



# 高压辅助电子熔丝 用户指南

**请注意以下有关 Microchip 产品代码保护功能的要点:**

- Microchip 的产品均达到 Microchip 数据手册中所述的技术规范。
- Microchip 确信: 在正常使用且符合工作规范的情况下, Microchip 系列产品非常安全。
- Microchip 注重并积极保护其知识产权。严禁任何试图破坏 Microchip 产品代码保护功能的行为, 这种行为可能会违反《数字千年版权法案》(Digital Millennium Copyright Act)。
- Microchip 或任何其他半导体厂商均无法保证其代码的安全性。代码保护并不意味着我们保证产品是“牢不可破”的。代码保护功能处于持续发展中。Microchip 承诺将不断改进产品的代码保护功能。

提供本文档的中文版本仅为为了便于理解。请勿忽视文档中包含的英文部分, 因为其中提供了有关 Microchip 产品性能和使用情况的有用信息。Microchip Technology Inc. 及其分公司和相关公司、各级主管与员工及事务代理机构对译文中可能存在的任何差错不承担任何责任。建议参考 Microchip Technology Inc. 的英文原版文档。

本出版物及其提供的信息仅适用于 Microchip 产品, 包括设计、测试以及将 Microchip 产品集成到您的应用中。以其他方式使用这些信息都将被视为违反条款。本出版物中的器件应用信息仅为您提供便利, 将来可能会发生更新。如需额外的支持, 请联系当地的 Microchip 销售办事处, 或访问 <https://www.microchip.com/en-us/support/design-help/client-supportservices>。

**Microchip “按原样”提供这些信息。Microchip 对这些信息不作任何明示或暗示、书面或口头、法定或其他形式的声明或担保, 包括但不限于针对非侵权性、适销性和特定用途的适用性的暗示担保, 或针对其使用情况、质量或性能的担保。**

在任何情况下, 对于因这些信息或使用这些信息而产生的任何间接的、特殊的、惩罚性的、偶然的或间接的损失、损害或任何类型的开销, Microchip 概不承担任何责任, 即使 Microchip 已被告知可能发生损害或损害可以预见。在法律允许的最大范围内, 对于因这些信息或使用这些信息而产生的所有索赔, Microchip 在任何情况下所承担的全部责任均不超出您为获得这些信息向 Microchip 直接支付的金额 (如有)。如果将 Microchip 器件用于生命维持和 / 或生命安全应用, 一切风险由买方自负。买方同意在由此引发任何一切损害、索赔、诉讼或费用时, 会维护和保障 Microchip 免于承担法律责任。除非另外声明, 在 Microchip 知识产权保护下, 不得暗或以其他方式转让任何许可证。

有关 Microchip 质量管理体系的更多信息, 请访问 [www.microchip.com/quality](http://www.microchip.com/quality)。

**商标**

Microchip 的名称和徽标组合、Microchip 徽标、Adaptec、AVR、AVR 徽标、AVR Freaks、BesTime、BitCloud、CryptoMemory、CryptoRF、dsPIC、flexPWR、HELDO、IGLOO、JukeBlox、KeeLoq、Kleer、LANCheck、LinkMD、maxStylus、maxTouch、MediaLB、megaAVR、Microsemi、Microsemi 徽标、MOST、MOST 徽标、MPLAB、OptoLyzer、PIC、picoPower、PICSTART、PIC32 徽标、PolarFire、Prochip Designer、QTouch、SAM-BA、SenGenuity、SpyNIC、SST、SST 徽标、SuperFlash、Symmetricom、SyncServer、Tachyon、TimeSource、tinyAVR、UNI/O、Vectron 及 XMEGA 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国和其他国家或地区的注册商标。

AgileSwitch、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 徽标、Quiet-Wire、SmartFusion、SyncWorld、TimeCesium、TimeHub、TimePictra、TimeProvider 和 ZL 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国的注册商标。

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、EyeOpen、GridTime、IdealBridge、IGaT、In-Circuit Serial Programming、ICSP、INICnet、Intelligent Paralleling、IntelliMOS、Inter-Chip Connectivity、JitterBlocker、Knob-on-Display、MarginLink、maxCrypto、maxView、memBrain、Mindi、MiWi、MPASM、MPF、MPLAB Certified 徽标、MPLIB、MPLINK、mSiC、MultiTRAK、NetDetach、Omniscient Code Generation、PICDEM、PICDEM.net、PICkit、PICtail、Power MOS IV、Power MOS 7、PowerSmart、PureSilicon、QMatrix、REAL ICE、Ripple Blocker、RTAX、RTG4、SAM-ICE、Serial Quad I/O、simpleMAP、SimpliPHY、SmartBuffer、SmartHLS、SMART-I.S.、storClad、SQI、SuperSwitcher、SuperSwitcher II、Switchtec、SynchroPHY、Total Endurance、Trusted Time、TSHARC、Turing、USBCheck、VariSense、VectorBlox、VeriPHY、ViewSpan、WiperLock、XpressConnect 和 ZENA 均为 Microchip Technology Incorporated 在美国和其他国家或地区的商标。

SQTP 为 Microchip Technology Incorporated 在美国的服务标记。Adaptec 徽标、Frequency on Demand、Silicon Storage Technology 和 Symmcom 均为 Microchip Technology Inc. 在除美国外的国家或地区的注册商标。

GestIC 为 Microchip Technology Inc. 的子公司 Microchip Technology Germany II GmbH & Co. KG 在除美国外的国家或地区的注册商标。

在此提及的所有其他商标均为各持有公司所有。

© 2024, Microchip Technology Incorporated 及其子公司版权所有。ISBN: 978-1-6683-4368-5

## 目录

前言 .....	5
<b>第1章 产品概述 .....</b>	<b>9</b>
1.1 简介 .....	9
1.2 快速入门指南 .....	9
1.3 高压辅助电子熔丝器件关键特性 .....	10
1.3.1 引脚分配 .....	11
1.3.2 电气规范 .....	12
1.4 功能 .....	12
1.4.1 时间-电流特性 (TCC) 曲线概述 .....	12
1.4.2 结温估算 .....	13
1.4.3 过流测量 .....	14
1.4.4 短路检测 .....	14
1.4.5 电流测量路径 .....	15
1.4.6 温度检测 .....	15
1.4.7 VCC 电源监视器 .....	16
1.5 高压辅助电子熔丝设计文件 .....	16
<b>第2章 安装和操作 .....</b>	<b>19</b>
2.1 电路操作 .....	19
2.1.1 硬件概述 .....	19
2.1.2 输入电路 .....	19
2.1.3 推挽式转换器 .....	21
2.1.4 次级电源电压 .....	23
2.1.5 隔离式 LIN 电路 .....	24
2.1.6 高压辅助电子熔丝控制器 .....	25
2.1.7 电流检测 .....	30
2.1.8 栅极驱动电路 .....	33
2.1.9 SiC 功率 MOSFET .....	34
2.1.10 缓冲电路 .....	36
2.1.11 温度检测 .....	37
2.1.12 VCC 电源监视器 .....	37
2.2 高电压隔离 .....	38
2.2.1 变压器 .....	38
2.2.2 数字隔离器 IC .....	39
2.2.3 安全电容 .....	39
2.2.4 印刷电路板 .....	39
2.3 软件功能 .....	40
2.4 LIN 通信 .....	42
2.4.1 主机至高压辅助电子熔丝 .....	42
2.4.2 高压辅助电子熔丝至主机 .....	42
2.4.3 LIN 串行分析器 .....	43

# 高压辅助电子熔丝用户指南

---

2.5 诊断 .....	44
2.5.1 输出电流测量诊断 .....	44
2.5.2 VCC 电源测量诊断 .....	44
2.5.3 环境温度测量诊断 .....	44
2.6 热特性 .....	45
2.7 TCC 曲线 .....	49
2.8 测试结果 .....	55
2.8.1 结温估算 .....	55
2.8.2 过流测量 .....	55
2.8.3 短路检测 .....	58
<b>附录 A 原理图和布线图 .....</b>	<b>63</b>
A.1 简介 .....	63
A.2 高压辅助电子熔丝电路板——原理图 .....	64
A.3 高压辅助电子熔丝电路板——原理图 2 .....	65
A.4 高压辅助电子熔丝电路板——顶层丝印层 .....	66
A.5 高压辅助电子熔丝电路板——顶层装配 .....	66
A.6 高压辅助电子熔丝电路板——顶层覆铜 .....	67
A.7 高压辅助电子熔丝电路板——底层丝印层 .....	67
A.8 高压辅助电子熔丝电路板——底层装配 .....	68
A.9 高压辅助电子熔丝电路板——底层覆铜 .....	68
<b>附录 B 物料清单 (BOM) .....</b>	<b>69</b>
<b>全球销售及服务中心 .....</b>	<b>74</b>

## 前言

### 客户须知

本文档如同所有其他文档一样具有时效性。Microchip 会不断改进工具和文档以满足客户的需求，因此实际使用中有些对话框和 / 或工具说明可能与本文档所述之内容有所不同。请访问我们的网站 ([www.microchip.com](http://www.microchip.com)) 获取最新文档。

文档均标记有“DS”编号。该编号出现在每页底部的页码之前。DS 编号的命名约定为“DSXXXXXXXXA\_CN”，其中“XXXXXXXX”为文档编号，“A”为文档版本。

欲了解开发工具的最新信息，请参考 MPLAB® IDE 在线帮助。从 Help（帮助）菜单选择 Topics（主题），打开现有在线帮助文件列表。

### 简介

本章包含使用高压辅助电子熔丝前需要了解的一般信息。内容包括：

- [文档编排](#)
- [本指南使用的约定](#)
- [推荐读物](#)
- [Microchip 网站](#)
- [客户支持](#)
- [文档版本历史](#)

### 文档编排

本文档介绍了如何使用高压辅助电子熔丝。文档内容编排如下：

- [第1章“产品概述”](#) —— 有关高压辅助电子熔丝的重要信息。
- [第2章“安装和操作”](#) —— 包含关于安装和使用高压辅助电子熔丝的说明。
- [附录A“原理图和布线图”](#) —— 给出了高压辅助电子熔丝的原理图和布线图。
- [附录B“物料清单（BOM）”](#) —— 列出了用于构建高压辅助电子熔丝的器件。

# 高压辅助电子熔丝用户指南

## 本指南使用的约定

本指南采用以下文档约定：

### 文档约定

说明	表示	示例
<b>Arial 字体:</b>		
斜体字	参考书目	<i>MPLAB<sup>®</sup> IDE User's Guide</i>
	需强调的文字	…… 为仅有的编译器 ……
首字母大写	窗口	Output 窗口
	对话框	Settings 对话框
	菜单选择	选择 Enable Programmer
引用	窗口或对话框中的字段名	“Save project before build”
带右尖括号且有下划线的斜体文字	菜单路径	<i>File&gt;Save</i>
粗体字	对话框按钮	单击 <b>OK</b>
	选项卡	单击 <b>Power</b> 选项卡
N'Rnnnn	verilog 格式的数字，其中 N 为总位数，R 为基数，n 为其中一位。	4'b0010, 2'hF1
尖括号 <> 括起的文字	键盘上的按键	按下 <Enter>, <F1>
<b>Courier New 字体:</b>		
常规 Courier New	源代码示例	#define START
	文件名	autoexec.bat
	文件路径	c:\mcc18\h
	关键字	_asm, _endasm, static
	命令行选项	-Opa+, -Opa-
	二进制位值	0, 1
	常量	0xFF, 'A'
斜体 Courier New	可变参数	<i>file.o</i> , 其中 <i>file</i> 可以是任一有效文件名
方括号 []	可选参数	mcc18 [选项] <i>file</i> [选项]
花括号和竖线: {}	选择互斥参数: “或”选择	errorlevel {0 1}
省略号 ...	代替重复文字	var_name [, var_name...]
	表示由用户提供的代码	void main (void) { ... }

## 推荐读物

本用户指南介绍了如何使用高压辅助电子熔丝。下面列出了其他有用的文档。以下 Microchip 文档均已提供，并建议读者作为补充参考资料。

- **AN4616——“Driving Microchip SiC MOSFETs”（DS00004616B）。**

## MICROCHIP 网站

Microchip 网站（[www.microchip.com](http://www.microchip.com)）为客户提供在线支持。客户可通过该网站方便地获取文件和信息。我们的网站提供以下内容：

- **产品支持**——数据手册和勘误表、应用笔记和示例程序、设计资源、用户指南以及硬件支持文档、最新的软件版本以及归档软件
- **一般技术支持**——常见问题解答（FAQ）、技术支持请求、在线讨论组以及 Microchip 设计伙伴计划成员名单
- **Microchip 业务**——产品选型和订购指南、最新 Microchip 新闻稿、研讨会和活动策划表、Microchip 销售办事处、代理商以及工厂代表列表

## 客户支持

Microchip 产品的用户可通过以下渠道获得帮助：

- 代理商或代表
- 当地销售办事处
- 应用工程师（ESE）
- 技术支持

客户应联系其代理商、代表或 ESE 寻求支持。当地销售办事处也可为客户提供帮助。本文档后附有销售办事处的联系方式。

也可通过 <http://microchip.com/support> 获得网上技术支持。

## 文档版本历史

### 版本 A（2022 年 7 月）

- 本文档的初始版本。

注:

## 第1章 产品概述

### 1.1 简介

本文档对Microchip高压辅助电子熔丝技术演示器进行了概述。该技术演示器适用于混合动力电动车（Hybrid Electric Vehicle, HEV）和电动车（Electric Vehicle, EV）应用。该技术演示器充分利用了Microchip的700V和1200V碳化硅（Silicon Carbide, SiC）技术以及其他Microchip技术的优势，旨在提供整体系统解决方案。此外，该设计还实现了时间-电流特性（Time-Current Characteristic, TCC）曲线，有助于向非汽车应用（如直流固态断路器）迁移。

**安全警告：** 阅读其他内容前，请先阅读下方的**注**。

本章涵盖以下内容：

- [快速入门指南](#)
- [高压辅助电子熔丝器件关键特性](#)
- [功能](#)
- [高压辅助电子熔丝设计文件](#)

### 1.2 快速入门指南

本节简要概述如何设置高压辅助电子熔丝技术演示器。有关设计、功能和性能的详细信息，将在本文档的后续章节进行讨论。

**注：** 电路板上电时会产生高电压，此时不得触摸电路板的任何部分。

首先应确保这一高电压通过电路板高压区域的输出端子完全放电，从高压区域进入低压区域。

该电路板适用于400V和800V电池系统，具体取决于高压辅助电子熔丝型号。但是，即使电路板使用低电压（<60V）供电，也仍能产生高电压（>1000V（对于700V SiC MOSFET）或>1700V（对于1200V SiC MOSFET））。务必要使用高压差分电压探头进行测量。此外，许多电流探头的额定值无法满足高电压要求。使用电流探头时，应确保进行适当的电线绝缘。如果使用的电压探头或电流探头不合适，可能会因测量设备上的过压应力而造成永久性损坏。

如下面的图1-2所示，插座J1通过端子1和2接通电源。输入工作电压范围为9V至16V。这将为高压辅助电子熔丝硬件上电并默认使能SiC MOSFET。LED D3和D102将自动亮起。LED D3指示电路板已上电。LED D102指示SiC MOSFET已按照命令导通。

J1:3上的LIN输入为可选接口，用于控制和配置过流阈值，以及从高压辅助电子熔丝控制器读取诊断状态。参考标识符J2和J101为用于编程单片机的焊盘。更多信息将在后续章节中进行介绍。

端子J100和J102为高电压端子。如下图所示，默认配置是将高压辅助电子熔丝设置为系统中的上桥臂开关，即J100连接到直流母线的正电源轨，J102连接到负载。此配置如图1-1所示。或者，也可以使用下桥臂开关配置，即J100连接到负载，J102连接到直流母线的负电源轨。

高压辅助电子熔丝型号A、B和C使用700V SiC MOSFET，其额定电流分别为10A、20A和30A。高压辅助电子熔丝型号D、E和F使用1200V SiC MOSFET，其额定电流分别为10A、20A和30A。通常，型号A、B和C用于400V电池系统，型号D、E和F用于800V电池系统。

这些型号的时间-电流特性（TCC）曲线将在本文档后面的TCC曲线一节进行介绍。这些曲线中显示了给定电流的中断时间。

对于短路测试，了解系统电感的影响很重要。当高压辅助电子熔丝中断高电流时，除非测试设置中包含外部缓冲电路或钳位电路，否则电感能量将传递到SiC MOSFET。尽管SiC MOSFET的雪崩能量额定值较高，但了解其在雪崩期间的雪崩能量和峰值电流的限值非常重要。

此外，在测量SiC MOSFET的漏源电压 $V_{DS}$ 时，务必要使用高压差分电压探头。在雪崩状态下， $V_{DS}$ 可达到非常高的电压：大于1000V（对于700V SiC MOSFET）或大于1700V（对于1200V SiC MOSFET）。即使供电电压非常低也可能产生非常高的电压。如果使用的电压探头不合适，可能会因测量设备上的过压应力而造成永久性损坏。

除了LIN通信之外，还可以在软件中编程过流行为。软件中包含编译器开关，用于编译特定的型号。修改这些设置即可自定义TCC曲线。但是，请牢记所选设置应在所用SiC MOSFET的能力范围之内。

## 1.3 高压辅助电子熔丝器件关键特性

- 适用于配备400V或800V电池系统的电动车应用
- 最高30A的连续输出负载电流
- 可配置时间-电流特性曲线
- 两种短路电流检测模式：边沿触发和穿越
- 电流、温度和偏置电源测量的诊断状态
- 支持配置和诊断功能的LIN通信接口
- 汽车硬件设计中全部使用符合AEC要求的元件

该高压辅助电子熔丝设计有6种型号可供选择，支持400V和800V的母线电压，以及10A、20A和30A的连续额定电流。

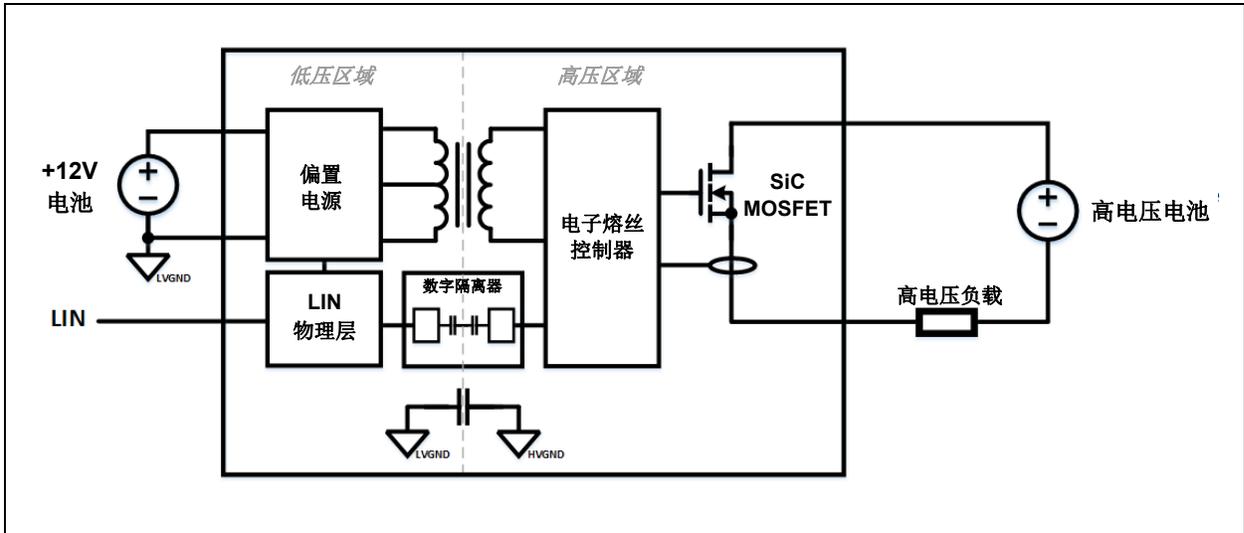


图1-1: LV-HV 框图

### 1.3.1 引脚分配

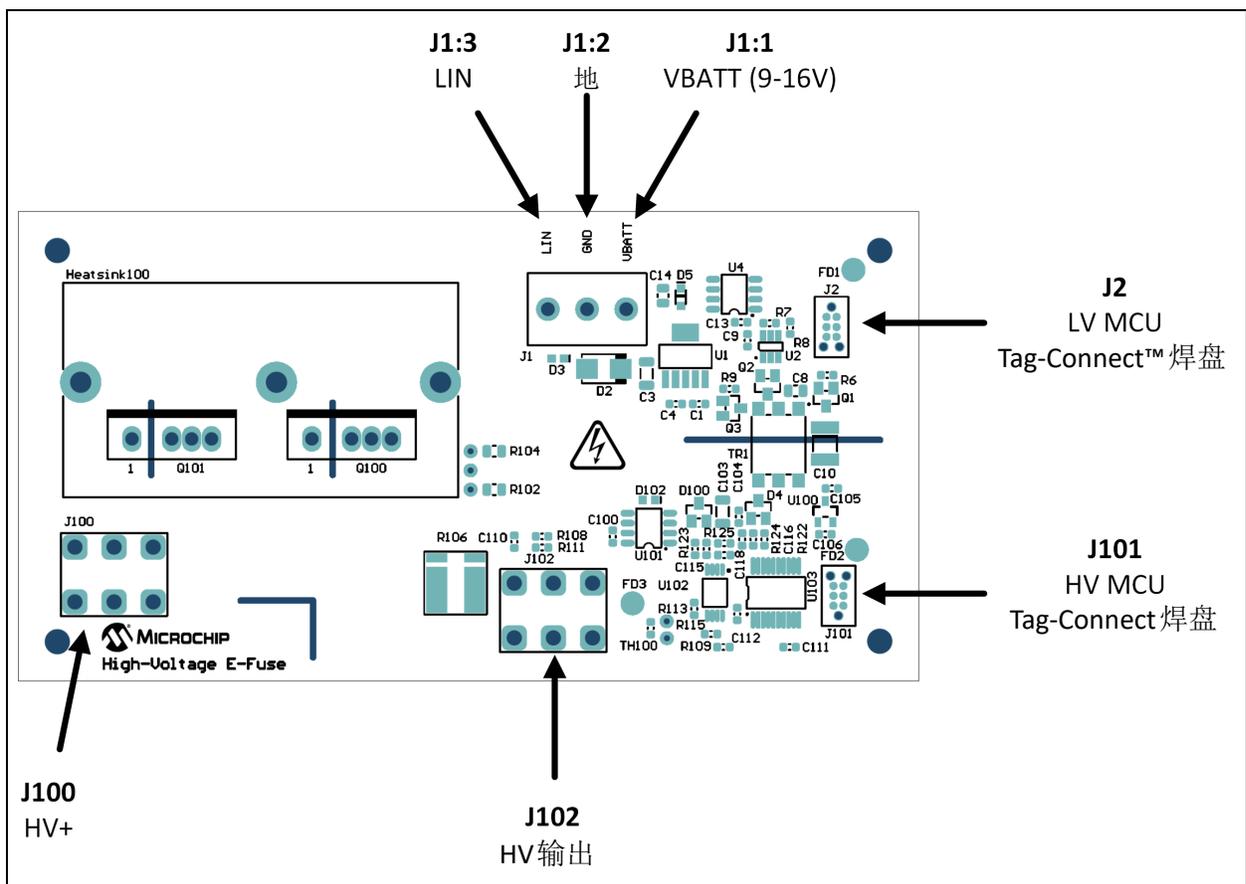


图1-2: 引脚分配

表1-1: 引脚分配说明

端子	信号名称	说明
J1-1	VBATT	+12V 电池输入
J1-2	地	返回
J1-3	LIN	局域网互联网, 通信总线
J100	HV+	高电压电池正电源轨
J102	HV输出	高电压负载

Tag-Connect™ 接口用于将编程器或调试器连接到单片机 (MCU)。J2 用于连接到低压 (LV) MCU, J101 用于连接到高压 (HV) MCU。

可前往 <https://www.tag-connect.com> 购买 Tag-Connect 线缆。Tag-Connect 线缆部件编号 TC2030-PKT-NL 适用于 Microchip PICkit™ 3 或 PICkit 4。线缆部件编号 TC2030-MCP-NL 和 TC2030-MCP-NL-10 适用于 Microchip ICD 3 或 ICD 4 在线调试器。

由于该应用中的电压较高, 因此应仅在电路板的 LV 和 HV 区域采用低电压供电时使用编程器或调试器。在连接编程线缆之前, 应验证电路板已放电至 60V 以下的安全电压。

### 1.3.2 电气规范

LV 系统输入电压 .....	车载 +12V 电池, 9V 至 16V 连续
LV 系统输入电流 .....	< 100 mA
HV 系统输入电压 .....	≤ 500V (对于 700V SiC MOSFET)
.....	≤ 1000V (对于 1200V SiC MOSFET)
HV 系统输出电流 .....	10A、20A 或 30A (400V 和 800V)
工作温度范围 .....	-40°C 至 +85°C (环境温度)

## 1.4 功能

高压辅助电子熔丝过流保护行为用时间-电流特性曲线表示, 其中显示响应时间与电流之间的函数关系。

### 1.4.1 时间-电流特性 (TCC) 曲线概述

该高压辅助电子熔丝设计的时间-电流特性曲线由三种检测方法构成: 结温估算、过流测量和短路检测。在图 1-3 中, 曲线最左侧的线段使用 MOSFET 的结温估算方法检测过流事件。曲线中间部分的水平线段以采样电流测量作为过流检测的依据。最右侧的线段是基于硬件的电流测量, 用于快速检测短路事件。

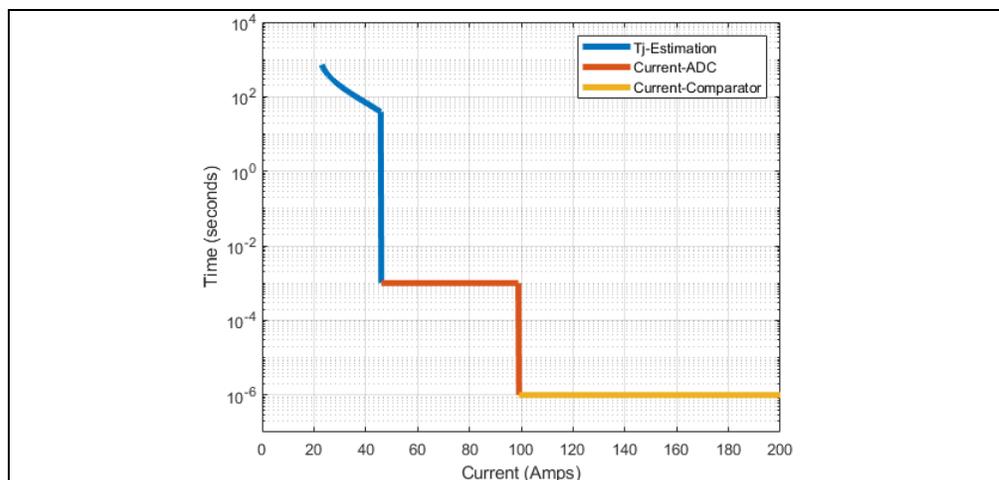


图1-3: TCC 曲线, 型号B (400V, 20A)

### 1.4.2 结温估算

结温估算基于高压辅助电子熔丝的散热设计。MOSFET的结温是使用基于热敏电阻的温度测量、由模数转换器（Analog-to-Digital Converter, ADC）测得的泄漏电流、MOSFET的最大漏源导通电阻 $R_{DS(on)}$ 和热阻来估算的。

公式1-1:

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

此外，为了在电流瞬变期间更准确地估算结温，散热器的热容也被考虑在内。考虑到热阻和热容，热瞬态响应采用一阶无限冲激响应（Infinite Impulse Response, IIR）数字滤波器来建模。散热器或外壳的温升通过以下差分方程确定：

公式1-2:

$$T_{rise}[n] = a_1 \times T_{rise}[n-1] + b_0 \times T_{raw}[n] + b_1 \times T_{raw}[n-1]$$

$T_{raw}$ 是基于瞬时电流测量的IIR滤波器输入：

公式1-3:

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

IIR滤波器系数最初由热阻、热容和采样率确定，后续由于温升而导致 $R_{DS(on)}$ 增大时则根据经验进行优化。此外，为了简化计算，即删除一个乘法运算和一个滤波器系数，差分方程简化为如下形式：

公式1-4:

$$T_{rise}[n] = a_1 \times T_{rise}[n-1] + b_1 \times (T_{raw}[n] + T_{raw}[n-1])$$

散热器温度使用如下公式来估算：

公式 1-5:

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

在估算 MOSFET 的结温时，考虑了 MOSFET 的结至外壳热阻。由于其热容相对于散热器的热容较小，因此忽略不计，无需进行额外计算。下面的 MOSFET 结温估算公式中的第三项代表结至外壳的温升。

公式 1-6:

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

滤波器系数、 $R_{DS(on)}$ 、热阻、热容和允许的最高结温是在高压辅助电子熔丝软件中进行配置的参数。

### 1.4.3 过流测量

TCC 曲线中间部分的水平线段代表基于采样电流测量的过流检测。ADC 每 1 ms 对电流进行一次采样，并且需要连续两次采样高于过流阈值才能判定为过流事件。因此，该检测方法的响应时间介于 1 ms 与 2 ms 之间。用户可以在软件中配置过流阈值。

### 1.4.4 短路检测

ADC 和软件无法检测到的快速突发高电流被视为短路电流，需通过高压辅助电子熔丝硬件进行检测。

可通过两种工作模式来响应短路事件。一种模式为边沿触发模式（默认模式），在检测到短路事件时以中断电流的方式作为响应。另一种模式则允许穿越瞬变。在该模式下，有一个定时器在检测到短路事件时启动，并在短路事件的持续时间内递增。如果定时器超时，则将 MOSFET 关断以中断电流。但是，如果在定时器超时之前电流即下降到短路跳变阈值以下，则软件在周期  $tcc\_sample\_time$  内复位定时器。此外，为了延长短路穿越持续时间，在定时器工作时会降低 MOSFET 栅极电压。

用户可以使用软件或通过 LIN 来配置短路跳变阈值、工作模式、MOSFET 栅极驱动能力和定时器周期：

参数	软件变量	LIN 报文
短路跳变阈值	dac_i_hw_trip	LIN_DAC_I_HW_TRIP
工作模式	triggerType	LIN_TRIGGER_TYPE
SiC MOSFET 栅极驱动能力	reduced_drive_time	LIN_REDUCED_DRIVE_TIME
TCC 定时器周期	tcc_sample_time	LIN_TCC_SAMPLE_TIME

有关配置这些参数的详细信息，请参见本文档后面的LIN通信一节。

## 1.4.5 电流测量路径

图1-4给出了三种电流检测方法的硬件路径。电流使用电流检测电阻进行测量，以实现高带宽和快速响应。

短路电流的检测路径利用PIC®单片机中独立于内核的外设（Core Independent Peripheral, CIP）快速进行基于硬件的检测。基于软件的检测路径用于结温估算和过流检测。

短路检测路径中包含一个差分放大器，用于测量电流检测电阻两端的压降。比较器将该差分放大器的输出与由数模转换器（Digital-to-Analog Converter, DAC）输出确定的参考电压进行比较，以检测短路事件。DAC具有5位分辨率（可提供31种参考电压），并使用单片机的固定参考电压（Fixed Voltage Reference, FVR）作为其参考电压。比较器输出触发SR锁存器，以将MOSFET栅极电压驱动至低电压。在边沿触发模式下，定时器将立即超时，并触发第二个SR锁存器以将MOSFET关断。在穿越模式下，定时器将在发生短路事件时开始递增。如果定时器超时，则将触发第二个SR锁存器以将MOSFET关断。但是，如果电流降低到阈值以下，比较器输出将不再有效，定时器也将不再递增。在这种情况下，使用软件复位定时器。

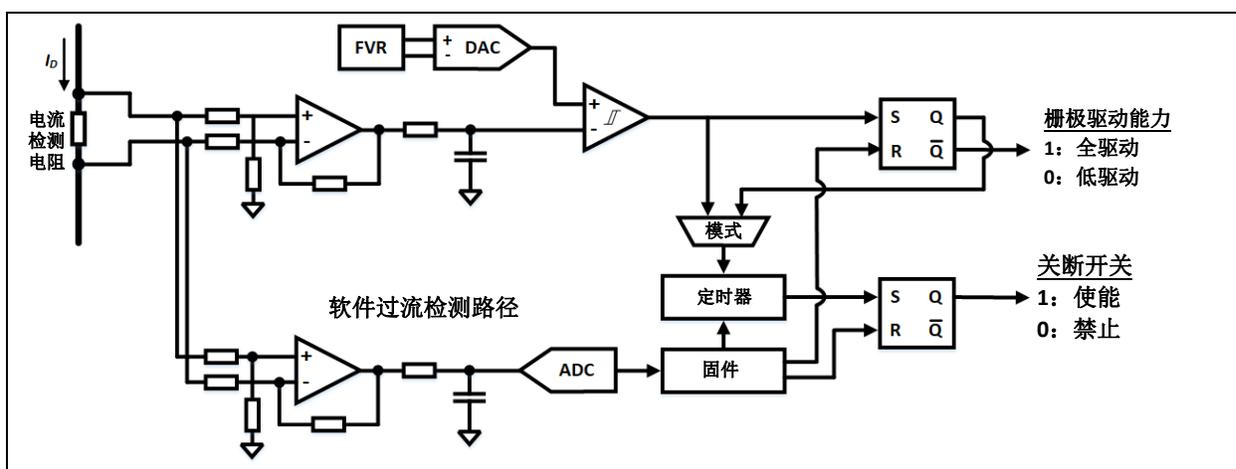


图1-4: 硬件短路检测路径

## 1.4.6 温度检测

使用温度传感器测量环境温度。该传感器为NTC热敏电阻，在较高温度下具有更高的精度。ADC每10 ms对传感器进行一次采样。高压辅助电子熔丝设计中包含超出上限（Out-Of-Range High, OORH）和超出下限（Out-Of-Range Low, OORL）检测，用于诊断有故障的传感器或电路。需要连续两次读取到OORH或OORL才能声明有故障。传感器诊断状态可通过LIN通信总线进行读取。

在该电路板设计中，可选择改用电镀通孔焊盘将导线连接到安装在散热器上的热敏电阻，以更准确地测量环境或散热器的温度。

## 1.4.7 VCC 电源监视器

次级侧偏置电源VCC用于为栅极驱动电路以及产生VDDHV的线性稳压器供电。由于栅极驱动器没有欠压锁定功能，因此采用控制器软件进行保护。一旦检测到欠压条件，控制器便会禁止栅极驱动器并将MOSFET关断。

ADC在1 ms中断内对电源进行采样。采样对象为VCC电源或温度传感器。在第一个1 ms中断中，对温度传感器进行采样。在接下来的九个中断中，对VCC电源进行采样。

需要连续两次读取到欠压条件才能声明有故障。传感器诊断状态可通过LIN通信总线进行读取。

## 1.5 高压辅助电子熔丝设计文件

高压辅助电子熔丝有以下相关设计文件可供使用：

- Altium 设计文件
- 软件
- PLECS 模型
- 用户指南
- 物料清单

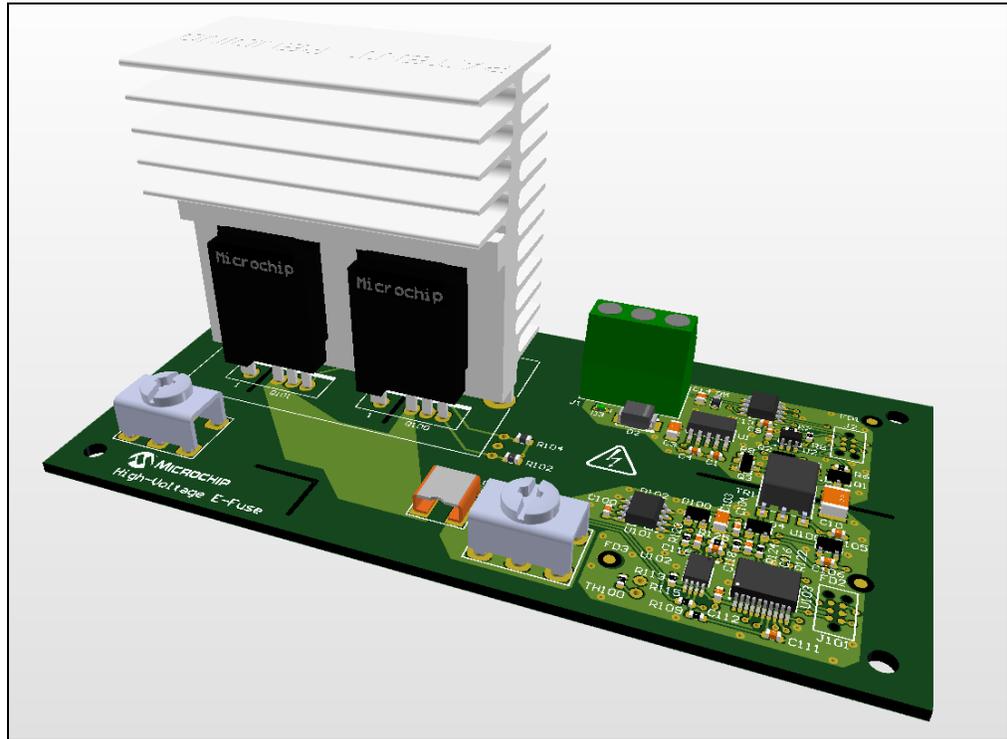


图1-5: 高压辅助电子熔丝PCB装配 (3D 俯视图)

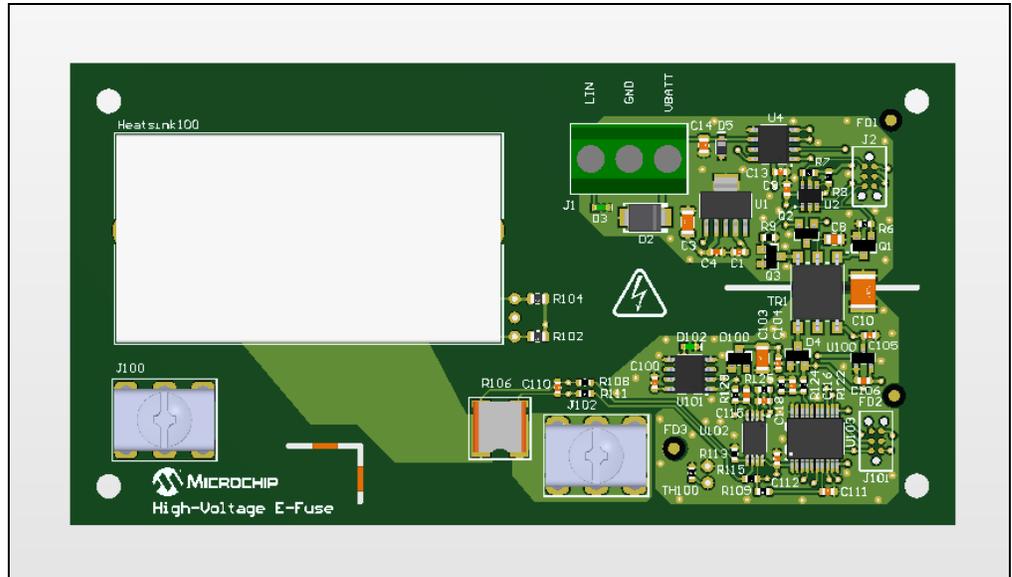


图1-6: 高压辅助电子熔断器PCB装配 (俯视图)

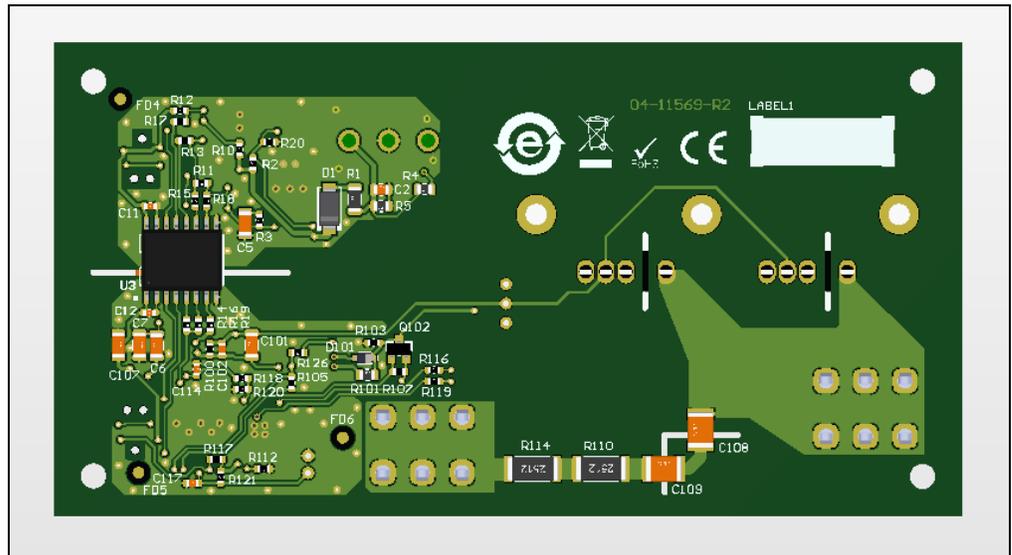


图1-7: 高压辅助电子熔断器PCB装配 (仰视图)

注:

## 第2章 安装和操作

### 2.1 电路操作

#### 2.1.1 硬件概述

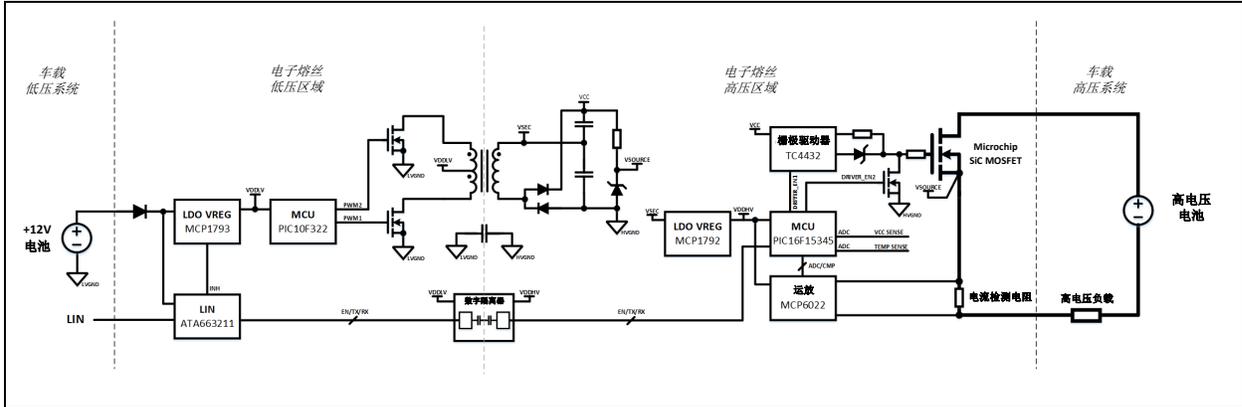


图2-1: 高压辅助电子熔断丝框图

图2-1 所示的框图中包含高压辅助电子熔断丝电路的主要模块。其中划分为两个彼此隔离的区域：低压（Low Voltage, LV）区域和高压（High Voltage, HV）区域。LV 区域连接到车载 12V 系统为高压辅助电子熔断丝供电，并连接到 LIN 网络与车载控制器通信。HV 区域包含高压辅助电子熔断丝单片机、栅极驱动、高压 MOSFET 和保护。由于 HV 区域为隔离区域，因此高压辅助电子熔断丝可采用上桥臂或下桥臂驱动器配置连接至系统。LV 区域的电源通过隔离式偏置电源（推挽式转换器）传输至 HV 区域。此外，使用数字隔离器将 LIN 收发器信号通过隔离层发送至高压辅助电子熔断丝单片机。

#### 2.1.2 输入电路

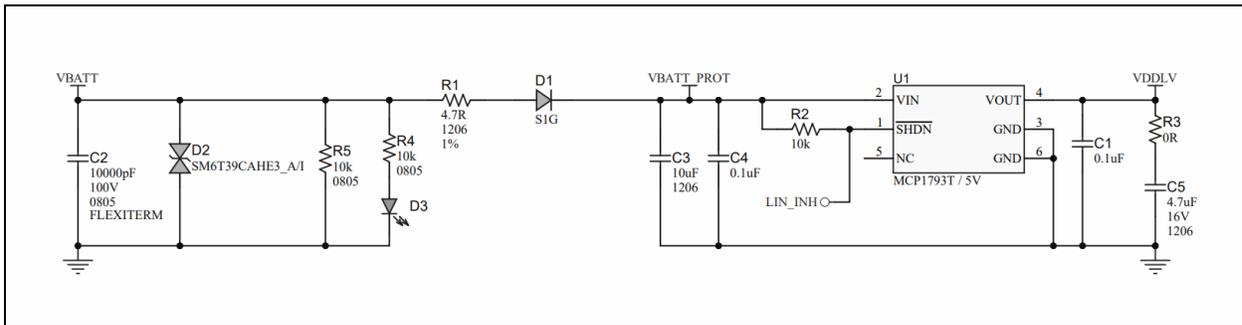


图2-2: 电池输入电路

图2-2给出了电池输入电路。该电路专为车载12V系统而设计，目的是在9V至16V的连续电池工作电压范围内以及发生快速启动或负载突降时导致的临时过压条件下提供VDDL V（即+5V输出）。线性降压稳压器IC的最大连续电压额定值为55V，绝对最大值为70V，因此能够承受ISO 7637中所述的瞬态脉冲。

选用输入电容C2旨在提供射频传导抗扰性和ESD耐受能力。该电容跨接在电池两端，属于汽车级陶瓷电容，可灵活进行端接以更好地应对机械弯曲和温度应力。

二极管D2为双向瞬态电压抑制器（Transient Voltage Suppressor, TVS），标称击穿电压为39V。该二极管旨在保护LIN收发器不受ISO脉冲的影响。此外，如果高压辅助电子熔丝需要在较低的工作电压（如6V）下工作，则二极管D1应更换为肖特基二极管，肖特基二极管支持的反向电压通常要比硅整流器低。在这种情况下，TVS会保护肖特基二极管不受负ISO脉冲的影响。

电阻R4和LED D3仅用于评估目的，在最终设计中会移除。

电阻R1用于限制峰值浪涌电流。此外，由于下游电路包含开关电源，因此该电阻可能有助于降低潜在的高频差模电流。

二极管D1为硅整流器，用于提供电池反向保护。如上所述，该二极管可更换为肖特基二极管，以实现更低的工作电压范围。

电容C1、C3、C4和C5用于下游电路的高频去耦或局部储能。根据客户要求，可能需要重新调整C3的大小以支持电池电压骤降和下降要求。

R2电阻为上拉电阻，用于确保稳压器保持使能状态。但是，如果高压辅助电子熔丝是通过直接连接电池（而不是通过上桥臂驱动器）进行供电，则需将该电阻移除。在这种情况下，LIN收发器的LIN\_INH信号将控制稳压器的状态。这样，稳压器便会在电动车熄火时进入关断状态。

电阻R3为占位元件，可根据需要在此更换相应的元件来保护PWM操作。在PWM操作期间，可通过该电阻人为地在电容C5中增加ESR，以帮助稳定输出电压，减少开关过程中的电压骤降和过冲问题。

稳压器IC U1为Microchip MCP1793 +5V、100 mA输出稳压器，采用5引脚SOT-223封装。与高压辅助电子熔丝设计中的所有其他器件一样，该稳压器也是汽车级器件。工作结温范围为-40°C至+150°C，最高结温额定值为175°C。在温度达到+175°C（典型值）时进入热关断状态。该应用中估算的最大结温如下：

**公式2-1:**

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

## 例2-1:

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

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

$$T_J = 25^{\circ}\text{C} + \left(75 \frac{\text{C}}{\text{W}}\right) \times (60 \text{ mA} \times (26\text{V} - 5\text{V})) \approx 120^{\circ}\text{C} \quad \text{快速启动}$$

### 2.1.3 推挽式转换器

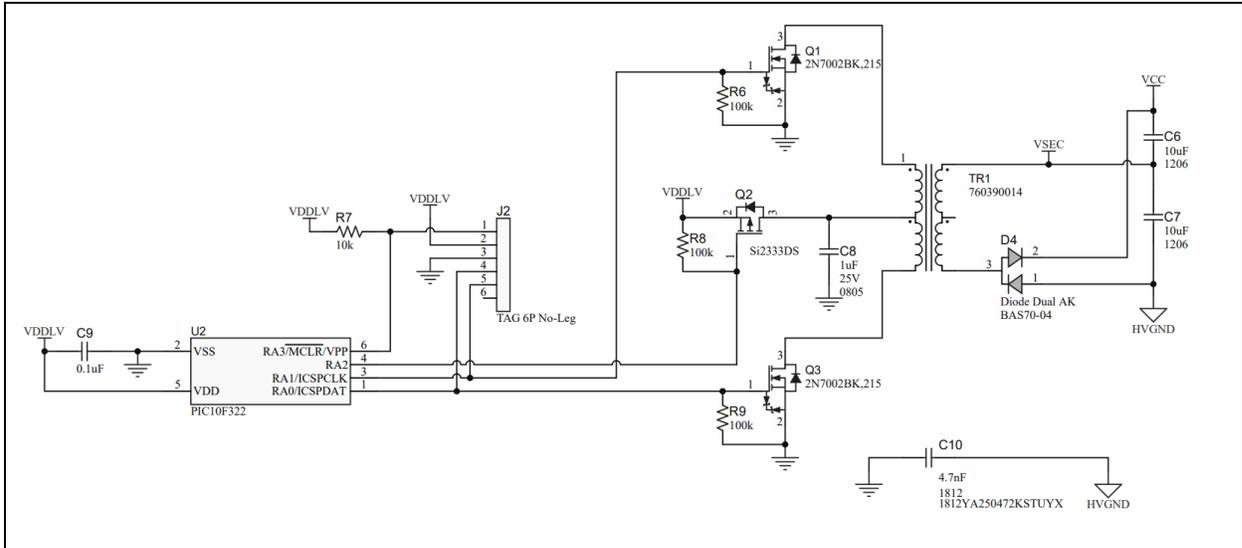


图2-3: 推挽式转换器原理图

图2-3中的推挽式转换器由VDDL V供电，用于生成彼此隔离的输出电压VCC和VSEC，以供HV区域使用。

U2生成的PWM信号用于驱动推挽式晶体管Q1和Q2，二者均为60V、300 mA的N沟道MOSFET。变压器的匝数比为1:1.3，其初级绕组的两端由MOSFET驱动，中心抽头连接到VDDL V。但是，由于两个次级绕组以串联方式连接，因此有效匝数比为1:2.6。变压器的次级绕组与倍压器相连。

U2为Microchip PIC10F322 8位单片机，采用6引脚SOT-23封装，其引脚分配如下：

引脚编号	端口	分配的功能	名称	有效状态
1	RA0/ICSPDAT	CWG1A/ICSP	PWM 1/ICSP	输出高电平
2	VSS	返回	返回	—
3	RA1/ICSPCLK	CWG1B/ICSP	PWM 2/ICSP	输出高电平
4	RA2	GPIO	推挽使能	输出低电平
5	VDD	+5V电源	VDDL V	—
6	RA3/MCLR/VPP	MCLR	主复位，MCU复位	输入低电平

# 高压辅助电子熔丝用户指南

使用下表中的外设只在Microchip代码配置器（Microchip Code Configurator, MCC）中进行基本的PWM配置，然后将RA2引脚配置为输出低电平，这样就能自动生成代码。

外设	名称	设置
CWG1	互补波形发生器1	62 ns至125 ns死区时间
PWM2	脉宽调制器2	444 kHz, 50%占空比
TMR2	定时器2	2.25 μs周期

推挽式转换器的空载输出电压如下：

## 例 2-2:

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

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

如果需要，可以使用MCC调整开关频率。为了支持在线编程，电路板上插座J2指定的位置上提供了Tag-Connect焊盘，另外还提供了晶体管Q2（即P沟道MOSFET）。这样便可将编程器（如PICkit4）、时钟线和数据线与单片机连接，而不会导致变压器初级绕组饱和或汲取过大电流。该编程插座J2和晶体管Q2仅用于开发目的，在生产设计中可以省略。

电容C8为变压器初级绕组提供低阻抗能量来源。电容C9是单片机的高频去耦电容。电容C10为汽车级安全电容，耐压能力为4 kV，用于为高频共模开关电流提供返回路径，以减少射频传导发射。

电阻R7用于确保单片机主复位MCLR拉为高电平。电阻R6、R8和R9为终端电阻，用于确保在电路掉电时MOSFET保持关断状态。

变压器TR1有两个以串联方式连接的次级绕组。二者的匝数比均为1.3，总匝数比为2.6。在第一个开关子间隔期间，当次级绕组感应电压为正（相对于变压器引脚6）时，次级电流将对电容C7进行充电，并通过肖特基二极管D4从引脚1流向引脚3。在第二个开关子间隔期间，感应电压将为负。电流将通过二极管D4从引脚3流向引脚2，以对电容C6进行充电。这将导致每个电容两端上都会产生不足一个二极管正向压降的感应电压。因此，电容C7两端的电压VSEC约为12V，VCC约为24V（相对于HVGND）。但是，由于负载不同，这两个电容两端的电压并不相等。由于存在额外的下游负载，电容C7两端的电压（即VSEC）将低于电容C8两端的电压（即VCC-VSEC）。在该应用中，VSEC的电压典型值为11.5V，VCC的电压典型值为23.8V。

## 2.1.4 次级电源电压

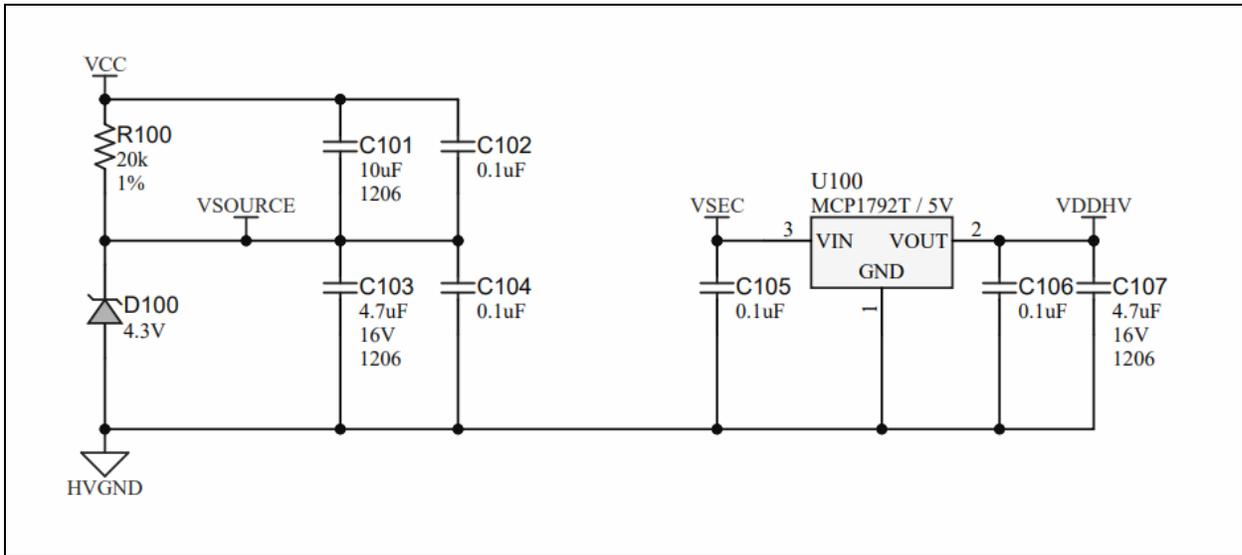


图2-4: 次级电源原理图

图2-4 给出了分别用于通过VCC和VSEC生成VSOURCE和VDDHV的稳压器。VSOURCE连接到SiC MOSFET的源极端子。VDDHV为控制电路（如单片机、数字隔离器、运算放大器和检测电路）供电。

使用齐纳二极管稳压器将VSOURCE稳压至3.7V（相对于HVGND）。电阻R100用于将齐纳稳压器的电流限制为1 mA左右。齐纳二极管D100的额定电压为4.3V（5 mA时）或3.7V左右（1 mA时）。将SiC MOSFET源极端子连接至VSOURCE时，栅极驱动导通电压将为VCC - VSOURCE = 20V。

栅极驱动关断电压将为HVGND - VSOURCE = -3.7V。电容C101、C102、C103和C104用于稳压。

稳压器IC U100为Microchip MCP1792 +5V、100 mA输出稳压器，采用3引脚SOT-23封装。工作结温范围为-40°C至150°C，最高结温额定值为175°C，在温度达到175°C（典型值）时进入热关断状态。该应用中估算的最高结温如下：

公式2-2:

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

例2-3: 连续工作

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

电容C105、C106和C107用于提供射频抗扰性和电源稳定性。



## 2.1.6 高压辅助电子熔丝控制器

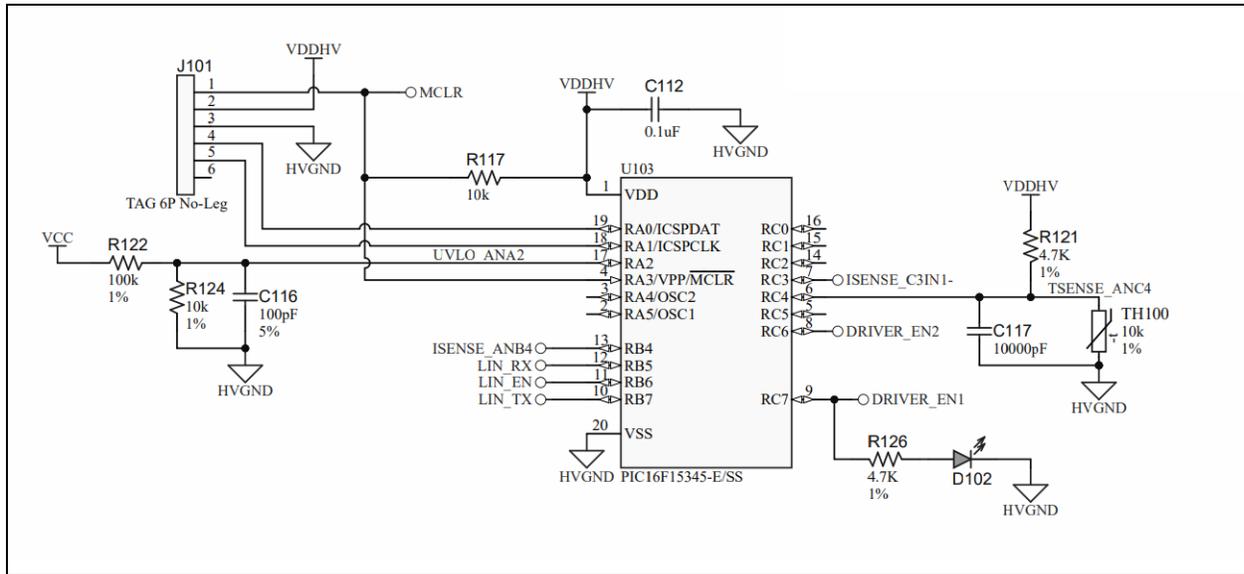


图2-6: 高压辅助电子熔丝控制器原理图

图2-6所示为高压辅助电子熔丝控制器电路、VCC电压监视电路和温度监视电路。后两个电路将在后续章节中进行详细介绍。高压辅助电子熔丝控制器U103为Microchip PIC16F15345 8位单片机。

- 该控制器具有以下功能：
- 时间-电流特性（TCC）曲线算法
  - 结温估算
  - 过流测量
  - 短路检测
- LIN通信总线
  - 使能/禁止
  - TCC配置
  - 诊断
- 栅极驱动电压降低
- 模数转换
  - 输出电流检测
  - VCC电压检测
  - 环境温度检测
- 基于比较器的过流检测和保护
- 使用VCC监视器的欠压锁定
- 过热保护和诊断
- 过流诊断

表2-1: 单片机U103引脚分配

引脚编号	端口	分配的功能	名称	有效状态
1	VDD	+5V	VDDHV	—
2	RA5/OSC1	GPIO	n/c	输出低电平
3	RA4/OSC2	GPIO	n/c	输出低电平
4	RA3/VPP/MCLR	MCLR	主复位, MCU复位	输入低电平

# 高压辅助电子熔丝用户指南

表2-1: 单片机U103引脚分配 (续)

引脚编号	端口	分配的功能	名称	有效状态
5	RC5	GPIO	n/c	输出低电平
6	RC4	ADC ANC4	TSENSE_ANC4	—
7	RC3	CMP2 C2IN3-	ISENSE_C3IN-	—
8	RC6	CLC2OUT	DRIVER_EN2	输出高电平
9	RC7	CLC1OUT	DRIVER_EN1	输出高电平
10	RB7	EUSART1 TX1	LIN_TX	输出高电平
11	RB6	GPIO	LIN_EN	输出高电平
12	RB5	EUSART1 RX1	LIN_RX	输出高电平
13	RB4	ADC ANB4	ISENSE_ANB4	输出高电平
14	RC2	GPIO	n/c	输出低电平
15	RC1	GPIO	n/c	输出低电平
16	RC0	GPIO	n/c	输出低电平
17	RA2	ADC ANA2	UVLO_ANA2	—
18	RA1/ICSPCLK	ICSP	ICSP	输入高电平
19	RA0/ICSPDAT	ICSP	ICSP	输入高电平
20	VSS	返回	HVGND	—

表2-2: 单片机U103内部外设 (在MCC中配置)

外设	名称	设置
ADC	模数转换器	时钟源: Frc
CLC1	可配置逻辑单元1	SR锁存器
CLC2	可配置逻辑单元2	SR锁存器
CLC3	可配置逻辑单元3	AND-OR
CLC4	可配置逻辑单元4	AND-OR
CMP2	比较器2	正参考电压: DACOUT
DAC1	数模转换器1	正参考电压: FVR_buf2
EUSART1	增强型通用同步/异步收发器1	波特率: 19200 Tx/Rx位: 8位 数据极性: 同相
FVR	固定参考电压	FVR_buffer2增益: 1x (1.024V)
TMR0	定时器0	时钟源: FOSC/4 定时器周期: 1 ms 允许中断
TMR1	定时器1	时钟源: HFINTOSC 门控源: CLC1OUT 门控极性: 低电平
TMR2	定时器2	时钟源: LC3_out 时钟频率: 32 MHz 定时器周期: 250 ns

为了支持在线编程，电路板上插座J101指定的位置上提供了Tag-Connect焊盘。由于该单片机位于电路的高压区域，因此需采取安全预防措施以确保在连接编程器或调试器之前，电路板已与高电压电源或电池断开连接且完全放电。完成编程后，应先将编程器与高压辅助电子熔丝断开连接，再重新施加高电压电源。

电容C13用于高频去耦。

电阻R117用于确保单片机主复位MCLR拉为高电平。

电阻R126和LED D102仅用于评估目的，在最终设计中会移除。

定时器0设置为1 ms中断速率，这确定了软件的时基。定时器1和定时器2配置为支持穿越触发模式。该模式以250 ns为步长将栅极驱动持续时间缩短至最多63.75 μs。

模数转换器（ADC）具有10位分辨率，并配置为使用VDDHV作为其参考电压。

### 公式2-3: ADC输出（计数）

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

### 例2-4: ADC电压分辨率

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

MCU内部比较器的参考电压基于内部数模转换器（DAC）。DAC使用内部固定参考电压（FVR）外设作为其参考电压。DAC具有5位分辨率，可配置32种不同的电压。将FVR配置为1.024V并用作DAC的参考电压时，对应的DAC输出电压公式和输出电压分辨率如下所示。DAC1R寄存器用于确定DAC的输出电压。

### 公式2-4: DAC输出电压

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

### 例2-5: DAC输出电压分辨率

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

因此，可以将比较器的参考电压分辨率配置为33 mV。在该高压辅助电子熔丝设计中，考虑到电流检测电阻和运算放大器增益，33 mV的比较器输入电压对应33A的输出电流。这样，在使用高压辅助电子熔丝快速进行基于硬件的短路检测时，便可将电流配置为33A的倍数（最高1024A）。

# 高压辅助电子熔丝用户指南

比较器输出 **CMP2OUT** 连接到可配置逻辑单元1 (CLC1)。在短路期间, **CMP2OUT** 的状态为有效高电平。CLC1 配置为SR锁存器, 如下面的图2-7所示。如单片机引脚分配表所示, CLC1的输出 **CLC1OUT** 连接到RC7/U103引脚9, 该引脚控制栅极驱动IC的状态。在短路事件期间, 比较器会触发CLC1以向栅极驱动器IC输入端输出低电平。这样会降低栅极驱动电压, 以延长穿越模式下的短路耐受时间, 后续章节将对此进行讨论。

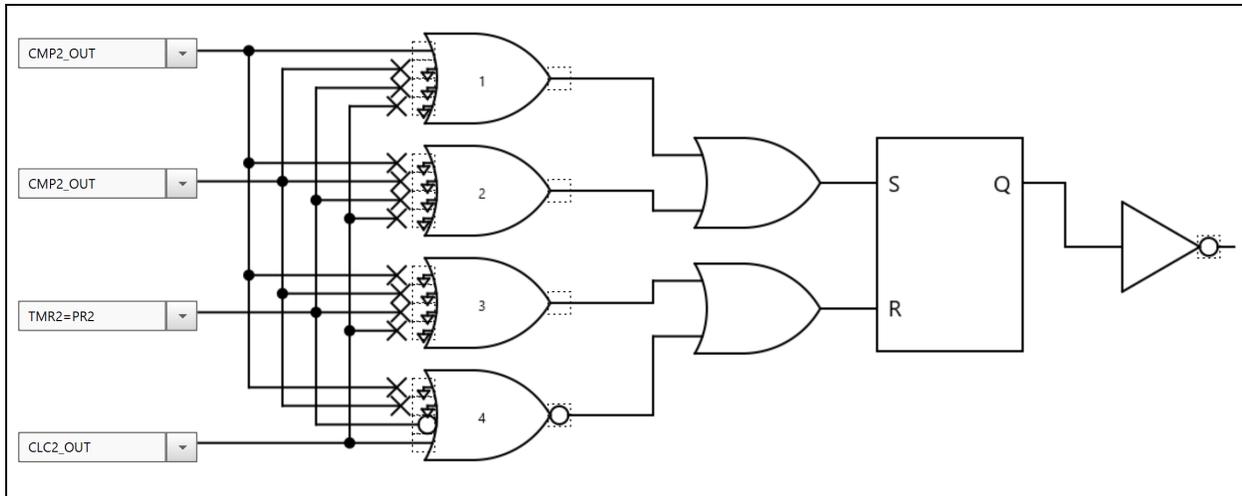


图2-7: 可配置逻辑单元1

除了连接到U103引脚9 **DRIVER\_EN1**之外, CLC1的输出还连接到定时器1和CLC3。定时器1通过 **CLC1OUT** 的低电平状态进行门控。如果定时器1溢出, 则高压辅助电子熔丝会将SiC MOSFET关断。这通过将CLC2配置为SR锁存器来实现, 如下面的图2-8所示。CLC2的输出 **CLC2OUT** 连接到U103引脚8 **DRIVER\_EN2**。这会驱动N沟道MOSFET对SiC MOSFET栅极进行放电, 以将其关断。边沿触发模式也遵循上述逻辑, 只是将定时器1配置为在一个时钟节拍后溢出, 分辨率为250 ns。

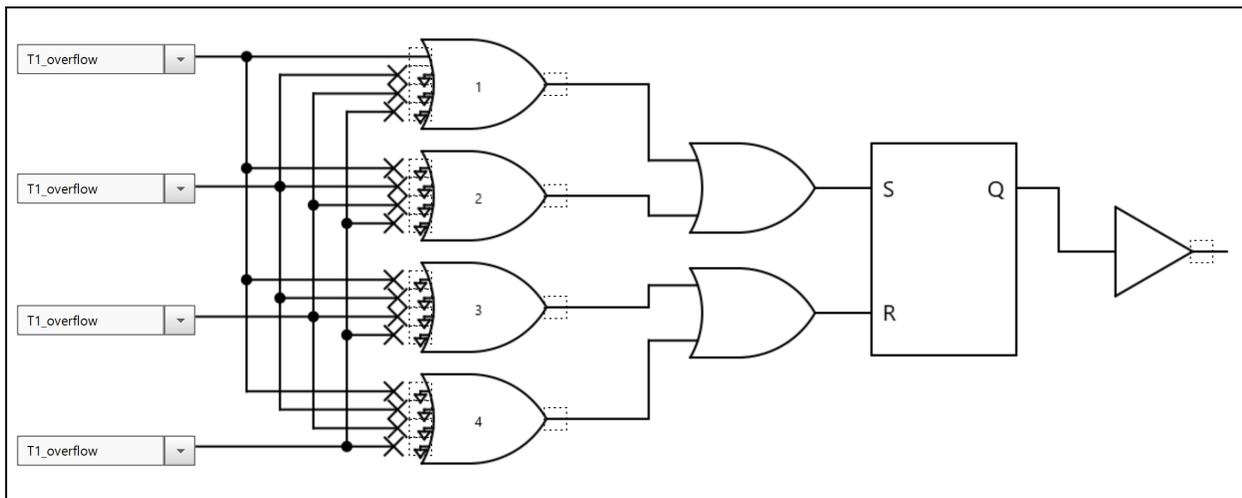
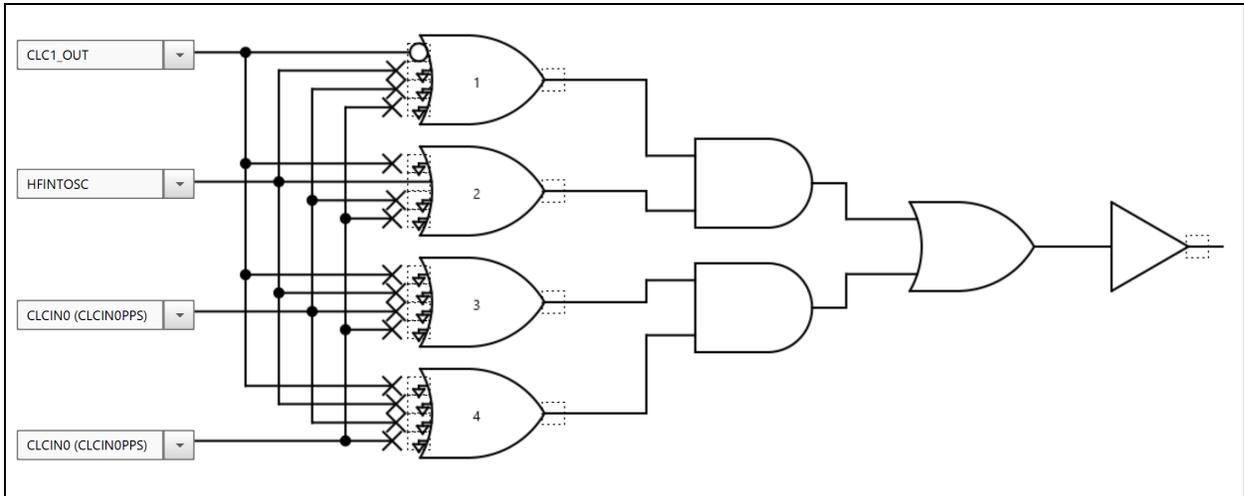


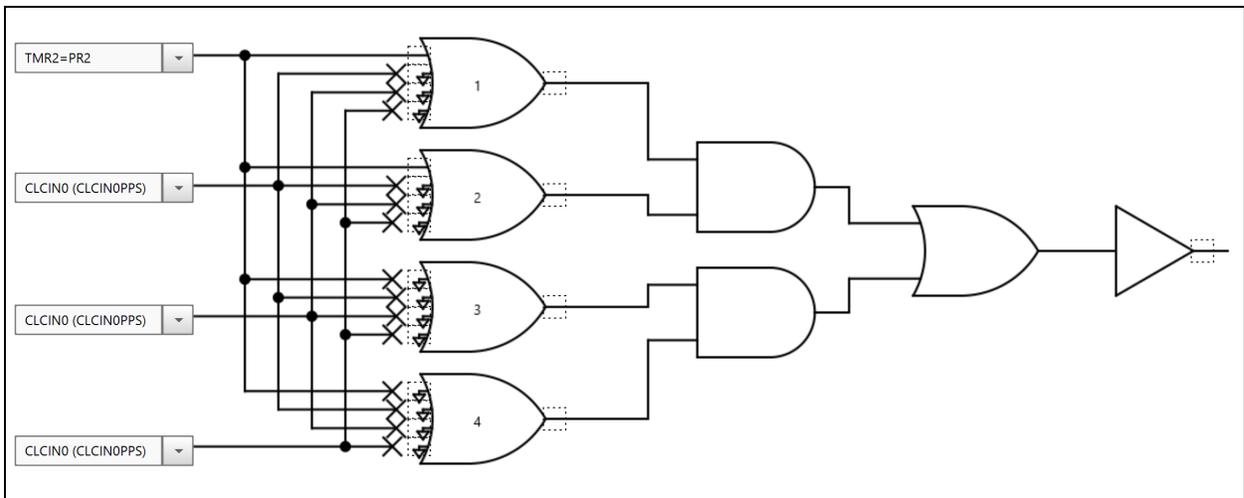
图2-8: 可配置逻辑单元2

为支持穿越模式，该设计实现了额外的逻辑。CLC3配置为AND-OR门，如下面的图2-9所示。CLC3的输出CLC3OUT为HFINTOSC时钟，该时钟通过CLC1OUT的有效电平状态进行门控。该时钟随后成为定时器2的时钟源。定时器在短路事件期间会递增，但在发生瞬态事件时不会自动清零。这样便可在短时间内检测多个瞬态短路事件。



**图2-9:** 可配置逻辑单元3

如果定时器2溢出，则TMR2-PR2标志置1。该标志连接到CLC1以将其输出驱动为低电平，从而使栅极驱动器IC输入保持低电平。由于软件无法读取该标志，因此需使用CLC4将其处理为可读信号。如下面的图2-10所示，CLC4配置为同相缓冲器。软件通过轮询CLC4输出CLC4OUT来复位定时器2保持寄存器T2TMR。这是为了确保定时器不会因偶发的短暂事件而长时间缓慢递增。



**图2-10:** 可配置逻辑单元4

## 2.1.7 电流检测

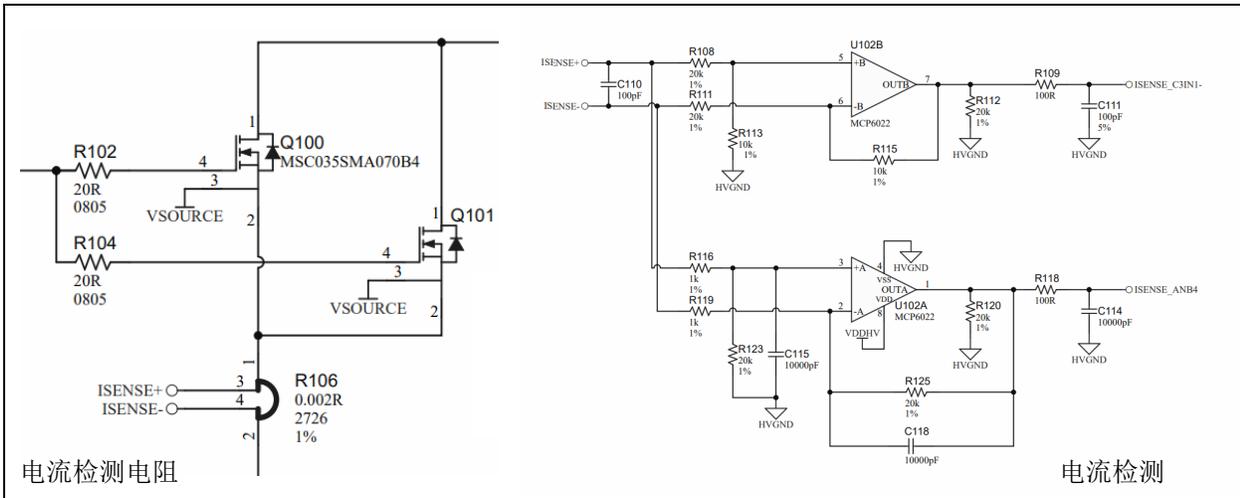


图2-11： 电流检测电阻（左）和电流检测（右）原理图

为了快速响应短路事件，该设计实现了图2-11所示的高带宽电流检测电路。电流检测电路使用低电感电流检测电阻R106。电流检测电阻由两个独立的差分放大器电路进行监视。这两个运算放大器封装在同一器件中，即Microchip MCP6022双轨到轨输入/输出运算放大器，其增益带宽积为10 MHz。但是，这两个电路采用不同的增益和带宽配置。

使用U102B的检测路径的增益由电阻R108、R111、R113和R115确定。这样便可充分利用运算放大器的带宽。由于电路采用差分放大器配置，因此电阻R113和R115应与电阻R108和R111相等。

### 例2-6： U102B 电压增益

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

由于电流检测电阻为2 mΩ，因此该电流检测路径的总增益如下：

### 公式2-5：

$$V_{U102B} = I_{R106} \times R_{R106} \times A_{U102B} \quad \text{U102B输出电压}$$

$$V_{U102B} = I_{R106} \times 2 \text{ m}\Omega \times 0.5 = I_{R106} \times 1 \text{ m}\Omega \quad \text{电流检测电阻电流至U102B电压的转换}$$

因此，该设计实现了每1 mV对应1A的简单转换。如上所述，单片机上的比较器可配置参考电压，步长为33 mV，这在本设计中相当于33A。

电阻R109和电容C111为占位元件，可根据需要在此更换相应的元件来构成一个具有较高截止频率的一阶低通滤波器。具体的设计截止频率可根据系统要求进行配置。应牢记时间常数，否则可能导致信号延迟到达比较器，造成系统对短路响应超时。

## 公式2-6: 滤波器时间常数公式

$$\tau = R109 \times C111$$

## 例2-7: 滤波器时间常数结果

$$\tau = 100\Omega \times 100\text{ pF} = 10\text{ ns} \quad \text{滤波器时间常数结果}$$

$$fc = \frac{1}{2\pi\tau} = 15.9\text{ MHz} \quad \text{低通滤波器截止频率}$$

低容值的电容C110为占位元件，可根据需要在此更换相应的元件以在受到射频干扰时对电流检测电阻电压进行稳压。

使用U102A的第二条电流检测路径采用更高的增益配置，以便在较低电流下获得更高分辨率，以及实现一个具有较低截止频率的低通滤波器。该电路的输出连接到单片机的模拟输入。

该电路也采用差分放大器配置，因此电阻R116和R119应与电阻R123和R125相等，电容C115应与电容C118相等。该电路的直流增益如下：

## 例2-8:

$$A_{U102A} = \frac{R_{125}}{R_{119}} = \frac{20\text{ k}\Omega}{1\text{ k}\Omega} = 20 \quad \text{U102A直流电压增益}$$

考虑到电流检测电阻为2 mΩ，因此该电流检测路径的总增益如下：

## 公式2-7:

$$V_{U102A} = I_{R106} \times R_{R106} \times A_{U102A} \quad \text{U102B输出电压}$$

$$V_{U102A} = I_{R106} \times 2\text{ m}\Omega \times 20 = I_{R106} \times 40\text{ m}\Omega \quad \text{电流检测电阻电流至U102B电压的转换}$$

因此，在进行电流到电压的转换时，1A的电流会在该电路的输出端生成40 mV的电压。由于ADC使用VDDHV作为其参考电压，因此该电路可读取的最大电流如下：

## 例2-9:

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

电流测量分辨率如下：

## 例2-10:

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

电阻R109和电容C111为占位元件，可根据需要在此更换相应的元件来构成一个具有较高截止频率的一阶低通滤波器。具体的设计截止频率可根据系统要求进行配置。应牢记时间常数，否则可能导致信号延迟到达比较器，造成系统对短路响应超时。

## 例2-11:

$$\tau = R125 \times C118 \quad \text{滤波器时间常数公式}$$

$$\tau = 20 \text{ k}\Omega \times 10000 \text{ pF} = 200 \text{ }\mu\text{s} \quad \text{滤波器时间常数结果}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = 800 \text{ Hz} \quad \text{低通滤波器截止频率}$$

电阻R118和电容C114为占位元件，可根据需要在此更换相应的元件来构成一个额外的一阶低通滤波器。具体的设计截止频率可根据系统要求进行配置。应牢记时间常数，否则会导致信号延迟。

## 例2-12:

$$\tau = R118 \times C114 \quad \text{滤波器时间常数公式}$$

$$\tau = 100\Omega \times 10000 \text{ pF} = 1000 \text{ ns} \quad \text{滤波器时间常数结果}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = 159 \text{ kHz} \quad \text{低通滤波器截止频率}$$

电容C114除了用于构成低通滤波器之外，还用作ADC模拟输入的低阻抗充电井。

电阻R112和R120为占位元件，可根据需要在此更换相应的元件以在反馈路径的基础上提供恒定的直流偏置。

电流检测电阻R106为Vishay Power Metal Strip® 2 mΩ电阻（部件编号WSLP27262L000FEA）。其标称功率额定值为5W（70°C时），最高工作温度为170°C，电感小于5 nH。此外，还有一个电阻≤1 mΩ的7W版本可供选择。例2-13显示了如何计算电流检测电阻的电流能力。根据基板或电路板的温度限制，可能需要将其降额为较低的电流。

热阻由制造商提供，允许进行类似于对功率半导体所做的分析。

## 例2-13:

$$T_J = T_A + R_{THJA} \times (I_{R106}^2 \times R_{R106})$$

$$I_{R106} = \sqrt{\frac{T_J - T_A}{R_{THJA} \times R_{R106}}}$$

$$I_{R106, \max} = \sqrt{\frac{170^\circ\text{C} - 85^\circ\text{C}}{16 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \times 2 \text{ m}\Omega}} = 51.5 \text{ A}$$

该电流为电流检测电阻的最大连续电流能力。该连续电流能力适用于持续时间大于1秒的瞬态电流。瞬态电流受其能量标称值10J的限制。但是，建议对温度进行降额，将瞬态能量限制在5J以内，以满足以下不等式：

**公式2-8:**

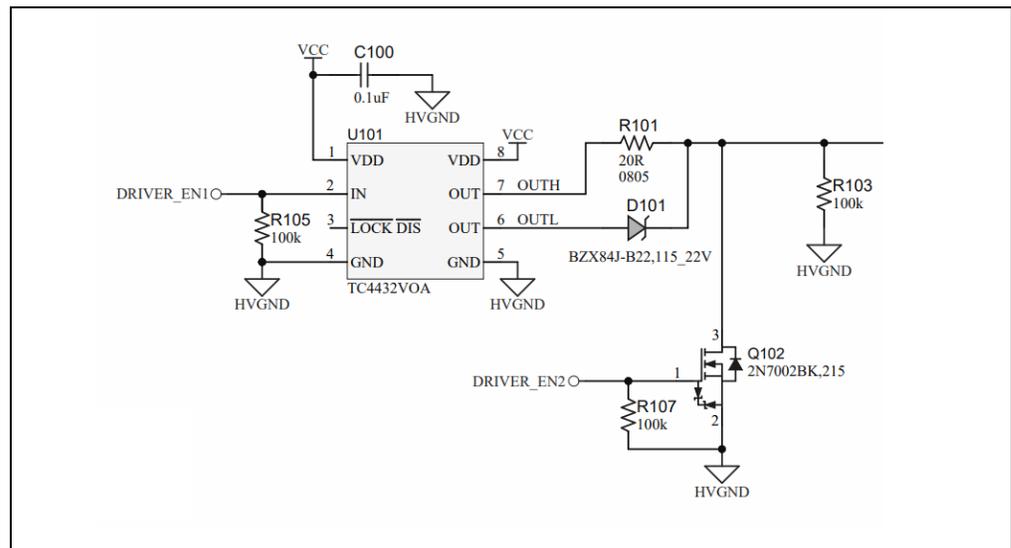
$$\int_0^{t_p} (i_{R106}(t))^2 \times 2 \text{ m}\Omega \text{ dt} \leq 5J$$

电流检测电阻的最大电流能力会限制过流检测，其值在软件中以常数ISHUNT\_CURRENT\_MAX的形式编程为422个计数。

**例2-14:**

$$K_{shunt} = \frac{I_{R106,max}}{V_{I\_ADCres}} = 422 \text{ 个计数}$$

## 2.1.8 栅极驱动电路



**图2-12:** 栅极驱动原理图

图2-12所示为SiC MOSFET栅极驱动电路。该电路由VCC供电，相对于HVGND约为24V。两个输入（DRIVER\_EN1和DRIVER\_EN2）为来自单片机的信号。DRIVER\_EN1为逻辑高电平时使能U101（具有分离输出的Microchip TC4432VOA 1.5A、30V MOSFET栅极驱动器）的上桥臂输出。引脚7为上桥臂输出，引脚6为下桥臂输出。此时会将VCC施加到SiC MOSFET栅极，从而产生如下导通栅源电压：

**例2-15:**

$$V_{GS,on} = VCC - VSOURCE \quad \text{SiC MOSFET } V_{GS,on} \text{ 公式}$$

$$V_{GS,on} = 23.8V - 3.7V = 20.1V \quad \text{SiC MOSFET } V_{GS,on} \text{ 计算}$$

U101上桥臂输出电阻、电阻R101和一个下游电阻串联构成导通栅极电阻。

$DRIVER\_EN1$ 为逻辑低电平时使能U101的下桥臂输出以支持穿越模式，从而降低SiC MOSFET的栅极电压以延长短路耐受时间。可通过选择齐纳二极管D101的电压额定值将栅极电压降低至所需值。此外，该模式的持续时间还取决于SiC MOSFET的输入电容，因为该电容保持的电荷用于在栅极上维持恒定电压。但是，电阻R103确实提供了一条放电路径，在确定目标持续时间时必须加以考虑。

$DRIVER\_EN2$ 用于使能Q102（60V、300 mA N沟道MOSFET），仅在 $DRIVER\_EN1$ 为逻辑低电平时才能设置为逻辑高电平。使能后，Q102提供通往HVGND的放电路径，从而将SiC MOSFET关断。

## 例2-16:

$$V_{GS,off} = HVGND - VSOURCE \quad \text{SiC MOSFET } V_{GS,off} \text{ 公式}$$

$$V_{GS,off} = 0V - 3.7V = -3.7V \quad \text{SiC MOSFET } V_{GS,off} \text{ 计算}$$

电阻R103、R105和R107用于确保在未供电时驱动器和SiC MOSFET处于关断状态。电容C100为高频去耦电容。

### 2.1.9 SiC功率MOSFET

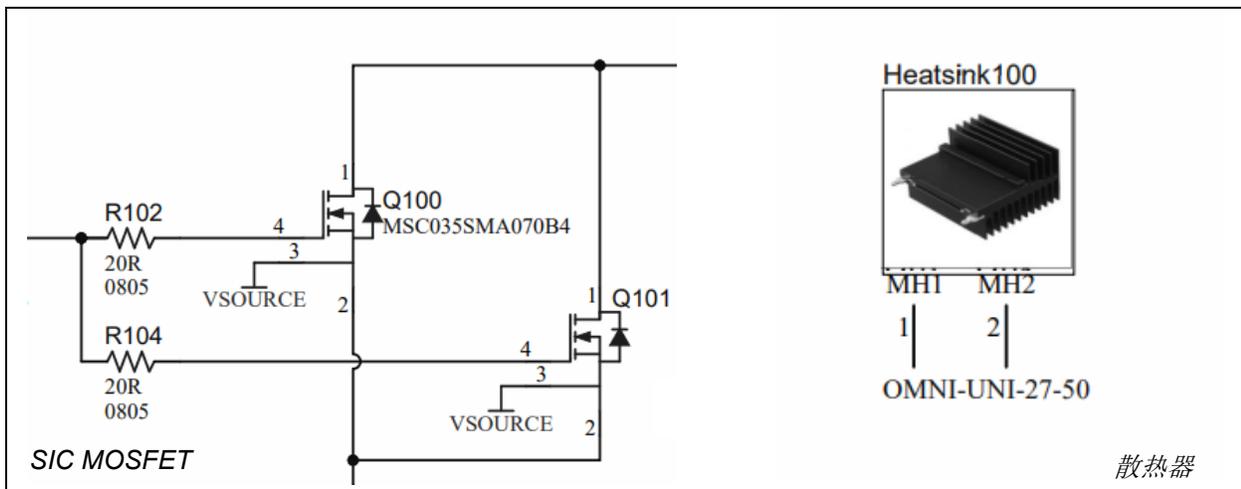


图2-13: SiC MOSFET (左) 和散热器 (右) 原理图

图2-13给出了栅极电阻、SiC MOSFET和散热器的电路。如上所述，栅极驱动器上桥臂输出与一个栅极电阻串联。栅极驱动器上桥臂输出电阻、电阻R101和电阻R102/R104共同构成了总导通栅极电阻。关断电阻由Q102的 $R_{DS(on)}$ （见图2-12）以及R102和R104的电阻共同决定。

SiC MOSFET Q100和Q101采用TO-247 4引脚封装。该封装具有直接与芯片焊线键合的开尔文源极连接，绕过了源极电感中 $di/dt$ 的影响。这样可以更好地控制SiC MOSFET，特别是在快速的高电流瞬态条件下。电路布局时需考虑留出槽位和足够的爬电距离，以容纳700V和1200V的SiC MOSFET。散热器Wakefield-Vette OMNI-UNI-27-50的长度为50 mm，使用两个夹具Wakefield-Vette OMNI-UC来安装两个TO-247 MOSFET。此外，电路板还可以采用单MOSFET/散热器配置。在这种情况下，散热器的部件编号为

Wakefield-Vette OMNI-UNI-27-25，长度为25 mm，使用一个夹具。电绝缘热界面材料（Thermal Interface Material, TIM）的部件编号为Parker Chomerics 66-10-0505-T609，其中使用了丙烯酸压敏胶粘剂（Pressure Sensitive Adhesive, PSA）。

高压辅助电子熔丝设计中可安装不同的器件来满足不同的目标电压和电流额定值，如下表所示：

高压辅助电子熔丝型号	额定值	Q100	Q101	Heatsink100
A	10A, 400V	MSC035SMA070B4	—	OMNI-UNI-27-25
B	20A, 400V	MSC035SMA070B4	MSC035SMA070B4	OMNI-UNI-27-50
C	30A, 400V	MSC015SMA070B4	MSC015SMA070B4	OMNI-UNI-27-50
D	10A, 800V	MSC040SMA120B4	—	OMNI-UNI-27-25
E	20A, 800V	MSC040SMA120B4	MSC040SMA120B4	OMNI-UNI-27-50
F	30A, 800V	MSC025SMA120B4	MSC025SMA120B4	OMNI-UNI-27-50

散热器仅用于评估高压辅助电子熔丝设计。生产设计可能依靠车内的其他冷却方法进行散热。因此，实际的电流能力可能高于上表中所列的数值。

SiC MOSFET 功耗的计算公式如下：

**公式2-9：**

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

有关温度计算的更多详细信息，请参见测试结果部分。

## 2.1.10 缓冲电路

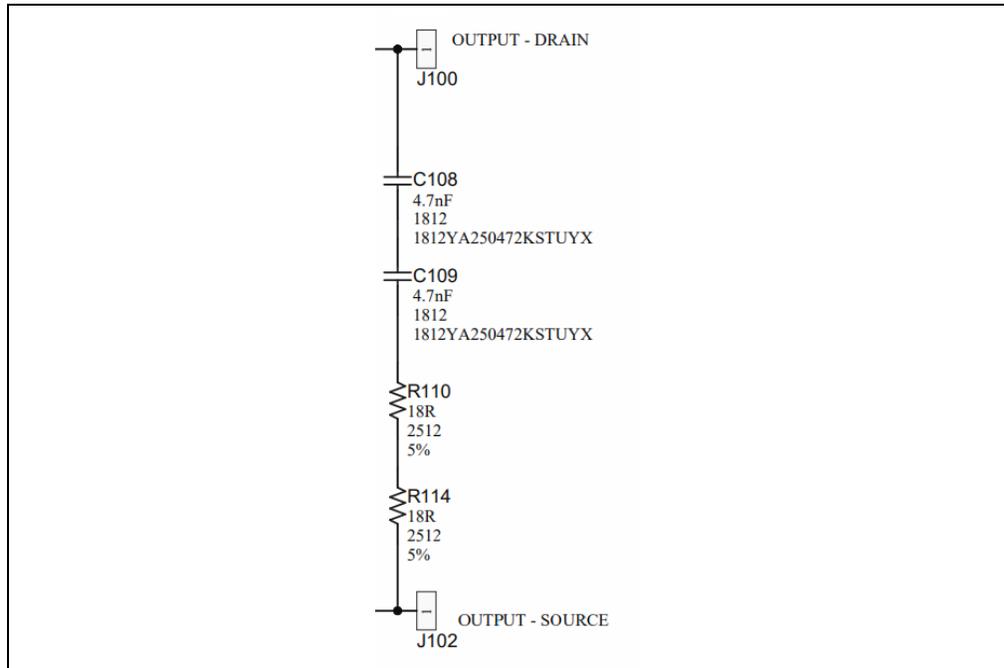


图2-14： 缓冲电路原理图

图2-14给出了该设计中提供的缓冲电路。这些元件并没有安装，但提供了相应的焊盘，以便在需要缓冲电路时进行安装。电容C108和C109为采用1812表面贴装封装的高压汽车级安全电容。这两个电容以串联方式进行连接并以彼此垂直的方式放置在电路板上，从而最大程度地降低故障条件（如电容破裂）的影响。电阻R110与R114以串联方式进行连接，从而分担电压和功耗。这两个电阻采用2512表面贴装封装。根据系统要求，可能需要使用具有高功率容量的外部缓冲电路。

如果高压辅助电子熔断器在穿越模式下工作，则低栅极电压会延长短路耐受时间。但是，在过流事件期间SiC MOSFET的持续时间延长可能会导致电流明显变高，进而导致系统的电感能量增大：

公式2-10：

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

因此，当高压辅助电子熔断器在穿越模式下工作时，需考虑系统电感和低栅极驱动的持续时间所带来的影响。尽管低驱动可延长耐受时间，但也会增加SiC MOSFET的损耗。在一段时间后后关断SiC MOSFET，额外的电感能量可能超过其雪崩能力，可能需要使用缓冲电路或钳位电路。

## 2.1.11 温度检测

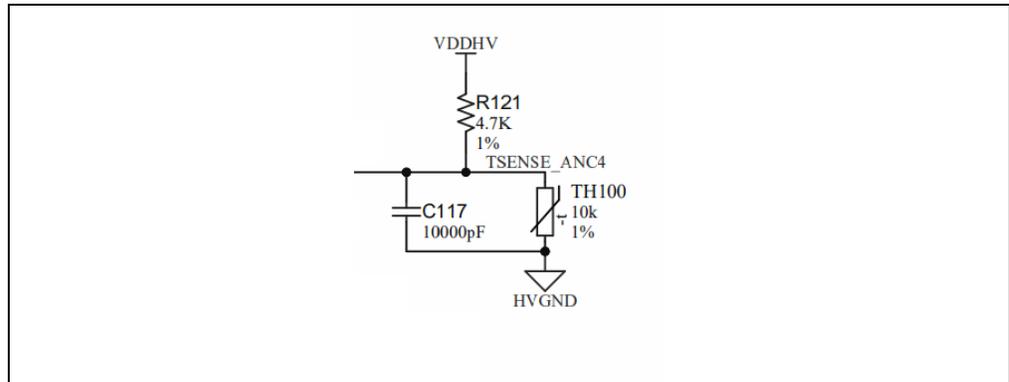


图2-15: 温度检测原理图

图2-15所示为温度检测电路。该电路基于负温度系数（Negative Temperature Coefficient, NTC）热敏电阻。热敏电阻TH100（Murata NCU18XH103F6SRB）采用0603表面贴装封装，25°C时的标称电阻为10 kΩ，B常数为3380K。热敏电阻与电阻R121构成分压器。电阻R121的值通过基于Web的Murata SimSurfing NTC热敏电阻仿真工具进行选择。电容C117用于稳压，构成低通滤波器，以及用作ADC模拟输入的低阻抗充电井。软件中实现了一个查找表，将电压测量与温度相关联。此外，电路板上还布设有两个电镀通孔（Plated-Through-Hole, PTH），可用于将热敏电阻连接到散热器来替代TH100，从而获得更高的精度。

## 2.1.12 VCC 电源监视器

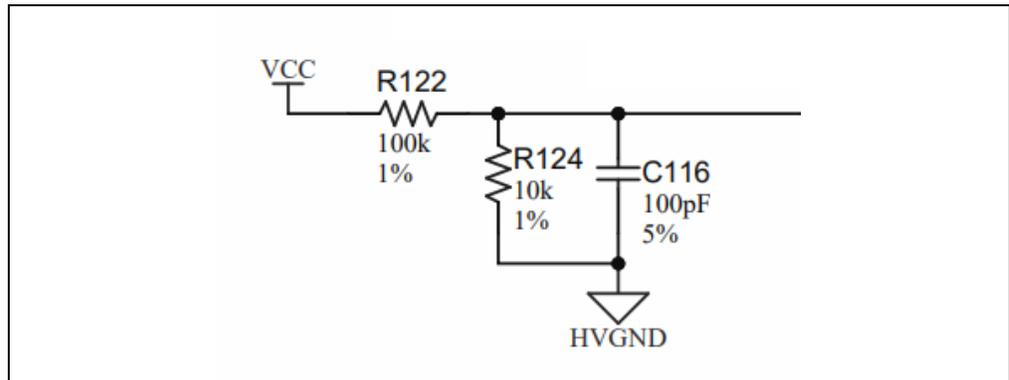


图2-16: VCC 电源监视器原理图

图2-16所示为VCC电源监视器。电阻R122和R124以及电容C116构成分压器和低通滤波器，用于对VCC进行调节和滤波，然后再提供给单片机模拟输入。

例2-17:

$$A_{VCC} = \frac{R124}{R122 + R124} \quad \text{VCC 监视器直流增益公式}$$

$$A_{VCC} = \frac{10 \text{ k}\Omega}{100 \text{ k}\Omega + 10 \text{ k}\Omega} = 0.09 \quad \text{VCC 监视器直流增益计算}$$

# 高压辅助电子熔丝用户指南

监视电路的测量范围和分辨率如下：

例2-18：

$$VCC_{ADC,max} = \frac{VDDHV}{A_{VCC}} = \frac{5V}{0.09} = 55V \quad \text{VCC最大测量能力}$$
$$VCC_{ADCres} = \frac{V_{ADC,res}}{A_{VCC}} \approx \frac{4.88mV}{0.09} \approx 53.8mV \quad \text{VCC测量分辨率}$$

电路截止频率如下：

例2-19：

$$R_{TH,VCC} = \frac{R122 \times R124}{R122 + R124} = \frac{100k\Omega \times 10k\Omega}{100k\Omega + 10k\Omega} = 9.90k\Omega \quad \text{戴维宁等效电路}$$
$$\tau = R_{TH,VCC} \times C116 = 0.90\mu s \quad \text{VCC监视器直流增益计算}$$
$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi(0.90\mu s)} = 175kHz \quad \text{VCC监视器截止频率}$$

电容C116还为ADC的模拟输入提供了一个低阻抗充电井。

## 2.2 高电压隔离

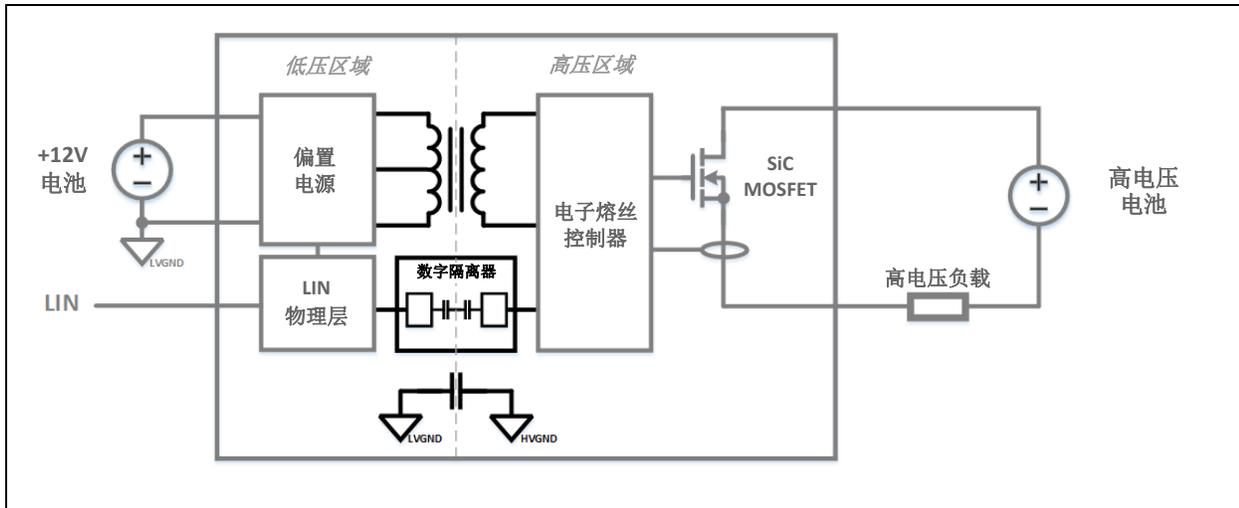


图2-17： 元件隔离

如图2-17所示，变压器、数字隔离器IC和安全电容跨越隔离层（将低压区域与高压区域隔离）。此外，还应考虑印刷电路板（Printed Circuit Board, PCB）。

### 2.2.1 变压器

变压器的部件编号为Wuerth 760390014。该器件符合AEC-Q200要求，工作温度范围为 $-40^{\circ}\text{C}$ 至 $125^{\circ}\text{C}$ 。初级侧对次级侧的介电额定值为1秒钟 $3125\text{V}_{\text{RMS}}$ ，1分钟 $2500\text{V}_{\text{RMS}}$ 。

## 2.2.2 数字隔离器 IC

数字隔离器 IC 的部件编号为 Texas Instruments ISO7342FCQDWRQ1。该器件符合 AEC-Q100 要求，工作温度范围为  $-40^{\circ}\text{C}$  至  $125^{\circ}\text{C}$ 。该器件采用宽体 SOIC-16 封装。比较追踪指数 (Comparative Tracking Index, CTI) 额定值  $> 400\text{V}$  (符合 DIN EN 60112 标准)。爬电距离和间隙规定为  $> 8\text{ mm}$ 。隔离额定值为 1 分钟  $3\text{ kV}_{\text{RMS}}$ 。

## 2.2.3 安全电容

安全电容的部件编号为 Knowles 1812YA250472KSTUYX。该器件符合 AEC-Q200 要求，工作温度范围为  $-55^{\circ}\text{C}$  至  $+125^{\circ}\text{C}$ ，采用 1812 封装，符合 Y2/X1 等级。耐压能力额定值为 1 分钟  $4000\text{V}$ 。CTI 额定值  $\geq 600\text{V}$ 。

## 2.2.4 印刷电路板

高压辅助电子熔丝 PCB 布局将 LV 区域与 HV 区域隔离，防止二者在各层间发生重叠。两个区域之间的 PCB 爬电距离为  $9\text{ mm}$ 。这是通过使用非电镀通孔 (Non-Plated Through Hole, NPTH) 槽实现的。下图显示了如何在 PCB 顶层使用槽将两个区域进行隔离。

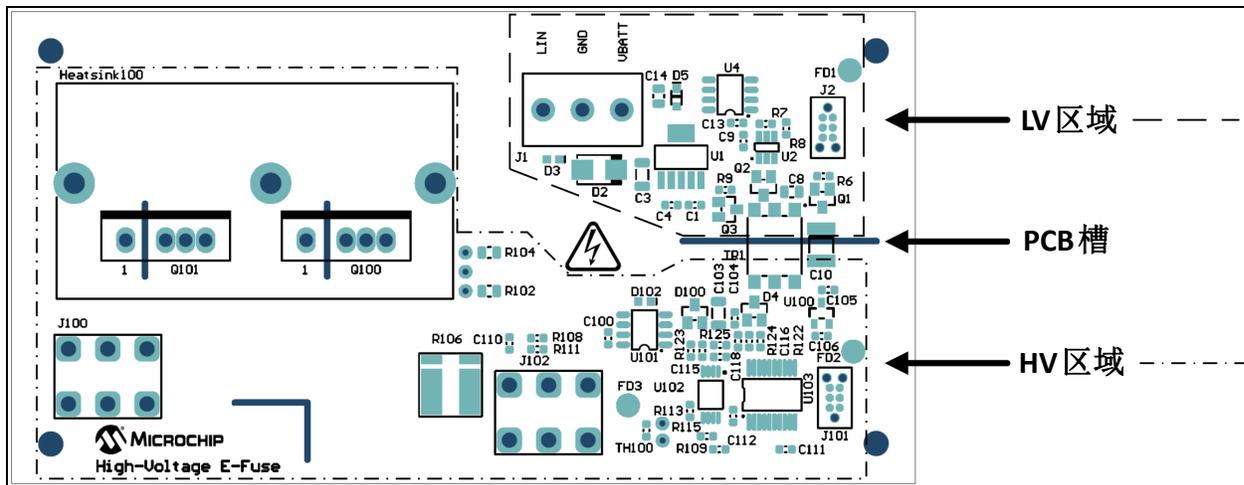


图2-18: PCB爬电距离

## 2.3 软件功能

图2-19中的流程图显示了上电复位中的main()功能。在完成初始化并允许中断后，高压辅助电子熔丝输出使能。然后连续执行while循环，以调用LIN处理程序和高压辅助电子熔丝函数。

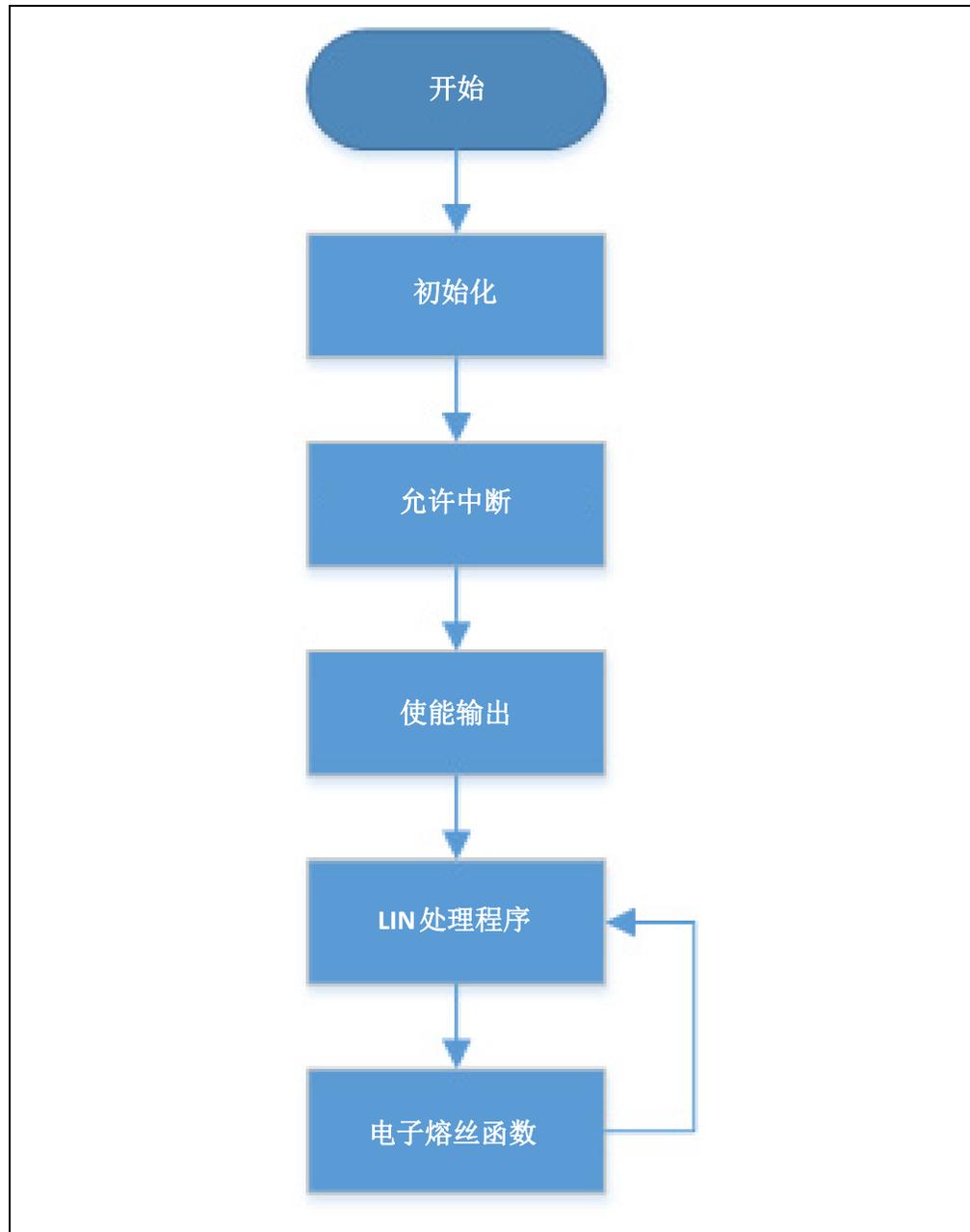


图2-19: Main() 流程图

图2-20所示为高压辅助电子熔丝函数的流程图。每次调用该函数时，都会检查是否发生了硬件跳变，并相应地设置故障。该过程对应短路检测方法3。对于检测方法1，则是根据软件设置定期执行TCC算法，并相应地设置“慢速过流”和过热故障。基于ADC的电流、VCC和环境温度模拟输入会定期进行测量，并通过1 mm Timer0中断服务程序进行调用。

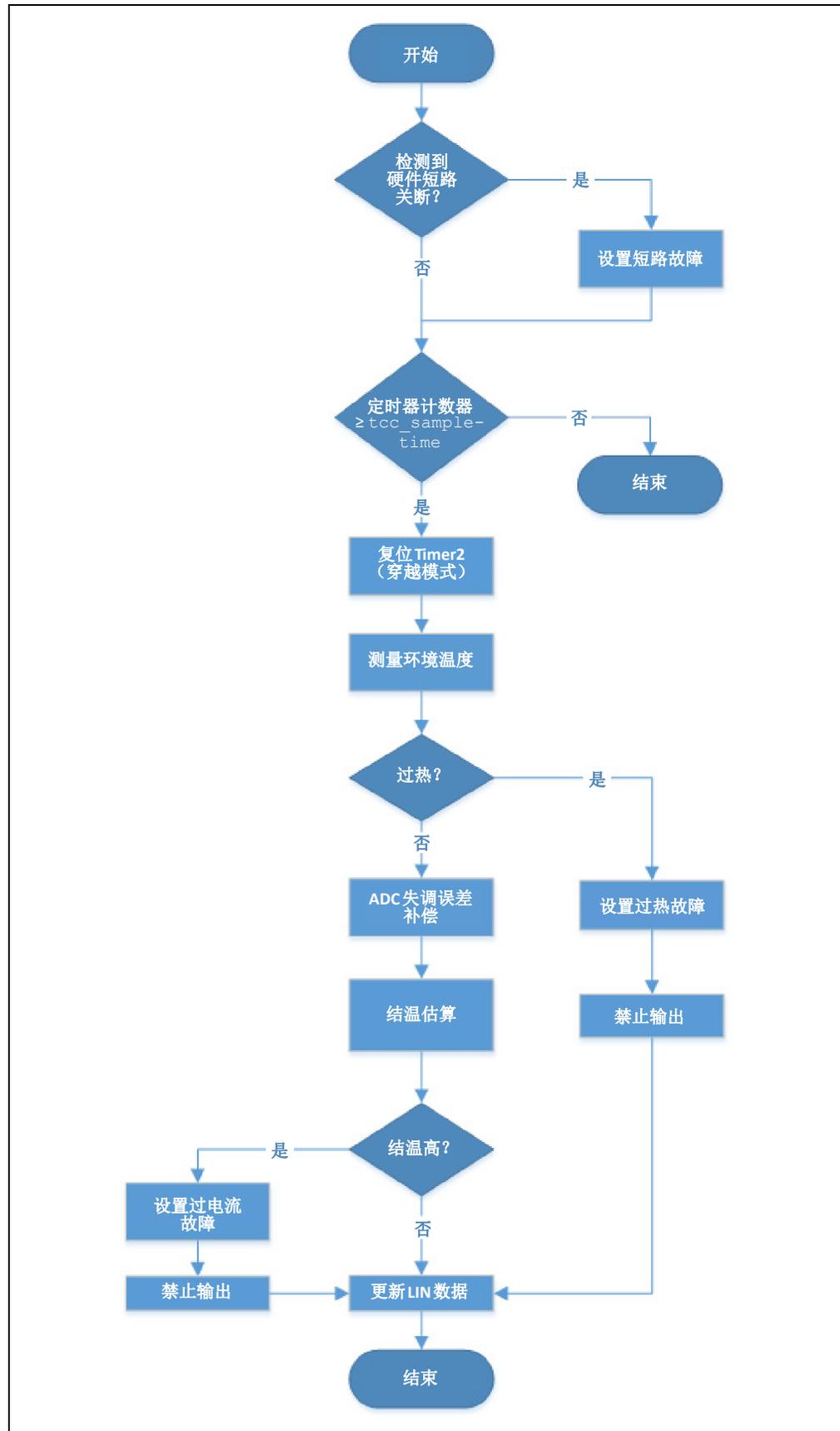


图2-20: EFuse() 流程图

# 高压辅助电子熔丝用户指南

## 2.4 LIN通信

下表列出了通过LIN总线对高压辅助电子熔丝进行命令控制、配置和检查状态的LIN报文。高压辅助电子熔丝设置为次级节点，波特率为19,200 Kbps。大部分报文的数据格式为无符号的8位或16位整数，只有与温度相关的报文为有符号的16位整数。有符号和无符号的16位整数都是最低有效字节（Least Significant Byte, LSB）在前。

### 2.4.1 主机至高压辅助电子熔丝

报文名称	报文ID	长度	说明
LIN_COMMAND	0x00	1	0 = 关断, 1 = 导通
LIN_TRIGGER_TYPE	0x01	1	0 = 边沿触发模式, 1 = 穿越模式
LIN_ENTER_SLEEP_MODE	0x02	1	进入休眠模式
LIN_TJ_LIMIT	0x10	1	1°C分辨率, 最高255°C
LIN_FACTOR_RDSON_RTHJS	0x11	2	通过表征确定
LIN_FACTOR_RDSON_RTHSA	0x12	2	通过表征确定
LIN_CURRENT2COUNTS_SQUARED	0x13	2	通过表征确定
LIN_ISENSE_MAX	0x14	2	0.1222A分辨率, 最高125A
LIN_DAC_I_HW_TRIP	0x15	1	33A分辨率, 最高1023A
LIN_B1_COEF	0x16	1	通过表征确定
LIN_REDUCED_DRIVE_TIME	0x17	1	250 ns分辨率, 最大63.75 μs
LIN_TCC_SAMPLE_TIME	0x18	2	1 ms分辨率, 最大65535 ms

LIN\_COMMAND报文用于导通或关断SiC MOSFET。

### 2.4.2 高压辅助电子熔丝至主机

报文名称	报文ID	长度	说明
LIN_OUTPUT_STATE	0x20	1	0 = 关断, 1 = 导通
LIN_GET_TRIGGER_TYPE	0x21	1	0 = 边沿触发模式, 1 = 穿越模式
LIN_OVER_CURRENT_FAULT	0x22	1	0 = 无故障 1 = 慢速过流（基于T <sub>j</sub> 估算） 2 = 快速过流（基于ADC的电流） 3 = 短路（基于硬件比较器）
LIN_UVLO_FAULT	0x23	1	0 = 无故障, 1 = 有故障
LIN_OVER_TEMP_FAULT	0x24	1	1 = 过热 2 = 传感器OORL 3 = 传感器OORH
LIN_ADC_VCC_SENSE	0x25	2	0.0538V分辨率, 最高55V
LIN_ADC_CURRENT_SENSE_UNCORRECTED	0x26	2	0.1222A分辨率, 最高125A
LIN_ADC_TEMP_SENSE	0x27	2	请参见查找表, LSB在前
LIN_ADC_TEMP_SENSE_CORRECTED	0x28	2	0.1222A分辨率, 最高125A
LIN_CURRENT_SENSE_OFFSET	0x29	2	0.1222A分辨率, 最高1.22A
LIN_AMBIENT_TEMPERATURE	0x2A	2	1°C分辨率, -40°C至125°C范围, 有符号整数
LIN_HEATSINK_TEMPERATURE	0x2B	2	1°C分辨率, 有符号整数
LIN_JUNCTION_TEMPERATURE	0x2C	2	1°C分辨率, 有符号整数
LIN_TEMPERATURE_RISE_JS	0x2D	2	1°C分辨率, 有符号整数
LIN_TEMPERATURE_RISE_SA	0x2E	2	1°C分辨率, 有符号整数

顾名思义，LIN\_OUTPUT\_STATE返回SiC MOSFET的状态，LIN\_GET\_TRIGGER\_TYPE返回软件配置的触发模式：边沿触发模式或穿越模式。

## 2.4.3 LIN 串行分析器

高压辅助电子熔丝使用标准LIN接口。Microchip提供了一款LIN串行通信工具，即LIN串行分析器，部件编号为APGDT001。

可免费下载配套的LIN图形用户界面（Graphical User Interface, GUI），即LIN串行分析器调试工具。该GUI（如下图所示）用于使能与高压辅助电子熔丝进行串行通信。LIN报文帧可以在下面手动输入或保存在初始化（\*.ini）文件中，如下面的示例所示。该文件包含报文和波特率。

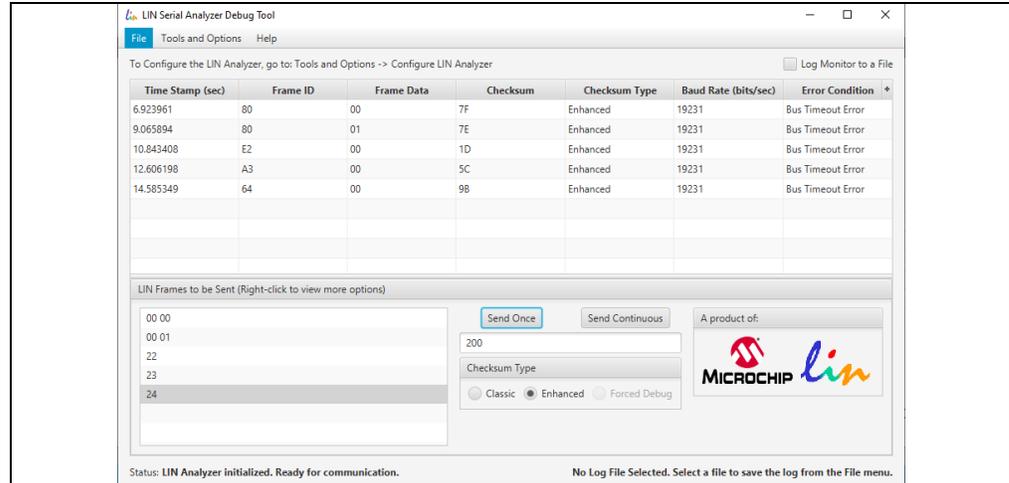


图2-21: LIN GUI



图2-22: LIN INI

## 2.5 诊断

### 2.5.1 输出电流测量诊断

该高压辅助电子熔丝设计的时间-电流特性曲线由三种检测方法构成：结温估算、过流测量和短路检测。使用LIN报文LIN\_OVER\_CURRENT\_FAULT可以获取与高输出电流相关的故障状态。

当估算的结温计算结果超过软件变量tj\_limit时，结温估算会触发故障。在上电复位（Power-On Reset, POR）时，该变量中加载由常数TJ\_LIMIT定义的默认值。此外，该变量也可以通过LIN报文LIN\_TJ\_LIMIT进行配置。在这种情况下，仅更新变量，并不会将其值存储在非易失性存储器中。变量和常数均以摄氏度为单位。

当基于ADC的电流测量结果超过软件变量isense\_max种设置的值时，过流测量会触发故障。在上电复位（POR）时，该变量中加载由常数ISENSE\_MAX定义的默认值。此外，该变量也可以通过LIN报文LIN\_ISENSE\_MAX进行配置。在这种情况下，仅更新变量，并不会将其值存储在非易失性存储器中。变量和常数均以ADC计数为单位，每个计数约122 mA。例如，368个计数对应45A的阈值。

当Timer1溢出时，由于比较器检测到过流，短路检测会触发故障。比较器参考电压由软件变量dac\_i\_hw\_trip配置。在上电复位（POR）时，该变量中加载由枚举HW\_TRIP\_CURRENT\_THRESHOLD中定义的常数所定义的默认值。此外，该变量也可以通过LIN报文LIN\_DAC\_I\_HW\_TRIP进行配置。在这种情况下，仅更新变量，并不会将其值存储在非易失性存储器中。变量和常数均以DAC计数为单位，每个计数约33A。

### 2.5.2 VCC电源测量诊断

VCC电源监视器用于确保有足够的电压提供给栅极驱动器IC和SiC MOSFET，即用作欠压锁定（UnderVoltage LockOut, UVLO）功能。UVLO状态可通过LIN报文LIN\_UVLO\_FAULT获取。

阈值以ADC计数为单位，通过软件常数VCCSENSE\_MIN进行配置。例如，372个计数对应的UVLO阈值如下：

#### 例2-20:

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

请注意，该阈值是相对于HVGND（而非SiC MOSFET源极电压VSOURCE）而言。V<sub>UVLO</sub>为20V时对应的V<sub>GS</sub>约为16.3V。

### 2.5.3 环境温度测量诊断

使用LIN报文LIN\_OVER\_TEMP\_FAULT可以获取环境温度传感器的状态。与环境温度测量相关的三个故障包括：超过最大环境温度、温度传感器超出下限（OORL）和温度传感器超出上限（OORH）。

最大环境温度的阈值通过软件常数TEMP\_MAX\_AMBIENT进行配置。该常数以摄氏度为单位。

用于设置OORL和OORH阈值的软件常数分别为TEMP\_SENSE\_OORL和TEMP\_SENSE\_OORH。这两个常数以ADC计数为单位。例如，OORL设置为10个计数时对应的ADC模拟输入电压约为50 mV，OORH设置为1013个计数时对应的ADC模拟输入电压为4.95V。在这种情况下，如果模拟电压低于50 mV，软件将设置OORL故障；如果模拟电压超过4.95V，软件将设置OORH故障。

## 2.6 热特性

图2-23给出了高压辅助电子熔丝6种型号在额定电流和室温条件下的散热器温度测量结果。型号A至E的温度值在55°C至71°C范围内，性能良好。型号F的温度值异常，最高达83°C。在较高温度下，型号F的余量将小于其他型号。请注意，热设计的目的并非生产，而是在不需要目标应用同等外部冷却条件的情况下评估高压辅助电子熔丝设计。

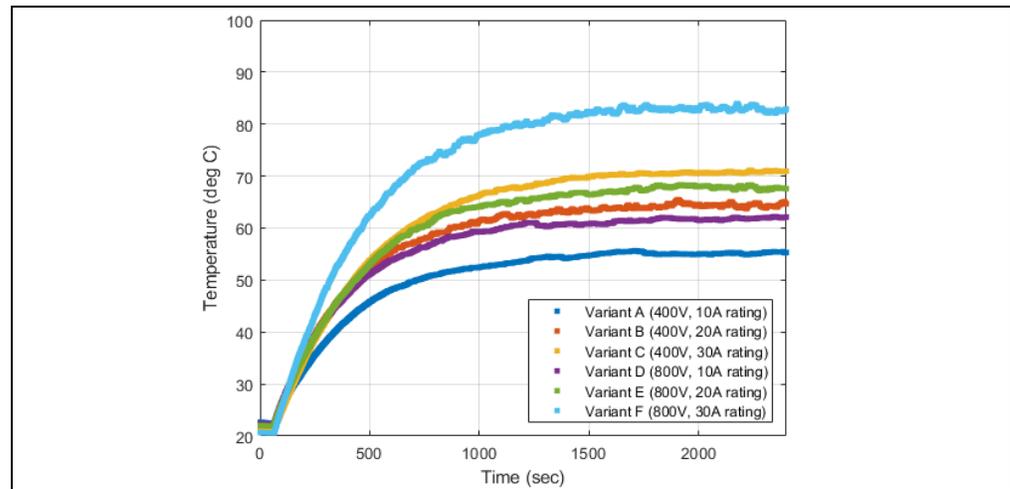


图2-23: 额定电流下的散热器温度

从该数据中提取出来的散热器热阻用于对较高温度下的热性能进行建模，并用于TCC曲线算法。型号A和D使用25 mm散热器，其他型号使用50 mm散热器。

### 例2-21:

$$R_{THSA, 25mm} = \frac{T_s - T_a}{I_D - V_{DS}} \approx \frac{55.7^\circ C - 22.7^\circ C}{10A \times 312.4 mV} \approx 10.6 \frac{^\circ C}{W} \quad \text{散热器至环境热阻 (25 mm长度)}$$

$$R_{THSA, 50mm} = \frac{T_s - T_a}{I_D - V_{DS}} \approx \frac{65.5^\circ C - 22.1^\circ C}{20A \times 340.2 mV} \approx 6.4 \frac{^\circ C}{W} \quad \text{散热器至环境热阻 (50 mm长度)}$$

热界面材料Parker Chomerics T609 CHO-TERM<sup>®</sup>在300 psi下的热阻抗为0.33°C-in<sup>2</sup>/W。但是，PSA材料还会使热阻增加0.05°C-in<sup>2</sup>/W，另外还需考虑制造商针对因18 lbf散热器夹力导致的轻微压缩而提供的降额系数。请注意，MOSFET面积约为0.487 in<sup>2</sup>。

# 高压辅助电子熔丝用户指南

施加的压力如下：

**例 2-22:**

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

37 psi 下的 TIM 热阻如下：

**例 2-23:**

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

在考虑到 MOSFET 的  $R_{ds(on)}$  随温度升高的情况下，使用散热器、TIM 和 MOSFET 的热阻可以估算 MOSFET 在较高温度下的结温。有关 MOSFET 的热阻及其  $R_{ds(on)}$  随温度变化的性能曲线，请参见数据手册。TIM 的热阻约为  $1.51^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

此外，为了获得更低的 TIM 热阻，可以将高压辅助电子熔丝上的 TIM 替换为热导率更佳的相变 TIM，例如 Wakefield-Vette 的 ulTIMiFlux™ 介电相变材料。Wakefield-Vette 的部件编号为 CD-02-05-247-N。其热阻约为  $0.283^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

根据这些信息，估算的结温如下：

**公式 2-11:**

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

型号	额定值	MOSFET	数量	$T_j@T_A = 23^\circ\text{C}$	$T_j@T_A = 85^\circ\text{C}$
A	400V, 10A	MSC035SMA070B4	1	62°C	126°C
B	400V, 20A	MSC035SMA070B4	2	72°C	137°C
C	400V, 30A	MSC015SMA070B4	2	77°C	146°C
D	800V, 10A	MSC040SMA120B4	1	69°C	140°C
E	800V, 20A	MSC040SMA120B4	2	75°C	147°C
F	800V, 30A	MSC025SMA120B4	2	93°C	173°C

此外，还可以估算散热器的热容。散热器使用AL 6063-T5材料，其比热容如下：

**例2-24:**

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

25 mm 和 50 mm 散热器的质量分别为28g和54g。可按照以下公式计算热容：

**例2-25:**

散热器至环境热容（25 mm 长度）：

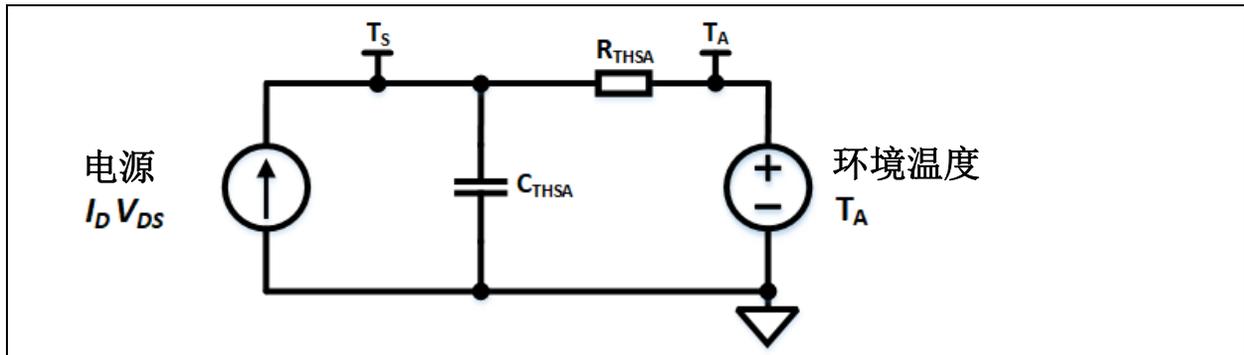
$$C_{THSA, 25mm} = m_{25mm} \times c_s = 0.028 \text{ kg} \times 900 \frac{J}{kg^{\circ}C} = 25.2 \frac{J}{^{\circ}C}$$

散热器至环境热容（50 mm 长度）：

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

电路板和MOSFET的热容可以忽略不计，因此在此估算中不予考虑。

使用“热欧姆定律”，热响应可以像RC电路一样进行建模，其中散热器估算的热阻和热容分别用于代替电阻和电容，如下图所示。这样，便可使用瞬态响应公式来找出高压辅助电子熔丝的散热器温度。该公式在结温估算算法中使用。



**图2-24:** HS 热模型

**公式2-12:**

$$v_o(t) = V_i \times \left( 1 - e^{-\frac{t}{RC}} \right) \quad \text{RC 电路的瞬态响应}$$

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

# 高压辅助电子熔丝用户指南

下面的热模型中包括 MOSFET 和 TIM 的热阻。

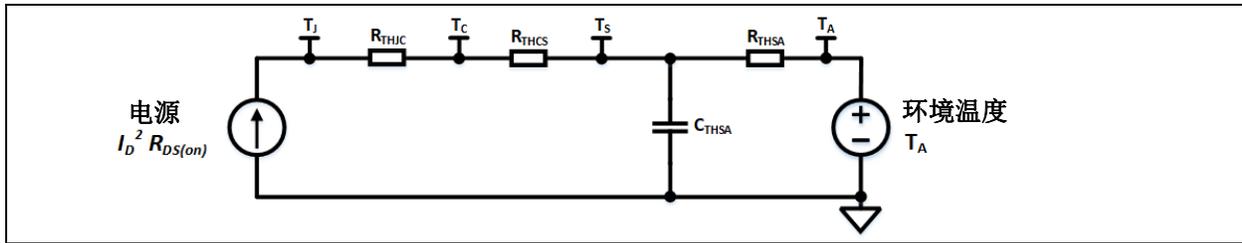


图2-25: 热模型

25 mm 和 50 mm 散热器的热阻和热容已使用型号 A 和 B 的数据进行了验证，具体如以下两图所示。热模型的稳态值与测量数据非常接近，表明对热阻的估算是准确的。但是，在瞬态期间，估算值比测量数据高出几度。这是因为模型采用恒定强制函数，即恒定功率。实际功率一开始会比较低，之后在  $R_{DS(on)}$  随温度增大的过程中逐渐变高。在热模型中使用恒定功率为温度估算增加了几度的安全余量。

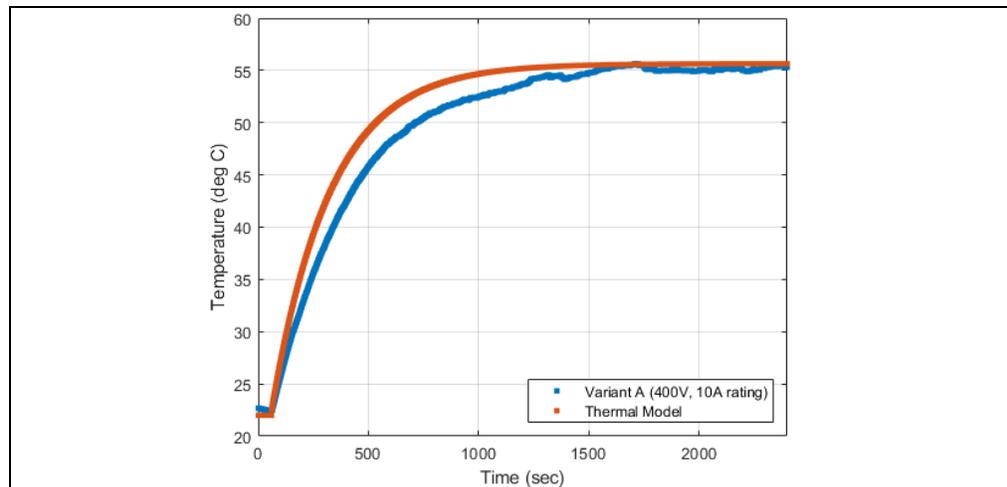


图2-26: 25 mm 散热器RC热模型瞬态响应

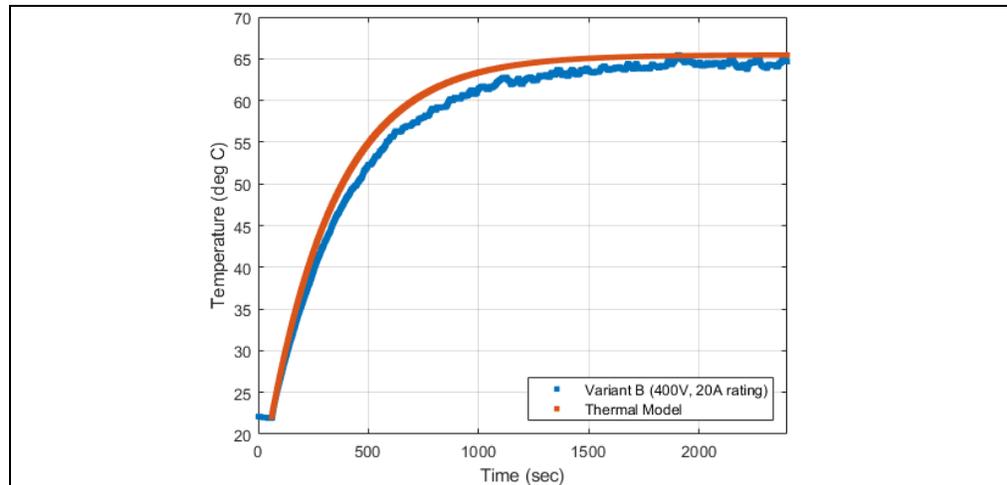


图2-27: 50 mm 散热器RC热模型瞬态响应

## 2.7 TCC 曲线

根据上一节讨论的热特性，针对6种型号均设计了TCC曲线。

以下公式描述了其下方的热模型，其中假定  $N$  个MOSFET之间均匀分配电流，如图中所示：

公式2-13:

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

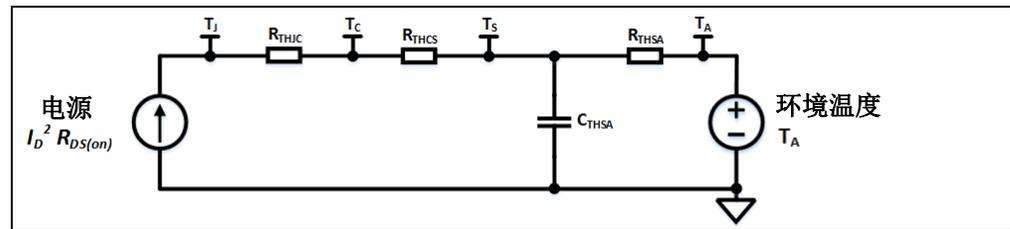


图2-28: TCC 热模型

为了确定在给定电流下达到目标结温所需的最大持续时间，应使用上述公式求解时间  $t$ 。该公式在结温估算算法中使用。

公式2-14:

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

随着电流的增大，曲线会形成一个垂直渐近线，代表设计的热限值。图2-29给出了一个在93.6A处形成垂直渐近线的示例。

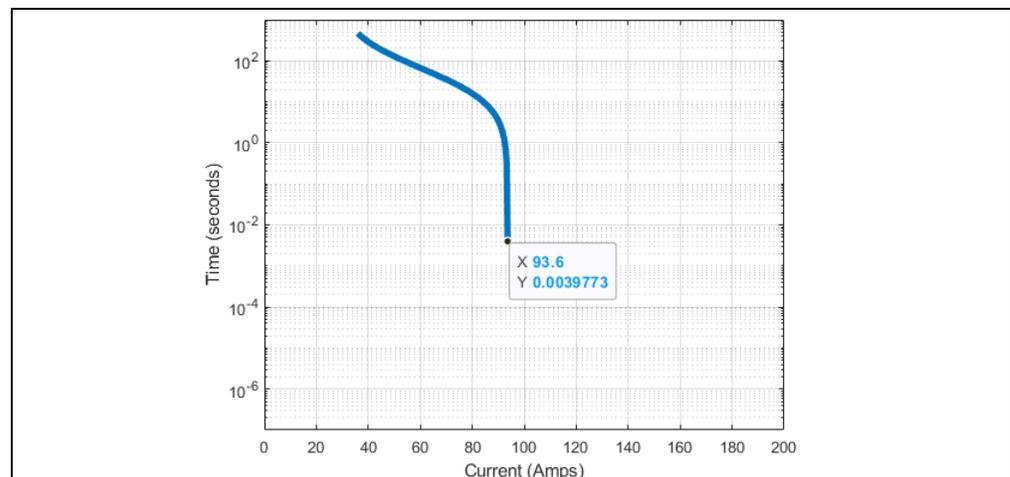


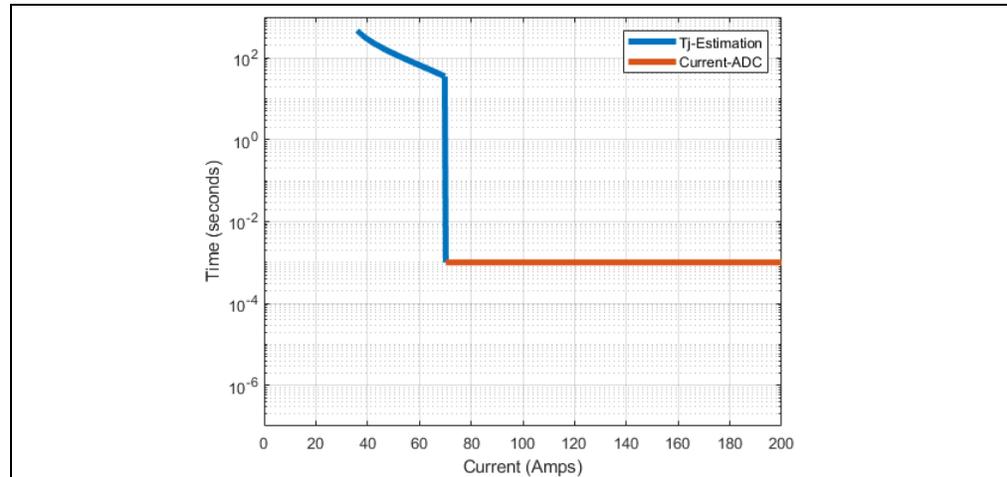
图2-29: TCC 曲线渐近线

其中一种选择是将硬件短路比较器的阈值设置为在该电流以下跳变。但是，在该高压辅助电子熔丝实现中，存在基于 1 ms ADC 采样的过流检测。过流阈值设置为比垂直渐近线对应的电流低 25%，以提供足够的余量。在上例中，垂直渐近线对应的电流为 93.6A，因此设置的过流阈值如例 2-26 所示。

**例 2-26:**

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

相关曲线如图 2-30 所示。



**图2-30:** 具有过流检测的TCC曲线

此外，在硬件设计中，电流检测电阻 R106 的限值为 51.5A。因此， $I_{thresh, ADC}$  的最大值限制为 51.5A。

TCC 曲线的第三段，也就是最后一段，用于短路检测和保护。

务必要了解电气系统参数，其中包括最大电源电压和电感（源极电感和负载电感）。高压辅助电子熔丝对短路的响应时间可能短至 1  $\mu$ s，具体取决于设置。了解这些参数之间的关系后，即可确定跳变点：

**公式 2-15:**

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

电流  $\Delta i$  是检测到短路后电流的额外增量。因此，中断前的峰值电流如下：

**公式2-16:**

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

电流阈值  $I_{thresh}$  可采用33A为步长进行配置，最高可配置为1023A。该配置既可以在软件中通过变量 `dac_i_hw_trip` 来完成，也可以通过LIN总线上的报文 `DAC_I_HW_TRIP` 来完成。比较器参考电压由DAC确定。例如，将DAC设置为3个计数时，对应的电流阈值如下：

**例2-27:**

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

假如系统电压为500V，母线电感为5  $\mu\text{H}$ ，响应时间为1  $\mu\text{s}$ ，跳变电流为99A，则峰值电流将达到199A：

**例2-28:**

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

请注意，这是高压辅助电子熔丝处于边沿触发模式下的情况。在穿越模式下，会降低栅极驱动能力以延长SiC MOSFET的短路耐受时间。但是，延长时间会导致  $\Delta i$  增大，并且在某些系统参数下增量可能会非常明显。电感能量可能会非常高，以至于SiC MOSFET在雪崩模式下可能无法处理该能量。因此，可能需要外接缓冲电路或钳位电路。尽管SiC MOSFET的雪崩能力优于硅MOSFET，但实际的电感能量和峰值电流能力存在限制。此外，器件之间的击穿特性差异会限制并联SiC MOSFET在雪崩期间分担电感能量的能力。除非完成详细的器件特性分析，否则假定只靠一个SiC MOSFET来承受所有电感能量。

为了针对三种检测方法配置高压辅助电子熔丝软件，必须计算软件中的变量和常数。

对于第一种检测方法（结温估算），配置以下常数：`A1_COEF`、`B1_COEF`、`FACTOR_RDSON_RTHJS`、`FACTOR_RDSON_RTHSA`、`NUM_DEVICES` 和 `TJ_LIMIT`。最后两个常数不言自明，前四个常数基于热设计和配置进行设置，用以支持软件定点运算。常数 `A1_COEF` 和 `B1_COEF` 是热RC模型系数，可以在Matlab或Octave用以下代码计算：

```
% 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);
```

# 高压辅助电子熔丝用户指南

公式2-17:

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

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

对于第二种检测方法（过流测量），只需要配置一个常数ISENSE\_MAX。如前文所述，该常数以计数为单位。

对于第三种检测方法（短路检测），需要配置一个变量和一个常数。如前文所述，变量dac\_i\_hw\_trip以计数为单位。常数REDUCED\_DRIVE\_TIME也以计数为单位，分辨率为250 ns。

下表列出了高压辅助电子熔丝6种型号的默认配置。表格下方给出了这6种型号在85°C环境温度下对应的TCC曲线：

软件常数/变量	型号A	型号B	型号C	型号D	型号E	型号F
—	400V, 10A	400V, 20A	400V, 30A	800V, 10A	800V, 20A	800V, 30A
—	—	—	—	—	—	—
<b>检测方法1：结温估算</b>						
A1_CEOF	65292	65326	65326	65292	65326	65326
B1_CEOF	122	105	105	122	105	105
FACTOR_RDSON_RTHJS	979	979	421	1444	1444	787
FACTOR_RDSON_RTHSA	5492	1658	778	8412	2540	1473
NUM_DEVICES	1	2	2	1	2	2
TJ_LIMIT	175	175	175	175	175	175
—	—	—	—	—	—	—
<b>检测方法2：过流测量（基于ADC）</b>						
ISENSE_MAX	188	376	422	155	311	417
—	—	—	—	—	—	—
<b>检测方法3：短路检测（基于比较器）</b>						
dac_i_hw_trip	3	3	3	3	3	3
REDUCED_DRIVE_TIME	0	0	0	0	0	0

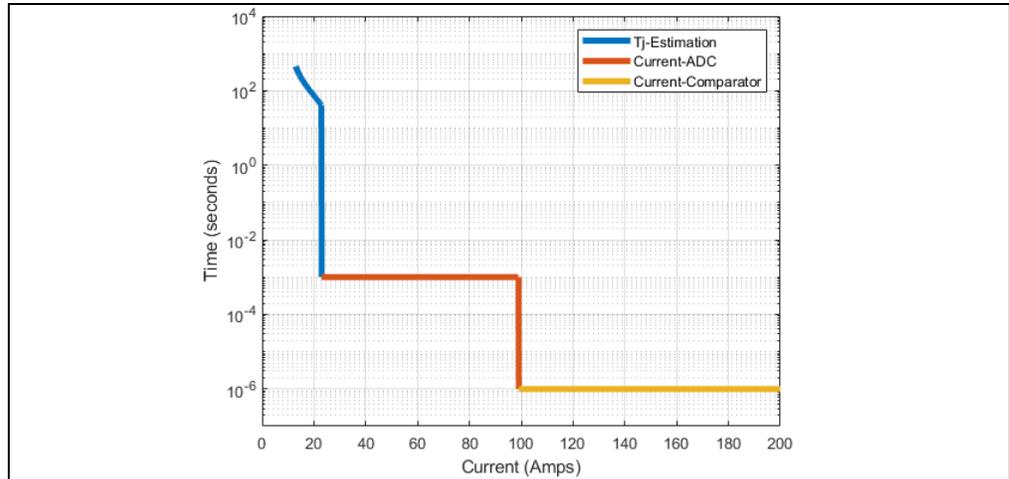


图2-31: TCC 曲线, 型号A (400V, 10A)

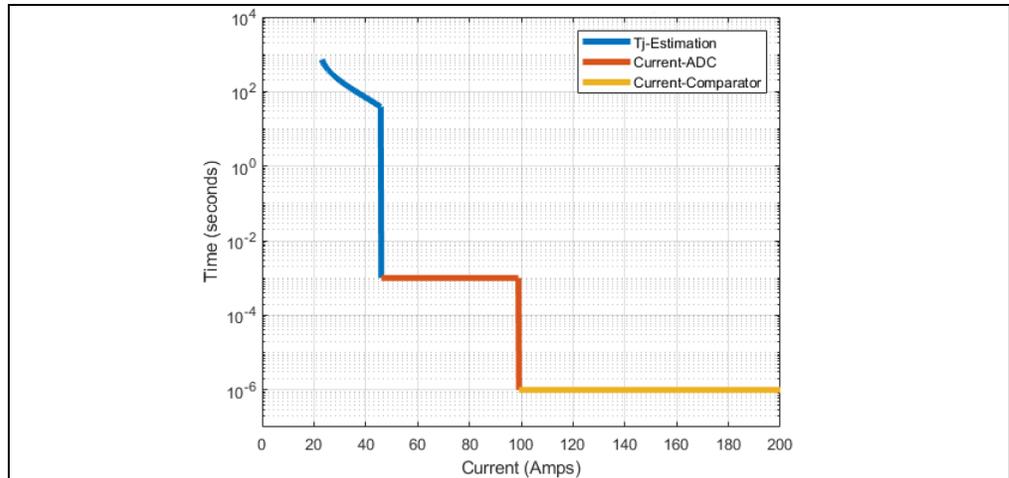


图2-32: TCC 曲线, 型号B (400V, 20A)

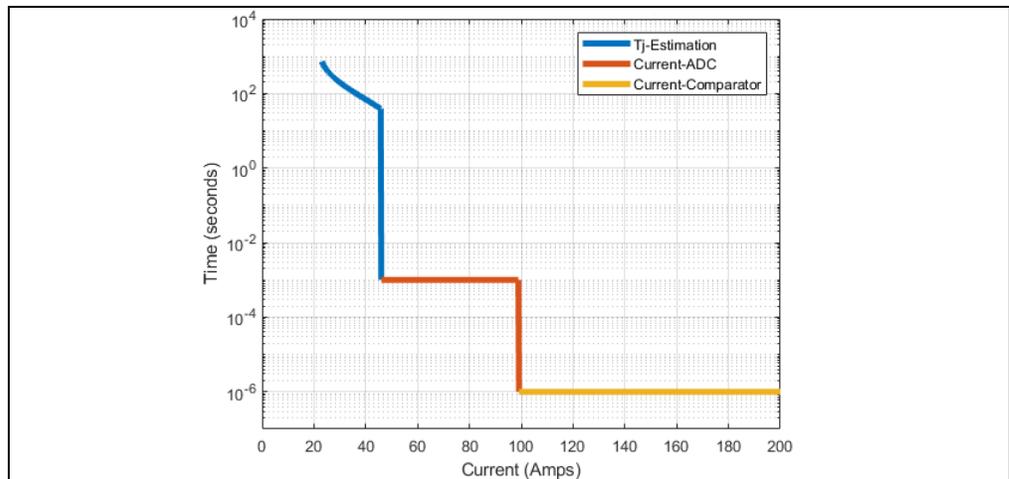


图2-33: TCC 曲线, 型号C (400V, 30A)

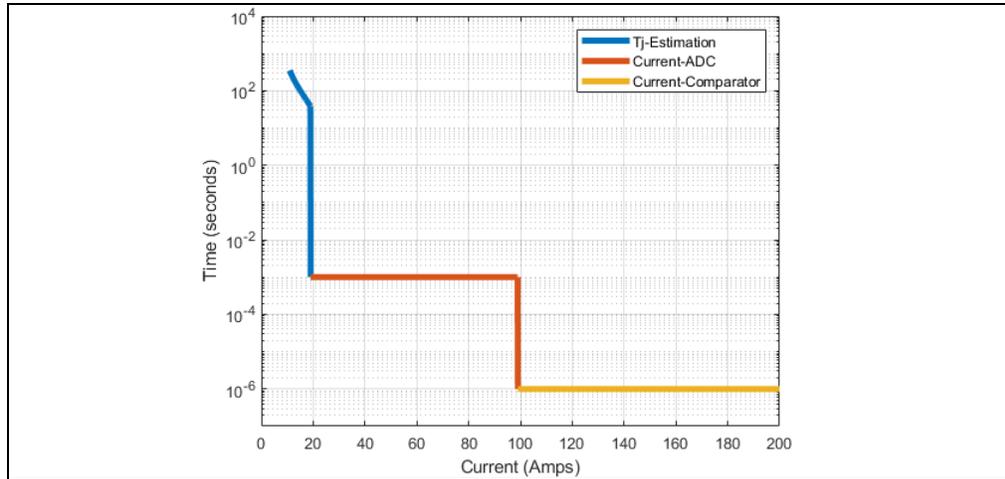


图2-34: TCC 曲线, 型号D (800V, 10A)

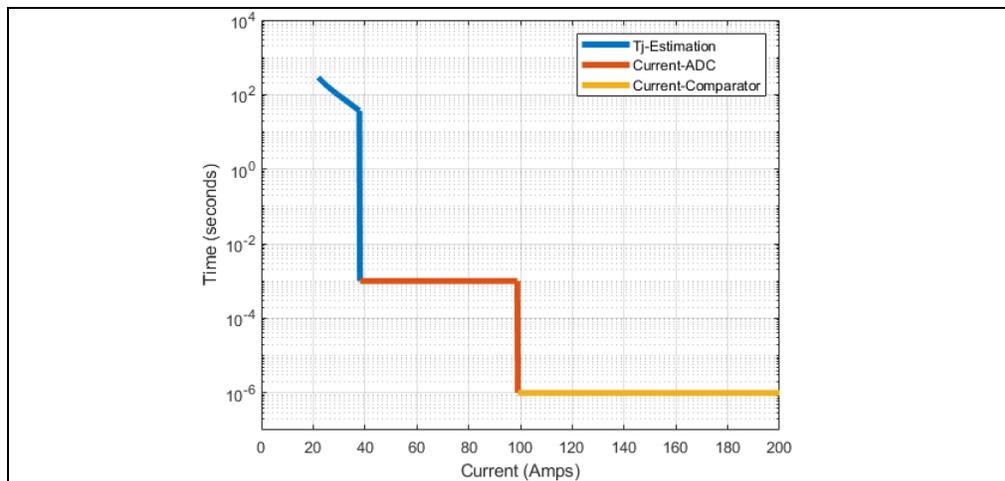


图2-35: TCC 曲线, 型号E (800V, 20A)

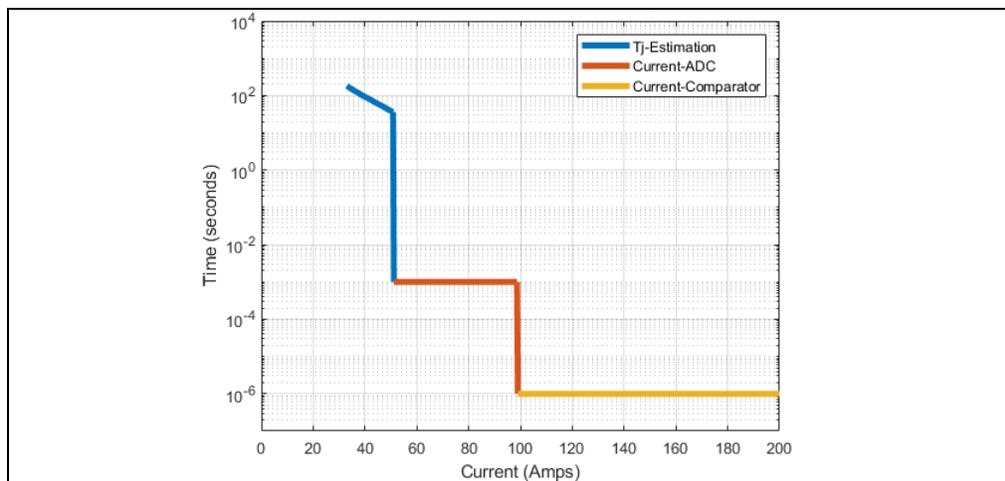


图2-36: TCC 曲线, 型号F (800V, 30A)

## 2.8 测试结果

### 2.8.1 结温估算

下表列出了在不同测试电流下测得的跳变时间。为了消除因环境温度升高而导致的测量差异，使用了测试软件来将算法中的环境温度变量保持固定值85°C。所选的两个测试电流接近曲线的两端。

—	型号A	型号B	型号C	型号D	型号E	型号F
—	400V, 10A	400V, 20A	400V, 30A	800V, 10A	800V, 20A	800V, 30A
—	—	—	—	—	—	—
测试电流1 (A)	13	23	33	11	22	33
测得的跳变时间 (s)	466	687	871	359	306	183
—	—	—	—	—	—	—
测试电流2 (A)	21	41	46	17	34	46
测得的跳变时间 (s)	61	60	168	64	60	55

PCB在持续处于超过40A的过流情况下会达到较高温度。长时间进行高过流测试时，建议将环境温度限制在50°C。若要在更高环境温度下进行过流测试，需要增加PCB铜重量（目前为2盎司（70 μm））。

### 2.8.2 过流测量

下图所示为型号A硬件的过流检测。软件中设置的阈值为188个计数，即23.0A。在承受25A电流脉冲时，高压辅助电子熔丝在大约2.3 ms内正确跳变，具体表现为栅极电压（蓝色轨迹）切换至-3.3V，电流（红色轨迹）下降至0A。

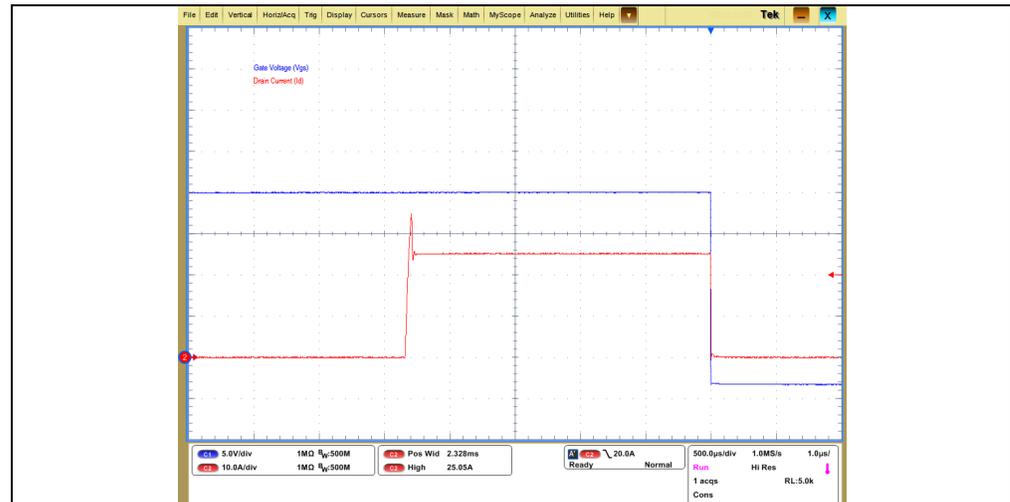


图2-37: 型号A, 检测2

# 高压辅助电子熔丝用户指南

如下图所示，硬件型号B的阈值为45.9A，在大约2.5 ms内跳变。

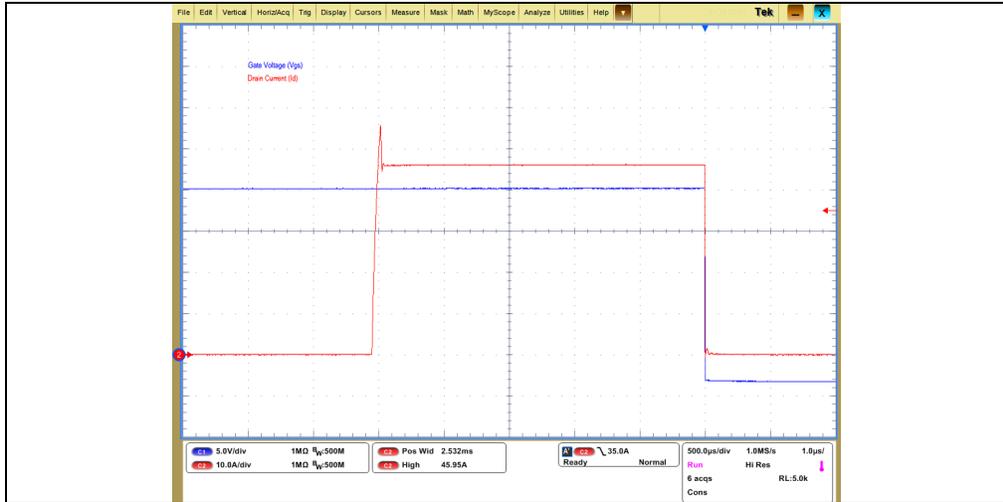


图2-38: 型号B, 检测2

如下图所示，硬件型号C的阈值为51.5A，在大约2.2 ms内跳变。

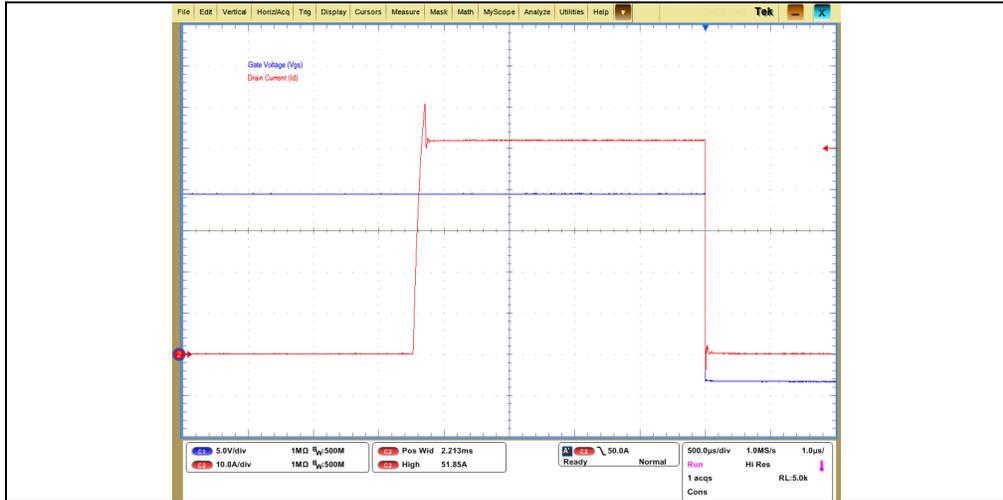


图2-39: 型号C, 检测2

如下图所示，硬件型号D的阈值为18.9A，在大约2.4 ms内跳变。



图2-40: 型号D, 检测2

如下图所示，硬件型号E的阈值为38A，大约在1.8 ms内跳变。

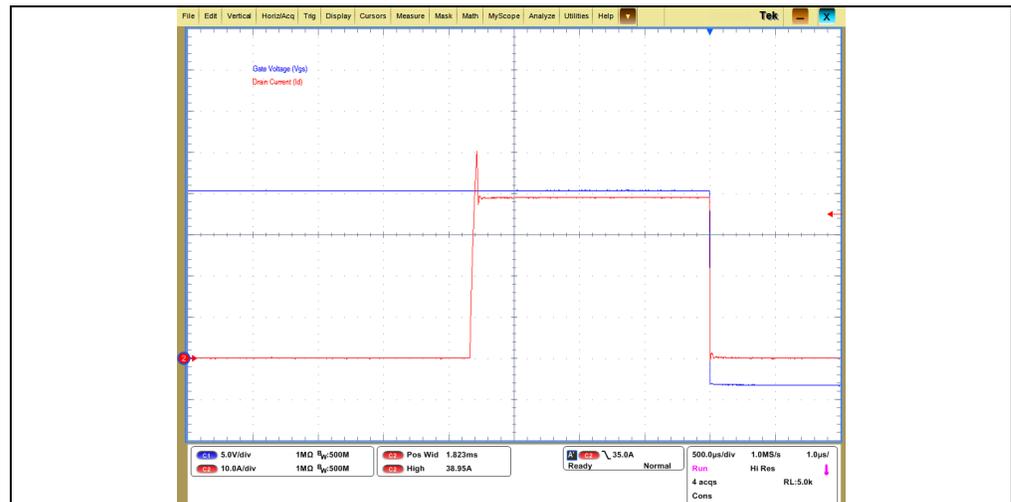


图2-41: 型号E, 检测2

硬件型号F同样也进行了测试，其阈值为51A。下图显示其在大约2.4 ms内中断了电流。

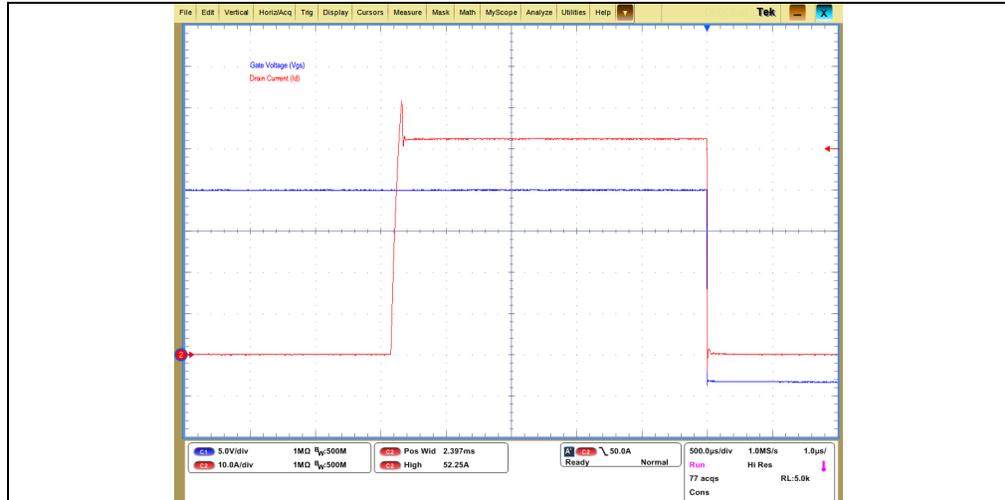


图2-42: 型号F, 检测2

## 2.8.3 短路检测

为了验证基于硬件的高压辅助电子熔丝短路检测，测试设置中包括一个用于模拟系统寄生源极电感的电感。源极电感会限制高压辅助电子熔丝HV端子短路时的电流上升。本节所述的测量使用的是大约6  $\mu\text{H}$ 的电感。最终应用中的电感值可能会因具体的系统寄生电感而异。400V和800V高压辅助电子熔丝型号分别使用500V和1000V的电源电压进行测量。

在下图所示的示波器截图中，蓝色波形为SiC MOSFET的栅源电压VGS。这是使用高压差分探头测得。由于测量设置自身的性质，测量中会存在共模噪声。但是，严格来说这属于测量误差，并非SiC MOSFET栅极上的实际噪声。栅极电压最初为20V，之后下降至-3.3V以将SiC MOSFET关断。

绿色波形是漏源电压VDS。在下面的测量中，由于SiC MOSFET处于导通状态且电路中无电流传导，因此该电压接近0V。随着红色的漏极电流不断增大，该电压会略微增大。最终，当通过降低栅极电压中断电流时，漏源电压增大至SiC MOSFET的击穿电压。在这种条件下，SiC MOSFET处于雪崩模式并将一直保持该模式，直到电流降至0A为止。在雪崩模式之后，漏源电压将根据测试设置的寄生电感和电容产生振铃，并稳定在电源电压（如500V或1000V）。需要注意的是，漏源电压会达到非常高的电压，远远超过电源电压或数据手册中发布的SiC MOSFET击穿电压额定值（在低电流下指定）。在该短路测试中，电流大于100A，击穿电压将会更高。例如，700V SiC MOSFET的击穿电压可高于1000V，1200V SiC MOSFET的击穿电压可高于1700V。务必始终使用高压差分探头，并确保其额定电压显著高于被测器件在测试电流下的击穿电压。即使通过低电源电压为系统上电时，也必须如此。

在高压辅助电子熔丝的端子上引入短路条件时，其电流（红色波形）有所增大。由于存在源极电感，电流呈线性增大。一个使用1700V、35 mΩ SiC MOSFET与高压辅助电子熔丝串联的短路测试板提供了短路传导路径。所有6种型号默认配置的检测阈值均为99A。信号穿过电路、单片机外设和栅极驱动器，最后关断SiC MOSFET，这个过程响应时间为几百纳秒。如前文所述，这将导致峰值电流超过配置的阈值。

高压辅助电子熔丝允许使用大于99A的检测阈值。但是，根据阈值和寄生电感的不同，电流值可能会增大，以至于超出SiC MOSFET的能力范围。为了满足特定系统要求，可根据雪崩模式下的峰值电流和雪崩能量能力这两项重要指标来决定是否需要外接缓冲电路。关于特定SiC MOSFET的雪崩能力，请联系您当地的Microchip销售办事处寻求支持。

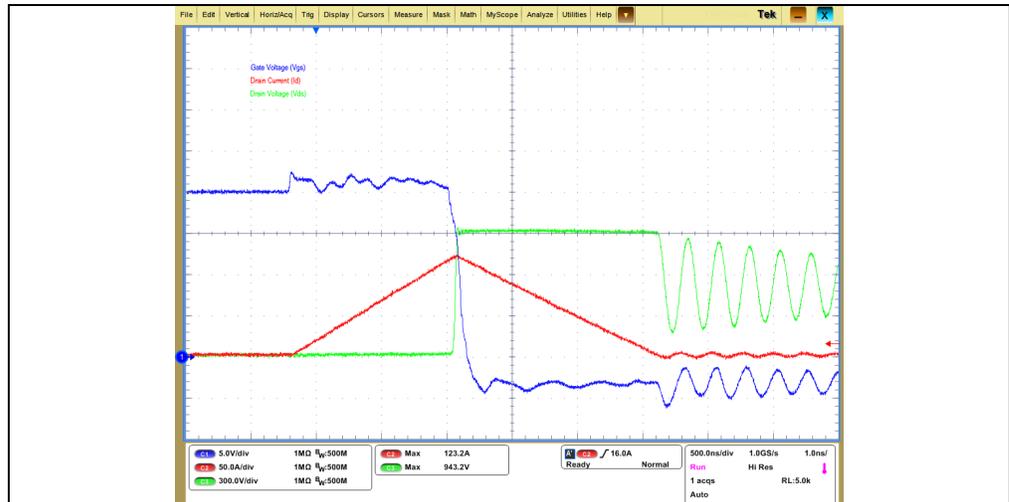


图2-43: 高压辅助电子熔丝型号A短路测量

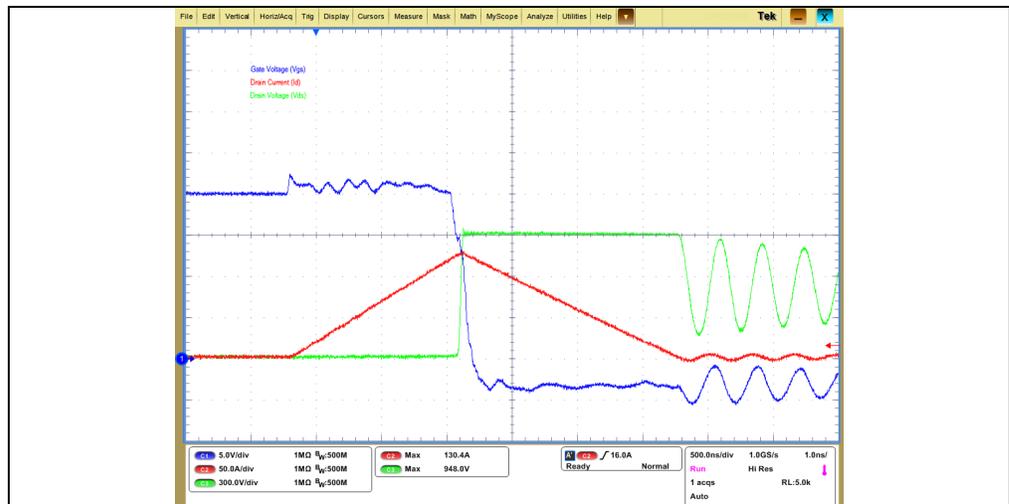


图2-44: 高压辅助电子熔丝型号B短路测量

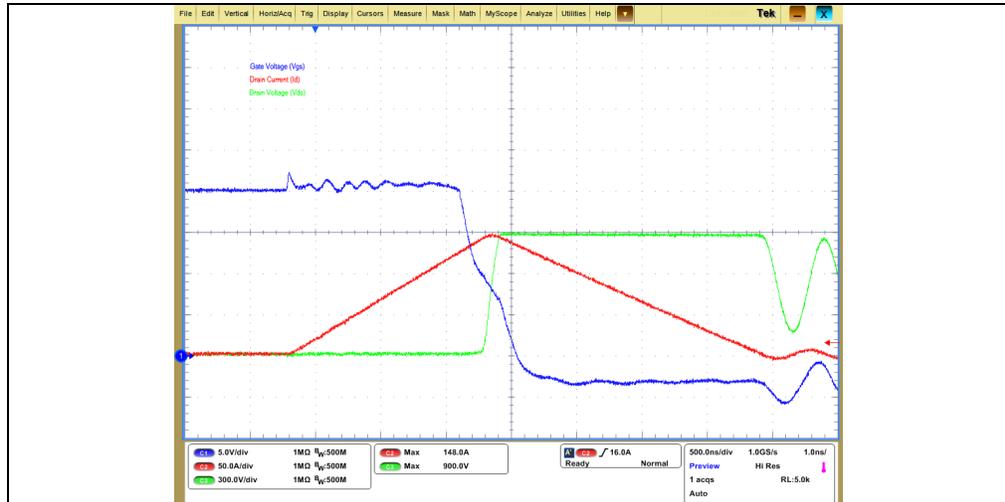


图2-45: 高压辅助电子熔丝型号C短路测量

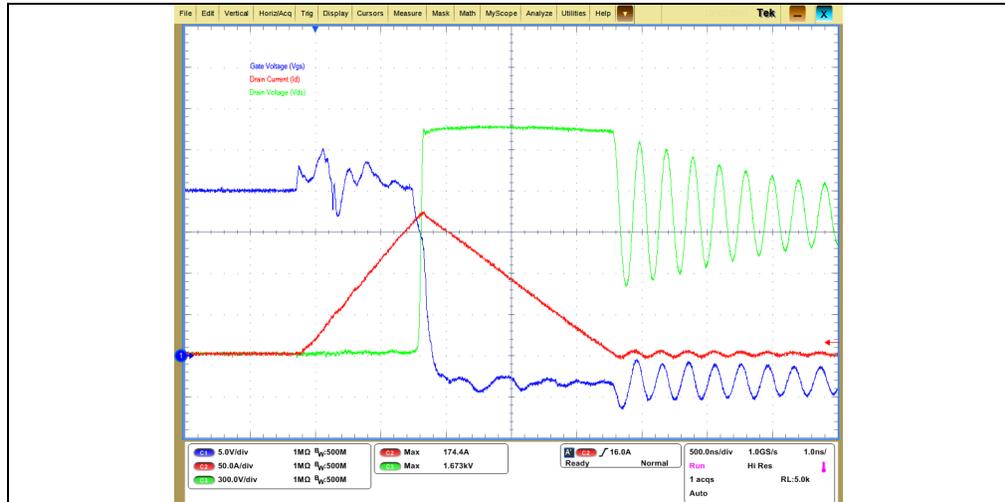


图2-46: 高压辅助电子熔丝型号D短路测量

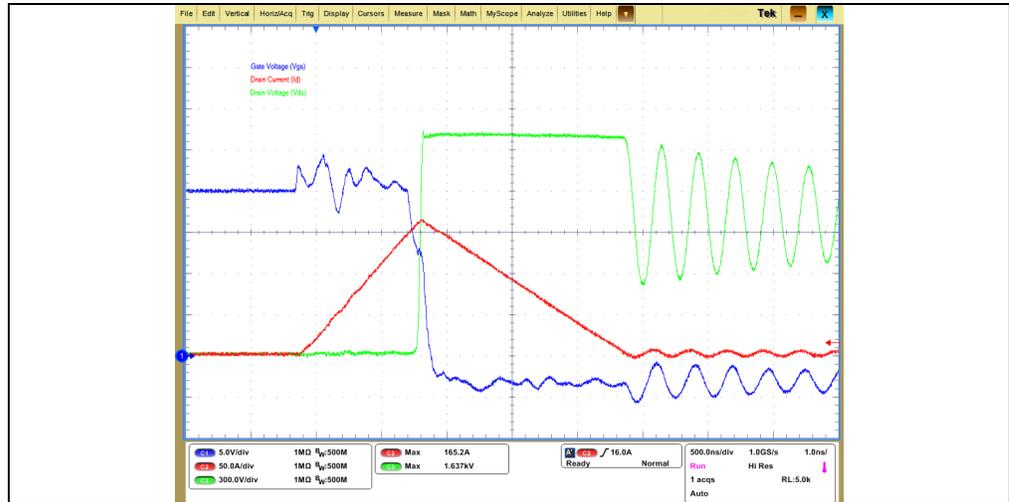


图2-47: 高压辅助电子熔丝型号E短路测量

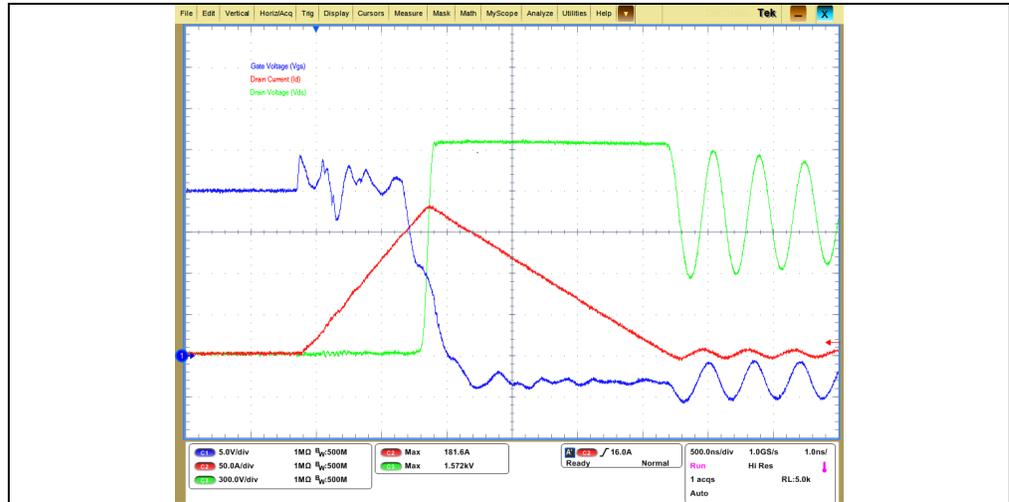


图2-48: 高压辅助电子熔丝型号F短路测量

注:

---

---

## 附录 A 原理图和布线图

---

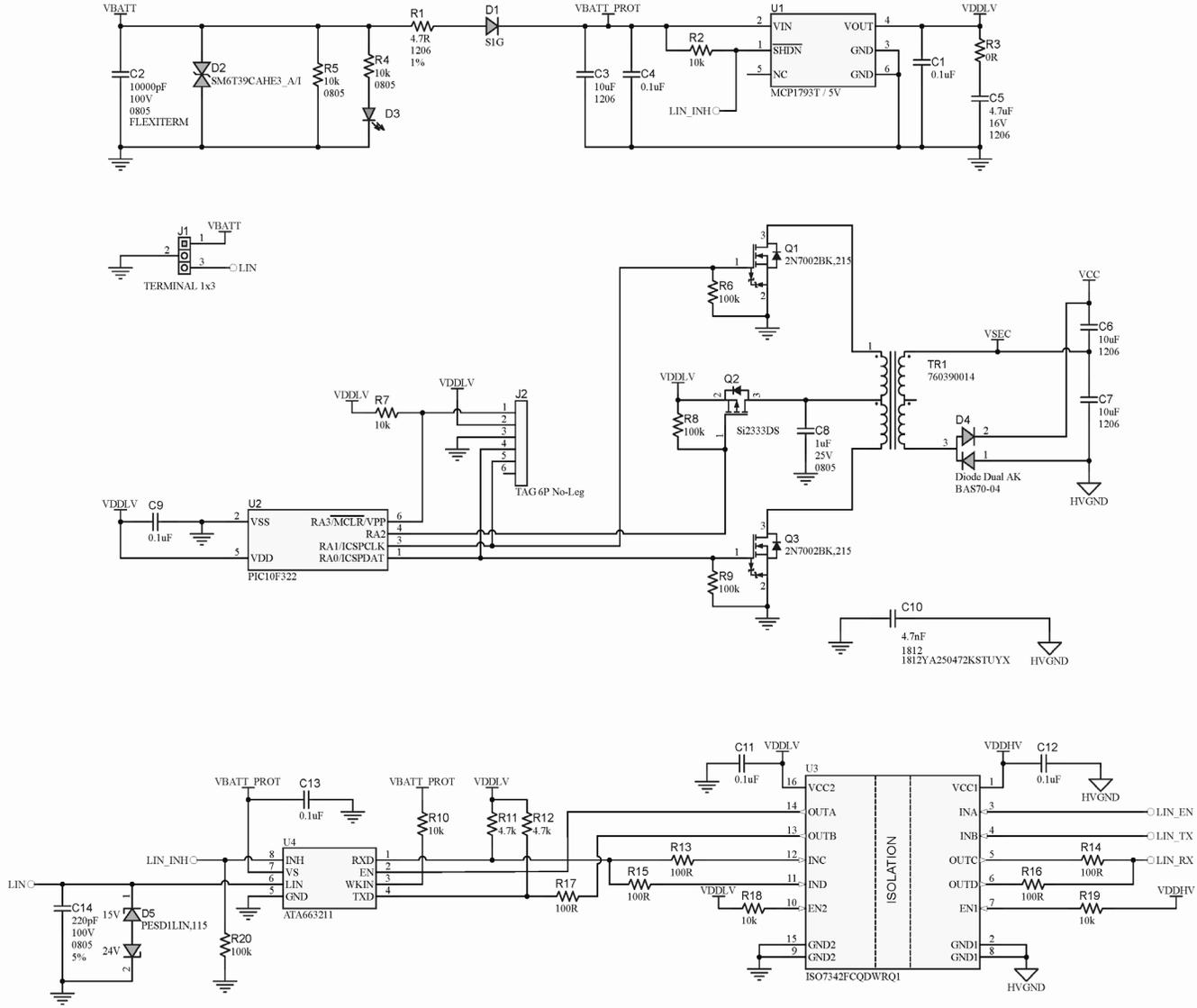
---

### A.1 简介

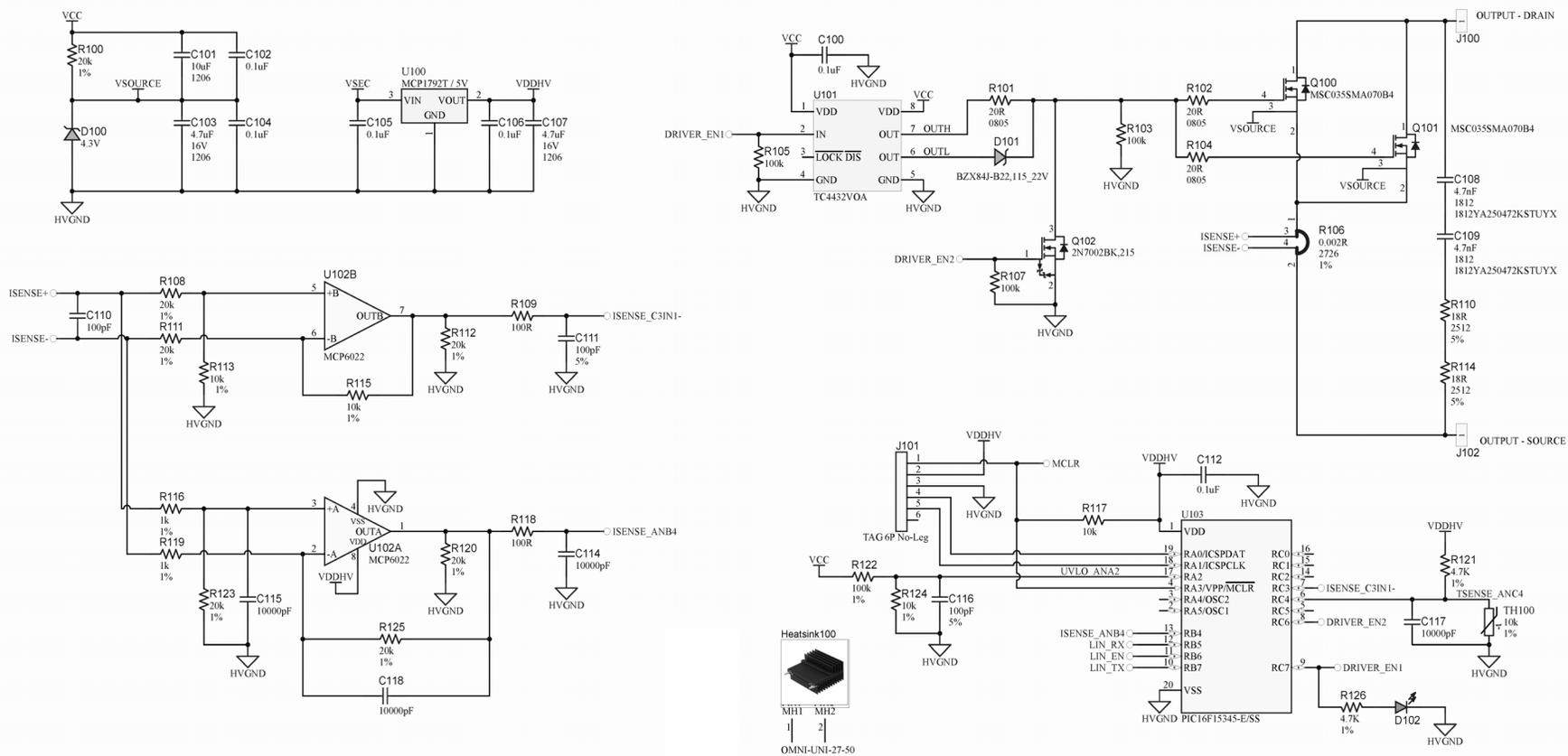
本附录包含高压辅助电子熔丝的以下原理图和布线图：

- 高压辅助电子熔丝电路板——原理图
- 高压辅助电子熔丝电路板——顶层丝印层
- 高压辅助电子熔丝电路板——顶层装配
- 高压辅助电子熔丝电路板——顶层覆铜
- 高压辅助电子熔丝电路板——底层丝印层
- 高压辅助电子熔丝电路板——底层装配
- 高压辅助电子熔丝电路板——底层覆铜

## A.2 高压辅助电子熔丝电路板——原理图



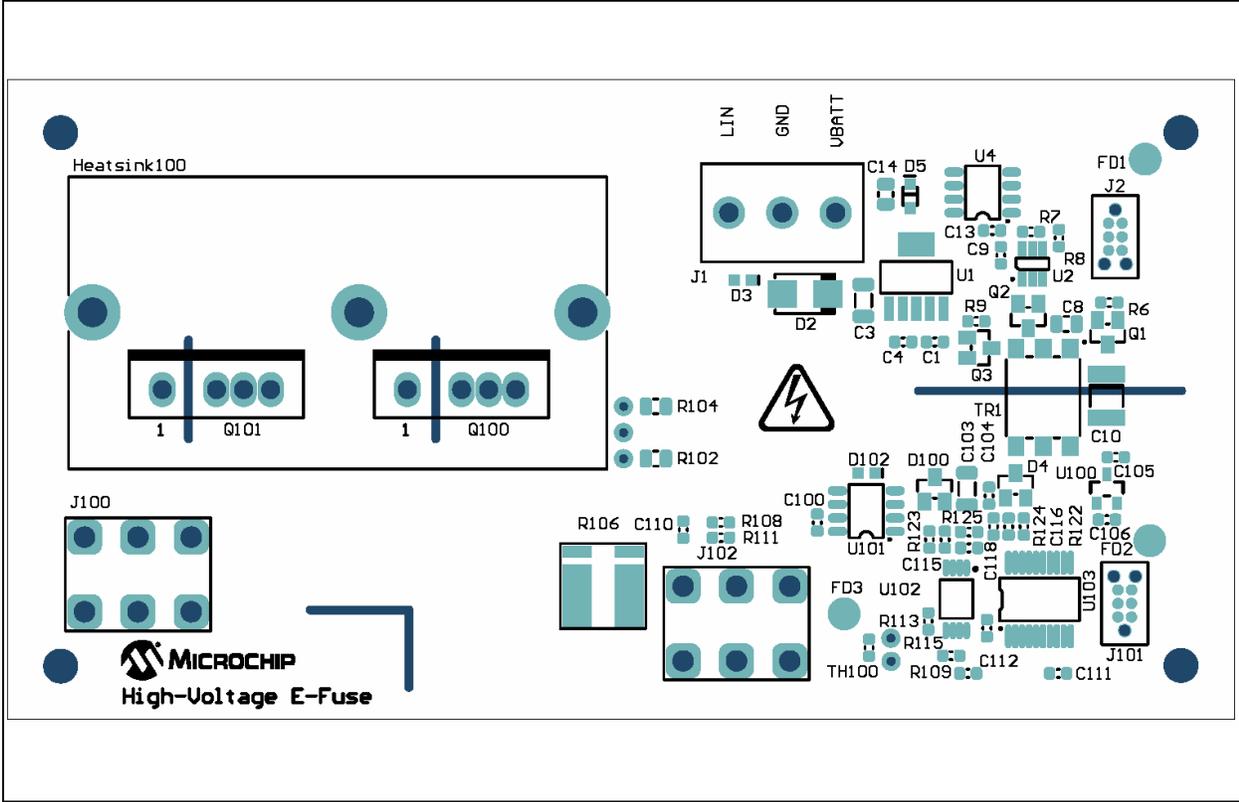
### A.3 高压辅助电子熔断电路板——原理图2



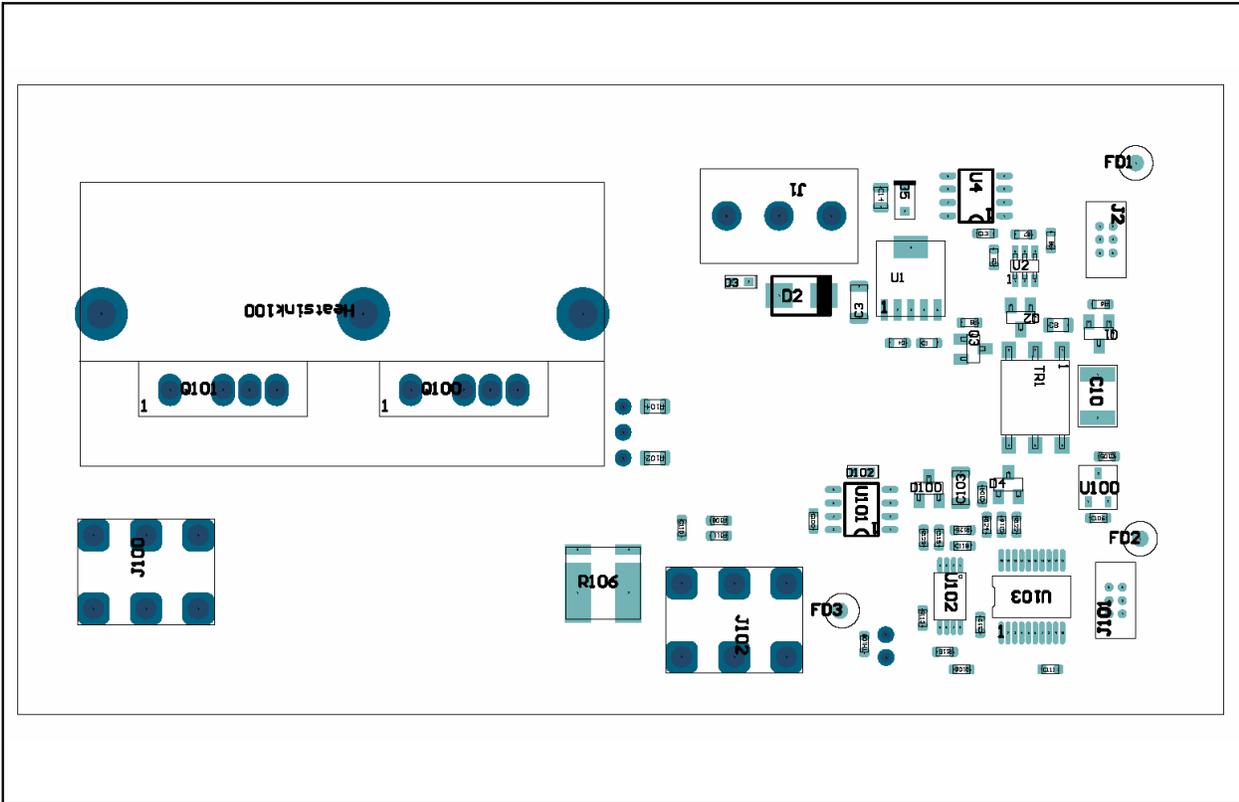
除非另外说明，否则电容为10%，50V，0603，电阻为5%，0603。

# 高压辅助电子熔丝用户指南

## A.4 高压辅助电子熔丝电路板——顶层丝印层



## A.5 高压辅助电子熔丝电路板——顶层装配







## 附录B 物料清单 (BOM)

表B-1: 物料清单 (BOM)

数量	标识	说明	制造商	制造商部件编号
2	C1, C17	Capacitor, ceramic, 10000pF, 50V, 10%, X7R, SMD 0603	Wurth Elektronik	885012206089
12	C1, C4, C9, C11, C12, C13, C100, C102, C104, C105, C106, C112	Capacitor, ceramic, 100nF, 50V, 10%, X7R, SMD 0603, AEC-Q200	AVX Corporation	06035C104K4T2A
1	C2	Capacitor, ceramic, 10000pF, 100V, 10%, X7R, SMD 0805	AVX Corporation	08051C103K4Z2A
4	C3, C6, C7, C101	Capacitor, Ceramic, 10uF, 50V, 10%, X7R, AEC-Q200, SMD 1206	TDK Electronics	CGA5L1X7R1H106K160A C
3	C5, C103, C107	Capacitor, Ceramic, 4.7uF, 16V, 10%, X7R, SMD 1206	KEMET	C1206C475K4RACTU
1	C8	Capacitor, Ceramic, 1uF, 25V, 10%, X7R, SMD 0805	AVX Corporation	08053C105K4Z2A
1	C10	Capacitor, Ceramic, 4.7uF, 2.5kV, 10%, X7R, 1812 AEC-Q200	Knowles Corporation	1812YA250472KSTUYX
1	C14	Capacitor, Ceramic, 220pF 100V 5% C0G SMD 0805 AEC-Q200	AVX Corporation	08051A221J4T2A
3	C110, C111, C116	Capacitor, Ceramic, 100pF 50V 5% C0G AEC-Q200 SMD 0603	AVX Corporation	06035A101J4T2A
4	C114, C115, C117, C118	Capacitor, Ceramic, 10nF 50V 10% X7R SMD 0603 AEC-Q200	AVX Corporation	06035C103K4T2A
1	D1	Diode, Rectifier, S1G 1.1V 1A 400V DO-214AC_SMA	Diodes Incorporated®	S1GB-13-F
1	D2	Diode, Transient Voltage Suppressor, Bi-directional, SM6T39CAHE3_A/I 39V 11.1A DO214AA	Vishay Semiconductor Diodes Division	SM6T39CAHE3_A/I
2	D3, D102	Diode, LED Green, 2.2V 25mA 15mcd Clear SMD 0603	Kingbright Electronic Co., Ltd.	APT1608SGC
1	D4	Diode, Schottky Array, BAS70-04-7-F 1V 15mA SOT-23-3	Diodes Incorporated	BAS70-04-7-F
1	D5	Diode, Transient Voltage Suppressor, PESD1LIN,115 15V/24V 44V/70V 160W SMD SOD-323F	Nexperia	PESD1LIN,115

注 1: 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

# 高压辅助电子熔丝用户指南

表B-1: 物料清单 (BOM) (续)

数量	标识	说明	制造商	制造商部件编号
1	D100	Diode, Zener BZX84C4V3 4.3V 350mW SOT-23-3	Nexperia	BZX84-C4V3
1	D101	Diode, Zener BZX84J-B22,115 22V 550mW SMD SOD-323F	Nexperia	BZX84J-B22,115
1	J1	Connector, Terminal, 5mm 1x3 Female 12-28AWG 16A TH R/A	On-Shore Technology, Inc.	OSTVI030152
2	J100, J102	Connector, Terminal, 30A Female 1x1 TH VERT	Keystone <sup>®</sup> Electronics Corp.	8197
3	Q1, Q3, Q102	Transistor, MOSFET N-Ch, 2N7002BK,215 60V 350mA 370mW SOT-23-3	Nexperia	2N7002BK,215
1	Q2	Transistor, MOSFET P-Ch, Si2333DS -12V -4.1A 750mW SOT-23-3	Vishay Intertechnology, Inc.	Si2333DS-T1-E3
1	R1	Resistor, Thick Film, 4.7R 1% 1/4W SMD 1206	Panasonic <sup>®</sup> - ECG	ERJ-8RQF4R7V
6	R2, R7, R10, R18, R19, R117	Resistor, Thick Film, 10k 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ103V
1	R3	Resistor, Thick Film, 0R 1/10W AEC-Q200 SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEY0R00V
2	R4, R5	Resistor, Thick Film, 10k 5% 1/8W SMD 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ103V
7	R6, R8, R9, R20, R103, R105, R107	Resistor, Thick Film, 100k 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ104V
2	R11, R12	Resistor, Thick Film, 4.7k 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ472V
6	R13, R14, R15, R17, R109, R118	Resistor, Thick Film, 100R 5% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3GEYJ101V
7	R100, R108, R111, R112, R120, R123, R125	Resistor, Thick Film, 20k 1% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF2002V
3	R101, R102, R104	Resistor, Thick Film, 20R 5% 1/16W SMD 0805	Panasonic - ECG	ERJ-6GEYJ200V
1	R106	Resistor, Shunt Metal Strip, 0.002R 1% 5W SMD 2726 AEC-Q200	Vishay Intertechnology, Inc.	WSLP27262L000FEA
2	R113, R115	Resistor, Thick Film, 10k 1% 1/10W SMD 0603 AEC-Q200	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1002V
2	R116, R119	Resistor, Thick Film, 1k 1% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1001V
2	R121, R126	Resistor, Thick Film, 4.7K 1% 1/10W SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF4701V
1	R122	Resistor, Thick Film, 100k 1% 1/10W AEC-Q200 SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1003V
1	R124	Resistor, Thick Film, 10k ,1% 1/10W AEC-Q200 SMD 0603	Panasonic - ECG	ERJ-3EKF1002V

注 1: 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

# 物料清单 (BOM)

表B-1: 物料清单 (BOM) (续)

数量	标识	说明	制造商	制造商部件编号
1	TH100	Resistor, Thermistor, Negative Temperature Coefficient, 10K 3380K 1% SMD 0603	Murata Manufacturing Co., Ltd.	NCU18XH103F6SRB
1	TR1	Transformer, Switched-mode Power Supply, 1:1.3 5V 350mA 475UH SMD AEC-Q200	Würth Elektronik	760390014
1	U3	IC Isolator, Digital, ISO7342FCQDWRQ1 2.5kV SOIC-16	Texas Instruments	ISO7342FCQDWRQ1

注 1: 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

表B-2: 物料清单 (BOM) —— MICROCHIP 器件

数量	标识	说明	制造商	制造商部件编号
2	Q100, Q101	Transistor, MOSFET N-Ch SiC, MSC035SMA070B4 700V 77A 283W, TO-247-4	Microchip Technology, Inc.	<b>MSC035SMA070B4</b>
1	U1	Microchip Analog Regulator, 5V, MCP1793T-5002H/DC, SOT-223-5	Microchip Technology, Inc.	<b>MCP1793T-5002H/DC</b>
1	U2	Microchip MCU 8-BIT, 16MHz, 918B, 64B, PIC10F322-I/OT, SOT-23-6	Microchip Technology, Inc.	<b>PIC10F322-I/OT</b>
1	U4	Microchip Interface LIN, ATA663211-GAQW SO-8	Microchip Technology, Inc.	<b>ATA663211-GAQW</b>
1	U100	Microchip Analog Voltage Regulator, 5.0V, 3LD MCP1792T-5002H/CB, SOT-23A-3	Microchip Technology, Inc.	<b>MCP1792T-5002H/CB</b>
1	U101	Microchip Analog, TC4432VOA, 30V, SOIC-8	Microchip Technology, Inc.	<b>TC4432VOA713</b>
1	U102	Microchip Analog Operational Amplifier, 2-Ch 10MHz, MCP6022-E/ST, TSSOP-8	Microchip Technology, Inc.	<b>MCP6022-E/ST</b>
1	U103	Microchip MCU 8-BIT, 32MHz, 14kB, 1kB, PIC16F15345-E/SS, 20-SSOP	Microchip Technology, Inc.	<b>PIC16F15345-E/SS</b>

注 1: 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

表B-3: 物料清单 (BOM) —— 机械部件

数量	标识	说明	制造商	制造商部件编号
1	—	Heat Sink Clip	Wakefield-Vette	OMNI-UC
—	—	Thermal Pad	Parker Chomerics, Inc.	66-10-0505-T609

注 1: 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

# 高压辅助电子熔丝用户指南

**表B-3: 物料清单 (BOM) —— 机械部件 (续)**

数量	标识	说明	制造商	制造商部件编号
1	Heatsink100	Mechanical HW Heatsink, TO-247, TO-264, TO-220 OMNI-UNI-27-50	Wakefield-Vette	OMNI-UNI-27-50
1	PCB1	Printed Circuit Board, 2 Layers, 2OZ, 0.062", HASL	—	04-11569-R2

**注 1:** 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

**表B-4: 物料清单 (BOM) —— 不安装的器件**

数量	标识	说明	制造商	部件编号
0	C108, C109, R16, R110, R114	Do not populate	—	—

**注 1:** 物料清单中所列元件均为PCB组装的代表性元件。生产过程中使用的已发布BOM中的所有元件均符合RoHS。

注:



# MICROCHIP

04/17/24

## 全球销售及及服务网点

### 美洲

公司总部 **Corporate Office**  
2355 West Chandler Blvd.  
Chandler, AZ 85224-6199  
Tel: 1-480-792-7200  
Fax: 1-480-792-7277

技术支持:  
<http://www.microchip.com/support>

网址: [www.microchip.com](http://www.microchip.com)

**亚特兰大 Atlanta**  
Duluth, GA

Tel: 1-678-957-9614  
Fax: 1-678-957-1455

**奥斯汀 Austin, TX**  
Tel: 1-512-257-3370

**波士顿 Boston**  
Westborough, MA  
Tel: 1-774-760-0087  
Fax: 1-774-760-0088

**芝加哥 Chicago**  
Itasca, IL  
Tel: 1-630-285-0071  
Fax: 1-630-285-0075

**达拉斯 Dallas**  
Addison, TX  
Tel: 1-972-818-7423  
Fax: 1-972-818-2924

**底特律 Detroit**  
Novi, MI  
Tel: 1-248-848-4000

**休斯敦 Houston, TX**  
Tel: 1-281-894-5983

**印第安纳波利斯 Indianapolis**  
Noblesville, IN  
Tel: 1-317-773-8323  
Fax: 1-317-773-5453  
Tel: 1-317-536-2380

**洛杉矶 Los Angeles**  
Mission Viejo, CA  
Tel: 1-949-462-9523  
Fax: 1-949-462-9608  
Tel: 1-951-273-7800

**罗利 Raleigh, NC**  
Tel: 1-919-844-7510

**纽约 New York, NY**  
Tel: 1-631-435-6000

**圣何塞 San Jose, CA**  
Tel: 1-408-735-9110  
Tel: 1-408-436-4270

**加拿大多伦多 Toronto**  
Tel: 1-905-695-1980  
Fax: 1-905-695-2078

### 亚太地区

**中国 - 北京**  
Tel: 86-10-8569-7000

**中国 - 成都**  
Tel: 86-28-8665-5511

**中国 - 重庆**  
Tel: 86-23-8980-9588

**中国 - 东莞**  
Tel: 86-769-8702-9880

**中国 - 广州**  
Tel: 86-20-8755-8029

**中国 - 杭州**  
Tel: 86-571-8792-8115

**中国 - 南京**  
Tel: 86-25-8473-2460

**中国 - 青岛**  
Tel: 86-532-8502-7355

**中国 - 上海**  
Tel: 86-21-3326-8000

**中国 - 沈阳**  
Tel: 86-24-2334-2829

**中国 - 深圳**  
Tel: 86-755-8864-2200

**中国 - 苏州**  
Tel: 86-186-6233-1526

**中国 - 武汉**  
Tel: 86-27-5980-5300

**中国 - 西安**  
Tel: 86-29-8833-7252

**中国 - 厦门**  
Tel: 86-592-238-8138

**中国 - 香港特别行政区**  
Tel: 852-2943-5100

**中国 - 珠海**  
Tel: 86-756-321-0040

**台湾地区 - 高雄**  
Tel: 886-7-213-7830

**台湾地区 - 台北**  
Tel: 886-2-2508-8600

**台湾地区 - 新竹**  
Tel: 886-3-577-8366

### 亚太地区

**澳大利亚 Australia - Sydney**  
Tel: 61-2-9868-6733

**印度 India - Bangalore**  
Tel: 91-80-3090-4444

**印度 India - New Delhi**  
Tel: 91-11-4160-8631

**印度 India - Pune**  
Tel: 91-20-4121-0141

**日本 Japan - Osaka**  
Tel: 81-6-6152-7160

**日本 Japan - Tokyo**  
Tel: 81-3-6880-3770

**韩国 Korea - Daegu**  
Tel: 82-53-744-4301

**韩国 Korea - Seoul**  
Tel: 82-2-554-7200

**马来西亚 Malaysia - Kuala Lumpur**  
Tel: 60-3-7651-7906

**马来西亚 Malaysia - Penang**  
Tel: 60-4-227-8870

**菲律宾 Philippines - Manila**  
Tel: 63-2-634-9065

**新加坡 Singapore**  
Tel: 65-6334-8870

**泰国 Thailand - Bangkok**  
Tel: 66-2-694-1351

**越南 Vietnam - Ho Chi Minh**  
Tel: 84-28-5448-2100

### 欧洲

**奥地利 Austria - Wels**  
Tel: 43-7242-2244-39  
Fax: 43-7242-2244-393

**丹麦 Denmark - Copenhagen**  
Tel: 45-4485-5910  
Fax: 45-4485-2829

**芬兰 Finland - Espoo**  
Tel: 358-9-4520-820

**法国 France - Paris**  
Tel: 33-1-69-53-63-20  
Fax: 33-1-69-30-90-79

**德国 Germany - Garching**  
Tel: 49-8931-9700  
**德国 Germany - Haan**  
Tel: 49-2129-3766400

**德国 Germany - Heilbronn**  
Tel: 49-7131-72400

**德国 Germany - Karlsruhe**  
Tel: 49-721-625370

**德国 Germany - Munich**  
Tel: 49-89-627-144-0  
Fax: 49-89-627-144-44

**德国 Germany - Rosenheim**  
Tel: 49-8031-354-560

**以色列 Israel - Hod Hasharon**  
Tel: 972-9-775-5100

**意大利 Italy - Milan**  
Tel: 39-0331-742611  
Fax: 39-0331-466781

**意大利 Italy - Padova**  
Tel: 39-049-7625286

**荷兰 Netherlands - Druenen**  
Tel: 31-416-690399  
Fax: 31-416-690340

**挪威 Norway - Trondheim**  
Tel: 47-7288-4388

**波兰 Poland - Warsaw**  
Tel: 48-22-3325737

**罗马尼亚 Romania - Bucharest**  
Tel: 40-21-407-87-50

**西班牙 Spain - Madrid**  
Tel: 34-91-708-08-90  
Fax: 34-91-708-08-91

**瑞典 Sweden - Gothenberg**  
Tel: 46-31-704-60-40

**瑞典 Sweden - Stockholm**  
Tel: 46-8-5090-4654

**英国 UK - Wokingham**  
Tel: 44-118-921-5800  
Fax: 44-118-921-5820