



说明

本参考设计为电池化成和测试应用提供了一种具有成本效益的解决方案。此设计将 C2000™ 实时控制 MCU 用于高分辨率脉宽调制 (PWM) 生成, 以及恒流 (CC) 和恒压 (CV) 控制环路。它可高效利用 MCU, 不需要精密数模转换器, 使物料清单的费用节省超过 30%。软件中电流和电压环路的灵活性使用户可通过一种设计实现多级电流和电压输出。

资源

TIDA-010086	设计文件夹
TMS320F280049	产品文件夹
ADS131M08	产品文件夹
INA821	产品文件夹
TLV07	产品文件夹

特性

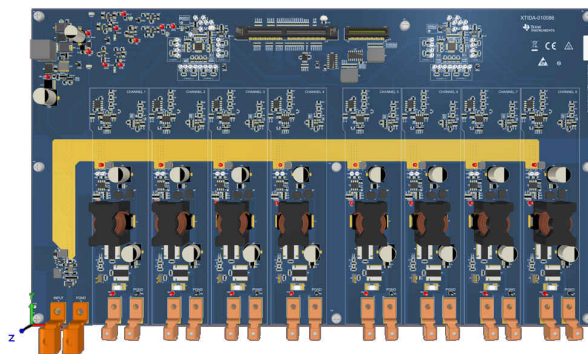
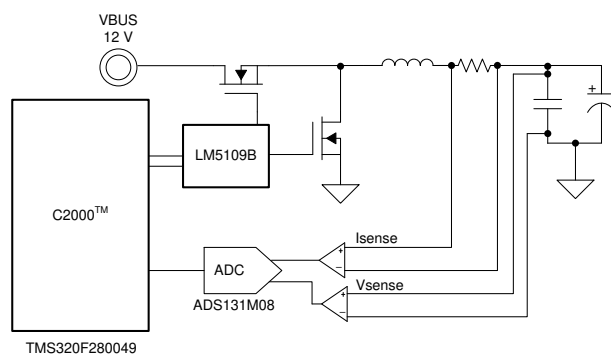
- 高达 10A 的双向电流控制, 精度小于 $\pm 0.01\%$
- C2000 片上 12 位 ADC 可实现优于 $\pm 0.05\%$ 的控制精度
- 多达 8 个并联沟道, 实现宽输出电流范围
- 灵活的数字恒流恒压控制环路
- 通道间串扰错误低于 0.01%
- 硬件和软件多级保护, 实现可靠的供电设计

应用

- [电池测试](#)



咨询我们的 TI E2E™ 支持专家



1 系统说明

电池测试仪设备包括各种电池化成和测试设备，适用于单个电芯、电池模块和高压电池组。测试设备包含精密控制电路、数据采集系统和各种制造工具，这些可实现重要的质量控制和电池研究活动。

1.1 锂离子电池化成

图 1-1 显示简化的锂离子电池制造工艺。电池测试在生产最后阶段进行，其中化成是极为关键的过程。在电芯组装完毕之后，每个锂离子电池都要历经逐渐充电的过程，在此期间，它会形成固体电解质界面膜 (SEI) 层，这会消耗很大一部分电池总容量。因此，测试设备必须能够精确控制 SEI 层的厚度，这可以将化成过程中的容量损耗降低到 5% 以下。

在量产过程中执行自放电测量和使用寿命估算等测试，可排除有缺陷的电芯。电池测试设备必须具备精确的电压和电流控制，通常要在额定温度范围内达到优于 $\pm 0.05\%$ 的精度。

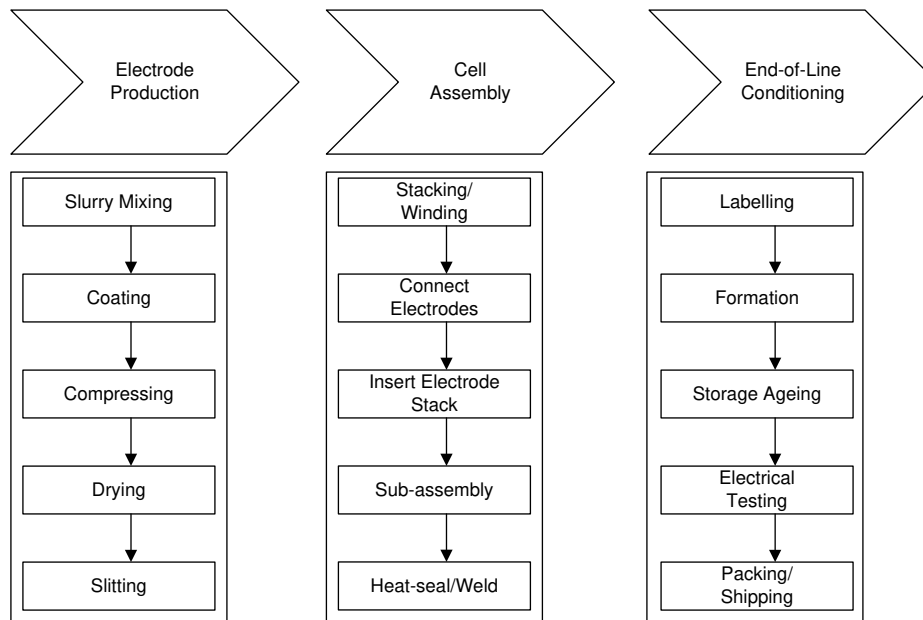


图 1-1. 简化的锂离子电池制造工艺

1.2 主要系统规格

表 1-1. 主要系统规格

参数	规格
LV 端口 - 电池端口	50mV 至 4.7V
HV 端口 - 总线电压	9V 至 14V
开关频率	100kHz
每通道最大双向直流电流	10A
电流控制精度	±0.01% FSR
电压控制精度	±0.01% FSR
电流瞬变时间	< 1ms
功率级和运行模式	同步降压转换器, CCM 模式
过流保护 PWM 跳闸时间	使用 C2000 比较器时, 硬件中的保护 < 1 个 PWM 周期 软件中的保护 < 50 μs 至 100 μs (取决于控制环路频率)

2 系统概览

2.1 方框图

图 2-1 是参考设计的框图。TMS320F280049 MCU 最多可以控制 8 个独立通道。它会为同步降压功率级生成高分辨率 16 位 PWM, 并为电流和电压控制环路执行子例程。INA821 仪表放大器感测电流, 而 TLV07 运算放大器感测电压。通过外部 ADS131M08 ADC 和 C2000 片上 ADC 将电流和电压信号转换为数字数据。在反馈中使用 16 位 ADC 实现优于 ±0.01% 的控制精度。对于成本优化型系统, 您可以从反馈中移除 ADS131M08, 并改为使用片上 12 位 ADC 来实现小于 ±0.05% 的控制精度。更多详细信息, 请参阅 [测试结果](#) 部分。

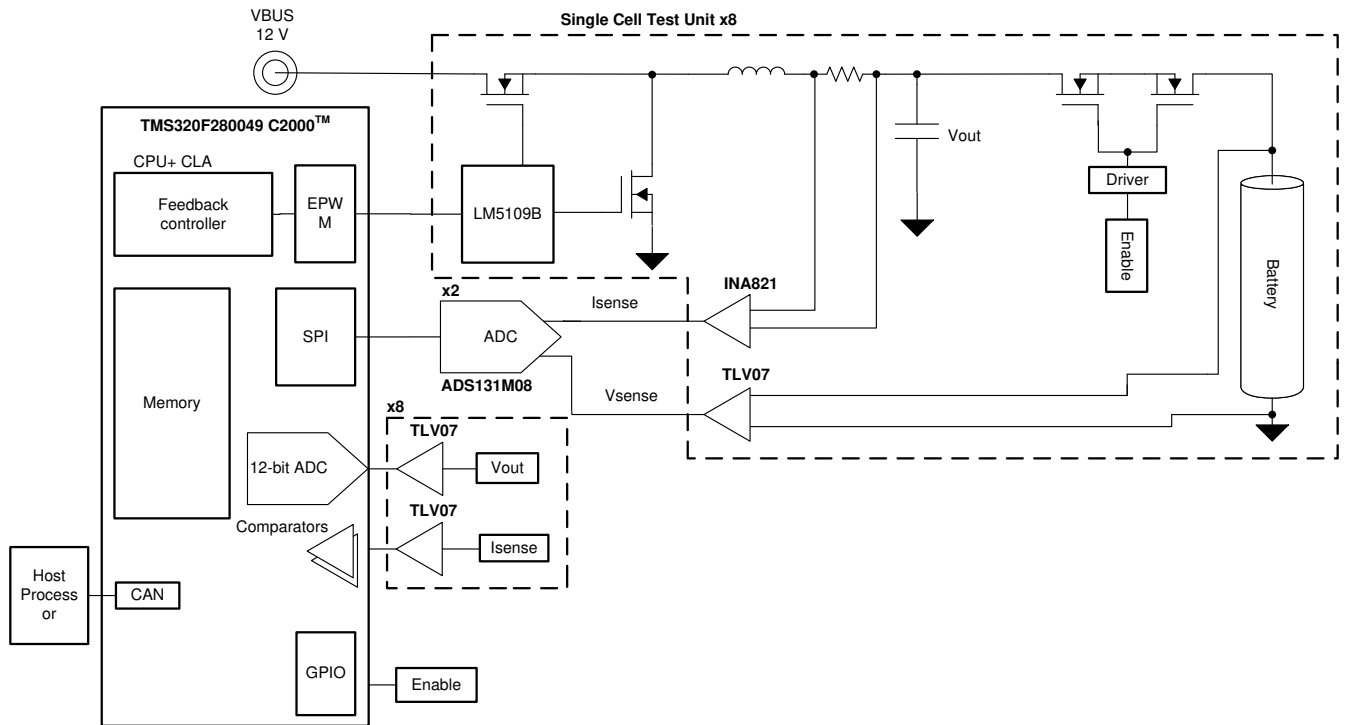


图 2-1. 数字控制电池测试仪

2.2 设计注意事项

2.2.1 高分辨率 PWM 生成

为了生成高分辨率，使用具有高分辨率 PWM 输出能力的 C2000。高分辨率计数器能够实现 150ps 的时间阶跃，这相当于 100MHz CPU 时钟在 100kHz PWM 频率下的 16 位分辨率。表 2-1 显示不同开关频率下的 PWM 分辨率。

表 2-1. PWM 和 HRPWM 的 C2000™ MCU 分辨率

PWM 频率	常规分辨率 (PWM)		高分辨率 PWM	
	100MHz EPWMCLK			
(kHz)	位	%	位	%
20	12.3	0.02	18.1	0
50	11	0.05	16.8	0.001
100	10	0.1	15.8	0.002
150	9.5	0.15	15.2	0.003
200	9	0.2	14.8	0.004
250	8.6	0.25	14.4	0.005

2.2.2 反馈控制器

C2000 必须在闭环系统中执行三个操作，分别是检测、控制力度计算和输出生成。对于数字控制降压转换器，它将读取并标准化 ADC 电流和电压数据，计算误差和补偿，并最终生成占空比。这些任务的 CPU 利用率不得超过 50%。

图 2-2 显示了测试通道的反馈控制器。多反馈控制器用于实现平稳的恒流至恒压转换，而内部环路始终处于恒流模式。检测到恒压模式后，恒压环路输出连接到恒流环路。每个测试通道需要不到 500 个 CPU 周期。对于在 100kHz 开关频率下运行的降压转换器和在 10kHz 下运行的控制器，同时控制 8 个测试通道只需要占用总 CPU 的 40%。如果在控制律加速器 (CLA)、C2000 协处理器上实施控制器，CPU 利用率可进一步降低一半。

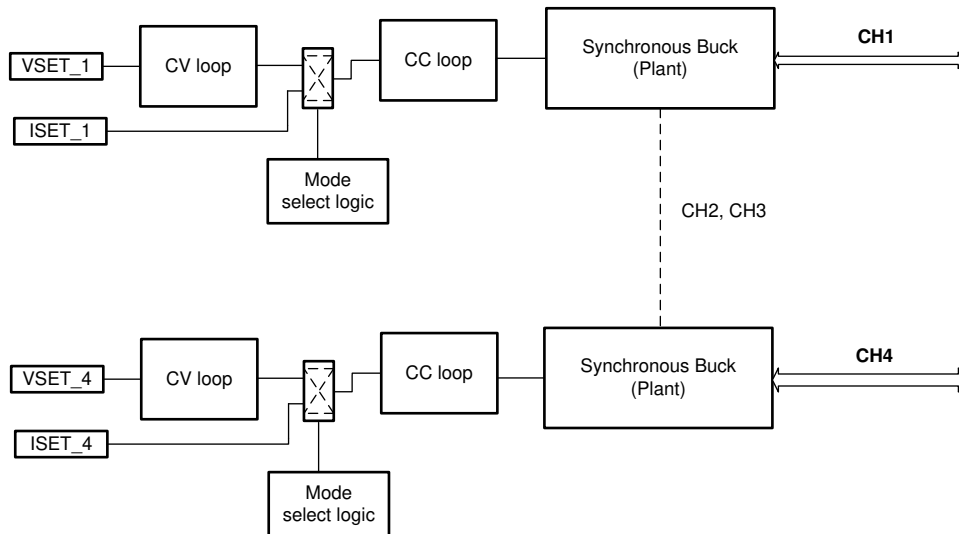


图 2-2. CCCV 反馈控制器

2.2.3 多相配置

反馈控制器位于软件中，因此非常灵活，可以在不改变任何硬件的情况下并行操作多个通道。图 2-3 显示了在多相模式中配置的设置，其中只进行了简单的软件更改。在多相配置中，每个相使用单独的 CC 环路，并且采用并行连接的方式。所有恒流环路中嵌入一个恒压环路，确保 CV 模式下的电流平衡。

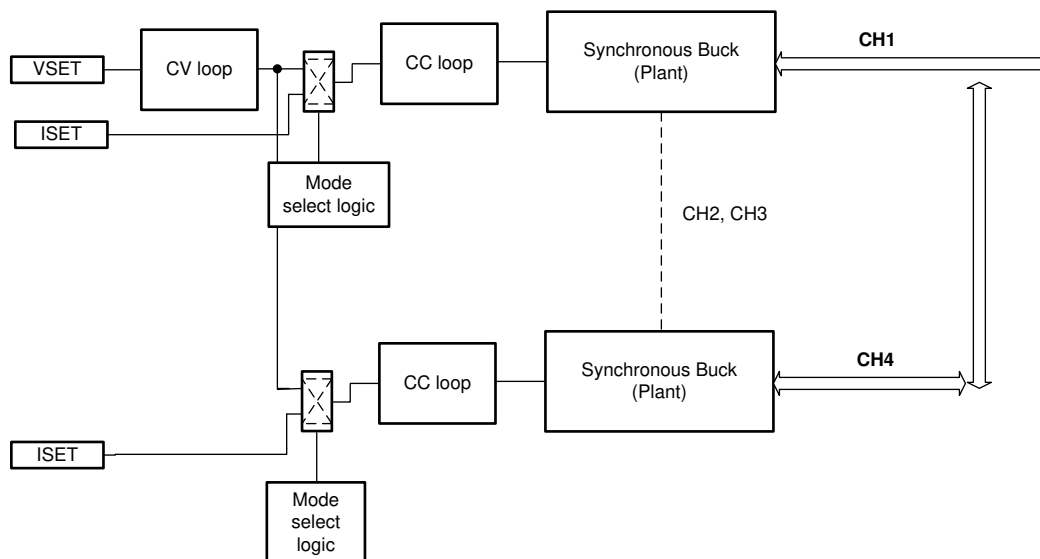


图 2-3. 多相软件配置

2.2.4 电流和电压反馈

电流反馈使用检测电阻来准确地测量电池的电流。使用仪表放大器来测量检测电阻上的电压并将其缩放到 ADC 输入电平。因为所有测试设备都经过校准，所以失调电压和增益误差不是主要问题。但为了在 $\pm 5^{\circ}\text{C}$ 温度变化范围内实现低于 $\pm 0.01\%$ 或 $\pm 100\text{ppm}$ 的电流控制精度，电路的增益和温漂参数很重要。例如，选择 $10\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 的电流检测电阻只能实现大约 50ppm 的裕度。INA821 器件具有 $0.1\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 的输入温漂和 $5\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 的增益漂移。对于 $3\text{m}\Omega$ 的检测电阻和 10A 最大电流，总漂移将为 $8\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。ADC 漂移来自其参考，并且使用参考为 $3\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 的器件时，误差略高于 100ppm 。

如果电流检测电阻太小，仪表放大器可能会出现闪烁或 $1/f$ 噪声。例如，使用 $3\text{m}\Omega$ 检测电阻和 10A 输出电流，1 个精细电流步进对应于仪表放大器输入端的 $3\ \mu\text{V}$ 变化。因此，放大器的 $1/f$ 噪声应小于 $3\ \mu\text{V}$ 。

相对于温度变化，电压反馈路径提供了更好的误差幅度。 $1\ \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ 漂移运算放大器的误差小于 $0.2\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$ 。包括 ADC 引起的误差，它的裕度超过 80ppm 。

2.2.5 Δ - Σ ADC 时钟频率调优

当 Δ - Σ ADC 的数字滤波器的调制频率是降压转换器的开关频率的 2^N 倍时，就可以高效地使用它。图 2-4 显示了 ADS131M08 Δ - Σ sinc 滤波器的频率响应。ADC 频率调优将确保开关噪声出现更大衰减，而不会减少系统带宽。

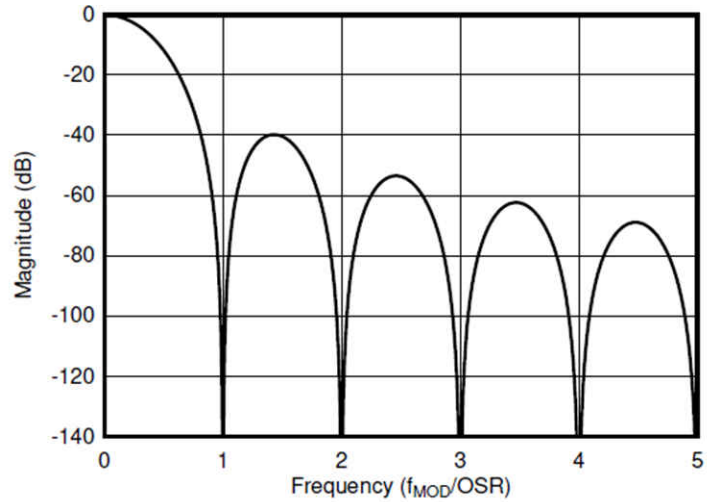


图 2-4. Sinc 数字滤波器响应

2.2.6 使用差分 ADC 尽可能降低串扰误差

在非常密集的 PCB 布局中，当相邻通道的设置发生改变时，输出会出现误差。这是模拟接地端发生变化造成的。即使接地端仅变化几 μ Vs，电流中也会产生一些 mA 误差。为了减少此误差，使用差分 ADC 来检测每个仪表放大器的接地端。

2.2.7 过流保护

TMS320F280049 C2000 器件包括 14 个带有 DAC 的比较器或 7 个窗口比较器。这些比较器用于过流保护。当发生故障时，比较器在 1 个开关周期内关闭高侧和低侧 PWM。在控制环路中实施二级保护，发生故障时复位电流控制器。

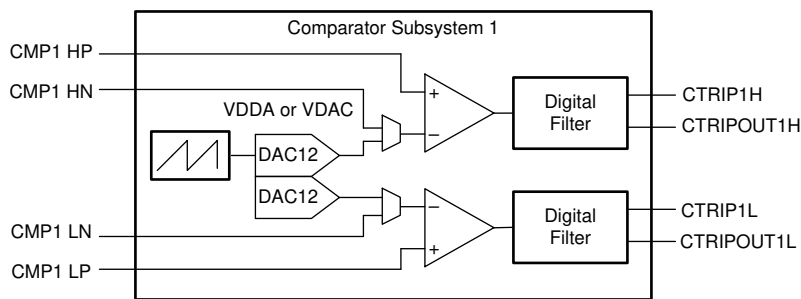


图 2-5. TMS320F280049 比较器子系统

2.3 主要产品

2.3.1 TMS320F280049

TMS320F280049 C2000 器件有 16 个具有高分辨率 PWM 控制的 PWM 输出、2 个 SPI 端口、21 个模拟输入引脚和 40 个数字引脚，足以控制 8 个独立的同步降压转换器。该器件在 100MHz 时钟下运行，具有可以独立于主 CPU 执行代码的控制律加速器 (CLA)。CLA 有助于减少主 CPU 利用率，从而为后台任务释放带宽。

2.3.2 ADS131M08

ADS131M08 是一个八通道、同步采样、24 位、delta-sigma ($\Delta \Sigma$) 模数转换器 (ADC)，允许的最大采样率高达 32 KSPS，足以实现 $\pm 0.01\%$ 的精度和 1kHz 环路带宽。

2.3.3 INA821

INA821 是一个高精度、低噪声仪表放大器，具有低输入失调电压 ($0.1 \mu\text{V}/\text{C}$) 和增益漂移 ($5\text{ppm}/\text{C}$)，在 $\pm 5^\circ\text{C}$ 温度变化范围内能够实现 $\pm 0.01\%$ 的电流控制精度。

3 硬件、软件、测试要求和测试结果

3.1 硬件要求

图 3-1 显示了 TIDA-010086 硬件的各个部分。该电路板需要 F280049C 控制卡评估模块来测试硬件和软件性能。

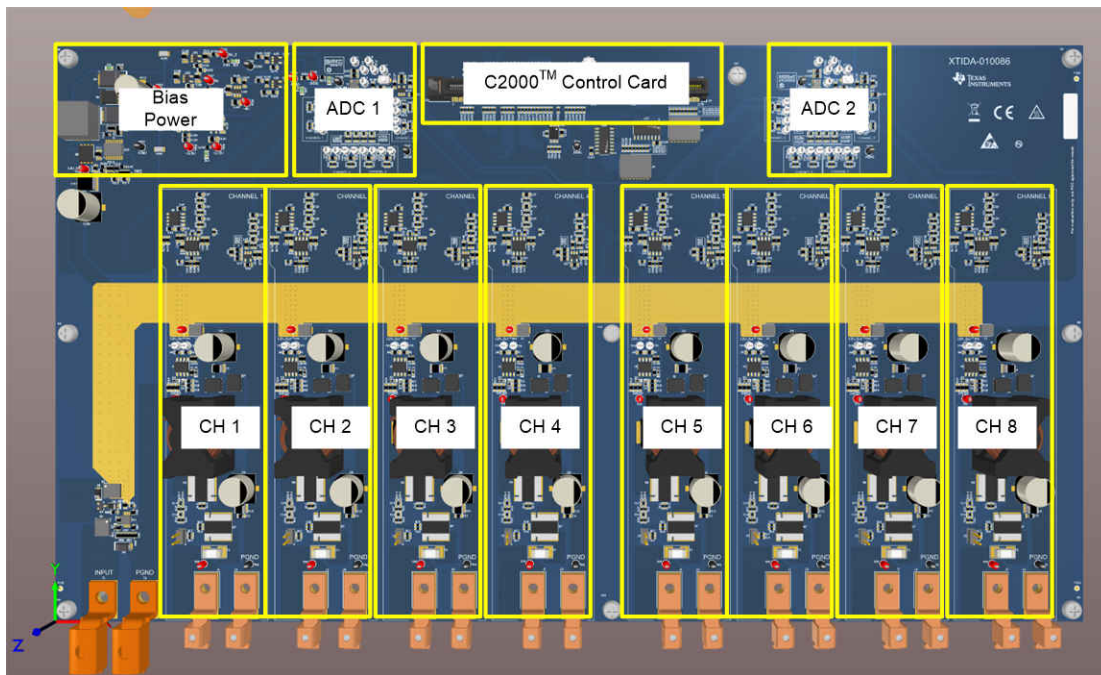


图 3-1. TIDA-010086 硬件

3.2 软件

该软件使用 **Code Composer Studio (CCS)** 集成开发环境 (IDE) 和 **C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK** 库。C-后台和 C-ISR 框架在 C 代码中实施。图 3-2 显示此设计的软件流。主应用的后台循环负责管理所有系统任务、决策制定、智能和主机交互。ADC 读取、控制更新和 PWM 更新等实时关键操作在中断服务例程 (ISR) 内执行。

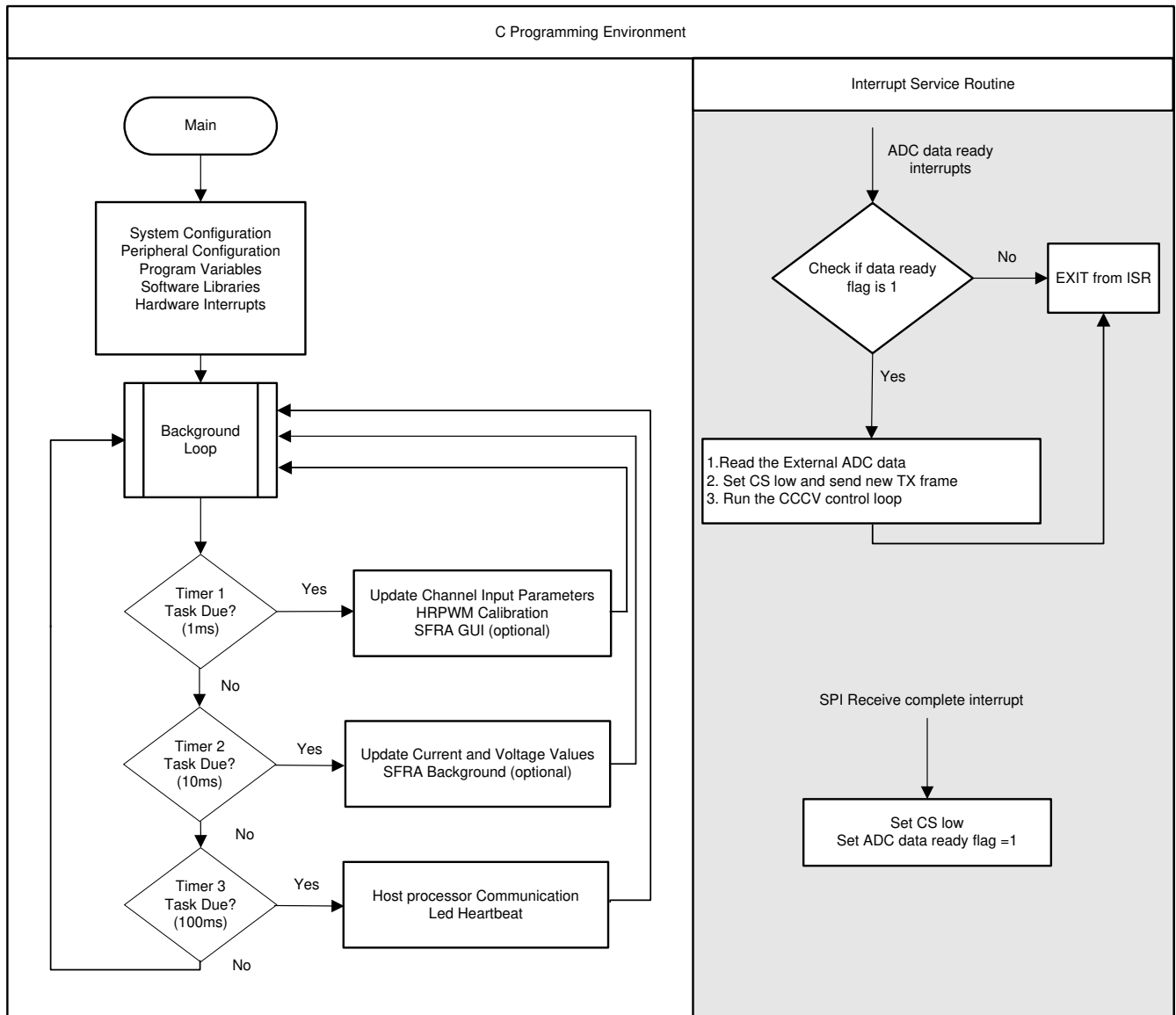


图 3-2. 软件流程图

3.3 测试设置

按照以下步骤设置硬件和软件

1. 如图 3-3 中的测试设置图像所示设置硬件。

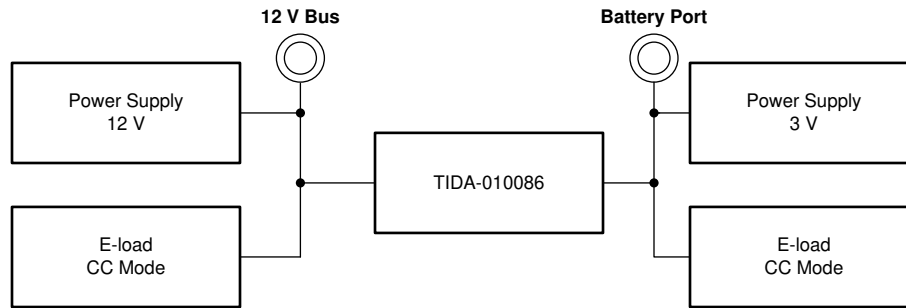


图 3-3. 测试设置

2. 在 TIDA-010086 电路板上的控制卡插槽中插入 F280049 控制卡
3. 打开 12V 电源并检查 TIDA-010086 电路板上的偏置电源 (+10V、+5V、-5V、+3.3VA 和 +3.3VD)。
4. 打开 CCS 软件并安装 C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK (如果尚未安装)。可以从 CCS “Resource Explorer” 窗口安装 C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK。
5. 导入 TIDA-010086 代码并重新编译工程。编译完成后, 点击 “debug” (调试) 按钮以将代码加载至 C2000™ MCU。
6. 在工程中运行 setupdebugenv.js 文件, 以便在 “expression” 窗口中自动加载用户变量
7. 设置 “Enable = 1” 以打开通道。新电流和电压可以更新为 Iref_A 和 Vref_V 变量。

如果需要重新调优整个控制环路, 则可以使用 SFRA 和补偿设计器按以下步骤来完成。更多信息, 请参阅 [C2000 软件频率响应分析器 \(SFRA\) 库和 SDK 框架中的补偿设计器用户指南](#)。

- 如图 3-4 中所示启用并设置 SFRA, 以便提取恒流开环受控体模型。

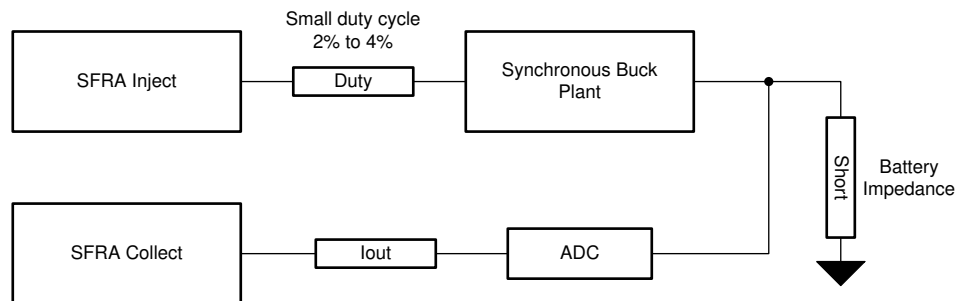


图 3-4. 受控体模型提取的 SFRA 设置

- 将运行模式设置为恒流开环，将占空比设置为约 2% 至 5%，使得输出电流为额定电流的一半。运行 SFRA 以记录受控体数据。图 3-5 显示 $10\text{m}\Omega$ 输出负载的受控体频率响应。

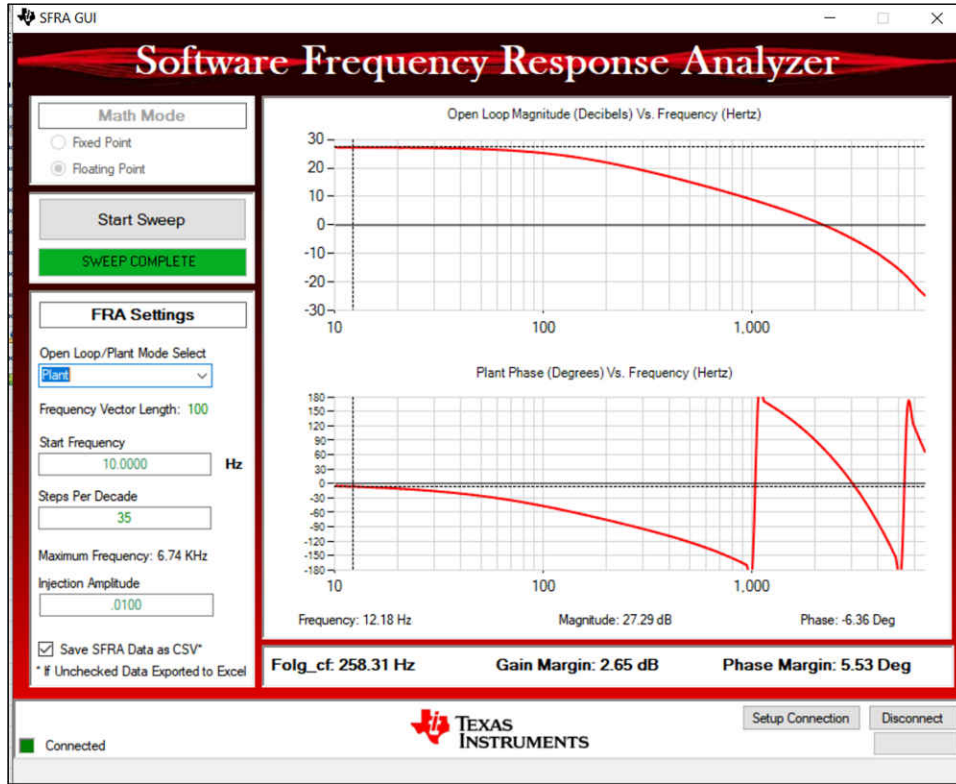


图 3-5. 受控体频率响应

- 打开补偿设计器并加载受控体数据。对补偿进行调优，并在代码中更新

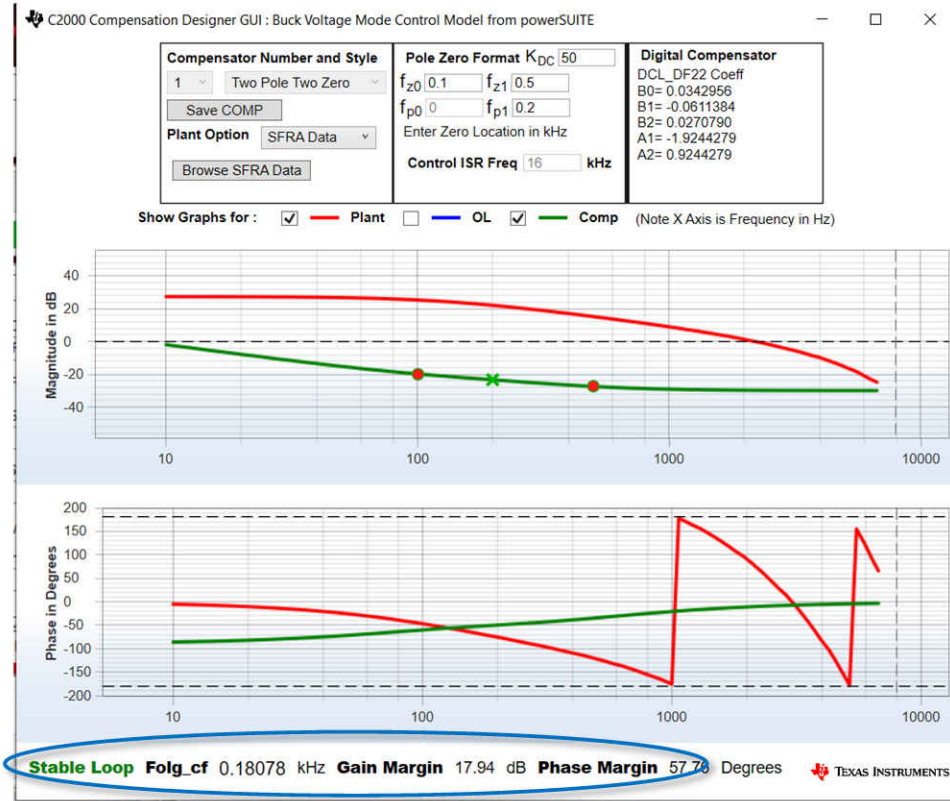


图 3-6. 使用补偿设计器对 CC 环路进行调优

- 如图 3-7 中所示设置 SFRA，以便验证闭环稳定性

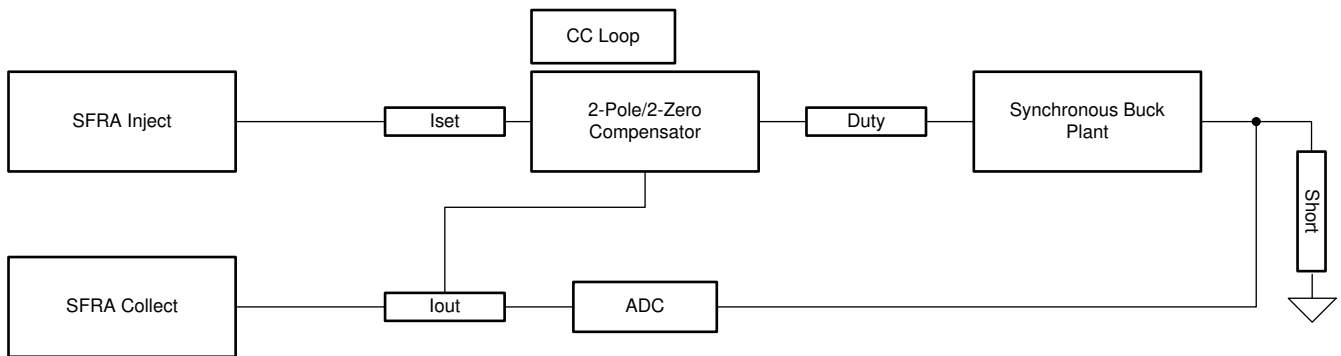


图 3-7. SFRA 设置闭环 CC 模式

- 运行 SFRA 以采集数据。图 3-8 显示了 CC 模式频率响应。闭环带宽匹配补偿设计器值。

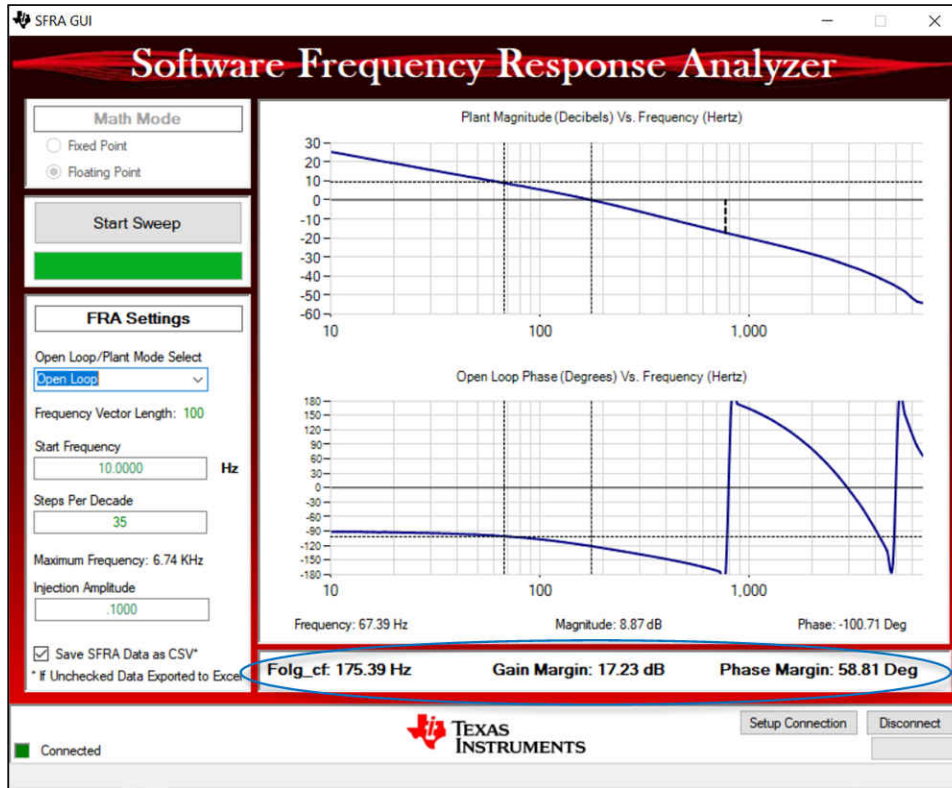


图 3-8. CC 模式频率响应

- 调优 CV 环路遵循类似的步骤。图 3-9 和图 3-10 分别显示开环和闭环运行的 CV 模式 SFRA 设置。

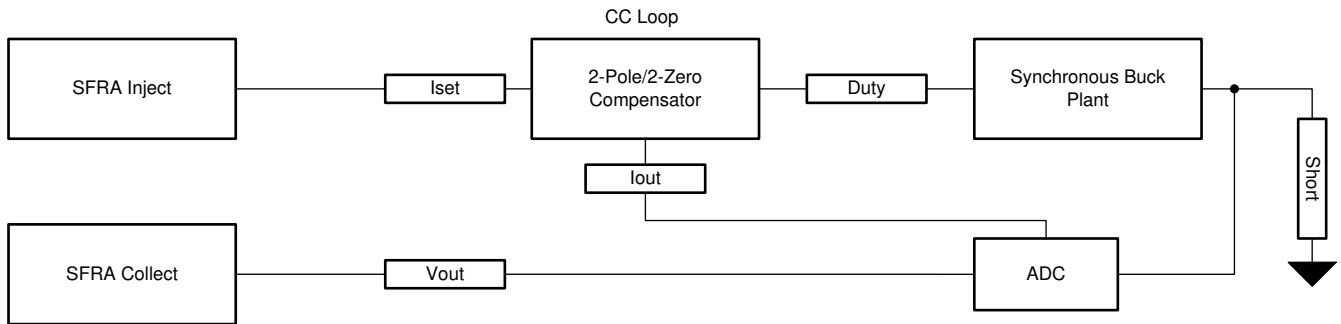


图 3-9. SFRA 设置开环 CV 模式

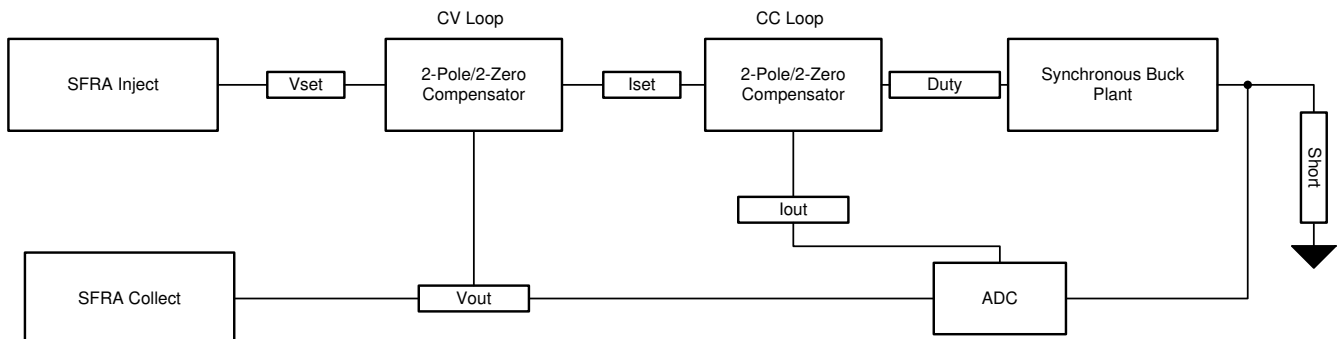


图 3-10. SFRA 设置闭环 CV 模式

3.4 测试结果

3.4.1 在反馈中带有 ADS131M08 时的恒定控制精度

电流精度取决于电流放大器、INA821 和 TLV07 器件的电流检测电阻器、增益、失调电压和温漂。这些参数会因器件而异。为了实现良好的电流控制精度，必须校准设计电路的总增益和失调电压。图 3-11 显示了在反馈中带有 ADS131M08 时，在室温下校准后的电流误差。可以看出，在高输出电流 > 8A 时，误差增大。这是电流检测电阻在较高输出电流下发热所致。为 10A 输出电流使用较小的电流检测电阻（例如，2 至 3mΩ）可以减小此误差。

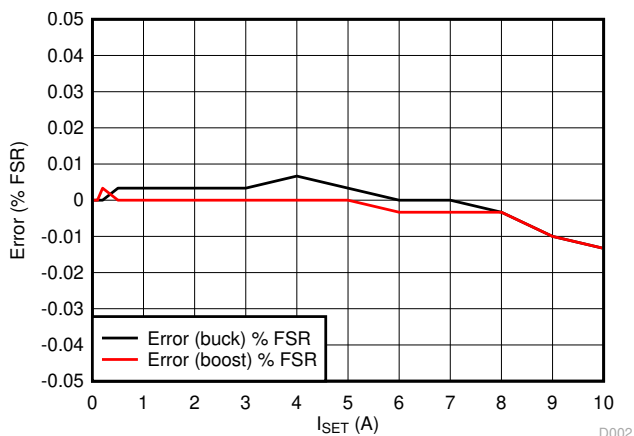


图 3-11. 在反馈中带有 ADS131M08 时的恒定控制精度

电流反馈噪声可能会随着电池电压的变化而改变平均输出电流。表 3-1 显示了不同电池电压和电流设置下的输出电流。测试数据显示，电池电压的变化对电流的影响很小。

表 3-1. 不同电池电压和电流设置下的输出电流

Vbat	Iset									
	0.01A	0.1A	1A	6A	10A	0.01 A	0.1A	1A	6A	10A
	充电模式					放电模式				
0.5	0.0103	0.1003	1.0007	6.001	10.001	0.01	0.1	1.0003	6.0003	-
1	0.0103	0.1003	1.0007	6.001	10.0007	0.01	0.1003	1.0003	6.0003	9.9993
2	0.0103	0.1003	1.0007	6.0007	10.0003	0.01	0.1003	1	6	9.9993
3	0.0103	0.1003	1.0007	6.0007	10	0.01	0.1	1	6	9.999
4	0.0103	0.1	1.0007	6.0007	9.9997	0.01	0.1	1	6	9.999
5	0.0103	0.1	1.0007	6.001	9.9997	0.01	0.1	1	6	9.999
变化 (% FSR)	0	0.003%	0	0.003%	0.013%	0	0	0.003%	0.003%	0.003%

3.4.2 具有 12 位 ADC 反馈时的恒定控制精度

对于成本优化型系统，在反馈中不使用 ADS131M08，而是使用 12 位片上 ADC。在每个 PWM 周期中，进行 4 次电流测量，然后在 6 个 PWM 周期内取平均值。图 3-12、表 3-2 和表 3-3 显示不同输出电流和电压电平下的输出电流误差。结果表明，使用 12 位 ADC 反馈，可以实现 $\pm 0.05\%$ 的电流控制精度。

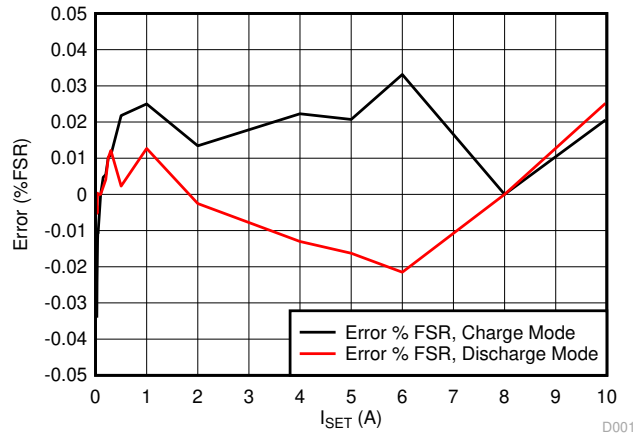


图 3-12. 具有 12 位 ADC 反馈时的恒流控制精度

表 3-2. 不同输出电压下、具有 12 位 ADC 反馈的充电电流

Vbattery	Iset - 充电模式			
	0.1A	1A	5A	10A
0.5	1.0016	0.0984	5.01	10.025
1	1.0016	0.0984	5.01	10.023
1.5	1.0016	0.0984	5.0089	10.023
2	1.004	0.0984	5.0078	10.023
3	1.0004	0.0984	5.0078	10.023
4	1.0004	0.0984	5.0078	10.021
4.5	1.0004	0.0972	5.0066	10.023
变化 (% FSR)	0.012%	0.036%	0.034%	0.04%

表 3-3. 不同电池电压下、具有 12 位 ADC 反馈的放电电流控制

Vbattery	Iset - 放电模式			
	0.1A	1A	5A	10A
1	0.0986	1.0034	5.0226	10.05
2	0.0984	1.0032	5.0224	10.0484
3.1	0.0982	1.0028	5.0234	10.0448
3.7	0.098	1.003	5.0218	10.0458
4	0.0982	1.0036	5.023	10.0466
4.5	0.0982	1.0032	5.0222	10.0468
变化 (% FSR)	0.006%	0.008%	0.016%	0.052%

3.4.3 恒压控制精度

此系统的电压控制精度取决于电阻分压器和 TLV07 器件的增益漂移和失调电压。这还需要进行校准才能实现良好的电压控制精度。图 3-13 显示室温下的恒压控制精度。在无负载条件下校准恒压环路，并且在相同的校准系数下，在 10A 负载电流下获取数据。结果表明，在电压设置和输出电流均发生变化时，控制电压环路误差小于 $\pm 0.01\%$ 。

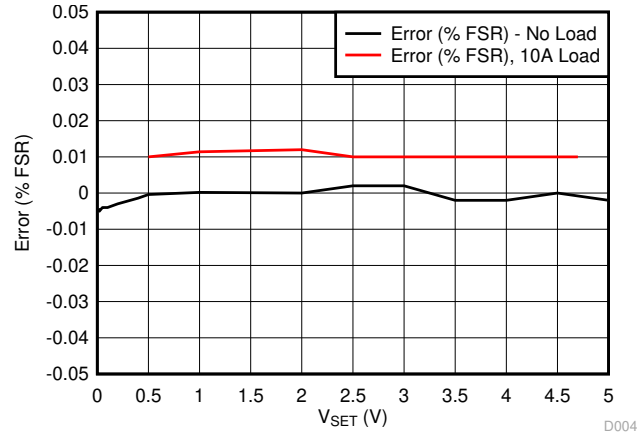


图 3-13. 恒压控制精度

3.4.4 CC、CV 变换

完整电池化成曲线应包括 CC 控制和 CV 控制。从 CC 至 CV 模式的转换应平稳。图 3-14 和图 3-15 显示了在不同电流设置和充电-放电模式下从 CC 模式至 CV 模式的转换。

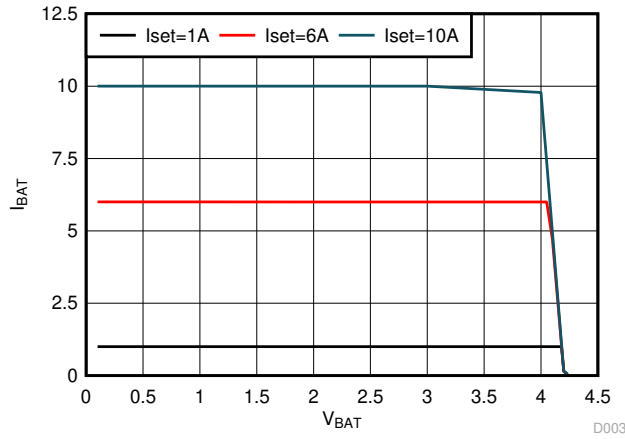


图 3-14. 充电模式 CC 至 CV 转换

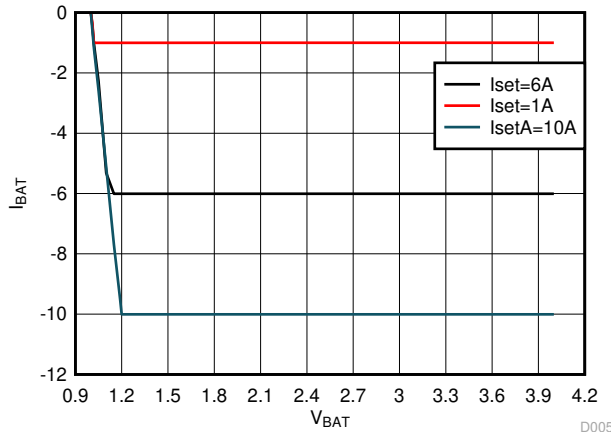


图 3-15. 放电模式 CC 至 CV 转换

3.4.5 恒流瞬态响应

同步降压的电流上升时间是 L/R 时间的函数。更大的功率电感器和更小的路径阻抗会限制电流速度。图 3-16 显示充电模式下在 $10\text{m}\Omega$ 时测试的电流瞬态响应。如果控制环路在 $10\text{m}\Omega$ 输出负载下进行了优化，在 $100\text{m}\Omega$ 负载下测试电路时，电流瞬态会减慢 10 倍。为了达到预期的效果，重要的是在电池负载下优化环路。

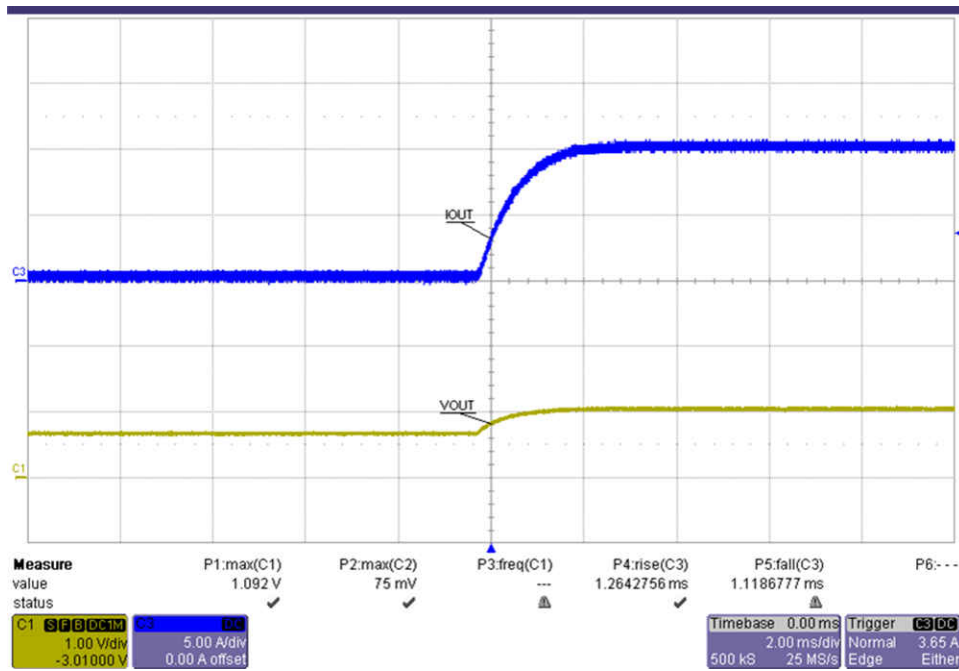


图 3-16. 输出电流瞬态响应

3.4.6 充电至放电模式转换

汽车电池经过快速拉电流和灌电流能力测试。电池测试仪应能够在充电和放电模式之间快速切换。图 3-17 显示了在 10A 输出电流下从放电模式更改为充电模式时电流转换平稳。

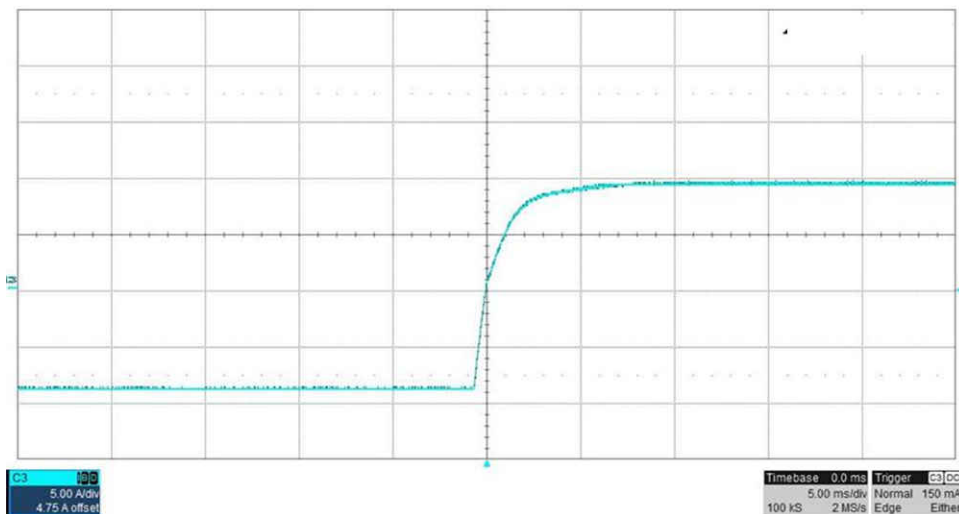


图 3-17. 从放电模式切换到充电模式时的电流转换

4 设计和文档支持

4.1 设计文件

4.1.1 原理图

若要下载原理图，请参阅 [TIDA-010086](#) 的设计文件。

4.1.2 BOM

若要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010086](#) 的设计文件。

4.2 工具与软件

工具

[TMDSCNCD280049C](#)

F280049C controlCARD 评估模块

软件

[CCSTUDIO](#)

Code Composer Studio (CCS) 集成开发环境 (IDE)

[C2000WARE-DIGITALPOWER-SDK](#)

适用于 C2000™ MCU 的 DigitalPower 软件开发套件 (SDK)。

4.3 支持资源

[TI E2E™ 支持论坛](#) 是工程师的重要参考资料，可直接从专家获得快速、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可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](#)》。

4.4 商标

C2000™ and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

所有商标均为其各自所有者的财产。

5 关于作者

SHAURY ANAND 是德州仪器 (TI) 印度公司的系统工程师，负责开发面向工业细分市场的参考设计。Shaury 拥有印度理工学院鲁尔基分校电气工程学士学位 (技术学士)。

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 © 2022，德州仪器 (TI) 公司