

Application Note

使用 TPS61383-Q1 的汽车电子锁存器系统设计指南



Travis Wang, Mason Chen

摘要

汽车行业向电子锁存器 (e-Latch) 系统的转变，用电子控制执行器取代了传统的机械连杆，可提供碰撞解锁安全性、更静音的运行、无缝用户体验和更大的设计灵活性。然而，电子锁存器系统带来了一项关键挑战：需要在有限的系统成本、高峰值电流和 PCB 尺寸之间取得平衡。此外，超级电容器的老化特性和多级负载曲线通常会给备用能量设计带来重大挑战。TPS61383-Q1 是一款双向升压转换器和降压充电器，专为电子锁存器等备用电源应用而设计。该 IC 为备用超级电容器系统提供了集成电源设计。本文提供了在汽车电子锁存器系统中采用 TPS61383-Q1 的系统性设计指南，涵盖了关键设计注意事项、元件选型和性能优化。

内容

1 简介.....	2
2 设计要求和系统结构.....	2
2.1 设计要求.....	2
2.2 系统结构.....	3
3 动力总成.....	6
3.1 使用 TPS61383-Q1 的集成电子锁存器动力总成.....	7
3.2 硬件设计流程.....	15
3.3 软件初始编程流程.....	20
4 超级电容器能量建模基础与选型.....	21
4.1 放电曲线和截止电压.....	21
4.2 超级电容器放电能量建模.....	22
4.3 计算示例.....	24
4.4 超级电容器 Excel 计算工具.....	25
5 超级电容器管理.....	27
5.1 使用 BQ76907-Q1 进行电压监测.....	27
5.2 使用 BQ76907-Q1 进行电芯均衡.....	29
5.3 超级电容器健康状态检测：TPS61383-Q1 和 BQ76907-Q1 组合解决方案.....	32
6 控制单元和通信.....	34
6.1 控制单元设计注意事项.....	34
6.2 SBC 选择.....	34
7 执行单元.....	35
7.1 电机驱动器结构.....	35
7.2 电机驱动器设计注意事项.....	36
8 总结.....	37
9 参考资料.....	37

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

电子锁存器 (E-latch) 是下一代汽车车门锁定和释放机制，它将传统的机械锁存器替换为机电驱动系统和用于紧急情况的超级电容器能量备份。根据中国汽车安全标准 **GB+48001-2026**，在中国销售的每辆汽车都必须能够在不依赖主电池的情况下从车内和车外解锁。这一法规具有深远影响：即使是配备传统机械车门锁存器的车辆，现在也必须集成电子锁存器系统，以支持从外部进行速度敏感型车门解锁，从而有效地使电子锁存器集成成为中国汽车市场所有乘用车细分市场的通用要求。**TPS61383-Q1** 是一款双向升压转换器/降压充电器，专为电子锁存器等备用电源应用而设计。本应用笔记就如何使用 **TPS61383-Q1** 设计汽车电子锁存器系统提供指导，以实现功能正确、运行稳定，并兼顾良好的热性能和低 EMI 性能。

2 设计要求和系统结构

2.1 设计要求

汽车电子锁存器系统旨在替代传统机械式车门锁存器或作为其备份。设计合理的电子锁存器系统集成了用于处理主电池故障的本地备用电源系统、紧急情况下的安全逻辑以及备用电池健康状态检测功能。下面列出了典型电子锁存器系统的功能要求：

1. 安全锁存：无论是内部把手、外部把手还是远程命令，即使在冷启动等严重的电池电压瞬态期间，系统也必须确保车门能够按请求打开
2. 碰撞安全合规性：发生碰撞时，电子锁存器必须保持锁定状态以防止人员被弹出，或在法规要求时主动解锁以便救援进入。这需要一个独立于主电源总线运行的备用储能系统。
3. 电子释放：电子锁存器系统必须集成电子控制执行器（通常为 BDC），以便通过电子开关打开车门。
4. 电源管理：电子锁存器系统集成了本地超级电容器作为备用电源系统，以确保在主电池故障期间仍能正常运行。
5. 自检测：电子锁存器系统检测其备用电池的健康状态，并向中央 BCM 或网关报告。
6. 安全逻辑：电子锁存器系统集成了安全逻辑，用于接收紧急信号并在车辆发生事故时解锁。电子锁存器系统与挡位和车速传感器等其他车辆系统通信，以防止汽车行驶时车门意外打开。
7. 功能安全 (ISO 26262 ASIL)：门锁是与安全相关的元件。电子锁存器的电源和控制逻辑必须设计为避免意外解锁或无法解锁。典型的 ASIL 目标范围为 ASIL A 至 ASIL B，具体取决于车辆架构。

2.2 系统结构

碰撞解锁模块的物理位置（负责在碰撞条件下释放锁存器的执行器）定义了两种主要的系统架构：集中式和分布式。

2.2.1 集中式电子锁存器系统

在集中式架构中，中央车身控制模块 (BCM) 或专用车门区域模块处安装有一个碰撞解锁执行器。由此，机械杆或线缆将碰撞解锁力同时分配到全部四个车门。

能量要求：

1. 4 个车门共 6-10 个门锁，解锁全部门锁约需 200J
2. 3-4 节超级电容器

优势：

1. 只需一个高可靠性碰撞执行器，可降低系统成本。
2. 简化碰撞路径的功能安全验证。

劣势：

1. 从中央执行器到每个车门的机械连杆仍有损坏风险。
2. 如果中央执行器发生故障，所有车门将失去碰撞解锁功能。
3. 由于机械传输延迟，碰撞响应变慢。

集中式电子锁存器系统有两种不同类型的结构。

- CPM (碰撞电源模块) ——负责解锁操作的备用电源系统。CPM 仅提供备用电源，不在电子锁存器模块中集成执行单元。发生车祸时，CPM 为车门模块供电，解锁由车门模块执行。

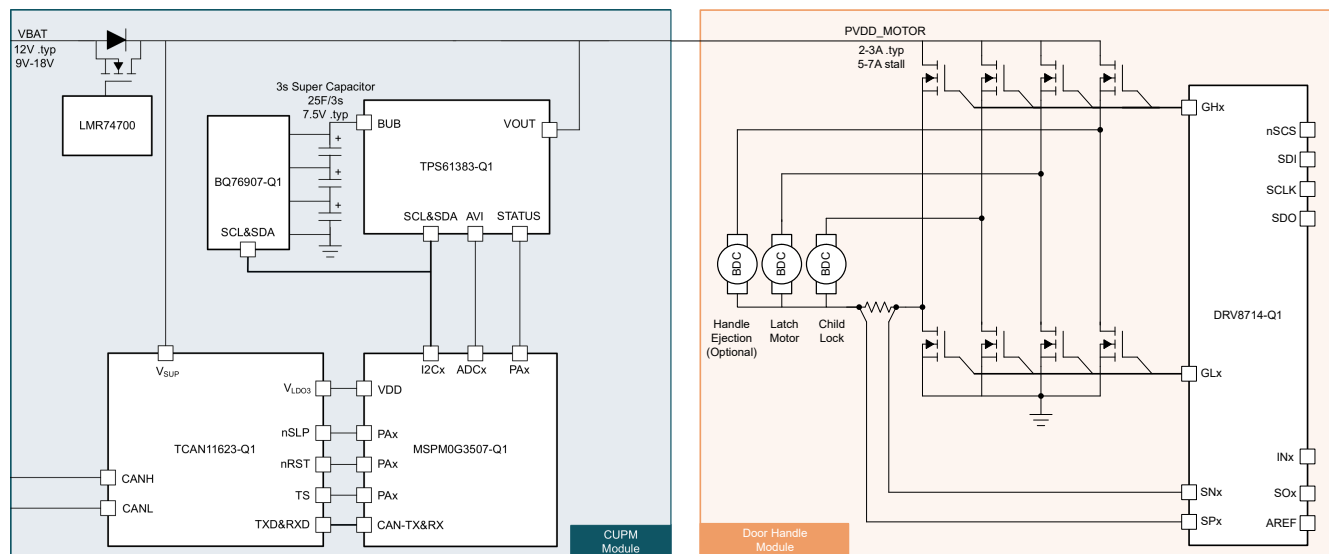


图 2-1. CPM 结构

- CUPM (碰撞解锁电源模块) ——在主系统发生故障时提供备用解锁功能的辅助模块。“U”表示“Unlock”（解锁）。CUPM 不仅提供备用电源，还集成了辅助执行单元。发生车祸时，即使车门模块中的电机驱动器损坏，CUPM 也能自行解锁。CUPM 有两种不同类型的结构：

对于在车身内集成了锁存电机驱动器的汽车，CUPM 通常使用集中式电机驱动器作为执行单元：

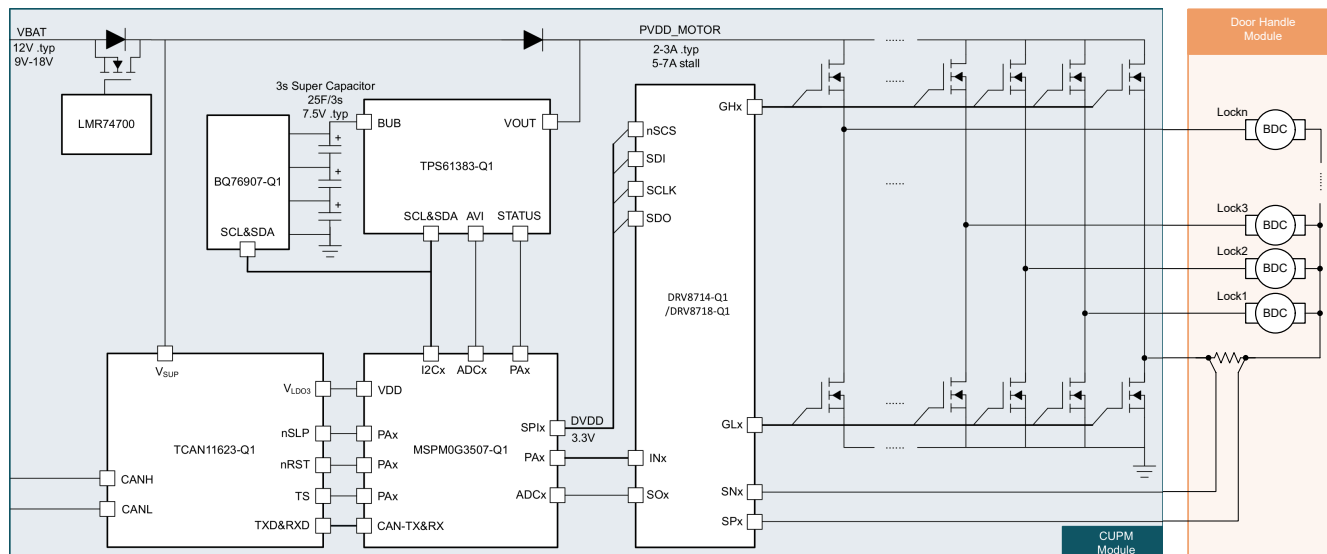


图 2-2. 具有集中式电机驱动器的 CUPM 结构

其他汽车则将电机驱动器就地布置在车门模块中。在这种情况下，CUPM 需要额外的高侧开关作为备用执行单元：

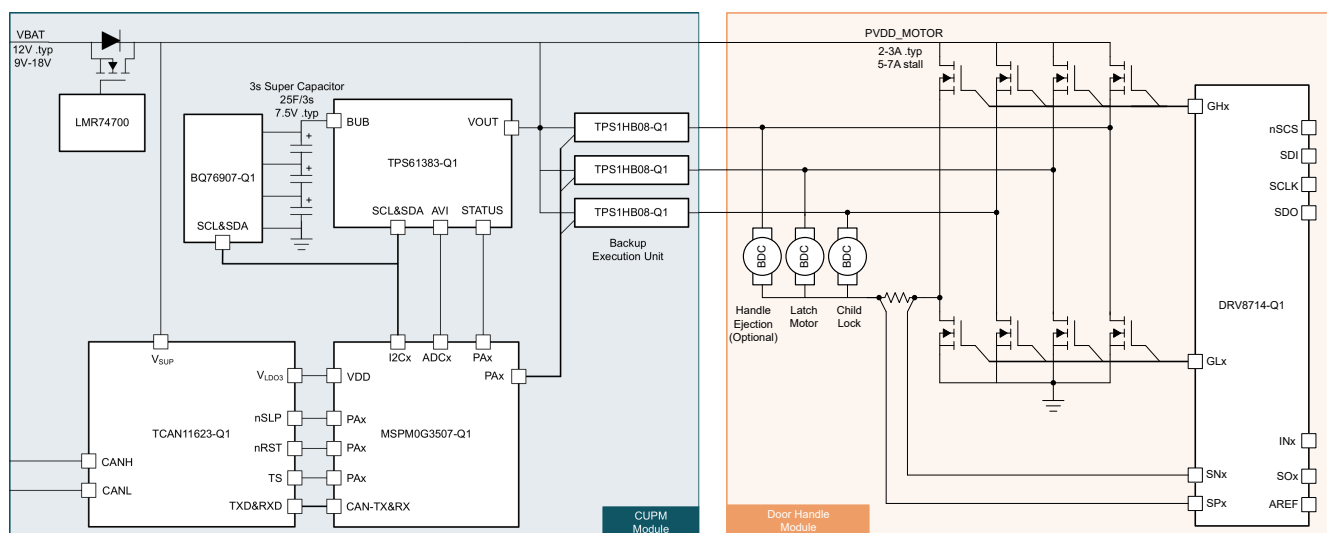


图 2-3. 具有集中式电机驱动器的 CUPM 结构

2.2.2 分布式电子锁存器系统

在分布式架构中，每个车门都配备专用的碰撞解锁执行器，与常规电子锁存器机构安装在一起。碰撞命令通过车载网络 (CAN/LIN) 或专用硬接线触发线路传输。每个车门中的 **TPS61383-Q1** 为正常模式电机和本地碰撞执行器 (如果采用电气触发，例如烟火式点火管或高电流螺线管) 供电。

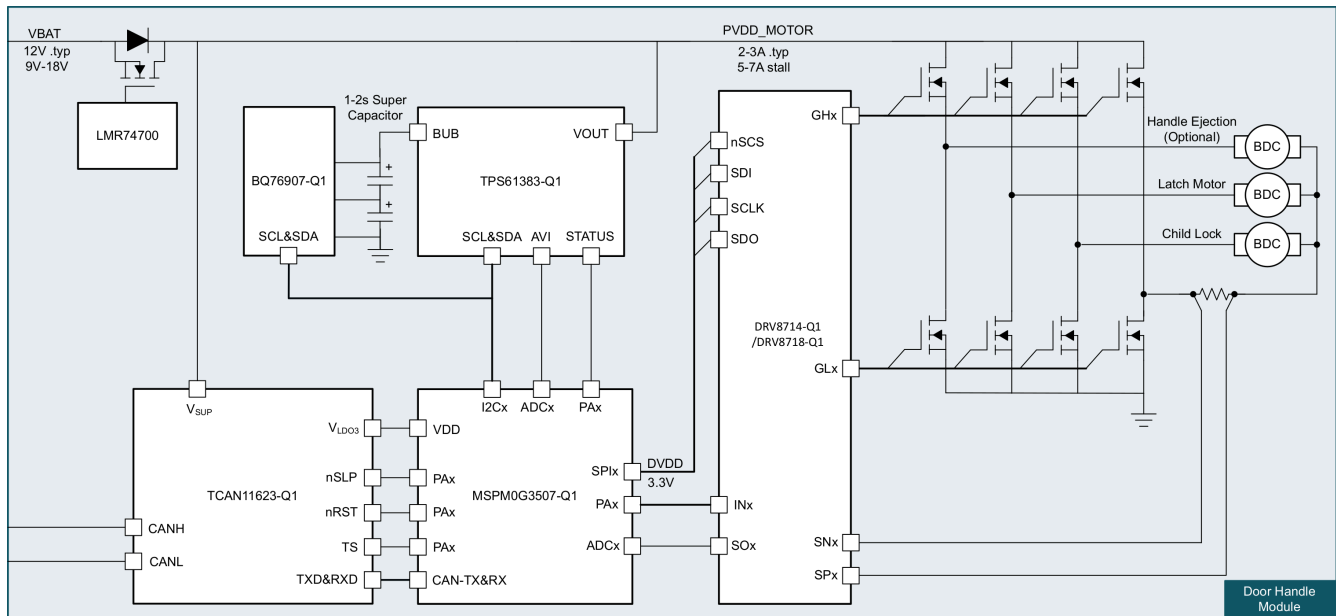


图 2-4. 单节电池电子锁存器系统

能量要求：

1. 每个车门 1-2 个门锁，解锁门锁约需 60J
2. 1-2 节超级电容器

优势

1. 无机械连杆——完全电子化，可减轻车门重量并缩短装配时间。
2. 冗余：一个车门的碰撞模块故障不会影响其他车门。
3. 更快、更可预测的碰撞响应 (微秒级电气触发)。
4. 支持高级功能，例如碰撞后自动开启或选择性解锁。
5. 对于某些车型，单节超级电容器即可满足需求。使用单节电芯时无需进行电芯均衡。

劣势

1. 更高的元件成本 (多个备用超级电容器组，以及每个车门 4 个本地升压转换器)。
2. 空间约束更严格：车门模块空间有限，增加了超级电容器的布置难度。
3. 每个车门的安全验证更为复杂。

3 动力总成

汽车电子锁存器系统的动力总成包括为超级电容器充电的电池充电器，以及将超级电容器的能量升压后供给电机的升压转换器。设计合理的电子锁存器系统动力总成必须满足以下要求

- 超级电容器从 0V 到目标电压的快速充电

电子锁存器系统在车辆点火后开始为超级电容器充电。如果在驾驶员启动汽车后立即发生车祸，则超级电容器的能量必须在汽车达到危险速度之前准备就绪。大多数 OEM 要求超级电容器在一分钟内完成充电，需要的充电电流超过 3A 至 4A。

- 低静态电流

超级电容器充满电后，电子锁存器系统在其大部分寿命内都以待机模式工作。这对系统静态电流提出了严格的要求。

- 高升压电流限值

电子锁存器系统为电机（通常是 BDC）供电，在电机堵转期间需要高达 10A (120W) 的电流。这要求放电操作所使用的升压具有较高的电流限值。但大多数 OEM 会应用堵转监测，在检测到堵转运行后关闭电机。因此，在实际运行中，120W 堵转电流仅持续 20-100ms。在这种情况下，选择额定可处理 120W 连续热耗散的升压转换器则属于过度设计。大电流升压转换器是更合适且更具成本效益的解决方案。

- 超级电容器泄放

超级电容器的寿命从根本上取决于其工作电压，因为电压是决定器件寿命的电化学退化机制背后的主要热力学驱动力。为了避免超级电容器性能下降并改善其健康状态，需要设计放电电路，以便在车辆停放（点火关闭）期间对超级电容器进行放电，并避免在其大部分寿命内保持满电状态。

- 充电器模式和升压放电模式之间的无缝转换

电子锁存器系统需要检测 12V 电池的电压，并在充电器模式和升压放电模式之间进行切换。需要无缝转换才能避免电压骤降和系统关断。

TPS61383-Q1 是一款双向 DC-DC 转换器，集成了充电器、升压和电池健康检测功能。该 IC 为电子锁存器系统提供了集成动力总成设计。

3.1 使用 TPS61383-Q1 的集成电子锁存器动力总成

图 3-1 展示了使用 TPS61383-Q1 的典型电子锁存器系统。该器件设计用于在 12V 主电池正常时为超级电容器充电，并在 12V 电池断开时将备用电池能量升压至 V_{system} 。

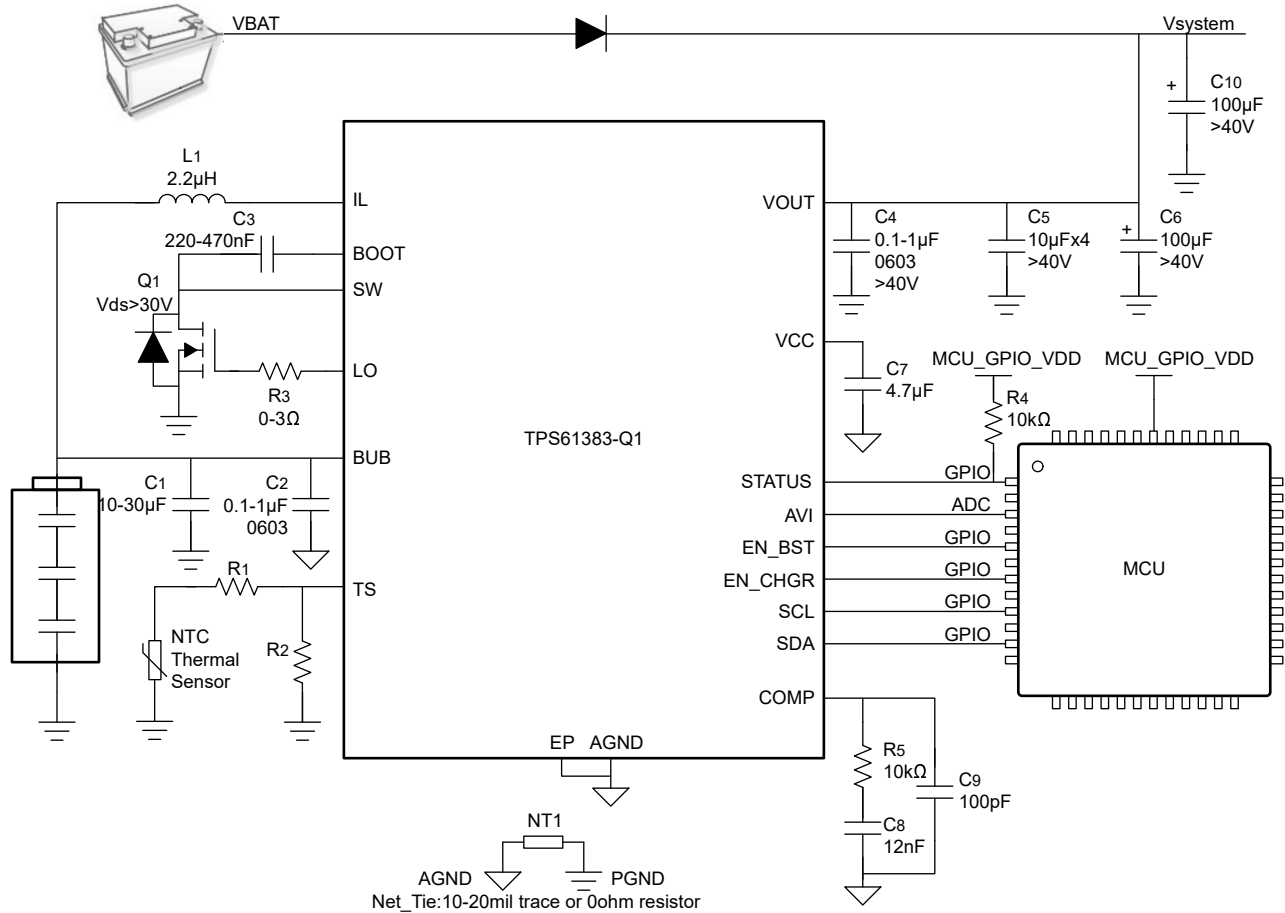


图 3-1. 典型电子门锁应用

TPS61383-Q1 支持四种功能模式以实现其主要功能：充电器模式、升压模式、健康状态 (SOH) 模式和待机模式。每种模式的电源结构如下图所示：

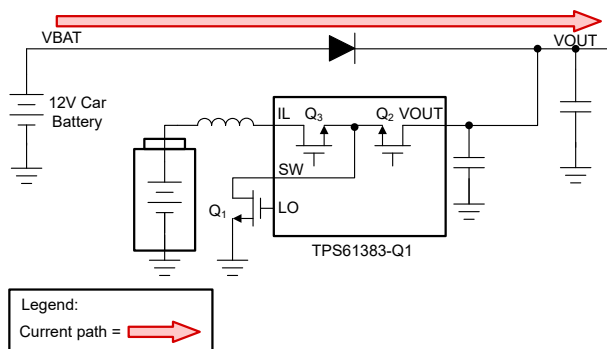


图 3-2. 待机模式

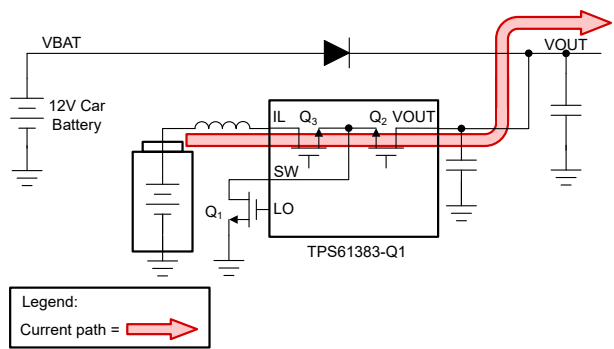


图 3-3. 升压模式

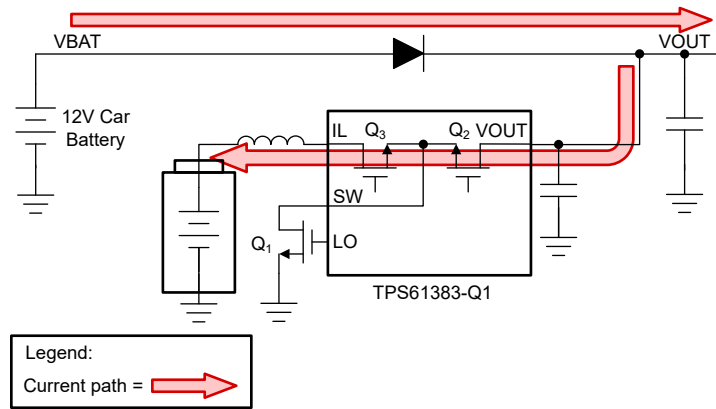


图 3-4. 充电器模式

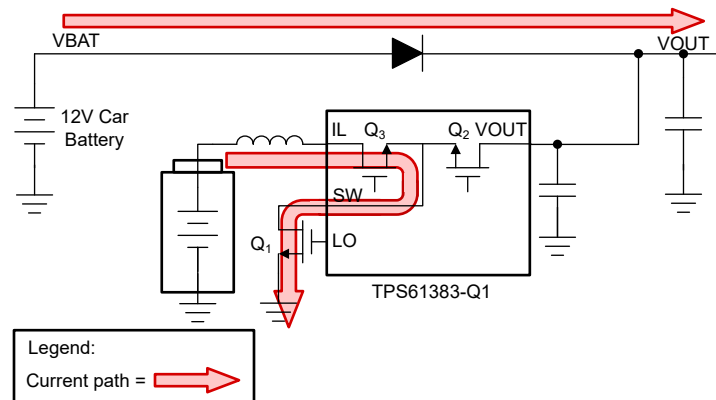


图 3-5. SOH 模式

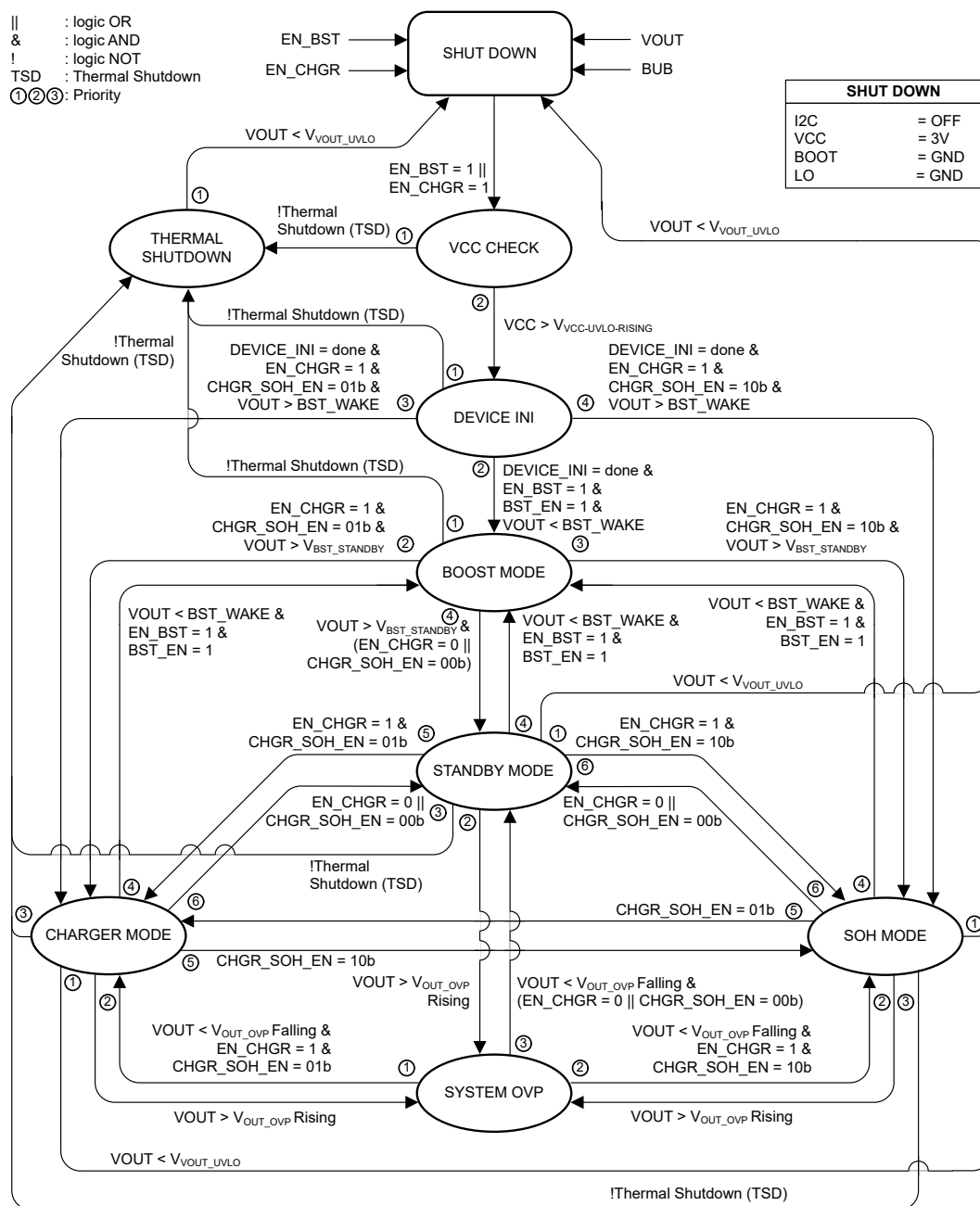
TPS61383-Q1 在其 EN 引脚和 I2C EN 位上应用 AND 逻辑。当 EN_BST 引脚和 BST_EN 位均为高电平时，器件会启用升压功能。当 EN_CHGR 引脚为高电平且 CHGR_SOH_EN 位为 01b 时，器件会启用充电器。当 EN_CHGR 引脚为高电平且 CHGR_SOH_EN 位为 10b 时，器件会启用 SOH。

表 3-1. 工作模式控制逻辑

升压启用：EN_BST 引脚 AND BST_EN 位	充电器/SOH 启用：EN_CHGR AND CHGR_SOH_EN 位	器件状态	器件操作
EN_BST = 0 或 BST_EN = 0	EN_CHGR = 1 且 CHGR_SOH_EN = 01b	纯充电器	充电器激活。
EN_BST = 0 或 BST_EN = 0	EN_CHGR = 1 且 CHGR_SOH_EN = 10b	纯 SOH	SOH 激活。
EN_BST = 1 且 BST_EN = 1	EN_CHGR = 0 或 CHGR_SOH_EN = 00b	自动升压和待机	- 升压激活：$V_{OUT} < V_{BST_WAKE}$ - 待机激活：$V_{OUT} > V_{OUT_STANDBY}(106\% V_{OUT_TARGET})$
EN_BST = 1 且 BST_EN = 1	EN_CHGR = 1 且 CHGR_SOH_EN = 01b	自动升压和充电器模式	- 升压激活：$V_{OUT} < V_{BST_WAKE}$ - 充电器激活：$V_{OUT} > V_{OUT_STANDBY}(106\% V_{OUT_TARGET})$
EN_BST = 1 且 BST_EN = 1	EN_CHGR = 1 且 CHGR_SOH_EN = 10b	自动升压和 SOH 模式	- 升压激活：$V_{OUT} < V_{BST_WAKE}$ - SOH 激活：$V_{OUT} > V_{OUT_STANDBY}(106\% V_{OUT_TARGET})$

当启用多项功能时，TPS61383-Q1 通过 VOUT 引脚监控系统电压，以决定进入哪种功能模式。当系统电压足够时，IC 会保持在待机/充电器或 SOH 模式（取决于启用的功能），并在检测到汽车电池故障和系统电压下降时自动切换到升压模式。图 3-6 中展示了不同的运行模式。

|| : logic OR
& : logic AND
! : logic NOT
TSD : Thermal Shutdown
①②③: Priority



SHUT DOWN	
I2C	= OFF
VCC	= 3V
BOOT	= GND
LO	= GND

VCC CHECK	
I2C	= OFF
VCC	= ON
BOOT	= GND
LO	= GND

DEVICE INI	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= GND
LO	= GND

BOOST MODE	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= HIGH
LO	= Switching

CHARGER MODE	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= HIGH
LO	= GND

SOH MODE	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= HIGH
LO	= Regulate

STANDBY MODE	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= GND
LO	= HIGH

THERMAL SHUTDOWN	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= GND
LO	= GND

SYSTEM OVP	
I2C	= ON
VCC	= ON
BOOT	= GND
LO	= GND

图 3-6. 功能状态图

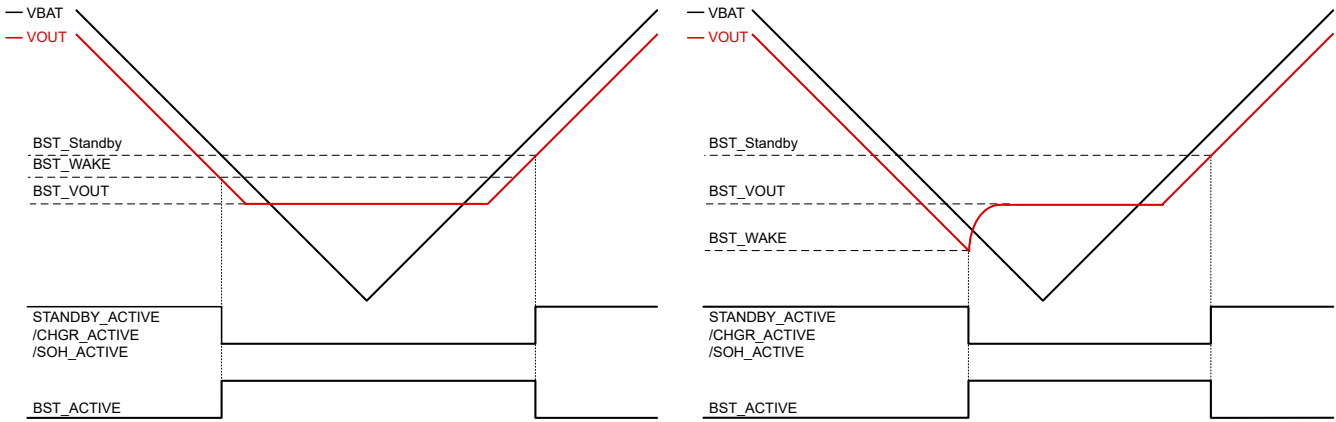


图 3-7. 自动升压和待机/充电器/SOH 切换逻辑

3.1.1 超级电容器充电器功能简介

TPS61383-Q1 集成了降压充电器功能，支持通过 I2C 选择最高 7A 的充电电流。当超级电容器电压为 0V 且无法实现伏秒平衡时，降压充电器会折返其开关频率。这样，即使使用 0V 超级电容器，IC 也能实现高电流充电。在降压充电器模式下，Q2 和 Q1 作为降压桥臂开关，而 Q3 完全导通。

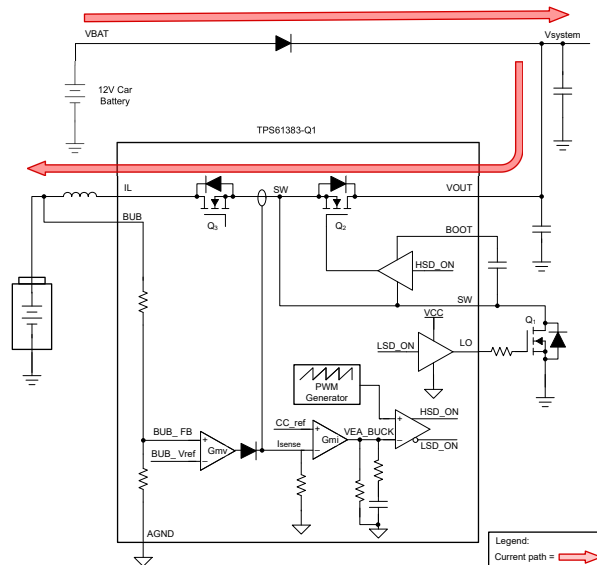


图 3-8. 降压充电器结构

TPS61383-Q1 采用针对超级电容器集成的充电曲线，为备用电池充电。当备用超级电容器电压低于目标电压（由 I2C 位 BUB_CV 和 BUB_CELL 设置）时，器件会进入 CC 充电阶段。在此阶段，器件通过 BUB_CC 位配置的 CC 电流为超级电容器充电。

超级电容器充电至其目标电压后，TPS61383-Q1 进入 CV 充电阶段。该器件会降低充电电流以调节超级电容器的电压，直到电流降至预设阈值以下，然后器件会终止充电。

如果配置为禁用重新充电（通过 I2C 位 BUB_TER），则除非切换 EN_CHGR 引脚或 CHGR_EN 位，否则器件在终止后不会重新充电。

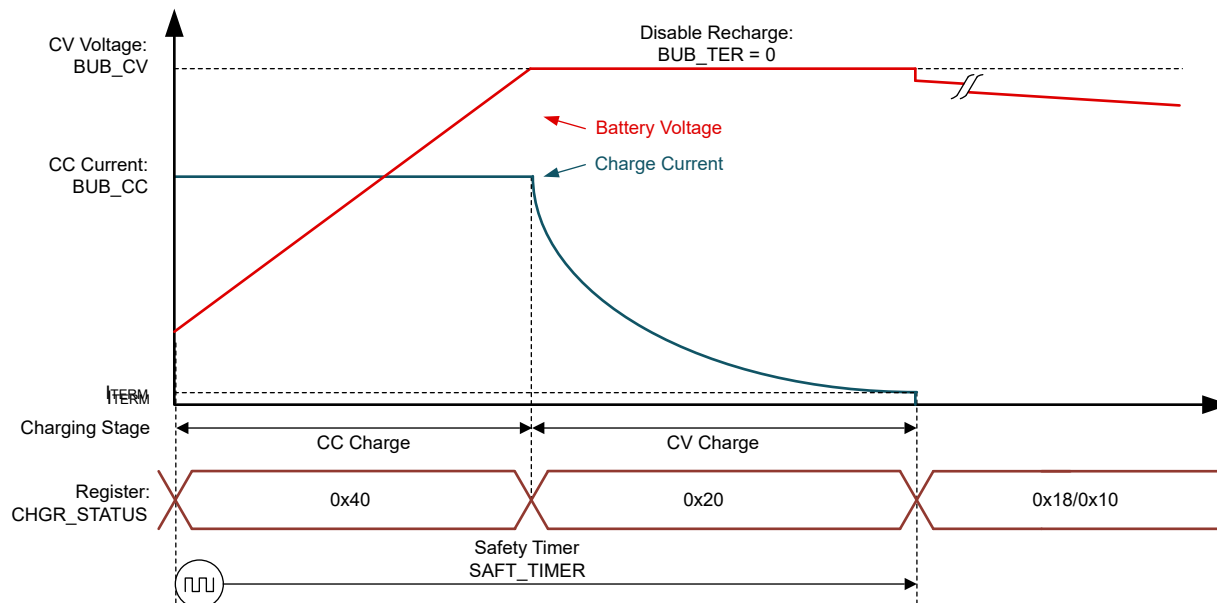
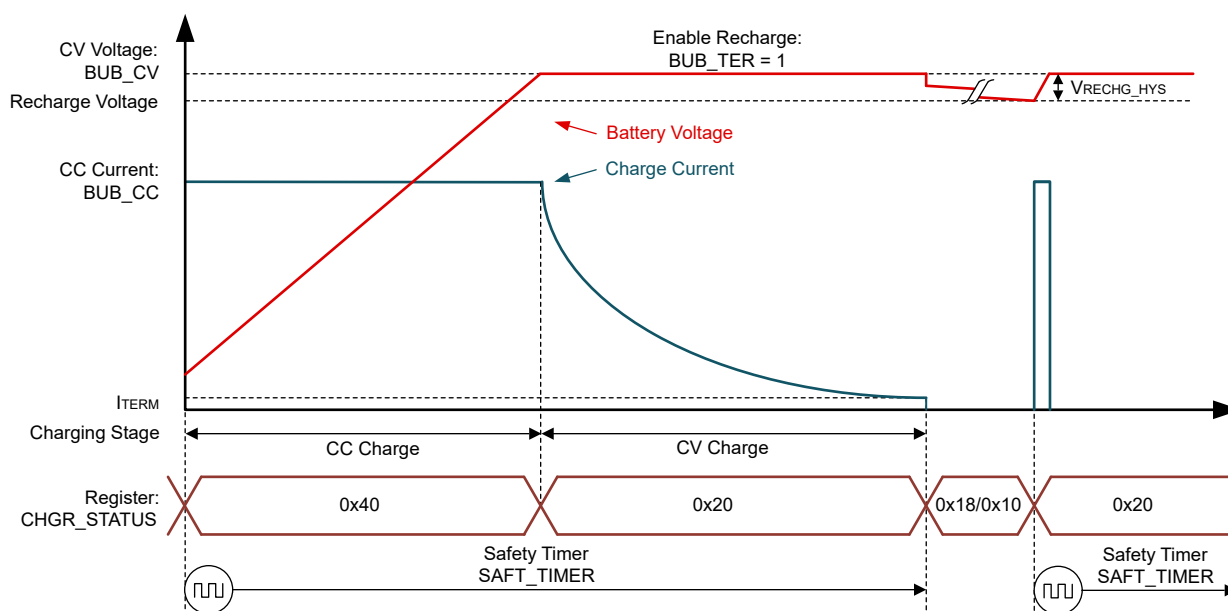


图 3-9. 超级电容器充电曲线，已禁用重新充电

如果配置为启用重新充电，器件会暂停充电，并在 BUB 电压降至 V_{RECHG} 阈值以下时自动重新充电。

图 3-10. 超级电容器充电曲线，已启用重新充电



对于降压充电器，器件可用的占空比范围受 Q1 和 Q2 最短导通时间的限制，因此仅当 BUB 电压介于 1V 和 92.6% V_{OUT} 之间时，才可以进行 400kHz 降压操作。如果 BUB 电压低于 1V 或高于 V_{OUT} 的 92.6%，TPS61383-Q1 将触发占空比故障逻辑。

当占空比故障逻辑触发时，TPS61383-Q1 会折返其开关频率。当 BUB 电压低于 1V 时，TPS61383-Q1 会将其开关频率折返至 100kHz。这使得器件能够为 0V 超级电容器充电，而不会进入打嗝模式。

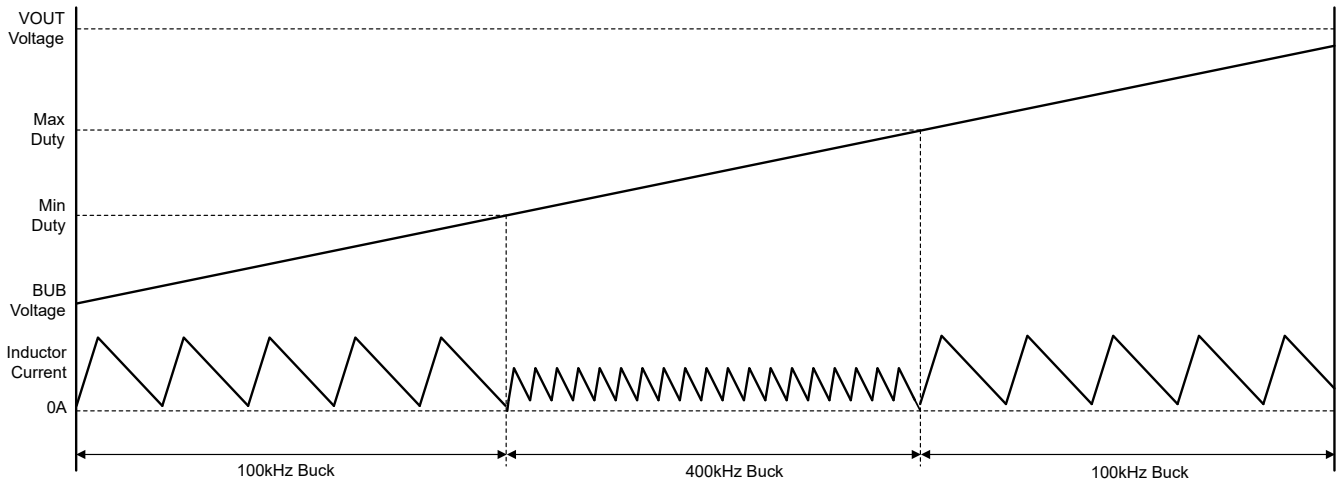


图 3-11. 400kHz 降压充电操作

3.1.2 升压功能简介

TPS61383-Q1 集成同步升压转换器与负载断开功能。升压功能支持 0.5V 至 12V 的输入电压和高达 12V 的输出电压，具有 5-30A 可编程平均输入电流限制。

对于备用电源应用，当启用升压功能时，TPS61383-Q1 通过 VOUT 引脚（连接到系统电源轨）检测系统电压，并在检测到系统电源中断时自动切换到升压模式。以自动升压和待机模式为例，当 Vout 正常时，器件会以待机模式工作。当发生电源故障且 Vout 降至 $\min\{V_{BST_WAKEUP} \text{ (由 I2C 位 BST_WAKE 设置) }, V_{BST_STANDBY} \text{ (} BST_VOUT \times 106\% \text{)}\}$ 以下时，器件会进入升压模式以保持输出电压。

当 12V 主电池恢复且 Vout 升高至高于 $V_{BST_STANDBY}$ 时，器件会进入待机模式。

默认情况下， V_{BST_WAKEUP} 配置为 $BST_VOUT \times 103\%$ ($BST_WAKE = 111b$)，以在切换到升压模式期间实现更小的压降。但 TPS61383-Q1 还允许将 V_{BST_WAKEUP} 配置为低于升压输出电压，以避免在出现临时压降（例如冷启动情况）时进入升压模式。选择较高的 V_{BST_WAKEUP} 来实现较小的压降，或者选择较低的 V_{BST_WAKEUP} 以避免在冷启动情况下进入升压模式并延长备用电池寿命。

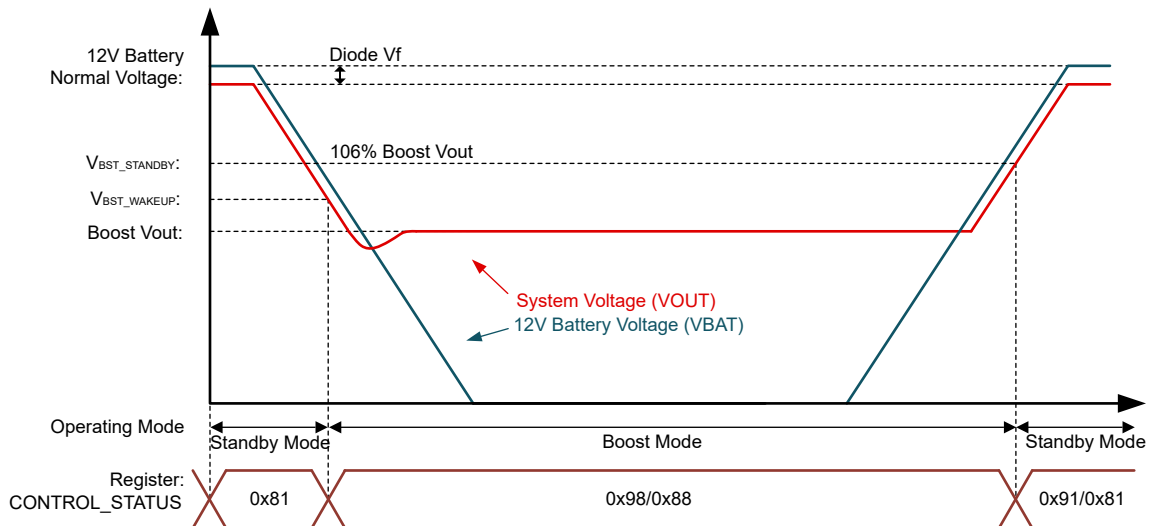


图 3-12. 案例 1 : $V_{BST_WAKEUP} > BST_VOUT$

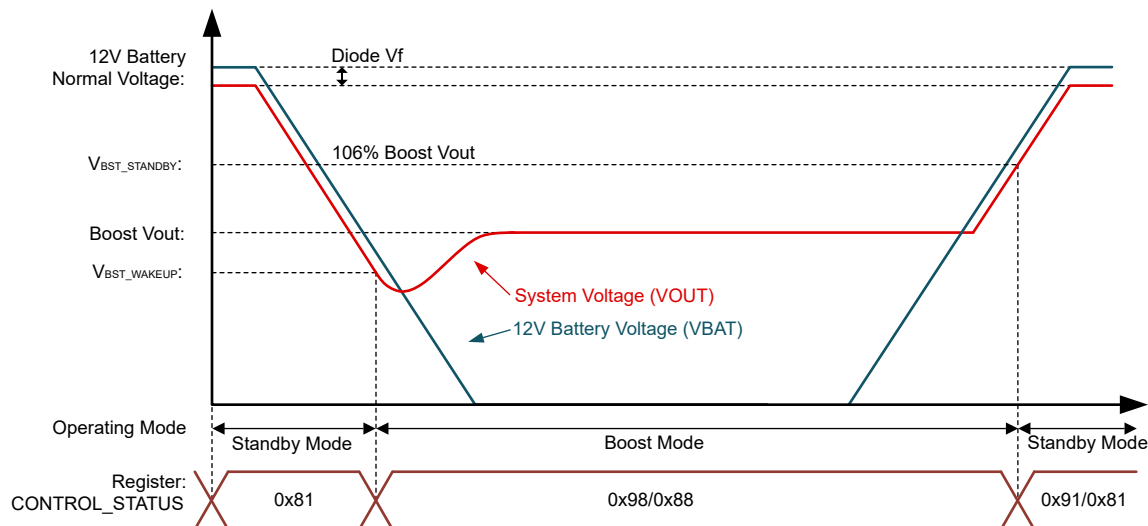


图 3-13. Case2 : $V_{BST_WAKEUP} < BST_VOUT$

TPS61383-Q1 还通过控制外部 EN 引脚来支持手动切换到升压模式。通过 EN 引脚进行手动切换，使用户能够在 12V 电池电压正常时关断 IC，从而节省静态电流。但是，需要外部电压检测电路和 MCU 来控制 EN 引脚。

该器件需要 $50\mu s$ (t_{EN_delay1}) 延迟时间，才能从关断模式初始化其内部电路。初始化后，该器件从待机模式切换到升压模式需要大约 $20\mu s$ (t_{EN_delay2}) 的延迟时间。

对于备用电源应用，TI 建议设置两个阈值以启用我们的器件。使用 $V_{Pre-ENABLE}$ 阈值来控制 EN_CHGR 引脚并提前初始化器件。使用 V_{BST_EN} 阈值来控制 EN_BST 引脚。该 EN 序列会缩短进入升压模式时的延迟时间 (仅 t_{EN_delay2})。

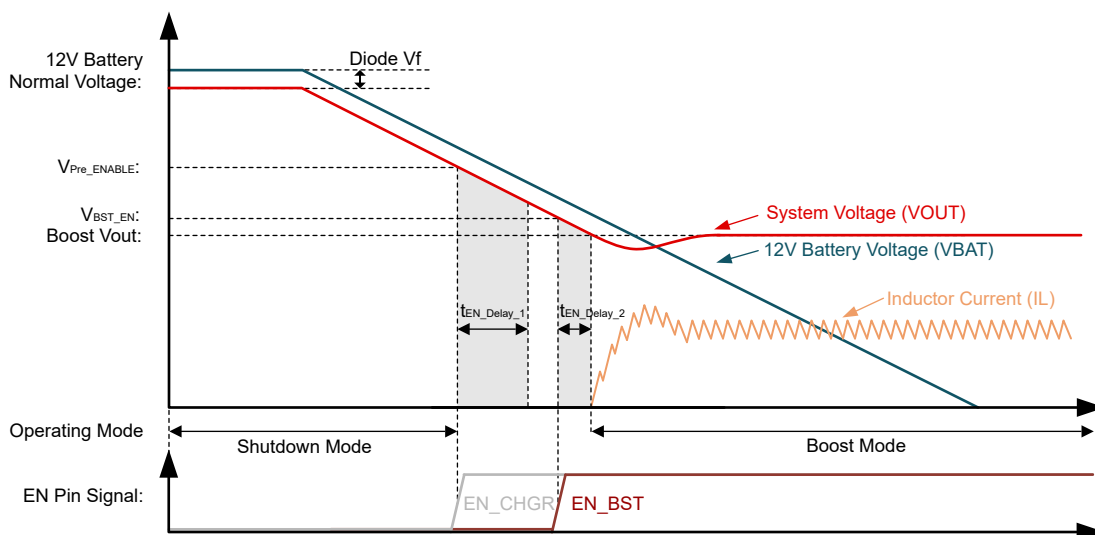


图 3-14. 手动切换到升压模式

3.1.3 超级电容器泄放

为了避免超级电容器性能退化并改善超级电容器的健康状态，需要设计放电电路，在车辆停放（点火关闭）期间对超级电容器进行放电，避免超级电容器在大部分使用寿命内保持最高荷电状态。TPS61383-Q1 集成了恒流放电功能，可用于超级电容器的健康状态检测和泄放。以下步骤给出如何使用系统 MCU 泄放超级电容器的示例：

- 启用 SOH 模式 (寄存器 0x0B : CONTROL_STATUS, HGR_SOH_EN 位)
- 将 SOH 放电电流设置为 100mA (寄存器 0x09 : SOH_SET1, SOH_I 位)

3.2 硬件设计流程

下表提供了详细设计过程示例的参数：

表 3-2. 设计要求

参数	值
汽车电池输入电压：	典型值：6 至 18V，抛负载：高达 40V
备用电池	3 芯超级电容器
备用电池电压：	1 至 7.5V
充电电流：	3A
充电时间	25s
电池运行状况检测电流：	1A
升压输出电压：	12V
升压输出电流：	4A
模式选择	自动充电器和升压模式
模式瞬态期间的压降	<= 500mV

3.2.1 选择外部 MOSFET

TPS61383-Q1 需要使用外部 MOSFET (Q1) 作为其升压低侧开关和 SOH 放电开关。外部 MOSFET 的选择取决于其热性能、 V_{DS} 电压和 I_d 电流。

- TPS61383-Q1 仅支持 n 通道 MOSFET 作为 Q1。
- 建议 $Q_{gd} < 5nC$ 。 Q_{gd} 最大不得超过 10nC。
- $V_{plateau}$ 为 2-3V。最大不超过 3.5V。
- R_{dson} 应尽可能低。建议最大 R_{dson} 小于 15m Ω
- 漏源击穿电压， $V(BR)_{DSS} \geq 30V$
- 连续漏极电流大于升压模式下的最大峰值电流：

$$I_{peak} = \frac{I_{OUT}}{(1-D) \cdot eff} + \frac{V_{BUB} \cdot D}{2L \cdot f_{sw}} \quad (1)$$

其中

- I_{OUT} 为升压模式下的最大负载电流。
- D 为升压操作的占空比
- eff 是升压模式效率
- L 是升压电感
- f_{sw} 为升压模式下的开关频率
- V_{BUB} 是 BUB 引脚上的输入电压

3.2.2 电感器选型

TI 建议 TPS61383-Q1 使用 2.2 μH 的电感器。

流经电感器的电流为电感器纹波电流外加平均输入电流。在上电、负载故障或瞬态负载条件下，电感器电流会增加到计算的峰值电感器电流以上。

在没有电流偏置的情况下，电感值的容差为 $\pm 20\%$ ，甚至是 $\pm 30\%$ 。当电感器电流接近饱和水平时，其电感值相比 0A 偏置电流时的值会下降 20% 至 35%，具体取决于电感器供应商对饱和的定义。选择电感器时，请确保额定电流（尤其是饱和电流）大于运行期间的峰值电流。

电感器峰值电流随负载、开关频率以及输入和输出电压的变化而变化。峰值电流的计算公式为：

$$I_{peak} = \frac{I_{OUT}}{(1-D) \cdot eff} + \frac{V_{BUB} \cdot D}{2L \cdot f_{sw}} \quad (2)$$

选择饱和电流额定值高于最大电感器电流的电感器。

其中

- I_{peak} 是电感器的峰值电流
- I_{OUT} 是输出电流
- D 为占空比
- eff 是效率
- V_{BUB} 是输入电压
- L 是电感
- f_{SW} 为开关频率

热额定电流 (RMS) 的计算公式为：

$$I_{LRMS} = \sqrt{(I_{BUB}^2 + \Delta I_L^2) / 12} \quad (3)$$

其中

- I_{LRMS} 是电感器的 RMS 电流
- I_{BUB} 是电感器的输入电流
- ΔI_L 是电感器的纹波电流

重要的是，峰值电流不能超过电感器的饱和电流，RMS 电流不能超过电感器的温度相关额定电流。

对于某个电感器，较大的电流纹波（较小的电感器）会产生较高的直流损耗，以及与频率相关的损耗。为了提高效率，基本上建议使用具有较低 DCR 的电感器。然而，这通常需要在损耗和器件尺寸之间进行权衡。表 3-3 列出了一些推荐的电感器。在本应用示例中，选择了 Coilcraft 电感器 XGL1060-222，因为它具有小尺寸、高饱和电流和低 DCR。

表 3-3. 推荐用于 TPS61383-Q1 的电感器

器件型号	L (μH)	DCR 典型值 (mΩ)	饱和电流 (A)	额定热电流 (A)	尺寸 (长 × 宽 × 高)	VENDOR (1)
XGL1313-222MED	2.2	1.4	33.5 (下降 20%)	28.5 (ΔT 40K)	13.4 × 15.0 × 13.0	Coilcraft
XGL1060-222MED	2.2	3.8	21.5 (下降 20%)	25.3 (ΔT 40K)	10.0 × 11.3 × 6.0	Coilcraft
IHLP-4040DZ-ER2R2	2.2	8.2	25.6 (下降 20%)	12.0 (ΔT 40K)	10.16 × 10.195 × 4.0	Vishay
IHLP-6767DZ-ER2R2	2.2	4.57	17.5 (下降 20%)	26 (ΔT 40K)	17.15 × 11.94 × 4.0	Vishay
SPM10065VC-2R2M-D	2.2	4.2	39.2 (下降 30%)	17.4 (ΔT 40K)	10.5 × 10.0 × 6.5	TDK
7843340220	2.2	10	14.7 (下降 30%)	8.4 (ΔT 50K)	8.1 × 8.1 × 9.0	Würth Elektronik
784373680022	2.2	7.8	25.7 (下降 30%)	13.6 (ΔT 50K)	10 × 10.85 × 3.8	Würth Elektronik

3.2.3 超级电容器侧的电容器

备用电池侧的电容会影响 BUB 环路稳定性。TI 建议放置多个 MLCC，使其总有效电容约为 20 μF 至 30 μF。

如果备用电池通过长电缆连接到 IC，TI 建议在 BUB 侧额外增加 100-200μF 的电解电容器。此电容器有助于抑制备用电池电缆上的寄生电感引起的 LC 振铃。请注意，电解电容器并不能替代陶瓷电容器，陶瓷电容器仍需放置在 IC 附近。

评估陶瓷电容器的有效电容时需要小心。对于陶瓷电容器，需考虑直流偏置电压、老化和交流信号导致的降额。以 Murata GCM21BR71C475KA73K 为例，施加 8V 直流电压时，有效电容降低 56%。

3.2.4 升压输出电容器

设计输出电容器的主要考虑因素是在主电池发生故障且器件转换到升压模式时的输出压降要求。最小 C_{out} 通过以下公式计算：

$$C_{out} > \frac{I_{outmax} \times 20\mu s}{\Delta V_{outmax}} \quad (4)$$

其中

- C_{OUT} 是输出电容
- I_{OUTMAX} 是最大输出电流
- ΔV_{OUTMAX} 是转换到升压模式时允许的最大输出电压降

20 μ s 是器件进入升压模式并开始切换的最长切换时间

输出纹波电压是影响 C_{out} 选型的另一个因素。假设电容器 ESR 为零，给定纹波所需的最小电容通过如下计算得出

$$C_{out} > \frac{I_{outmax} \times (V_{out} - V_{BUB})}{f_{sw} \times \Delta V \times V_{out}} \quad (5)$$

其中

- I_{OUT} 是输出电流
- V_{OUT} 是输出 DC 电压
- V_{BUB} 是备用电池电压
- ΔV 是所需的输出电压纹波
- f_{sw} 为开关频率

通常，需要结合使用陶瓷电容器和大容量电解电容器，来提供低 ESR、高纹波电流和低输出电压纹波。

陶瓷电容器具有 DC 偏置降额特性，可在施加 DC 电压时显著降低有效电容。因此，在计算电容时，请检查升压 V_{out} 目标电压处的 DC 偏置曲线。

电解电容器具有较大的 ESR，且电解电容器的 ESR 在低温条件下会增加 10 倍以上，严重影响环路稳定性。因此，在计算环路稳定性时需确保考虑了低温条件下的 ESR。聚合物混合电容器在低温下的 ESR 通常较小，因此更推荐使用。

根据应用要求，该应用选择并联四个 10 μ F 陶瓷电容器的 100 μ F 电解电容器。

3.2.5 环路补偿设计

TPS61383-Q1 在 ti.com 上提供了 Excel 设计计算工具，可用于计算环路补偿。本节给出一个使用 Excel 工具计算环路补偿的示例。

1. 输入系统参数

不同的电压和负载电流条件以及不同的外部元件需要不同的补偿。在计算环路补偿之前，应根据 BOM 选型输入 V_{in} 、 V_{out} 、 I_{load} 、电感值和 C_{out} 等系统参数。必须注意 ESR 参数。铝电解电容器的 ESR 在 -40°C 下最高可增至 10 倍，这将严重影响环路稳定性。例如，如果某电解电容器在室温下的典型 ESR 为 300m Ω ，则在低温和老化条件下 ESR 可能达到 3 Ω 。务必同时计算典型 ESR 和最大 ESR，确保在所有条件下都能实现环路稳定性。

2. 设置交叉频率 f_C 。

所有系统参数准备就绪后，即可开始计算环路补偿。第一步是设置环路交叉频率 f_C 。交叉频率越高，环路的响应速度就越快。通常，环路增益交叉点不高于开关频率 f_{sw} 的 1/10 或 RHPZ 频率 f_{ZRHP} 的 1/5 (以较低者为准)。

3. 设置补偿电阻 R_{COMP} 。

对于补偿良好的升压系统， f_C 由 R_{COMP} 决定。设定所需的 f_C 后，计算工具可输出推荐的 R_{COMP} 。

70	Boost Compensation Calculation		
71	Boost loop Calculation		
72	Vin	2.50	V
73	Vout	5.50	V
74	Iout	1.50	A
75	fp_PS	368	Hz
76	fz_RHP	43122	Hz
77	1. Enter Desired Crossover Frequency fz_ESR	39789	Hz
78	f(BW) desired	2	kHz
79	R3 recommended	10.11	kΩ
80	2. Output Recommended RCOMP R3 actual	12	kΩ

3. Select and Input Real RCOMP

图 3-15. 设置补偿电阻

在以下假设条件下，该计算工具会推荐 R_{out} 值：对于设计合理的升压系统， f_{zCOMP} 必须置于 f_C 以下，以确保相位裕度。对于常见的 R_{COMP} 范围， R_{COMP} 应远小于放大器输出电阻 R_{EA} ，从而使 $R_{COMP} \parallel R_{EA} \approx R_{COMP}$ 。因此，根据 方程式 6，初始增益 $R_{COMP} \times G_{COMP} \times K_{FB}$ 主要由 R_{COMP} 决定。因此可使用如下公式计算 f_c ：闭环总增益 $T(s) = K_{PS}(s) + H_{COMP}(s)$ 在 f_C 处为零。

$$H_{COMP} = 20 \lg \left(G_{COMP} \times R_{COMP} \times \frac{R_{down}}{R_{up} + R_{down}} \right) = -K_{PS}(f_c) \quad (6)$$

其中

- K_{PS} 是功率级增益
- G_{EA} 是放大器的跨导， G_{EA} 的典型值 = $24\mu S$

4. 设置补偿零点电容器 C_{COMP} 。

补偿零点需要置于功率级极点 f_{pPS} 处，以补偿 f_{pPS} 附近的相位下降。设置 $f_z = f_p$ ，可以计算 C_{COMP} 。当在第 80 行输入实际 R_{COMP} 值后，计算工具会输出推荐的 C_{COMP} 。

$$C_{COMP} = \frac{R_{out} \times C_{out}}{2R_{COMP}} \quad (7)$$

78	f(BW) desired	2	kHz
79	1. Enter Selected RCOMP	10.11	kΩ
80	R3 actual	12	kΩ
81	C7 recommended	42.78	nF
82	2. Output Recommended CCOMP C7 actual	12.0	nF

3. Select and Input Real CCOMP

图 3-16. 设置补偿电容

5. 设置补偿极点电容器 C_{HF} 。

补偿极点的设置位置应该消除 R_{ESR} 和 C_{out} 产生的 ESR 零点。设置 $f_{pCOMP2} = f_{zESR}$ 并获取：

$$C_{HF} = \frac{R_{ESR} \times C_{out}}{R_{COMP}} \quad (8)$$

在第 15-16 行正确输入 ESR 和 C_{out} 后，计算工具第 84 行会显示推荐的 C_{HF} 。

1. Enter Selected C _{COMP}			
82	C7 actual	12.0	nF
83	fz_COMP	947	Hz
84	C6 recommended	462.70	pF
85	C6 actual	33	pF
2. Output Recommended CHF			
3. Select and Input Real CHF			

图 3-17. 设置补偿电容

6. 检查相位裕度与增益裕度

计算得出的补偿参数并非总能确保稳定性。尤其是在 C_{out} 的 ESR 较大时，会将 f_{zESR} 引入带宽之中。TI 提供了 Excel 计算工具，该工具可在选择所有补偿参数后生成波德图。在完成步骤 1-4 后查看波德图，以评估系统稳定性。TI 建议相位裕度大于 60 度，益裕度大于 10db。如果裕度不满足要求，请降低所需 f_c 并在步骤 1-4 中重新计算补偿值。

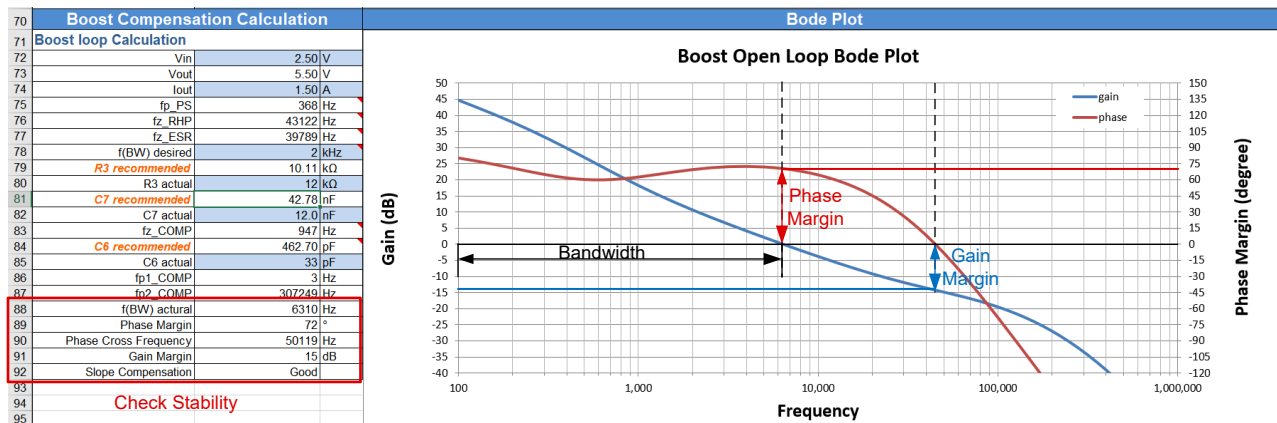


图 3-18. 评估环路稳定性

3.2.6 关键注意事项

TI.com 上提供了原理图和布局指南。请遵循有关原理图设计、适当外部元件选型和电路板布局的设计指南。

3.3 软件初始编程流程

TPS61383-Q1 是一款通过 I2C 配置的器件，需要对其进行配置以验证功能是否正常。TI 提供了可帮助生成 I2C 初始内容的 GUI。可通过此处获取图形用户界面 (GUI)：[TPS61382A-Q1_TPS61383-Q1 GUI 下载](#)

图 3-19 以寄存器为单位展示了所有参数。可在此屏幕中找到每个寄存器位的详细说明。进入该屏幕，读取寄存器位说明并检查寄存器内容。在右侧工作表中选择初始配置，然后在寄存器映射中生成初始内容。

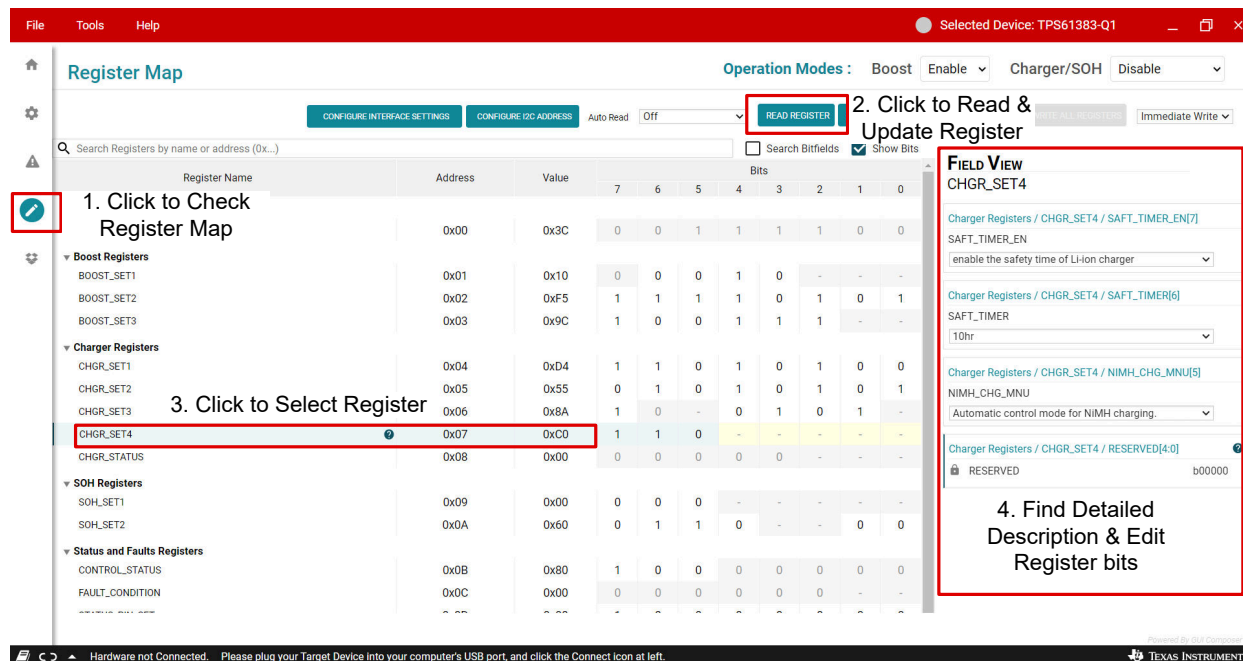


图 3-19. 寄存器映射屏幕

4 超级电容器能量建模基础与选型

与传统电化学备用电源不同，超级电容器的特性更接近电解电容器。但是，采用纯电容器模型 $E=CV^2/2$ 计算能量也无法正确反映放电过程。超级电容器的内阻会显著影响放电截止电压和系统效率，尤其是当电机的堵转电流较高，内阻两端的 IR 压降较大时，内阻会引入巨大误差，导致难以正确计算并选型超级电容器。TI 在 [TPS61383Q-SCAP-CALC 计算工具](#) 中提供了超级电容器计算工具：

本节介绍了正确计算超级电容器能量的基本方法以及如何使用计算工具。

4.1 放电曲线和截止电压

在升压放电模式下，升压转换器 (TPS61383-Q1) 从该电容器获取能量，并向负载提供稳定的输出电压。当超级电容器放电时，端子电压下降，直至达到系统截止电压。放电的能量取决于放电前后的电压差，但实际放电截止电压并不只是转换器的最小输入额定值；它受三个相互依赖的因素限制：

- 升压转换器电流限制

随着超级电容器在放电期间电压下降，超级电容器电流会增加。TPS61383-Q1 采用输入平均电流限制。如果超级电容器电流超过电流限制 I_{LIM} ，则电流无法增加，VOUT 无法维持。升压电流限制允许的最小电压 V_{IN_MIN} 的计算公式如下：

$$V_{IN_MIN} = \frac{V_{OUT} I_{OUT}}{\eta_{BST} I_{LIM}} \quad (9)$$

其中 η_{BST} 是升压转换器的效率。

考虑到超级电容器 ESR 上的 IR 压降，升压电流限制允许的最小 V_{SCAP} (超级电容器内的电压) 的计算公式为：

$$V_{SCAP_MIN} = \frac{P_{OUT}}{\eta_{BST} I_{LIM}} + I_{LIM} R_{SCAP} \quad (10)$$

- 超级电容器等效串联电阻 (ESR)

随着超级电容器电压下降和电容器电流增加，内部电阻上的 IR 压降增加，从而使超级电容器电压进一步降低。这种正反馈会极大地影响截止电压，并通常导致放电能量远低于预期。必须建立等效模型来计算 ESR 允许的最小电压 V_{IN_MIN} ：

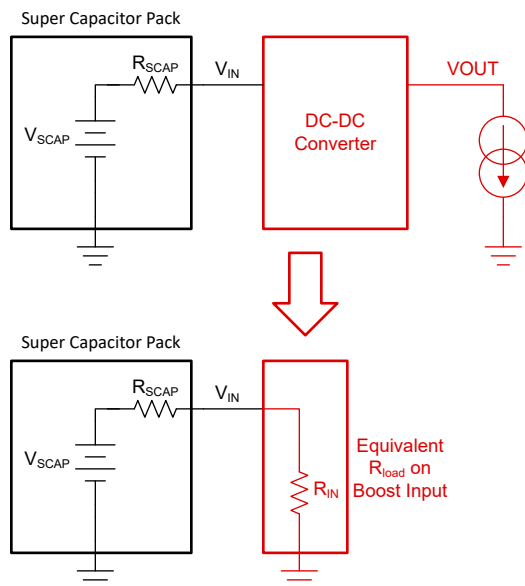


图 4-1. 等效型号

如果 Vout 得到正确调节且 Iout 恒定，则整个直流/直流转换器可等效为恒定功率负载。等效电阻 R_{IN} 由 [方程式 11](#) 给出：

$$\left(\frac{V_{SCAP}}{R_{SCAP} + R_{IN}}\right)^2 R_{IN} = P_{OUT} \quad (11)$$

因此， R_{IN} 由 方程式 12 给出

$$R_{IN} = \frac{V_{SCAP}^2 - 2R_{SCAP}P_{OUT} + \sqrt{V_{SCAP}^2(V_{SCAP}^2 - 4R_{SCAP}P_{OUT})}}{2P_{OUT}} \quad (12)$$

随着放电过程中 V_{SCAP} 下降， R_{IN} 也会快速下降。在等效电路中，当 $R_{IN} = R_{SCAP}$ 时，超级电容器可以达到最大输出功率。因此，当超级电容器放电并且 R_{IN} 降至 $R_{IN} < R_{SCAP}$ 时，直流/直流转换器无法通过增加电流（即使存在理想的直流/直流转换器）来输出足够的功率， V_{out} 会崩溃。

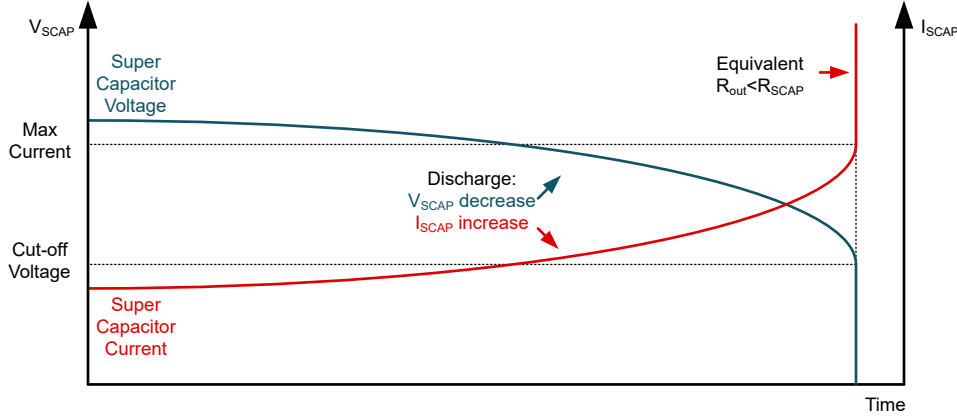


图 4-2. 超级电容器放电

受超级电容器 ESR 限制的最小允许电压由以下公式给出：

$$V_{SCAP_MIN} = \sqrt{2P_{OUT}R_{SCAP}} \quad (13)$$

• 升压欠压锁定 (UVLO)

当然，升压转换器具有欠压锁定功能，可保护器件免受输入欠压的影响。TPS61383-Q1 支持低至 0.5V 的 UVLO 阈值，以支持超级电容器完全放电。因此，在大多数情况下，UVLO 阈值不会限制截止电压

在实际运行中，这三个相互依存的因素都会导致升压关断。因此，截止电压可由 方程式 14 给出：

$$V_{CUT_OFF} = MAX\left(\frac{P_{OUT}}{\eta_{BST}I_{LIM}} + I_{LIM}R_{SCAP}, \sqrt{2P_{OUT}R_{SCAP}}\right) \quad (14)$$

4.2 超级电容器放电能量建模

计算截止电压后，仍然很难正确计算超级电容器放电能量。超级电容器内部电阻通常比 IC MOSFET R_{ds-on} 大 5-10 倍。因此，总放电效率远低于升压电压，基于 $E = CV^2/2$ 的计算并不准确。本节介绍了正确计算超级电容器能量的基本方法。

在整个 scap 放电期间，内部电阻上的损耗可由 方程式 15 给出

$$loss_{RSCAP} = \int_0^T I_{scap}^2 R_{SCAP} dt \quad (15)$$

其中：

- R_{SCAP} 为超级电容器的内部电阻
- T 是负载持续时间
- I_{SCAP} 是超级电容器上的放电电流

对于 I_{SCAP} ，请使用 方程式 16：

$$I_{scap} = -\frac{V_{out}I_{out}}{V_{IN}\eta_{BST}} = \frac{V_{out}I_{out}}{(V_{SCAP} - I_{SCAP}R_{SCAP})\eta_{BST}} \quad (16)$$

获取 I_{SCAP} 如下所示：

$$I_{SCAP} = \frac{V_{SCAP} - \sqrt{-\frac{4V_{out}I_{out}R_{SCAP} - V_{SCAP}^2\eta_{BST}}{\eta_{BST}}}}{2R_{SCAP}} \quad (17)$$

在前面的公式中， V_{out} 、 I_{out} 、 R_{SCAP} 和 η_{BST} 是常量参数，而 V_{SCAP} 是关于 t 的待求解未知函数。根据等效电路，构建以下微分方程：

$$C_{SCAP} \frac{dV_{SCAP}}{dt} = -I_{SCAP} = -\frac{V_{SCAP} - \sqrt{-\frac{4V_{out}I_{out}R_{SCAP} - V_{SCAP}^2\eta_{BST}}{\eta_{BST}}}}{2R_{SCAP}} \quad (18)$$

该微分方程可分离变量，因此用户可获得隐式的一般解。

$$\frac{V_{SCAP}^2}{2b} + \frac{V_{SCAP}\sqrt{V_{SCAP}^2 - b}}{2b} - \frac{1}{2}\ln(V_{SCAP} + \sqrt{V_{SCAP}^2 - b}) = -\frac{t}{2R_{SCAP}C_{SCAP}} + C_1 \quad (19)$$

其中

$$b = \frac{4V_{out}I_{out}R_{SCAP}}{\eta_{BST}} \quad (20)$$

现在我们已得到 V_{scap} ， I_{scap} 可通过数值方法求解。但由于通过数值方法计算损耗不够清晰。请勿使用隐式形式计算 I_{SCAP} 和损耗。回到 [方程式 15](#)，将 [方程式 17](#) 和 [方程式 18](#) 代入 [方程式 15](#)：

$$\begin{aligned} loss_{RSCAP} &= \int_0^T I_{SCAP}^2 R_{SCAP} dt \\ &= \int_0^T \left(-C_{SCAP} \frac{dV_{SCAP}}{dt} \right) \frac{V_{SCAP} - \sqrt{-\frac{4V_{out}I_{out}R_{SCAP} - V_{SCAP}^2\eta_{BST}}{\eta_{BST}}}}{2R_{SCAP}} R_{SCAP} dt \\ &= -\frac{C_{SCAP}}{2} \int_0^T V'_{SCAP} \left(V_{SCAP} - \sqrt{V_{SCAP}^2 - \frac{4V_{out}I_{out}R_{SCAP}}{\eta_{BST}}} \right) dt \\ &= -\frac{C_{SCAP}}{2} \int_0^T V'_{SCAP} V_{SCAP} - V'_{SCAP} \sqrt{V_{SCAP}^2 - b} dt \end{aligned} \quad (21)$$

积分是标准积分乘以微分。此类积分可通过换元法轻松求解。令 $u = V_{SCAP}$ ：

$$\begin{aligned} loss_{RSCAP} &= -\frac{C_{SCAP}}{2} \int_0^T u - \sqrt{u^2 - b} du \\ &= \frac{C_{SCAP}}{4} \left(-V_{SCAP}^2 + V_{SCAP}\sqrt{V_{SCAP}^2 - b} - b \cdot \ln(V_{SCAP} + \sqrt{V_{SCAP}^2 - b}) \right) \Big|_0^T \end{aligned} \quad (22)$$

$t = 0$ 和 $t = T$ 时的 V_{SCAP} 电压为 V_{CH} 和 V_{CL} 。因此，定积分可按式计算：

$$loss_{RSCAP} = \frac{C_{SCAP}}{4} \left[V_{CH}^2 - V_{CL}^2 + V_{CL}\sqrt{V_{CL}^2 - b} - V_{CH}\sqrt{V_{CH}^2 - b} + b \left(\ln(V_{CH} + \sqrt{V_{CH}^2 - b}) - \ln(V_{CL} + \sqrt{V_{CL}^2 - b}) \right) \right] \quad (23)$$

V_{CH} 、 V_{CL} 和 b 是已知参数，而剩下的唯一未知参数为 C_{scap} 。因此，损耗可由下式给出：

$$loss_{RSCAP} = k C_{SCAP} \quad (24)$$

其中 k 为：

$$k = \left[V_{CH}^2 - V_{CL}^2 + V_{CL}\sqrt{V_{CL}^2 - b} - V_{CH}\sqrt{V_{CH}^2 - b} + b \left(\ln(V_{CH} + \sqrt{V_{CH}^2 - b}) - \ln(V_{CL} + \sqrt{V_{CL}^2 - b}) \right) \right] / 4 \quad (25)$$

因此，最小 C_{SCAP} 可按式计算：

$$\begin{aligned} C_{min} &= \frac{2V_{out}I_{out}T}{\eta_{BST}(V_{CH}^2 - V_{CL}^2) \left(1 - \frac{loss_{Rin}}{V_{out}I_{out}T + loss_{Rin}} \right)} \\ &= \frac{2V_{out}I_{out}T}{\eta_{BST}(V_{CH}^2 - V_{CL}^2) \left(1 - \frac{kC_{min}}{V_{out}I_{out}T + kC_{min}} \right)} \end{aligned} \quad (26)$$

因此，最终的最小 C_{scap} 可求解为：

$$C_{min} = \frac{2V_{out}I_{out}T}{\eta_{BST}(V_{CH}^2 - V_{CL}^2) - 2k} \quad (27)$$

其中：

$$k = \left[V_{CH}^2 - V_{CL}^2 + V_{CL}\sqrt{V_{CL}^2 - b} - V_{CH}\sqrt{V_{CH}^2 - b} + b \left(\ln(V_{CH} + \sqrt{V_{CH}^2 - b}) - \ln(V_{CL} + \sqrt{V_{CL}^2 - b}) \right) \right] / 4 \quad (28)$$

$$b = \frac{4V_{out}I_{out}R_{in}}{\eta} \quad (29)$$

4.3 计算示例

根据前面对超级电容器的分析，计算对超级电容器的要求。本节提供了一个计算最小 C_{scap} 的示例。假设电子锁存器系统具有以下设计目标：

表 4-1. 设计要求 (示例)

条目	参数
电池节数	3s
超级电容器电压	每节电芯 2.5V，总共 7.5V
超级电容器内部电阻	每节电芯 30mΩ，总计 90mΩ
负载功率	72W (12V, 6A)
负载持续时间	10 个门锁、每个 100ms、总时间 1s
升压效率	90%
升压电流限值	25A

1. 计算 VCL

$$\begin{aligned} V_{CUT_OFF} &= \max \left(\frac{P_{OUT}}{\eta_{BST}I_{LIM}} + I_{LIM}R_{SCAP}, \sqrt{2P_{OUT}R_{SCAP}} \right) \\ &= \max \left(\frac{72W}{0.9 \times 25A} + 25A \times 90m\Omega, \sqrt{2 \times 72W \times 90m\Omega} \right) \\ &= \max(5.45V, 3.6V) \\ &= 5.45V \end{aligned} \quad (30)$$

2. 计算参数 b 和 k

$$b = \frac{4V_{out}I_{out}R_{SCAP}}{\eta_{BST}} = 28.8W \cdot \Omega \quad (31)$$

$$\begin{aligned} k &= \left[V_{CH}^2 - V_{CL}^2 + V_{CL}\sqrt{V_{CL}^2 - b} - V_{CH}\sqrt{V_{CH}^2 - b} + b \left(\ln(V_{CH} + \sqrt{V_{CH}^2 - b}) - \ln(V_{CL} + \sqrt{V_{CL}^2 - b}) \right) \right] / 4 \\ &= 3.064V^2 \end{aligned} \quad (32)$$

3. 计算 Cmin

$$C_{min} = \frac{2V_{out}I_{out}T}{\eta_{BST}(V_{CH}^2 - V_{CL}^2) - 2k}$$

$$= \frac{2 \times 72W \times 1s}{0.9(7.5^2 - 5.45^2) - 2 \times 3.064V^2}$$

$$= 8.1F$$
(33)

4. 验证结果

根据之前的计算结果，选择每节电芯 **25F** (三节电芯合计 **8.333F**) 的超级电容器。因此，可放电的最大能量为：

$$E_{SCAP} = \frac{1}{2}C_{SCAP}V_{CH}^2 - \frac{1}{2}C_{SCAP}V_{CL}^2 = 110.61J$$
(34)

负载的能耗为：

$$E_{load} = V_{out}I_{out}T = 72J$$
(35)

TPS61383 上的损耗为：

$$loss_{BST} = E_{load}\left(\frac{1}{\eta_{BST}} - 1\right) = 8J$$
(36)

超级电容器内部电阻器上的损耗为：

$$loss_{RSCAP} = k C_{SCAP} = 2.553J$$
(37)

总能耗为：

$$E_{total} = E_{load} + loss_{BST} + loss_{RSCAP} = 82.533J$$
(38)

能量裕度为：

$$E_{margin} = E_{SCAP} - E_{total} = 27.4J$$
(39)

4.4 超级电容器 Excel 计算工具

电子锁存器执行器通常是一个小型有刷直流电机（额定电压为 6V 至 12V），可驱动齿轮系以释放锁存机构。典型的电机解锁负载曲线包含三个阶段：启动、稳态和堵转。该负载曲线周期会持续 12-20 次，从而使超级电容器能量的计算更加复杂。TI 提供了 Excel 计算工具，可实现快速、精确的计算并辅助系统设计。计算工具可[在此处](#)找到：

假设电子锁存器系统具有以下负载曲线：

表 4-2. 设计要求 (示例)

条目	参数
电池节数	3s
超级电容器电压	每节电芯 2.7V，总共 8.1V
超级电容器电容	每节电芯 25F，总计 8.33F
超级电容器内部电阻	每节电芯 25mΩ，总计 90mΩ
负载分布	启动状态：5A，20ms
	稳态：3A，150ms
	堵转：8A，50ms
解锁次数	6 把锁，每把 2 次，总计 12 次

输入这些参数并点击按钮来计算放电曲线。计算可能需要一些时间。计算完成后，该工具会显示 计算完成 并更新放电曲线。

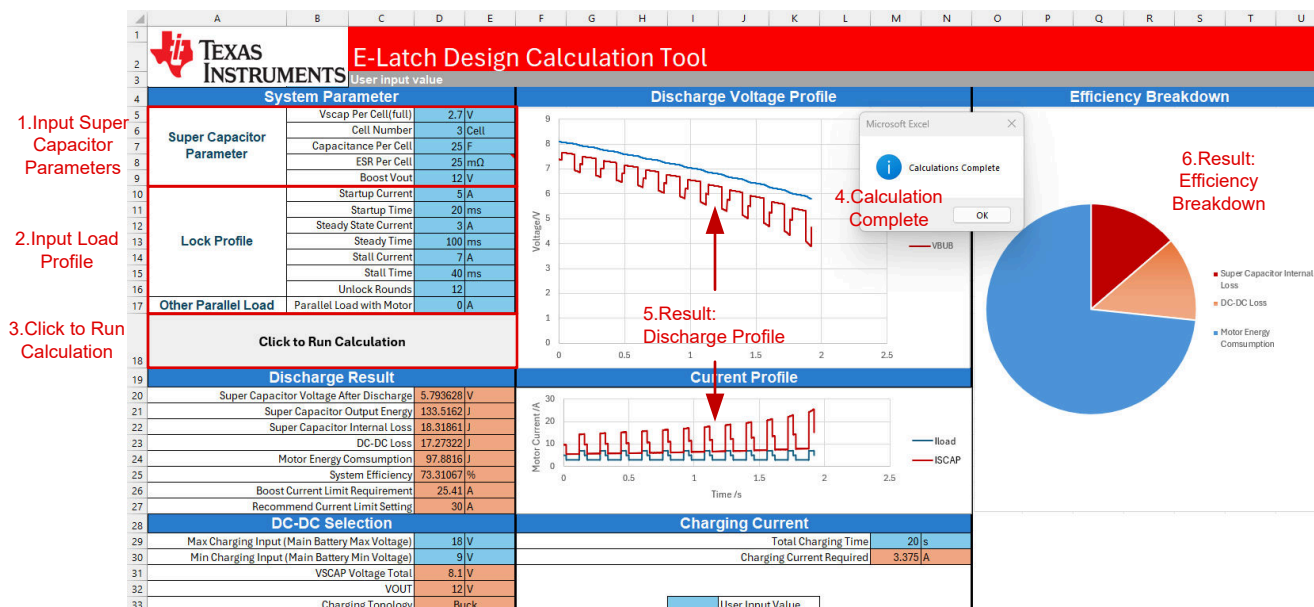


图 4-3. 超级电容器计算工具

如前文 图 4-2 中所述。当施加高电流且等效 R_{OUT} 低于内部电阻 R_{IN} 时， V_{out} 会下降且无法维持。在这种情况下，TI 建议选择 ESR 较低的超级电容器，或增加电芯数量。

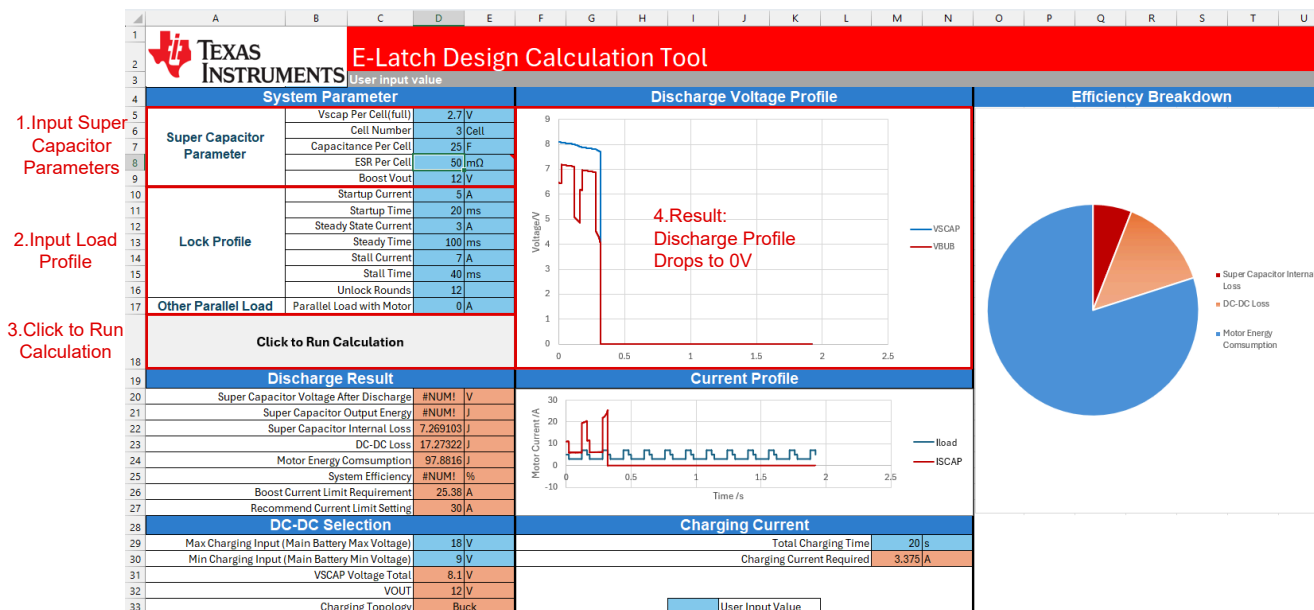


图 4-4. 电压无法维持

5 超级电容器管理

在电子锁存器系统中，需要使用模拟前端 (AFE) 监测器和保护器来监测和管理超级电容器电芯。AFE 执行以下三项关键功能：

1. 电芯均衡：电芯均衡是多电芯超级电容器系统的一项关键功能。串联组中各电芯的电容和漏电流存在细微差异，导致电压在反复的充放电循环中逐渐产生偏差。如果不进行均衡，最弱的电芯可能会出现过压（充电期间）或过早欠压（放电期间），从而降低可用容量和使用寿命。
2. 每节电芯的电压检测：必须对串联组中的每个超级电容器电芯进行单独监测，以防止出现过压或欠压情况。
3. 健康诊断（健康状态，SOH）：超级电容器电芯会因老化、温度循环和充放电应力而性能衰减。为了验证系统安全性，必须对每个电芯进行健康状态检测。

本节介绍如何使用 TI 监测器和保护器 BQ76907-Q1 来监测和管理超级电容器电芯。

5.1 使用 BQ76907-Q1 进行电压监测

BQ76907-Q1 电池监控 IC 集成了一个多路复用电压 ADC，用于以差分方式测量各个电芯的电压，通过片上校准处理结果，并通过 I²C 直接命令将每个结果显示为带符号的 16 位整数。ADC 在正常模式下运行连续 ADSCAN 循环。每个环路时隙宽度均可独立编程（366 μ s、732 μ s、1.46ms、2.93ms），以转换速度换取有效分辨率（13-16 位）。默认的电芯时隙宽度 2.93ms 可提供 16 位有效分辨率。在睡眠模式下，ADC 以可编程计时器间隔运行一次完整突发，然后进入空闲状态以节省功耗。以正常模式为例，本节介绍在固件中实现可靠电芯电压读数的基本步骤。

表 5-1. 正常模式 ADSCAN 时隙分配（7 节电芯配置）

时隙	测量
0	电芯 1 电压 (VC1 - VC0)
1	电芯 2 电压 (VC2 - VC1)
2	电芯 3 电压 (VC3 - VC2)
3	电芯 4 电压 (VC4 - VC3)
4	电芯 5 电压 (VC5 - VC4)
5	电芯 6 电压 (VC6 - VC5)
6	电芯 7 电压 (VC7 - VC6)
7	共享时隙（轮换：TS、内部温度、堆栈、REG18、VSS）

• 第 1 步：I²C 写入直接命令

所有电芯电压均以直接 I²C 命令的形式提供。每个命令占用两个连续的寄存器地址，其中包含以毫伏为单位的小端字节序有符号 16 位结果。低字节位于偶数（基址）地址；高字节位于奇数（基址+1）地址。

表 5-2. 电芯电压直接命令

地址	名称	类型	单位	访问
0x14 - 0x15	Cell 1 电压	I2	mV	R
0x16 - 0x17	Cell 2 电压	I2	mV	R
0x18 - 0x19	Cell 3 电压	I2	mV	R
0x1A - 0x1B	Cell 4 电压	I2	mV	R
0x1C - 0x1D	Cell 5 电压	I2	mV	R
0x1E - 0x1F	Cell 6 电压	I2	mV	R
0x20 - 0x21	Cell 7 电压	I2	mV	R
0x26 - 0x27	Stack Voltage	U2	mV	R

• 第 2 步：I²C 读取 ADC 数据

BQ76907-Q1 以小端顺序返回 16 位 ADC 数据。以电芯 1 电压为例。寄存器 0x14 保存位 [7:0] (LSB)；寄存器 0x15 保存位 [15:8] (MSB)。该值以毫伏为单位，因此无需缩放。负值（当电芯输入被驱动至略低于其基准电压，且未低于 $-0.2V$ 下限时可能出现）以二进制补码编码。

表 5-3. 电芯 1 电压：寄存器字节布局

寄存器	字节角色	位范围	示例 (2700mV)	十六进制值
0x14	LSB (字节 0)	位 [7:0]	2700 = 0x0A8C	0x8C
0x15	MSB (字节 1)	位 [15:8]	2700 = 0x0A8C	0x0A

因此，重建公式为：**voltage_mV = int16_t((Byte 1 << 8) | Byte 0)**

I²C 块读取的自动递增行为意味着，发出从地址 0x14 开始的 2 字节读取命令会先返回字节 0，然后自动返回字节 1，无需重新寻址。在使用之前，将拼接后的结果转换为 int16_t，以正确处理二进制补码符号。因此，读取电芯 1 的字节格式为：

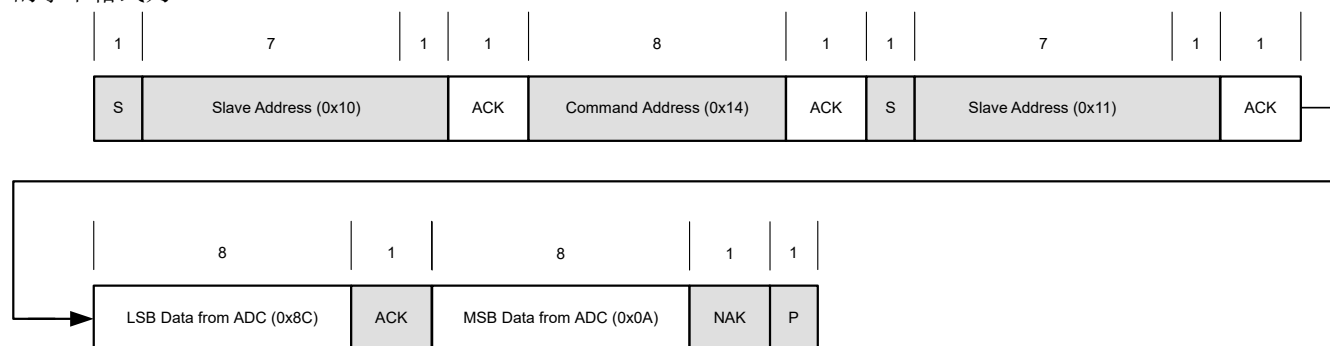


图 5-1. 电芯 1 的电压回读

- 多重读取：读回所有电芯：

对于 BQ76907-Q1，全部 7 个电芯电压占用地址 0x14-0x21 处的 14 个连续字节。这使用户能够通过从 0x14 开始的单次事务，使用多字节读取自动返回所有电芯电压：

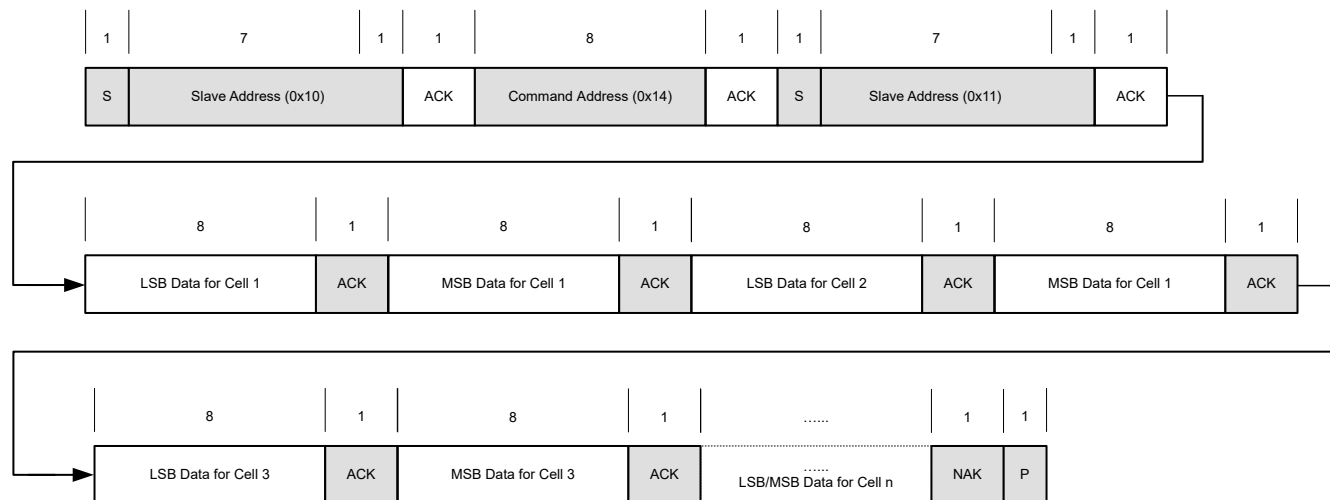


图 5-2. 电芯电压的多重读取

5.2 使用 BQ76907-Q1 进行电芯均衡

超级电容器电芯均衡是多电芯超级电容器系统的一项重要功能。串联组中各电芯的电容和漏电流存在细微差异，导致电压在反复的充放电循环中逐渐产生偏差。如果不进行均衡，最弱的电芯可能会出现过压（充电期间）或过早欠压（放电期间），从而降低可用容量和使用寿命。BQ76907-Q1 为每个电芯输入集成了无源均衡开关（内部 NMOS FET， $R_{s(ON)}$ 约为 $80\ \Omega$ ）。当主机启用某个电芯时，内部 FET 将 VC_n 短接至 VC_{n-1} ，均衡电流会流经两个电芯输入滤波电阻器 R_n 和该 FET。

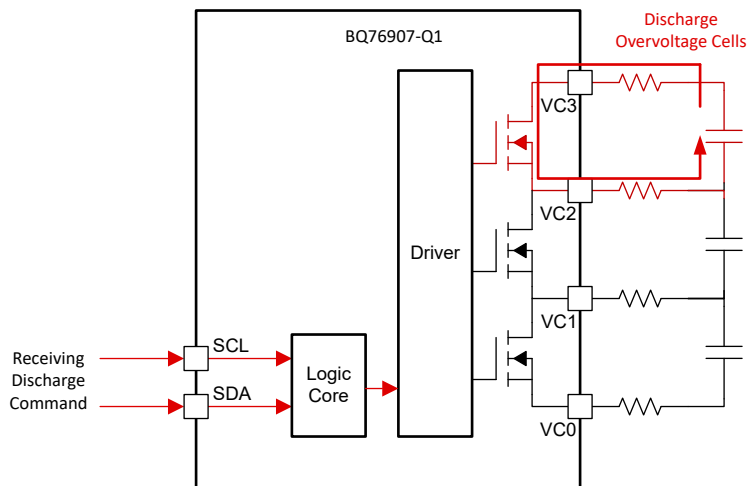


图 5-3. 无源电芯均衡的硬件原理

5.2.1 均衡策略

BQ76907-Q1 需要由主机控制均衡开关。由于存在外部限流电阻器，只有在均衡开关关断时，VC 引脚上的电压才能正确反映电芯电压。因此，在多电芯均衡过程中，工作流程必须分为两个交替阶段：**电压检测阶段**和**放电阶段**，两者以迭代方式依次执行。

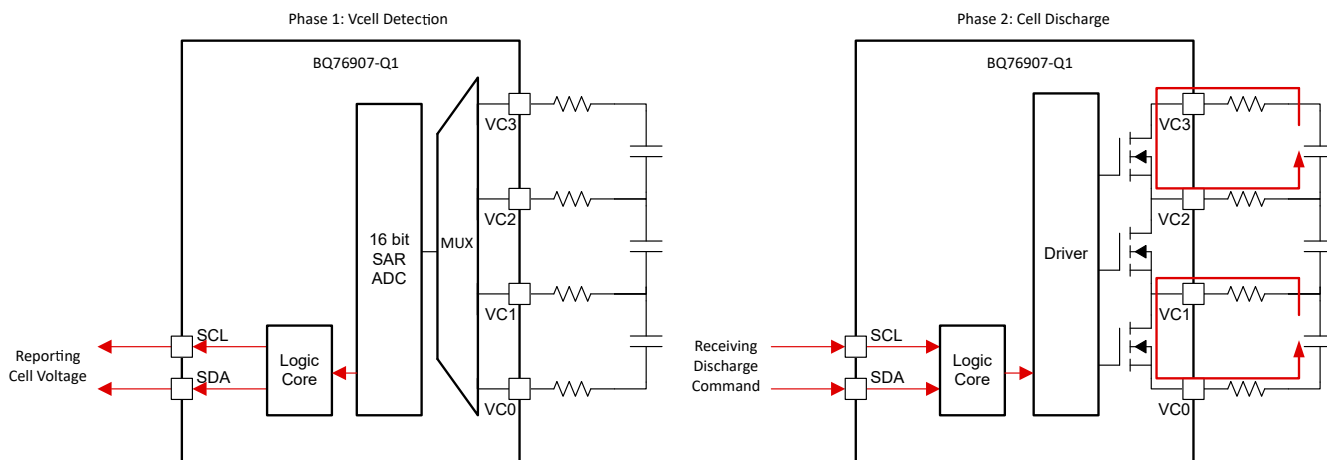


图 5-4. 被动电芯均衡的各个阶段

BQ76907-Q1 采用被动电芯均衡，即对过压电芯进行放电，以实现各电芯的均衡。因此，关键方法是检测电压最低的电芯 (V_{MIN})，并对电压远高于 V_{MIN} 的电芯进行放电。例如，如果电芯 1 为 2.75V，电芯 2 为 2.65V，电芯 3

为 2.73V，则 V_{MIN} 位于电芯 2。因此，主机应命令 BQ76907-Q1 对电芯 1 和电芯 3 放电一段时间，然后返回电压检测阶段。超级电容器电芯均衡的流程图如下所示：

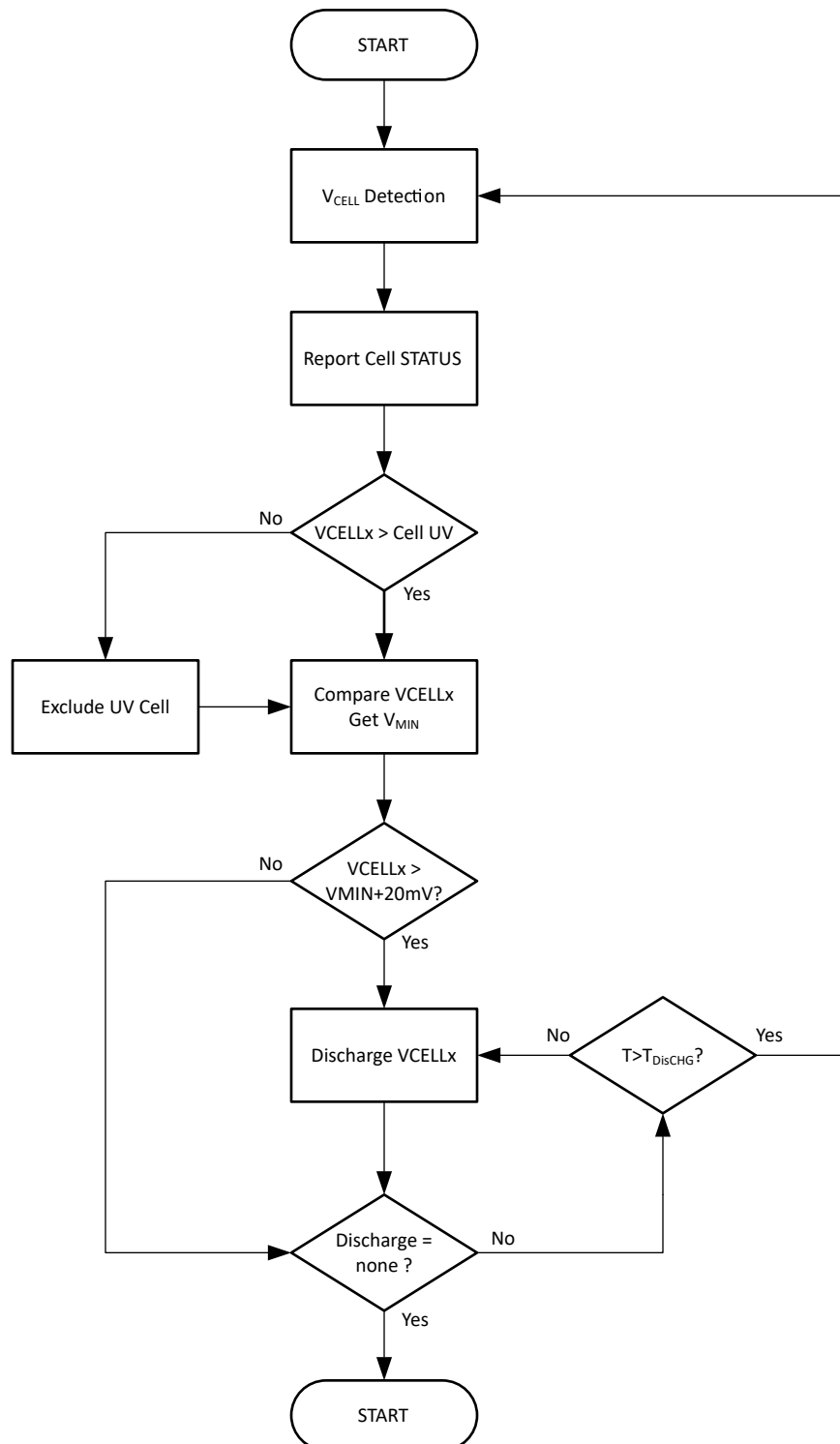


图 5-5. 超级电容器电芯均衡流程

5.2.2 I2C 实施

通过 0x0083 CB_ACTIVE_CELLS 子命令控制电芯均衡。与直接命令式的电芯电压寄存器不同，子命令采用间接寻址机制：

1. 发送从机地址 (0x10)
2. 发送子命令地址 (0x3E)
3. 写入两字节子命令地址 (0x0083)
4. 写入掩码数据。以对电芯 1 和电芯 3 放电为例，在 8 位掩码数据中，电芯 1 和电芯 3 为 1。因此，掩码数据应为 0b00001010 (0x0A)
5. 停止与起始条件
6. 将校验和写入 0x60 以提交事务。校验和仅涵盖子命令有效载荷，不包括 I²C 地址字节，计算公式如下：校验和 = ~(SubCmd_Lo + SubCmd_Hi + DataByte) & 0xFF
7. 将检查长度写入 0x61 以提交事务。0x61 提供缓冲区数据长度加 4 的值（即缓冲区数据长度，加上子命令地址 0x3E 和 0x3F 的长度，再加上 0x60 和 0x61 的长度）。

因此，以“对电芯 1 和电芯 3 放电”为例，完整的字节格式为：

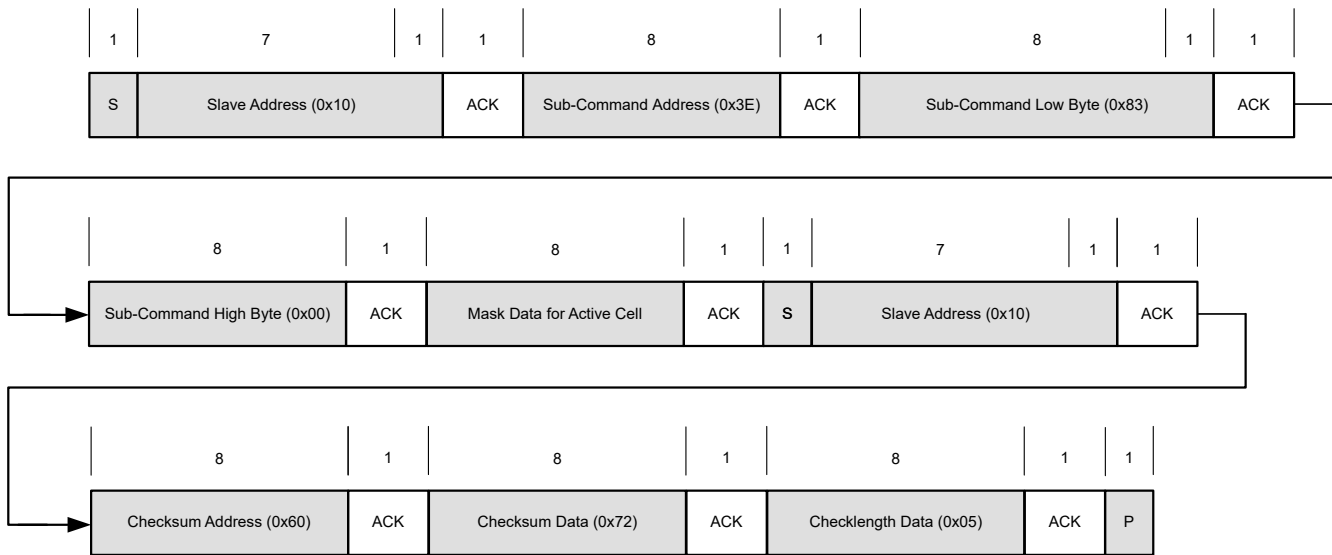


图 5-6. 对电芯 1 和电芯 3 放电

5.2.3 电芯均衡电流

正确设置电芯均衡电流，对优化电芯均衡功能非常重要。均衡电流的大小由片上 NMOS FET 和输入滤波电阻器的阻值共同决定。在使用内部平衡功能时，输入滤波电阻器的最小建议值为 20 Ω。由此得到的均衡电流约为 35mA。

$$I_{B_alance} = \frac{V_{CELL}}{2 \times R_n + R_{CB}} = \frac{4.2}{2 \times 20 + 80} = 35mA \quad (40)$$

如果 OEM 要求比 35mA 更快的均衡速度，则可以采用外部均衡旁路电路。一种可行的解决方案是采用外部 FET 或 BJT。有关更多设计细节，请参阅[使用 BQ7690x 电池监测器实现电芯均衡](#)。

5.2.4 低侧保护电路设计注意事项

BQ76907-Q1 在超级电容器组的低侧采用背对背 NMOS，从而切断充电/放电路径，并在故障情况下保护超级电容器。充电管 CFET 和放电管 DFET 均位于 B- 与 PACK- 之间，处于电池组的低侧。

对于电子锁存器应用，如果超级电容器组的初始总串联电压降至 3V 以下，则无法满足 BQ76907-Q1 的最低电源电压要求。CFET 和 DFET 低侧开关将被禁用，从而将电池组接地与系统接地隔离，防止超级电容器充电。因此，一旦保护功能被激活且充电/放电 FET 关断，电池域与系统域之间的直接通信就会中断。必须解决低侧保护开关引入的这些限制。最直接的变通方法是禁用 BQ76907-Q1 的低侧保护功能；但是，这也会禁用芯片的核心保护机制，包括过流、过压和过热保护。

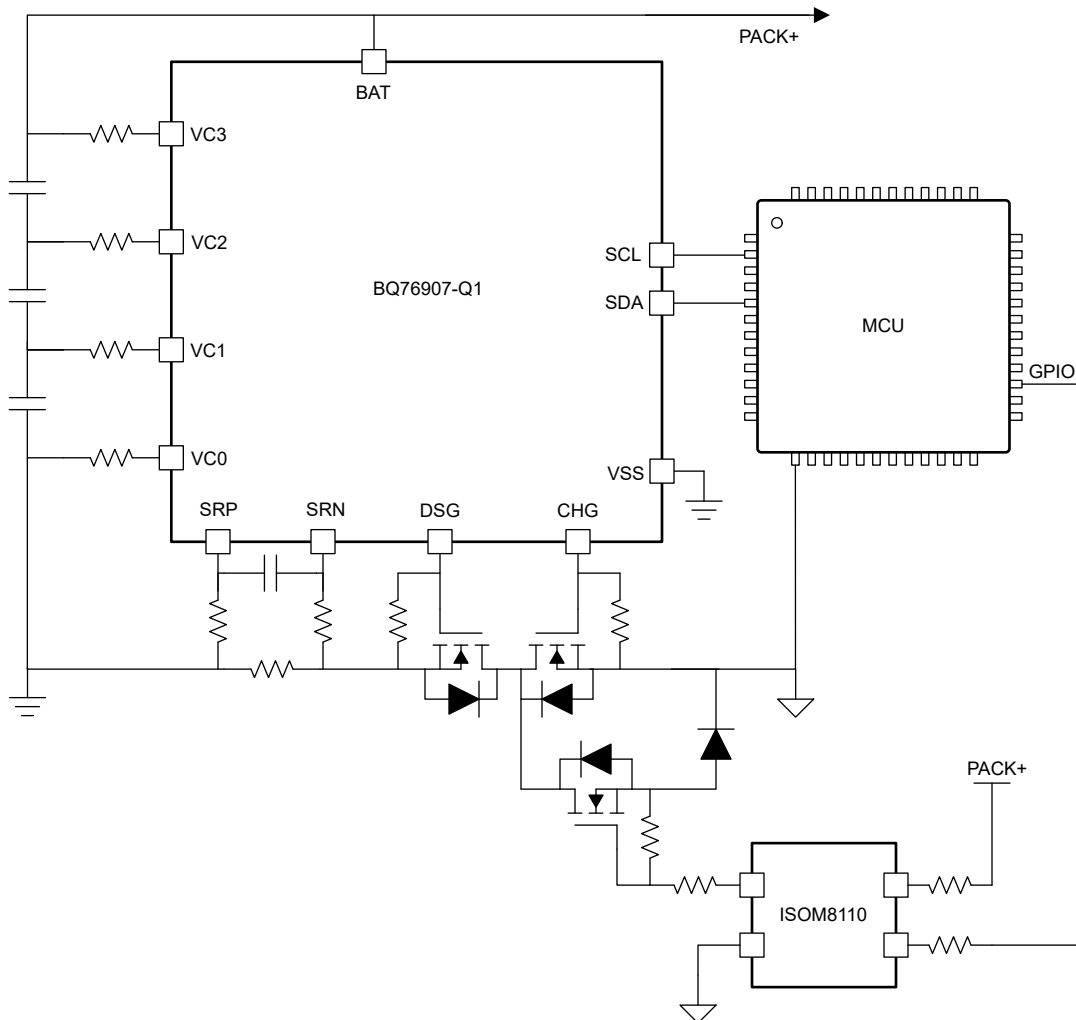


图 5-7. BQ76907-Q1 的低侧保护解决方案

电子锁存器系统中必须配备 MCU，以支持电机控制逻辑。当超级电容器电压降至 3V 以下时，MCU 可以独立控制 CHG FET，为超级电容器组充电并提升其电压。在 BQ76907-Q1 的电源电压上升至 3V 以上后，MCU 将 CHG FET 的控制权限交还给 BQ76907-Q1，以重新启用所有片上保护功能。此设计采用外部 MOSFET 绕过 CHG FET，从而实现由 MCU 控制的超级电容器充电。

5.3 超级电容器健康状态检测：TPS61383-Q1 和 BQ76907-Q1 组合解决方案

超级电容器的性能退化从根本上表现为两个可测量参数：电容 (C) 减小和等效串联电阻 (ESR) 增大。在这两个参数中，ESR 已在文献中被确立为超级电容器健康状态的更敏感且更易于实际测量的指标。ESR 提取的标准测试方法基于施加恒流放电时的瞬时电压响应。当向超级电容器施加已知的恒定电流或从超级电容器汲取电流时，端子电压会立即下降 ΔV ，这是 ESR 直接导致的。这种关系正式表示为 $ESR = \Delta V / I$ 。

BQ76907 集成了具有 16 位分辨率和 $\pm 2\text{mV}$ 典型测量精度的 $\Delta - \Sigma$ ADC，因此完全能够分辨单个电芯或超级电容器模块上的小电压扰动。但是，由于电芯均衡电阻，BQ76907 无法在放电电流的同时测量电压。单独使用 BQ76907 进行 ESR 检测需要外部独立控制的放电路径。

TPS61383-Q1 集成了健康状态 (SOH) 工作模式，该模式可从所连接的超级电容器吸收可编程且稳定的放电电流。此特性以及 BQ76907 高精度测量端子电压的能力，促使两者在统一的 SOH 检测架构中组合部署。所提出的系统概念示意如下：

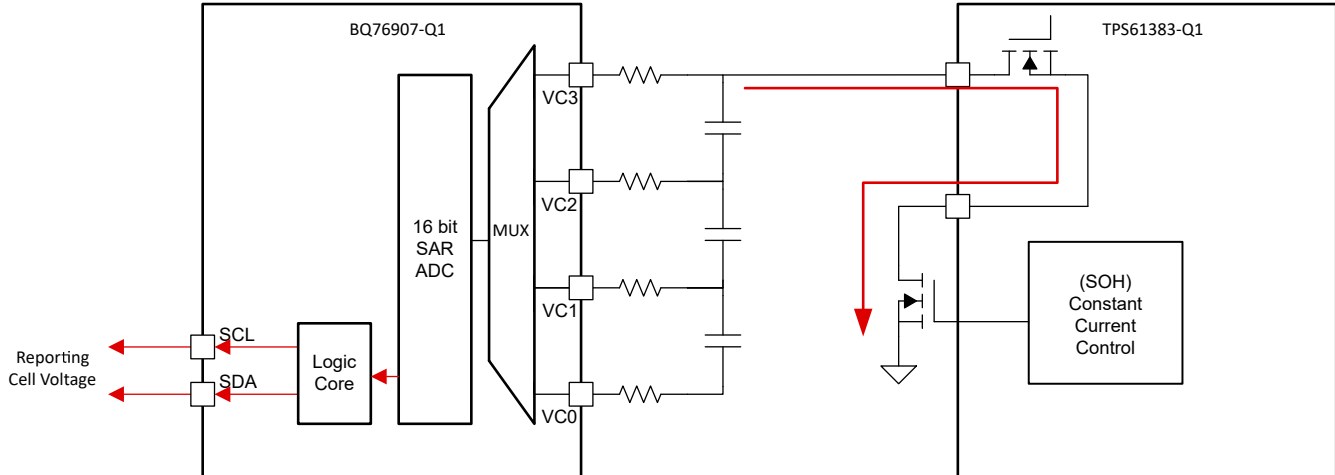


图 5-8. 用于单个电芯 ESR 检测的组合解决方案

测量过程如以下步骤所示：

1. 测试前电压采集：MCU 指示 BQ76907 采集并记录超级电容器模块的初始开路端子电压 V_0 。
2. SOH 模式激活：MCU 将 TPS61383 SOH 引脚置为有效，从而使器件以已知电流大小 I 开始可编程的恒流放电。在系统设计期间，放电电流值通过外部电阻器进行预校准。
3. IR 压降电压采集：在放电电流开始后立即开始（在足够短的测量窗口内以排除电容效应），BQ76907 对新的端子电压 V_1 进行采样。 $\Delta - \Sigma$ ADC 的高分辨率（16 位、 $\pm 2\text{mV}$ 精度）可确保可靠地分辨由 ESR 引起的小电压扰动。
4. ESR 计算：主机 MCU 根据测得的 IR 压降计算 ESR： $\text{ESR} = (V_0 - V_1) / I = \Delta V / I$
5. SOH 模式停用：MCU 会将 TPS61383 SOH 引脚置为无效，从而使器件返回到正常的升压工作模式并恢复备用电源功能。
6. 健康评估：将计算得出的 ESR 值与超级电容器制造商指定的寿命终止 (EOL) 阈值进行比较（按照 IEC 62576，通常定义为初始 ESR 的两倍）。如果测得的 ESR 超过阈值，系统可以发出维护或更换警报。

6 控制单元和通信

电子锁存器系统从其他模块的系统基础芯片 (SBC) 接收碰撞检测信号。SBC 是一款高度集成的混合信号器件，将汽车电子控制单元 (ECU) 的多个基本构建块整合到单个封装中。如图 3 所示，SBC 主要将一个或多个总线收发器 (CAN、CAN-FD、CAN-SIC 或 LIN) 与电源元件集成在一起，从而无需再为这些功能采用分立式实现

6.1 控制单元设计注意事项

电子锁存器系统在电子锁存器模块内集成了嵌入式电子控制单元 (ECU)。控制单元的主要功能包括接收用户命令 (例如来自车门把手传感器的信号，或来自其他系统的碰撞检测信号)，处理这些命令，并相应地驱动锁存器执行器。控制单元通过 CAN 或 LIN 与中央车身控制模块 (BCM) 通信，同时保持一定程度的局部自主性。

对于汽车电子锁存器应用，强烈推荐使用德州仪器 MSPM0G 系列混合信号微控制器。MSPM0G 器件基于增强型 Arm® 32 位 Cortex®-M0+ CPU，运行频率高达 80MHz，符合 AEC-Q100 标准，适用于汽车应用。

MSPM0G 系列的设计注意事项详见 [MSPM0 G 系列 MCU 硬件开发指南](#)。

6.2 SBC 选择

德州仪器 (TI) 提供全面的车规级 SBC 产品组合，是电子锁存器应用的优选。选择合适的 SBC 系列取决于所使用的通信协议以及系统 MCU 的兼容性。

- 通信协议：

SBC 的首要用途是作为与车身控制模块通信的收发器。TCAN116x-Q1 系列集成了基础的 CAN 或 LIN 收发器，可满足大多数电子锁存器应用场景的需求。如果需要部分网络和 CAN SIC 等附加功能，则 TCAN21x9-Q1 系列可满足要求。

- MCU 电源兼容性：

SBC 集成了降压转换器，用于为 MCU 或其他数字元件供电。最大输出电流必须与 MCU 电流消耗相匹配。对于大多数电子锁存器系统，集成 LDO 的 SBC (例如 TCAN116x-Q1) 已足够使用。但是，如果系统的 MCU 和数字部分消耗的电流超过 200mA，TI 建议选择集成降压转换器的 SBC (例如 TCAN241x-Q1 或 TCAN245x-Q1)。SBC 的 MCU 电源兼容性图表可在[此处](#)获取。

7 执行单元

电子锁存器执行单元构成电子锁存器系统的物理驱动部分。电子锁存器执行单元由三个主要元件组成：执行器（通常为 BDC）、电机驱动器（通常为 H 桥）和位置传感器。这些元件共同提供电子锁存器可靠运行所需的机电作用力和位置感知能力。

7.1 电机驱动器结构

电机驱动器架构是汽车电子锁存器 (e-latch) 系统的一项基本设计维度，因为它直接决定了系统集成复杂度、线束拓扑、故障隔离能力和整体成本结构。取决于电机驱动器模块的物理位置（集中在车身控制单元内，或分布在各个车门模块中），一个电机驱动器需要驱动 2-7 个电机。因此，车门电机选用 DRV8714 / DRV8718。在大多数情况下，多个电机不会同时运行，因此多个通道可以共享一个检测电阻，电机驱动器的连接方式如图 7-1 所示

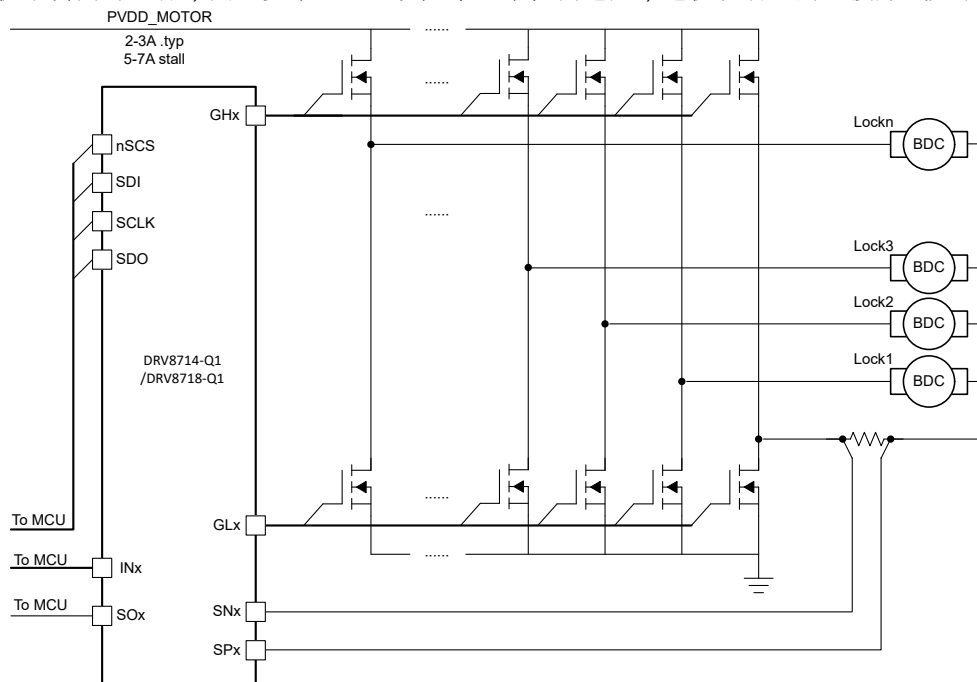


图 7-1. 电机驱动器连接

当任一电机开始运行时，共享回流桥臂导通，该电机对应的桥臂开始开关切换，以控制电机转速。下图以 Lock3 为例：

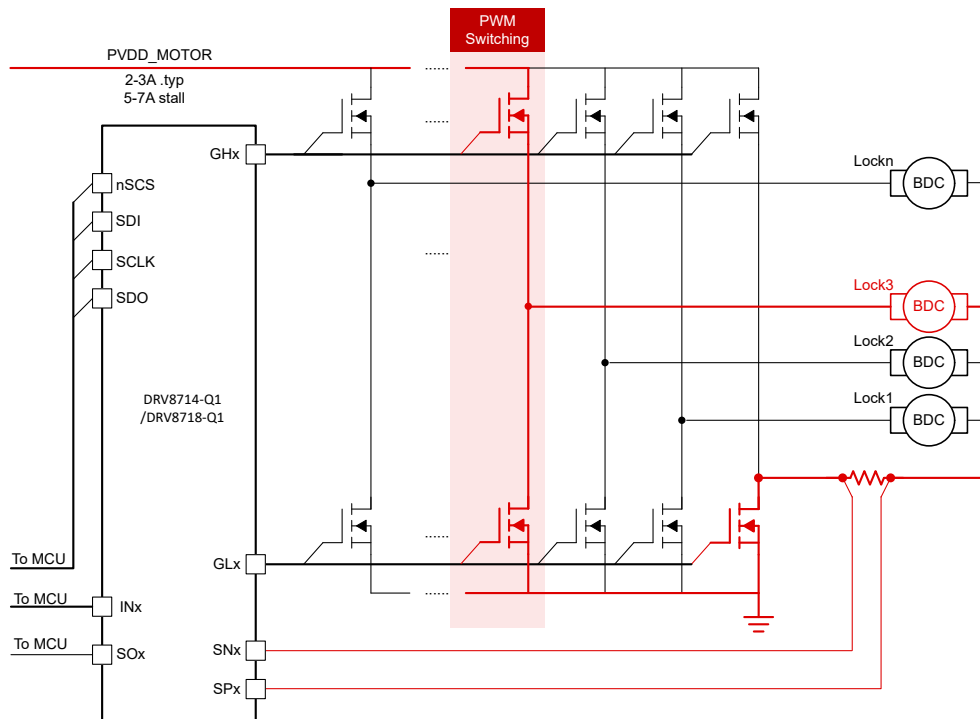


图 7-2. 电机驱动器控制 (解锁)

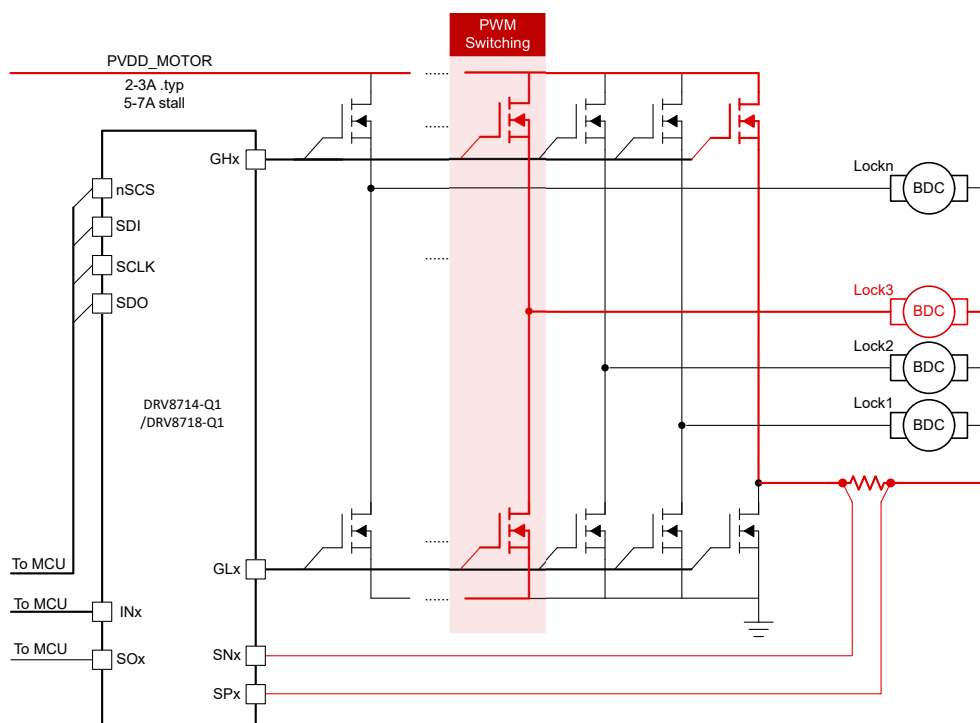


图 7-3. 电机驱动器控制 (上锁)

有关 BDC 驱动器的更多设计资源，请参阅 [有刷电机控制用户指南](#)。

7.2 电机驱动器设计注意事项

在电子锁存器系统中，电机的堵转电流可达 10A。因此，电机驱动系统的 PCB 设计并非易事，需要专门的考量和技术才能实现最佳性能。电机驱动器设计注意事项可参见：[电机驱动器电路板布局的最佳实践](#)。

8 总结

本应用笔记介绍了如何设计汽车电子锁存器系统，涵盖了关键设计注意事项、元件选型和性能优化。

9 参考资料

1. 德州仪器 (TI), [TPS61383-Q1 汽车级 400kHz、40V、30A 升压转换器，带降压/LDO 充电器和电池健康状态检测功能](#)，数据表。
2. 德州仪器 (TI), [BQ76907-Q1 适用于锂离子、锂聚合物、磷酸铁锂 \(LFP\) 和 LTO 电池组及超级电容器的 2 节至 7 节串联高精度汽车电池监测器和保护器](#)，数据表。
3. 德州仪器 (TI), [TCAN1162x-Q1 具有睡眠模式和 LDO 输出的汽车级 CAN FD 系统基础芯片](#)，数据表。
4. 德州仪器 (TI), [MSPM0 G 系列 MCU 硬件开发指南](#) 应用手册。
5. 德州仪器 (TI), [电机驱动器电路板布局布线最佳实践](#) 应用手册。

重要通知和免责声明

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、与某特定用途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安全、安保法规或其他要求。

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 产品的相关应用。严禁以其他方式对这些资源进行复制或展示。您无权使用任何其他 TI 知识产权或任何第三方知识产权。对于因您对这些资源的使用而对 TI 及其代表造成的任何索赔、损害、成本、损失和债务，您将全额赔偿，TI 对此概不负责。

TI 提供的产品受 [TI 销售条款](#)、[TI 通用质量指南](#) 或 [ti.com](#) 上其他适用条款或 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。除非德州仪器 (TI) 明确将某产品指定为定制产品或客户特定产品，否则其产品均为按确定价格收入目录的标准通用器件。

TI 反对并拒绝您可能提出的任何其他或不同的条款。

版权所有 © 2026，德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期：2025 年 10 月