

## Application Note

# 在有源电池包均衡应用中为半桥 SRDAB 实现全范围 ZVS 的方法

---



Will Tai, Bo Song, Yang Wu

### 摘要

由于双半桥串联谐振 (DBSRC) 直流/直流转换器采用具有成本效益的半桥配置、固有的双向功率流动能力以及宽输入到输出电压运行范围，因此成为储能系统 (ESS) 中串联电池包的有源电池包均衡 (APB) 应用理想拓扑。对该拓扑中的有源功率器件实施软开关控制可带来明显的运行优势：降低开关损耗以确保提高转换效率，抑制电压导数 (dv/dt) 以减轻电磁干扰 (EMI)，以及通过消除功率晶体管两端有害的高压振铃来提升转换器可靠性。因此，本应用手册阐述了变频调制 (VFM) 和相移调制 (PSM) 方法，这些方法可在整个工作输入电压和负载特征曲线范围内提供不受影响的零电压开关 (ZVS) 导通功能，从而在不产生任何额外硬件成本的情况下实现该功能。

---

### 商标

所有商标均为其各自所有者的财产。

## 1 简介

图 1-1 展示了 DBSRC 拓扑的原理图，其中所有的有源功率器件均通过单相移控制进行调制。在这种调制方案下，同一桥臂内的互补开关（例如 Q1 和 Q2）以 50% 的占空比运行，而初级和次级桥臂内的器件（Q1 和 Q3）之间引入了受控的相移时间。在此基线操作分析中，死区时间的影响忽略不计。

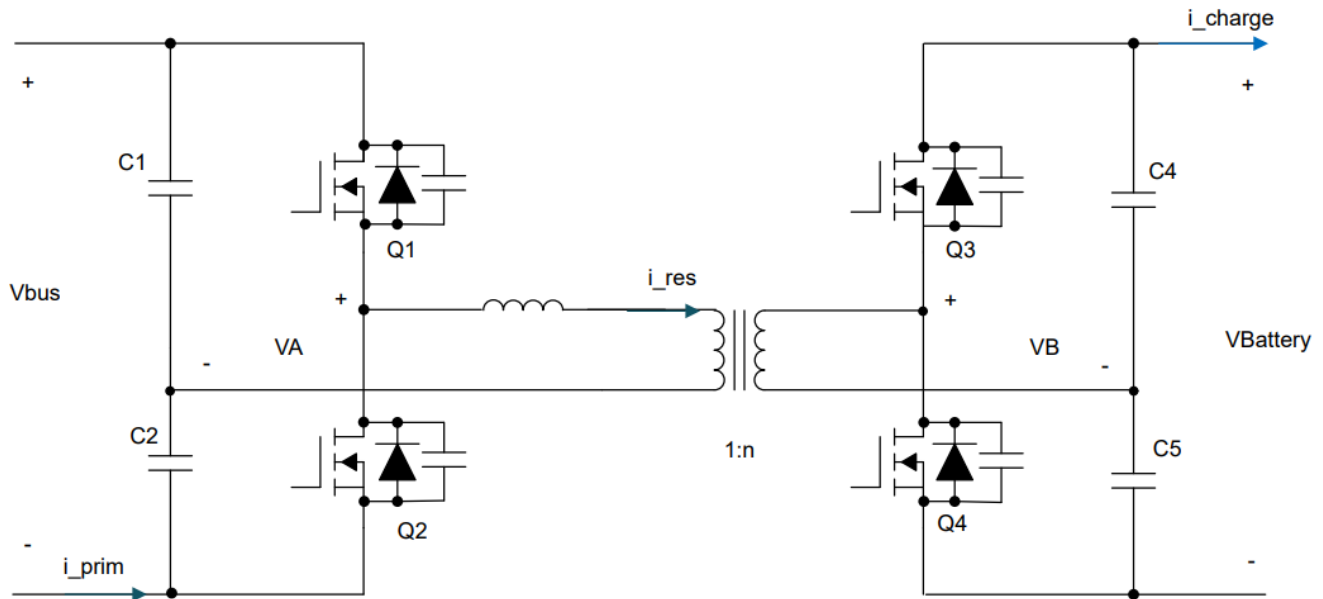


图 1-1. DBSRC 拓扑

为了有效实现有源器件的零电压开关 (ZVS)，在导通之前必须有足够的负通道电流流过该开关，从而释放存储在其寄生结电容中的能量，直到漏源电压降至零。图 1-2 显示了 DBSRC 的运行波形，包括初级侧和次级侧桥臂电压 VA 和 VB，以及谐振电感器电流 i\_res。以 Q3 的 ZVS 过程为例：在 Q3 导通之前，开关 Q1 和 Q4 已导通。由于在谐振电感器两端施加了正压降，因此 i\_res 从负值转换为正值。在此阶段，如果配套次级侧开关关断，则次级侧电流会通过 Q3 的反并联二极管或体二极管分流，从而强制结电容完全放电。一旦该电容的电压降至 0V，Q3 便会在零电压条件下导通，从而确保软开关转换。其余有源功率器件的 ZVS 机制遵循完全相同的工作顺序。

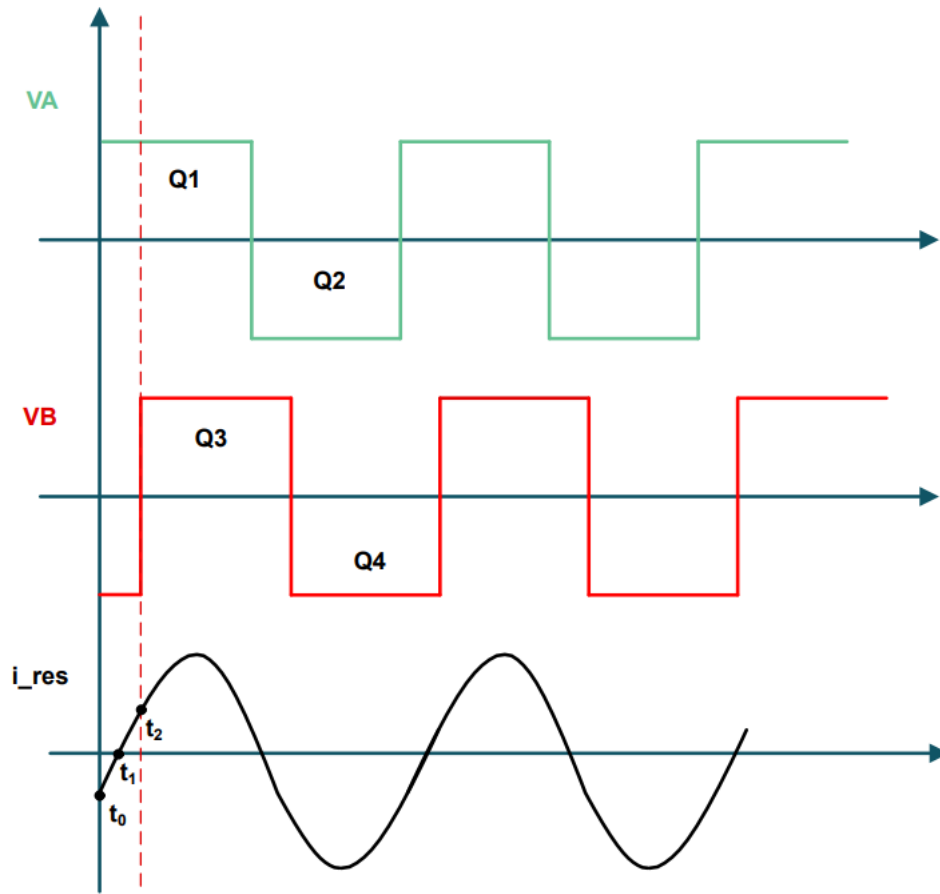


图 1-2. 运行波形和时域分析

将 Q3 的导通时刻定义为  $t_0$ ，电流过零时刻定义为  $t_1$ ，并将 Q3 的再次导通时刻定义为  $t_2$ ，则从  $t_0$  到  $t_2$  的间隔表示相移持续时间，记为  $\theta$ 。保证在有源功率器件导通之前有足够的负边界电流流过相应的器件，从而确保寄生结电容完全放电，以实现不受影响的 ZVS 控制。

## 2 ZVS 相移时序的数学推导

可使用基本谐波分析 (FHA) 方法进行理论评估，该方法选择性地隔离和分析归一化桥臂电压  $V_A$  和  $V_B$  的基波分量。归一化后， $V_A$  和  $V_B$  基波分量的数学表达式如下：

$$v_{A\_pu}(t) = \frac{4}{\pi} \sin(\omega t) \quad (1)$$

$$v_{B\_pu}(t) = \frac{4M}{\pi} \sin[\omega t - \theta] \quad (2)$$

其中  $M$  表示电压增益比， $\omega$  为开关角频率

$$M = \frac{V_{Battery}}{nV_{bus}} \quad (3)$$

因此，可以推导出谐振电感器电流  $i_{res}$  的基波分量，表达式如下：

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

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  $\dot{I}_{res} = (\dot{V}_A - \dot{V}_B) / jX_{res}$  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  $i_{res}(t) = 0$  的精确时刻，我们会将时域电流方程的方括号内设置为零：

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

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

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

因此，基波电流在半个周期内过零的精确电气角度为：

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

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  $t_2$  ( $\omega t_2 = \theta$ ) 之间的中点：

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

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  $M \neq 1$  时)**。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：

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

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 Coss 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 PLECS 中的仿真

PLECS 仿真软件中构建了 300W DBSRC 功率级模型来执行评估。该仿真平台的指定电气规格包括：24V 标称系统输入电压  $V_{in}$ ，40V 至 60V 稳压输出电压范围  $V_{out}$ ，以及 5A 额定满载输出电流  $I_{out}$ 。

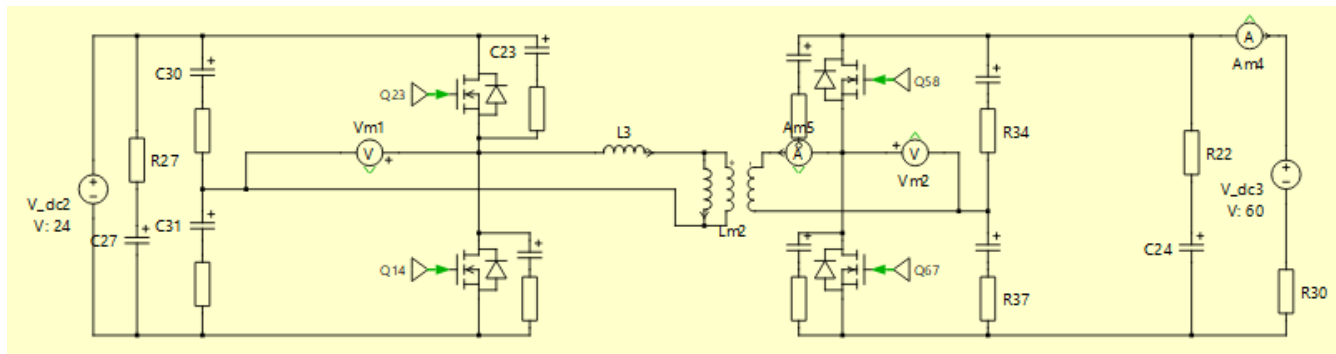


图 3-1. DBSRC 拓扑的 PLECS 原理图和控制模型

图 3-2 展示了 PWM 控制模块的架构。在结构实现上，该模块为 DBSRC 两侧的全桥网络生成相移 PWM 门控信号。根据实时功率流动方向和计算出的相移时长，该模块动态选择适当的相位偏移边沿时刻，最终提供四个独立的栅极驱动输出信号。

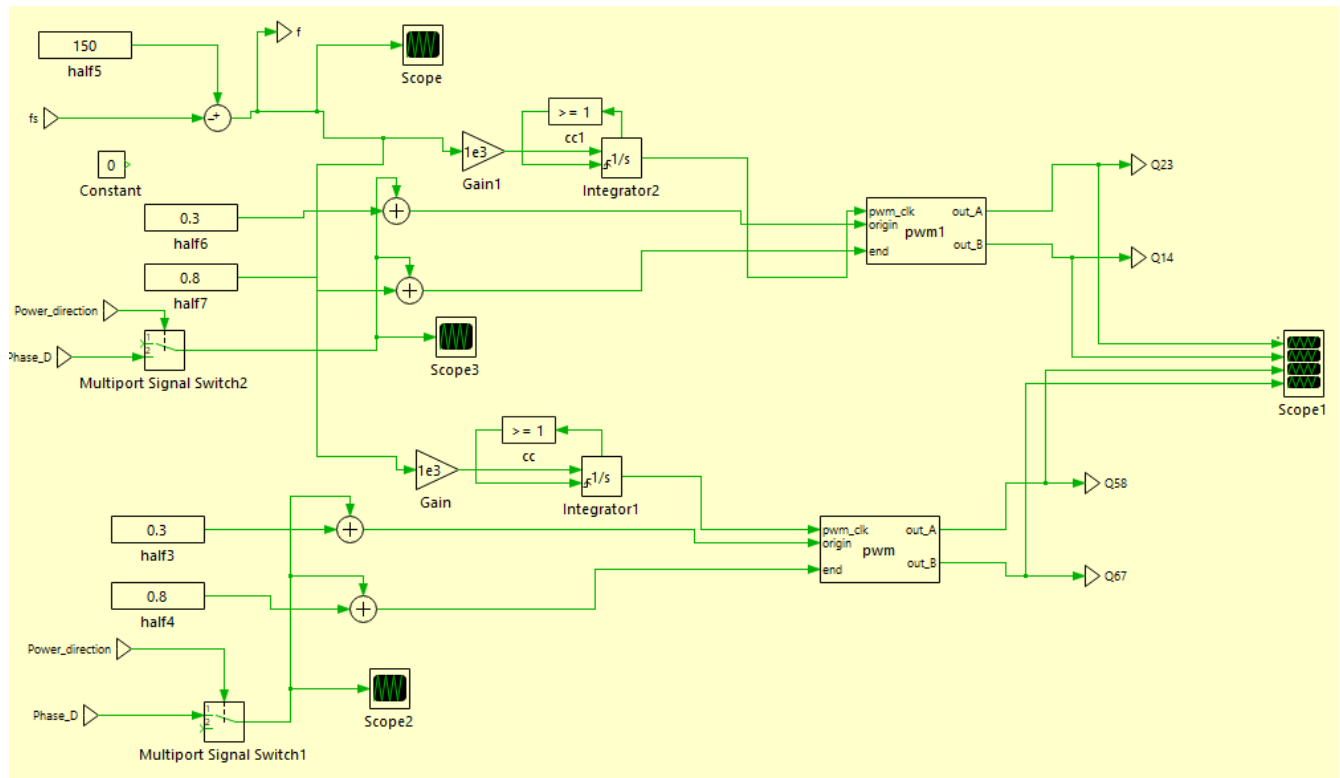


图 3-2. PWM 控制模块的实现

在正向运行情况下，如果电气测试条件为  $V_{in} = 24V$ 、 $V_{out} = 60V$  且  $I_{out} = 5A$ ，则捕获四个有源功率开关的显式零电压开关 (ZVS) 转换和控制过程，如图 3-3 所示。

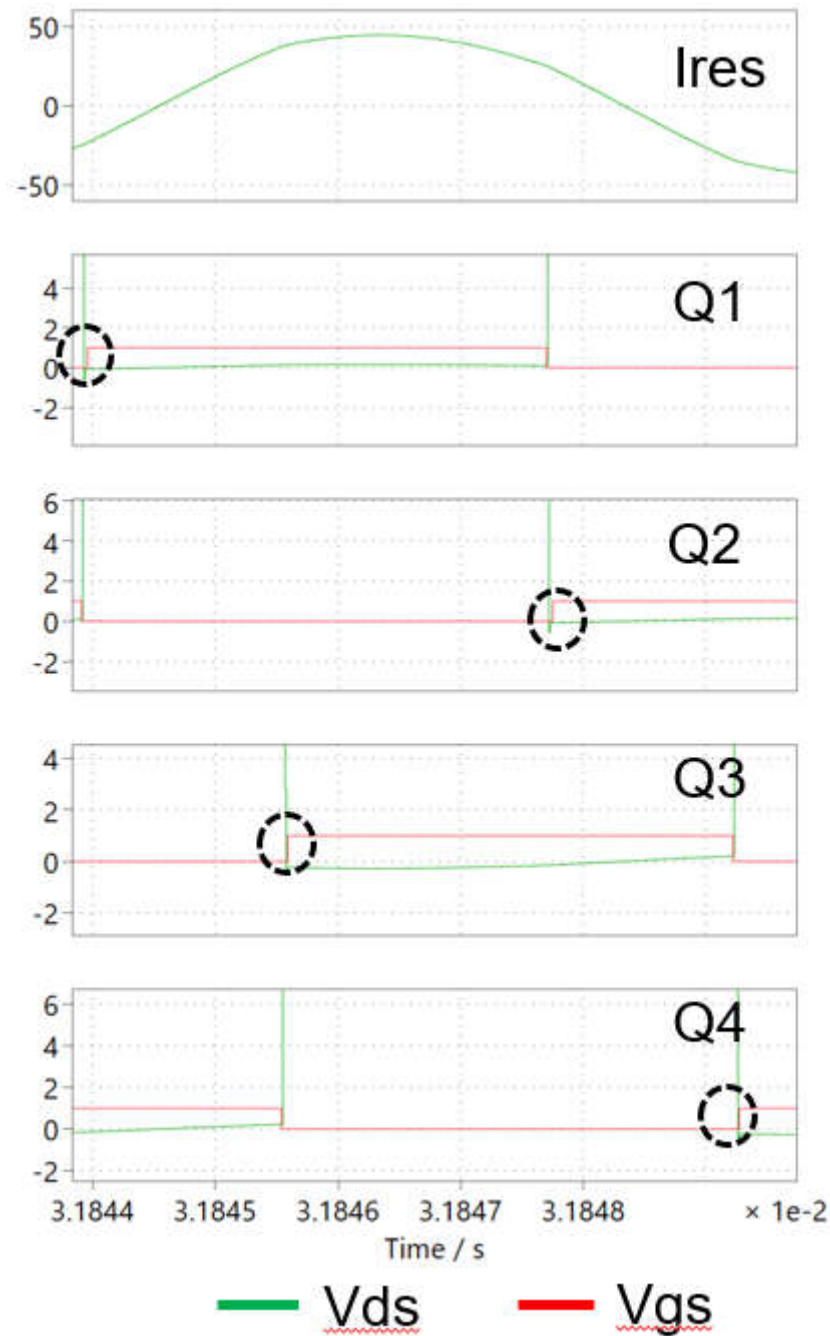


图 3-3. 正向运行情况下所有电源开关的 ZVS 控制和开关转换

在反向运行情况下，如果电气测试条件为  $V_{in} = 60V$ 、 $V_{out} = 24V$  且  $I_{out} = 5A$ ，则捕获四个有源功率开关的显式零电压开关 (ZVS) 转换和控制过程，如图 3-4 所示。

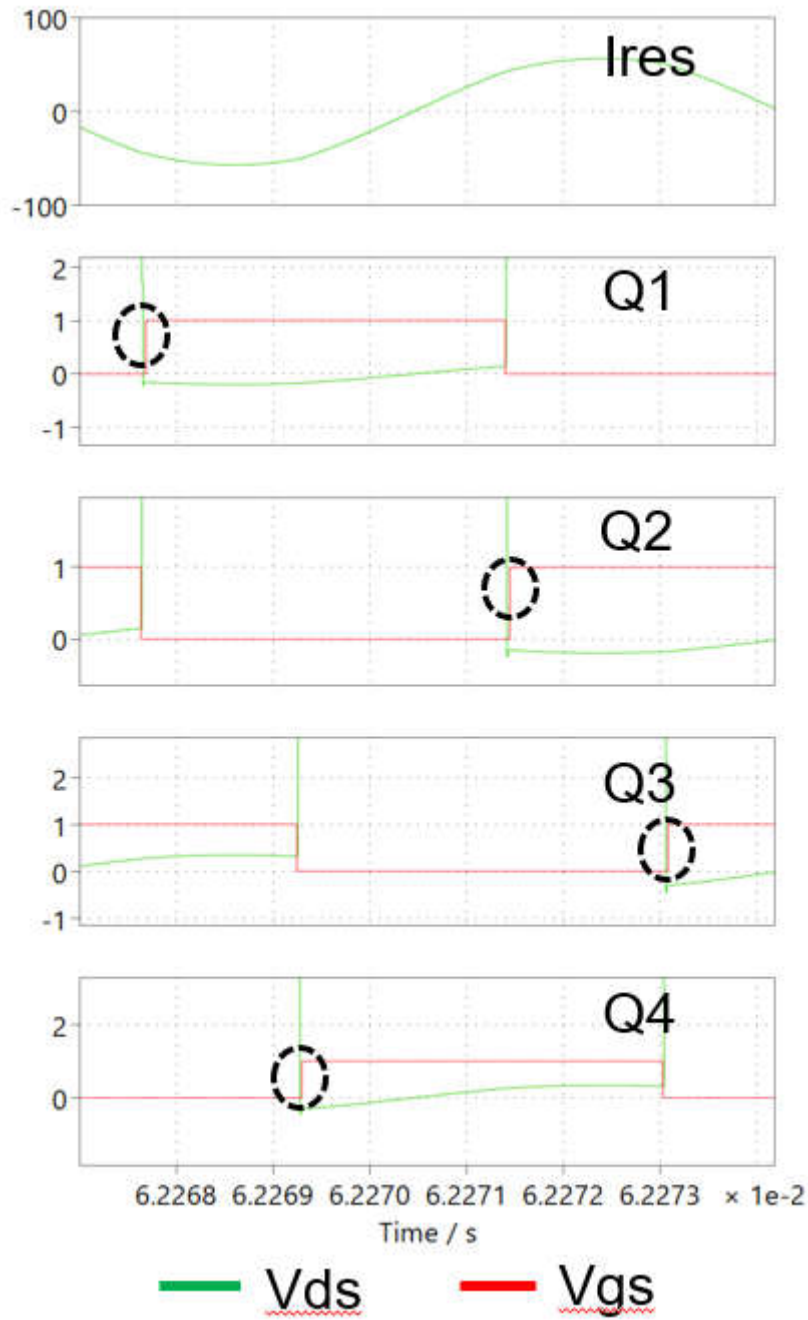


图 3-4. 反向运行情况下所有电源开关的 ZVS 控制和开关转换

## 4 总结

本应用手册面向储能系统 (ESS) 中串联电池包的有源电池包均衡 (APB) 应用，提出了一种为双桥串联谐振 (DBSRC) 直流/直流转换器量身定制的强大软开关控制方法。为了提高转换效率和系统可靠性，本文全面制定并分析了以变频调制 (VFM) 和相移调制 (PSM) 为中心的控制策略。所提出的方案在不产生任何额外硬件成本的情况下，成功实现了在整个工作输入电压和满载特征曲线范围内不受影响的零电压开关 (ZVS) 导通控制。因此，该设计显著降低了开关损耗，抑制了  $dv/dt$  引起的电磁干扰 (EMI)，并更大限度地降低了功率晶体管两端高压振铃带来的不利风险。

## 5 参考资料

1. 德州仪器 (TI)，[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](#)，设计指南。

## 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