

## Design Guide: TIDA-010966

## 用于电池包均衡的双向隔离式双桥串联谐振直流/直流转换器参考设计



## 说明

此参考设计是一款双向隔离式双桥串联谐振直流/直流转换器，应用于住宅储能系统中，实现电池包均衡管理。此参考设计能够实现恒流模式和恒压模式，峰值效率可达 95%。此参考设计适用于 40V 至 60V 住宅储能系统。

## 资源

[TIDA-010966](#)

设计文件夹

[UCC27288](#)、[UCC23513](#)

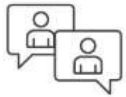
产品文件夹

[TMS320F2800137](#)、[TLV9062](#)

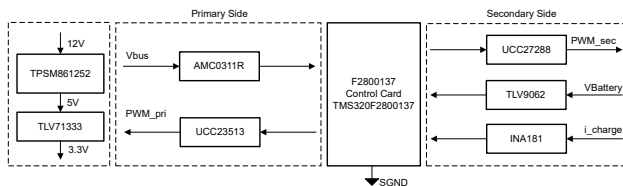
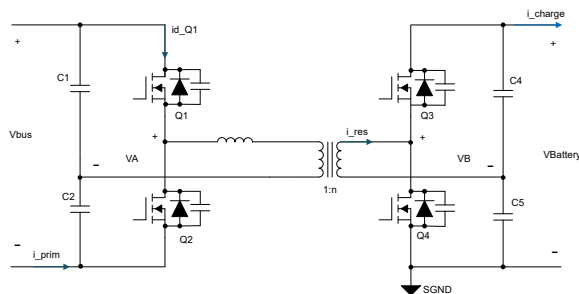
产品文件夹

[INA181](#)、[TPSM861252](#)

产品文件夹



请咨询 TI E2E™ 支持专家

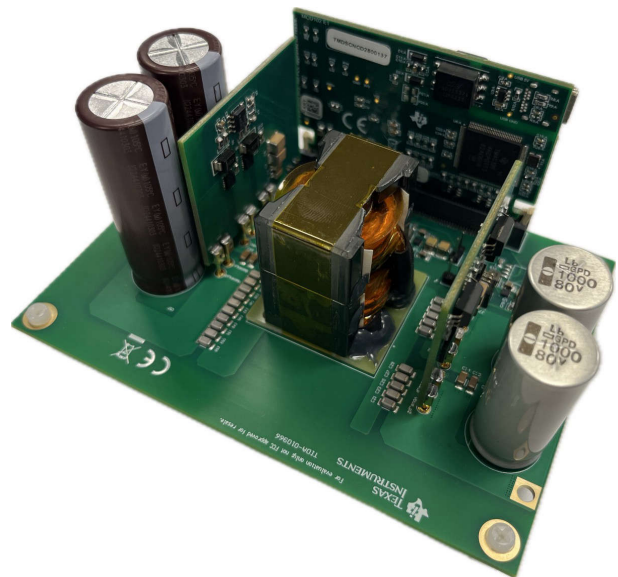


## 特性

- 具有单相移 (SPS) 和变频 (VF) 控制功能的双向双有源电桥
- 具有恒流 (CC) 和恒压 (CV) 环路控制的双向电源控制
- 用于实现数字控制的 TMS320F2800137 控制器
- 最大充放电电流为 5A
- 无需隔离式电压和电流检测即可满足低成本要求
- 峰值效率为 95%，满负载效率为 93.7%
- 80kHz 至 300kHz 的开关频率为全范围零电压开关 (ZVS) 提供支持
- 24V 输入电压、40V 至 58V 输出电压、整个输入范围可以实现软开关

## 应用

- [ESS - 电池管理系统 \(BMS\)](#)



## 1 系统说明

储能系统 (ESS) 在可再生能源应用中发挥着重要作用。根据系统电压、容量和使用情况，ESS 可以分为三个不同类别：住宅 ESS、商业和工业 ESS 以及电网 ESS。商业和工业以及电网 ESS 包含多个机架，每个机架都包含多个堆叠的电池包。住宅 ESS 仅包含电池包。住宅 ESS 划分为高压住宅 ESS 和低压住宅 ESS。其中，高压系统由电池包组成，这些电池包彼此串联以形成高电压，然后通过 PCS (双向直流/直流 + 双向直流/交流) 逆变到电网。图 1-1 显示了高压住宅 ESS 的系统架构。

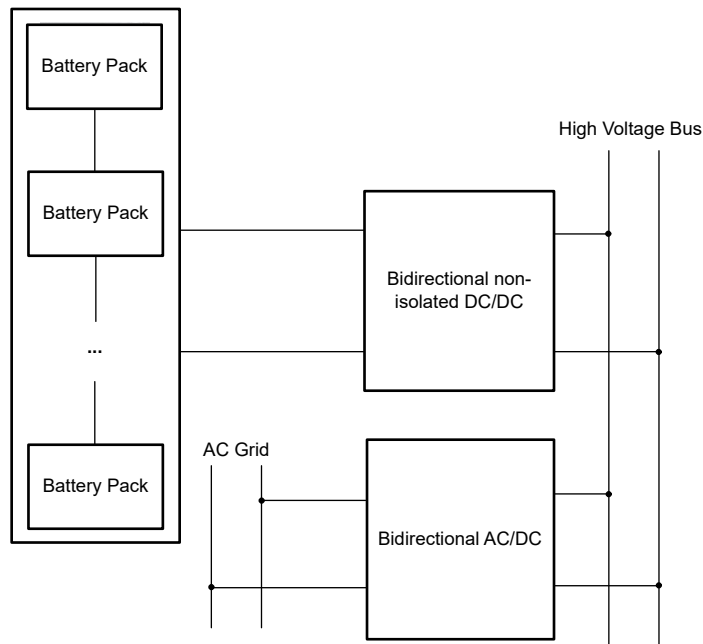


图 1-1. 高压住宅 ESS 的架构

串联连接的电池组产生一致的充电和放电电流曲线。电池包电压的不平衡由电池包之间的老化差异造成。电压电平不一致会影响到系统利用率 and 使用寿命。较弱的电池包在相同的充电能量下会产生更高的电压，这进一步加剧了不平衡。

电池包的老化程度有以下几个不同的原因：

- 随着储能系统使用寿命的延长，不同电池包的热量不同，这逐渐导致电池包之间出现不一致。
- 住宅 ESS 中混合使用新旧电池包，导致电池包之间的容量不一致。

因此，为了优化电池包之间的不平衡，需要有效的电池包平衡来平衡不同电池包之间的电压。图 1-2 展示了这里使用了多个双向隔离式直流/直流转换器作为主动的电池包平衡。

这些双向直流/直流转换器的一端与电池组连接，而另一端与电路板上的辅助电源轨端接。

当存在高压情况时，直接从电池连接器对电池包放电。相反，当存在低压情况时，为电池组充电。使用这种方法可保持电池包之间的电压平衡。

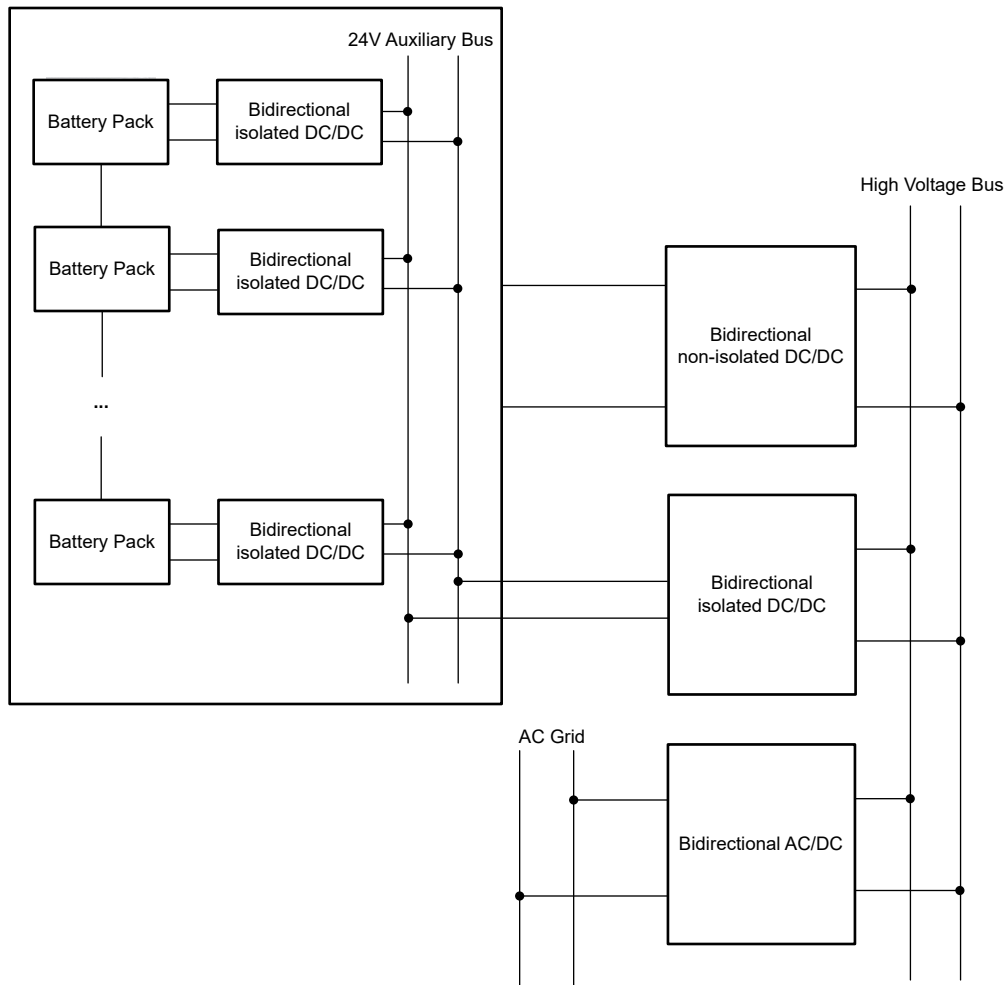


图 1-2. 高压住宅 ESS 中的主动电池包均衡

功率密度、系统成本和系统效率是此系统中所用转换器的重要要求。双向隔离式双桥串联谐振直流/直流转换器仅有两个可实现隔离式双向电力传输的半桥。减少开关数量有助于提高功率密度和降低系统成本。该拓扑还有助于发布零电压开关 (ZVS)，这也有助于提高系统效率。

本参考设计提出了一种全新架构，可实现住宅 ESS 的主动电池包平衡，并使用双向隔离双桥串联谐振直流/直流转换器来实现电力传输。对于此拓扑，本参考设计提出了新的变频和相移控制方法，以提供全范围 ZVS。

## 2 系统概述

### 2.1 方框图

图 2-1 显示了这种双向隔离直流/直流设计的框图。初级侧需要进行电压和电流检测。TLV9062 器件检测电压环路的输入电压，而 INA185 用于检测输入电流以执行电流环路。

TMDSCNCD2800137 控制卡支持数字控制，UCC27288 和 UCC23513 器件用作两侧的栅极驱动器。该架构具有两个半桥，其中包含四个 Si MOSFET、谐振电容器、谐振电感器和一个变压器。

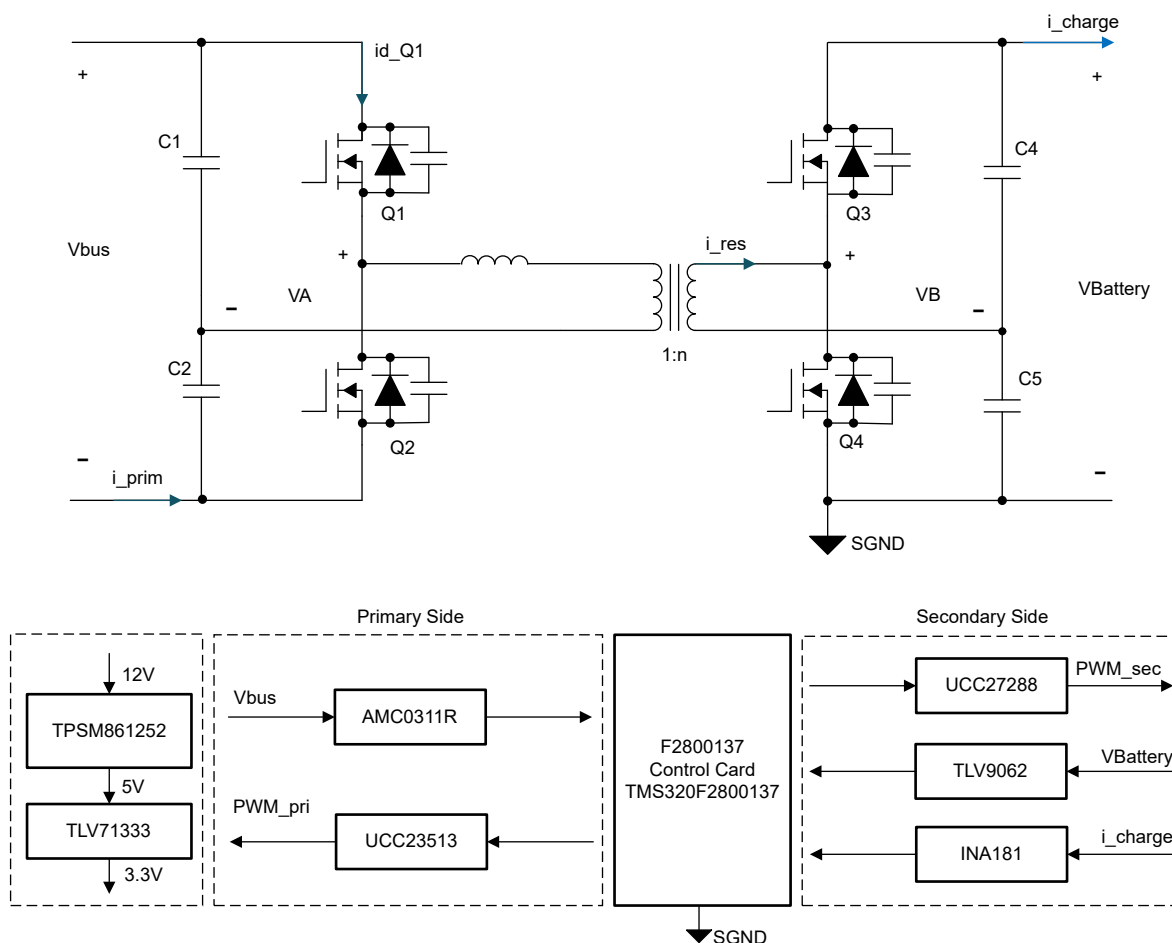


图 2-1. TIDA-010966 方框图

## 2.2 设计注意事项

以下各部分广泛概述了双桥串联谐振直流/直流转换器。

### 2.2.1 简介

双桥串联谐振直流/直流转换器 (DBSRC) 非常适合需要双向功率流的应用 (例如 ESS 中的电池到总线或电池到电池接口)。DBSRC 的主要特性包括对称结构、软开关以及升压或降压操作。此外, 谐振电容器可以在异常运行情况下滤除直流电流并限制故障电流。

对于高功率密度和高效率应用, 一切有源功率器件的软开关必须能够实现高效率, 因为硬开关会导致额外的开关损耗。此外, 软开关通过抑制电压变化率 ( $dv/dt$ ) 来降低电磁干扰, 并提高转换器可靠性, 以避免功率晶体管上出现高压振铃。

在宽 I/O 电压变化和负载范围的情况下, DBSRC 的软开关实现方案尤其具有挑战性。使用传统的恒定频率相移调制 (PSM), 尽管采用了优化的设计方法, 但已知 DBSRC 在轻负载到中等负载时会经历严重的硬开关。为了克服这个问题, 人们提出了基于硬件或基于软件的先进技术来扩展软开关工作范围。基于硬件的设计通过添加额外的无源或有源辅助电路来修改谐振回路, 从而提供扩展的零电压开关 (ZVS) 换向电流。这些设计需要额外的元件, 甚至是栅极驱动电路, 因此会导致系统总体成本和复杂性增加。

此设计提出了变频调制 (VFM) 和相移调制 (PSM), 以提供全输入范围和全负载范围 ZVS。

### 2.2.2 基本工作原理和 ZVS 要求

图 2-2 展示了双桥串联谐振直流/直流转换器的拓扑电路。Q1 和 Q2 以 50% 的占空比互补导通, 而 Q3 和 Q4 相同。更改 Q1 和 Q3 的相位角, 控制发射功率。这样, 初级和次级桥臂测得的电压就变成了两方波, 其中初级侧为  $\pm 1/2 V_{bus}$ 、次级侧为  $\pm 1/2 V_{Battery}$  (不考虑变压比)。

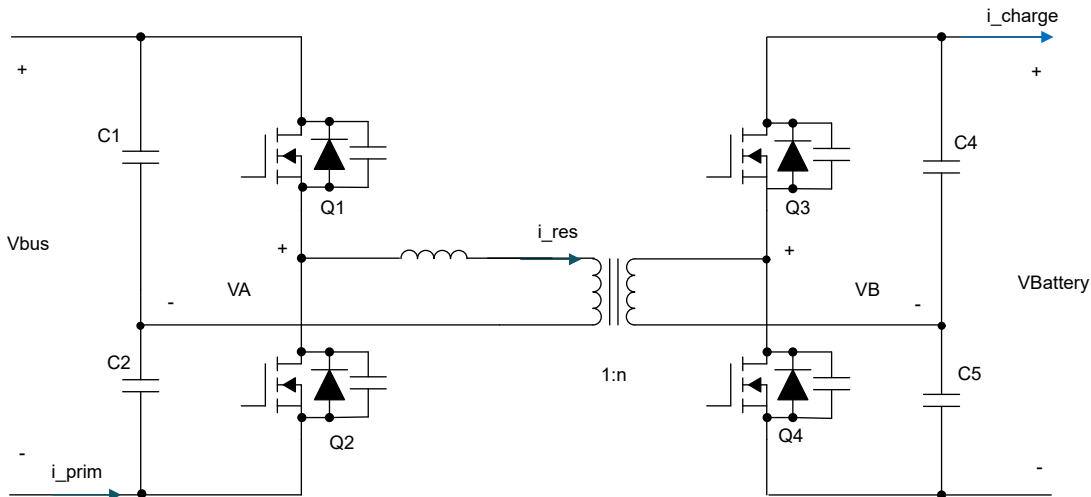


图 2-2. 双桥串联谐振直流/直流转换器的拓扑电路

图 2-3 显示了等效电路图, 其中初级桥臂的电压  $V_A$  早于次级桥臂的电压  $V_B$ , 功率从初级侧传输到次级侧。图 2-4 示出了相反情况, 其中  $V_A$  滞后于  $V_B$ , 因此功率从次级侧传输到初级侧。

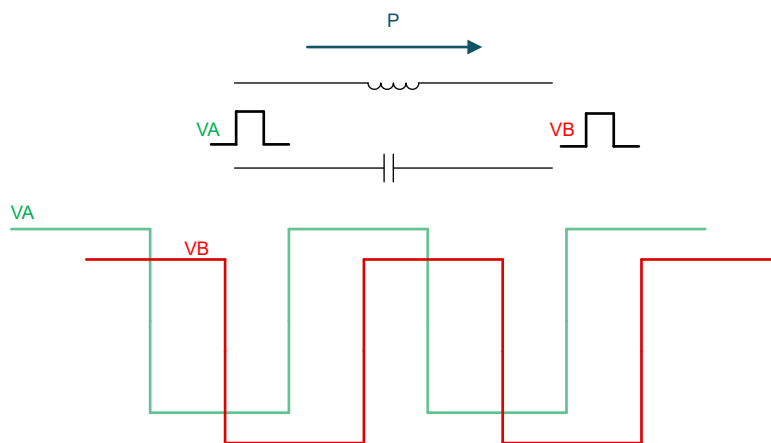


图 2-3. 等效电路图

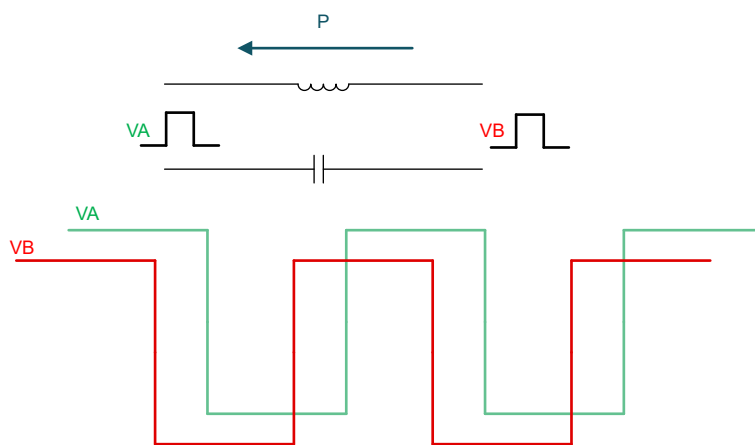


图 2-4. 次级至初级电源

图 2-5 显示了 DBSRC、初级电桥电压  $V_A$ 、次级电桥电压  $V_B$  和谐振电流  $I_{res}$  的相关波形。如图所示，当 Q1 导通时， $V_A$  为正。在图 2-5 中， $t_0$  是 Q2 关断的时刻，如果 Q1 希望实现 ZVS，则需要有电流来消耗 Q1 上结电容器的能量，并使电流经过 Q1 的体二极管，如图 2-6 所示。这意味着时间  $t_0$  处的电流需要为负。

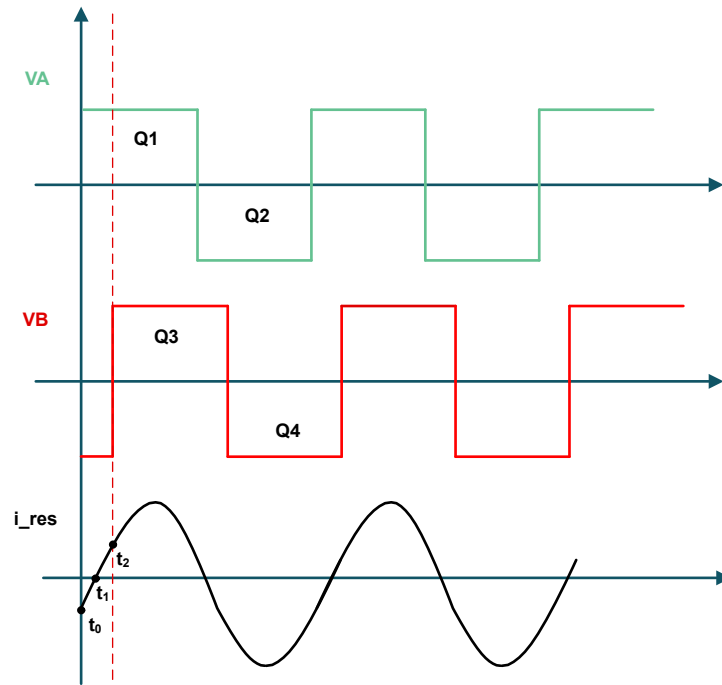


图 2-5. 电桥波形

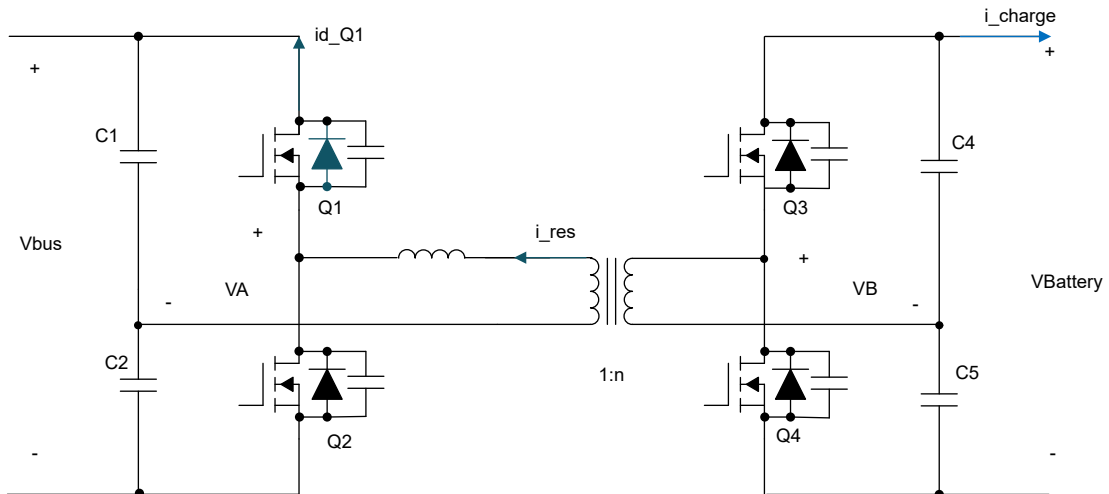


图 2-6. 流经 Q1 的电流

同样，要实现次级侧开关 Q3 的零电压开度，电流需要在  $t_2$  处为正。

## 2.3 重点产品

本节重点介绍了该设计中的关键元件，包括栅极驱动器、F2800137 控制器、用于电流和电压检测以及电压基准的放大器。

### 2.3.1 UCC27288

UCC27288 是一款功能强大的 N 沟道 MOSFET 驱动器，开关节点最大额定电压为 100V。在基于半桥或同步降压配置的拓扑中，该器件支持控制两个 N 沟道 MOSFET。UCC27288 具有 3A 的峰值灌电流和拉电流以及较低的上拉和下拉电阻，能够在 MOSFET 米勒平台转换期间以极低开关损耗驱动大功率 MOSFET。由于输入与电源电压无关，因此 UCC27288 与模拟控制器和数字控制器均可结合使用。两个输入完全相互独立；因此，提供了额外的控制设计灵活性。

输入引脚和 HS 引脚能够承受显著的负电压，从而提高系统稳健性。输入完全相互独立。这允许控制灵活性，如果需要，两个输出可以通过重叠输入重叠。较小的传播延迟和延迟匹配规格可尽可能降低死区时间要求，从而提高系统效率。

高侧和低侧驱动器级均配有欠压锁定 (UVLO) 功能，因此可在 VDD 电压低于指定阈值时强制将输出置为低电平。没有集成的自举二极管允许设计者使用适合应用的外部自举二极管。UCC27288 采用 SOIC8 封装，可在恶劣环境下提高系统稳健性。

### 2.3.2 UCC23513

UCC23513 驱动器是适用于 IGBT、MOSFET 和 SiC MOSFET 的光兼容单通道隔离式栅极驱动器，具有 4.5A 峰值拉电流和 5.3A 峰值灌电流以及 5.7kV<sub>RMS</sub> 增强型隔离额定值。由于具有 33V 的高电源电压范围，因此允许使用双极电源来有效驱动 IGBT 和 SiC 功率 FET。UCC23513 可以驱动低侧和高侧功率 FET。与基于光耦合器的标准栅极驱动器相比，此器件的主要特性可显著提高性能和可靠性，同时在原理图和布局设计中保持引脚对引脚兼容性。性能亮点包括高共模瞬态抗扰度 (CMTI)、低传播延迟和小脉宽失真。严格的过程控制可实现较小的器件间偏移。输入级是仿真二极管，这意味着与传统的发光二极管 (LED) 相比，具有长期可靠性和出色的老化特性。该器件采用扩展型 SO6 封装，爬电距离和间隙大于 8.5mm，塑封材料 (材料组 I) 的相对漏电起痕指数 (CTI) 大于 600V。UCC23513 具有高性能和高可靠性，使得该器件适合用于所有类型的电机驱动器、光伏逆变器、工业电源和电器。更高的工作温度为传统光耦合器以前无法支持的应用开辟了机会。

### 2.3.3 TMS320F2800137

TMS320F280013x (F280013x) 是 C2000™ 实时微控制器系列的可扩展、超低延迟器件，旨在提高电力电子产品的效率。

实时控制子系统基于 TI 的 32 位 C28x DSP 内核，可针对从片上闪存或静态随机存取存储器 (SRAM) 运行的浮点或定点代码提供 120MHz 的信号处理性能。三角函数加速器 (TMU) 进一步增强了 C28x CPU 的性能，从而加快了对实时控制系统关键的常用算法的速度。F280013x 支持高达 256KB (128KW) 的闪存。高达 36KB (18KW) 的片上 SRAM 也可用于补充闪存。

高性能模拟块集成在 F280013x 实时微控制器 (MCU) 中，并与处理单元和脉宽调制 (PWM) 单元紧密耦合，从而提供出色的实时信号链性能。

14 个 PWM 通道可控制从三相逆变器到功率因数校正的各种功率级，以及其他先进的多级电源拓扑。电池板和串线路的电压和电流用于计算和跟踪最大功率点 (MPP)，而 TMS320F2800137 支持使用内部模数转换器 (ADC) 从各种模拟信号中快速采集数据，该转换器设置为每 40 μs 从 ADC 通道读取一次。在 120MHz 下运行可实现快速转换和计算，从而高效执行最大功率点跟踪 (MPPT) 并相应地调整转换器的占空比。比较器子系统 (CMPSS) 还用于快速保护转换器免受过压、过流或过热的影响。

增强型脉宽调制器 (ePWM) 用于生成四个开关的 PWM。高分辨率脉宽调制器 (HRPWM) 可用于为 AFE031 生成可用于可编程逻辑控制器 (PLC) 传输功能的三电平信号。内部 ADC 用于对 300kHz 的 RX 信号进行采样以接收 PLC 信号。FSK 解码库 (C2000 软件的一部分) 用于对采样信号进行解码。

设计中还包括由 MCU 控制的状态指示器，用于向用户提供反馈。

### 2.3.4 TLV9062

TLV9061 (单通道)、TLV9062 (双通道) 和 TLV9064 (四通道) 器件是低压、1.8V 至 5.5V、运算放大器，具有轨到轨输入和输出摆幅能力。

这些器件具有高成本效益，适用于需要低压运行、小型封装和高容性负载驱动能力的应用。

虽然 TLV906x 的容性负载驱动能力为 100pF，但电阻式开环输出阻抗便于在更高的容性负载下更轻松地实现稳定。此类运算放大器专为低工作电压 (1.8V 至 5.5V) 而设计，性能规格类似于 OPAx316 和 TLVx316 器件。

TLV906xS 器件具有关断模式，允许放大器切换至典型电流消耗低于 1 $\mu$ A 的待机模式。

TLV906xS 系列有助于简化系统设计，因为该系列具有稳定的单位增益，集成了 RFI 和 EMI 抑制滤波器，而且在过驱条件下不会出现相位反转。

针对所有通道型号 (单通道、双通道和四通道) 提供微型封装 (如 X2SON 和 X2QFN) 以及业界通用封装 (如 SOIC、MSOP、SOT-23 和 TSSOP)。

### 2.3.5 INA181

INA181、INA2181 和 INA4181 (INAx181) 电流检测放大器是专为成本优化型应用而设计的。这些器件是一系列双向电流检测放大器 (也称为电流分流监控器)，可在独立于电源电压的 -0.2V 至 +26V 范围内的共模电压中感测电流检测电阻器上的压降。INAx181 系列器件在四个固定增益器件选项中集成了匹配的电阻器增益网络：20V/V、50V/V、100V/V 或 200V/V。此匹配的增益电阻网络可更大限度地减少增益误差，并降低温漂。

这些器件在 2.7V 至 5.5V 单电源下运行。单通道 INA181 消耗的最大电源电流为 260 $\mu$ A；而双通道 INA2181 消耗的最大电源电流为 500 $\mu$ A，四通道 INA4181 消耗的最大电源电流为 900 $\mu$ A。

INA181 提供 6 引脚 SOT-23 封装和 SC70 封装。INA2181 采用 10 引脚 VSSOP 和 WSON 封装。INA4181 采用 20 引脚 TSSOP 封装。所有器件选项的额定扩展工作温度范围均为 -40°C 至 +125°C。

### 2.3.6 TPSM861252

TPSM86125x 是一款输入电压范围为 3V 至 17V 的简单易用型高效、高功率密度同步降压模块，支持高达 1A 的连续电流。

TPSM86125x 采用 D-CAP3™ 控制模式提供快速瞬态响应并支持低 ESR 输出电容器，无需外部补偿。该器件可支持以高达 95% 的占空比运行。

TPSM861252 在 Eco-Mode 下运行，该模式可在轻负载条件下保持高效率。TPSM861257 在强制连续导通模式 (FCCM) 模式下运行，可在所有负载条件下保持相同的频率和较低的输出纹波。TPSM861253 是一款采用 FCCM 模式的 3.3V 固定输出电压器件。该器件还在模块内部集成了分压电阻器和前馈电容器。TPSM86125x 集成了全面的断续模式 OVP、OCP、UVLO、OTP 和 UVP 保护。

该器件采用 QFN 封装。额定结温范围为 -40°C 至 125°C。

### 2.3.7 AMC0311R

AMC0x11R-Q1 是一款精密的电隔离放大器，具有 2.25V 高阻抗输入和差分输出。高阻抗输入针对与高阻抗电阻分压器或具有高输出电阻的其他电压信号源的连接进行了优化。

隔离栅将在不同共模电压电平下运行的系统器件隔开。该隔离栅抗电磁干扰性能极强。该隔离栅经过认证，可提供高达 5kV<sub>RMS</sub> 的增强型隔离 (DWV 封装) 和高达 3kV<sub>RMS</sub> 的基础型隔离 (D 封装) (60s)。

AMC0x11R-Q1 输出与输入电压成正比的单端信号。满标量程输出由施加到 REFIN 引脚的电压来设置。

AMC0x11R-Q1 的输出设计为直接连接到 ADC 的输入端。将 REFIN 连接到与 ADC 相同的基准电压，以便匹配 ADC 的动态输入电压范围。

AMC0x11R-Q1 器件采用 8 引脚、宽体和窄体 SOIC 封装，额定温度范围为 -40°C 至 +125°C

### 3 系统设计原理

#### 3.1 设计原理

##### 3.1.1 谐振回路设计

DBSRC 谐振回路的设计是谐振转换器最关键部分之一。在设计谐振器时，首先要考虑的是谐振频率的设计，它决定了开关频率的近似范围。

由于开关频率在一个方面影响无源器件的体积，从另一个角度影响系统的开关损耗，因此在考虑这两个因素后，将谐振频率  $f_r$  选择为 80kHz。

对于谐振器电流的有效值，不同的谐振频率和不同的谐振电感器和谐振电容器组合不会影响特定负载下谐振器电流的有效值，以下各部分将对此进行分析。

谐振电容器越小，电容器上的电压越大。电容器的成本会增加，然后综合考虑后，选择谐振电感  $2.1 \mu\text{H}$ ，谐振电容为 1600nF。在图 3-1 中的拓扑电路图中，谐振电容 ( $C_r$ ) 由初级侧  $C_1$ 、 $C_2$  和次级侧  $C_3$  和  $C_4$  组成，如方程式 1 所示。

$$C_r = \frac{1}{\frac{1}{C_1 + C_2} + \frac{1}{n^2 \times (C_3 + C_4)}} \quad (1)$$

其中

- $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 1000\text{nF}$
- 变压比  $n = 2$

此时，电容器上的峰-峰值电压低于 100V。

##### 3.1.2 全范围 ZVS 实现

本部分讨论如何在此 DBSRC 下实现全范围的 ZVS，相关内容现已提交美国专利申请。

图 3-1 和图 3-2 提供了单独的拓扑原理图和波形。在图 3-2 中， $\theta$  是 Q1 和 Q3 之间的相位角。根据上一部分的分析，为了实现初级侧和次级侧四个开关的零电压断开， $t_1$  必须在  $0, \theta$  范围内。

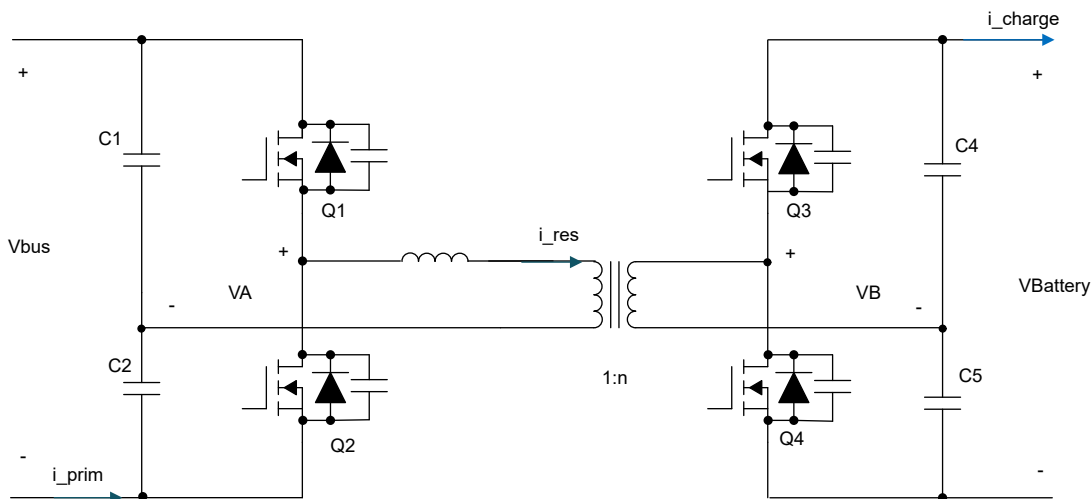


图 3-1. 拓扑原理图

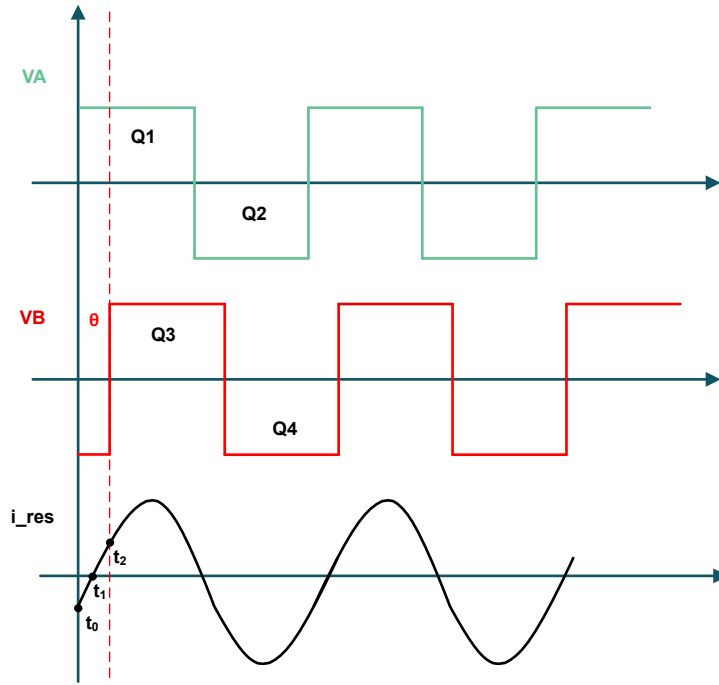


图 3-2. 拓扑波形

传统的单相移 (SPS) 控制作为一种单自由度控制， $\theta$  通常用于控制电力传输，因此很难确保在整个范围内满足软开关实现条件。基于此，本设计中引入了另一种自由度（开关频率），以实现全范围的软开关，本主题的其余部分将对此进行详细分析。

图 3-2 显示了电桥电压  $V_A$ 、 $V_B$  和谐振电流  $i_{res}$ ，该电流是使用基波谐波分析 (FHA) 方法进行分析的，即仅分析和标准化  $V_A$  和  $V_B$  的基波。归一化后， $V_A$  和  $V_B$  的表达式分别为：

$$v_{A\_pu}(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2)$$

$$v_{B\_pu}(t) = \frac{4M}{\pi} \sin(\omega t - \theta) \quad (3)$$

其中

- $M = V_{Battery} / nV_{bus} =$  电压增益
- 谐振电流 = 方程式 4

$$i_{res\_pu}(t) = \frac{v_{A\_pu}(t) - v_{B\_pu}(t)}{X_{res}} \quad (4)$$

其中  $X_{res}$  表示谐振网络的总阻抗。谐振槽路由一个串联谐振电感器  $L_r$  和一个谐振电容器  $C_r$  组成。由于电流环路以高于谐振频率 ( $f_s > f_r$ ) 运行系统来维持零电压开关的电感性槽路，因此任何给定开关频率下的净基波电感性阻抗  $X_{res}$  定义如下：

$$X_{res} = \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} > 0 \quad (5)$$

采用相量分析， $v_{A\_pu}(t)$  作为参考相量，驱动谐振槽路的净电压相量为  $\dot{V}_A - \dot{V}_B$ 。求解系统方程  $I_{res} = (\dot{V}_A - \dot{V}_B) / jX_{res}$  可得出严格的时域基波谐振电流  $i_{res}(t)$ ：

$$i_{res}(t) = \frac{2V_{bus}}{\pi \cdot X_{res}} \cdot [M \cdot \sin\theta \cdot \cos(\omega t) + (1 - M \cdot \cos\theta) \cdot \sin(\omega t)] \quad (6)$$

若要求解电感器电流过零  $i_{\text{res}}(t) = 0$  的精确时刻，我们会将时域电流方程的方括号内设置为零：

$$M \cdot \sin\theta \cdot \cos(\omega t_{\text{zero}}) = -(1 - M \cdot \cos\theta) \cdot \sin(\omega t_{\text{zero}}) \quad (7)$$

两侧同时除以  $\cos(\omega t_{\text{zero}})$  即可得出正切关系：

$$\tan(\omega t_{\text{zero}}) = \frac{-M \sin\theta}{1 - M \cos\theta} \quad (8)$$

因此，基波电流在半个周期内过零的精确电气角度为：

$$\omega t_{\text{zero}} = \arctan\left(\frac{-M \sin\theta}{1 - M \cos\theta}\right) \quad (9)$$

为了确保在  $M \neq 1$  时开关电流幅值完全对称并消除高循环无功电流，理想的物理目标是将该过零点精确置于初级导通时刻  $t_0$  ( $\omega t_0 = 0$ ) 与次级导通时刻  $t_2$  ( $\omega t_2 = 0$ ) 之间的中点：

$$\omega t_{\text{zero}} = \frac{0 + \theta}{2} = \frac{\theta}{2} \quad (10)$$

将该目标代入正切关系：

$$\frac{\sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} = \frac{1 - M + 2M \sin^2\left(\frac{\theta}{2}\right)}{2M \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} \Rightarrow 0 = 1 - M \Rightarrow M = 1 \quad (11)$$

这一数学证明揭示了半桥 SPS 架构的一个关键硬件约束：**在数学上无法将当前过零点精确地强制为中点 ( $\theta/2$ ) (当  $M \neq 1$ )**。原因是半桥无法利用内相移角来匹配电压幅值，因此电流波形自然会偏斜。强制系统保持在绝对 ZVS 边界会在一侧产生巨大的无功电流应力。因此，必须建立一个动态跟踪函数。

为了解决这一冲突，我们引入了动态跟踪因子  $\lambda(M)$ ，它将相对于  $\theta$  的过零位置表示为实时电压增益  $M$  的函数：

$$\omega_s t_{\text{zero}} = \lambda(M) \cdot \theta \quad (12)$$

$$\text{其中 } \lambda(M) = \frac{1}{1+M}$$

- 当  $M = 1$  时， $\lambda(1) = 0.5$ ，从而强制过零在中点完美收敛 ( $\omega_s t_{\text{zero}} = 0.5\theta$ )。
- 当  $M > 1$  (升压模式) 时， $\lambda < 0.5$ ，过零平滑地向  $t_0$  移位，在确保初级 ZVS 的同时钳位过大的次级峰值电流。
- 当  $M < 1$  (降压模式) 时， $\lambda > 0.5$ ，过零平滑地向  $t_2$  移位，在确保次级 ZVS 的同时抑制初级峰值电流。

将  $\lambda(M)$  代入我们的过零公式可得出：

$$\tan\left(\frac{1}{1+M}\theta\right) = \frac{1 - M \cos\theta}{M \sin\theta} \quad (13)$$

由于该表达式是一个超越方程，因此无法对以下项进行分析求解： $\theta$ 。

要对超小计算延迟的微控制器 (例如 TI C2000 F28P55) 运行此公式，我们需要根据严格的数学边界 ( $\theta_{\text{strict}} = \arccos[\min(M, 1/M)]$ ) 执行多点最小二乘误差最小化拟合，工作范围是： $M \in [0.5, 2.0]$ 。

优化的轨迹跟踪相移角可通过一阶绝对误差包络多项式精确表征：

$$\theta_{\text{track}} = \arccos\left[\min\left(M, \frac{1}{M}\right)\right] \cdot (1 - 0.25 \cdot |M - 1|) \quad (14)$$

考虑开关的死区时间和  $C_{\text{oss}}$  裕度，得出：

$$\theta_{\text{track}} = \arccos\left[0.8 \cdot \min\left(M, \frac{1}{M}\right)\right] \cdot (1 - 0.25 \cdot |M - 1|) \quad (15)$$

### 3.1.3 总控制算法

根据上一节分析得知，为了确保所有开关都实现 ZVS，应让  $\theta = \arccos\left[0.8 \cdot \min\left(M, \frac{1}{M}\right)\right] \cdot (1 - 0.25 \cdot |M - 1|)$ ；然而，对于这种拓扑，这不仅是提供软开关来优化效率所必需的，而且还控制充电和放电电流，即控制功率。这反映了传统的单相移、单自由度控制的局限性，因此在相移角固定的情况下无法控制电流。

当相移角被视为 ZVS 约束时，该设计具有可控的第二个自由度，即开关频率。也就是说，可以将开关频率引入电流闭环，以控制充电和放电电流。图 3-3 展示了总体控制方框图。

两个自由度是单独计算的，第一个是相移角  $\theta$ ，它的计算方式是通过检测输入电压和输出电压来计算电压增益  $M$ 。相移角通过上面推导的公式计算，用于实现 ZVS。

然后是开关频率  $f_s$ ，使用  $f_s$  来控制传输的功率，该功率由电流环路生成。对充电/放电电流进行检测，然后产生与电流基准值的差异以生成误差信号，接着通过 PI 链路，使用 PI 输出计算开关频率  $f_s$ ，该频率用于控制功率。

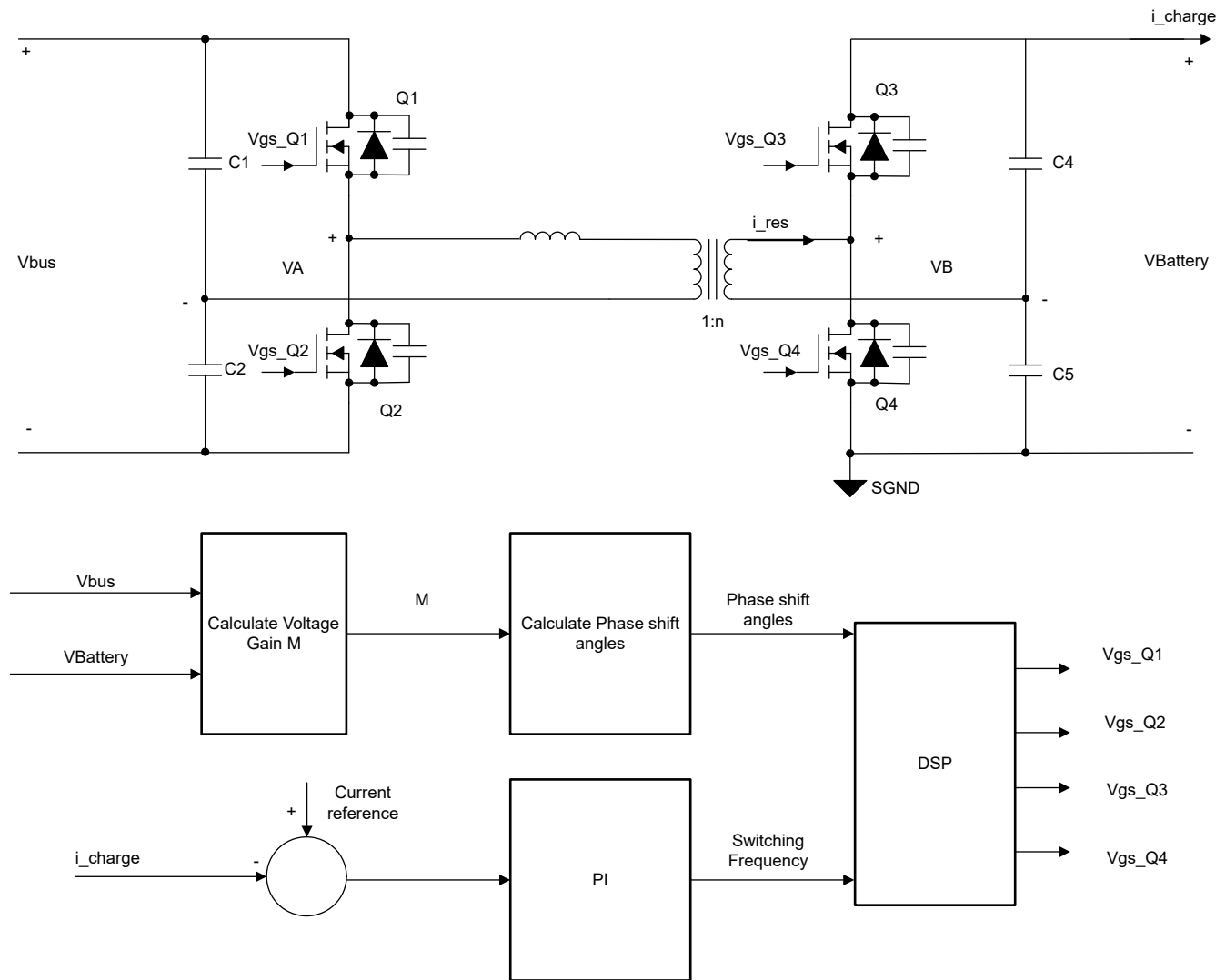


图 3-3. 总控制方框图

### 3.1.4 谐振回路 RMS 电流分析

如节 3.1.3 所述，谐振器的设计不影响谐振器电流的 RMS 值。本部分详细分析谐振器电流。

谐振电流  $i_{res\_pu}(t)$  的归一化表达式在方程式 4 中获得，因此可以根据方程式 16 计算谐振电流  $i_{res\_rms\_pu}(t)$  的有效值表达式。

$$i_{\text{res\_rms\_pu}}(t) = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [i_{\text{res\_pu}}(t)]^2 d\omega t} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi X_{\text{res}}} \sqrt{M^2 - 2M\cos\theta + 1} \quad (16)$$

该表达式表明谐振回路的电流 RMS 值与谐振阻抗  $X_{\text{res}}$ 、相移角  $\theta$  和电压增益  $M$  有关，而谐振阻抗  $X_{\text{res}}$  则与开关频率和谐振设计有关。此时，可以看出谐振回路的有效电流值与各种因素有关，这似乎与之前提供的分析不一致。

转换器的平均输出功率  $P_{\text{o\_pu}}$  和输出电流  $I_{\text{o\_pu}}$  可以使用初级侧或次级侧电桥电压（即  $v_{\text{A\_pu}}(t)$  或  $v_{\text{B\_pu}}(t)$ ）和回路电流  $i_{\text{res\_pu}}(t)$  来计算。

$$P_{\text{o\_pu}}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_{\text{A\_pu}}(t) i_{\text{res\_pu}}(t) d\omega t = \frac{8M}{\pi^2 X_{\text{res}}} \sin\theta \quad (17)$$

$$I_{\text{o\_pu}}(t) = \frac{8}{\pi^2 X_{\text{res}}} \sin\theta \quad (18)$$

谐振回路阻抗  $X_{\text{res}}$  可以从输出电流  $I_{\text{o\_pu}}$  表达式 [方程式 19](#) 中获得。

$$X_{\text{res}} = \frac{8}{\pi^2 I_{\text{o\_pu}}(t)} \sin\theta \quad (19)$$

将其代入谐振电流  $i_{\text{res\_rms\_pu}}(t)$  的有效值表达式中，可以得到 [方程式 20](#)。

$$i_{\text{res\_rms\_pu}}(t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi X_{\text{res}}} \sqrt{M^2 - 2M\cos\theta + 1} = \frac{\pi I_{\text{o\_pu}}(t)}{2\sqrt{2}\sin\theta} \sqrt{M^2 - 2M\cos\theta + 1} \quad (20)$$

最新表达式表明谐振回路的有效电流值  $i_{\text{res\_rms\_pu}}(t)$  此时仅与输出电流  $I_{\text{o\_pu}}$ 、电压增益  $M$  和相移角  $\theta$  相关。由于相移角  $\theta$  已确定，因而此时的 RMS 电流值仅与此时的输入和输出电压以及输出电流有关。我们可以理解，在特定输入和输出下，确定了功率级别，还确定了电流 RMS 值。

## 3.2 硬件设计原理

本部分讨论与硬件相关的选择、原理图 PCB 设计，以及输入和输出电容器的设计等。

### 3.2.1 谐振电容器

谐振电容器需要以高开关频率运行。传统的谐振电容器通常使用薄膜电容器，因为它具有良好的高频特性、耐受电压特性和出色的可靠性。

多层陶瓷电容器 (MLCC) 也可用作谐振电容器，使用 MLCC 的优势是尺寸小、损耗相对较小，但 MLCC 不是很可靠且易于损坏。此外，MLCC 比薄膜电容器更昂贵。

此设计使用 MLCC 来满足高效率和高功率密度要求。

### 3.2.2 功率级

[图 3-4](#) 示出了双向隔离式双桥串联谐振直流/直流转换器的功率级。初级侧包含一个 80V、4.1m $\Omega$ 、N 沟道 NexFET™ 功率 MOSFET CSD19502Q5B，可阻断 24V 的直流电压，次级侧包含一个 100V、14.5m $\Omega$ 、N 沟道 NexFET™ 功率 MOSFET CSD19537Q3，可阻断 60V 的直流电压。初级侧和次级侧的每一侧都有两个开关来形成一个半桥，另一组桥臂由谐振电容器组成。

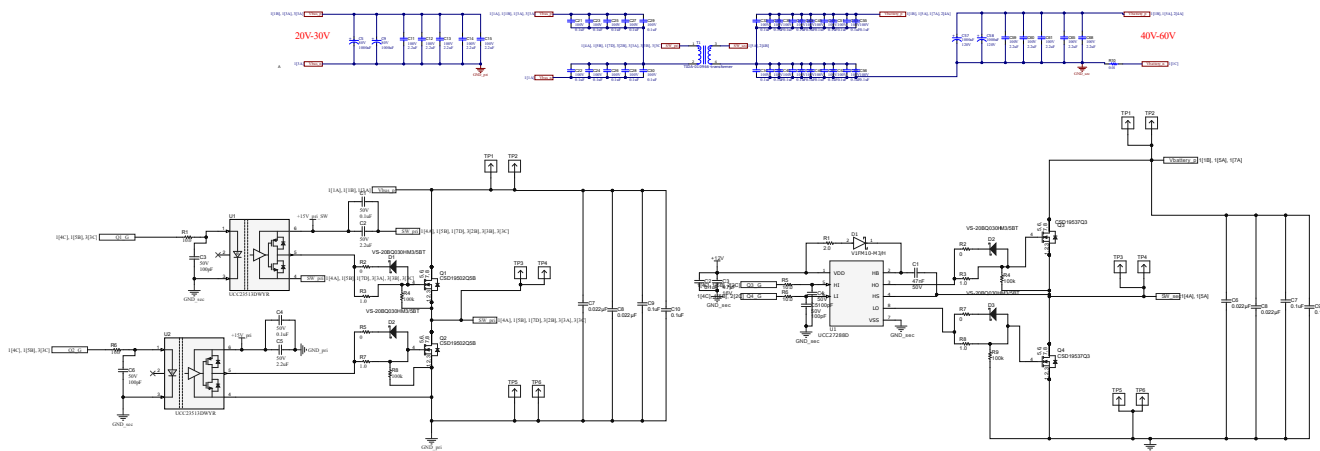


图 3-4. 双向隔离式双桥串联谐振直流/直流转换器的功率级

全桥与具有集成漏电感 (T1) 的高频变压器连接。

### 3.2.3 电压感测

此设计需要检测输入电压，以在反向模式下执行恒压环路。需要对初级直流电压进行检测。

图 3-5 显示了初级电压检测电路要检测的最大初级总线电压为 30V，并且 MCU 置于次级侧。因此，应选择 AMC0311R 来检测初级侧直流电压。

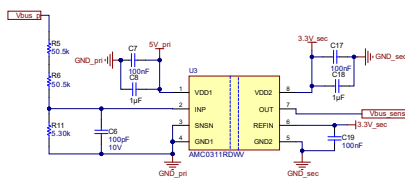


图 3-5. 初级电压检测电路

图 3-6 显示了次级电压检测电路。待检测的次级电池电压为 60V，并通过电阻分压器网络缩小至 2.07V，与 TLV9062 的 3.3V 输入兼容。

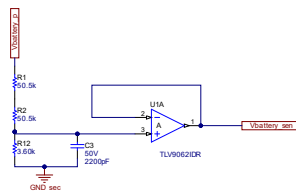


图 3-6. 次级电压检测电路

### 3.2.4 电流检测

无论设计是在正向模式还是反向模式下运行，该设计都需要检测输入电流来实现恒定电流环路。必须对初级侧电流进行检测。由于系统需要在两个方向上运行，因此输入电流有两个方向。

图 3-7 显示了初级电流检测电路。INA181 用于检测双向电流。选择一个放置在低侧的 1mΩ 采样电阻，电流小于 20A，这意味着共模电压限制为 -0.2V 至 26V。

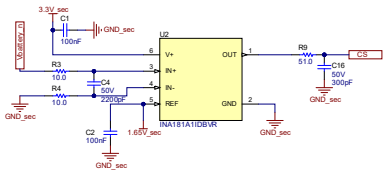


图 3-7. 初级电流检测电路

## 4 硬件、软件、测试要求和测试结果

### 4.1 硬件要求

本参考设计需要以下硬件：

- 一块 TIDA-010966 电源板
- 一张 TMDSCNCD2800137 控制卡
- USB Type-C® 电缆
- 笔记本电脑

对 DUT 供电和进行评估需要以下测试设备：

- 能够在所需电流下提供 0V – 100V 之间的电压的直流电源
- 电子负载，可支持 CV 和 CC 模式
- 功率分析仪
- 辅助电源
- 示波器
- 隔离式电压探针和电流探针

### 4.2 软件要求

#### 4.2.1 仿真

为了支持对本参考设计进行评估，[TIDA-010966](#) 工具文件夹中提供了 PLECS 仿真平台。此仿真可用于评估 2D 控制方法。此仿真可用于 PLECS 独立式。

### 4.3 测试设置

如需测试本参考设计的效率，请使用图 4-1 所示的设置。

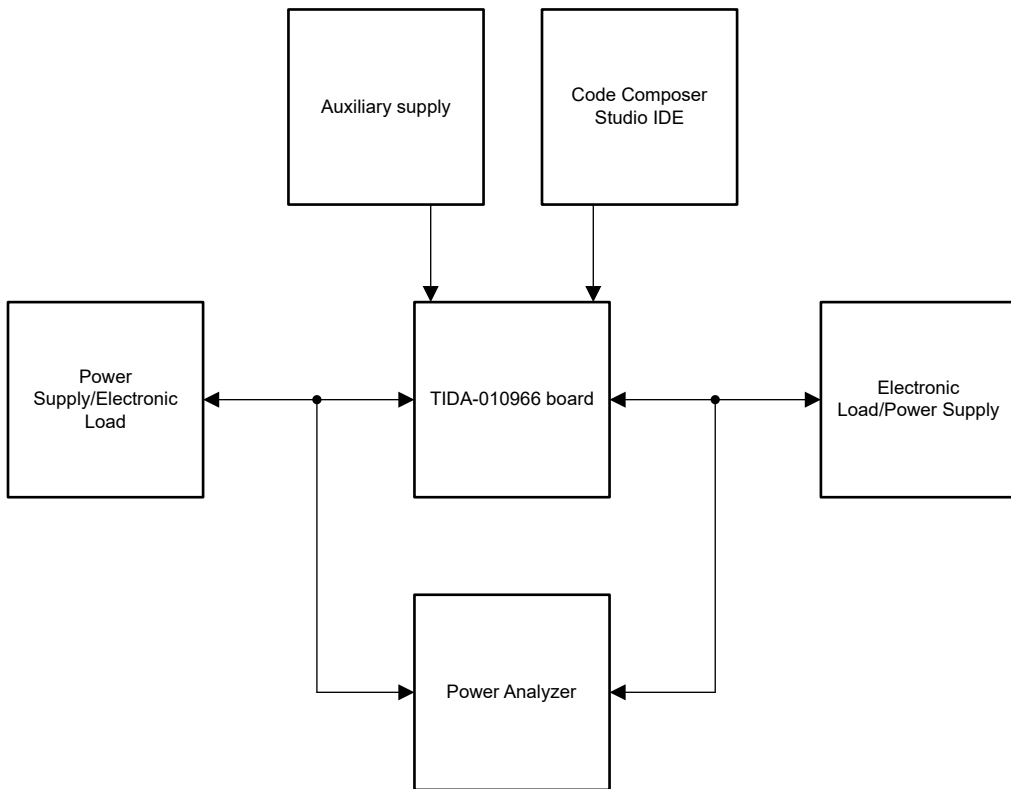


图 4-1. 测试设置

- 作为双向转换器，输入和输出都需要连接到源极和负载，其中电压源和负载需要支持 300W ( 24V/40V 至 60V )。
- 辅助电源，用于为 12V、1A 提供一个通道，为 15V、1A 提供两个通道
- 一张 TMDSCNCD2800137 控制卡
- 功率分析仪
- 带有隔离式探针的示波器，用于测量电压和电流

图 4-2 显示了电路板图像。

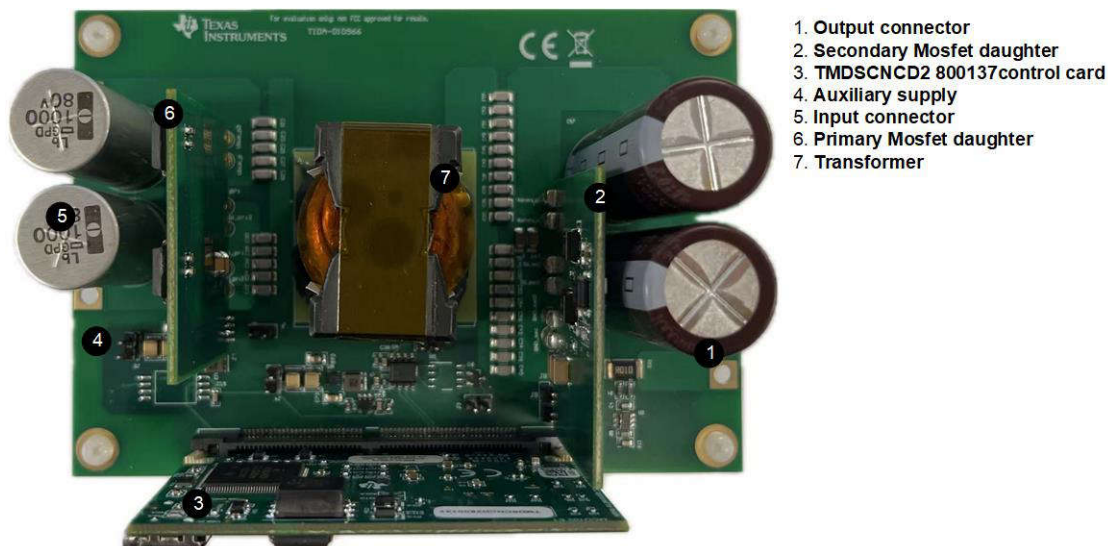


图 4-2. TIDA-010966 电路板

#### 4.4 测试结果

图 4-3 显示了 SR-DAB 的典型波形，绿色表示初级电桥电压  $V_A$ ，蓝色表示谐振电流  $i_{res}$ 。

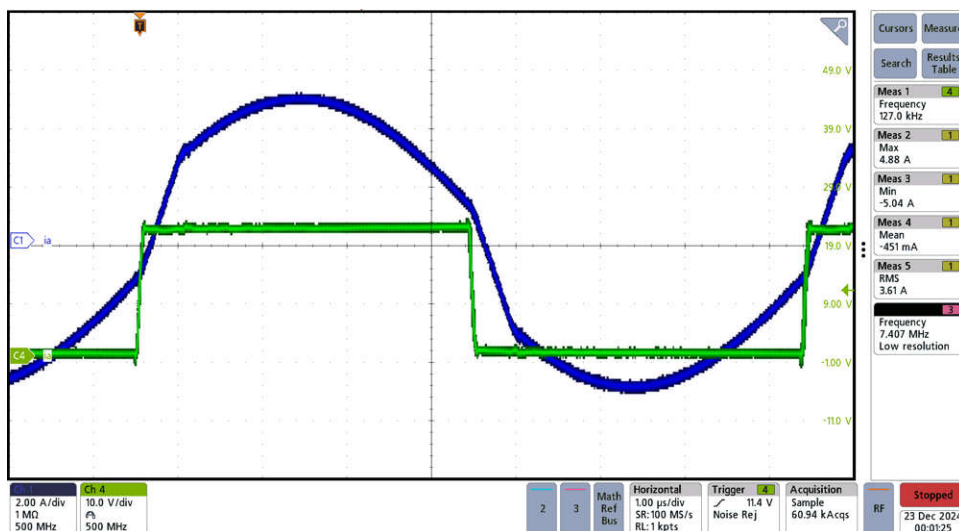


图 4-3. SR-DAB 的典型波形

图 4-4 和图 4-5 展示了正向和反向工作模式下不同输入和输出的效率曲线。

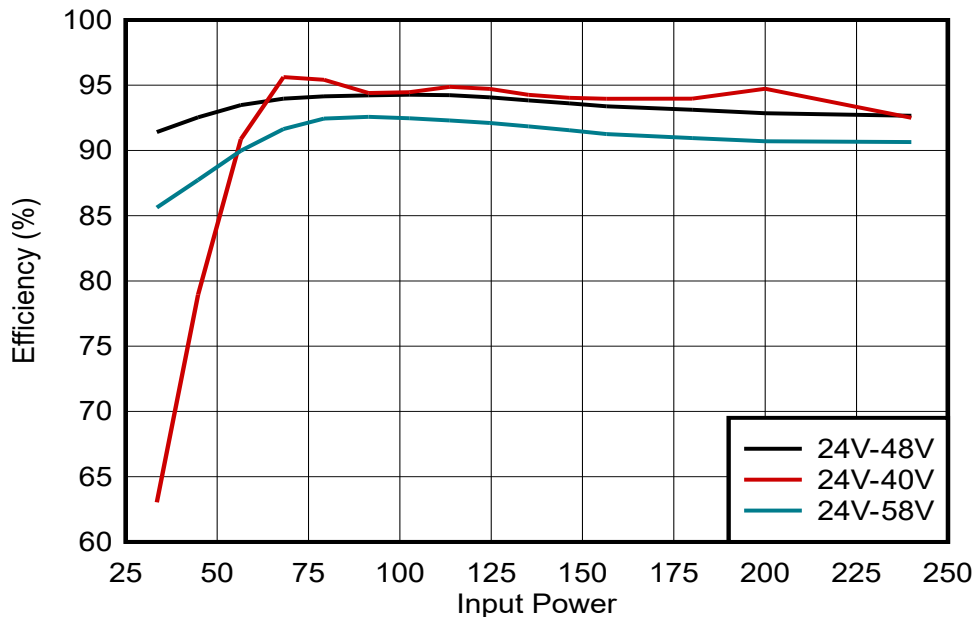


图 4-4. 正向模式下的效率曲线

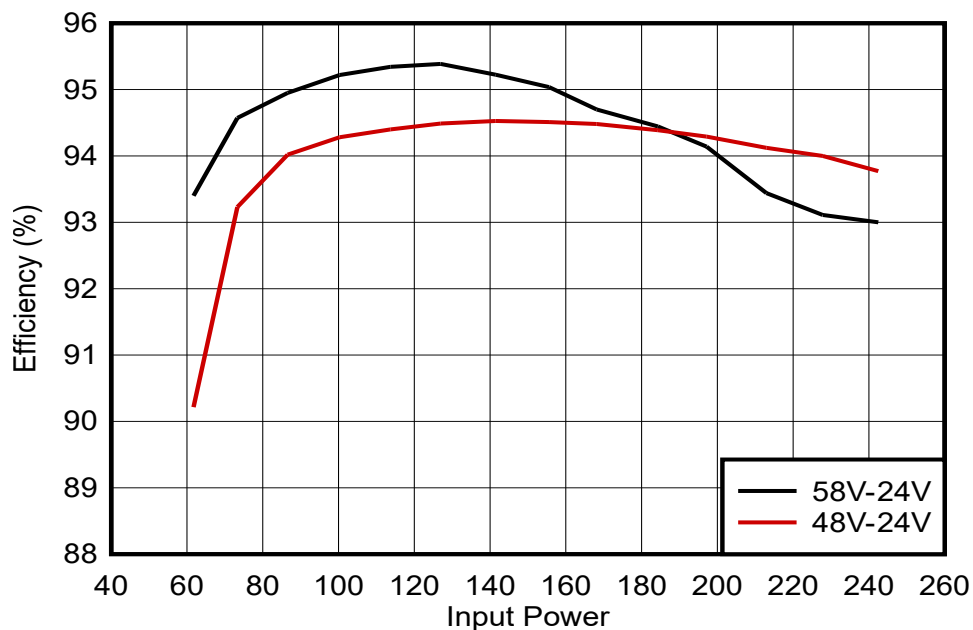


图 4-5. 反向模式下的效率曲线

## 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-010966](#) 中的设计文件。

#### 5.1.2 BOM

要下载物料清单 (BOM)，请参阅 [TIDA-010966](#) 中的设计文件。

#### 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-010966](#) 中的设计文件。

### 5.2 工具

**C2000WARE 软件开发套** 件 (SDK) 适用于 C2000 MCU 的 C2000Ware。C2000Ware 是一套全面的软件和文档集，旨在最大限度地缩短开发时间。它包括特定于器件的驱动程序、库和外设示例。

### 5.3 文档支持

1. 德州仪器 (TI)，[UCC27288 具有 8V UVLO 和外部自举二极管的 3A 120V 半桥驱动器数据表](#)
2. 德州仪器 (TI)，[UCC23513 4A 拉电流、5A 灌电流、5.7kV<sub>RMS</sub> 光兼容单通道隔离式栅极驱动器数据表](#)
3. 德州仪器 (TI)，[TMS320F280013x 实时微控制器数据表](#)
4. 德州仪器 (TI)，[TLV906xS 适用于成本敏感型系统的 10MHz、RRIO、CMOS 运算放大器数据表](#)
5. 德州仪器 (TI)，[INAx181 双向、低侧和高侧电压输出、电流检测放大器数据表](#)
6. 德州仪器 (TI)，[TPSM86125x 采用 QFN 封装的 3V 至 17V 输入、1A 同步降压模块数据表](#)
7. IEEE.org，[双有源电桥串联谐振转换器的四自由度调制策略，旨在更大限度地降低总损耗](#)

### 5.4 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](#)。

### 5.5 商标

E2E™, D-CAP3™, and TI E2E™ are trademarks of Texas Instruments.

USB Type-C® is a registered trademark of USB Implementers Forum.

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 6 作者简介

**WILL TAI** 目前担任系统工程师，专注于电网基础设施中的储能系统，负责功率转换系统、电芯均衡和电池包均衡设计。在加入 TI 之前，他获得了南京航空航天大学电气工程硕士学位。

## 7 修订历史记录

注：以前版本的页码可能与当前版本的页码不同

| Changes from Revision * (July 2025) to Revision A (June 2026) | Page |
|---------------------------------------------------------------|------|
| • 更改了控制算法.....                                                | 18   |

## 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