DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.166 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

光储充一体化系统的功率解耦电路评估及软开关控制方法

魏新迟[1]，李 睿[2]，张 宇[1]，韦超凡[2]
(1.国网上海市电力公司，上海 200122；2.上海交通大学电气工程学院，上海 200240)

摘要：为充分消纳分布式光伏 PV(photovoltaic)同时减小电动汽车充电对配电网的影响，光储充一体化系统迅速发展。光储充系统直流母线的二次谐波电流会造成光伏输出功率振荡、开关管电流应力增大等问题。为在抑制二次谐波电流的同时保证系统的效率和功率密度，首先从多个维度对不同功率解耦电路的性能进行评估。然后基于选定的电路拓扑，提出了一种软开关调制方法及相应的闭环控制策略，能够有效提高谐波电流抑制能力，实现全范围零电压开通 ZVS(zero-voltage switching)。最后，通过仿真和实验验证了功率解耦电路及所提控制策略的有效性。

关键词：光储充一体化系统；功率解耦；谐波抑制；零电压开通

Evaluation of Power Decoupling Circuit and Soft-switching Control Method for Photovoltaic-storage-charging Integrated System

WEI Xinchi[1], LI Rui[2], ZHANG Yu[1], WEI Chaofan[2]
(1. State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 200122, China; 2. School of Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: To fully consume the distributed photovoltaic (PV) while reducing the impact of electric vehicle charging on the distribution network, PV-storage-charging integrated systems are rapidly developing. However, the secondary harmonic current of the DC bus in a PV-storage-charging integrated system will cause problems such as oscillations of PV output power and an increase in the current stress on the switching tube. To ensure the efficiency and power density of the system while suppressing the secondary harmonic current, the performance of different power decoupling circuits is evaluated from several dimensions at first. Then, based on the selected circuit topology, a soft-switching modulation method and the corresponding closed-loop control strategy are proposed, which can effectively improve the harmonic current suppression capability while realizing the full-range zero-voltage switching (ZVS). Finally, the effectiveness of the power decoupling circuit and the proposed control strategy was verified by simulation and experimental results.

Keywords: Photovoltaic (PV)-storage-charging integrated system; power decoupling; harmonic suppression; zero-voltage switching

收稿日期：2024-11-19；**修回日期**：2025-01-11；**录用日期**：2025-02-05；**网络首发日期**：2025-02-19
基金项目：国网上海市电力公司科技资助项目(52094023003G)；上海市启明星扬帆专项资助项目(23YF1408000)
This work is supported by State Grid Shanghai Municipal Electric Power Company under the grant 52094023003G; Shanghai Science and Technology Commission under the grant 23YF1408000

随着分布式光伏 PV(photovoltaic)和电动汽车的快速发展，配电网的源荷不匹配性加剧，光伏消纳和电动车充电成为影响配电网安全稳定运行的重要因素[1]。为充分利用光照资源、减轻电动汽车充电对配电网的影响，光储充一体化系统应运而生[2]。直流母线型光储充系统中逆变设备较少、集成度高，具有更高的效率、更快的响应速度、更好

的扩展性，使其成为光储充一体化系统架构设计的较优选择[3]。

直流母线型光储充系统中，光伏、储能、充电桩均通过 DC-DC 变换器与直流母线并联，为保证系统安全高效运行，直流母线电压需稳定在一定范围内。当光伏和充电桩的功率较小时，光储充系统多采用单相逆变器并网，其直流母线侧存在二倍频脉动功率。对于通过三相逆变器并网的大功率光储充系统，当电网电压不平衡时，为保证三相并网电流质量，通常采用平衡正序控制，其直流侧同样存在二倍频脉动功率[4]，进而产生二次谐波电流。二次谐波电流会对光储充一体化系统带来一系列危害[5]，如光伏输出功率振荡，开关管电流应力增大，电路的导通损耗和开关损耗增加，变换效率降低等。因此，抑制光储充系统中直流侧的二次谐波电流具有重要的实际意义。

为抑制直流母线的二次谐波电流，当前采取的方法主要包括：直接增大直流母线电解电容[6]，加入 LC 谐振支路[7]，基于前后级 DC-DC 变换器控制[8]，以及有源功率解耦 APD(active power decoupling)技术[9-10]。二次谐波电流的无源抑制方法不用额外增加大量元件，但通常需要较大的电解电容来稳定母线电压，不利于功率密度提升和电路长期运行。APD 电路能大幅减小直流母线电容，使得将电解电容替换为寿命较长的薄膜电容或陶瓷电容成为可能。文献[11]采用 Buck 电路控制直流母线上两串联电容的电压差，以吸收交流侧的二倍频脉动功率，但 Buck 电路输出电压仅能为正；为拓宽 APD 电路的输出电压范围，文献[12]采用全桥电路替代传统 Buck 电路，以构造所需的电容电压差，降低了解耦电容，但基于电容电压差的方法降低电容的效果有限，不如传统的母线并联 Buck 型 APD 电路；文献[13]针对并联 Buck 型 APD 电路提出了一种混合型单周期控制方法，减小了系统的轻载损耗。上述文献中均未实现 APD 的软开关，功率密度和效率无法进一步提升。然而，APD 电路作为光储充系统中额外增加的部分，对其功率密度和效率均有较高要求。使用宽禁带元件可以提高开关频率，从而减小无源元件的体积[14]，提升系统的功率密度，但高开关频率也带来了较大的开关损耗，使得效率降低。为减小或消除高频下的开关损耗，零电压开通 ZVS(zero-voltage switching)技术被广泛采用[15]。文献[16]提出了一种具有宽软开关范围的新型降压变换器，增加辅助网络实现了主动管的 ZVS，但也使电路结构和控制更为复杂；文献[17]在不增加额外元件的情况下将四开关 Buck-Boost 电路的电感电流控制为四边形，实现了所有开关管的 ZVS；针对单相全桥逆变器，文献[18]提出了边界电流模式 BCM(boundary current mode)或称三角形电流模式 TCM(triangular current mode)的调制策略，通过实时改变开关频率，使得电感电流在开关周期内反向来满足 ZVS 条件。然而，与输出电压恒定的 DC-DC 电路及逆变器不同，APD 电路不存在输出侧负载，解耦电容上电压不断脉动变化，脉动的电容电压会增加系统稳定控制的难度，控制策略需同时考虑软开关实现、二次谐波电流抑制及解耦电容电压稳定，当前针对 APD 电路的软开关研究较少。

针对直流母线型光储充系统中的二次谐波电流问题，首先从寿命、效率、功率密度等多个维度对不同的功率解耦电路性能进行了评估；然后基于选定的 APD 电路拓扑分析了其工作原理和软开关的实现方法；接着提出了一种交直流功率解耦的级联闭环控制策略，能够在保持解耦电容电压稳定的同时有效抑制电源侧的二次谐波电流，功率解耦电路能实现全范围 ZVS；最后通过仿真和实验对所采用的功率解耦电路及控制策略进行了验证。

1　功率解耦电路性能评估

功率解耦电路是光储充系统中为解决直流侧二次脉动电流问题额外增加的电路部分，因此，功率解耦电路需要在功率密度和效率上尽量追求极致，以保证整体系统效能。为便于实验验证，本文以单相系统为例进行分析。首先，功率解耦电路对直流侧二次谐波电流的良好抑制能力是最基础的要求。以增大直流母线电容为例，其本质是提高电

容对脉动功率的吸收能力。电容上的二次脉动功率 S_b 与相关参数的关系可表示为

$$S_b = 2\pi f_{ac} C U_C \Delta U_C \tag{1}$$

式中：f_{ac} 为基波频率；C 为电容；U_C 为电容两端电压平均值；ΔU_C 为电容电压纹波量。

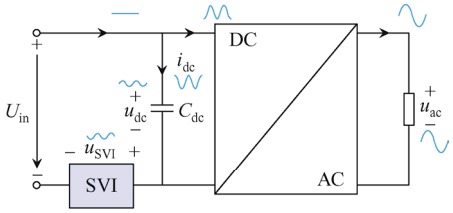
增大直流母线电容就是通过增大 C 来提高 S_b。由于多数场合对直流母线电压纹波量存在严格限值，故需配置大容量母线电容才能满足谐波抑制要求。而电解电容的使用寿命较短，通常不超过 5 000 h，制约整体电路的可靠性和使用寿命。

在直流母线上加入 LC 串联谐振支路，利用 LC 谐振特性吸收二倍脉动量也是常用的无源方法。当 LC 谐振频率 $f_r=2f_{ac}$ 时，抑制二次谐波的理论效果最好。但由于谐振频率仅为 100 Hz，因此引入 LC 无源元件所需的电感电容较大，不仅会增大变换器体积，还带来了较大的功率损耗。

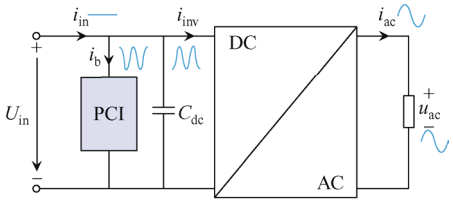
经典的 APD 电路实质上是利用电容吸收脉动功率，通过额外的拓扑转换，减少对电容电压纹波量的限制，从而大幅减小所需电容。因此，APD 电路中的解耦电容及采用 APD 电路后的直流母线电容是需要重点关注的对象，其很大程度上决定了电路的功率密度。采用 APD 电路的劣势是额外的元器件增加了拓扑与控制的复杂性，并带来额外的体积、成本与损耗。根据功率补偿的形式不同，直流侧功率解耦电路主要可以分为 2 类：补偿电压的串行电压注入 SVI(series voltage injection)电路和补偿电流的并行电流注入 PCI(parallel current injection)电路[19]，如图 1 所示。图中，横线表示直流量，波浪线表示交流量；U_{in} 和 u_{ac} 分别为直流输入电压和交流输出电压；C_{dc} 为直流母线电容；u_{dc} 为母线电压；i_{dc} 为由母线电压吸收的脉动电流；u_{SVI} 为 SVI 电路输出的补偿电压，$u_{SVI}+u_{dc}=U_{in}$；i_{in} 为直流侧输入电流；i_b 为 PCI 电路吸收的脉动电流；i_{inv} 为逆变器输入电流，$i_{in}-i_b=i_{inv}$；i_{ac} 为交流输出电流。

1.1 SVI 与 PCI 对比

根据式(1)，在实现同等功率脉动抑制的基础上，减小电容的关键在于提高电容上的电压脉动。由此又可以分为 2 类思路：一是沿用直流母线电容 C_{dc} 吸收脉动功率，为了在直流母线电容电压脉动的同时保证输入侧直流电压稳定，需要在输入端口串联电路模块，补偿电压脉动，这类 APD 电路称为 SVI 电路，其拓扑结构如图 1(a)所示；另一种思路是不再利用直流母线电容 C_{dc} 吸收脉动功率，而是在输入侧并联电路模块，在直流母线电压不变的情况下补偿所有的电流二次脉动，这类 APD 电路称为 PCI 电路，其拓扑结构如图 1(b)所示。



(a) 串行电压注入结构



(b) 并行电压注入结构

图 1 直流侧 APD 电路

Fig. 1 DC-side APD circuit

SVI 电路通常为全桥结构，桥臂并联电容称为解耦电容 $C_{b,SVI}$，交流侧滤波电容 C_f 作为电压补偿端口串联在母线上。PCI 电路是不带输出负载的 Buck、Boost 或 Buck-Boost 结构，输出电容称为解耦电容 $C_{b,PCI}$。为了产生二次电压或电流补偿，SVI 与 PCI 电路的功率均为脉动的，由于电路中不含负载，脉动功率最终由直流侧的解耦电容吸收。SVI 与 PCI 电路在电容选择上有较为明显的差异。首先，SVI 电路比 PCI 电路多了 1 个电容 C_f；其次，采用 PCI 电路时，直流母线电容 $C_{dc,PCI}$ 仅用于滤除开关次谐波，容值可以取得较小；最后，出于实用性考虑，$C_{b,SVI}$ 上的电压等级较低，SVI 电路中的直流母线电容 $C_{dc,SVI}$ 吸收大部分功率脉动且电压脉动量受限，因此 $C_{dc,SVI}$ 的取值仍然较大，这不利于系统功率密度的提高。$C_{b,PCI}$ 与直流母线电压等级接近，因此电容体积也小于 $C_{dc,SVI}$。

SVI 电路模块串联在直流母线中，耐压要求较低，在电路效率上具有优势。然而，SVI 电路比 PCI 电路多了 2 个开关器件，拓扑更加复杂，成本更高。另外，PCI 电路解耦电容上直流偏置电压的存在能够更好地适应负载突变。综上，SVI 电路在效率和电压应力上具有优势，而 PCI 电路在功率密度等其他方面更胜一筹。综合考虑成本和控制复杂度，本文中选取 PCI 结构。

1.2 Buck 型与 Boost 型对比

PCI 解耦电路可以分为 Boost 型、Buck 型和 Buck-Boost 型 3 种，拓扑结构如图 2 所示。图中：L 为电感；i_L 为电感电流；C_b 为解耦电容；u_b 为解耦电容电压。Buck-Boost 输出电压极性为负，使得开关管两侧电压等于直流母线电压和解耦电容电压之和，从元件体积、耐压要求、效率、安全性等方面考虑均不如 Boost 或 Buck 电路。

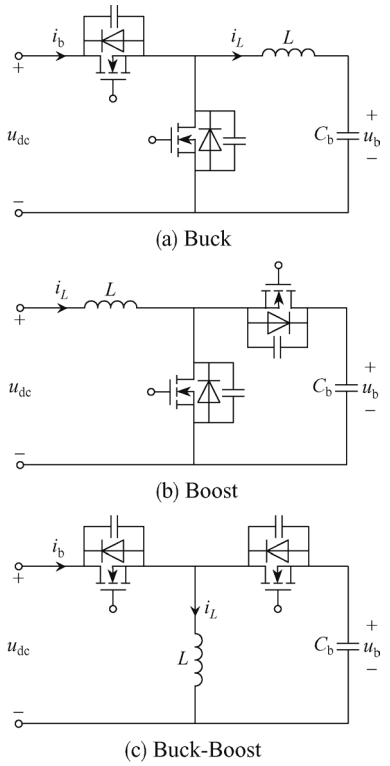


图 2　3 种 PCI 电路拓扑

Fig. 2 Topologies of three PCI circuits

Buck 与 Boost 型解耦电路的元器件种类与数量相同，但元件的耐压和过流水平不同。从耐压等级来看，Boost 型 APD 电路器件耐压高于 Buck 型。PCI 电路通过控制解耦电路产生与二次脉动电流互补的端口电流 i_b，从而吸收全部二次谐波电流。为抑制同样的二次谐波，Buck 和 Boost 型 APD 电路输入侧端口电流应当相同。在 Boost 电路中，该端口电流等于电感电流；而在 Buck 电路中，输入端口电流与电感电流有效值间存在比例关系，该比例与占空比相关。因此，Buck 型 APD 电路的电感电流大于 Boost 型 APD 电路。综上所述，可以定性判断，Buck 型 APD 电路适用于大电压、小电流场合，Boost 型 APD 电路适用于小电压、大电流场合。

Buck 和 Boost 型 APD 电路具有不同的解耦电容。根据式(1)，Boost 型 APD 电路的解耦电容上电压更高，所需解耦电容更小。理论上，电容小有利于提高功率密度，然而，电容体积同样受到耐压等级的影响。400 V 电压等级下陶瓷电容和薄膜电容一般处于 nF 到 μF 级，而解耦电容一般在数十 μF，需要将小电容并联成堆，此时，电容体积受耐压等级影响较大。加之陶瓷电容的直流偏置特性，耐压等级对电容体积的影响超过容值大小的影响，Buck 型 APD 电路反而具有功率密度优势。如果将 APD 用于电压等级更小的场合，Boost 型 APD 电路会逐渐体现出优势。如在单级隔离微型光伏逆变器中，由于不存在直流母线，脉动功率仅能通过光伏板侧的电解电容吸收。考虑额定功率为 500 W、直流电压为 40 V 的场景，直流侧需约 20 mF 的电解电容；采用 Buck 型 APD 电路所需电容约为 1.6 mF；若采用 Boost 型 APD 电路，可采用额定电压为 160 V 的薄膜电容，所需电容约为 100 μF。

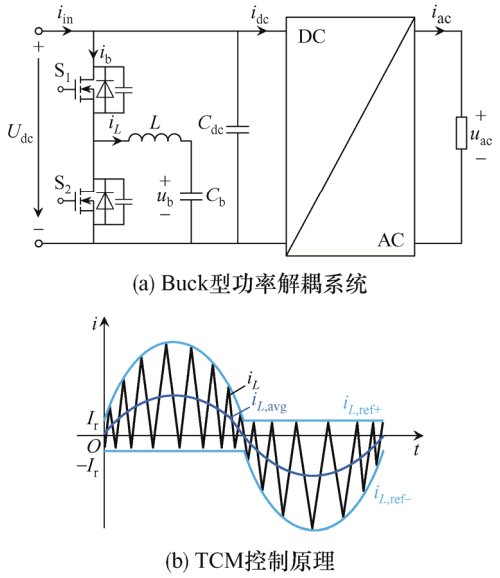
解耦电路损耗主要包括开关管损耗、电感损耗、电容损耗 3 个部分。本文使用软开关技术可以消除开关管开通损耗，其余各部分损耗受器件选型、开关频率、电压电流等级等多种因素影响，难以进行定性分析。为尽可能提高效率，解耦电容电压范围一般设置在直流母线电压附近。因此，Buck 型和 Boost 型 APD 的效率差异不会过大，整体仍然遵循高压等级选 Buck 型，低压等级选 Boost 型的实践规律。本文的研究对象为共直流母线的光储充一体化系统，其直流母线电压等级较高，因此使

用 Buck 型 APD 电路比 Boost 型更好。以下分析都将围绕 Buck 型 APD 电路展开。

2 原理分析

2.1 电路工作模式分析

采用 Buck 型 APD 电路的系统结构如图 3 所示，Buck 电路采用基于 TCM 的软开关策略以实现 ZVS，根据开关管动作时刻，可以将 1 个开关周期分为 4 个阶段。图中：I_r 为反转电流；$i_{L,avg}$ 为平均电感电流；$i_{L,ref+}$、$i_{L,ref-}$ 分别为电感电流的上界和下界。以交流电流正半周为例，详细说明 TCM 控制方法的软开关实现原理。交流电流负半周同理，不再赘述。



(a) Buck型功率解耦系统

(b) TCM控制原理

图 3 Buck 型功率解耦系统及 TCM 控制原理

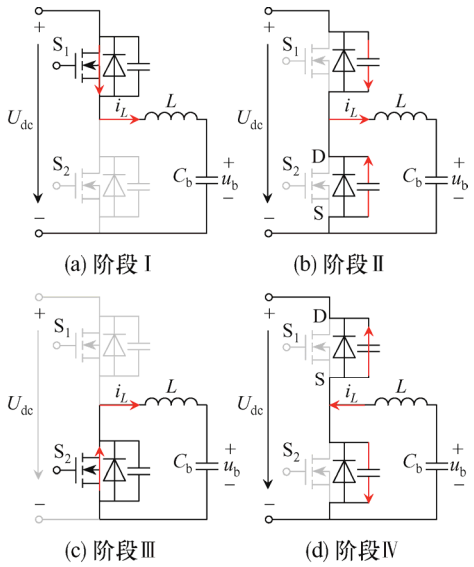
Fig. 3 Buck-type power decoupling system, and principle of TCM control

阶段Ⅰ：该阶段开始时 i_L<0，S_1 在 ZVS 条件下开通，S_2 关断。在阶段过程中，电感电流由负到正，逐渐上升，如图 4(a)所示。

阶段Ⅱ(过渡阶段)：关断 S_1。由于 i_L>0，S_1 的结电容充电，S_2 的结电容放电直至电压为 0。当 S_2 结电容上的电压反向并达到一定值时，体二极管开通，电感电流通过体二极管续流，开关管 DS 间电压降为 0，如图 4(b)所示。

阶段Ⅲ：S_2 实现 ZVS 开通。S_2 开通，S_1 关断，电感电流逐渐减小并反向，直至达到反转电流$-I_r$，$-I_r$ 为下边界电流，需满足在 S_2 关断后的死区时间内将 S_1 的结电容完全放电，如图 4(c)所示。

阶段Ⅳ(过渡阶段)：关断 S_2。由于 i_L<0，S_2 的结电容充电，S_1 的结电容放电直至电压为 0。当 S_1 结电容上的电压反向并达到一定值时，体二极管开通，电感电流通过体二极管续流，开关管 DS 间电压降为 0，为下一次进入阶段Ⅰ软开通做好准备，如图 4(d)所示。



(a) 阶段Ⅰ (b) 阶段Ⅱ

(c) 阶段Ⅲ (d) 阶段Ⅳ

图 4 TCM 控制下的 Buck 电路状态

Fig. 4 States of Buck circuit under TCM control

2.2 数学模型

单相变换器交流侧电压 u_{ac} 和电流 i_{ac} 均为正弦变化，不失一般性，可分别表示为

$$u_{ac}(t)=\sqrt{2}U_{ac}\sin(\omega t) \tag{2}$$

$$i_{ac}(t)=\sqrt{2}I_{ac}\sin(\omega t-\theta) \tag{3}$$

式中：U_{ac} 和 I_{ac} 分别为 u_{ac} 和 i_{ac} 的有效值；ω 为角频率，ω=2πf_{ac}；θ 为 u_{ac} 和 i_{ac} 的相位差。

根据输入、输出侧功率守恒，瞬时功率 S_b=$U_{ac}I_{ac}$=$U_{dc}I_{dc}$，可以进一步计算得到直流侧电流 i_{dc} 为

$$i_{dc}(t)=p_{ac}(t)/U_{dc}=I_{dc}\cos\theta-I_{dc}\cos(2\omega t-\theta) \tag{4}$$

式中：p_{ac} 为交流侧瞬时功率；U_{dc} 和 I_{dc} 分别为直流母线侧电压和电流的平均值。

由于交流电压和电流相乘所得的瞬时功率中含有二次谐波分量，在认为母线电压近似保持不变的前提下，直流侧也会存在二次谐波电流。

Buck 型 APD 电路通过控制解耦电路产生与二次脉动电流互补的端口电流 i_{b}，从而吸收全部二次电流谐波，电流表达式为

$$i_{\mathrm{b}} = I_{\mathrm{dc}} \cos(2\omega t - \theta) \tag{5}$$

在 Buck 型 APD 电路中，C_{dc} 用于滤除开关频次电流，单相逆变器二次脉动功率全部由解耦电容 C_{b} 吸收，其关系式为

$$u_{\mathrm{b}} C_{\mathrm{b}} \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{b}}}{\mathrm{d}t} = S_{\mathrm{b}} \cos(2\omega t - \theta) \tag{6}$$

根据式(6)解得解耦电容电压的表达式为

$$u_{\mathrm{b}}(t) = \sqrt{U_{\mathrm{b}}^2 + \frac{S_{\mathrm{b}} \sin(2\omega t - \theta)}{\omega C_{\mathrm{b}}}} \tag{7}$$

式中，U_{b} 为解耦电容电压的直流分量。

若解耦电容电压 u_{b} 在 0~U_{dc} 间充分脉动，根据能量关系，可以计算出解耦电容的理论最小值为

$$C_{\mathrm{b,min}} = \frac{2S_{\mathrm{b}}}{\omega U_{\mathrm{dc}}^2} \tag{8}$$

在实际中，为应对负载突变，需要 u_{b} 留出一定直流偏置电压裕量，取解耦电容 C_{b}=2$C_{\mathrm{b,min}}$。此时，u_{b} 可以近似为正弦表达式

$$u_{\mathrm{b}}(t) = U_{\mathrm{b}} + \frac{S_{\mathrm{b}} \sin(2\omega t - \theta)}{2\omega C_{\mathrm{b}} U_{\mathrm{b}}} \tag{9}$$

选取合适的反转电流 I_{r} 后，电感电流包络线上、下界的表达式分别为

$$\begin{cases} i_{L,\mathrm{ref}+} = \begin{cases} 2i_{L,\mathrm{avg}} + I_{\mathrm{r}} & \cos(2\omega t) \geqslant 0 \\ I_{\mathrm{r}} & \cos(2\omega t) < 0 \end{cases} \\ i_{L,\mathrm{ref}-} = \begin{cases} -I_{\mathrm{r}} & \cos(2\omega t) \geqslant 0 \\ 2i_{L,\mathrm{avg}} - I_{\mathrm{r}} & \cos(2\omega t) < 0 \end{cases} \end{cases} \tag{10}$$

在 1 个开关周期内，输出电压和电流可以近似认为是恒定值。根据电感两端的电压，可得电流上升阶段电流斜率 k_1 和下降阶段电流斜率 k_2 的表达式分别为

$$\begin{cases} k_1 = \dfrac{U_{\mathrm{dc}} - u_{\mathrm{b}}}{L} \\ k_2 = \dfrac{-u_{\mathrm{b}}}{L} \end{cases} \tag{11}$$

结合式(9)~式(11)，可以推导出开关管的开关时间表达式为

$$\begin{cases} t_{\mathrm{on}} = \dfrac{i_{L,\mathrm{ref}+} - i_{L,\mathrm{ref}-}}{k_1} = \dfrac{2L(\left|i_{L,\mathrm{avg}}\right| + I_{\mathrm{r}})}{U_{\mathrm{dc}} - u_{\mathrm{b}}} \\ t_{\mathrm{off}} = \dfrac{-(i_{L,\mathrm{ref}+} - i_{L,\mathrm{ref}-})}{k_2} = \dfrac{2L(\left|i_{L,\mathrm{avg}}\right| + I_{\mathrm{r}})}{u_{\mathrm{b}}} \end{cases} \tag{12}$$

根据式(10)，在整个工频周期内，反转电流 I_{r} 为最小关断电流，即最小软开关电流。以电流的正半周为例，$-I_{\mathrm{r}}$ 需满足在死区时间内将 S_1 的结电容放电直至电压为 0，近似认为死区时间内电感电流保持不变，则有

$$0.5 I_{\mathrm{r}} t_{\mathrm{dead}} > U_{\mathrm{dc}} C_{\mathrm{oss}} \tag{13}$$

式中：t_{dead} 为死区时间；C_{oss} 为开关管的寄生电容。

3　系统控制策略设计

对于图 3 所示系统，其控制目标是在保证解耦电容电压和直流母线电压稳定的基础上，抑制直流侧二次谐波电流，系统总体控制策略如图 5 所示，主要包括 3 个部分：脉动功率前馈控制、解耦电容电压控制和直流母线电压控制。首先，采样交流侧的电压、电流计算交流侧的瞬时功率 p_{ac}，并通过低通滤波得到输出功率的直流分量 P_{dc}，进一步分离出瞬时功率中的交流分量并计算平均电感电流前馈量 $i_{L,\mathrm{f}}^*$。其次，为维持解耦电容电压稳定，将解耦电容电压的直流分量与其给定值 U_{b} 进行对比，经闭环得到注入解耦电容电流的直流分量 $i_{C_{\mathrm{b}}}^*$。因此，直流电源输出电流 i_{in} 包括 2 个部分：对应输出功率直流分量部分的 i_{dc} 及补偿解耦电容能量的 i_{b}，$u_{\mathrm{b}}/u_{\mathrm{dc}}$ 为 $i_{C_{\mathrm{b}}}^*$ 与 i_{b} 之间的转化系数，通过功率平衡得到。将电源电压 U_{s} 减去电源内阻 R_{s} 上的压降，即可得到直流母线电压参考值 U_{dc}^*，通过比例积分 PI(proportional integral)控制直流母线电压平均值，输出平均电感电流参考值的直流部分 $\Delta i_{L,\mathrm{dc}}^*$，通过比例谐振 PR(proportional resonant)控制直流母线电压瞬时值，输出平均电感电流参考值的交流部分 $\Delta i_{L,\mathrm{ac}}^*$。将 $i_{L,\mathrm{f}}^*$、$\Delta i_{L,\mathrm{dc}}^*$ 和 $\Delta i_{L,\mathrm{ac}}^*$ 三者叠加，获得平

均电感电流参考值 $i^*_{L,\mathrm{avg}}$。最后根据式(12)，结合 u_b、U_dc、$i^*_{L,\mathrm{avg}}$ 及 I_r 计算开通和关断时间以实现 TCM 控制。图 5 中：G_1、G_2 分别为开关管 S_1、S_2 的驱动信号；$K_{\mathrm{p,out}}$、$K_{\mathrm{i,out}}$ 分别为解耦电容电压外环的比例和积分参数；$K_{\mathrm{p,in}}$、$K_{\mathrm{i,in}}$ 分别为直流母线电压内环的比例和积分参数。

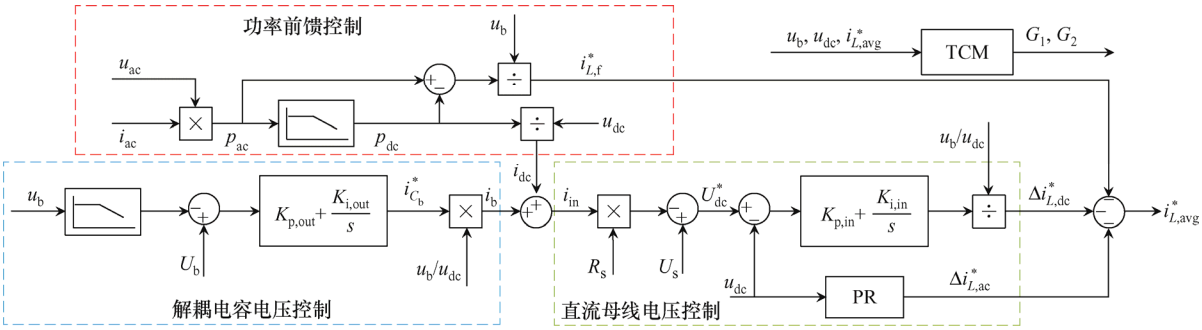


图 5 系统闭环控制策略

Fig. 5 Closed-loop control strategy for system

计算获得的解耦电容电压参考值 u^*_b 与实际值之间存在误差，采样值 $u_{\mathrm{b,sam}}$ 与实际值之间同样存在误差。为平衡二者关系，利用更多有效信息，引入参考前馈系数 $K_\mathrm{f}(0<K_\mathrm{f}<1)$，更新 TCM 控制模块中用于计算开断时间的 u_b，即

$$u_\mathrm{b}=K_\mathrm{f}u^*_\mathrm{b}+(1-K_\mathrm{f})u_{\mathrm{b,sam}} \tag{14}$$

前馈系数 K_f 越接近 0，采样信息的决定作用越强。采样标定后，误差主要来源于随机误差，会使实验波形产生抖动。前馈系数 K_f 越接近 1，预测模型的决定作用越强，误差主要来源于系统误差，会使实验波形出现有规律的形变。根据电路特性和实际工况调节前馈系数 K_f 取值，能够有效改善控制效果。

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

利用 PLECS 平台搭建仿真模型进行验证。系统由 Buck 型 APD 电路、单相全桥逆变器 2 个部分构成。为便于实际的数字控制实现，根据式(8)及式(9)计算出的解耦电容为 88.2 μF，实验中为方便选取 C_b=100 μF。根据式(12)对不同电感和反转电流下的开关频率范围进行计算，最终取 L= 80 μH、I_r=2 A，此时最大开关频率为 242.6 kHz。系统其他参数见表 1。

表 1 系统参数

Tab. 1 Parameters of the system

参数	数值
直流侧电压/V	380
交流侧线电压有效值/V	220
解耦电感/μH	80
解耦电容/μF	100
直流母线电容/μF	20
滤波电感/mH	2.6
滤波电容/μF	3
工频电感/μH	47
反转电流/A	2
解耦电容电压平均值/V	325

在上述仿真参数下，1 kW 输出功率工况中，所提软开关闭环控制策略下的关键仿真波形如图 6 所示。仿真结果与理论分析吻合，单相逆变器输入端口的平均电流呈现二次脉动，Buck 型 APD 电路端口的平均电流与其基本互补，使得电源侧平均电流在 2.6 A 左右波动，电源侧几乎无二次谐波电流。

4.2 实验验证

实验室搭建的样机系统参数与表 1 相同。实验样机如图 7 所示，主电路由前级 Buck 解耦电路、后级单相全桥逆变电路、LCL 滤波器组成，DSP 控制板选用 TMS320F28377D。考虑到实验成本与验证性质，解耦电容采用电解电容与陶瓷

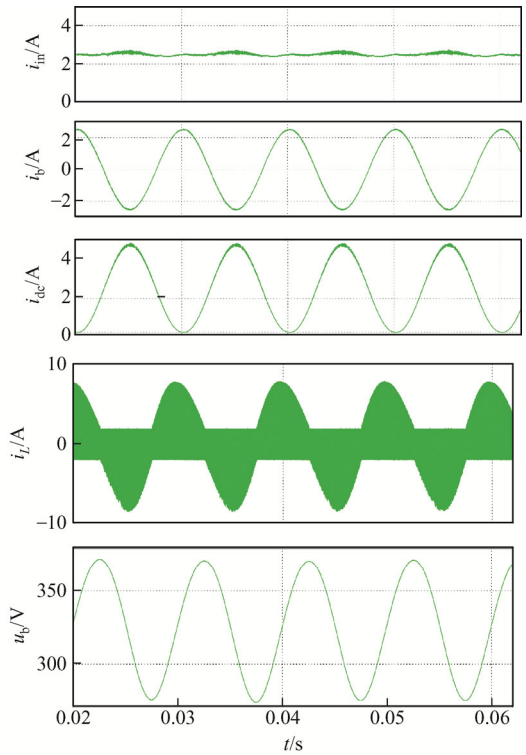


图 6　仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms

电容混用。解耦电容部分由 3 个 33 μF 电解电容和 1 个 1 μF 陶瓷电容并联组成。若不增加功率解耦电路，直流母线需并联如图 7 所示的 6 个 100 μF 电解电容。

电压闭环控制下的关键实验波形如图 8 所示。电阻功率为 600 W，在电压闭环控制下，解耦电容电压变化范围为 274~340 V，电容电压周期性变化，频率为交流输出的 2 倍，与式(9)理论计算范围基本吻合。解耦电感电流波形与 TCM 控制下的理论波形基本一致，是平均值为 100 Hz 的正弦波，直流分量几乎为 0。根据式(5)，交流电压过零点及峰值处均对应脉动电流的峰值，实验结果与理论分析一致。逆变器侧输入的二倍频电流大部分由 APD 电路承担，使得电源侧二次谐波电流含量较小，电源侧平均电流在 1.6 A 上下波动，波动范围约为 1.2~1.7 A。直流侧并联 600 μF 电解电容，解耦电路关闭时的实验波形如图 9 所示，由于母线电压被钳位，母线电容脉动空间较小，因此直流侧仍

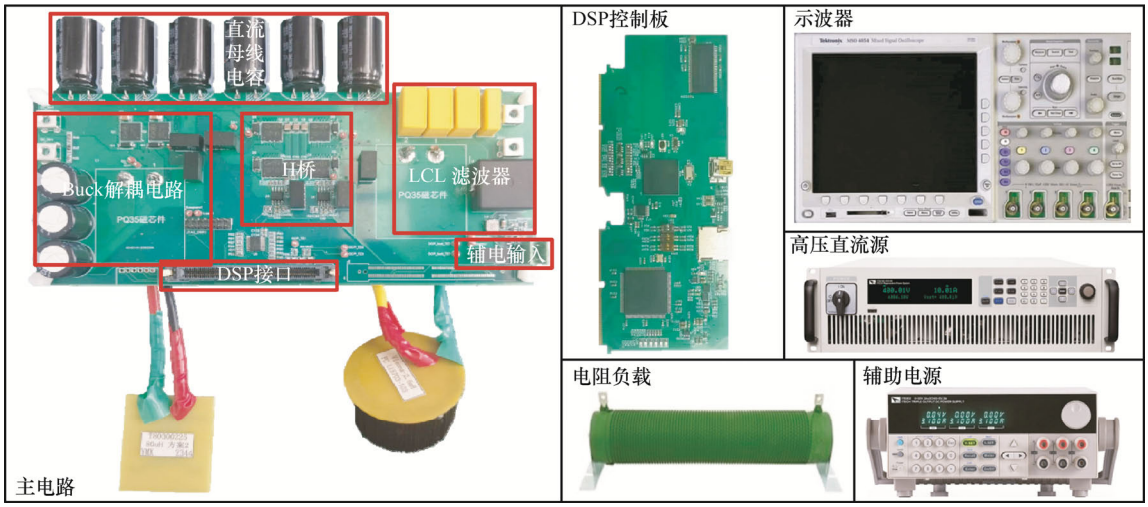


图 7　实验样机

Fig. 7 Experimental prototype

然存在明显的二次谐波电流，波动范围约为 0.5~2.6 A。对比图 8 和图 9 可见，Buck 型解耦电路通过输出二倍频脉动功率，有效抑制了电源侧的二次谐波电流。

图 10(a)和(b)分别为功率解耦电路下管在电感电流正半周和电感电流负半周的开关动作波形。在电感电流的正半周，下管的软开关电流为 $2i_{L,\mathrm{avg}}+I_{\mathrm{r}}$；在电感电流的负半周，下管的软开关电流为 I_{r}，对于下管而言，在电感电流的负半周软开关电流最小。由图 10 可见，在这 2 种情况下，在驱动信号 $u_{\mathrm{GS,H}}$ 拉高前，$u_{\mathrm{DS,H}}$ 已经下降至 0，下管均实现了 ZVS。上下管软开关条件在电感电流

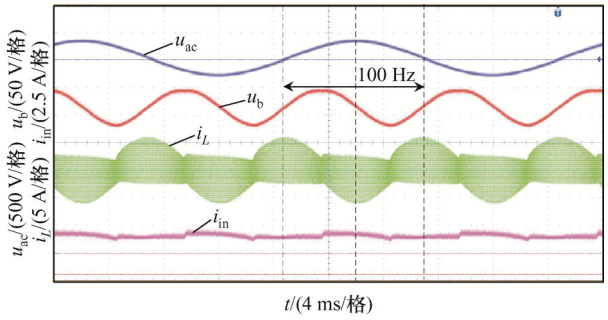


图 8 TCM 控制下 Buck 型 APD 电路的实验波形

Fig. 8 Experimental waveforms of Buck-type APD circuit under TCM control

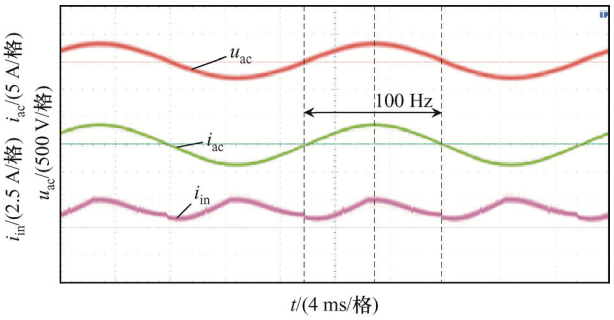
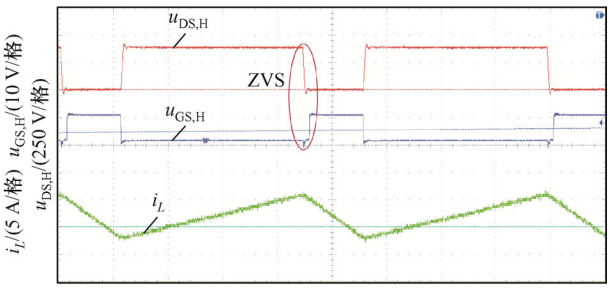
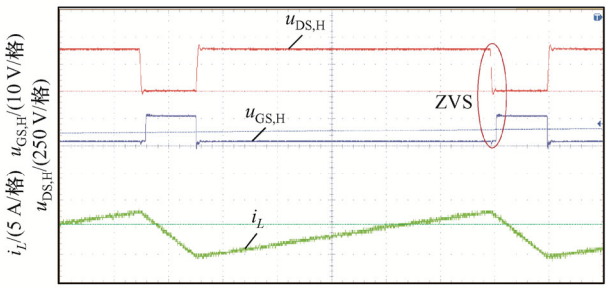


图 9 直接增大母线电容实验波形

Fig. 9 Experimental waveforms when directly increasing bus capacitor



(a) 电感电流正半周期下管开关动作波形



(b) 电感电流负半周期下管开关动作波形

图 10 Buck 型 APD 电路的开关动作波形

Fig. 10 Waveforms under switching action of Buck-type APD circuit

的正负半周对称，因此可认为功率解耦电路在全范围内实现了 ZVS。

由于功率解耦电路的效率难以直接测出，因此图 11 给出了加入功率解耦电路前后系统的效率曲线，可以进一步计算出功率解耦电路的效率曲线，其峰值效率可达 99%以上。

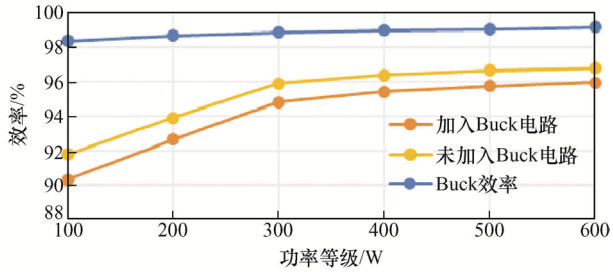


图 11 加入功率解耦电路前后的系统效率曲线

Fig. 11 Curves of system efficiency before and after adding a power decoupling circuit

5 结语

本文从寿命、效率、功率密度等多个维度对不同的功率解耦电路进行了评估，根据评估结果将 Buck 型 APD 电路用于光储充系统中抑制二次谐波电流，大幅减小了直流母线电容。在此基础上，分析了功率解耦电路的基本工作原理和软开关实现方法，提出了一种交直流功率解耦的级联闭环控制策略，在保持解耦电容电压稳定的基础上，可有效且稳定地抑制系统直流侧的二次脉动电流，实现全范围 ZVS。最后，通过仿真和实验对功率解耦电路的二次谐波电流抑制效果及控制策略进行了验证。

参考文献：

[1] 刘仲民，王瑜. 计及 EV 和 BESS 的配电网削峰填谷两阶段优化调度策略研究[J]. 电源学报，2025，23(1)：160-172.

Liu Zhongmin, Wang Yu. Research on two-stage optimization scheduling strategy for distribution network considering EV and BESS [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 160-172. (in Chinese)

[2] 林青瑜, 洪智勇. 光储充一体化电站关键技术设计[J]. 中国新通信, 2020, 22(6): 80.
Lin Qingyu, Hong Zhiyong. Key technology design of optical storage and charging integrated power station [J]. China New Telecommunications, 2020, 22(6): 80. (in Chinese)

[3] 单栋梁, 刘向立, 徐利凯, 等. 用户侧光储充一体化智能微电网系统应用研究[J]. 电器与能效管理技术, 2020(2): 41-46.
Shan Dongliang, Liu Xiangli, Xu Likai, et al. Research on application of intelligent micro-network system with user side light storage and charge integration [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2020(2): 41-46. (in Chinese)

[4] 李俊涛, 贾科, 董学正, 等. 网侧故障下光伏直流并网系统不平衡功率快速平抑方法[J]. 电工技术学报, 2024, 39(5): 1340-1351.
Li Juntao, Jia Ke, Dong Xuezheng, et al. A fast method for suppressing unbalanced power in photovoltaic DC grid-connected system under grid-side faults [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(5): 1340-1351. (in Chinese)

[5] 朱晶菁, 陈敏, 任昇, 等. 并网逆变器二次谐波电流的抑制方法[J]. 电源学报, 2025, 23(5): 69-78.
Zhu Jingjing, Chen Min, Ren Sheng, et al. Method for suppressing second-order harmonic current of grid-connected inverter [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(5): 69-78. (in Chinese)

[6] 俞珊, 徐志望, 董纪清. 开关电源中电解电容寿命预测分析[J]. 电源学报, 2016, 14(6): 87-92, 121.
Yu Shan, Xu Zhiwang, Dong Jiqing. Analysis of electrolytic capacitor life prediction in switching power supply [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(6): 87-92, 121. (in Chinese)

[7] Fukushima K, Ninomiya T, Shoyama M, et al. Consideration for input current-ripple of pulse-link DC-AC converter for fuel cells [C]// 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference. Poznan, Poland, 2008: 148-153.

[8] Liu Fei, Ruan Xinbo, Huang Xinze, et al. Second harmonic current reduction for two-stage inverter with DCX-LLC resonant converter in front-end DC-DC converter: Modeling and control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(4): 4597-4609.

[9] 陈亦文, 童筱涵, 吕涛, 等. 有源缓冲型逆变器功率解耦技术研究[J]. 电机与控制学报, 2024, 28(6): 98-108.
Chen Yiwen, Tong Xiaohan, Lü Tao, et al. Research on active buffered inverter power decoupling technology [J]. Electric Machines and Control, 2024, 28(6): 98-108. (in Chinese)

[10] 胡广, 吴学智, 续文政, 等. 二倍频功率解耦的升降压型无桥 PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(9): 3507-3514.
Hu Guang, Wu Xuezhi, Xu Wenzheng, et al. A Buck/Boost bridgeless active power factor correction converter with double-frequency power decoupling [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(9): 3507-3514. (in Chinese)

[11] Lin Zhile, He Liangzong, Zhou Hongyan. A second harmonic current suppressing method based on negative-order capacitor [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 8465-8475.

[12] Qin Shibin, Lei Yutian, Barth C, et al. A high power density series-stacked energy buffer for power pulsation decoupling in single-phase converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6): 4905-4924.

[13] Zhang Li, Ruan Xinbo, Ren Xiaoyong. One-cycle control for electrolytic capacitor-less second harmonic current compensator [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 1724-1739.

[14] 徐浩东, 罗嗣勇, 毕闯, 等. 基于 SiC MOSFET 同步 Buck DC-DC 变换器的宽频混合 EMI 滤波器设计[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3060-3069.
Xu Haodong, Luo Siyong, Bi Chuang, et al. Design of broadband hybrid EMI filter in synchronous Buck DC-DC converter with SiC MOSFETs [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3060-3069. (in Chinese)

[15] Mohammadi M, Dehbashi A, Gharehpetian G B, et al. A family of soft-switching DC-DC converters with two degrees of freedom [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(10): 9398-9409.

[16] Chen Qinlong, Klumpner C, Ahmed M R. An unbalanced

capacitor voltage Buck converter with wide soft switching range [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(8): 8703-8713.

[17] Liu Ye, Wang Jianqiang. Research on soft switching of four-switch Buck-Boost converter [C]// 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia). Chengdu, China, 2024: 1990-1995.

[18] Zhang Qian, Hu Haibing, Zhang Dehua, et al. A controlled-type ZVS technique without auxiliary components for the low power DC/AC inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3287-3296.

[19] 张飞力, 张军明. 一种多电平功率解耦电路优化设计方法及控制策略研究[J]. 电工技术, 2024(11): 64-68.
Zhang Feili, Zhang Junming. Study on optimal design and control for a multilevel active power decoupling circuit [J]. Electric Engineering, 2024(11): 64-68. (in Chinese)



魏新迟

作者简介：

魏新迟(1989—)，女，博士，高级工程师。研究方向：新能源，储能及韧性电网。E-mail：newlate@126.com。

李睿(1980—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：面向电池储能和可再生能源发电的高效电力电子变换与电网接入技术。E-mail：liruiqd@sjtu.edu.cn。

张宇(1970—)，男，本科，正高级工程师。研究方向：新型储能，车网互动。E-mail：p3chang@qq.com。

韦超凡(1997—)，男，博士研究生。研究方向：电池储能功率变换器及并网控制技术。E-mail：weichaofan@sjtu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：河北省广告研究院