

Design Guide: TIDA-020065

汽车级智能保险丝参考设计



说明

该参考设计攻克了通常与更换标准熔断型保险丝相关的挑战。通过实施 TPS1213-Q1 高侧开关控制器、INA296B-Q1 电流检测放大器和微控制器，该设计可提供 I²t 过流保护、低功耗模式（用于更大限度地降低功耗），并能够驱动电阻负载、容性负载和电感负载。该设计包含许多配置选项，其中的双向电流检测支持工程师针对高电流智能保险丝应用运行各种测试。

资源

TIDA-020065	设计文件夹
TPS1213-Q1、INA296B-Q1	产品文件夹
LM74704-Q1、TPS7B81-Q1	产品文件夹
TPS22919-Q1、MSPM0L1306-Q1	产品文件夹



请咨询 TI E2E™ 支持专家

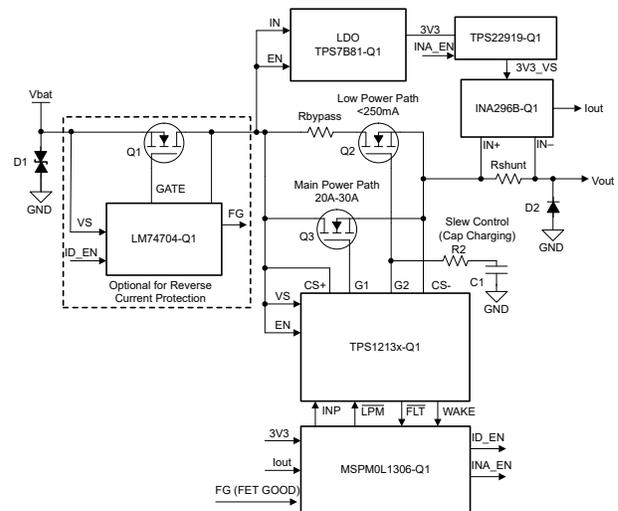


特性

- 通过 MSPM0L1306-Q1 实现基于软件的 I²t 保险丝算法
- 通过用于驱动容性负载的栅极压摆率限制电路，防止启动时产生不受控制的浪涌电流
- 低功耗模式下电流为 38 μA（不使用 MSPM0L1306-Q1）
- 可配置的自动负载唤醒
- 反向电流和极性保护
- 单向或双向电流检测

应用

- 12V、48V 配电箱
- 区域控制模块



1 系统说明

TIDA-020065 汽车级智能保险丝设计适用于配电箱和区域控制模块系统。随着车辆从基于域的架构转向基于区域的架构，这些系统旨在使用半导体设计取代标准的熔断型保险丝，从而支持以下功能：

1. 可复位保险丝，由于保险丝不再需要位于易于操作的位置，因此可优化电缆布线。
2. 改善了整个温度范围内的时间电流特性，与标准熔断型保险丝相比，器件之间的可变性更小，因此可以优化线束电缆直径并降低成本。

然而，更换熔断型保险丝会带来以下难题：

1. 过载和短路事件期间进行线束保护，同时在峰值负载瞬态事件期间避免跳闸
2. 在为负载大容量电容器充电时保护 FET 免受不受控制的浪涌电流的影响
3. 降低全时供电负载在关断状态下的半导体功耗

TIDA-020065 旨在展示如何针对高电流负载在系统级别解决这些难题。此设计采用 TPS1213-Q1 器件在驱动状态下驱动主电源路径，并在关断状态下驱动低功耗路径。该设计还采用 INA296B3-Q1 器件检测负载电流，因此 MSPM0L1306-Q1 可以运行基于软件的 I^2t 算法来重现保险丝行为。

1.1 术语

SC	短路
ECU	电子控制单元
FET	场效应晶体管
MOSFET	金属氧化物半导体场效应晶体管
I^2t	电流随时间平方
Inom	标称电流额定值
INP	TPS1213-Q1 外部 FET 控制输入
nLPM	TPS1213-Q1 低功耗模式输入
WAKE	TPS1213-Q1 自动负载唤醒指示器
nFLT	TPS1213-Q1 故障指示灯
I_{Lwu}	负载唤醒阈值电流
ADC	模数转换器
GPIO	通用输入输出
PWM	脉宽调制
EMI	电磁干扰
CE	传导发射
RE	辐射发射
EUT	受测设备

1.2 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

符号	参数	规格	详细信息
V_{BAT}	输入电压范围	4V - 40V	12V 直流输入。必须更换输入和输出电容器才能使用整个工作电压范围。
$I_{out,max}$	最大负载电流	57A	连接器的额定电流为 57A
t_{charge}	电容预充电时间	10ms	—
I_{SC}	短路阈值	约 100A	—
t_{SC}	短路响应时间	< 6 μ s	—
I_{LWU}	负载唤醒阈值	约 200mA	—
$I_{Sense Range}$	电流检测范围	0A 至 66A	单向电流检测配置。必须移除 LM74704-Q1 元件，以允许反向电流。

2 系统概述

2.1 方框图

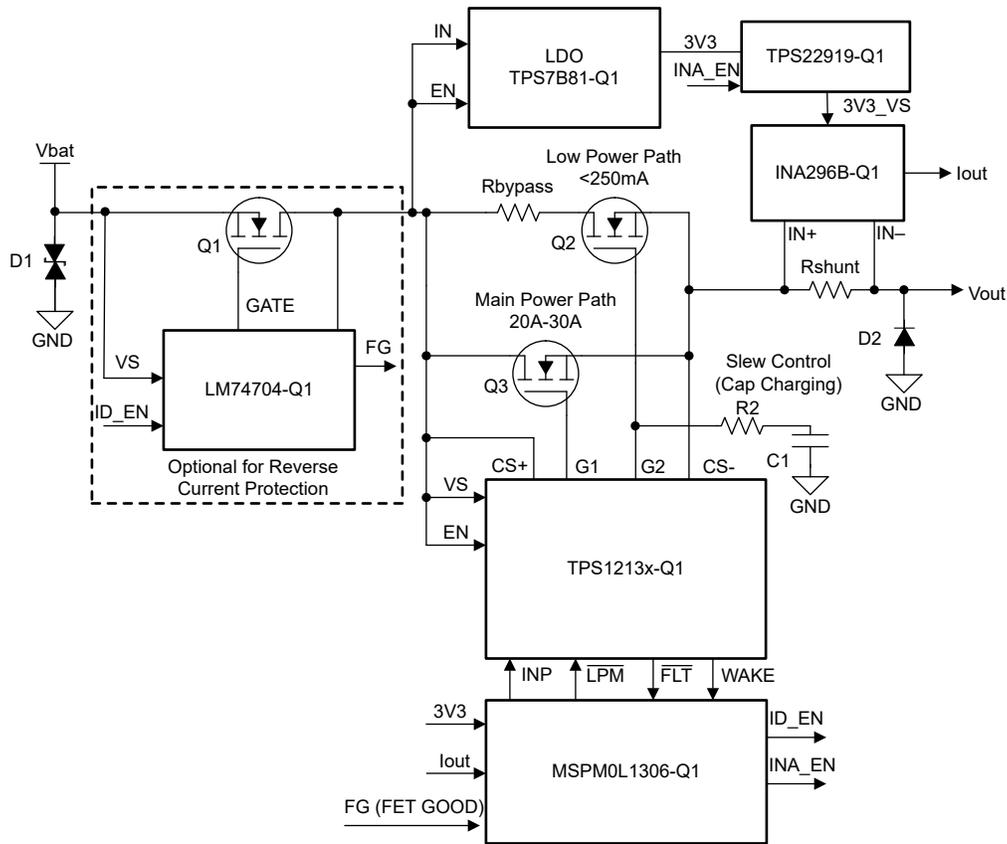


图 2-1. TIDA-020065 方框图

2.2 设计注意事项

TPS1213-Q1 高侧开关控制器能够使用 nLPM 和 INP 控制输入来驱动外部主功耗路径 FET 和外部低功耗路径 FET。有关如何使用 nLPM 和 INP 来控制低功耗路径和主功耗路径 FET 的信息，请参阅表 2-1。

表 2-1. TPS1213-Q1 INP 和 nLPM 真值表

参数	INP (低电平)	INP (高电平)
nLPM (低电平)	将 nLPM 拉为低电平可强制 TPS1213-Q1 进入低功耗模式，驱动低功耗路径 FET (Q3)，并启用自动负载唤醒。	将 nLPM 拉为低电平可强制 TPS1213-Q1 进入低功耗模式，驱动低功耗路径 FET (Q3)，并启用自动负载唤醒。
nLPM (高电平)	将 nLPM 拉为高电平可强制 TPS1213-Q1 进入工作模式。将 INP 拉为低电平会关断主功耗路径 (Q2) 的 FET。	如果 nLPM 为高电平，将 INP 拉为高电平将导通主功耗路径 (Q2)。

讨论车辆状态时，使用低功耗路径类似于将车辆置于停车（熄火）模式，以更大限度地降低功耗。当车辆行驶时，ECU 需要正常运行，因此主路径用于支持和保护较高的电流负载。TPS1213-Q1 还具有自动负载唤醒功能，可在负载电流超过可配置的负载唤醒阈值时快速从低功耗模式切换到工作模式。所有元件都经过精心选择，以在低功耗模式运行期间更大限度地降低 I_Q 。TPS22919-Q1 负载开关用于在低功耗模式下禁用 INA296B-Q1，以进一步降低系统 I_Q 。

对于会产生较大浪涌电流的容性负载，在低功耗路径的栅极上添加了栅极压摆率限制电路，以便在启动时，可以通过缓慢驱动栅极高电平来为负载电容器充电。使用此方法对负载电容器进行预充电可限制浪涌电流，并防止为该设计定义的各种时间电流特性导致的误关断。

选择了 INA296B-Q1 和 MSPM0L1306-Q1 器件来实现 I^2t 保险丝算法。INA296B-Q1 具有精确的电流检测功能，可馈送到 MSPM0L1306-Q1 中的 ADC 外设。通过持续监测工作模式下的电流，过载事件会根据基于软件的 I^2t 保险丝算法迅速关断输出，从而保护线束和负载。该设计还通过 TPS1213-Q1 提供短路保护；TPS1213-Q1 会监测主 FET 的 V_{DS} ，在 V_{DS} 超过可在硬件中配置的值时发出故障信号。

最后，INA296B-Q1 具有单向和双向电流检测功能，因此适合多种负载，包括电阻负载、容性负载和电感负载。可通过 TPS1213-Q1 监测反向电流，但需要移除 LM74704-Q1 理想二极管控制，以允许反向电流流向电源。

2.3 主要产品

2.3.1 TPS1213-Q1 具有低功耗模式和可调节负载唤醒触发器的 45V 低 I_Q 汽车级高侧开关控制器

TPS1213-Q1 是一款具有保护和诊断功能的 45V 低 I_Q 智能高侧驱动器。该器件具有 3V 至 40V 的宽工作电压范围，非常适合 12V 系统设计。该器件可以承受低至 -40V 的负电源电压并保护负载免受这些电压的影响。

该器件集成了两个栅极驱动器，在主路径中具有驱动 MOSFET 的 1.69A 拉电流和 2A 灌电流能力，在低功耗路径中具有 165 μ A 拉电流和 2A 灌电流能力。

在 LPM 为低电平的低功耗模式下，低功耗路径 FET 保持导通，而主 FET 关断。在此模式下，该器件具有低的 I_Q 消耗，为 35 μ A (典型值)。可使用 ISCP/LWU 引脚调整进入工作状态的自动负载唤醒阈值。在 EN/UVLO 处于低电平时， I_Q 降至 1 μ A (典型值)。该器件有一个 WAKE 输出引脚用于指示运行模式 (工作模式、低功耗模式)。

该器件使用 MOSFET VDS 检测或外部 RSNS 电阻器来提供可调节的短路保护。可以配置自动重试和锁存故障行为。该器件还通过对 SCP_TEST 输入的外部控制来诊断内部短路比较器。在短路、电荷泵欠压和输入欠压条件下，该器件会在开漏输出中指示故障 (FLT)。

TPS1213-Q1 可采用 19 引脚 VSSOP 封装。

2.3.2 INA296x-Q1 符合 AEC-Q100 标准的 -5V 至 110V、双向、1.1MHz、8V/ μ s、超精密电流检测放大器

INA296x-Q1 是一款超精密双向电流检测放大器，可在 -5V 至 110V 的宽共模电压范围内测量分流电阻器上的压降，不受电源电压的影响。该器件在低失调电压 ($\pm 10\mu$ V, 最大值)、较小增益误差 ($\pm 0.01\%$, 最大值) 和高直流 CMRR (典型值为 166dB) 等特性的综合作用下，可实现高精度电流测量。INA296x-Q1 拥有 1.1MHz 的高信号带宽和快速稳定时间，不仅适用于高压双向直流电流测量，还适用于高速应用 (例如，瞬态检测和快速过流保护)。

INA296x-Q1 由 2.7V 至 20V 的单电源供电，消耗 2.5mA 的电源电流。INA296x-Q1 有五个增益方案：10V/V、20V/V、50V/V、100V/V 和 200V/V。运用多个增益选项，可实现在可用的分流电阻值和宽输出动态范围要求之间进行优化。

INA296x-Q1 的额定工作温度范围为 -40°C 至 +125°C。

3 系统设计原理

3.1 低功耗模式注意事项

在低功耗模式下，所有元件均选择为消耗低于 40 μA 。该静态电流主要来自 TPS1213-Q1，它在驱动低功耗路径 FET 时会消耗 35 μA 的低 I_Q 。由于 INA296B-Q1 没有使能引脚，因此在低功耗模式下，使用 TPS22919-Q1 负载开关控制 INA296B-Q1 的状态。表 3-1 展示了所有器件在低功耗模式下的静态电流。

表 3-1. 元件静态电流

器件	I_Q (低功耗模式)
TPS1213-Q1	35 μA
INA296B-Q1	不适用
TPS22919-Q1	0.002 μA
TPS7B81-Q1	2.7 μA
LM74704-Q1	1 μA
MSPM0L1306-Q1 (待机模式)	1.4 μA

图 3-1 展示了 TPS1213-Q1 原理图。由于 LM74704-Q1 在低功耗模式下被禁用，因此由于 Q1 的内部 FET 二极管导通，预计输出电压会下降到 0.7V 左右。

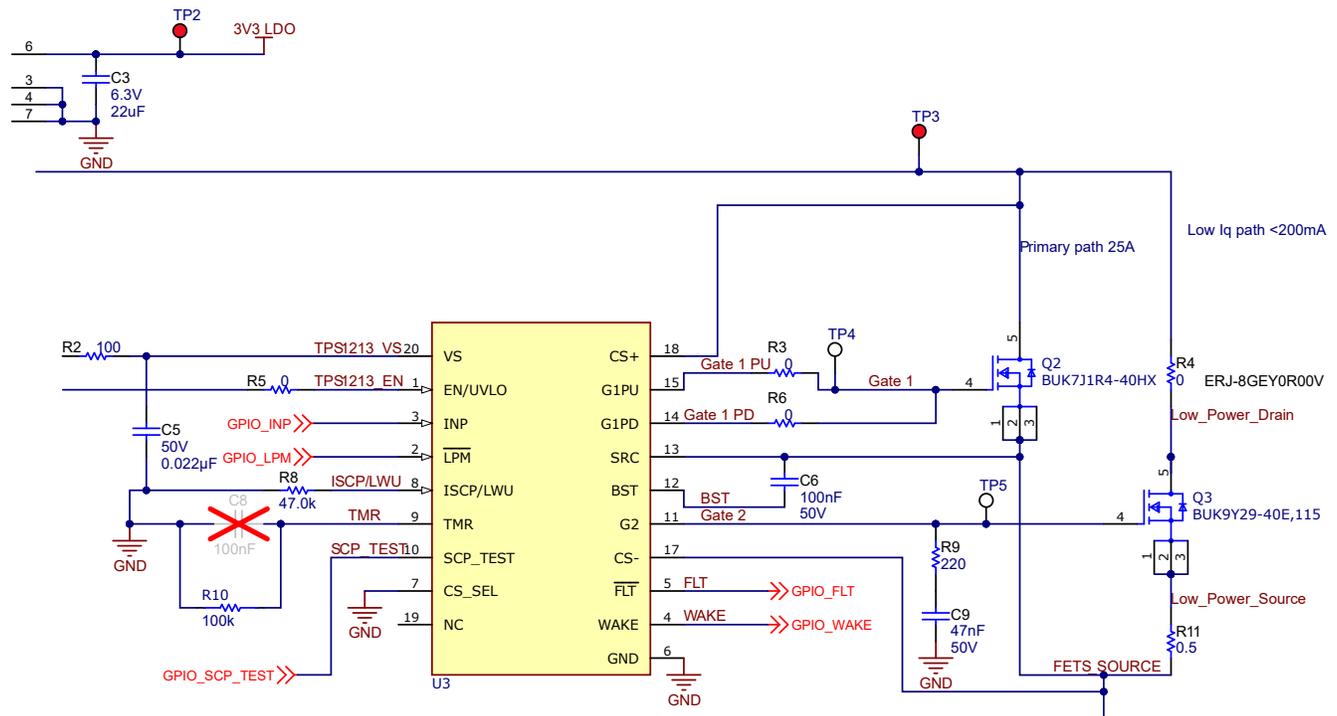


图 3-1. TPS1213-Q1 原理图

选择负载唤醒触发阈值 (该设计为 200mA) 时, 使用 [方程式 1](#) :

$$R_{\text{BYPASS}}(\Omega) = \frac{(2\mu\text{A} \times R_{\text{ISCP}} + 19\text{mV})}{I_{\text{LWU}}} - R_{\text{DSON_BYPASS}} \quad (1)$$

其中

- R_{ISCP} (R8) 是根据短路阈值 (使用 [方程式 5](#) 进行设置) 选择的电阻器
- I_{LWU} 是所需的负载电流唤醒阈值
- $R_{\text{DSON_BYPASS}} = 25.8\text{m}\Omega$
- R_{BYPASS} 还有助于在上电进入短路期间限制电流以及 Q3 上的应力

R4 或 R11 均可用于 R_{BYPASS} , 具体取决于是需要高侧还是低侧电阻器。

对于预发布的 TPS1213-Q1 器件, 请使用 [方程式 2](#) 而不是 [方程式 1](#)。

$$R_{\text{BYPASS}}(\Omega) = \frac{(2\mu\text{A} \times R_{\text{ISCP}} + 10\text{mV})}{I_{\text{LWU}}} - R_{\text{DSON_BYPASS}} \quad (2)$$

3.2 预充电电路注意事项

为了控制启动时容性负载产生的过大浪涌电流, 在低功耗路径的栅极驱动器 (G2) 上添加了一个 RC 电路。外部电容器 C_g (C_g) 可降低栅极导通压摆率并控制浪涌电流。

使用了 [方程式 3](#) 和 [方程式 4](#) 来设置预充电周期的 10ms 规格 :

$$C_g = \frac{C_{\text{Load}} \times I_{(G)}}{I_{\text{Inrush}}} \quad (3)$$

$$I_{\text{Inrush}} = \frac{C_{\text{Load}} \times V_{\text{BAT}}}{T_{\text{Charge}}} \quad (4)$$

其中

- $I_{(G)} = 165 \mu\text{A}$
- V_{BAT} 表示输入电压
- I_{Inrush} 表示预期的峰值浪涌电流
- T_{Charge} 表示预期的预充电时间

系统通过 MSPM0L1306-Q1 控制进入此预充电状态。启动时, 在系统切换到工作状态之前, 低功耗路径 FET 首先缓慢驱动 15ms。

备注

尽管可以修改 C9 (C_g) 来改变预充电时间, 但 MSPM0L1306-Q1 只能让系统保持在预充电模式 15ms。

3.3 短路保护

TPS1213-Q1 具有可配置的短路保护功能。R8 (R_{ISCP}) 用于设置短路保护阈值, 该阈值使用 [方程式 5](#) 计算得出。

$$R_{\text{ISCP}}(\Omega) = \frac{I_{\text{SC}} \times R_{\text{DS(on)}} - 19\text{mV}}{2\mu\text{A}} \quad (5)$$

其中

- $R_{\text{DS(on)}} = 1.06\text{m}\Omega$

对于预发布的 TPS1213-Q1 器件，请使用 [方程式 6](#) 而不是 [方程式 5](#)。

$$R_{ISCP}(\Omega) = \frac{I_{SC} \times R_{DS(on)} - 10mV}{2\mu A} \tag{6}$$

要将 100A 设置为 SC 保护阈值，使用 [方程式 6](#) 计算得出 R8 为 48kΩ。选择最接近的标准值 47kΩ。

让 C8 (C_{TMR}) 保持不组装状态，选择小于 6 μs 的快速 SC 响应时间。尽管如此，请参阅 [方程式 7](#) 以修改短路响应时间。

$$C_{TMR} = \frac{I_{TMR} \times t_{SC}}{1.1} \tag{7}$$

其中

- I_{TMR} 是 80 μA 的内部上拉电流
- t_{SC} 是短路响应时间

R10 (R_{TMR}) 用于在 SC 事件期间保持 TMR 引脚钳位为低电平，以实现锁存行为。nFLT 同时置为低电平，需要用户尝试使用 S2 或 S3 清除锁存。要从锁存行为更改为自动重试行为，请参阅 [方程式 8](#)，了解从 SC 事件自动恢复的信息：

$$t_{RETRY} = 22.7 \times 10^6 \times C_{TMR} \tag{8}$$

3.4 LM74704-Q1 使能

LM74704-Q1 使能状态可配置为始终开启或通过 MSPM0L1306-Q1 控制。[图 3-2](#) 展示了组装 R1 会使 LM74704-Q1 始终处于使能状态。LM74704-Q1 使能也连接到 MSPM0L1306-Q1 的 GPIO 输出。安装 R19 可允许 MSPM0L1306-Q1 控制 LM74704-Q1 使能状态，从而更大幅度地降低低功耗模式下的 I_Q。

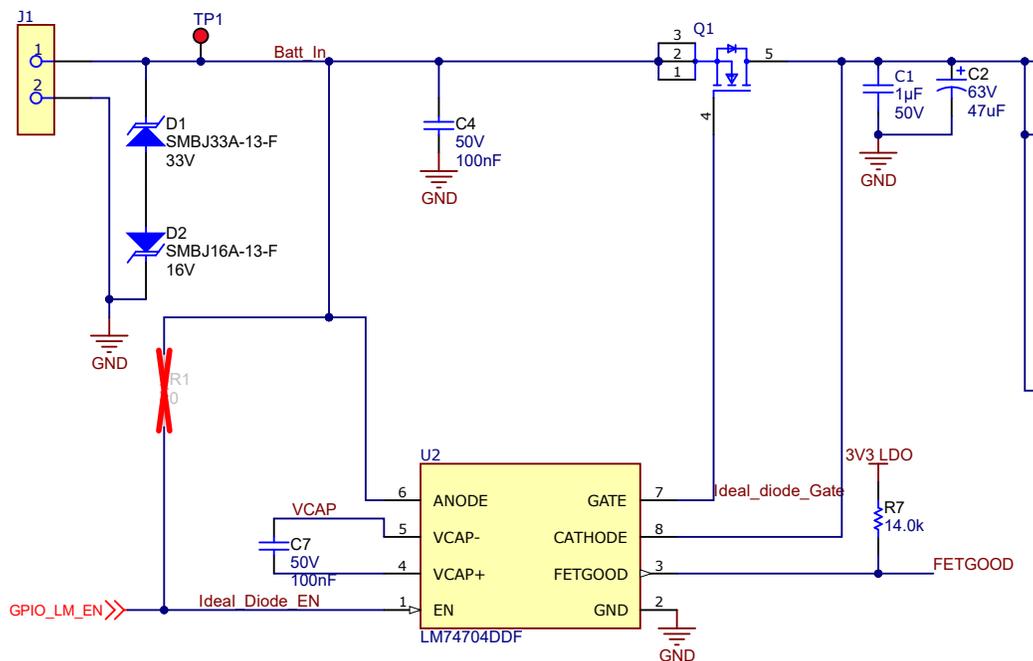


图 3-2. LM74704-Q1 使能连接

小心
不要同时组装 R1 和 R19。

3.5 接头

该设计添加了多个配置选项，以支持不同的测试条件。

3.5.1 用于配置 INA296B-Q1 的接头

J3 和 J4 均设置 INA296B-Q1 的基准电压。因此，可以根据表 3-2 为不同的电流检测配置设置跳线。图 3-3 展示了 INA296B-Q1 原理图。

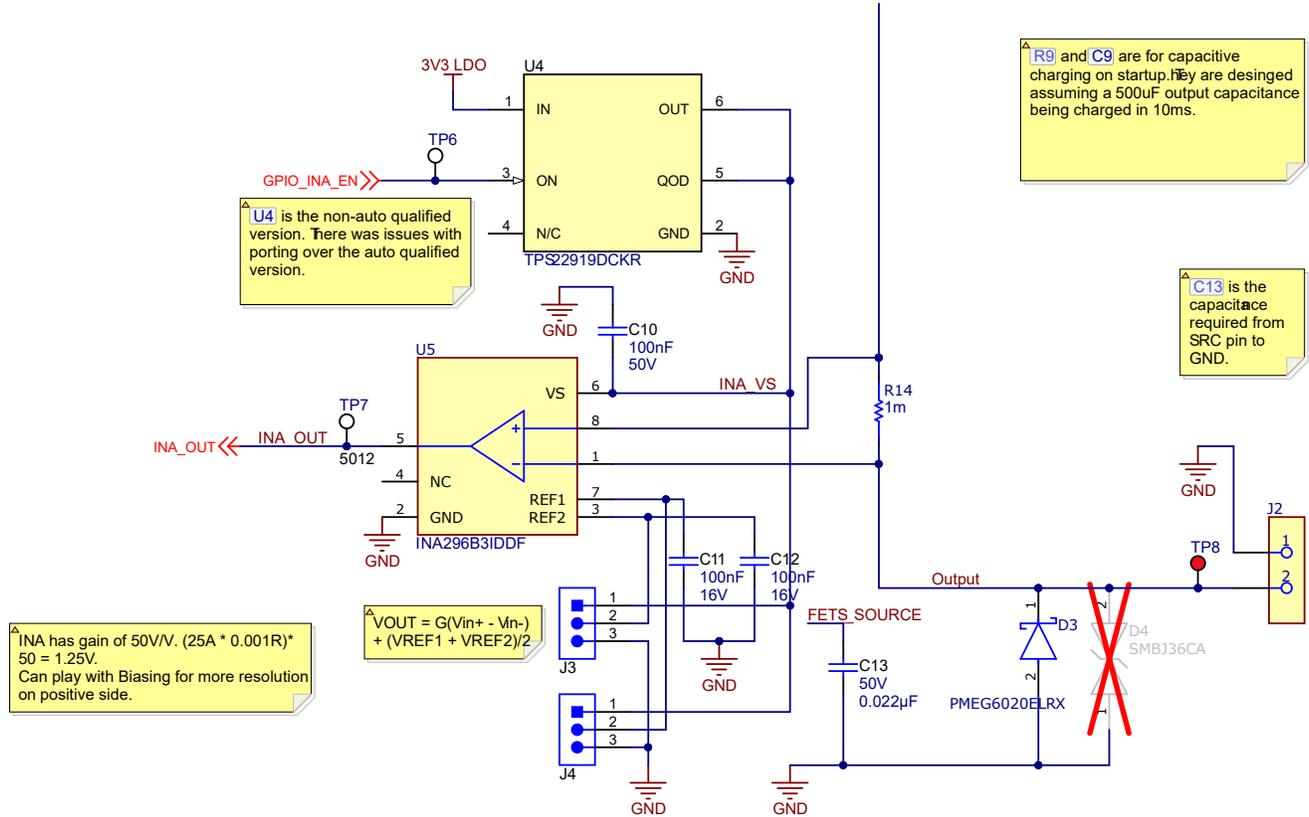


图 3-3. INA296B-Q1 原理图

表 3-2. INA296B-Q1 配置

J3 设置 (VREF1)	J4 设置 (VREF2)	配置
GND	GND	单向电流检测 (0A 至 66A)
GND	3V3	双向电流检测 (- 33A 至 33A)
3V3	GND	双向电流检测 (- 33A 至 33A)
3V3	3V3	单向反向电流检测 (-66A 至 0A)

$$V_{OUT,INA} = G(V_{IN+} - V_{IN-}) + \frac{V_{REF1} + V_{REF2}}{2} \quad (9)$$

其中

- $V_{OUT,INA}$ 为电流检测输出
- $V_{IN+} - V_{IN-}$ 是分流电阻器 R14 两端的压降
- G 是电流检测放大器的增益 ($G = 50$)

备注

TIDA-020065 软件没有任何用于反向电流监测的特殊逻辑。基于软件的 I^2t 算法仅适用于正向电流选项。

3.5.2 用于配置 TPS1213-Q1 的接头

添加了接头，用于独立于 MSPM0L1306-Q1 测试 TPS1213-Q1。

表 3-3. TPS1213-Q1 跳线配置

跳线	引脚	配置	说明
J5	INP	3V3	如果 LPM = 3V3，则导通主功耗路径 (Q2) 的 FET
		GND	如果 LPM = 3V3，则关断主功耗 FET (Q2)
J6	LPM	3V	强制 TPS1213-Q1 进入工作模式。这会禁用低功耗路径 (Q3) 的 FET 并通过设置 INP 引脚 (J5) 来导通或关断主功耗路径 (Q2) 的 FET
		GND	强制 TPS1213-Q1 进入低功耗模式，导通低功耗路径的 FET (Q3) 并禁用主功耗路径 (Q2) 的 FET
J8	SCP_TEST	3V3	用于诊断短路保护功能。此设置会强制 TPS1213-Q1 内部的短路标志
		GND	移除 TPS1213-Q1 内部的短路标志

小心

如果刷写了 MSPM0L1306-Q1，并且它在电路板上，则不建议使用 J5、J6 和 J8。如果需要使用 MSPM0L1306-Q1，请使用 J7 将 nRST 连接到 GND。

3.6 软件注意事项

图 3-4 展示了一种最能描述 TIDA-020065 的状态机。最初，MCU 启动并进入预充电模式，为负载电容器充电 15ms。在这个 15ms 周期到期后，系统会通过将 nLPM 拉为高电平以切换到工作模式。

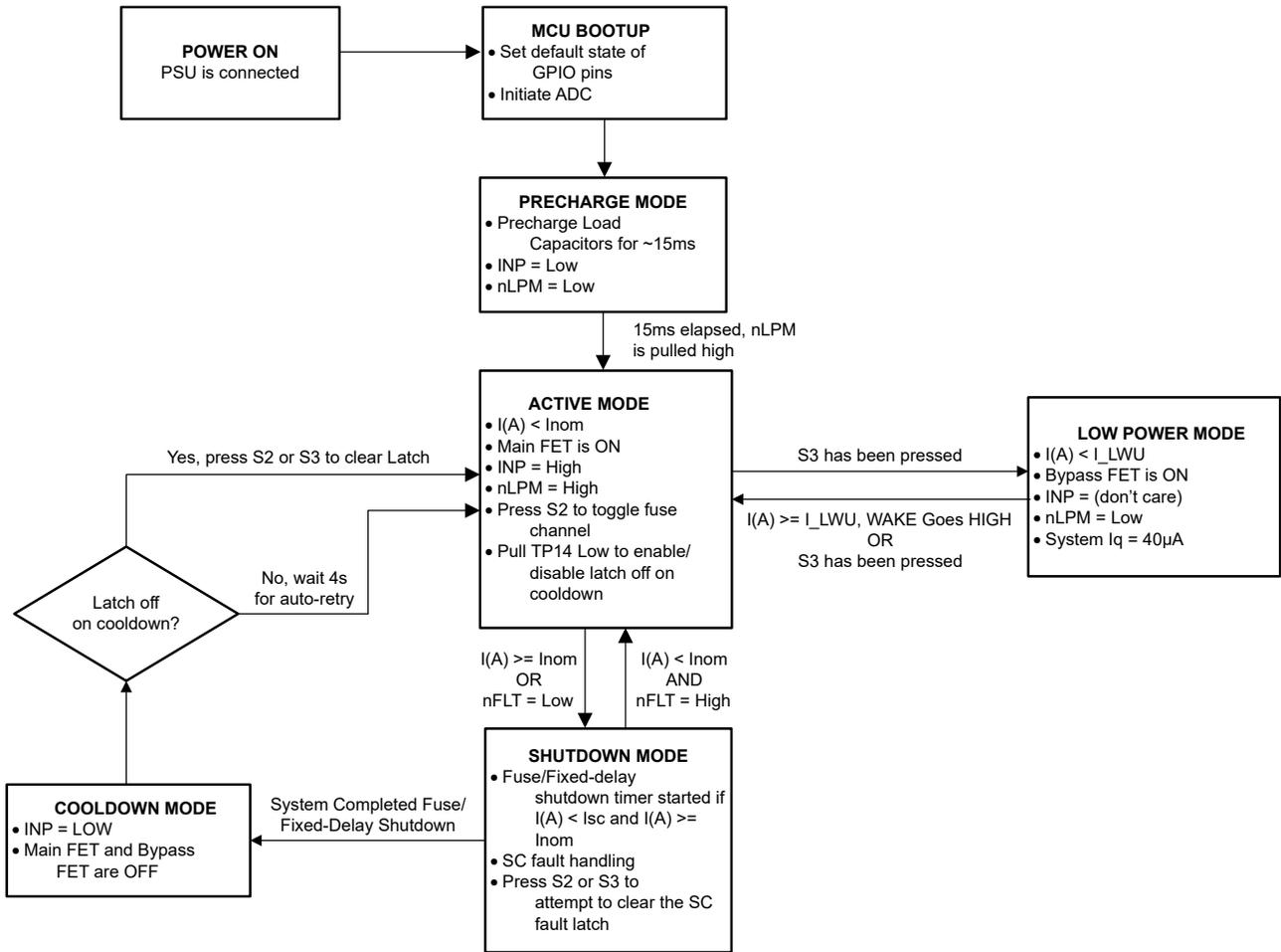


图 3-4. TIDA-020065 状态机

在工作状态下，主 FET 被驱动，负载高达 30A。可以按下 S3 将系统从工作模式切换到低功耗模式。S2 还可用于在编程的时间电流保险丝特性之间切换。

MSPM01306 的 ADC 外设每 100 μ s 收集一次样本，以在工作模式下持续监测输出电流。当检测到过载电流时，系统立即从工作模式切换到关断模式。根据电流脉冲活动的时间长度和脉冲的高度，软件使用编程的时间电流特性来保护线束和负载，以达到图 3-5 所示的电流范围。

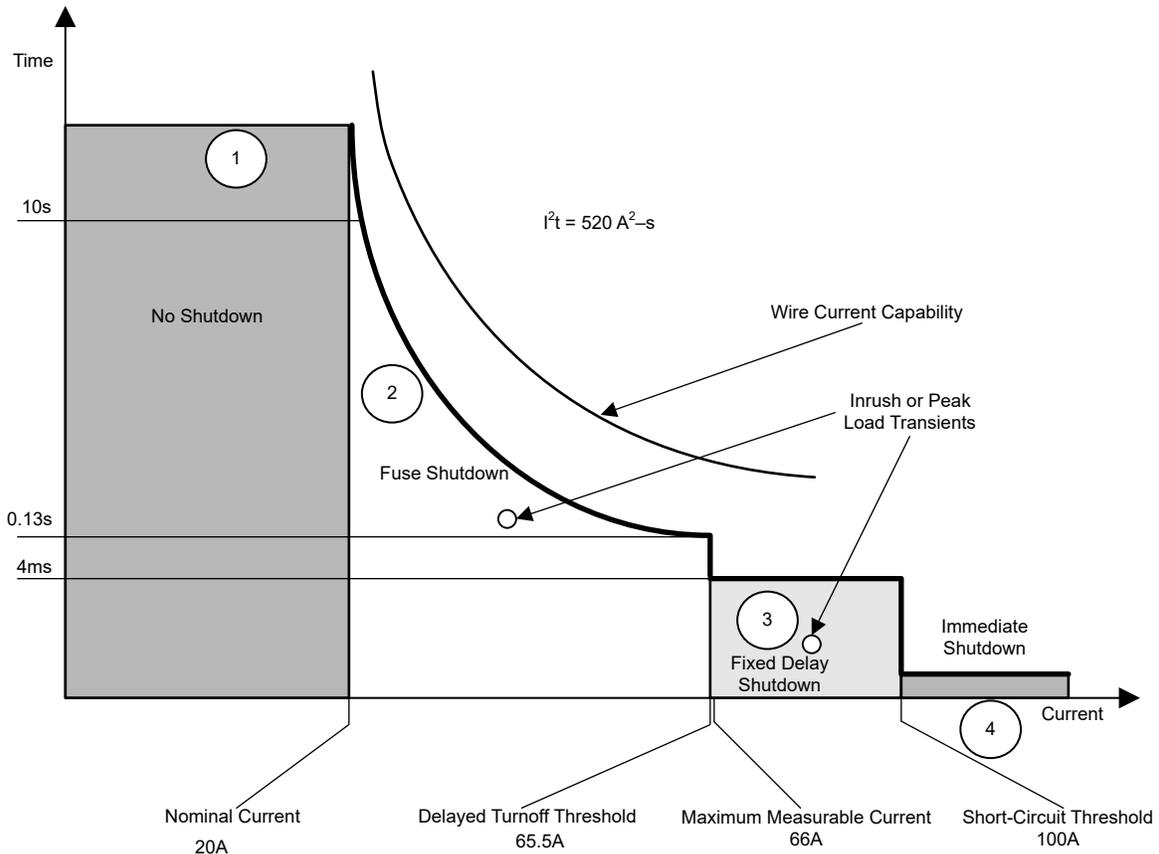


图 3-5. TIDA-020065 时间电流特性

软件 I^2t 算法重现了实际熔断型保险丝的行为；在峰值负载瞬变或其他过流超过导线电流能力并损坏车辆线路之前，输出会关闭。 I^2t 算法通过方程式 10 得以最佳解释。

$$t_{\text{Shutdown}} = \frac{I^2t}{I_{\text{Load}}^2 - I_{\text{Nom}}^2} \quad (10)$$

其中

- I^2t 是熔断型保险丝常数
- I_{Nom} 是所用保险丝通道的标称电流额定值
- t_{Shutdown} 是检测到过流时保险丝的预期关断时间

为了更好地模拟实际保险丝，每次进行 ADC 采样时都会从 I_{load}^2 测量值中减去 I_{nom}^2 。该附加功能使智能保险丝能够在 I_{nom} 阈值下运行，并避免由于正常负载瞬变而错误关断。

为了绕过只能在最大可监测电流（该设计中为 66A）下运行 I^2t 算法的限制，添加了固定延迟关断阈值，以在达到 SC 阈值之前在固定时间内关闭输出。尽管该设计选择了 4ms 作为固定延迟关断时间，但应根据系统中允许的电流脉冲来设置此时间。

当发生保险丝关断或固定延迟关断时，系统切换到冷却模式，此时 INP 被拉至低电平，允许系统从过载事件中恢复。默认情况下，MSPM0L1306-Q1 会在 4s 内再次自动将 INP 拉至高电平，以恢复输出。尽管如此，可以通过将 TP14 拉至低电平来配置软件，以实现冷却模式下的锁存行为。输出现在无限期保持关闭，直到通过按下 S2 或 S3 收到用户输入为止。将此行为与熔断型保险丝进行比较表明，必须更换熔断型保险丝，而该设计可以提供可复位的过流保护。在更接近现实的应用中，软件会考虑车辆线路的发热情况，以确保有足够的时间冷却线束。

为了实现立即关断，使用了 TPS1213-Q1 的短路保护功能。nFLT 被拉至低电平，以向 MSPM0L1306-Q1 发出检测到硬件故障的信号。在此状态下，按下 S2 或 S3 会切换 INP，从而清除 TPS1213-Q1 的 SC 保护锁存。

3.6.1 保险丝通道定义

TIDA-020065 软件实现了 4 个不同的保险丝通道。表 3-4 展示了这些通道的时间电流特性。

表 3-4. 保险丝通道定义

通道编号	I_{NOM} (A)	I^2t (A2s)	保险丝关断后的冷却时间 (s)	软件电流限制 (A)	固定延迟关断的脉冲宽度 (ms)	固定延迟关断后的冷却时间 (s)
1	15	340	4	65.5	4	4
2	20	520	4	65.5	4	4
3	25	1000	4	65.5	4	4
4	30	1500	4	65.5	4	4

对于所有通道，立即关断阈值通过硬件元件固定在 100A。TPS1213-Q1 配置为在短路事件 (SC) 期间 ($< 6 \mu s$) 锁存和最快关断。

3.6.2 软件功能

表 3-5 展示了与软件函数相关的元件的说明。

表 3-5. 软件功能

元件	功能	说明
S1	MCU 复位	按下 S1 将 nRST 拉至低电平，这会使 MSPM0L1306-Q1 复位
S2	切换保险丝通道	按下时，D9 闪烁几次，以指示正在使用哪个保险丝通道。示例：如果 D9 闪烁 2 次，则表示系统正在使用保险丝通道 2。
S3	切换电源模式	让系统在低功耗模式和工作模式之间切换
TP13	SCP_Test 诊断	将 TP13 拉至 GND 以切换 TPS1213-Q1 SCP_Test 输入引脚。SCP_Test 默认为低电平，用于诊断短路保护功能。
TP14	在冷却模式下启用或禁用锁存	将 TP14 拉至 GND，以在冷却时启用或禁用锁存。TP14 默认禁用。如果启用，D9 会闪烁 2 次，表示在冷却时启用了锁存。发生过流故障时，按下 S2 或 S3 以清除锁存并恢复输出。如果禁用，D9 会闪烁 1 次，表示在冷却时禁用锁存。在冷却时，MSPM0L1306-Q1 会在 4s 内自动恢复输出。

该板中还包含 LED 指示灯，如表 3-6 所示。

表 3-6. LED 指示灯和说明

LED	名称	说明
D6	输出开启	表示输出开启且未因任何故障而关闭。在 J9 上放置跳线以启用 D6。
D7	LPM 开启	指示系统处于低功耗模式。在 J10 上放置跳线以启用 D7。（在低功耗模式下测量电流时，请移除 J9 和 J10 上的跳线）
D8	检测故障	指示检测到过流或 TPS1213-Q1 nFLT 引脚已变为低电平。
D9	保险丝通道指示器	指示正在使用哪个保险丝通道。示例：如果 D9 闪烁 2 次，则表示系统正在使用保险丝通道 2。
D5	nFLT 低电平	指示 TPS1213-Q1 nFLT 引脚已变为低电平。

3.7 可选输出 TVS 二极管

D4 为可选 TVS 二极管封装结构。

如果需要 TVS 二极管，TI 建议将 SMBJ36CA 与 TPS1213-Q1 配合使用。

4 硬件、软件、测试要求和测试结果

4.1 硬件要求

评估 TIDA-020065 需要直流电源和负载。

4.2 软件

TIDA-020065 软件是使用 MSPM0 SDK 1.10.0.05 开发的。

4.3 测试设置

图 4-1 展示了 TIDA-020065 的典型设置。输入连接到直流电源，输出连接到电子负载。

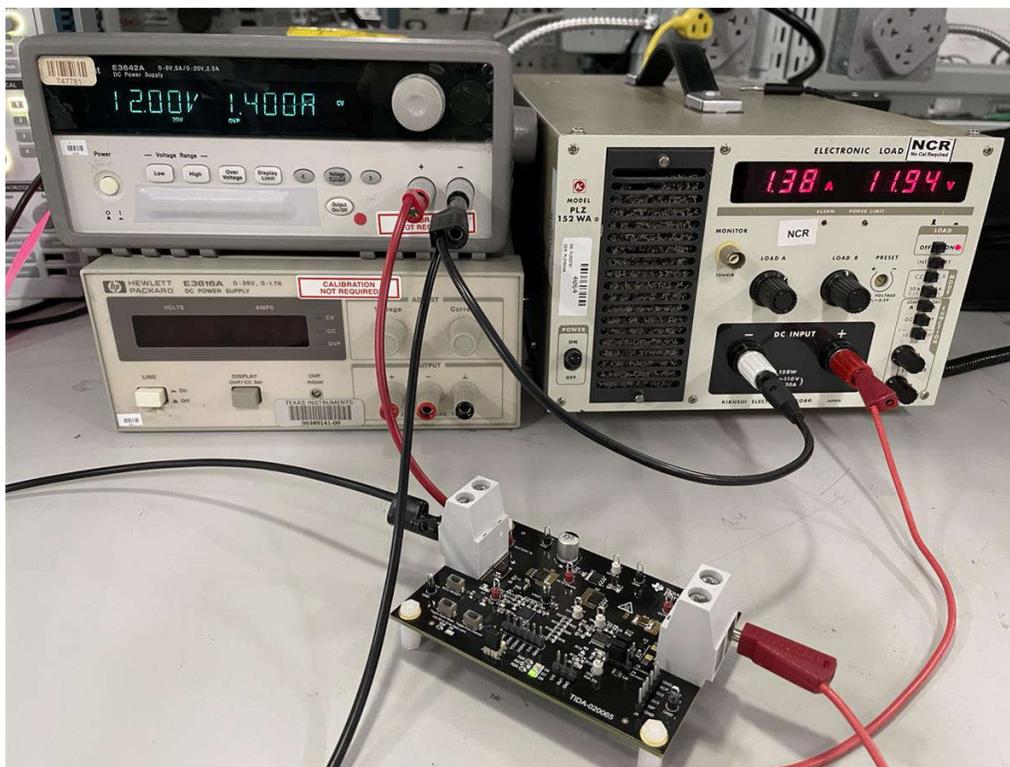


图 4-1. 典型的 TIDA-020065 设置

4.4 测试结果

4.4.1 状态切换

低功耗模式和工作模式之间状态切换的测试设置涉及使用 LM53625xQEVM 降压转换器和配置为恒流模式的 150W 电子负载模拟简单的车辆 ECU。

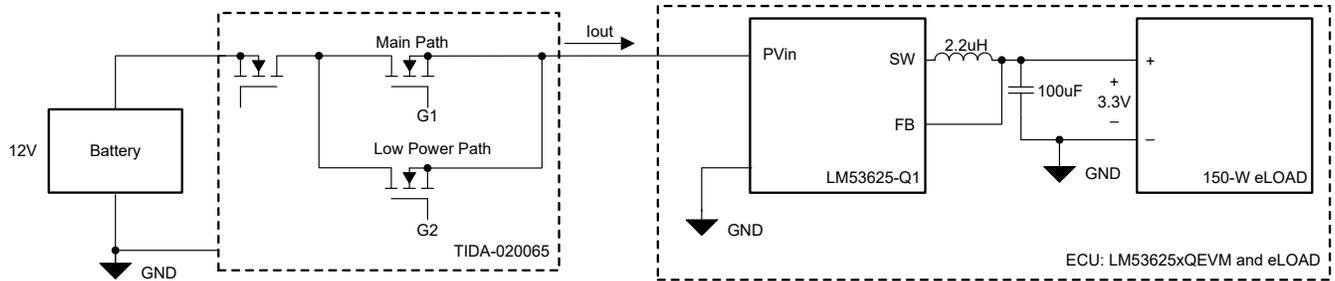


图 4-2. 状态切换测试方框图

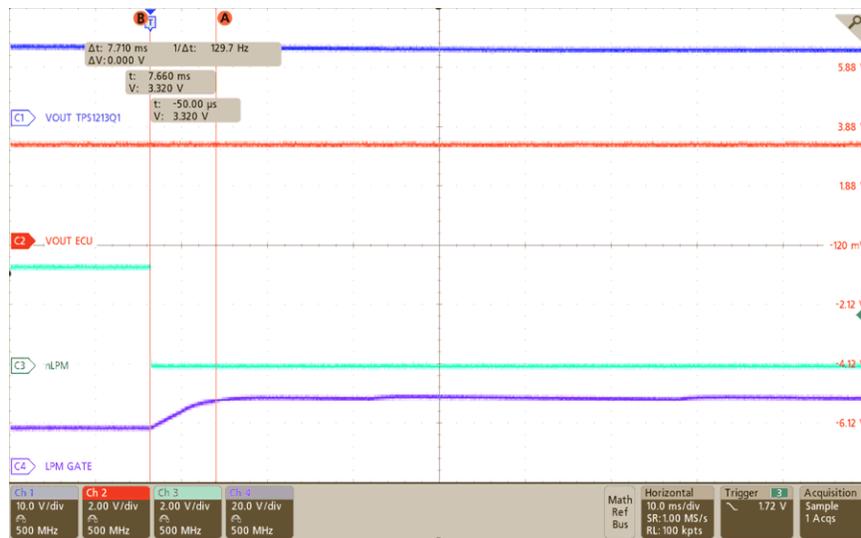


图 4-3. 有效以进入低功耗模式

在图 4-3 中，测试首先按下 S3 触发 MSPM0L1306-Q1 以将系统切换到低功耗模式。在此状态下，nLPM 和 INP 都被拉至低电平，向 TPS1213-Q1 发出信号，以驱动低功耗路径而不是主路径。

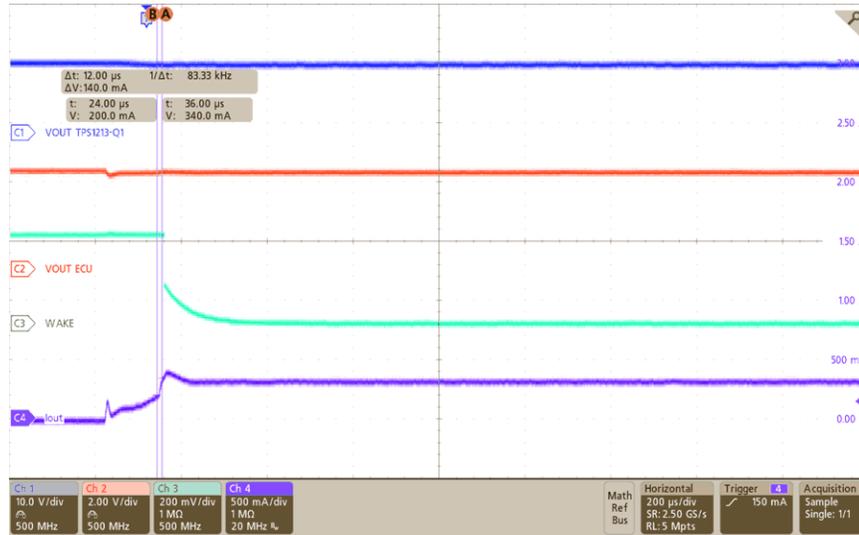


图 4-4. 自动负载唤醒

在图 4-4 中，系统最初处于低功耗模式，但电子负载被开启以超过 200mA 的自动负载唤醒阈值。TPS1213-Q1 在不到 12 μ s 内自动从使用低功耗路径切换为使用主路径。同时，WAKE 信号置为低电平，以提醒 MSPM0L1306-Q1 将整个系统切换为工作模式。

4.4.2 低功耗模式下的系统 I_Q

对于此测试，在 V_{BAT} 输入端串联一个电流表，以测量低功耗模式下的电流。无负载连接至输出端。图 4-5 对应于没有 MCU 的系统 I_Q ，图 4-6 对应于具有 MCU 的系统 I_Q 。

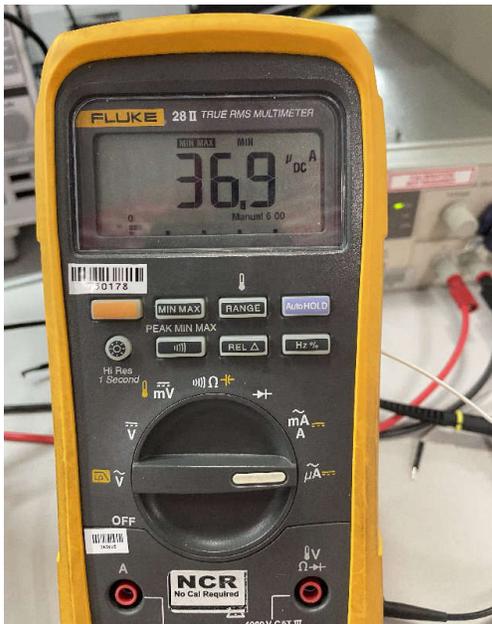


图 4-5. 没有 MCU 时的系统 I_Q

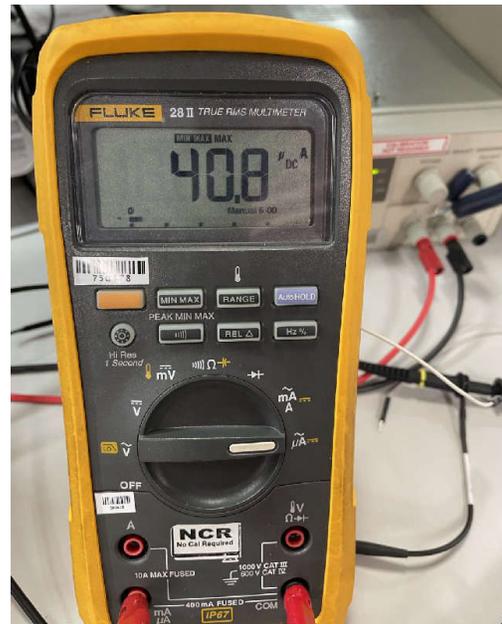


图 4-6. 具有 MCU 时的系统 I_Q

4.4.3 预充电测试

此测试分析了 TIDA-020065 对 1000 μ F 容性负载的响应。

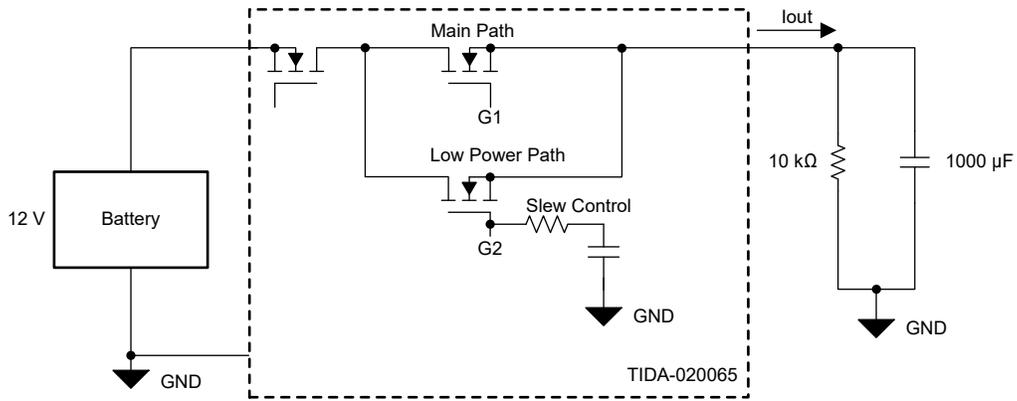


图 4-7. 电容充电测试方框图

图 4-8 展示了系统在上电后立即进入预充电模式。在硬件中，压摆率控制设置为缓慢驱动低功耗路径，以便为负载电容器充电 10ms，这解释了峰值电流脉冲持续大约 10ms 的原因。15ms 后，MSPM0L1306-Q1 通过驱动主 FET 栅极 (G1) 将系统切换到工作模式。此测试中使用的电流探针锁定为 5A/V，因此实际测量到的峰值电流约为 1.3A。

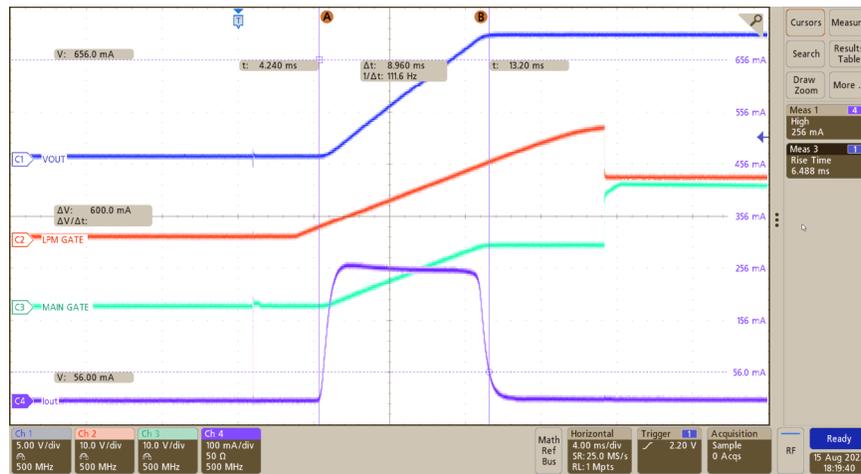


图 4-8. 对 1000 μF 负载电容器进行预充电

4.4.4 过流保护

用于验证基于软件的时间电流特性的测试设置采用与图 4-2 中所示类似的设置，只是从路径中移除了 LM53625xQEVM。1000W 电子负载直接连接到 TIDA-020065 的输出端，负载配置为恒定电阻模式。

对于该测试，使用了保险丝通道 3，这意味着 $I_{nom} = 25A$ 且 $I^2t = 1000A^2s$ 。当负载经历 36A 的恒定过流时，预期关断时间为 1.49s。 I^2t 算法需要花费 1.523 秒的时间来将 INP 拉至低电平和关闭输出。

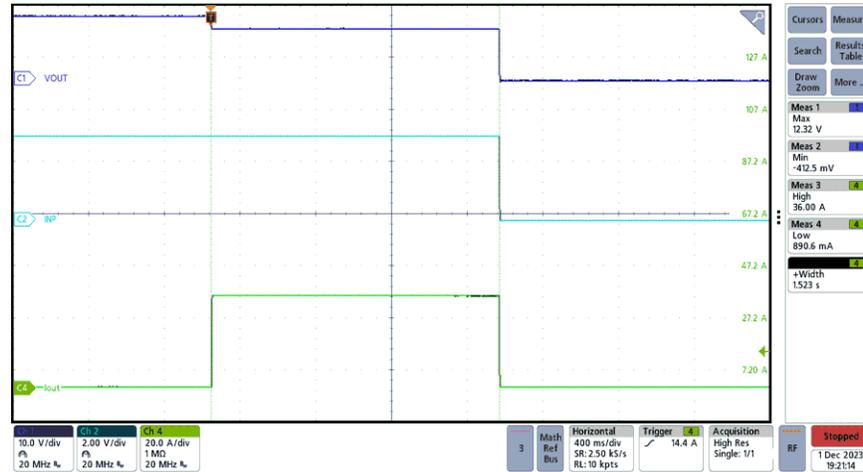


图 4-9. 过流事件 ($I_{nom} = 25A$, $I^2t = 1000A^2s$)

图 4-10 和图 4-11 分别展示了使用保险丝通道 1 和保险丝通道 2 进行的 I^2t 关断测试的结果。

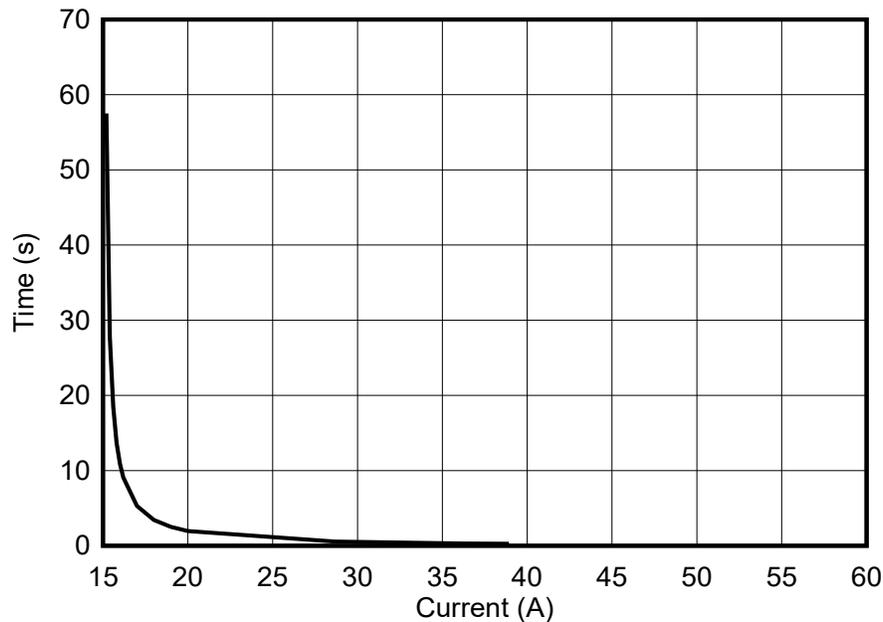


图 4-10. 保险丝通道 1 的 I^2t 测试 ($I_{nom} = 15A$ 且 $I^2t = 340A^2s$)

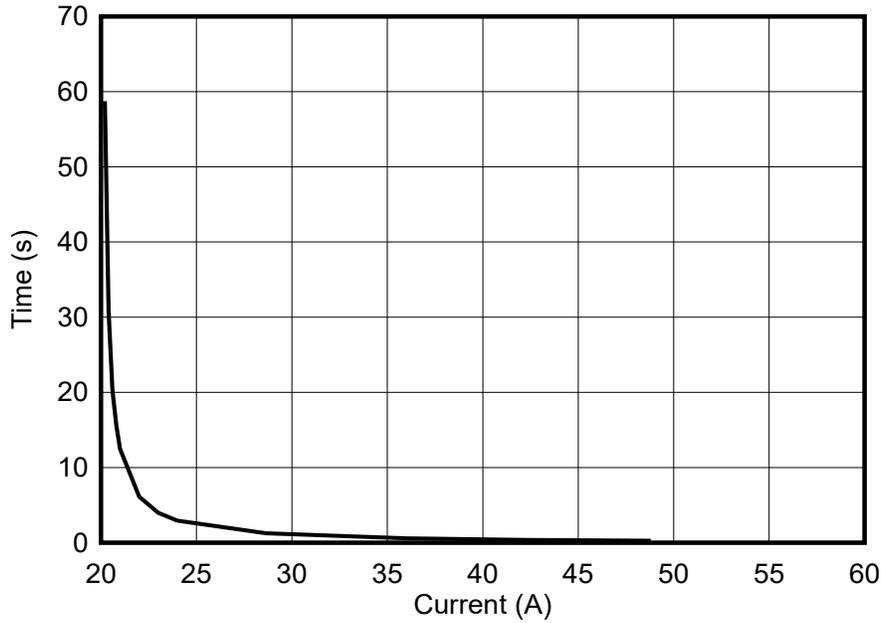


图 4-11. 保险丝通道 2 的 I^2t 测试 ($I_{nom} = 20A$ 且 $I^2t = 520A^2s$)

除了过流高达 65.5A 时的保险丝 I^2t 行为之外，还捕获了固定延迟关断行为。

对于该测试，在软件中将固定延迟阈值设置为 65.5A。如图 4-12 所示，65.5A 脉冲接近该设计的最大可监测电流，因此 MSPM0L1306-Q1 在脉冲有效且保持 4ms 时将 INP 置为低电平以关闭输出。

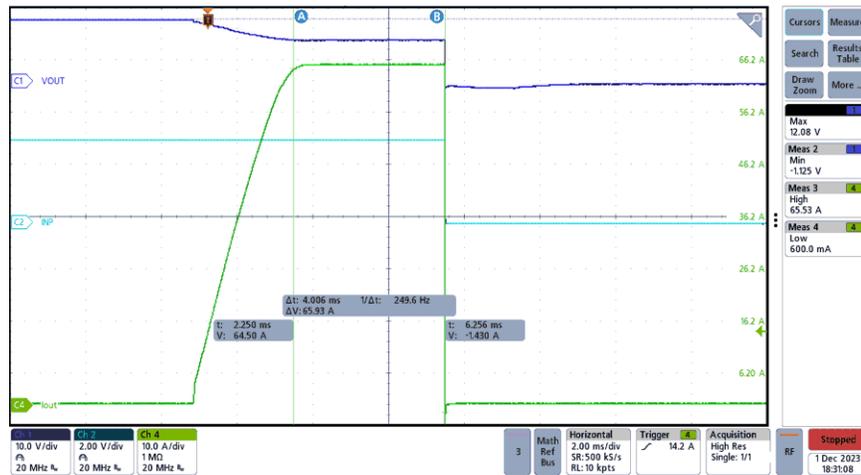


图 4-12. 固定延迟关断事件

4.4.5 PWM 过流

此测试的目的是显示 TIDA-020065 在各种电流峰值下的行为。对于 I^2t 常数为 $340A^2s$ 且 I_{nom} 为 15A 的 20A 负载，预期在 1.94s 内会关断。尽管如此，在跨度为 1.65s 的各种过流周期，不会发生 I^2t 关断。PWM 负载电流的周期为 3.3s。



图 4-13. PWM 过流测试

4.4.6 短路保护

对于此测试，电子负载最初以 5A 开启，并设置为恒定电阻模式。然后，点击电子负载上的“short”选项，以在 TPS1213-Q1 中引发短路事件。如图 4-14 所示，在 TPS1213-Q1 在不到 $6\mu s$ 的时间内关断主栅极之前，电流峰值高达约 85A。在此状态下，nFLT 置为低电平，主栅极保持锁存状态，直到按下 S2 或 S3，这将向 MSPM0L1306-Q1 发送信号来切换 INP 以尝试清除锁存。如果锁存成功清除，nFLT 将置为高电平并提醒 MCU 故障已清除。图 4-15 展示了从短路事件中成功恢复的示例。

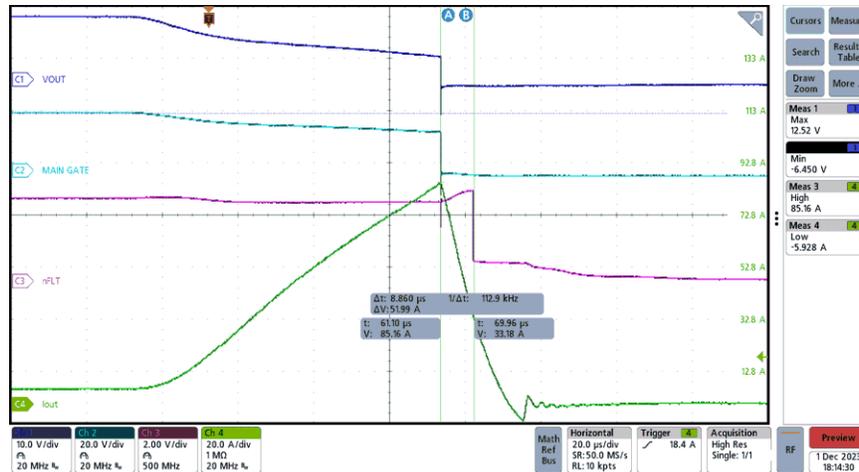


图 4-14. 短路事件

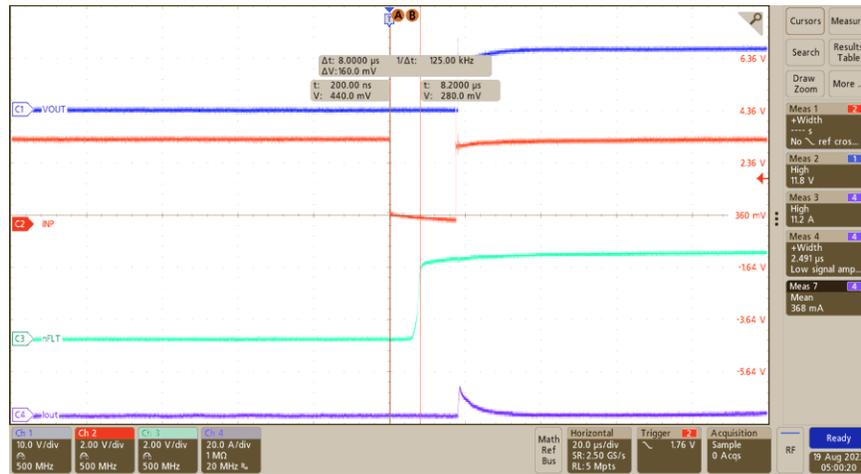


图 4-15. 清除短路锁存

4.4.7 热力测试

TIDA-020065 的热性能针对 25A 和 30A 连续电流进行捕获。对于这两项测试，先让系统达到热平衡，然后再使用热像仪捕捉屏幕截图。房间的环境温度为 25°C，因此对于图 4-17，观察到 FET 的温度上升了 55.5°C。

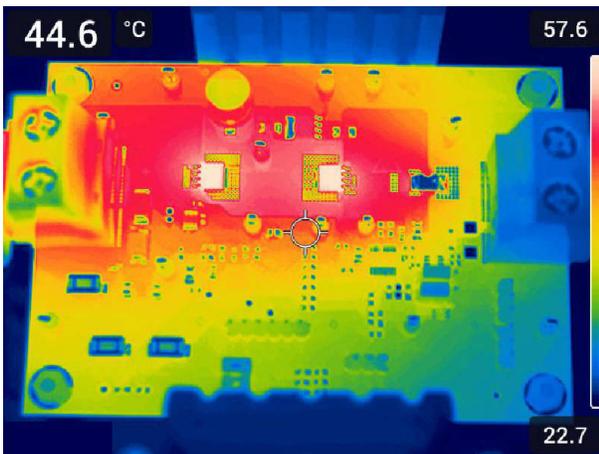


图 4-16. 热平衡时 25A 负载

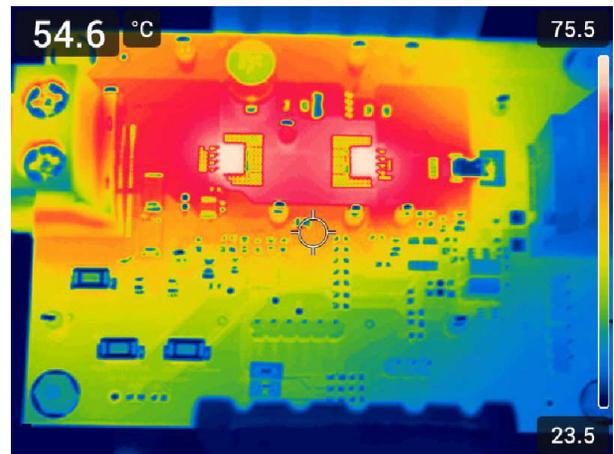


图 4-17. 热平衡时 30A 负载

4.4.8 CISPR-25 发射测试

节 4.4.8.1 和节 4.4.8.2 说明了 TIDA-020065 的 EMI 性能。这些测试表明，TIDA-020065 元件无需完全优化布局即可满足 CISPR-25 要求。CISPR-25 传导发射测试在 0.15MHz 至 108MHz 频率范围内进行，辐射发射测试在 0.15MHz 至 5.925GHz 频率范围内进行。

对于传导和辐射发射测试，在以下测试案例下捕获发射情况：

- 环境本底噪声 (EUT 电源断开)
- EUT 低功耗模式 (传导发射 (CE) 测试为 120mA，辐射发射 (RE) 测试无负载)
- EUT 无负载
- EUT 3A 负载

其中

- EUT 代表 TIDA-020065

4.4.8.1 传导发射测试

图 4-18 展示了传导发射 (CE) 测试设置。使用了电压探针法进行测试。12V 汽车电池也连接到 LISN，这些是汽车电池旁边的蓝色盒子。EUT 位于绝缘材料上，并通过一个 $4\ \Omega$ 负载连接到输出端。 $4\ \Omega$ 负载本地接地，因此 EUT 在运行状态下驱动 3A。



图 4-18. 传导发射测试设置

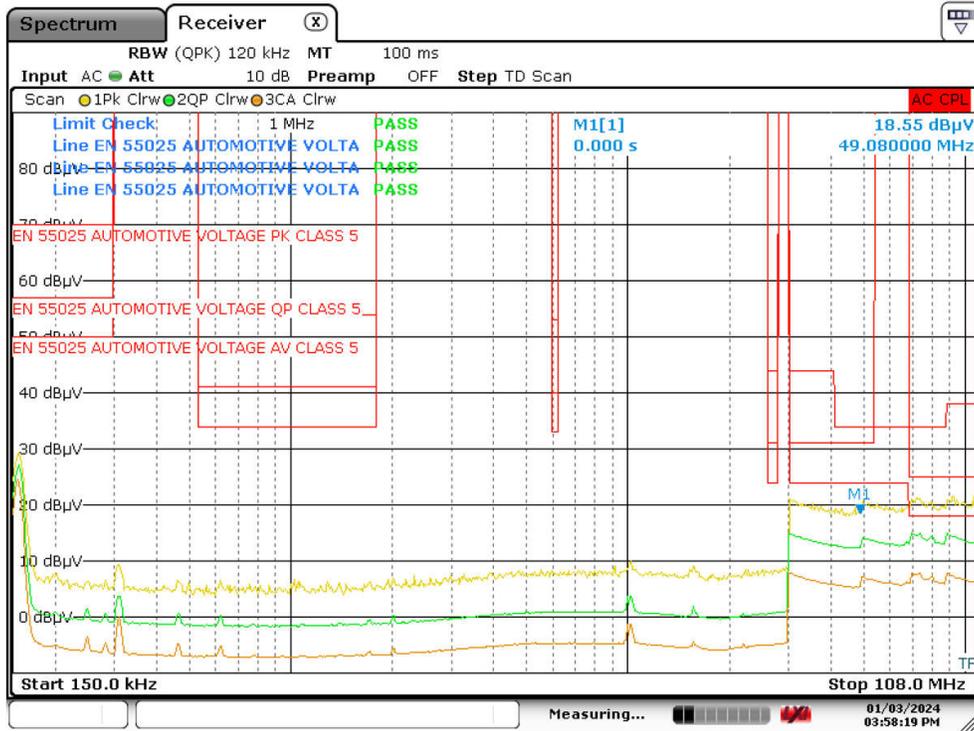


图 4-19. CE 环境本底噪声 0.15MHz 至 108MHz

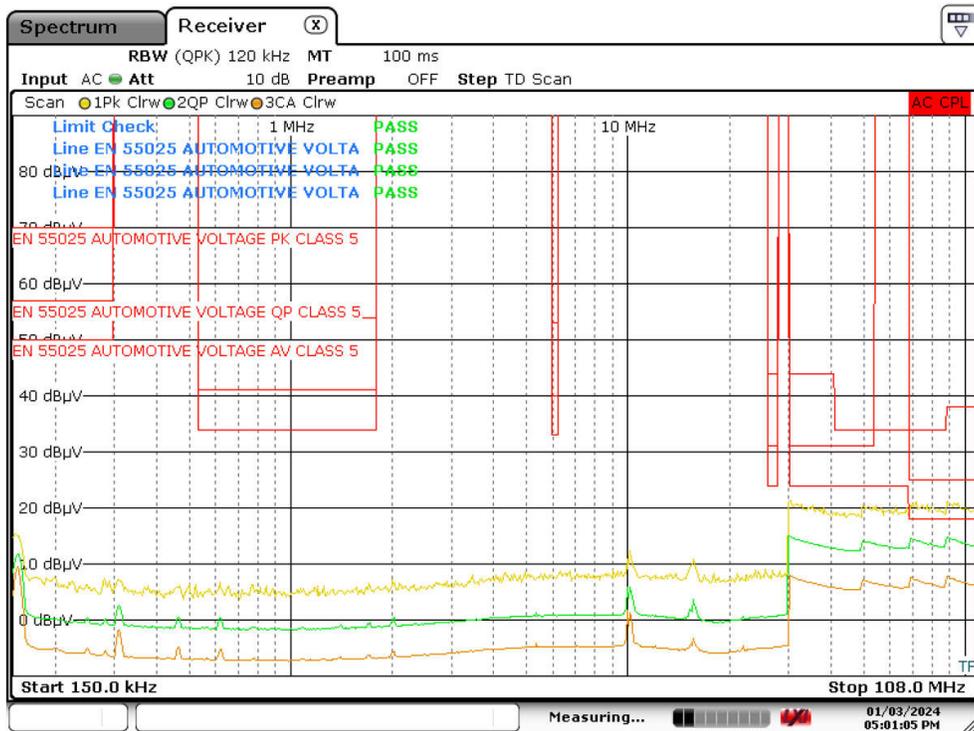
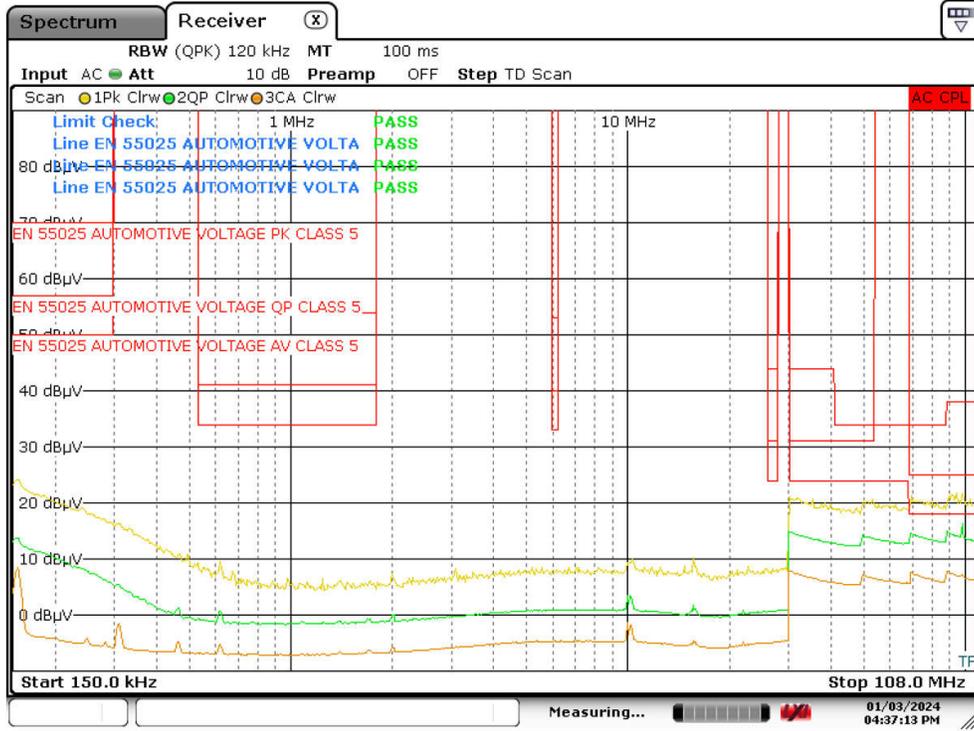
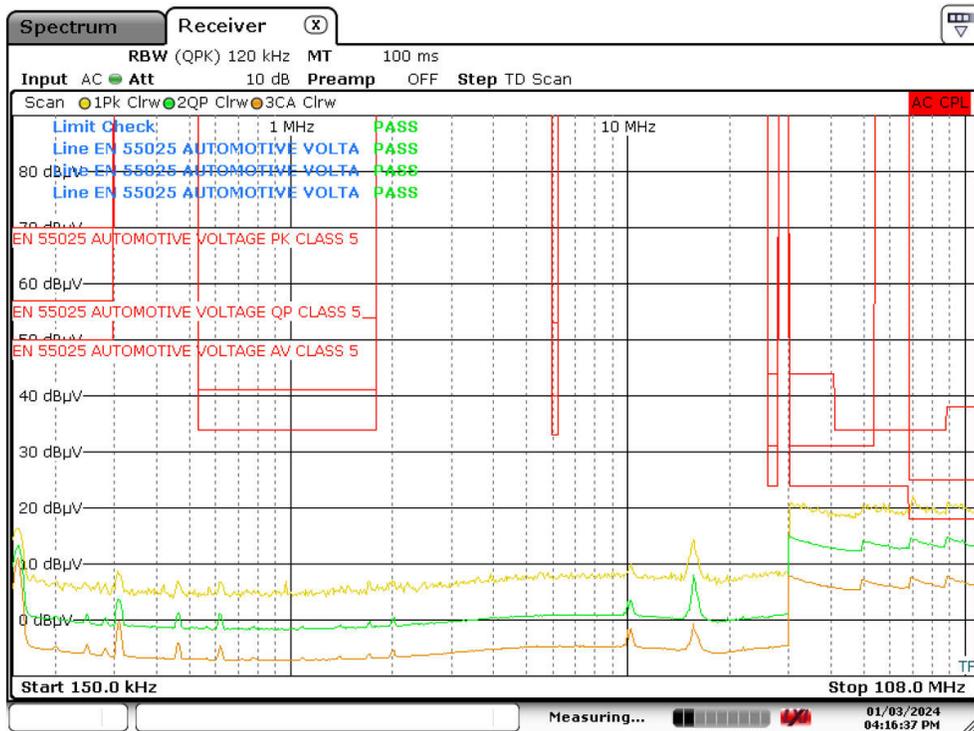


图 4-20. CE 低功耗模式 0.15MHz 至 108MHz



Date: 3.JAN.2024 16:37:13

图 4-21. CE 无负载 0.15MHz 至 108MHz



Date: 3.JAN.2024 16:16:36

图 4-22. CE 3A 负载 0.15MHz 至 108MHz

4.4.8.2 辐射发射测试

使用 4 根不同的天线进行辐射发射 (RE) 测试，以捕获 CISPR-25 的整个频率范围。使用了 12V 汽车电池和 LISN 进行这些测试。当 EUT 连接到 LISN 时，4 Ω 负载从 EUT 连接回 LISN，以便更好地重现 EUT 的实际应用。对于单极、双锥和喇叭天线测试，未显示低功耗模式和无负载测试，因为这些测量值与环境本底噪声非常相似。

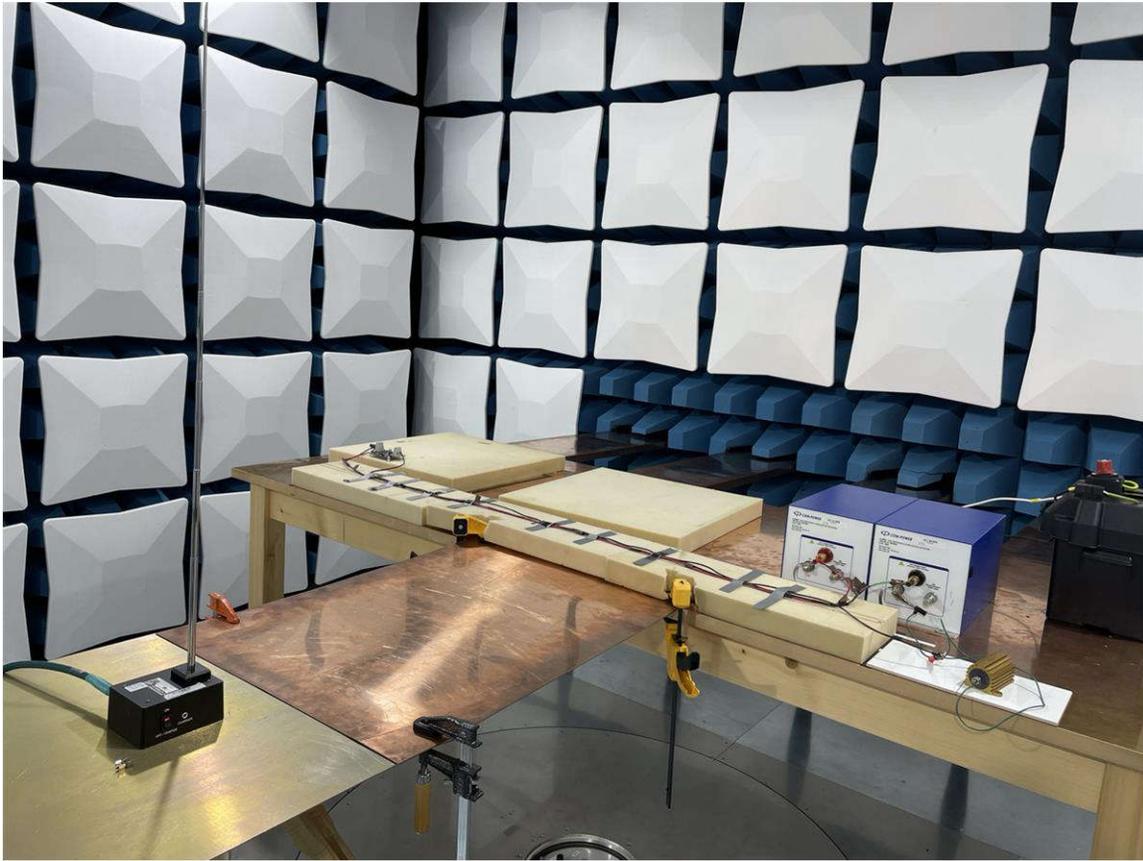


图 4-23. 使用单极天线的辐射发射设置：0.15MHz 至 30MHz

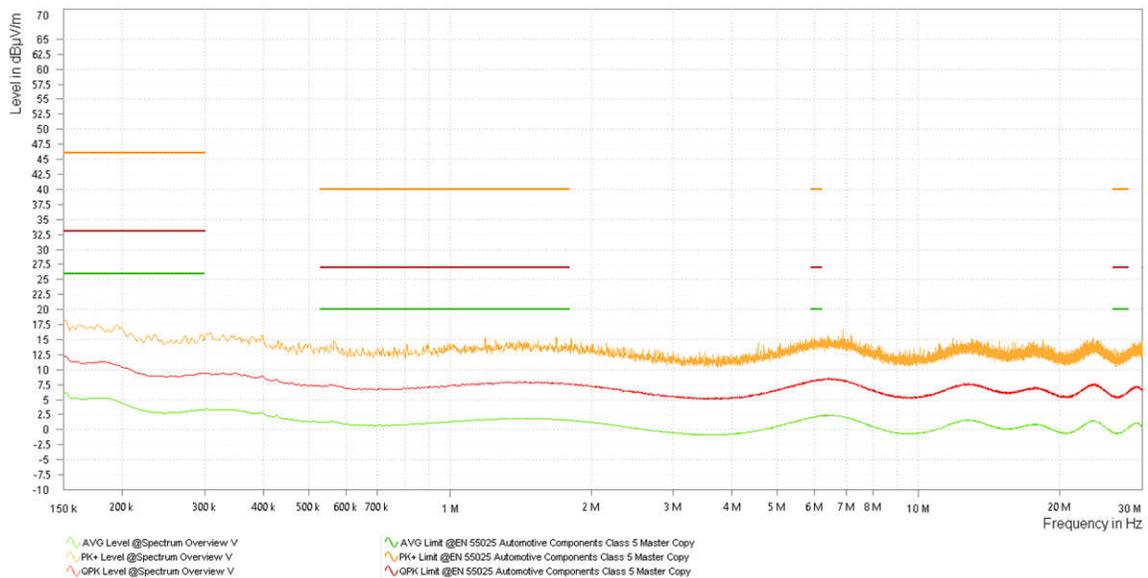


图 4-24. 辐射发射环境本底噪声：0.15MHz 至 30MHz

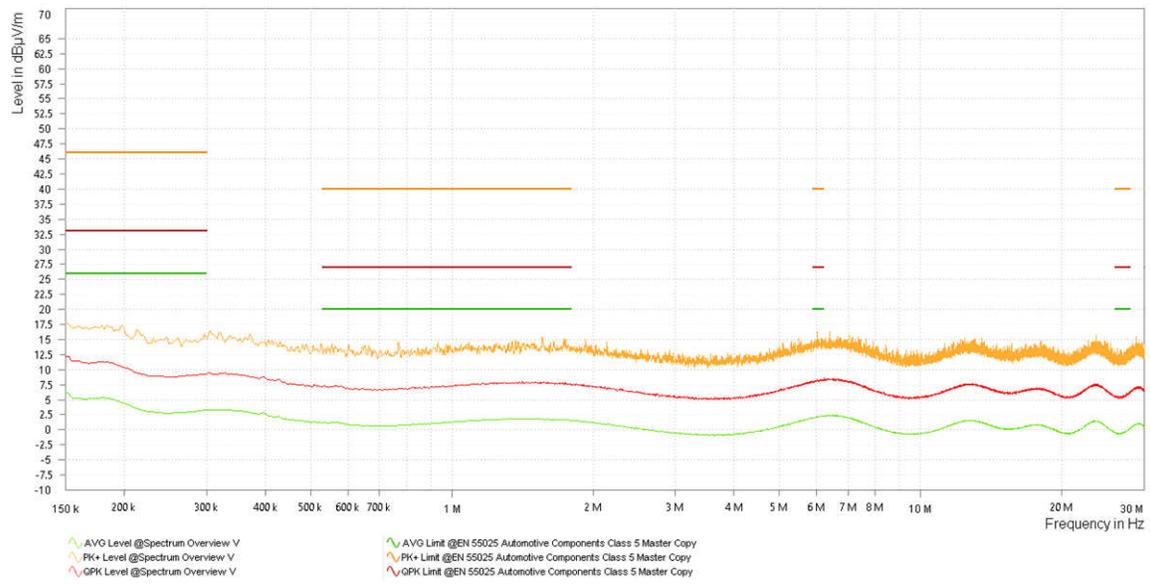


图 4-25. 辐射发射 3A 负载 : 0.15MHz 至 30MHz



图 4-26. 使用双锥天线的辐射发射设置 : 30MHz 至 200MHz

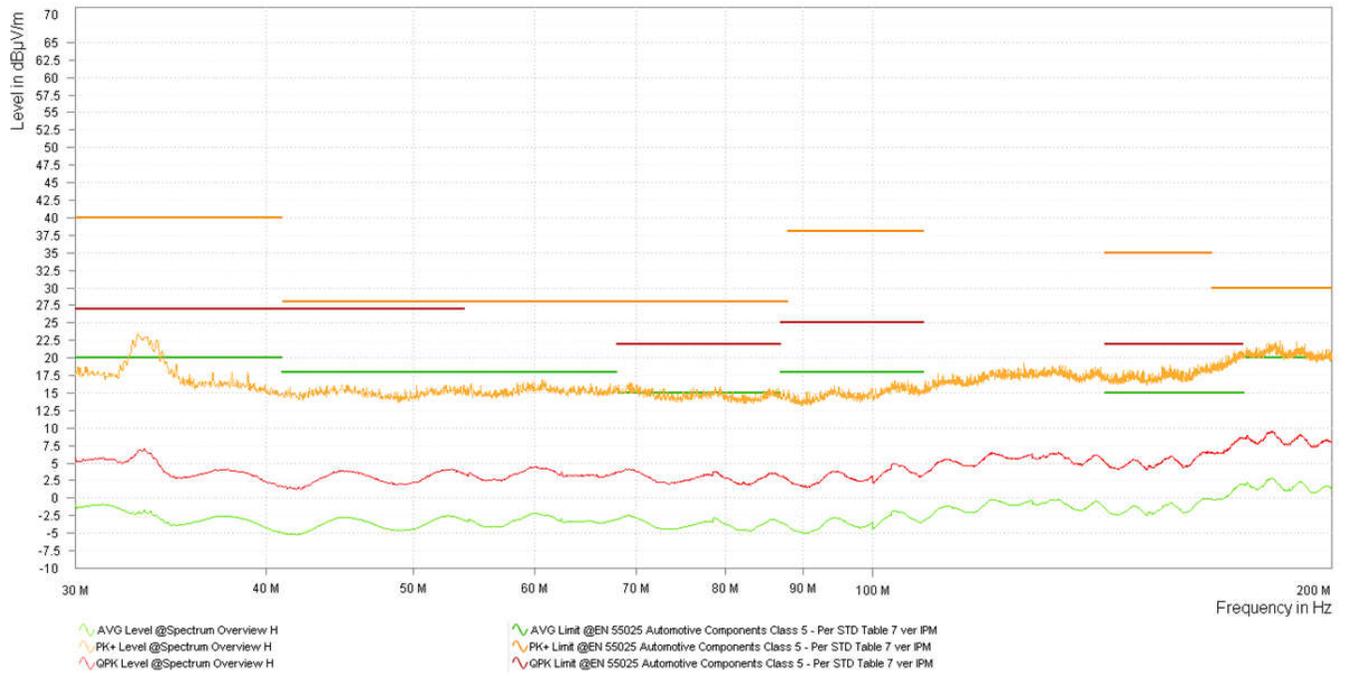


图 4-27. 使用水平天线的辐射发射环境本底噪声：30MHz 至 200MHz

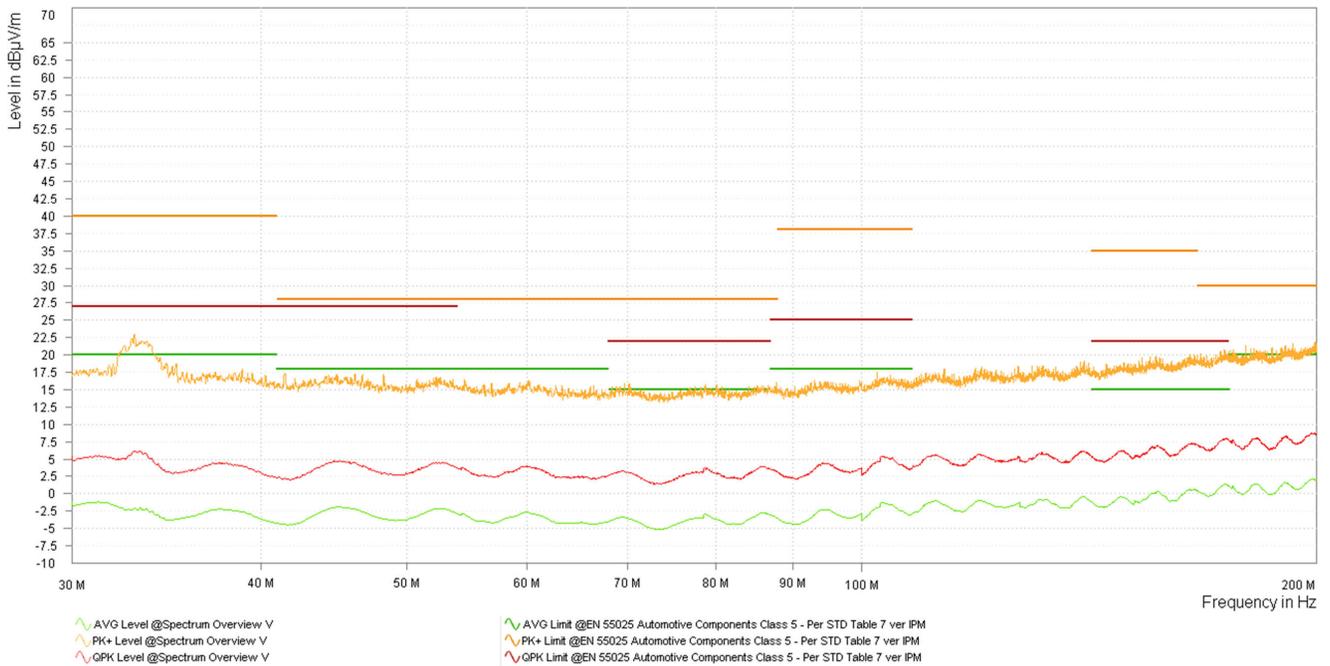


图 4-28. 使用垂直天线的辐射发射环境本底噪声：30MHz 至 200MHz

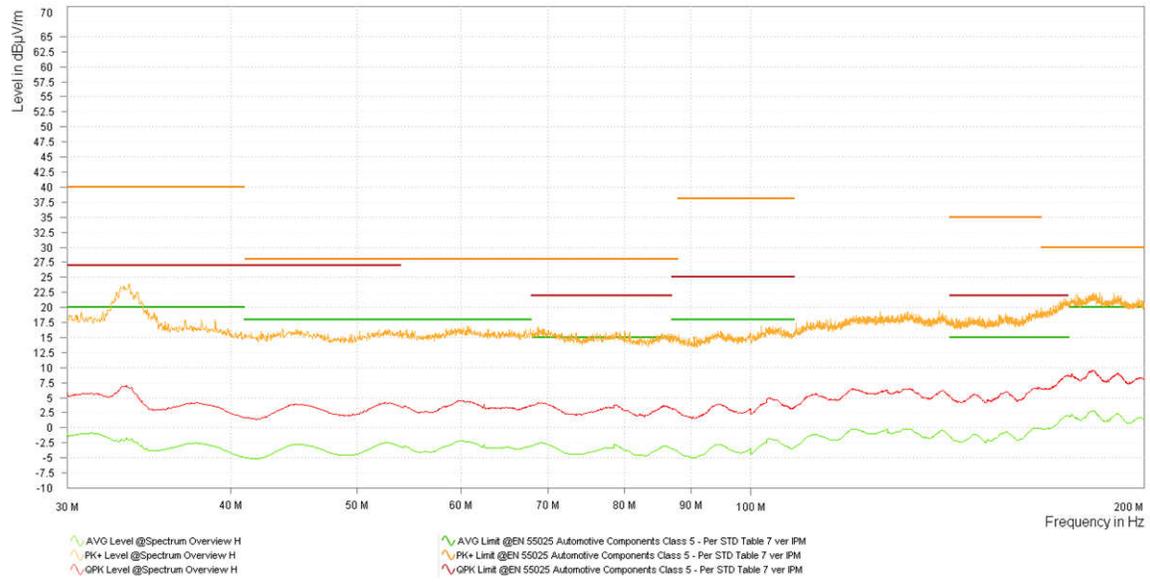


图 4-29. 使用水平天线的辐射发射 3A 负载 : 30MHz 至 200MHz

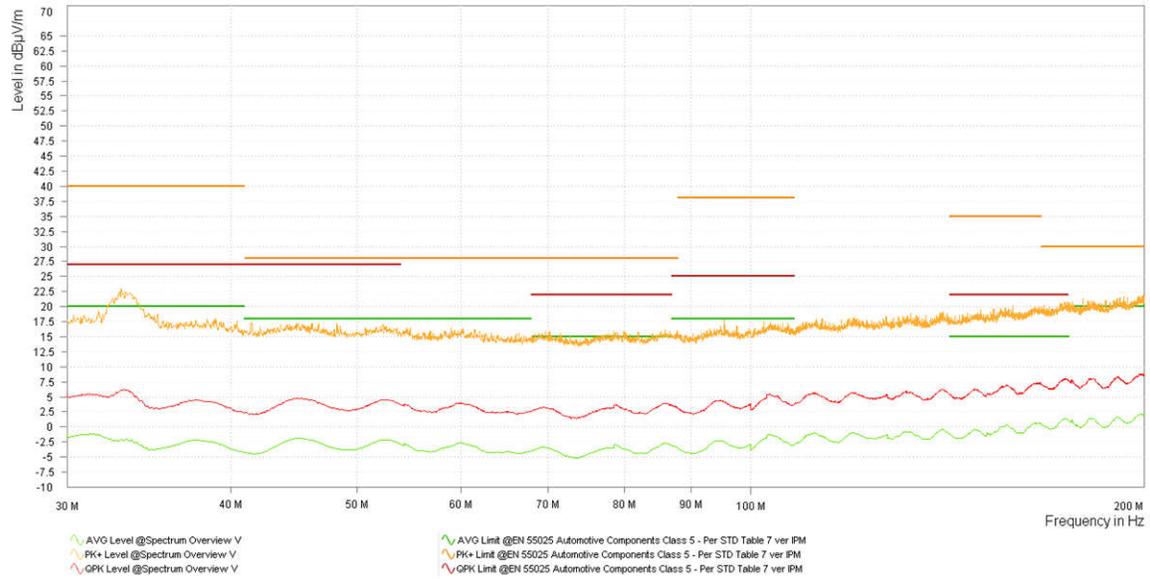


图 4-30. 使用垂直天线的辐射发射 3A 负载 : 30MHz 至 200MHz

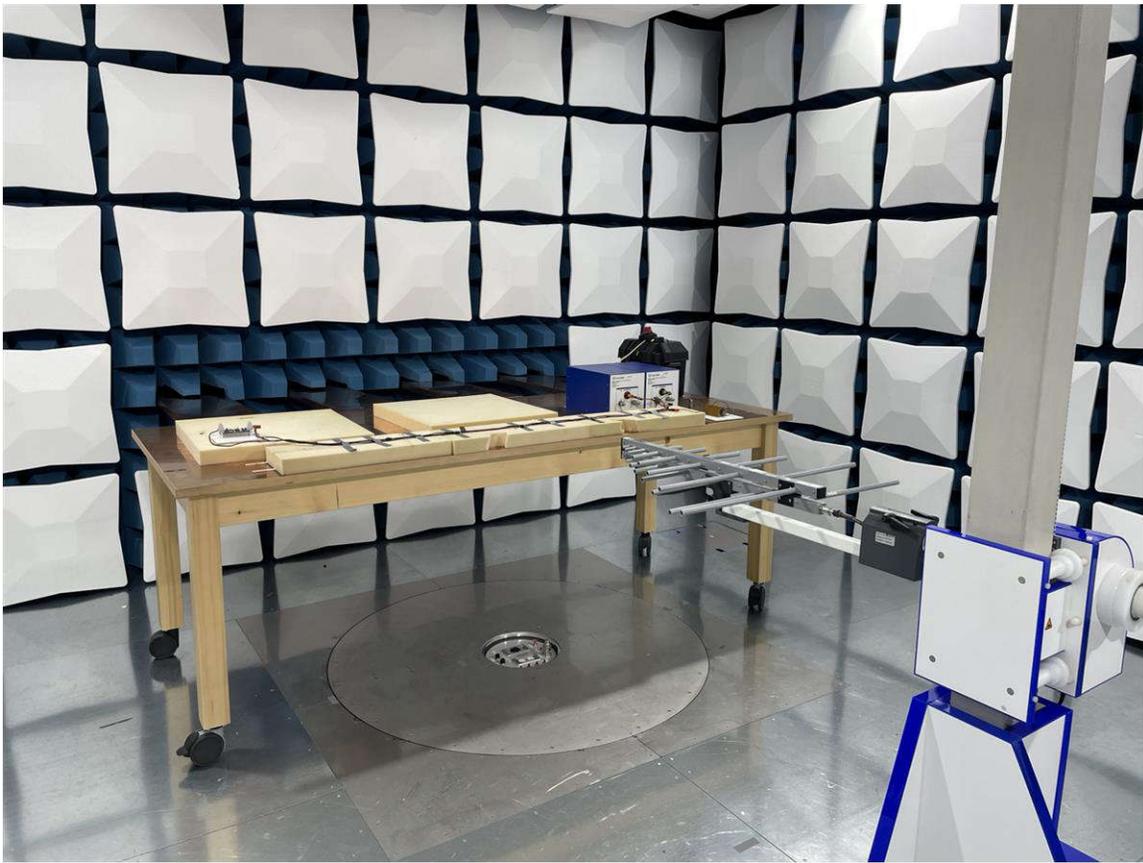


图 4-31. 使用对数天线的辐射发射设置：200MHz 至 1GHz

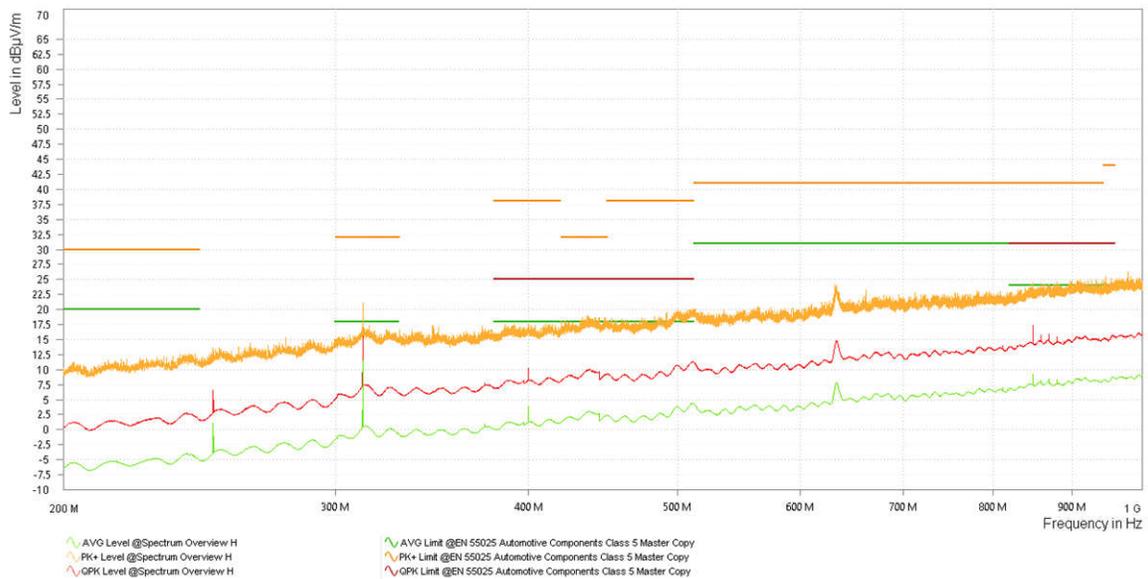


图 4-32. 使用水平天线的辐射发射环境本底噪声：200MHz 至 1GHz

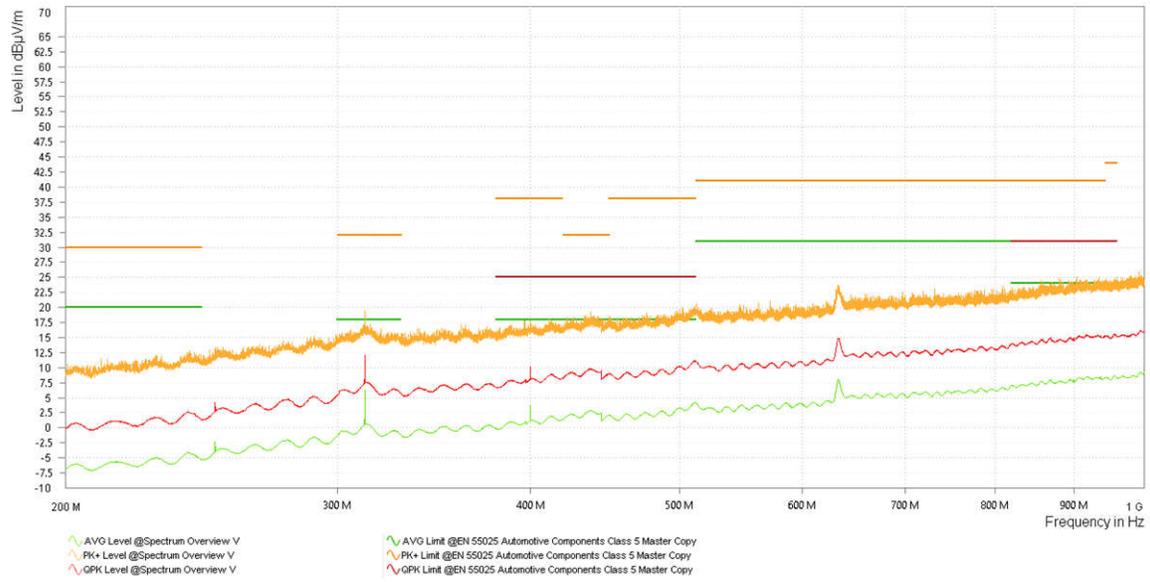


图 4-33. 使用垂直天线的辐射发射环境本底噪声：200MHz 至 1GHz

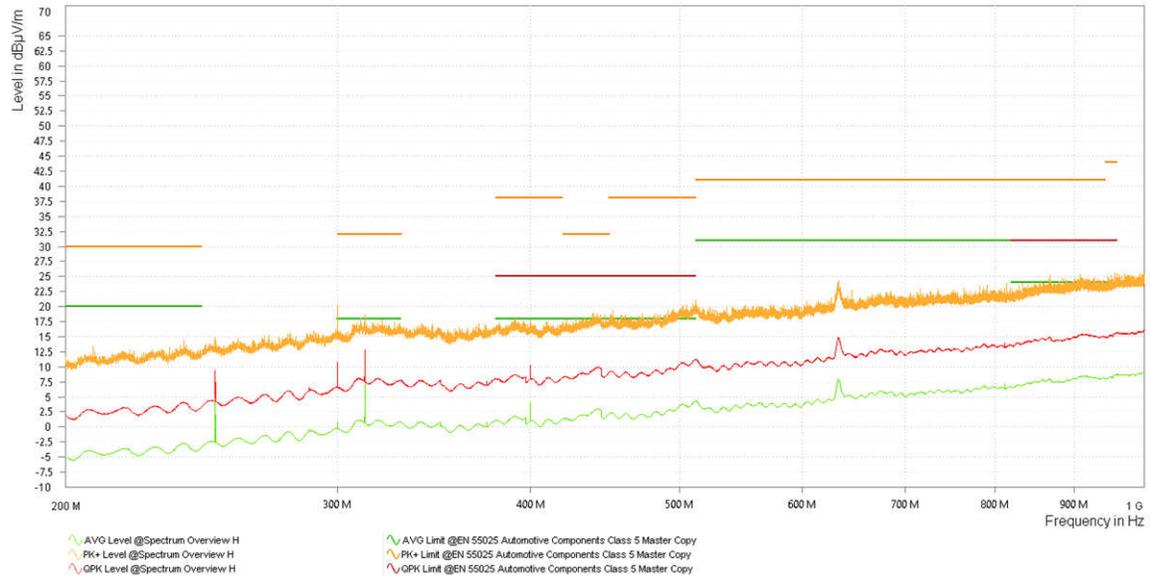


图 4-34. 使用水平天线的辐射发射低功耗模式：200MHz 至 1GHz

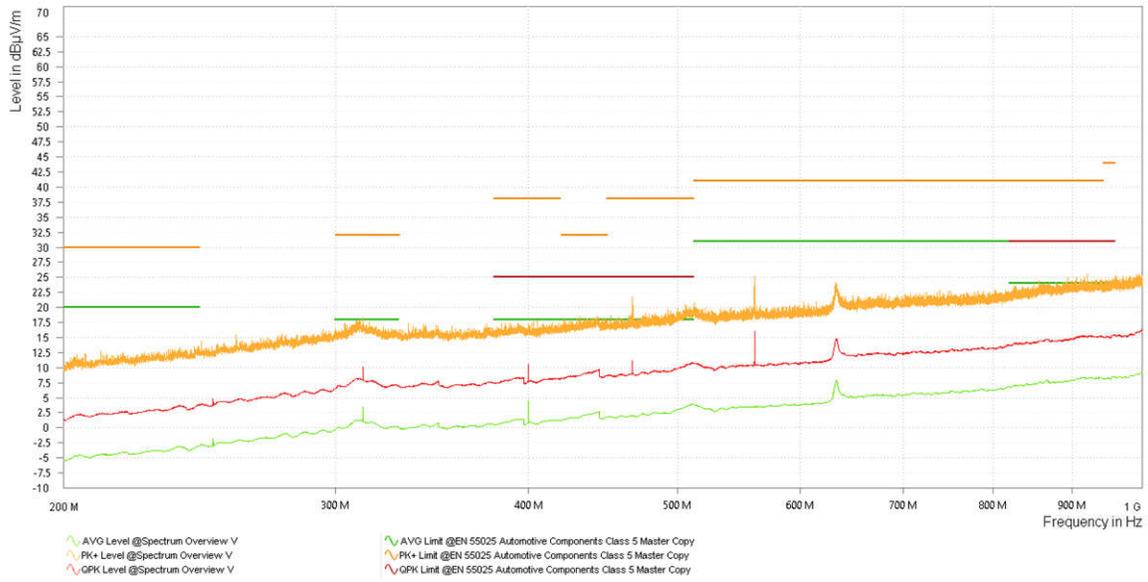


图 4-35. 使用垂直天线的辐射发射低功耗模式：200MHz 至 1GHz

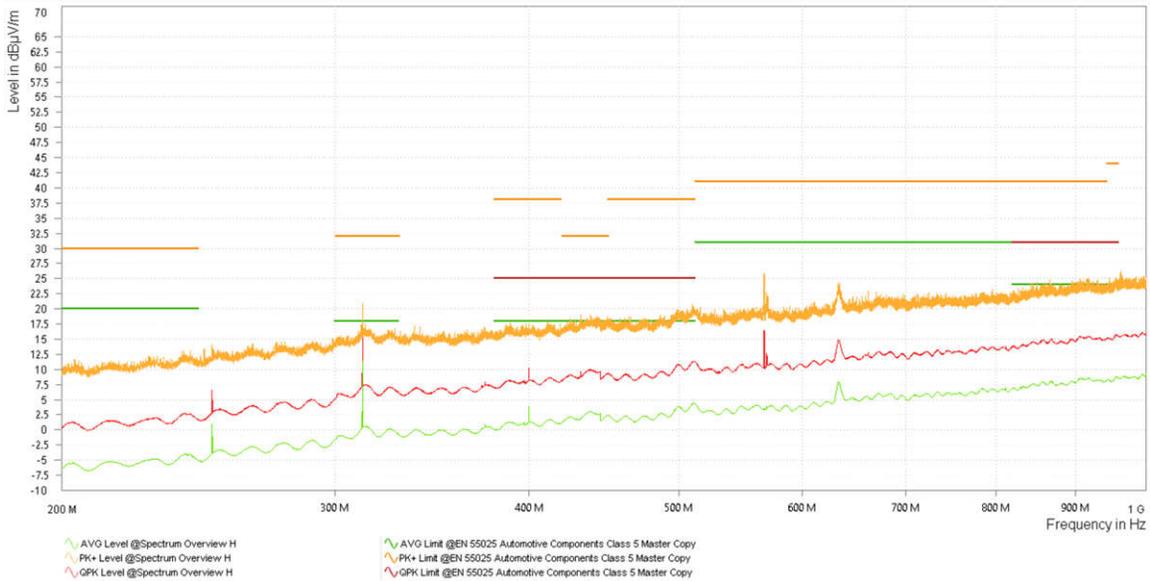


图 4-36. 使用水平天线的辐射发射无负载：200MHz 至 1GHz

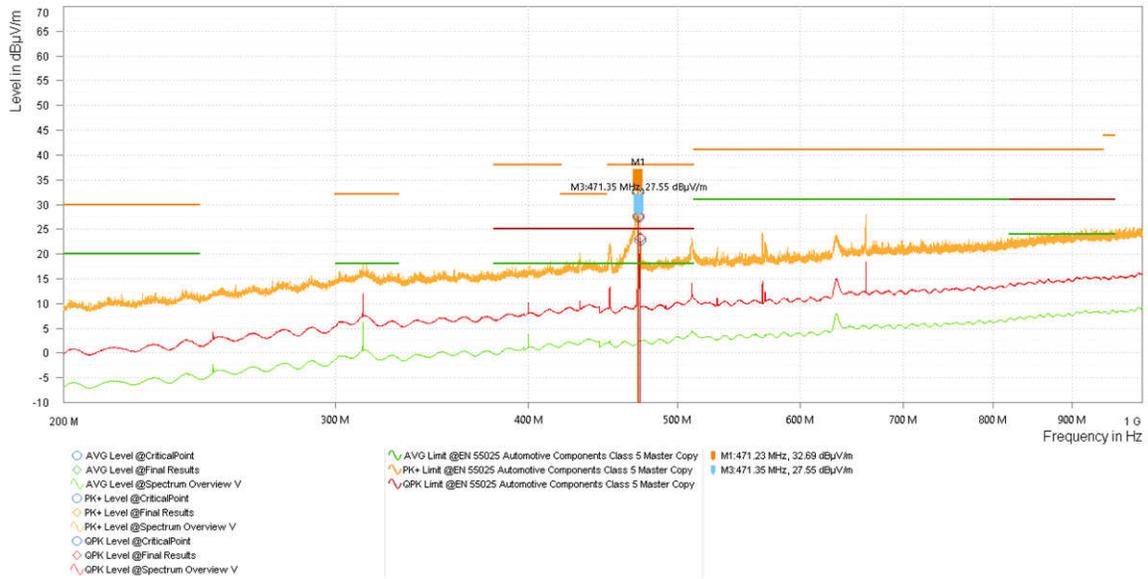


图 4-37. 使用垂直天线的辐射发射无负载：200MHz 至 1GHz

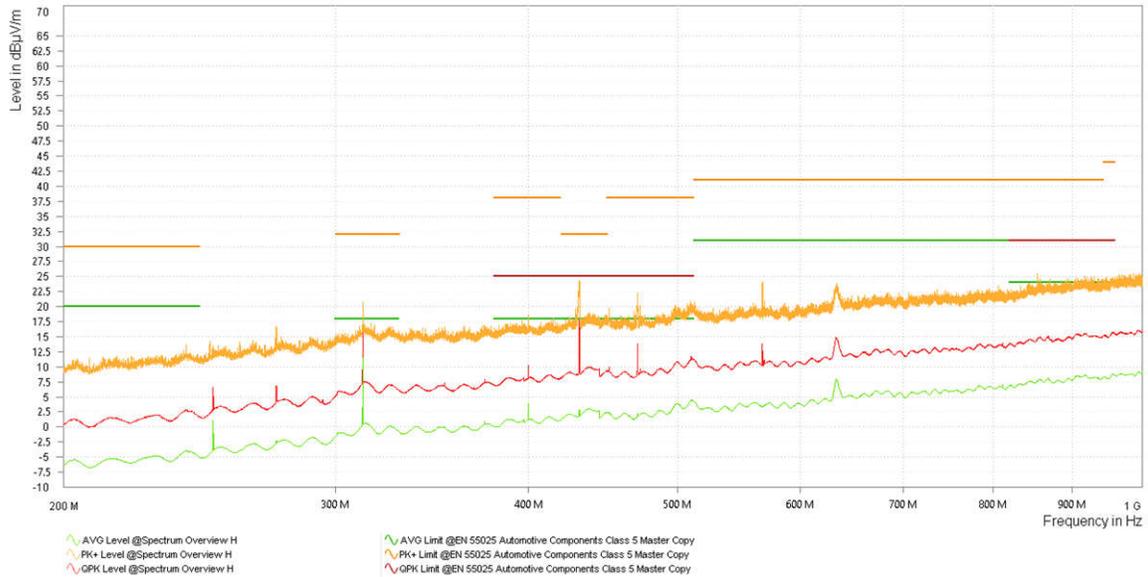


图 4-38. 使用水平天线的辐射发射 3A 负载：200MHz 至 1GHz

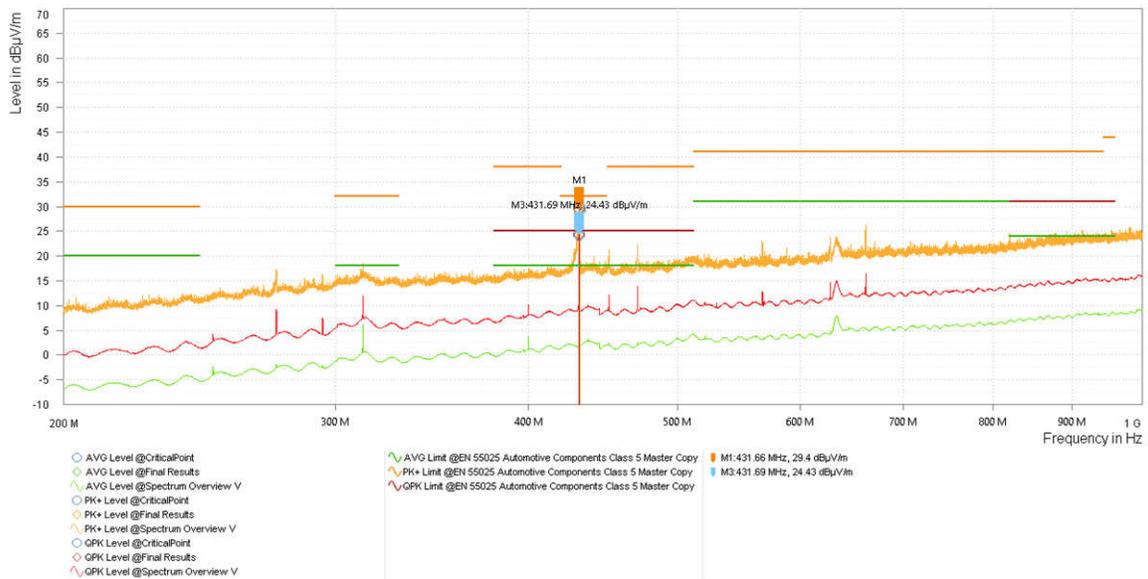


图 4-39. 使用垂直天线的辐射发射 3A 负载 : 200MHz 至 1GHz

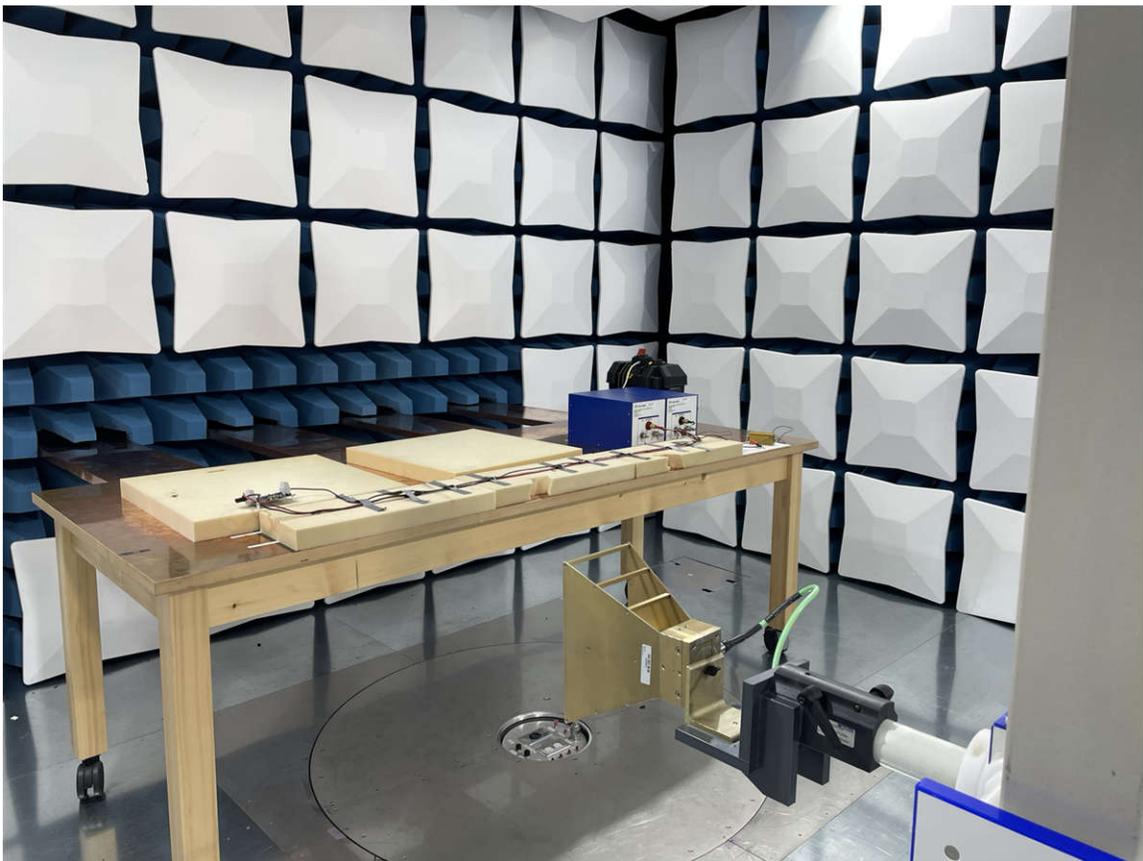


图 4-40. 使用喇叭天线的辐射发射设置 : 1GHz 至 5.925GHz

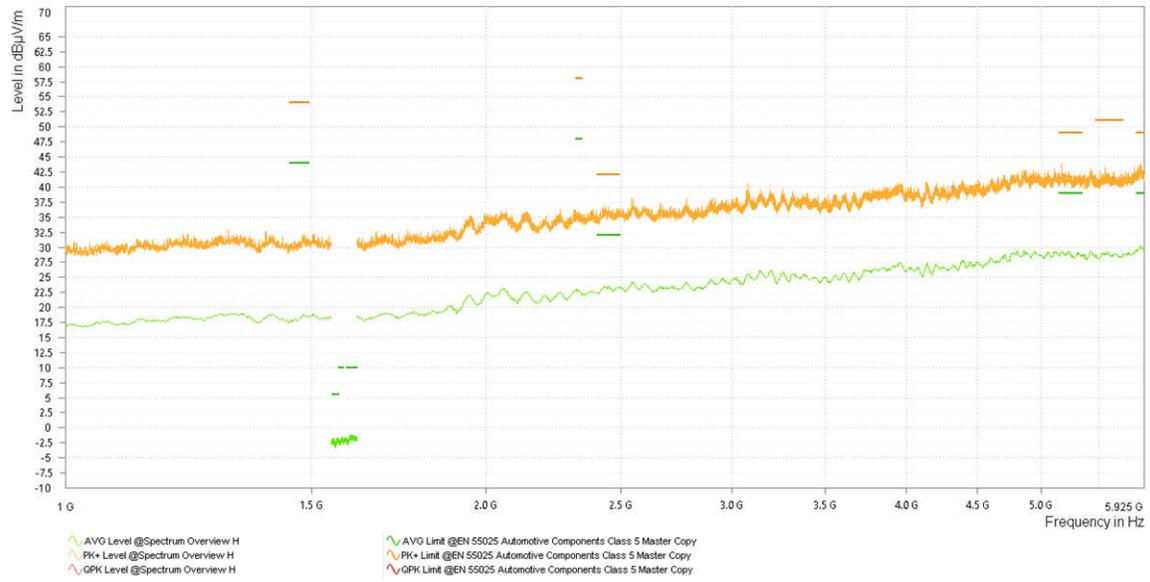


图 4-41. 使用水平天线的辐射发射环境本底噪声：1GHz 至 5.925GHz

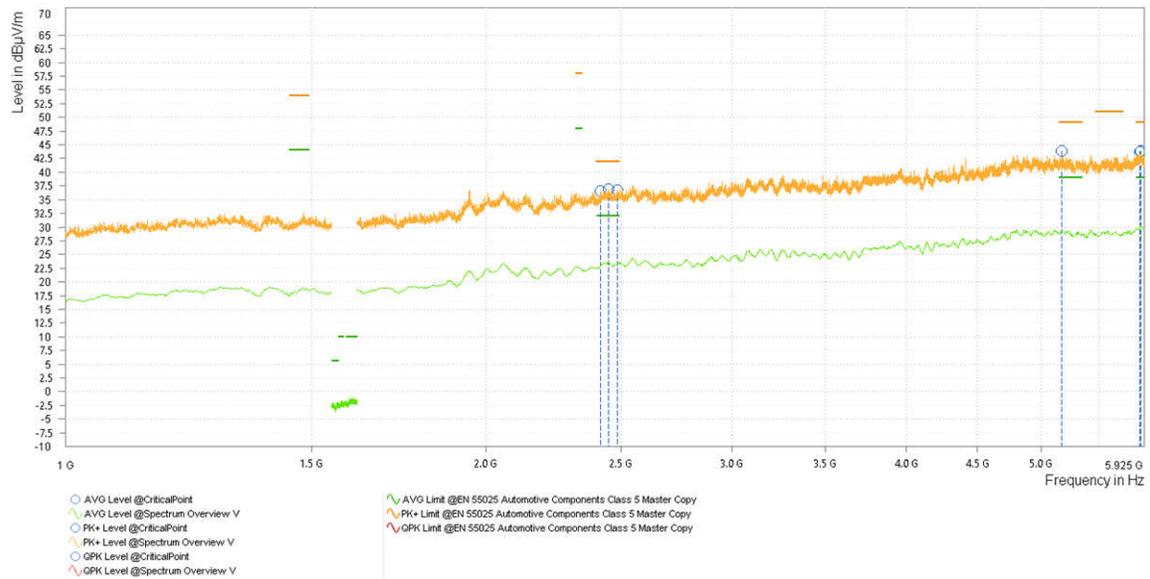


图 4-42. 使用垂直天线的辐射发射环境本底噪声：1GHz 至 5.925GHz

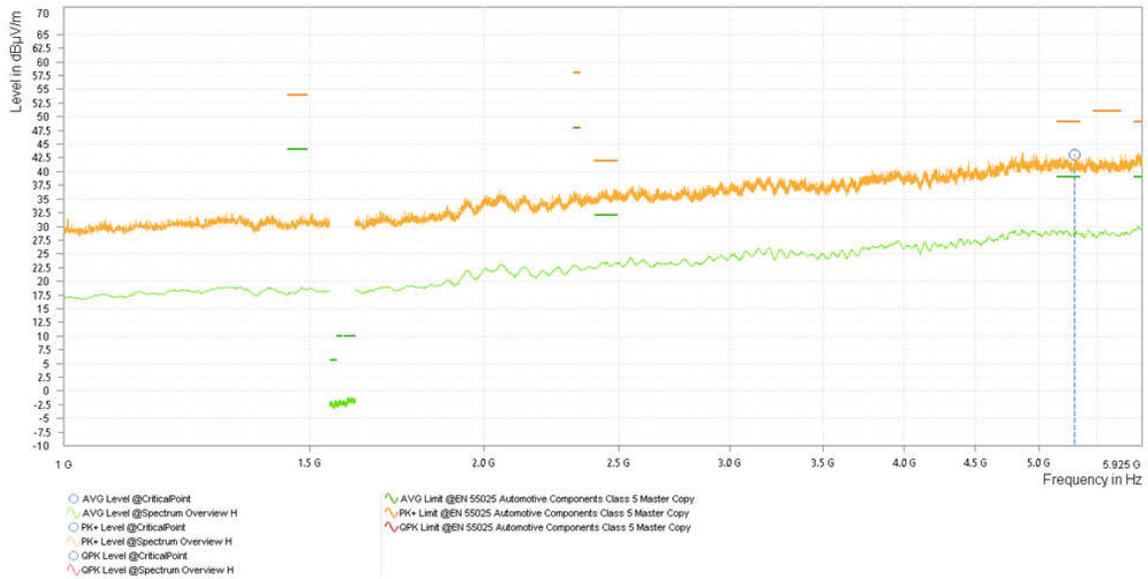


图 4-43. 使用水平天线的辐射发射 3A 负载：1GHz 至 5.925GHz

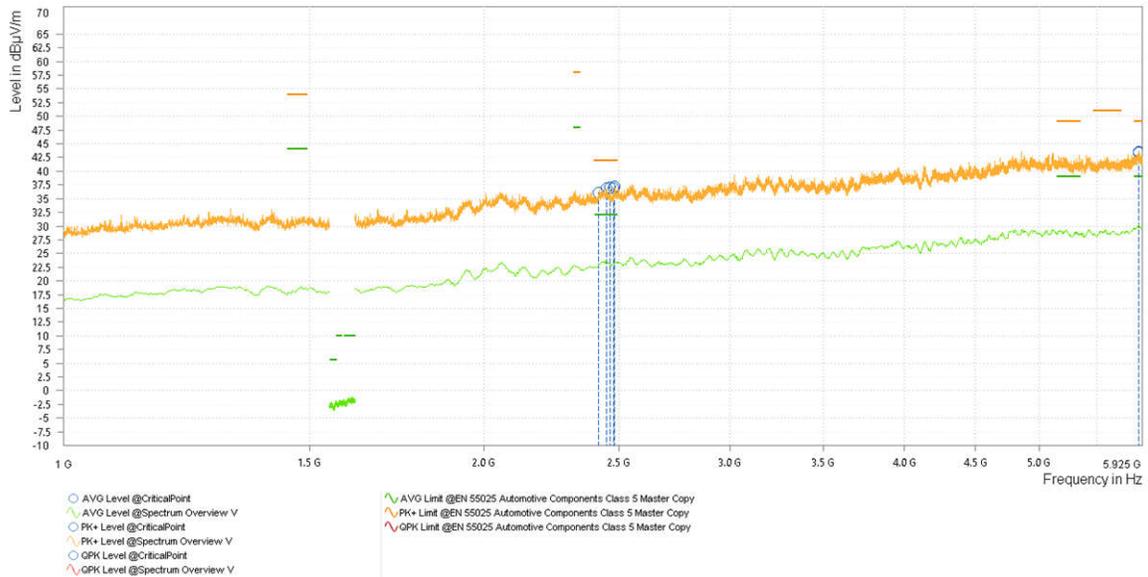


图 4-44. 使用垂直天线的辐射发射 3A 负载：1GHz 至 5.925GHz

4.4.8.3 测试结果汇总

TIDA-020065 通过了所有 CISPR-25 测试。在图 4-37 和图 4-39 中，可以观察到几个关键点。这些是由于使用了 LM74704-Q1 电荷泵，可以通过将输入电容器 (C4) 增大到 220nF 并添加一个与 C4 并联的 10nF 电容器来改善这些峰值。

5 设计和文档支持

5.1 设计文件

5.1.1 原理图

要下载原理图，请参阅 [TIDA-020065](#) 中的设计文件。

5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-020065](#) 的设计文件。

5.1.3 PCB 布局建议

5.1.3.1 布局图

要下载板层图，请参阅 [TIDA-020065](#) 中的设计文件。

5.1.4 Altium 工程

要下载 Altium 工程文件，请参阅 [TIDA-020065](#) 中的设计文件。

5.1.5 Gerber 文件

要下载 Gerber 文件，请参阅 [TIDA-020065](#) 中的设计文件。

5.1.6 装配图

要下载装配图文件，请参阅 [TIDA-020065](#) 中的设计文件。

5.2 文档支持

- 德州仪器 (TI)，[TPS1213-Q1 具有低功耗模式和可调节负载唤醒触发器的 45V 低 I_Q 汽车级高侧开关控制器数据表](#)
- 德州仪器 (TI)，[INA296x-Q1 符合 AEC-Q100 标准的 -5V 至 110V、双向、1.1MHz、8V/μs 超精密电流检测放大器数据表](#)

5.3 支持资源

[TI E2E™ 中文支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家处获得快速、经过验证的解答和设计帮助。搜索现有解答或提出自己的问题，获得所需的快速设计帮助。

链接的内容由各个贡献者“按原样”提供。这些内容并不构成 TI 技术规范，并且不一定反映 TI 的观点；请参阅 TI 的[使用条款](#)。

5.4 商标

E2E™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

6 作者简介

David Martinez 是德州仪器 (TI) 的系统工程师。作为汽车系统工程团队的一员，David 专门从事配电箱设计，为汽车客户制作终端设备方框图和参考设计。David 获得了德克萨斯州大学城的德克萨斯农工大学的电气工程理学学士学位。

Robert Smith 是汽车现场应用团队的一员，专注于混合动力汽车 (HEV) 和电动汽车 (EV) 系统。他毕业于俄勒冈州立大学，获得了电气和计算机工程理学学士学位。Robert 专注于研究各种类型的模拟电路，其中包括大型配电、射频电路、传感电路等。

重要声明和免责声明

TI“按原样”提供技术和可靠性数据（包括数据表）、设计资源（包括参考设计）、应用或其他设计建议、网络工具、安全信息和其他资源，不保证没有瑕疵且不做任何明示或暗示的担保，包括但不限于对适销性、某特定用途方面的适用性或不侵犯任何第三方知识产权的暗示担保。

这些资源可供使用 TI 产品进行设计的熟练开发人员使用。您将自行承担以下全部责任：(1) 针对您的应用选择合适的 TI 产品，(2) 设计、验证并测试您的应用，(3) 确保您的应用满足相应标准以及任何其他功能安全、信息安全、监管或其他要求。

这些资源如有变更，恕不另行通知。TI 授权您仅可将这些资源用于研发本资源所述的 TI 产品的应用。严禁对这些资源进行其他复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。您应全额赔偿因在这些资源的使用中对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 的销售条款](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款/TI 产品随附的其他适用条款的约束。TI 提供这些资源并不会扩展或以其他方式更改 TI 针对 TI 产品发布的适用的担保或担保免责声明。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

邮寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265

Copyright © 2024，德州仪器 (TI) 公司