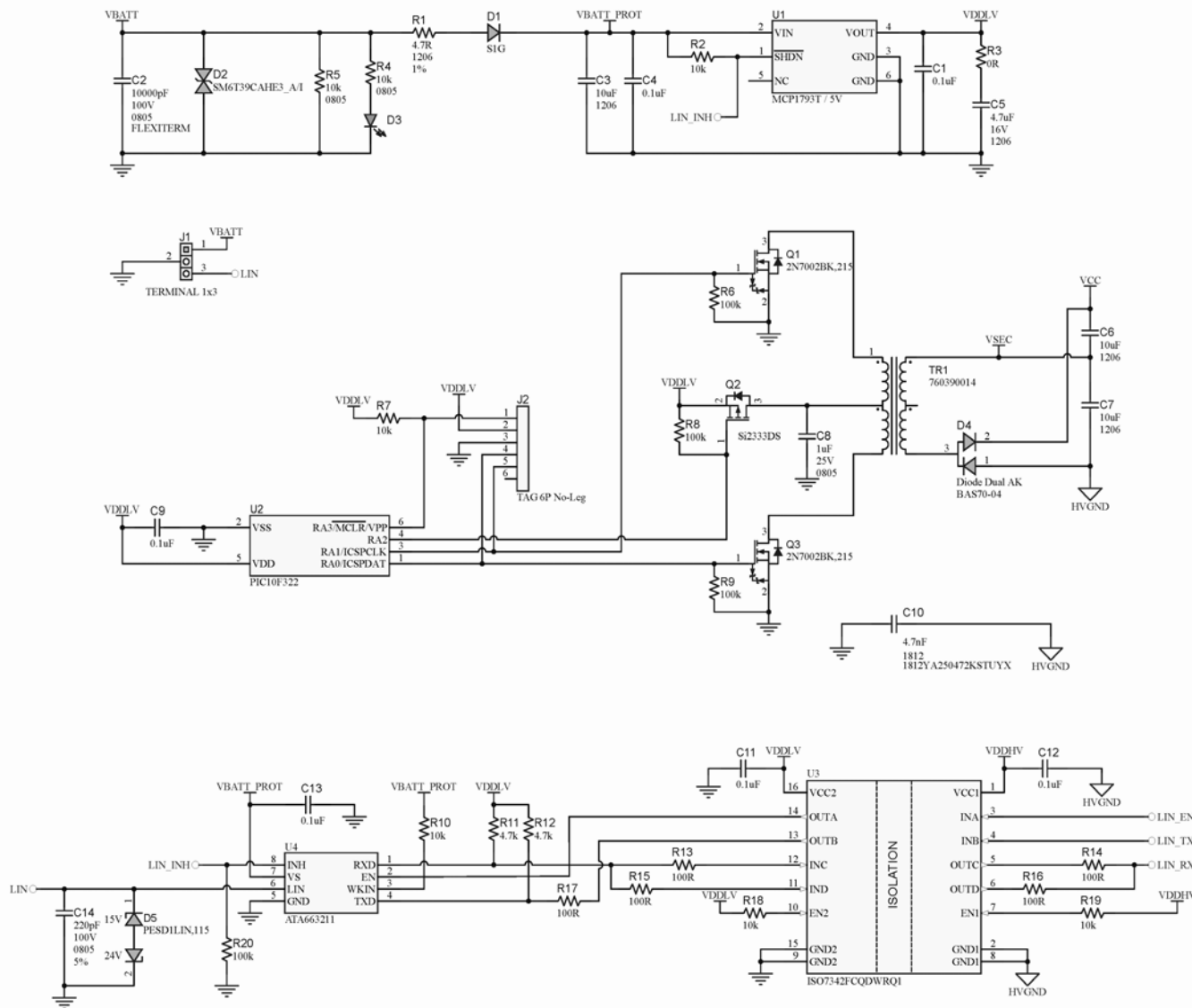
図 2-48: 高電圧補助 E ヒューズ バリエント F の短絡試験結果

補遺 A. 回路図とレイアウト図

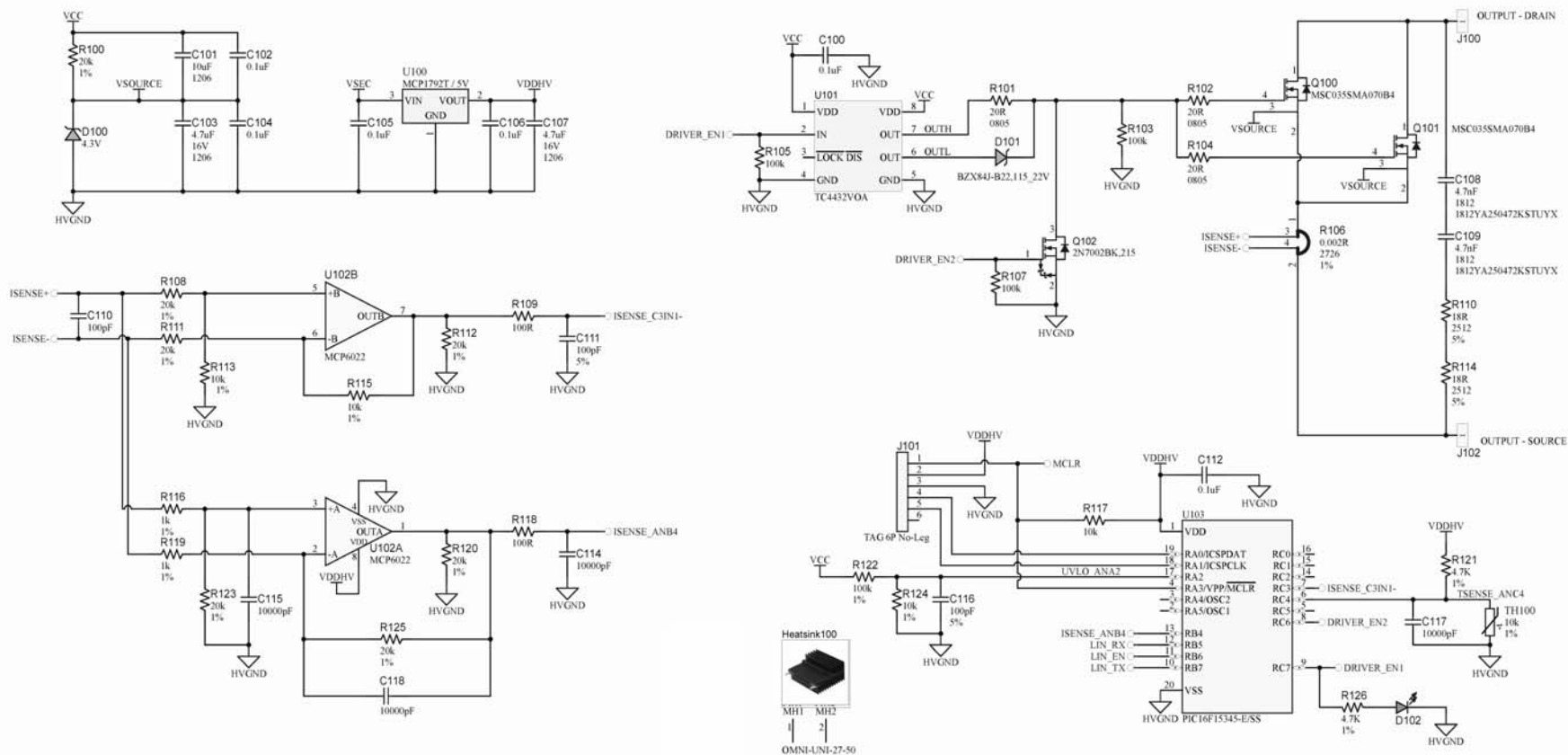
A.1 はじめに

補遺 A には、高電圧補助 E ヒューズに関連する以下の回路図とレイアウト図を記載しています。

- [「EV66F86A 基板回路図」](#)
- [「EV66F86A 基板 – 上面シルク」](#)
- [「EV66F86A 基板 – 上面アセンブリ」](#)
- [「EV66F86A 基板 – 上面銅箔層」](#)
- [「EV66F86A 基板 – 下面シルク」](#)
- [「EV66F86A 基板 – 下面アセンブリ」](#)
- [「EV66F86A 基板 – 下面銅箔層」](#)

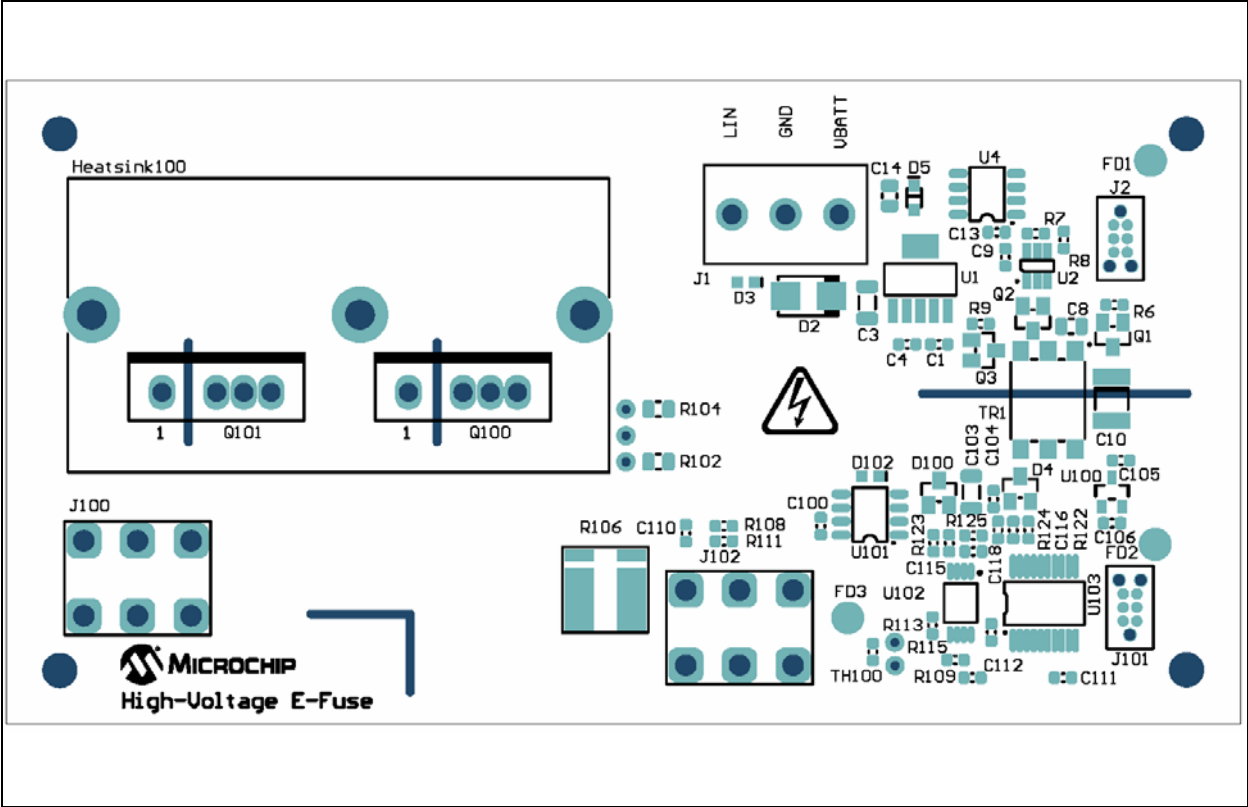


A.3 EV66F86A基 板回路図 - 2

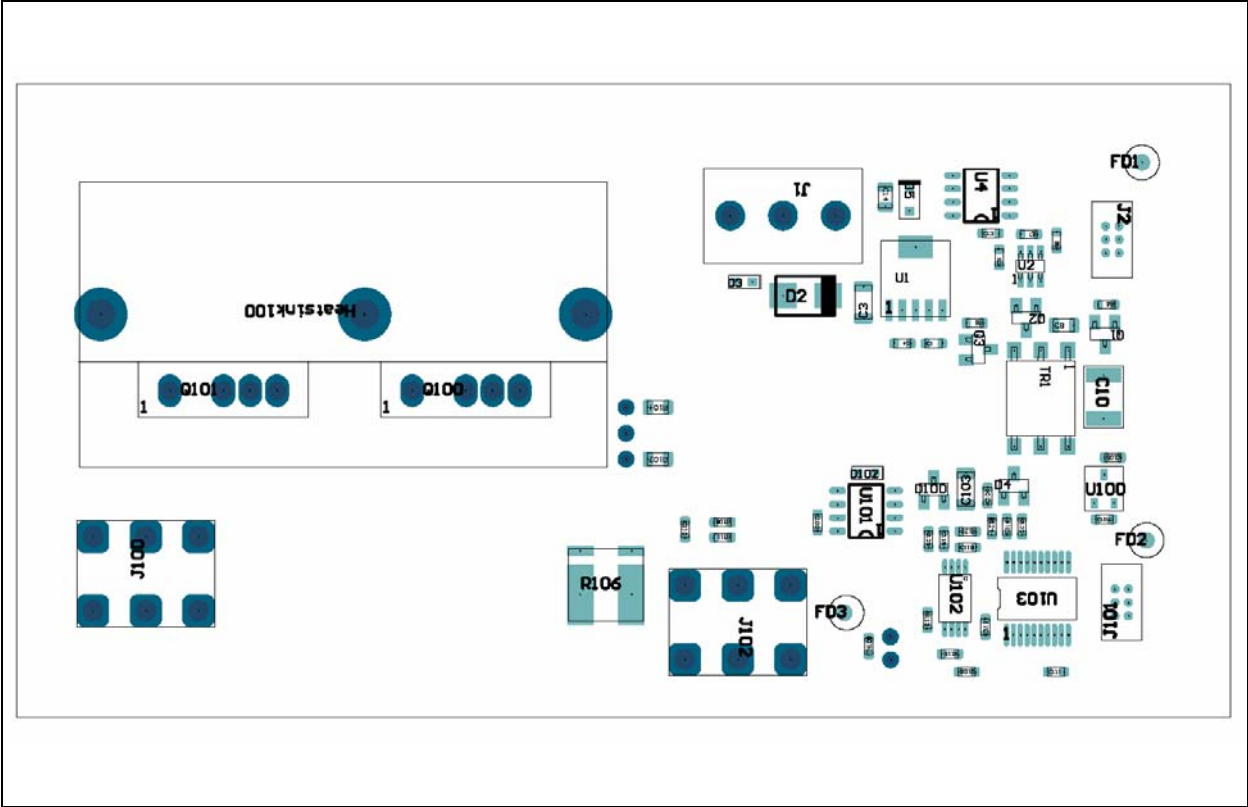


特に明記しない限り、コンデンサの規格は 10%/ 50 V/ 0603、抵抗の規格は 5%/0603 です。

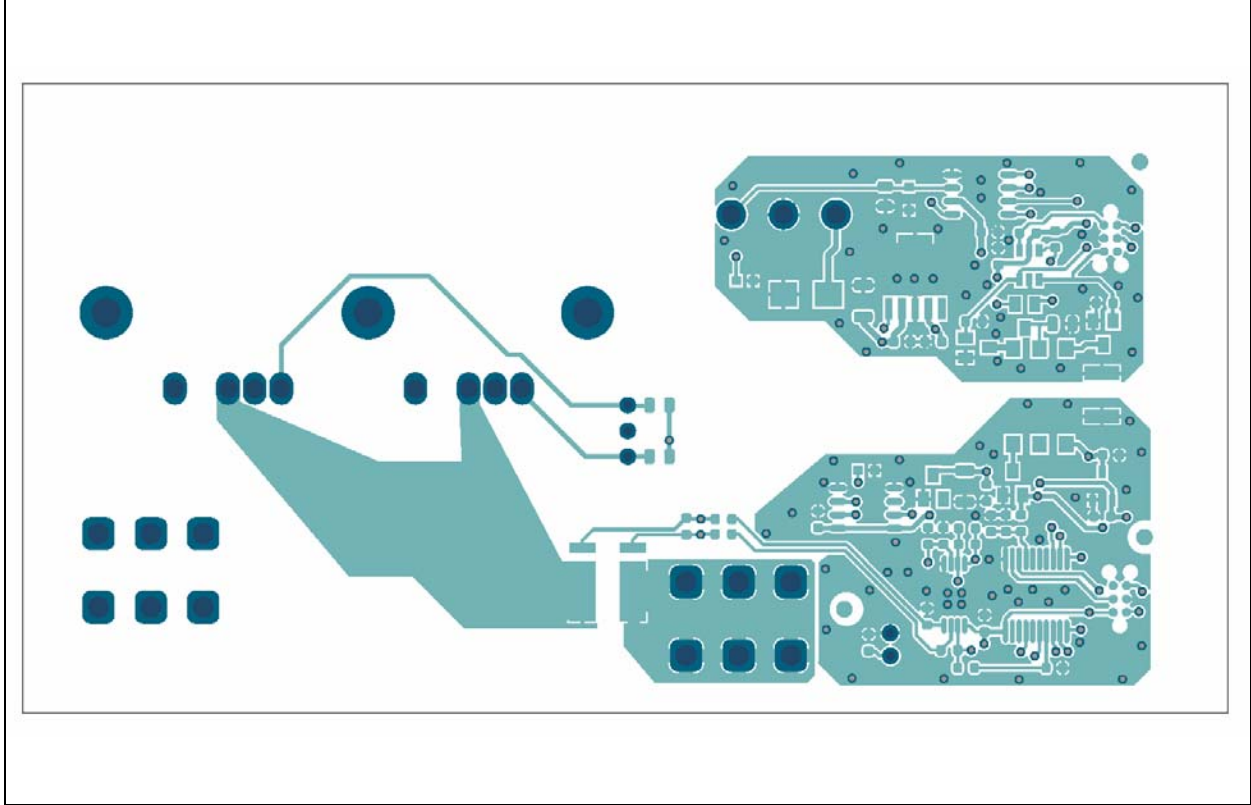
A.4 EV66F86A基 板 – 上面シルク



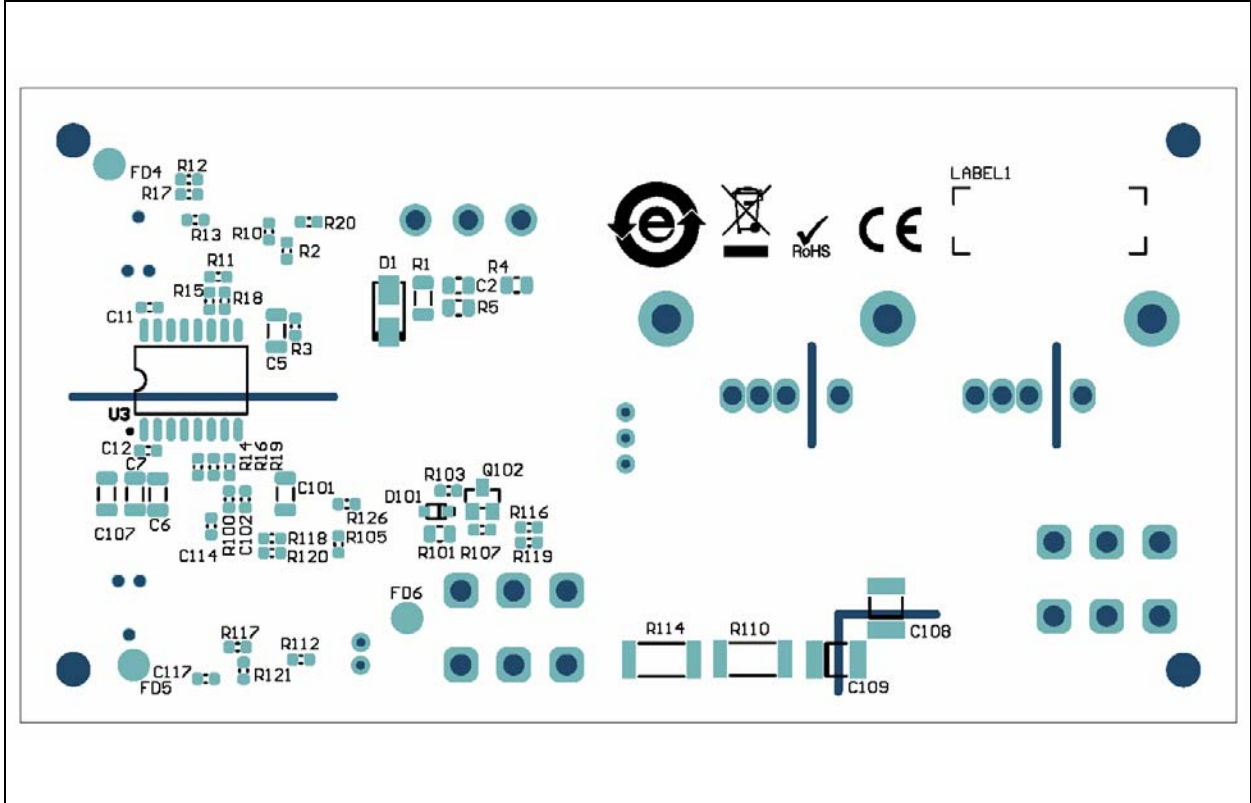
A.5 EV66F86A基 板 – 上面アセンブリ



A.6 EV66F86A基板 – 上面銅箔層



A.7 EV66F86A基板 – 下面シルク



補遺 B. 部品表 (BOM)

表 B-1: 部品表 (BOM)

数量	記号	概要	メーカー	メーカー製品番号
2	C1、C17	コンデンサ、セラミック、1000 pF、50V、10%、X7R、SMD、0603	Wurth Elektronik	885012206089
12	C1、C4、C9、C11、C12、C13、C100、C102、C104、C105、C106、C112	コンデンサ、セラミック、100nF、50V、10%、X7R、SMD 0603、AEC-Q200	AVX Corporation	06035C104K4T2A
1	C2	コンデンサ、セラミック、10000pF、100V、10%、X7R、SMD 0805	AVX Corporation	08051C103K4Z2A
4	C3、C6、C7、C101	コンデンサ、セラミック、10uF、50V、10%、X7R、AEC-Q200、SMD 1206	TDK Electronics	CGA5L1X7R1H106K160AC
3	C5、C103、C107	コンデンサ、セラミック、4.7uF、16V、10%、X7R、SMD 1206	KEMET	C1206C475K4RACTU
1	C8	コンデンサ、セラミック、1uF、25V、10%、X7R、SMD 0805	AVX Corporation	08053C105K4Z2A
1	C10	コンデンサ、セラミック、4.7uF、2.5kV、10%、X7R、1812 AEC-Q200	Knowles Corporation	1812YA250472KSTUYX
1	C14	コンデンサ、セラミック、220pF 100V 5% C0G SMD 0805 AEC-Q200	AVX Corporation	08051A221J4T2A
3	C110、C111、C116	コンデンサ、セラミック、100pF 50V 5% C0G AEC-Q200 SMD 0603	AVX Corporation	06035A101J4T2A
4	C114、C115、C117、C118	コンデンサ、セラミック、10nF 50V 10% X7R SMD 0603 AEC-Q200	AVX Corporation	06035C103K4T2A
1	D1	ダイオード、整流器、S1G 1.1V 1A 400V DO-214AC_SMA	Diodes Incorporated®	S1GB-13-F
1	D2	ダイオード、過渡電圧サプレッサ、双方向、SM6T39CAHE3_A/I 39V 11.1A DO214AA	Vishay Semiconductor Diodes Division	SM6T39CAHE3_A/I
2	D3、D102	ダイオード、LED 緑、2.2V 25mA 15mcd Clear SMD 0603	Kingbright Electronic Co., Ltd.	APT1608SGC
1	D4	ダイオード、ショットキー アレイ、BAS70-04-7-F 1V 15mA SOT-23-3	Diodes Incorporated	BAS70-04-7-F

Note 1: この BOM にはプリント基板を構成する部品を記載しています。これらは全て RoHS 準拠品です。

高電圧補助 E ヒューズ ユーザガイド

表 B-1: 部品表 (BOM) (続 き)

数量	記号	概要	メーカー	メーカー製品番号
1	D5	ダイオード、過渡電圧サプレッ サ、PESD1LIN、115 15V/24V 44V/70V 160W SMD SOD-323F	Nexperia	PESD1LIN,115
1	D100	ダイオード、ツェナー、 BZX84C4V3 4.3V 350mW SOT-23-3	Nexperia	BZX84-C4V3
1	D101	ダイオード、ツェナー、 BZX84J-B22,115 22V 550mW SMD SOD-323F	Nexperia	BZX84J-B22,115
1	J1	コネクタ、ターミナル、5mm 1x3 メス 12-28AWG 16A TH R/A	On-Shore Technology, Inc.	OSTVI030152
2	J100、J102	コネクタ、ターミナル、30A メ ス 1x1 TH VERT	Keystone® Electronics Corp.	8197
3	Q1、Q3、Q102	トランジスタ、MOSFET N-Ch、 2N7002BK,215 60V 350mA 370mW SOT-23-3	Nexperia	2N7002BK,215
1	Q2	トランジスタ、MOSFET P-Ch、 Si2333DS -12V -4.1A 750mW SOT-23-3	Vishay Intertechnology, Inc.	SI2333DS-T1-E3
1	R1	抵抗、厚膜、4.7R 1% 1/4W SMD 1206	Panasonic® - ECG	ERJ-8RQF4R7V
6	R2、R7、R10、 R18、R19、R117	抵抗、厚膜、10k 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ103V
1	R3	抵抗、厚膜、0R 1/10W AEC-Q200 SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEY0R00V
2	R4、R5	抵抗、厚膜、10k 5% 1/8W SMD 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ103V
7	R6、R8、R9、 R20、R103、 R105、R107	抵抗、厚膜、100k 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ104V
2	R11、R12	抵抗、厚膜、4.7k 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ472V
6	R13、R14、R15、 R17、R109、R118	抵抗、厚膜、100R 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ101V
7	R100、R108、 R111、R112、 R120、R123、 R125	抵抗、厚膜、20k 1% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF2002V
3	R101、R102、 R104	抵抗、厚膜、20R 5% 1/16W SMD 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ200V
1	R106	抵抗、シャント、メタルスト リップ、0.002R 1% 5W SMD 2726 AEC-Q200	Vishay Intertechnology, Inc.	WSLP27262L000FEA
2	R113、R115	抵抗、厚膜、10k 1% 1/10W SMD 0603 AEC-Q200	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1002V
2	R116、R119	抵抗、厚膜、1k 1% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1001V
2	R121、R126	抵抗、厚膜、4.7K 1% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF4701V

Note 1: この BOM にはプリント基板を構成する部品を記載しています。これらは全て RoHS 準拠品です。

部品表 (BOM)

表 B-1: 部品表 (BOM) (続 き)

数量	記号	概要	メーカー	メーカー製品番号
1	R122	抵抗、厚膜、100k 1% 1/10W AEC-Q200 SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1003V
1	R124	抵抗、厚膜、10k ,1% 1/10W AEC-Q200 SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1002V
1	TH100	抵抗、サーミスタ、NTC、10K 3380K 1% SMD 0603	Murata Manufacturing Co., Ltd.	NCU18XH103F6SRB
1	TR1	トランジスタ、スイッチング電 源、1:1.3 5V 350mA 475UH SMD AEC-Q200	Würth Elektronik	760390014
1	U3	アイソレータ IC、デジタル型、 ISO7342FCQDWRQ1 2.5kV SOIC-16	Texas Instruments	ISO7342FCQDWRQ1

Note 1: この BOM にはプリント基板を構成する部品を記載しています。これらは全て RoHS 準拠品です。

表 B-2: 部品表 (BOM) - Microchip 社製品

数量	記号	概要	メーカー	メーカー製品番号
2	Q100、Q101	トランジスタ、MOSFET N-Ch SiC、MSC035SMA070B4 700V 77A 283W、TO-247-4	Microchip Technology, Inc.	MSC035SMA070B4
1	U1	アナログ レギュレータ、5V、 MCP1793T-5002H/DC、 SOT-223-5	Microchip Technology, Inc.	MCP1793T-5002H/DC
1	U2	8 ビット MCU、16MHz、918B、 64B、PIC10F322-I/OT、 SOT-23-6	Microchip Technology, Inc.	PIC10F322-I/OT
1	U4	LIN インターフェイス、 ATA663211-GAQW SO-8	Microchip Technology, Inc.	ATA663211-GAQW
1	U100	電圧 レギュレータ、5.0V、3LD MCP1792T-5002H/CB、 SOT-23A-3	Microchip Technology, Inc.	MCP1792T-5002H/CB
1	U101	MOSFET ドライバ、 TC4432VOA、30V、SOIC-8	Microchip Technology, Inc.	TC4432VOA713
1	U102	オペアンプ、2-Ch 10MHz、 MCP6022-E/ST、TSSOP-8	Microchip Technology, Inc.	MCP6022-E/ST
1	U103	8 ビット MCU、32MHz、14kB、 1kB、PIC16F15345-E/SS、 20-SSOP	Microchip Technology, Inc.	PIC16F15345-E/SS

Note 1: この BOM にはプリント基板を構成する部品を記載しています。これらは全て RoHS 準拠品です。

高電圧補助 E ヒューズ ユーザガイド

表 B-3: 部品表 (BOM) - 機械部品

数量	記号	概要	メーカー	メーカー製品番号
1	—	ヒートシンク クリップ	Wakefield-Vette	OMNI-UC
—	—	サーマルパッド	Parker Chomerics、 Inc.	66-10-0505-T609
1	Heatsink100	ヒートシンク、TO-247、 TO-264、TO-220 OMNI-UNI-27-50	Wakefield-Vette	OMNI-UNI-27-50
1	PCB1	プリント基板、2 層、20Z、 0.062"、HASL	—	04-11569-R2

Note 1: この BOM にはプリント基板を構成する部品を記載しています。これらは全て RoHS 準拠品です。

表 B-4: 部品表 (BOM) - 未実装部品

数量	記号	概要	メーカー	製品番号
0	C108、C109、R16、 R110、R114	未実装	—	—

Note 1: この BOM にはプリント基板を構成する部品を記載しています。これらは全て RoHS 準拠品です。

NOTE:

各国の営業所とサービス

北米

本社
2355 West Chandler Blvd.
Chandler, AZ 85224-6199
Tel:480-792-7200
Fax:480-792-7277
技術サポート :
<http://www.microchip.com/support>
URL:
www.microchip.com

アトランタ
Duluth, GA
Tel:678-957-9614
Fax:678-957-1455

オースティン, TX
Tel:512-257-3370

ボストン
Westborough, MA
Tel:774-760-0087
Fax:774-760-0088

シカゴ
Itasca, IL
Tel:630-285-0071
Fax:630-285-0075

ダラス
Addison, TX
Tel:972-818-7423
Fax:972-818-2924

デトロイト
Novi, MI
Tel:248-848-4000

ヒューストン, TX
Tel:281-894-5983

インディアナポリス
Noblesville, IN
Tel:317-773-8323
Fax:317-773-5453
Tel:317-536-2380

ロサンゼルス
Mission Viejo, CA
Tel:949-462-9523
Fax:949-462-9608
Tel:951-273-7800

ローリー, NC
Tel:919-844-7510

ニューヨーク, NY
Tel:631-435-6000

サンノゼ, CA
Tel:408-735-9110
Tel:408-436-4270

カナダ - トロント
Tel:905-695-1980
Fax:905-695-2078

アジア / 太平洋

オーストラリア - シドニー
Tel:61-2-9868-6733

中国 - 北京
Tel:86-10-8569-7000

中国 - 成都
Tel:86-28-8665-5511

中国 - 重慶
Tel:86-23-8980-9588

中国 - 東莞
Tel:86-769-8702-9880

中国 - 広州
Tel:86-20-8755-8029

中国 - 杭州
Tel:86-571-8792-8115

中国 - 香港 SAR
Tel:852-2943-5100

中国 - 南京
Tel:86-25-8473-2460

中国 - 青島
Tel:86-532-8502-7355

中国 - 上海
Tel:86-21-3326-8000

中国 - 瀋陽
Tel:86-24-2334-2829

中国 - 深圳
Tel:86-755-8864-2200

中国 - 蘇州
Tel:86-186-6233-1526

中国 - 武漢
Tel:86-27-5980-5300

中国 - 西安
Tel:86-29-8833-7252

中国 - 厦門
Tel:86-592-2388138

中国 - 珠海
Tel:86-756-3210040

アジア / 太平洋

インド - バンガロール
Tel:91-80-3090-4444

インド - ニューデリー
Tel:91-11-4160-8631

インド - プネ
Tel:91-20-4121-0141

日本 - 大阪
Tel:81-6-6152-7160

日本 - 東京
Tel:81-3-6880-3770

韓国 - 大邱
Tel:82-53-744-4301

韓国 - ソウル
Tel:82-2-554-7200

マレーシア - クアラルンプール
Tel:60-3-7651-7906

マレーシア - ペナン
Tel:60-4-227-8870

フィリピン - マニラ
Tel:63-2-634-9065

シンガポール
Tel:65-6334-8870

台湾 - 新竹
Tel:886-3-577-8366

台湾 - 高雄
Tel:886-7-213-7830

台湾 - 台北
Tel:886-2-2508-8600

タイ - バンコク
Tel:66-2-694-1351

ベトナム - ホーチミン
Tel:84-28-5448-2100

ヨーロッパ

オーストリア - ヴェルス
Tel:43-7242-2244-39
Fax:43-7242-2244-393

デンマーク - コペンハーゲン
Tel:45-4485-5910
Fax:45-4485-2829

フィンランド - エスポー
Tel:358-9-4520-820

フランス - パリ
Tel:33-1-69-53-63-20
Fax:33-1-69-30-90-79

ドイツ - ガーヒング
Tel:49-8931-9700

ドイツ - ハーン
Tel:49-2129-3766400

ドイツ - ハイムブロン
Tel:49-7131-72400

ドイツ - カールスルーエ
Tel:49-721-625370

ドイツ - ミュンヘン
Tel:49-89-627-144-0
Fax:49-(89-627)-144/-44

ドイツ - ローゼンハイム
Tel:49-8031-354-560

イスラエル - ラーナナ
Tel:972-9-744-7705

イタリア - ミラノ
Tel:39-0331-742611
Fax:39-0331-466781

イタリア - パドヴァ
Tel:39-049-7625286

オランダ - ドリュエネン
Tel:31-416-690399
Fax:31-416-690340

ノルウェー - トロンハイム
Tel:47-7288-4388

ポーランド - ワルシャワ
Tel:48-22-3325737

ルーマニア - ブカレスト
Tel:40-21-407-87-50

スペイン - マドリッド
Tel:34-91-708-08-90
Fax:34-91-708-08-91

スウェーデン - ヨーテボリ
Tel:46-31-704-60-40

スウェーデン - ストックホルム
Tel:46-8-5090-4654

イギリス - ウォーキンガム
Tel:44-118-921-5800
Fax:44-118-921-5820