

*Technical White Paper*在 LLC 谐振转换器设计中利用 **GaN FET** 实现高效率

John Cummings, Anders Svensson, Roberto Scibilia

摘要

本技术白皮书深入介绍了采用 TI 全新 LLC 谐振控制器和 GaN FET 的 5 节串联电池充电器应用。

内容

1 简介	2
2 GaN 在 LLC 谐振转换器中的优势	2
2.1 效率更高	2
2.2 开关速度更快	2
2.3 寄生电容减小	2
2.4 功率密度提高	4
2.5 导热率高	4
2.6 结温更低	4
3 LLC 谐振转换器	4
3.1 LLC 谐振控制器中输出电压 (V_{OUT}) 与开关频率 (f_S) 之间的关系	5
4 LLC 转换器在采用 GaN 开关的电池充电器中的实际应用	8
4.1 要求和范围	8
4.2 锂离子电池的充电曲线	9
4.3 如何在电池充电器的 LLC 设计中支持宽 V_{OUT} 范围	9
4.4 原型硬件	12
5 总结	14

插图清单

图 2-1. GaN FET 寄生模型	3
图 2-2. 650V MOSFET 230mΩ (典型值)	4
图 2-3. 650V GaN FET 270mΩ (典型值)	4
图 3-1. LLC 转换器电路	5
图 3-2. 传统 LLC 的电池充电 CC-CV 曲线	6
图 3-3. LLC 谐振工作频率范围	6
图 3-4. LCC 转换器电路	7
图 3-5. LCC 谐振工作频率范围	7
图 3-6. 无 IPPC	8
图 3-7. 具有 IPPC	8
图 4-1. 典型的锂离子电池充电曲线	9
图 4-2. 在谐振点和偏离谐振点的 LLC 增益	10
图 4-3. 低关断应力	10
图 4-4. 完整解决方案方框图	11
图 4-5. 完整充电器设计的 3D 视图	12
图 4-6. 效率与 V_{AC} 间的关系	12
图 4-7. 频率与 V_{OUT} 间的关系	12
图 4-8. 入门级和频率与 V_{OUT} 和 I_{OUT} 间的关系	13
图 4-9. 稳态运行与启动间的关系	13
图 4-10. 启动期间的 ZCS 预防	13

表格清单

表 3-1. 开关频率与输出电压间的关系.....	6
表 3-2. LLC 与 LCC 初级电流和开关频率比较.....	8
表 4-1. COC 2 级单电压外部交流/直流电源，基础电压.....	9

商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

1 简介

为户外使用设计的电源需要具有出色的热性能，以便留出足够的余量来应对较高环境温度。户外电源通常在比正常室内温度 25°C 更高的温度下工作。通过设计实现较高热性能的一种方法是尽可能提高效率。小尺寸是最大限度减小环境对于封装尺寸和重量所产生影响的重要因素。它也是吸引客户的销售因素。TI 的全新 GaN FET 是一项新技术，可帮助设计人员在交流/直流转换器设计中实现更高的效率。

LLC 谐振控制器在电力电子领域日益普及，因为这种拓扑可以满足现代电源设计的严苛性能要求。LLC 谐振控制器通过零电压开关 (ZVS) 降低开关损耗

LLC 控制器传统上经过优化，可在大约 100kHz 的频率下运行，但其限制在于能够检测开关节点转换率。TI 最新的 LLC 控制器 UCC2566x 系列打破了速度障碍并支持高达 750kHz 的谐振运行，使应用能够利用 GaN FET 快速开关能力并支持更大的输出电压范围。

由于需要动态输出电压范围，充电应用中使用的 LLC 谐振控制器具有更大的挑战性。宽广的输出电压调节范围影响 LLC 级的开关频率。

2 GaN 在 LLC 谐振转换器中的优势

在 LLC 谐振转换器中，与 MOSFET 相比，GaN (氮化镓) FET 具有显著的散热优势，尤其是在高功率应用中。下面将详细介绍 GaN FET 在热性能/高效率方面的优势。

2.1 效率更高

在给定的击穿电压和裸片尺寸下，GaN FET 具有更低的传导损耗，因为其 $R_{DS(on)}$ 明显比硅 MOSFET 更低。这是因为 GaN 具有出色的材料特性。电流流过器件时，这会导致功耗降低，从而减少整体发热。这一点在高开关频率下尤其明显，高开关频率在 LLC 谐振转换器中很常见。

MOSFET 也很高效但传导损耗较大，因为其 $R_{DS(on)}$ 随温度和电压增大的速度更快。

2.2 开关速度更快

GaN FET 的开关速度比 MOSFET 快得多，因此开关期间 (导通和关断) 的转换时间更短。这可以降低开关损耗，从而进一步减少转换器中产生的热量。

相比之下，由于开关时间更长，MOSFET 更慢并在转换期间会产生更多热量，这在高频条件下尤其明显。

2.3 寄生电容减小

GaN FET 通常具有较低的寄生电容，这意味着在开关转换期间对这些电容进行充电和放电会产生较少的能量损耗。这会降低电源转换器的总热负荷 (效率更高) 。

MOSFET 具有更高的寄生电容，这会导致更高的开关损耗，因而产生更多热量。

LLC 谐振控制器使我们能够实现零电压开关，而 ZVS 的原理是在漏源电压 (V_{DS}) 为零时导通开关元件。根据这一知识，我们可以假设在 LLC 功率级转换期间 ($V_{DS} = 0V$)，寄生电容 C_{GS} 和 C_{GD} 可视为零。那么，总输入电容 C_{ISS} ($C_{GS} + C_{GD}$) 视为零。

→在使用 ZVS 的拓扑中，影响开关性能的寄生电容则是总输出电容 C_{OSS} 。

$$C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD} \quad (1)$$

$$(V_{DS} = 0V \rightarrow C_{GD} = 0) \quad C_{OSS} = C_{DS} \quad (2)$$

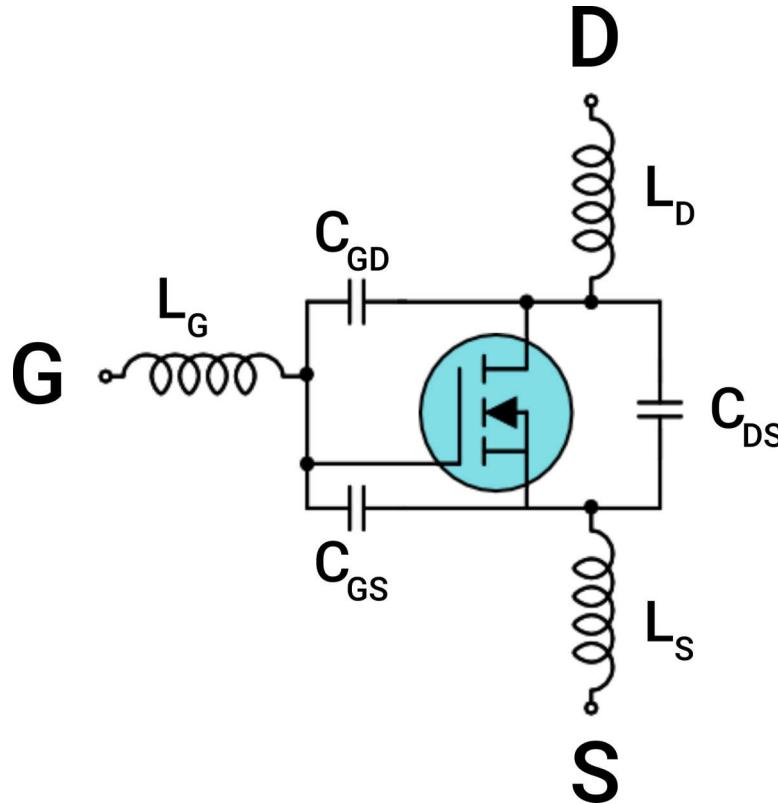


图 2-1. GaN FET 寄生模型

在以高频开关运行的 ZVS 拓扑中，使用具有较低且稳定的 C_{OSS} 值的开关元件实现高效率至关重要。图 2-2 和图 2-3 中的示例展示了在开关转换期间 C_{OSS} 如何随 V_{DS} 变化，以及典型 650V MOSFET 和 GaN FET 上 C_{OSS} 值的差异。

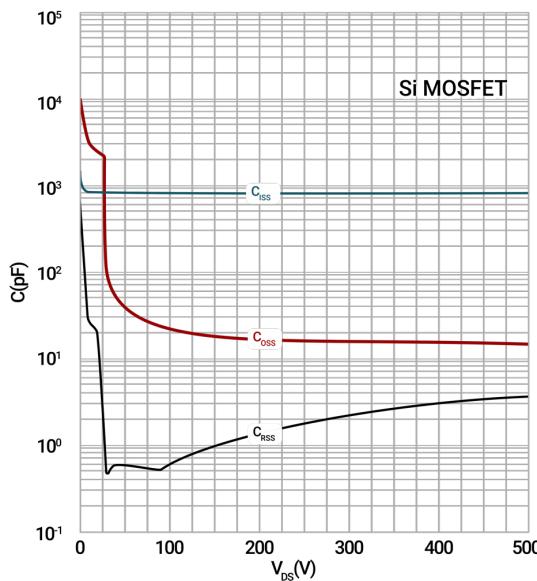


图 2-2. 650V MOSFET 230mΩ (典型值)

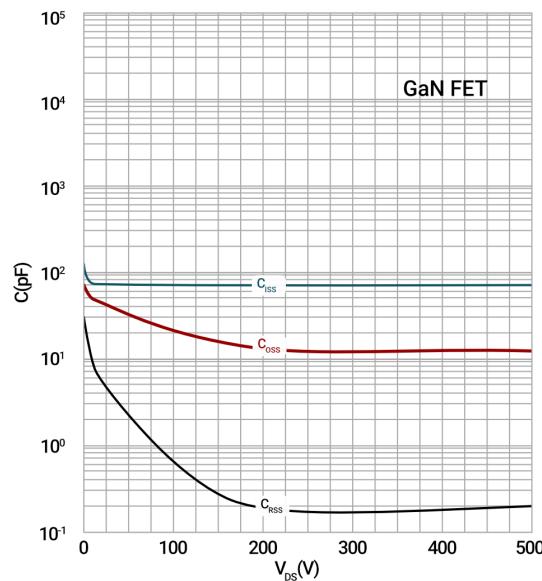


图 2-3. 650V GaN FET 270mΩ (典型值)

2.4 功率密度提高

GaN FET 可实现更小巧、更紧凑的设计和更高的功率密度。由于效率更高且热性能更好，使用 GaN 的转换器可以在更高的功率级别下运行，同时确保热条件始终可控。

由于散热要求较高，基于 MOSFET 的转换器需要更大，或需要更复杂的散热系统才能处理相同的功率级别。

2.5 导热率高

GaN 材料（氮化镓）导热率比硅（用于 MOSFET）更高，能够更高效地散热。这有助于保持更低的工作温度并可能减少对散热解决方案的需求。

相比之下，MOSFET 的热导率较低，这意味着散热效率较低且热性能较差。

2.6 结温更低

由于效率更高且损耗更低，在类似应用中，GaN FET 的结温 (T_j) 通常低于 MOSFET 的结温。这可以显著延长元件的使用寿命并增强可靠性，尤其是在户外设备等热受限环境中。

3 LLC 谐振转换器

LLC 谐振转换器是一种频率控制拓扑（请参阅图 3-1）。通过改变逆变器级的开关频率来实现输出电压调节。转换器使用谐振回路（串联电感器 L_R ）谐振电容器 (C_R) 和磁化电感 (L_M) 过滤开关波形并将能量传输到输出端。

在本部分中，使用支持宽输出电压 (V_{OUT}) = 15.0 – 28.0V 的 5 节串联电池充电器来说明开关频率如何随 V_{OUT} 变化，以及为什么 GaN FET 是此应用中实现高效率的良好替代方案。

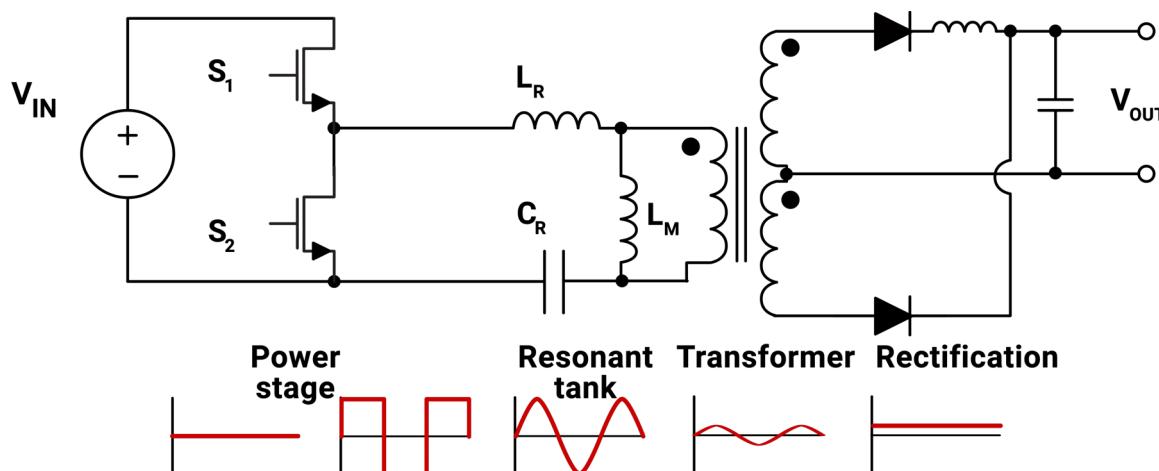


图 3-1. LLC 转换器电路

3.1 LLC 谐振控制器中输出电压 (V_{OUT}) 与开关频率 (f_S) 之间的关系

- 为了维持谐振，LLC 拓扑使用 50% 占空比，这使得频率调制 (FM) 成为调节输出电压的唯一工具。
- 谐振回路的电压增益取决于开关频率。
- 控制器调节开关频率 (f_S)，以便在负载或输入变化情况下保持所需的输出电压。

标称输出电压 (V_O) → 谐振回路以其谐振频率 (f_R) 运行

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R \times C_R}} \quad (3)$$

达到谐振 ($f_S = f_R$) → 电压增益接近 1，保持 ZVS，达到最高效率点

较高的输出电压 (V_{OUT}) → 降低开关频率 (f_S)

为了升高输出电压，控制器会降低开关频率（频率接近或略低于谐振频率 (f_R)）以增加谐振回路的电压增益。更多功率传输到输出端，从而升高电压。

低于谐振 ($f_S < f_R$) → 电压增益 > 1 ，适用于升压模式。

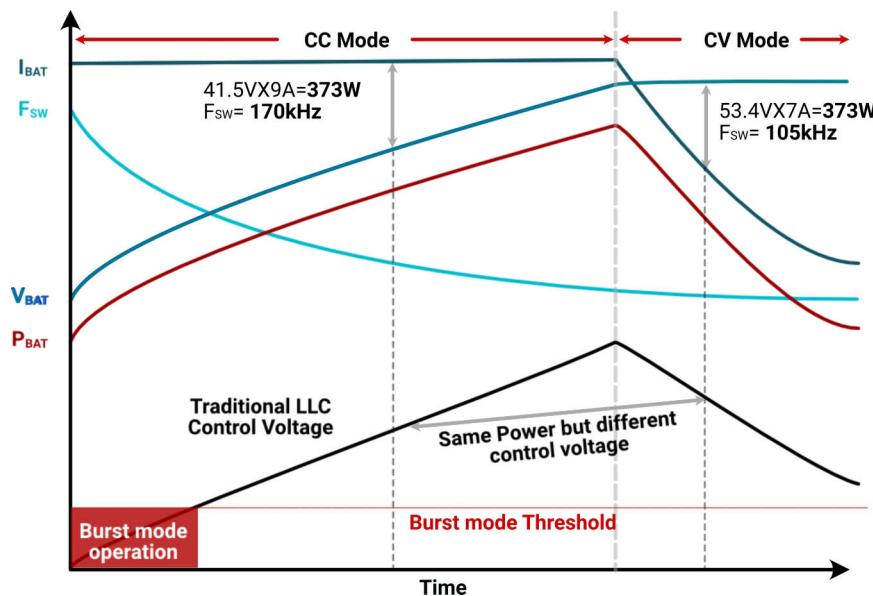


图 3-2. 传统 LLC 的电池充电 CC-CV 曲线

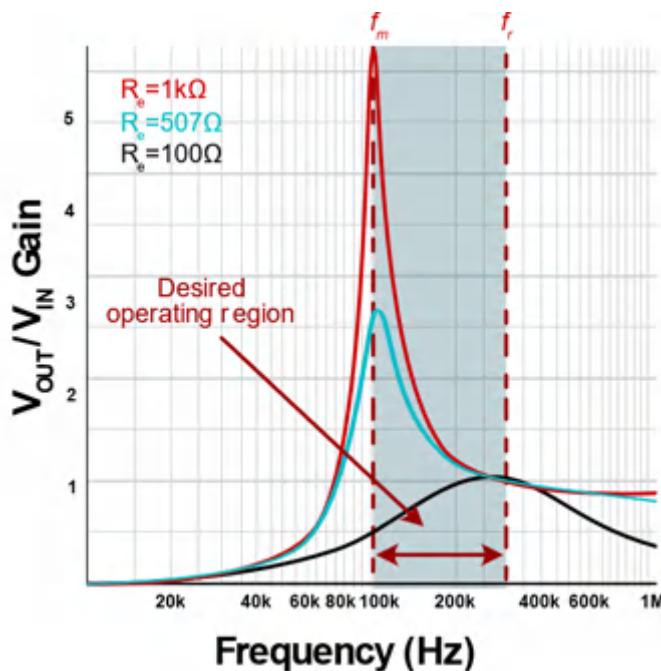


图 3-3. LLC 谐振工作频率范围

较低的输出电压 (V_{OUT}) → 增加开关频率 (f_S)

为了降低输出电压，控制器增大开关频率以降低谐振回路的电压增益。传输的功率更少，从而降低输出电压。

高于谐振 ($f_S > f_R$) → 电压增益 < 1 ，转换器调节更低的输出电压。但可能会丢失 ZVS（如果磁化电流不足，可能会发生）

表 3-1. 开关频率与输出电压间的关系

输出电压变化	开关频率变化	Reason (原因)
输出 ↓	频率 ↑	增加增益
输出 ↑	频率 ↓	降低增益

3.1.1 LLC 充电挑战

为了支持电池充电所需的宽输出电压，必须对 LLC 谐振回路和突发模式阈值进行完美地调整，因为恒流阶段中的低电池电压充电可能会进入和退出突发模式，因而可能损坏电芯。

LLC 支持电池的更宽输出电压要求的一种方式是在 LCC 配置中使用。LCC 是对具有两个电容元件和一个电感元件的谐振回路的改动。

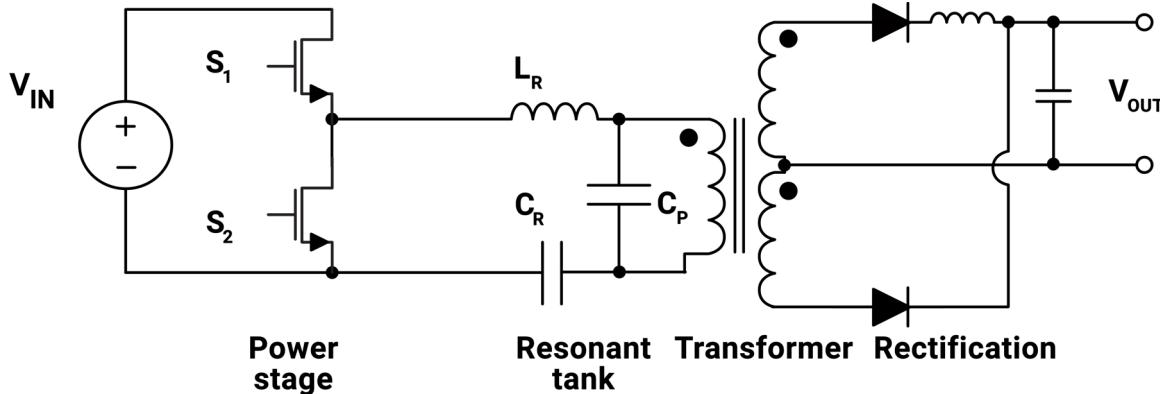


图 3-4. LLC 转换器电路

LCC 设置为在最低谐振频率下运行并且具有更宽的工作范围。

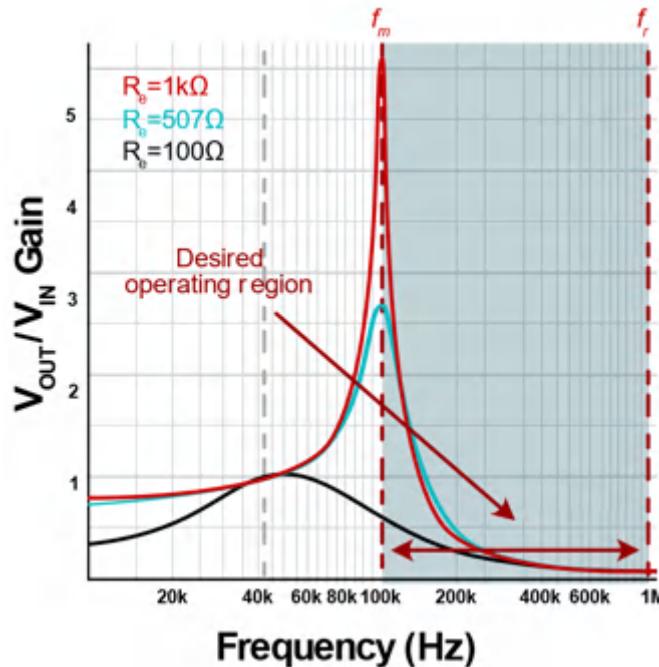


图 3-5. LCC 谐振工作频率范围

通过支持更宽的范围，LCC 方法更适合输出电压可能发生变化的电池充电和 LED 照明应用。LCC 方法的缺点是效率较低，因为在相同的功率级别下输入 RMS 电流高于 LLC。

表 3-2 对初级电流和开关频率进行了快速比较。

表 3-2. LLC 与 LCC 初级电流和开关频率比较

V _{OUT}	I _{OUT}	LLC _{I_{PRI}} (ARMS)	LCC _{I_{PRI}} (ARMS)	LLC _{f_{SW}} (kHz)	LCC _{f_{SW}} (kHz)
200	1	1.73	2.69	131	122
100	1	0.775	1.65	196	130

从开关频率来看，当 V_{OUT} 从 100V 变为 200V 时，LCC 几乎没有变化。而 LLC 的开关频率几乎降低了 33%。LCC 拓扑的实际影响是输入电流更高。

因此，从整体效率的角度看，LLC 拓扑更可取，但当电池电压较低时有可能进入突发模式是一个棘手的设计障碍。直到现在依然如此。

3.1.2 支持宽 V_{IN}/V_{OUT} 范围的 LLC

为了简化宽输入/输出电压应用的设计，2023 年底推出了 IPPC 或输入功率比例控制。IPPC 的真正功效是从反馈环路中移除了开关频率，这意味着对于相同的功率级别，可以使用相同的控制点。

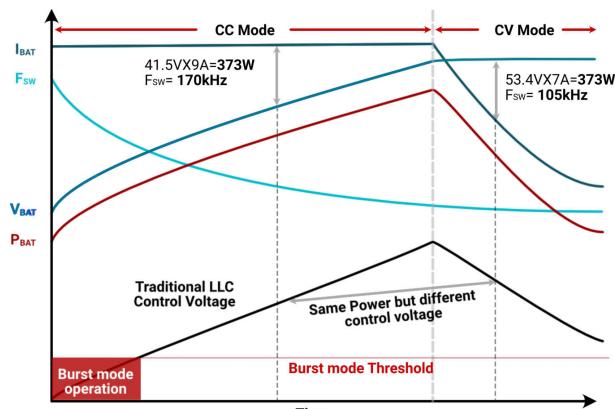


图 3-6. 无 IPPC

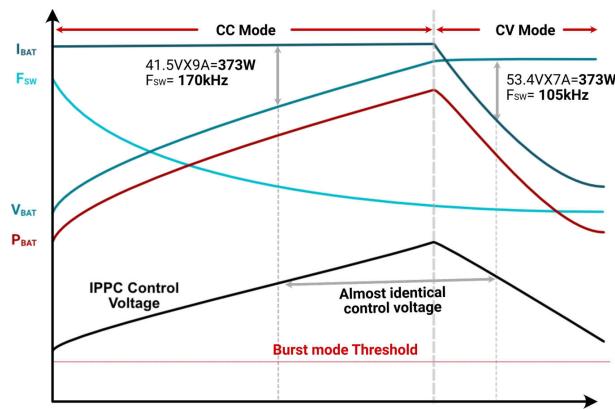


图 3-7. 具有 IPPC

在上图中，可以看到有无 IPPC 的情况下，在恒流 (CC) 阶段，当充电功率为 373W 时，开关频率为 170kHz，但在恒压 (CV) 阶段，开关频率为 105kHz。不同之处在于，如果没有 IPPC，开关控制反馈控制电压是输入功率和开关频率二者的函数。

$$FB = f_n(P_{IN}, f_{SW}) \quad (4)$$

IPPC 消除了开关频率的影响，让其仅作为输入功率的函数，或者

$$FB = f_n(P_{IN}) \quad (5)$$

4 LLC 转换器在采用 GaN 开关的电池充电器中的实际应用

4.1 要求和范围

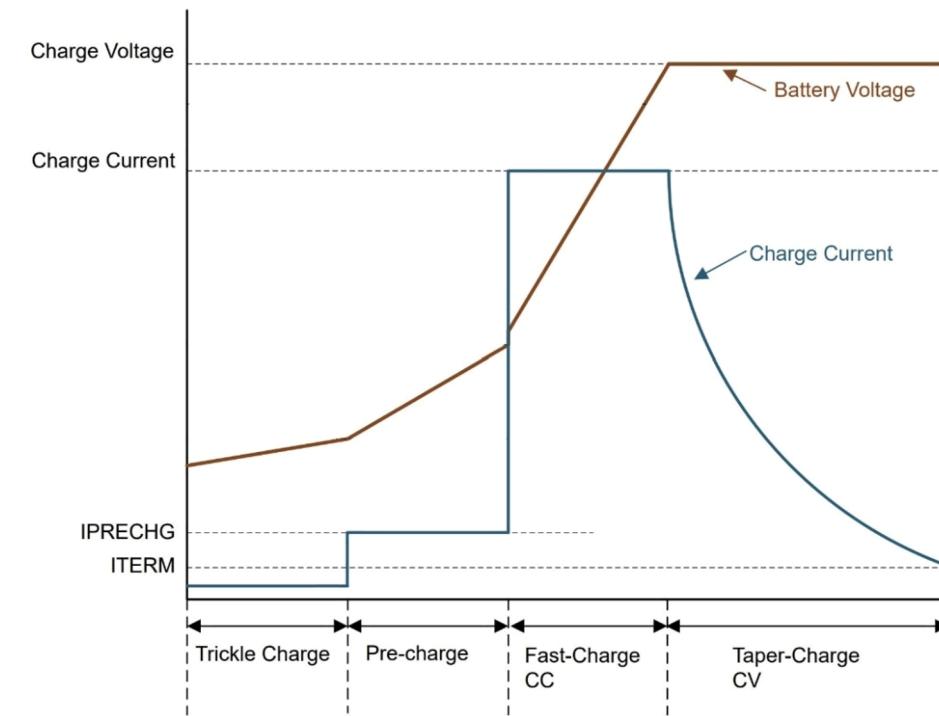
- 充电电流，1A – 8A
- 宽 V_{OUT} 调节范围，14V – 28V
- 环境温度 25°C 下的最高元件温度 < 60°C
- 无通风，无散热器
- 低待机功耗
 - 目标是达到 CoC 2 级标准 (200W 额定功率)

表 4-1. COC 2 级单电压外部交流/直流电源，基础电压

铭牌输出功率 (P_{OUT})	工作模式下的最低平均效率 (用小数表示)	工作模式下的 10% 负载平均效率 (用小数表示)	空载模式下的最大功率 (W)
$0.3W \leq P_{OUT} \leq 1W$	$\geq 0.50 \times P_{OUT} + 0.169$	$\geq 0.50 \times P_{OUT} + 0.160$	≤ 0.075
$1W \leq P_{OUT} \leq 49W$	$\geq 0.071 \times \ln(P_{OUT}) + 0.00115 \times P_{OUT} + 0.670$	$\geq 0.071 \times \ln(P_{OUT}) + 0.00115 \times P_{OUT} + 0.570$	≤ 0.075
$49W \leq P_{OUT} \leq 250W$	≥ 0.890	≥ 0.790	≤ 0.150
$P_{OUT} > 250W$	不适用	不适用	不适用

4.2 锂离子电池的充电曲线

锂离子电池使用特定的算法充电，以确保安全性、效率和使用寿命。最常见的模式称为恒流/恒压 (CC/CV) 充电。该设计采用 CC/CV 算法。


图 4-1. 典型的锂离子电池充电曲线

- 涓流充电：极小的恒流充电阶段，仅用于深度放电电池（通常每节电芯电压低于 2.5V-2.9V）。该阶段确保电池电芯不会损坏。
- 预充电：小恒流充电阶段使电池达到安全电平（电流通常为正常 I_{CHARGE} 的 1/10）。
- 恒流 (CC)：这是大电流充电阶段，可快速将大部分能量输送到电池。
- 恒压 (CV)：达到最大电池电压（通常为每节电芯 4.2V）时，电压保持恒定。当电池完全充电时，内部电阻增大并降低 I_{CHARGE} 至定义的终止电平 (I_{TERM} ，通常约为 CC 的 2-5%)。

4.3 如何在电池充电器的 LLC 设计中支持宽 V_{OUT} 范围

首先，在整个 $V_{in}/V_{out}/I_{out}$ 范围内实现 ZVS，然后在适合电池充电器的宽范围内调节 V_{OUT} 。

挑战在于磁化电流相对于开关频率、输出电压和输入电压变化极大；所有这三个参数通过下面所示的增益—频率关系相互联系在一起。此处我们重点介绍了转换器工作时远离谐振的两个主要频率区间。如开头所述，在 $f_S > f_R$ 时，仅当存在足够的负载电流（通常在过载条件下或接近短路）时，LLC 的增益才趋于零。在所有其他条件（轻负载或中等负载）下，增益略小于 1。对于电池充电器而言，这更具挑战性，因为电池电压电平需要增益变化才能获得远低于 1 的值。在这方面，通过结合使用低频和高频突发模式，控制器可以调整等效增益使其完全低于 1，而不会造成任何特定损失并实现高效率，并且无需将开关频率转换为非常高的值。将 f_{SW} 转换到 MHz 范围的主要缺点是，所有寄生元件（在生产中难以管理）对功率级的功能和效率的影响越来越大。

另一方面，第二个频率区间 ($f_S < f_R$) 还面临着增益不足的挑战，这使得 LLC 转换器难以同时覆盖低 V_{IN} 和高 V_{OUT} 的工况。通过正确设计具有适当 L_n (L_m/L_r) 值的变压器，可以获得高功率级增益，因为这定义了可达到的最大增益。如果变压器的集成漏电感不足以获得正确的 L_n 值，则可以添加一个额外的电感器。

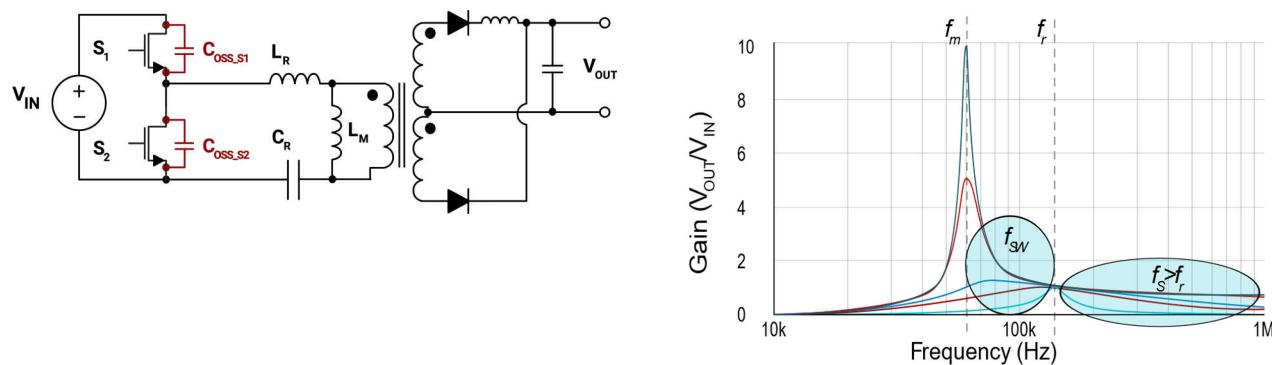


图 4-2. 在谐振点和偏离谐振点的 LLC 增益

$$L \times I_L^2 > C_{TOTAL} \times V_{SW}^2 = 2C_{OSS} \times V_{SW}^2 \quad (6)$$

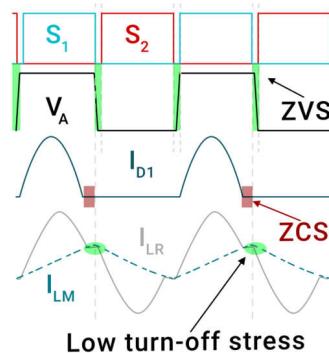


图 4-3. 低关断应力

- 必要且足够的软开关条件：
 - 电感输入阻抗
 - 谐振回路内部有足够的能量，可对开关网络中开关的输出电容器进行放电或充电
 - 开关网络内开关之间有足够的死区时间

利用 TI 的 GaN，我们可以实现以下几点：

通过集成驱动器优化内部 GaN 架构：

- 通过减少漏源电压上的过冲和振铃来提高可靠性

利用低输入和输出电容：

- 减少硬开关转换器中的开关损耗
- 可以在硬开关转换器和软开关转换器中实现更快的开关频率
- 减少软开关转换器中的循环电流

零反向恢复电荷：

- 硬开关半桥转换器中无反向恢复损耗
- 实现全新桥式拓扑

大幅减少开关损耗：

- 较低的栅漏电容 (C_{oss}) 可缩短转换周期
- 允许更快的开关速度
- 减少或消除散热

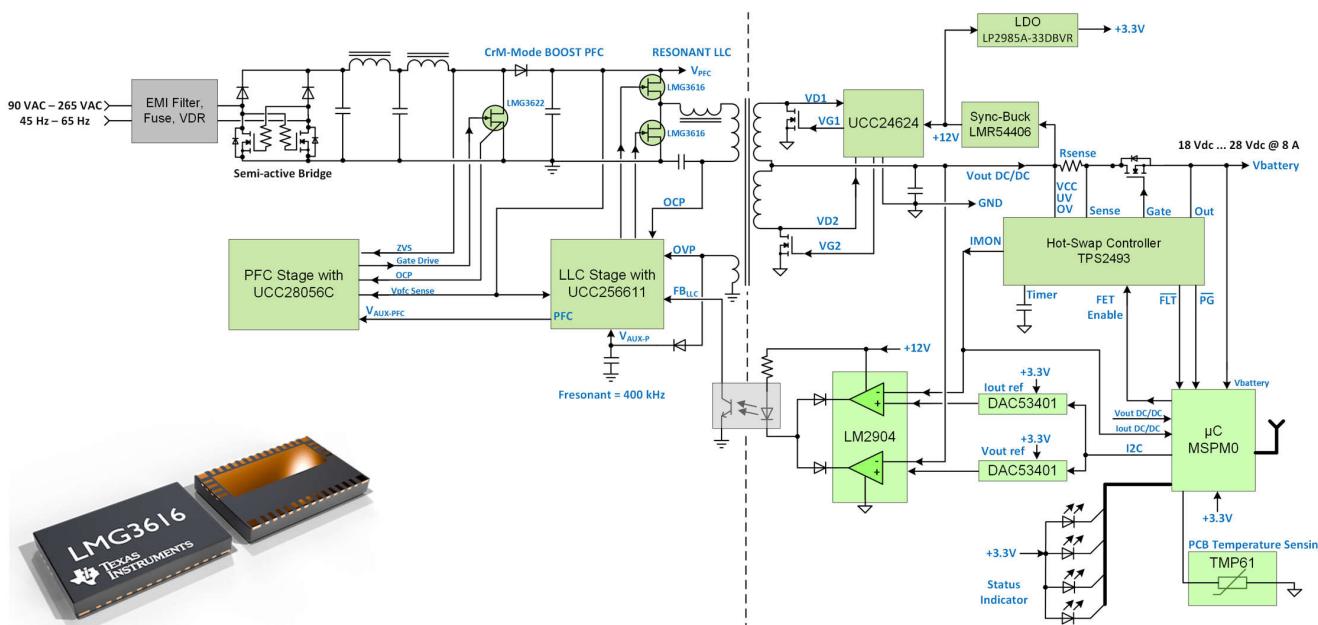


图 4-4. 完整解决方案方框图

电源转换架构采用多级方法，它专为高效率和紧凑外形而设计。

两级 EMI 滤波器由两级组成，采用两个共模扼流圈和两个 x 电容器。其后是自驱动半有源桥式整流器，这几乎消除了桥接器的两个低侧二极管上的传导损耗，但高侧二极管仍是标准二极管。该方法减少了桥接器中的总损耗，且仅允许使用 SMD 元件，避免了昂贵且笨重的散热器。

UCC28056 控制器驱动的主 PFC 升压级采用 GaN 来实现更高的效率，方法是保持高开关频率并提倡小电感器的使用。

第二个转换级是 LLC 谐振转换器，由最新的控制器 UCC256611 驱动。

添加了同步整流器部分以提高效率，以提高效率并控制损耗与功耗。

系统控制和通信由 MSPM0 微控制器处理，通过 I2C 通信将 V_{OUT} 和 I_{OUT} 参考设定点发送到两个 DAC。

最后，添加了一个额外的热插拔功能，以限制最坏情况下的负载电流并动态管理负载连接。在涉及实际电池连接的场景中或在电池管理系统 (BMS) 监督充电和放电参数时，该功能对于确保稳健运行至关重要。

4.4 原型硬件

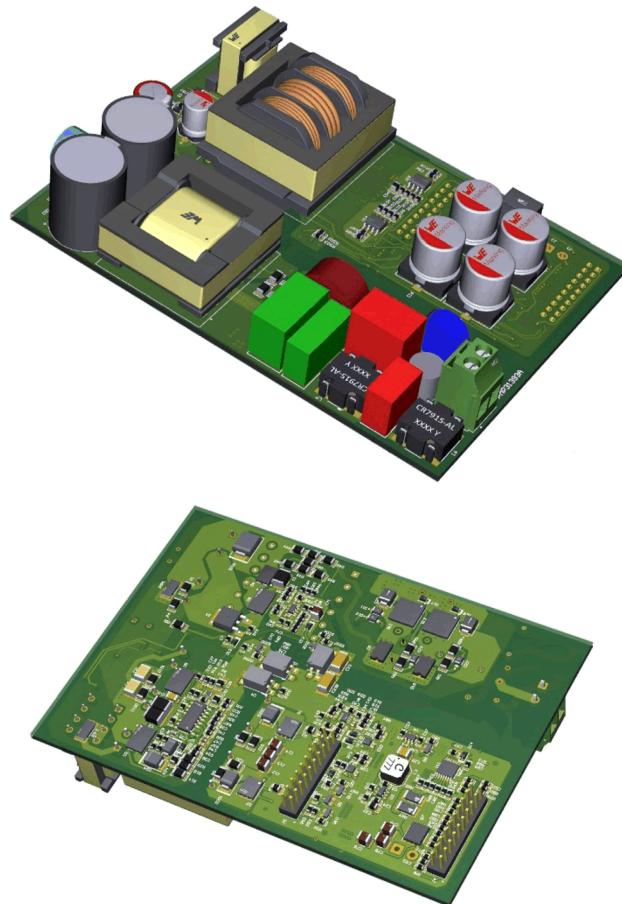


图 4-5. 完整充电器设计的 3D 视图

200W 充电器（两级均有 PFC、LLC 和 GaN）的测试结果：

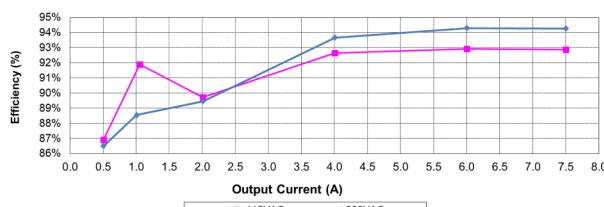


图 4-6. 效率与 VAC 间的关系

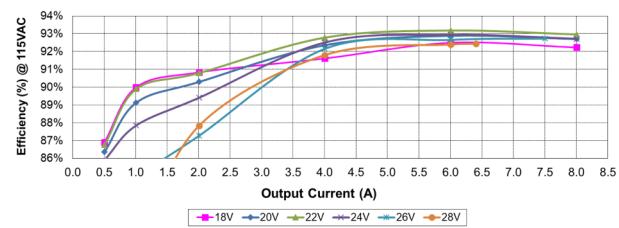


图 4-7. 频率与 V_{OUT} 间的关系

由于在该设计中，低频突发模式会影响峰峰值充电电流纹波，因此我们在低频突发模式停止且转换器连续运行或在高频突发模式运行的条件下测量。下面的图形显示了一些阈值（当曲线折叠时，此时 LF 突发关闭）。

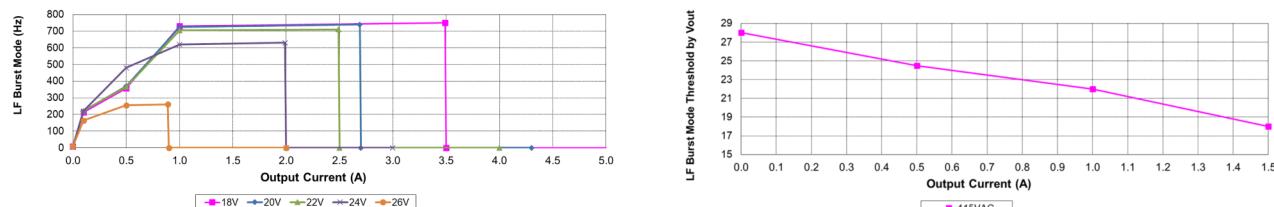


图 4-8. 入门级和频率与 V_{OUT} 和 I_{OUT} 间的关系

下面的波形描述了连续模式和突发模式下开关节点和谐振电流的主要特性。在所有可能的工作模式和点，与 V_{IN} 、 V_{OUT} 和 I_{OUT} 间的关系。

正常运行时，开关频率从 170kHz 变为 380kHz，因此选择能够在该频率下运行并实现高效率和低损耗的控制器和开关元件是关键所在。突发模式和软启动期间，控制器甚至可以达到 1MHz 频率，如图 4-9 所示。借助 TI 的全新控制器 UCC256611 和 GaN 的超高速能力，这将不是问题。

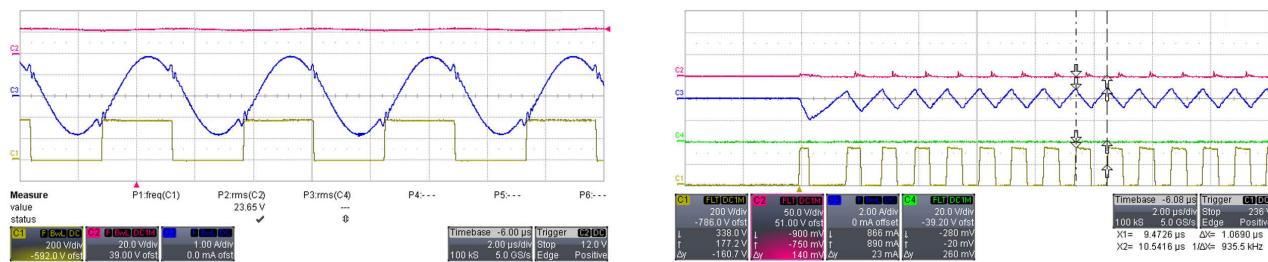


图 4-9. 稳态运行与启动间的关系

在 [UCC25661x 系列针对轻负载效率进行优化的 750kHz 宽 VIN/VOUT 范围 LLC 控制器数据表](#)中的图启动期间的 ZCS 预防对突发模式期间的这种行为进行了更加详尽的说明和解释，其中 T_{ON} 延长可用来等待谐振电感器中的电流具有正确的极性。

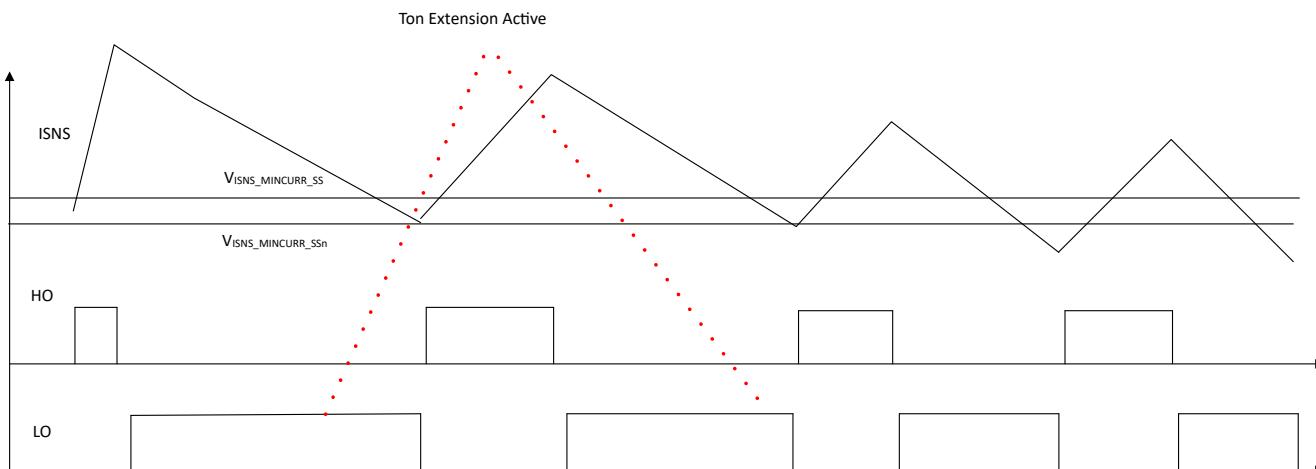


图 4-10. 启动期间的 ZCS 预防

5 总结

LLC 谐振拓扑被称为高效拓扑。对于电池充电应用，支持 IPPC 的 LLC 控制器（如全新系列 UCC25661）与 TI 的 GaN FET 相结合，可针对电池充电应用实现最高的效率和最大的总功率密度。UCC25661 系列有五个版本：UCC256610、UCC256611、UCC256612、UCC256613 和 UCC256614。

在采用 UCC256611 和 TI GaN FET 构建的新参考设计 (PMP31393) 中，介绍了一种具有极低开关损耗和传导损耗的设计。LLC 控制器与 GaN FET 相结合，可提供高导热率，实现具有高功率密度和低工作温度的更紧凑型设计。无需先进的散热系统，并可提高整体系统可靠性。对于在较高环境温度下工作的电池充电器，这是需要满足的关键参数。

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出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 © 2025 , 德州仪器 (TI) 公司

最后更新日期 : 2025 年 10 月