DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.4.10 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

宽增益级联 Buck 变换器的输出电压协同控制

李 霄[1]，李 杨[1]，王 涛[1]，叶宗鑫[2]，李 睿[2]
(1.中国电气装备集团科学技术研究院有限公司，上海 200040；2.电力传输与功率变换控制教育部重点实验室(上海交通大学)，上海 200240)

摘要：单级 Buck 变换器的实际占空比受到开关速度与死区影响，难以满足宽范围调压需求。采用多级级联 Buck 拓扑结构并提出 1 种适用于多级级联变换器的输出电压协同控制策略。所述控制策略兼顾运行效率，采用脉宽调制与变频调制结合的混合调制方法，实现各级变换器输出电压控制切换并覆盖全范围输出电压。建立开关损耗模型并分析混合调制对效率的优化效果。最后搭建仿真模型验证调制与控制设计的正确性，并搭建了 1 台 50~75 V 输入，1~40 V/200 A 输出的 8 kW 两级式样机验证所提控制策略的可行性。

关键词：Buck 变换器；级联；输出电压；协同控制

Output Voltage Cooperative Control of Wide-gain Cascade Buck Converters

LI Xiao[1], LI Yang[1], WANG Tao[1], YE Zongxin[2], LI Rui[2]
(1. China Electrical Equipment Research Institute of Science and Technology Co., Ltd., Shanghai 200040, China; 2. Key Laboratory of Control of Power Transmission and Conversion, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China)

Abstract: The actual duty cycle of a single-stage Buck converter is affected by the switching speed and dead time, so it is difficult to meet the wide range of voltage regulation applications. On this basis, a multilevel cascade Buck topology is adopted, and an output voltage cooperative control strategy for multilevel cascade converters is proposed. This control strategy takes into account the operation efficiency, and it adopts a hybrid modulation method combining pulse width modulation and frequency conversion modulation, thus realizing the output voltage control switching at all levels of the converter and covering the full range of output voltage. A switching loss model is established, and the efficiency optimization under hybrid modulation is analyzed. Finally, a simulation model was established to verify the correctness of the modulation and control design, and an 8 kW two-stage prototype with 50–75 V input and 1–40 V/200 A output was built to verify the feasibility of the proposed control strategy.

Keywords: Buck converter; cascade; output voltage; cooperative control

近年来，在光伏应用领域有一种利用串联补偿电压装置追踪最大功率点，使用部分功率变换器替代全功率变换器的技术方案[1-3]，在成本与效率上具有优势。同理，可以将部分功率的串联技术方案[4]拓展到储能应用领域[5-6]，用以解决不同端口电压的电池簇直接并联产生环流损耗的问题，其中的关键是能够稳定控制实现一定补偿电压的变换器。

针对光伏与储能应用领域电流大的特点，结合不同并联模组的阻抗差异，通常串联补偿方案的控制电压需要在一个较宽范围调整，且需要保证电压纹波、控制精度在百毫伏级别。对于单级 Buck 电路难以同时满足低电压纹波与高降压比调整[7]，采用多路交错并联是大电流 Buck 变换器优化电路参数、降低纹波的重要手段[7-10]。在高增益与宽范围调压问题上，有学者提出使用隔离型变换器与 Buck 变换器结合的低压大电流拓扑结构并提供了电压

收稿日期：2024-10-09；**修回日期**：2024-11-29；**录用日期**：2024-12-10；**网络首发日期**：2024-12-25

控制策略[11-12]，但由于隔离型变换器的加入，成本与损耗都将增加。有学者针对高增益进行拓扑结构优化[14]，实现 10 倍增益下的优化运行，但在宽增益的应用中，宽范围的占空比变化下不具优势。因此可以将 Buck 电路进行级联拓宽，电压增益调节效率高但两级间的协同控制复杂[15-16]。有学者提出将级联技术与交错技术结合用以简化两级电路的控制[17]，但该方案耦合了两级电路结构，不便于增加交错并联数，只适合小电流容量的电源应用。

在宽范围调压、低电压纹波与大电流的应用场景下，提出 1 种适用于级联交错 Buck 变换器的输出电压协同控制方法，降低控制成本，结合脉宽与变频调制，提升后级电路性能。

1　原理与设计

在储能应用领域，目前常见的电池簇规格为 416 个 314 A·h 电芯串联，1 500 V 的电池簇允许最大工作电流达到 200 A，当电池簇间阻抗差异达到 100 mΩ 时，电压差异将达到 20 V。为提升补偿能力，设置补偿电压范围为 1~40 V，输入通过直流变压器从电池簇取电，20 倍变比下输入电压将有 50~75 V 的宽范围，对于单级交错 Buck 变换器，占空比将在 0.013~0.800 之间确定。由于电流大，Buck 变换器的上下管均采用主动管，常规交错并联 Buck 模拟控制芯片如 LTC7871，输出电压固定，不适用于该应用场景，因此本文采用能够实现数字信号处理的微控制单元 MCU(microcontroller unit)，如 TMS320F28069。两级级联交错 Buck 变换器拓扑如图 1 所示。

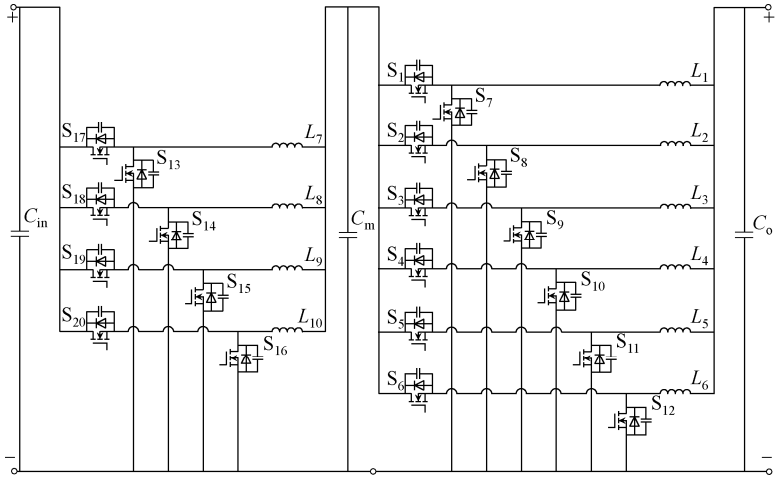


图 1　两级级联交错 Buck 变换器

Fig. 1 Two-stage cascade interleaved Buck converter

1.1　占空比限值

目前主流 MCU 的芯片主频在 100 MHz 级别，控制 100 kHz 开关频率的 Buck 变换器占空比控制精度可以达到 0.001，但考虑到实际采样纹波、MCU 计算延时与带宽，过小的占空比控制将造成不稳定。过小或过大的占空比信号在经过驱动电路表现在开关管门极驱动信号及开关管漏源极电压时，由于死区、门极电容充放电时间及开关管开通时间影响，实际的占空比将出现缺失，桥臂上下管未按照控制给定占空比运行，影响稳压控制。占空比边界值可表示为

$$D_{\text{edge}}=\frac{C_{\text{iss}}R_{\text{d}}}{T_{\text{s}}}\ln\left(\frac{U}{U-V_{\text{th}}}\right) \tag{1}$$

式中：C_{iss} 为开关管门极电容；R_{d} 为驱动内部供电线路电阻；U 为驱动芯片供电电压即驱动开通电压；V_{th} 为开关管门极开通电压阈值；T_{s} 为开关周期。

此外，Buck 电路的驱动电路从成本角度考虑，非隔离驱动是最优选择，则半桥自举结构构成的驱动电路需要考虑半桥下管最小导通时间，保证上管自举电容电压与驱动开通电压，即控制的占空比存在上限，可表示为

$$\frac{U}{R_{\mathrm{d}}}t_{\min}=\Delta Q_{\mathrm{HB}}=C_{\mathrm{iss}}U \tag{2}$$

$$t_{\min}=(1-D_{\mathrm{up}})T_{\mathrm{s}} \tag{3}$$

$$D_{\mathrm{up}}=1-\frac{C_{\mathrm{iss}}R_{\mathrm{d}}}{T_{\mathrm{s}}} \tag{4}$$

式中：$t_{\min}$为下管最小导通时间；ΔQ_{HB}为自举电容驱动开关管门极开通所需电荷；D_{up}为桥臂最大占空比。

由式(1)~式(4)推导可知，单级 Buck 的占空比上下限为

$$D_{\mathrm{edge}}\leqslant d\leqslant \min\left\{1-D_{\mathrm{edge}},D_{\mathrm{up}}\right\}=D_{\mathrm{up}} \tag{5}$$

进一步，由式(5)可以推导单级 Buck 输出电压调压范围为

$$D_{\mathrm{edge}}U_{\mathrm{s}}\leqslant U_{\mathrm{o}}\leqslant D_{\mathrm{up}}U_{\mathrm{s}} \tag{6}$$

式中：U_{o}为 Buck 变换器输出电压；U_{s}为 Buck 变换器输入电压。

1.2 调制损耗分析

Buck 电路的损耗主要来自开关管，且桥臂的上管为硬开通，上管在连续导通模式 CCM(continuous conduction mode)下具备导通损耗、开通损耗与关断损耗，可表示为

$$\Delta I=\frac{U_{\mathrm{s}}T_{\mathrm{s}}}{L}D(1-D) \tag{7}$$

$$\begin{cases}P_{\mathrm{cond}}=I_{\mathrm{avg}}^2R_{\mathrm{on}}+\dfrac{1}{12}\Delta I^2R_{\mathrm{on}}\\ P_{\mathrm{sw}}=\dfrac{U_{\mathrm{s}}}{4T_{\mathrm{s}}}[(I_{\mathrm{avg}}-\Delta I)t_{\mathrm{on}}+(I_{\mathrm{avg}}+\Delta I)t_{\mathrm{off}}]\end{cases} \tag{8}$$

式中：D为半桥占空比；ΔI为 Buck 变换器的电感电流纹波峰峰值；L为 Buck 变换器电感；R_{on}为开关管导通电阻；P_{cond}为上管导通损耗；P_{sw}为上管开关损耗；I_{avg}为 Buck 变换器输出电流；t_{on}为开关管开通时间；t_{off}为开关管关断时间。

由式(7)~式(8)可知，导通损耗与纹波电流相关，随开关周期增大而增大。当占空比 D<0.5 时，导通损耗随占空比增大而增大，当占空比 D>0.5 时，导通损耗随占空比增大而减小。开关损耗由于开关管开通关断时间短，受占空比影响小，主要随开关周期增大而减小，开关管的所有损耗均与输入电压成正相关。

在同一工况下，当上管直通时，即开关周期无穷大，占空比为 1，此时开关管的损耗最小。在多级级联 Buck 电路中，当前级 Buck 控制输出电压时，后级 Buck 以上管直通工况运行可以减小后级电路带来的损耗。由 1.1 节分析可知，占空比存在上限，即下管需要有最短的开通时间，因此当后级 Buck 变换器需要运行在接近满占空比的准直通工况时，损耗最小的调制为固定关断时间的降频运行，变频前后的电感电流 I_L 理论波形如图 2 所示。设置额定频率 f_{base}=100 kHz，平均电流 40 A，输入电压 7.5 V，在不同频率下上管总损耗情况如图 3 所示。为优化级联 Buck 电路效率，提升后级电路性能，本文在后续的协同控制中，对后级 Buck 电路引入变频控制。由式(7)可知，依据电流纹波限值，降频存在下限，且与 Buck 变换器的输入电压相关，即

$$f_{\mathrm{limit}}\geqslant\frac{U_{\mathrm{s}}}{\Delta I_{\max}L}D(1-D) \tag{9}$$

式中，$\Delta I_{\max}$为 Buck 变换器的电感电流纹波最大峰峰值。

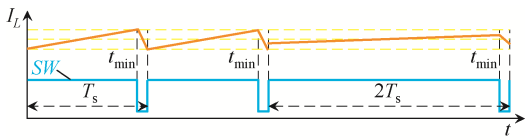


图 2 变频前后 Buck 电感电流波形对比

Fig. 2 Comparison of Buck inductance current waveform before and after frequency conversion

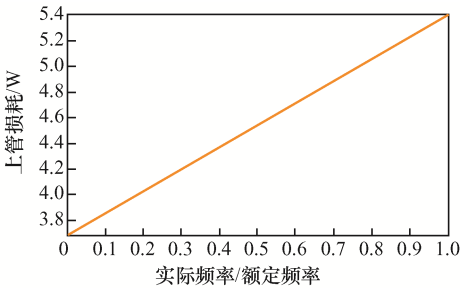


图 3 上管损耗随频率变化曲线

Fig. 3 Curve of upper switch loss with frequency

2 闭环控制设计

由 1.1 节分析可知，级联 Buck 电路由于每一级的占空比限制，每一级的调压具有一定范围，后

级电路的最高控制电压为前级电路的最低控制电压，各级分层实现全范围的电压控制。以用于储能的两级级联 Buck 变换器为例，占空比限制为 0.1~0.9，第一级 Buck 闭环调整电压范围为 7.5~40.0 V，此时由 1.2 节分析可知，第二级 Buck 运行在降频的最大占空比工况，减小运行损耗；第二级 Buck 闭环调整电压范围为 1.0~7.5 V，为保证多级电路协同控制输出电压的控制唯一性，限制第一级 Buck 运行在最小占空比。两级级联 Buck 电路调压控制分配如图 4 所示，在前级 Buck 脉宽调制与后级 Buck 脉宽调制之间引入后级 Buck 的变频调制，抬升后级 Buck 最大占空比，降低开关频率。

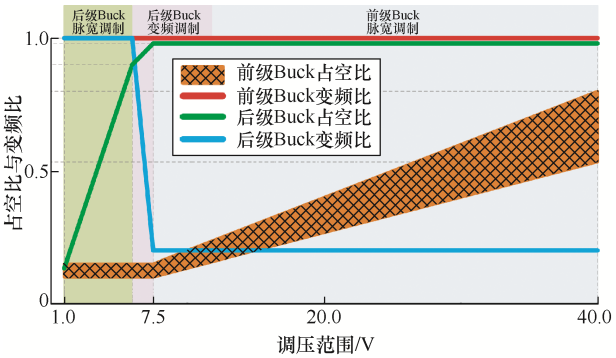


图 4　两级级联 Buck 调压分配示意

Fig. 4 Schematic of two-stage cascade Buck voltage regulation distribution

2.1　电压控制切换

利用电压参考值给定 $U_{\mathrm{ref,set}}$ 在控制中的软变化过程，可以实现级联变换器各级都对输出电压进行控制并在各级对应控制电压范围内获得控制权，电压参考值 U_{ref} 在各级变换器的软变化过程如图 5 所示。

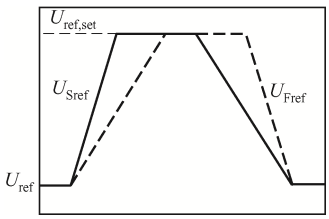


图 5　电压参考值软变化设置

Fig. 5 Settings of soft change in voltage reference value

设计原理为第二级 Buck 在电压参考值上升过程中先于第一级 Buck 变化，即不断放大占空比直至进入降频满占空比的开环工况，第一级 Buck 仍在闭环，获得输出电压控制权；第二级 Buck 电压参考值 U_{Sref} 下降过程中晚于第一级 Buck 电压参考值 U_{Fref} 变化，即前级不断减小占空比直至进入最小占空比的开环工况，第二级 Buck 仍在闭环，获得输出电压控制权。上述过程均由闭环 PI 控制器的限幅以及电压参考值软变化实现，不需要额外增加各级间的高速通信及中间母线电容电压采样。

2.2　脉宽调制与变频调制

在 Buck 电路的平均电流控制下，电流内环输出所需占空比、通过最小关断时间设置的最大占空比是随开关频率变化的，即在变换器闭环获得的占空比超过额定频率下的最大占空比后即进入降频调制，结合式(4)，变频比与占空比的关系可表示为

$$f_{\mathrm{k}}(D)=\begin{cases}1 & D\leqslant D_{\mathrm{base,limit}}\\ (1-D)f_{\mathrm{base}}/f_{\mathrm{limit}} & D\leqslant D_{\mathrm{limit}}\end{cases}\tag{10}$$

其等式约束表示为

$$\begin{cases}(1-D_{\mathrm{base,limit}})f_{\mathrm{base}}/f_{\mathrm{limit}}=1\\ (1-D_{\mathrm{limit}})f_{\mathrm{base}}/f_{\mathrm{limit}}=f_{\mathrm{limit}}\end{cases}\tag{11}$$

$$\begin{cases}D_{\mathrm{base,limit}}\leqslant 1-C_{\mathrm{iss}}R_{\mathrm{d}}f_{\mathrm{base}}\\ D_{\mathrm{limit}}\leqslant 1-C_{\mathrm{iss}}R_{\mathrm{d}}f_{\mathrm{limit}}\end{cases}\tag{12}$$

式中：D_{limit} 为控制限制最大占空比；$D_{\mathrm{base,limit}}$ 为额定开关频率限制最大占空比。

2.3　两级级联 Buck 协同控制

两级级联 Buck 协同控制框图如图 6 所示，各级变换器均采用平均电流控制，第一级变换器闭环控制带限值的占空比为 D_{F}，第二级变换器由 2.2 节设计可知，闭环输出控制占空比 D_{S} 与载波频率 f_{c} 这 2 个变量相关联。两级变换器电压外环的参考值输入按照 2.1 节图 5 设计的软变化过程产生差异，用以控制级联协同控制下电压控制主导权的切换，电压外环输出为带电流保护限制的电流参考值，可用来实现多路交错 Buck 的均流控制。

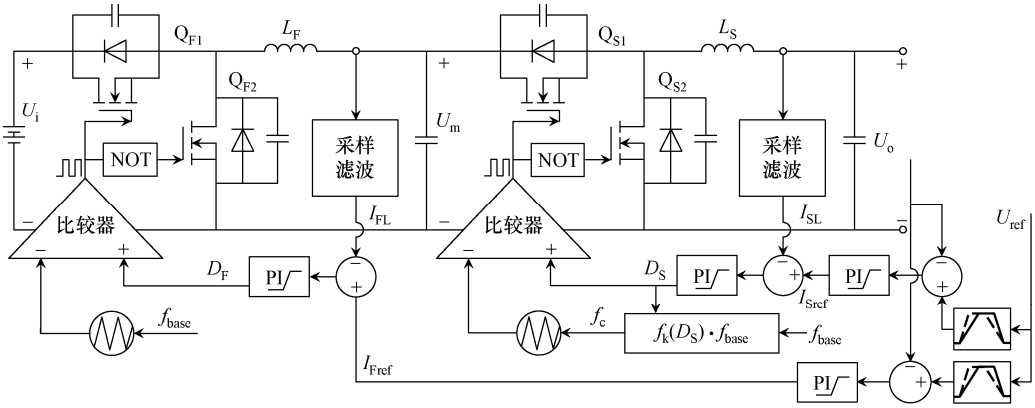
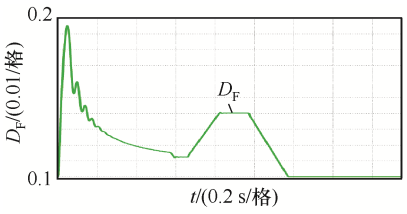


图 6 级联协同控制框图

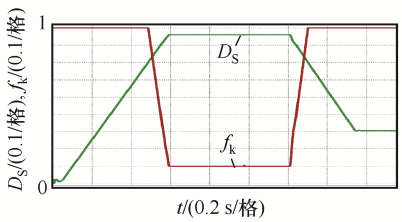
Fig. 6 Block diagram of cascade cooperative control

3 仿真与实验结果

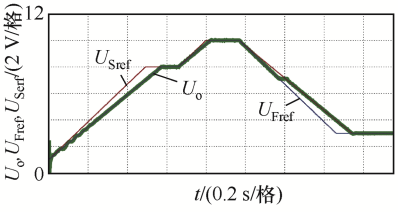
基于图 1 拓扑结构，利用 PLECS 搭建仿真模型，实现两级级联 Buck 变换器从 1 V 到 10 V 的电压控制过程。仿真参数为第一级 Buck 电感 4.7 μH，四路交错并联；第二级 Buck 电感 6.8 μH，六路交错并联；额定开关频率均为 100 kHz；负载为 200 A 恒流；参考电压从 8 V 到 10 V，最后到 3 V。仿真结果如图 7 所示，其中图 7(a)为第一级 Buck 的占空比变化，图 7(b)为第二级 Buck 的占空比与变频比变化，图 7(c)为两级电路的参考电压变化与实际输出电压变化。可以看出，在 8 V 及 10 V 输出电压参考值下，第二级 Buck 频率降为 20 kHz，进入最大占空比降频开环，由第一级 Buck 占空比控制决定输出电压；在 3 V 电压参考下，第一级 Buck 降到最低 0.1 占空比开环，由第二级 Buck 运行于 100 kHz 闭环占空比决定输出电压，验证了所述调制与控制的可行性。



(a) 第一级Buck占空比变化波形



(b) 第二级Buck占空比与变频比变化波形



(c) 输出电压与参考值电压变化波形

图 7 仿真结果

Fig. 7 Simulation result

搭建 50~75 V 输入、1~40 V/200 A 输出的两级级联交错 Buck 实物样机，如图 8 所示，具体参数见表 1。额定功率 8 kW，在带 0.2 Ω 电阻负载下进行实验，实验参数与仿真参数相同，实验结果如图 9 所示，其中图 9(a)为从 1~35 V 输出电压 U_{bus}、输出电流 I_{bus} 与参考电压 U_{ref} 的变化，图 9(b)为 40 V 下的电压纹波。

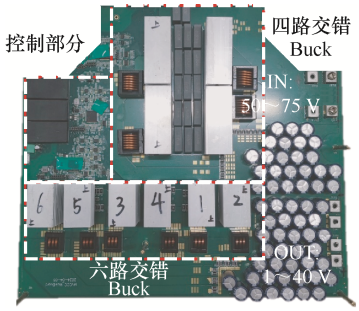


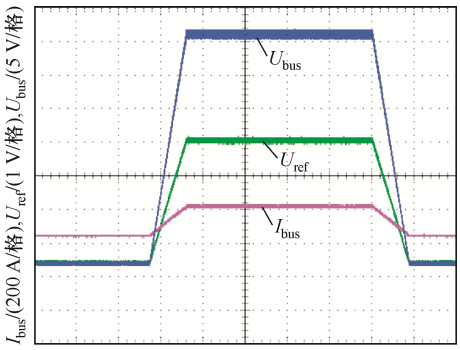
图 8 两级级联交错 Buck 样机实物图

Fig. 8 Photo of two-stage cascade interleaved Buck prototype

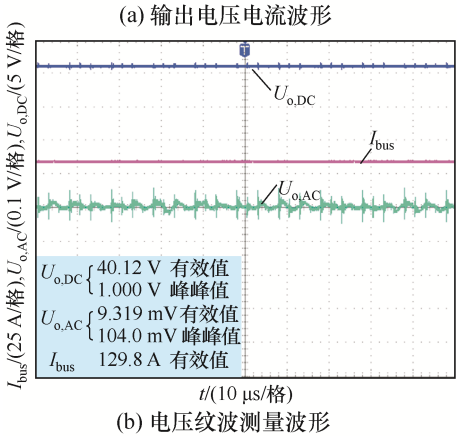
表 1　样机参数

Tab. 1 Prototype parameters

电气参数/器件类型	数值/型号
额定功率/kW	8
输入电压/V	50~75
输出电压/V	1~40
额定开关频率/kHz	100
第一级电感参数/μH	4.7
第二级电感参数/μH	6.8
第一级交错并联数	4
第二级交错并联数	6
第一级开关管	IRF150P220
第二级开关管	IRF100P218
驱动芯片	UCC27212
控制芯片	TMS320F28069
第一级电感	CPEX3231L-4R7MC
第二级电感	CPEX2520L-6R8MC



(a) 输出电压电流波形

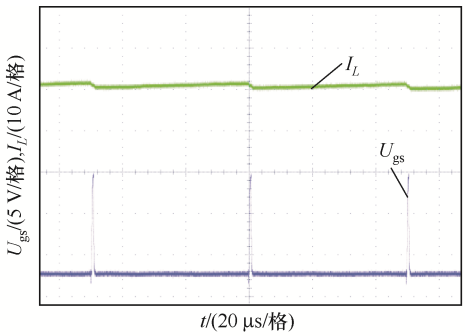


(b) 电压纹波测量波形

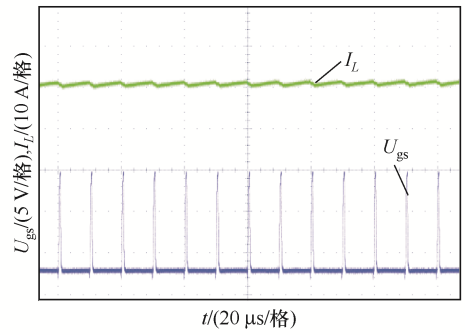
图 9　控制验证实验结果

Fig. 9 Results of control and verification experiment

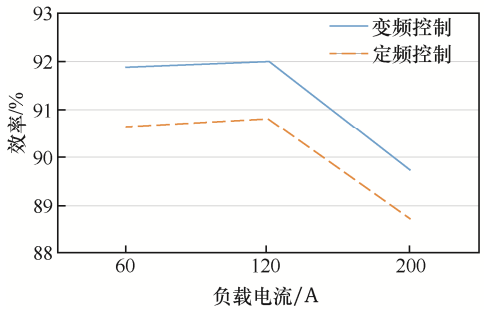
图 10 为后级 Buck 在降频控制与定频控制下的电感电流波形对比，以及在输入 60 V，输出 10 V，带载 60、120 和 200 A 工况下的效率对比曲线，可以看出后级 Buck 采用变频控制下，降为 20 kHz 开关频率，能够一定程度提升级联电路效率，与 1.2 节分析相符。



(a) 引入变频控制



(b) 采用定频控制



(c) 效率对比

图 10　变频与定频调制对比实验结果

Fig. 10 Experimental results of comparison between frequency conversion and fixed-frequency modulation

4　结语

基于低压大电流交错 Buck 电路与数字信号处理器，提出 1 种适用于宽范围电压调节的级联交错 Buck 变换器输出电压协同控制策略，不增加额外电路成本。以两级级联为例，提供详细控制设计方法并搭建 8 kW 样机验证可行性。所述控制策略不局限于两级级联，可以通过修改参考给定实现多级级联的输出电压协同控制。

参考文献：

[1] dos Santos N G F, Zientarski J R R, da Silva Martins M L. A review of series-connected partial power converters for DC-

DC applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 10(6): 7825-7838.

[2] Gsous O, Rizk R, Barbón A, et al. Review of DC-DC partial power converter configurations and topologies [J]. Energies, 2024, 17(6): 1496.

[3] Zapata J W, Kouro S, Carrasco G, et al. Analysis of partial power DC-DC converters for two-stage photovoltaic systems [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2019, 7(1): 591-603.

[4] Chao L. Partial power processing for high efficient power converters [D]. Denmark: Technical University of Denmark, 2023.

[5] Zheng Kaiyuan, Zhang Weige, Wu Xuezhi, et al. Partial-power conversion for increased energy storage capability of Li-ion battery energy storage system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(5): 4742-4752.

[6] Köse H, Aydemir M T. Design and implementation of a 22 kW full-bridge push-pull series partial power converter for stationary battery energy storage system with battery charger [J]. Measurement and Control, 2020, 53(7-8): 1454-1464.

[7] Esteki M, Poorali B, Adib E, et al. Interleaved Buck converter with continuous input current, extremely low output current ripple, low switching losses, and improved step-down conversion ratio [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8): 4769-4776.

[8] 王蕊, 杨玉岗, 李娜. 交错并联 Buck 变换器本质安全的研究[J]. 电力电子技术, 2011, 45(7): 117-120.
Wang Rui, Yang Yugang, Li Na. Research on essential safety for interleaving buck converter [J]. Power Electronics, 2011, 45(7): 117-120. (in Chinese)

[9] Roh Y S, Moon Y J, Park J, et al. A multiphase synchronous buck converter with a fully integrated current balancing scheme [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5159-5169.

[10] 杨玉岗, 李恒, 孙晓钰. 交错并联磁集成双向 LLC 谐振变换器的高轻载效率控制方法[J]. 电源学报, 2022, 20(1): 20-27.
Yang Yugang, Li Heng, Sun Xiaoyu. High light-load efficiency control method for interleaved magnetic integrated bidirectional LLC resonant converter [J]. Journal of Power Supply, 2022, 20(1): 20-27. (in Chinese)

[11] 赵睿, 张波. 两级式低电压大电流变换器的电压双环控制[J]. 电力电子技术, 2003, 37(6): 78-79, 85.
Zhao Rui, Zhang Bo. A double-voltage-loop controller for two-stage converter with low voltage and high current [J]. Power Electronics, 2003, 37(6): 78-79, 85. (in Chinese)

[12] 黄剑峰, 马皓. Buck 与推挽级联式 DC/DC 变换器的研究[J]. 电力电子技术, 2008, 42(6): 30-32.
Huang Jianfeng, Ma Hao. Investigation on Buck and push-pull cascade DC-DC converter [J]. Power Electronics, 2008, 42(6): 30-32. (in Chinese)

[13] 肖思昌，陈洪胜，陈锦立，等. 分布式储能中大降压比 Buck 变换器的优化设计[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 20-26.
Xiao Sichang, Chen Hongsheng, Chen Jinli, et al. Optimal design of Buck converter with large step-down ratio for distributed energy storage [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 20-26. (in Chinese)

[14] 郑昕昕, 肖岚. 两级宽输入 DC/DC 变换器设计与建模分析[J]. 电力电子技术, 2012, 46(2): 66-68.
Zheng Xinxin, Xiao Lan. Design and modeling of two-stage wide-input DC/DC converter [J]. Power Electronics, 2012, 46(2): 66-68. (in Chinese)

[15] Aguilar-Najar R, Perez-Pinal F, Lara-Salazar G, et al. Cascaded Buck converter: A reexamination [C]// 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC). Dearborn, MI, USA, 2016: 1-5.

[16] Nejad M L, Esteki M, Heidari R, et al. An improved cascade Buck converter for high step-down DC-DC applications [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2022, 3(3): 626-634.



李霄

作者简介：

李霄(1984—)，女，通信作者，博士，高级工程师。研究方向：电力电子与储能集成关键技术。E-mail：lixiao@cee-group.cn。

李杨(1990—)，男，硕士，工程师。研究方向：电池储能系统集成控制技术。E-mail：liyang01@cee-group.cn。

王涛(1993—)，男，博士，工程师。研究方向：电力电子与并网控制技术。E-mail：wangtao@cee-group.cn。

叶宗鑫(1998—)，男，博士研究生。研究方向：面向电池储能的直流变换技术。E-mail：ye616050956@sjtu.edu.cn。

李睿(1980—)，男，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。

(责任编辑：郭凯凯)