DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.43 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

具有电感电流连续通路的高可靠性电流源型逆变器

谢鹏瑶，朱才会，易子汉，邱 剑，赵 晖，刘克富
(复旦大学信息科学与工程学院光源与照明工程系，上海 200433)

摘要：电流源型逆变器具有输出电流稳定、负载范围宽、在负载开路时无电流浪涌等特点，在对可靠性要求高的场合比电压源型逆变器更具优势。然而，传统的电流源型逆变器在连续放电时输出电流顶降过大，以及负载开路时电感两端会产生过压导致电路损坏等，限制了电流源型逆变器的使用。通过改变传统电流源型逆变器的电感、开关、二极管的相对位置，使得电感能量能够在连续放电时得到补充，同时使得电感电流总是存在续流路径，避免电感两端过压的情况出现。对提出的电路工作过程进行了详细的原理分析，并进行了仿真验证。最后，设计了1台实验样机进一步验证了所提出电路的可行性。

关键词：电流源型逆变器；开路保护；过压保护；短路保护

Highly Reliable Current-source Inverter with Continuous Path of Inductive Current

XIE Pengyao, ZHU Caihui, YI Zihan, QIU Jian, ZHAO Hui, LIU Kefu
(Department of Light Sources and Illuminating Engineering, School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: A current-source inverter (CSI) possesses several advantageous features, including stable output current, a wide load range and immunity to current surges during load open-circuit conditions. In applications where reliability is critical, CSIs outperform voltage-source inverters (VSIs). However, traditional CSIs suffer from significant current droop during continuous discharge and the risk of overvoltage at the inductor terminals when the load is open-circuited, limiting their practical utility. To address these limitations, the relative positions of the inductor, switches and diodes within conventional CSIs are modified, so as to enable energy replenishment during continuous discharge. Meanwhile, a continuous current path through the inductor is ensured to effectively prevent overvoltage across the inductor terminals. A detailed theoretical analysis of the proposed circuit is conducted, and it is verified by simulations. Finally, an experimental prototype was designed to further validate the feasibility of this circuit.

Keywords: Current-source inverter (CSI); open-circuit protection; overvoltage protection; short-circuit protection

高频电流源型逆变器在生物软组织焊接电源[1-2]、等离子体电源[3]、电动汽车充电[4-5]等负载变化快、对可靠性要求高的场合能够发挥重要作用，相较于电压源型逆变器，具有输出电流稳定、负载范围宽、在负载突变时无电流浪涌等优点。然而，连续放电时电感电流顶降大[6-7]及负载开路时产生的过压问题[6-9]限制了电流源型逆变器的推广。

Chakraborty等[10]提出了1种基于Buck变换器实现的可控电流源型逆变器拓扑，基于平均电流控制模式，通过控制Buck变换器及H桥逆变器的占空比，实现了恒压输出的电流源型逆变器。但是所提拓扑缺乏电感电流回收结构，必须额外增加开关管为电感电流的续流，一方面增加了开关器件的数量，另一方面为了给电感续流，使得Buck变换器与H桥逆变器的开关时序不能做到完全独立，因

收稿日期：2024-06-05；**修回日期**：2024-07-17；**录用日期**：2024-07-26；**网络首发日期**：2025-02-26

此难以自由控制输出交流电的频率、正负脉冲脉宽等参数。Friedrichs 等[8-9]提出了 1 种基于 DC-DC 变换器实现的可控高频电流源型逆变器拓扑，并将其应用于电外科发生器中，通过控制前级 Buck 开关与后级 H 桥开关的时序，使得 H 桥开关在实现电流源型逆变器功能的同时，也能参与前级 DC-DC 变换的功能，从而以更少的开关器件数量实现了前级 Buck-Boost 变换器。该拓扑还将电感同时用作前级 DC-DC 变换器和后级 H 桥逆变器的储能电感，从而减小了逆变器的体积与重量，使其结构更加紧凑。在此基础上，基于峰值电流控制模式实现了恒压、恒流及恒功率 3 种输出模式，并具有较好的动态响应性能。但是，减少开关器件的数量也导致了前级 DC-DC 变换器必须与后级逆变器协同工作，时序同样不能做到完全独立。并且提出的控制方案在实现恒压和恒功率输出模式时，需要通过改变 H 桥开关占空比来实现，导致输出双极性脉冲的脉宽无法自由控制。最后，由于缺乏电感电流回收结构及过压保护结构，导致在负载呈感性、阻抗过大或是开路时均有可能出现过压的情况，进而损坏电路。Xu 等[6]通过加入 1 种基于 TVS 实现的有源钳位电路，实现了负载阻抗过大情况下的过压保护，但其电感充电与电感对负载放电 2 个过程相互独立，导致在连续放电时电感电流顶降较大，不能实现恒流输出。同时，其电路也不具备开路保护的能力。

本文提出 1 种高可靠性的高频电流源型逆变器，通过对电感电流路径重新规划，使得无论后级电路处于何种状态，电感电流总能保持连续，因此实现了前级 DC-DC 电路与后级 H 桥逆变电路工作相互独立。在实现恒流输出的基础上，输出脉冲频率、占空比灵活可调，同时实现电源的开路保护、过压保护、短路保护等功能。

1 能量传输模式分析

本文提出的电流源型逆变电路拓扑如图 1 所示，按其功能可以将电路分为直流供电、电感充电、尖峰吸收、H 桥逆变及脉冲变压器 5 个功能模块。直流供电模块为电路提供稳定的直流输入。电感充电模块是将传统的 Buck 电路中的电感 L_1、二极管 D_1、开关管 S_5 的位置进行变换得到。尖峰吸收模块为变压器漏感提供就近能量吸收回路。H 桥逆变模块产生双极性输出，同时为电感电流连续提供通路。脉冲变压器模块主要起隔离及升压的作用。

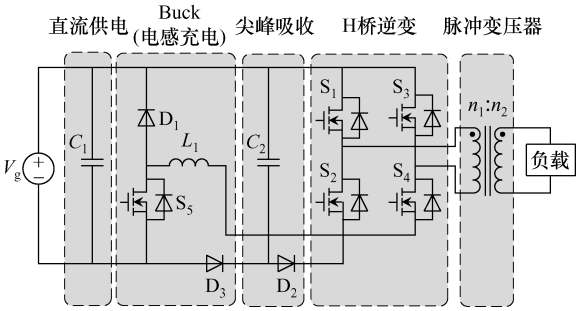


图 1 高可靠性电流源型逆变器电路

Fig. 1 Highly reliable current-source inverter circuit

1.1 双极性脉冲输出

系统启动时，首先进入电感充电状态，将 H 桥开关 S_1 ~ S_4 全部导通，控制 S_5 将电感电流充至设定值，对应的电路状态如图 2 所示。当开关 S_5 开通时，电感通过 H 桥开关进行充电，电感电流上升；当开关 S_5 关断后，电感电流通过二极管 D_1 与 H 桥通路进行续流，由于回路中二极管与杂散电阻消耗能量，因此电感电流降低。

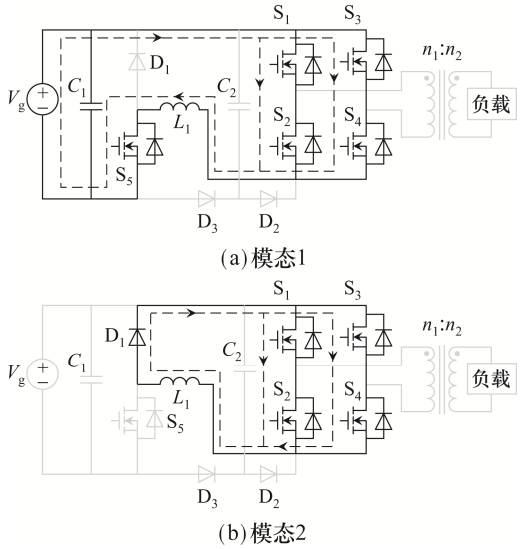
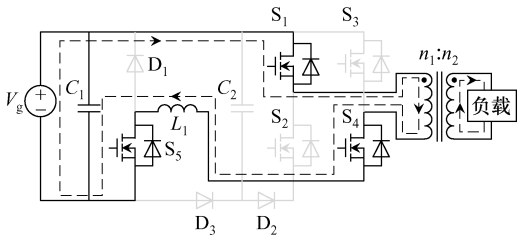


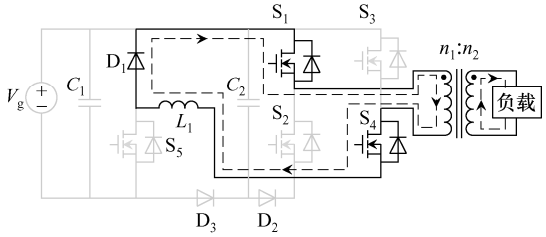
图 2 启动时的电路状态

Fig. 2 Circuit states at startup

当电感电流达到预设值后，通过控制 H 桥开关的不同组合，实现正、零、负 3 种电平输出，其中，零电平通过使 H 桥一侧桥臂直通实现。3 种输出对应的电路状态如图 3~图 5 所示。当开关 S_5 开通时，电源给负载及电感 L_1 供电，此时电感电流上升；当开关 S_5 关断时，电感 L_1 通过续流二极管 D_1 给负载续流。通过使桥臂直通来实现零电平输出，同时给电感补充能量。将零电平输出时间设置为 0，则可以仅输出正、负无死区双极性脉冲。



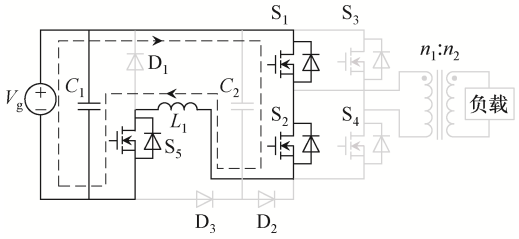
(a)模态3



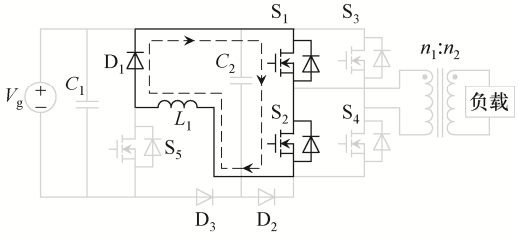
(b)模态4

图 3　正极性输出

Fig. 3 Positive polarity output



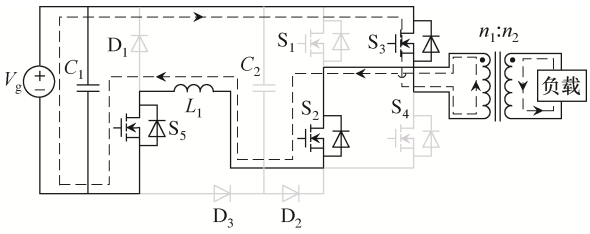
(a)模态5



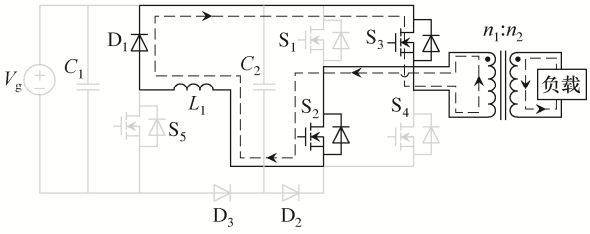
(b)模态6

图 4　零电平输出

Fig. 4 Zero-level output



(a)模态7



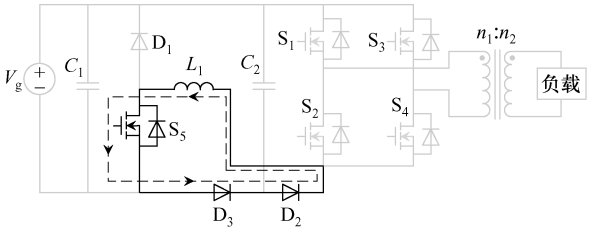
(b)模态8

图 5　负极性输出

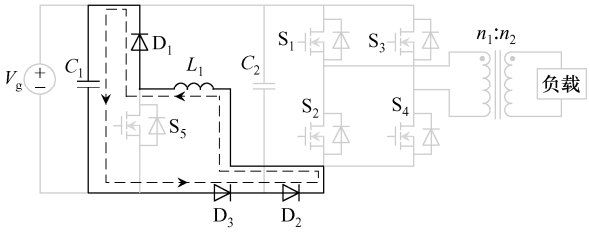
Fig. 5 Negative polarity output

1.2　开路保护与能量回收

当负载开路时，若保持 S_5 长开通，则电感电流经过 S_5，二极管 D_2、D_3 进行电流保持，负载恢复后能立即进行输出，对应的电路状态如图 6(a)所示。若在负载开路后，关断开关 S_5，则电感电流通过续流二极管 D_1 回收至直流供电模块中，在正常放电结束时，也可利用此模态将电感能量进行回收，对应的电路状态如图 6(b)所示。



(a)模态9



(b)模态10

图 6　电流保持与能量回收

Fig. 6 Current holding and energy recovery

1.3　过压保护

当负载过大时，若维持恒流输出，会导致输出端有过压产生。由于电路的特殊结构，输出的最高

电压会被钳位至母线电压。过压时电路的工作状态如图 7 所示。

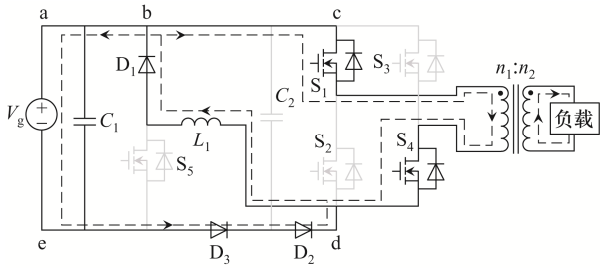


图 7 过压保护电路工作状态

Fig. 7 Operating state of overvoltage protection circuit

假设此时电路处于过压状态，即输出电压高于直流母线电压，则有

$$\begin{cases} V_{\mathrm{cd}} > V_{\mathrm{ae}} \\ V_{\mathrm{a}} = V_{\mathrm{b}} = V_{\mathrm{c}} \end{cases} \Rightarrow V_{\mathrm{e}} > V_{\mathrm{d}} \tag{1}$$

式中：V_{a}~V_{e} 分别为 a~e 点处的电压；V_{cd} 和 V_{ae} 分别为 c、d 和 a、e 点之间的电压。此时，二极管 D_2、D_3 正向导通，电感 L_1 上的电流部分给直流供电模块充电，部分给后级负载提供能量，即进行正常的脉冲输出。因此，无论是因为负载阻抗急剧变大或是电感电流过大导致负载两端电压出现过压的情况，都能依靠二极管 D_2、D_3 正向导通，使得电感能量部分被回收。考虑电路寄生参数和二极管导通压降，则电感两端的电压为

$$v_L = V_{\mathrm{g}} + 3V_{\mathrm{F}} + i_L R_1 \tag{2}$$

式中：V_{g} 为母线电压；V_{F} 为续流二极管的正向导通压降；i_L 为电感电流；R_1 为 b、d 两点之间的总寄生电阻。

负载上的输出电压为

$$V_{\mathrm{o}} = V_{\mathrm{cd}} - I_{\mathrm{o}} R_2 \tag{3}$$

式中：V_{o} 为 H 桥输出到负载的电压；I_{o} 为 H 桥输出的电流；R_2 为 H 桥与负载相接部分的总寄生电阻。

根据基尔霍夫电压定律 KVL(Kirchhoff's voltage law)及基尔霍夫电流定律 KCL(Kirchhoff's current law)，可得

$$\begin{cases} V_{\mathrm{g}} + 2V_{\mathrm{F}} = v_L - V_{\mathrm{F}} - i_L R_1 = V_{\mathrm{o}} + I_{\mathrm{o}} R_2 \\ i_L = i_{\mathrm{g}} + I_{\mathrm{o}} \end{cases} \tag{4}$$

式中，i_{g} 为直流供电模块输出电流。将式(4)化简可得

$$\begin{cases} V_{\mathrm{o}} = V_{\mathrm{g}} + 2V_{\mathrm{F}} - I_{\mathrm{o}} R_2 \\ i_{\mathrm{g}} = i_L - \dfrac{V_{\mathrm{g}} + 2V_{\mathrm{F}} - I_{\mathrm{o}} R_2}{R_{\mathrm{L}}} \end{cases} \tag{5}$$

式中，R_{L} 为负载等效电阻。

由式(5)可知，负载上的电压将被钳位至母线电压附近，而能量回收部分的充电电流也可由已知数据计算得到。

由于变压器漏感的存在，当输出极性切换时，漏感两端会产生过压。同时，如果直流供电模块与 H 桥模块之间的走线过长，则直流母线上的寄生电感会阻碍漏感上的能量吸收至直流供电模块。因此，在贴近 H 桥处加入一级漏感能量回收电路，具体电路工作过程如图 8 所示。以回收正极性脉冲的漏感能量为例，当系统停止输出时，即负载和 H 桥开关全部断开，漏感上的能量经由开关 S_2、S_3 的寄生二极管使得二极管 D_2 正向导通，将漏感上的能量全部回收至电容 C_2 当中，防止漏感两端产生过压造成电路损坏。

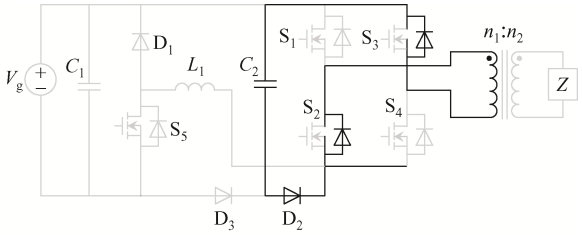


图 8 漏感能量回收

Fig. 8 Leakage energy recovery

2 控制策略

为了实现恒定电流输出，需要通过闭环控制使得电感电流维持在预定的值。进行功率输出时后级 H 桥电路总有电流通路，不同之处在于进行正、负极性输出时，后级等效电阻为回路寄生电阻与负载的串联，零电平输出时后级等效电阻仅有回路寄生电阻。因此，可以通过控制 Buck 开关 S_5 的导通时间来控制电感电流的大小。当 S_5 开通时，电感电流上升；当 S_5 关断时，电感电流下降。将后级负

载等效为 1 个连续负载后，控制电路的原理图如图 9(a)所示。通过采用加入斜坡补偿的峰值电流控制模式实现电感电流的闭环控制[11-18]。各参考信号与控制信号的关系示意图如图 9(b)所示，图中：i_{ref} 为参考电流；i_a 为斜坡补偿电流；m_a 为斜坡补偿的斜率。

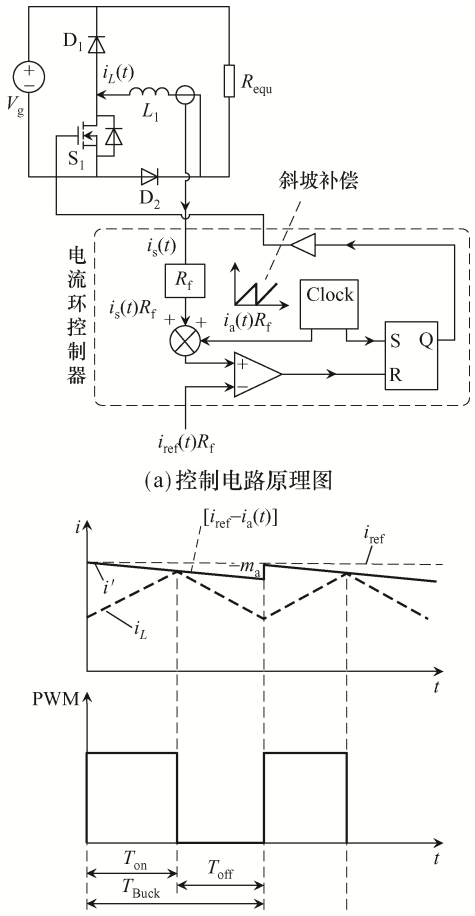


图 9　控制电路原理

Fig. 9 Schematic of control circuit

由于通过控制 Buck 开关 S_5 使得电感电流恒定，因此可以认为 H 桥模块输入为恒定电流输入。通过控制 H 桥开关的时序，可实现正、负、零 3 种状态的输出，采用移相的方式实现双极性脉冲输出。当 S_1、S_2 开通，S_3、S_4 关闭，或是 S_1、S_2 关闭，S_3、S_4 开通时，H 桥桥臂直通，输出电平为零电平，电感通过直通桥臂充电或续流；当 S_1、S_4 开通，S_2、S_3 关闭，或是 S_1、S_4 关闭，S_2、S_3 开通时，输出正极性或是负极性脉冲，电感通过负载进行充电或续流。改变 H 桥开关的开关频率，可以改变输出极性脉冲的脉冲重复频率；改变 H 桥开关的相位关系，可以改变输出极性脉冲的占空比。

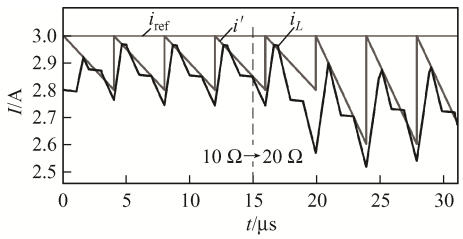
3　仿真验证

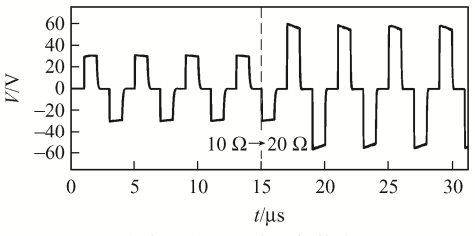
在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真电路对本文提出电路进行仿真验证，电路参数见表 1，仿真结果如图 10 和图 11 所示。

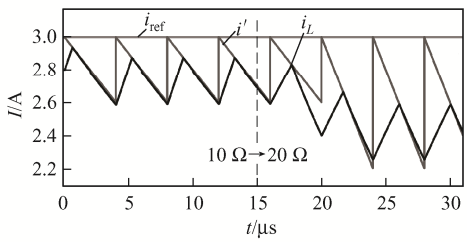
表 1　电路仿真参数

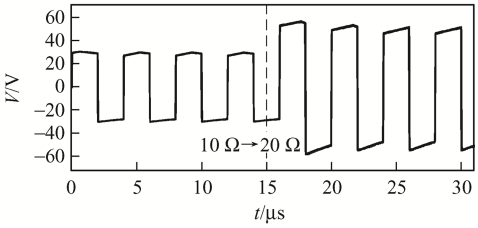
Tab. 1 Circuit simulation parameters

参数	数值
输入电压/V	85
电感电流/A	3
Buck 开关频率/kHz	250
输出脉冲频率/kHz	250
输出脉冲占空比	0.5/1.0
电感 L_1/μH	400
变压器励磁电感/mH	2
变压器耦合系数	0.99
变压器匝比	1:1
负载/Ω	1/10/20









(d)占空比大于1时的负载电压

图 10 不同脉冲占空比的负载跳变波形

Fig. 10 Load hopping waveforms with different pulse duty cycles

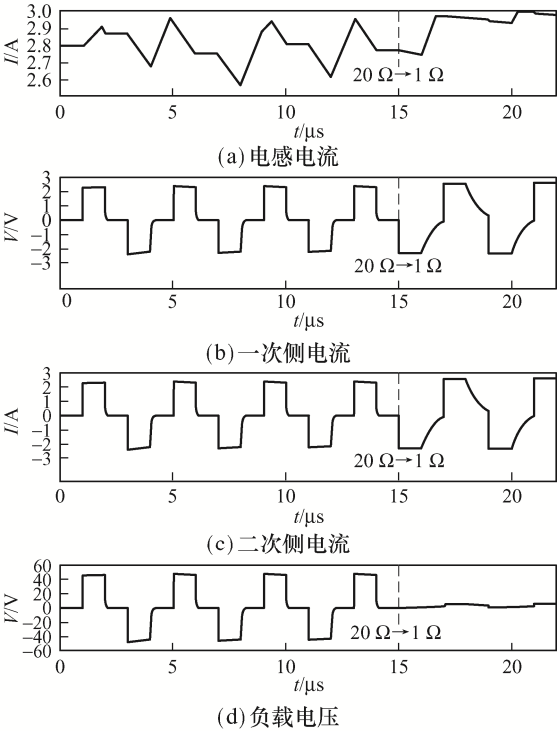


图 11 脉冲占空比为 0.5 时的负载短路波形

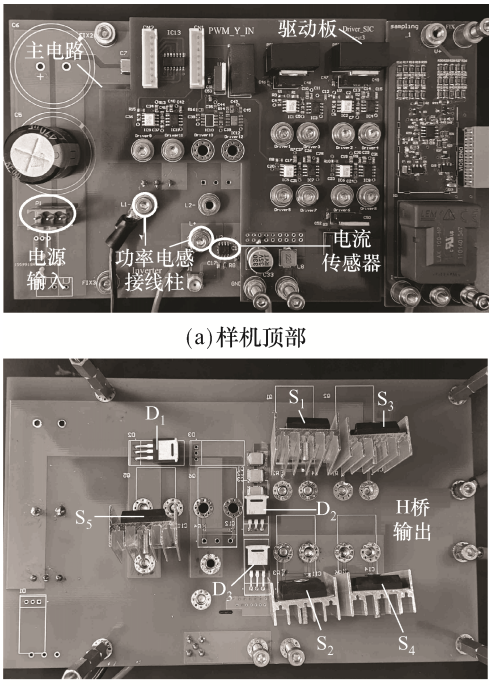
Fig. 11 Load short-circuit waveforms with pulse duty cycle of 0.5

从图 10(a)和(c)可以看出，当 Buck 充电开关开通时，电感电流上升；当充电开关关闭时，电感电流下降。从图 10(a)和(b)可以看出，在输出脉冲占空比小于 1.0 时，电感电流下降阶段有 2 个下降斜率，当输出零电平时，电感电流下降较慢。从图 10(b)和(d)可以看出，输出脉冲占空比不影响电路的工作模态，即电路在连续负载或非连续负载下都能正常工作。此外，在负载发生跳变时，控制电路能够在 2 个开关周期内完成调整，保持电路的恒流输出。

图 11 为在输出脉冲占空比为 0.5 的条件下，在时间为 15 μs 时，使负载由 20 Ω 跳变为 1 Ω 来模拟短路故障发生，输出端一次侧电流、二次侧电流及负载电压的仿真波形。可以看出，当负载突然短路时，由于电感电流不能突变，负载上的电压会随着阻抗变小而跳变为较小的值。对于电感电流而言，由于有闭环控制系统，所以电感电流也会被限制在设定值以下。因此在正常输出的情况下，即使发生了负载短路的情况，电路中也不会出现过流的现象。另外，当负载急剧变小后，由于变压器漏感的存在，脉冲的下降沿将变大，从仿真可以看出，此时下降沿的时间大于脉冲死区时间。

4 实验验证

为进一步验证所提出高可靠性电流源的可行性，按照仿真模型搭建实验电路，实验参数与仿真参数一致，实验样机如图 12 所示。



(a)样机顶部

(b)样机底部

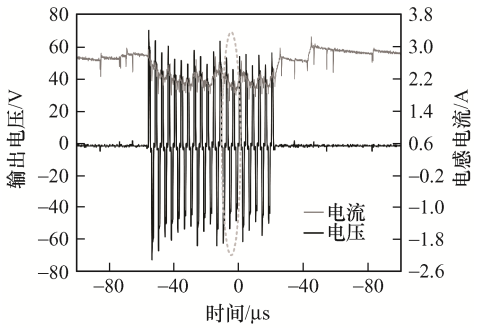
图 12 实验样机

Fig. 12 Experimental prototype

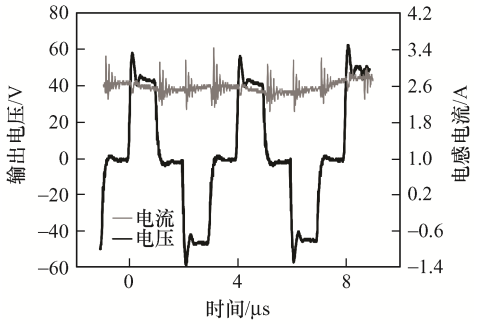
所提控制算法由 EP4CE10F17C8N 实现并产生对应控制信号，采用型号为 GC2M0080120D 的 SiC 基 MOSFET 作为开关管，采用型号为 HCPL0638

的光耦与型号为 IXDN614SI 的驱动芯片实现隔离驱动，采用型号为 CC6920-10A 的电流芯片进行电感电流采样，功率电感选用线径为 2.5 mm^2、电感量为 400 μH 的空心电感，脉冲变压器在频率为 250 kHz 的条件下，励磁电感为 1.49 mH，漏感为 1.92 μH。实验结果如图 13~图 15 所示，采用脉冲簇的输出方式进行输出，所测输出为电感电流与负载电压。

由实验波形图与仿真结果图对比可以看出，电感电流变化情况与仿真波形基本一致，在脉冲占空比为 0.5 与 1.0 时均能实现稳定输出。此外，由电



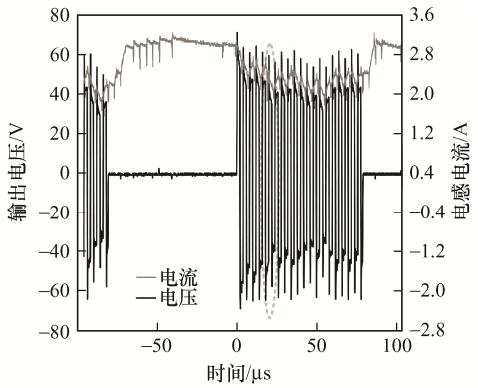
(a)原始波形



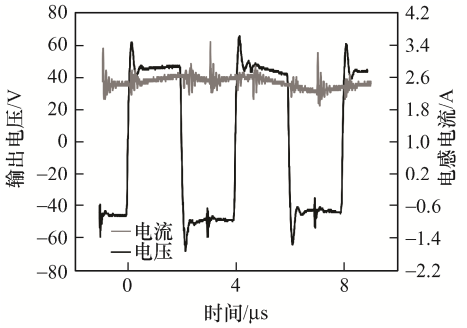
(b)图(a)局部放大

图 13　脉冲占空比为 0.5 的实验波形

Fig. 13 Experimental waveforms with pulse duty cycle of 0.5



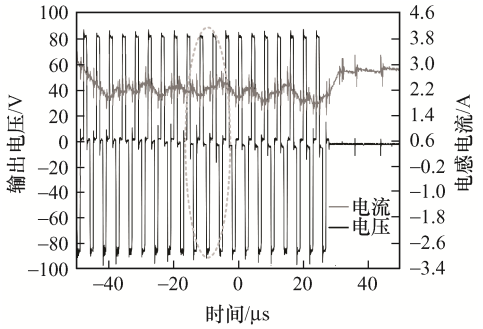
(a)原始波形



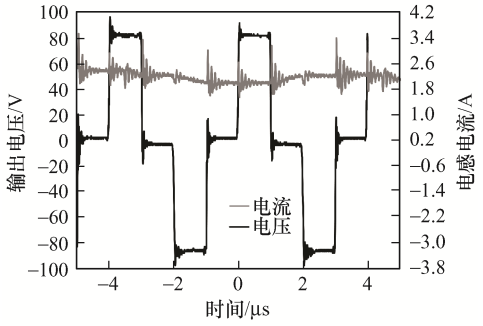
(b)图(a)局部放大

图 14　脉冲占空比为 1.0 的实验波形

Fig. 14 Experimental waveforms with pulse duty cycle of 1.0



(a)原始波形



(b)图(a)局部放大

图 15　过压保护实验波形

Fig. 15 Experimental waveforms of overvoltage protection

感电流波形可以看出，在脉冲簇死区时间内，电感电流基本维持在设定的电流参考值 3 A 处。但在脉冲输出期间，电感电流峰值总是低于参考电流，这是因为加入了斜坡补偿，且由于输出的平均功率越大，斜坡补偿的系数越大，因此随着输出脉冲占空比增加，电感电流峰值降低。

由于脉冲簇死区、脉冲死区是由 H 桥桥臂直通产生的，因此可以将负载短路等效为此时的工作状态。由脉冲簇死区时输出电压与电感电流波形可知，在负载短路时，电源能够使得电感电流维持在

预设值，且输出端不会有过压产生。

对于负载开路的情况，由于采用的控制方式是在结束放电时，H 桥所有开关均关闭，等效于负载开路。此时负载两端电压降为 0，电感电流回收至直流输入端，不会对电路造成损坏。

为验证系统的过压保护功能，在输出脉冲占空比为 0.5 的条件下，将负载由 20 Ω 替换为 500 Ω，直流输入幅值为 85 V，得到的实验波形图如图 15 所示。可以看出，当负载过大时，输出电压会被钳位至直流母线电压，电感电流仍然能维持在设定值。证明了过压时只有部分电感电流流向负载。

对于负载短路及开路等情况的验证，由于当负载短路时，电路等效于 H 桥桥臂直通，即电路一直处于图 4 所示模态，输出波形如图 14 中 2 个脉冲簇之间的波形所示；当负载开路时，等效于 H 桥所有开关均关断，即电路一直处于图 6 所示模态，输出波形如图 15 脉冲输出末端波形所示。

5 结语

本文提出了 1 种高可靠性的高频电流源型逆变电路，能够实现任意脉冲占空比的双极性脉冲恒流输出，持续放电电感电流无顶降。此外，通过对电感电流路径的合理规划，无论负载处于开路、短路还是过载的异常状态，均不会产生过压或者过流损坏电路或者负载。最后，通过仿真与搭建实验样机验证了所提电路的可行性。该电流源型逆变器更加适用于对可靠性要求高的场合。

参考文献：

[1] Gomes D F, Galvão I, Loja M A R. Overview on the evolution of laser welding of vascular and nervous tissues [J]. Applied Sciences, 2019, 9(10): 2157.

[2] Yin Li, Zhu Caihui, Xu Jianzhi, et al. Dynamic impedance analysis of intestinal anastomosis during high-frequency electric field welding process [J]. Sensors, 2022, 22(11): 4101.

[3] Baba S, Gajewski W, Jasinski M, et al. High performance power supplies for plasma materials processing [J]. IEEE Access, 2021, 9: 19327-19344.

[4] Notten P H L, Veld J H G O H, van Beek J R G. Boostcharging Li-ion batteries: A challenging new charging concept [J]. Journal of Power Sources, 2005, 145(1): 89-94.

[5] Guo Yifeng, Zhang Chengning. Study on the fast charging method of lead-acid battery with negative pulse discharge [C]// 2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications. Hong Kong, China, 2011: 1-4.

[6] Xu Jianzhi, Yang Xingjian, Zhao Hui, et al. An inductor-based and capacitor-free bipolar pulse converter with overvoltage protection [J]. World Electric Vehicle Journal, 2022, 13(5): 91.

[7] Lin R L, Hsu C C, Changchien S K. Interleaved four-phase Buck-based current source with center-tapped energy-recovery scheme for electrical discharge machining [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 110-118.

[8] Friedrichs D A, Erickson R W, Gilbert J. A new dual current-mode controller improves power regulation in electrosurgical generators [J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2012, 6(1): 39-44.

[9] Friedrichs D A, Erickson R W, Gilbert J. A new system architecture improves output power regulation in electrosurgical generators [C]// 2011 Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Boston, MA, USA, 2011: 6870-6873.

[10] Chakraborty S, Jain A K, Mohan N. A novel power distribution system using a central Buck-based current source for multiple individually regulated outputs [C]// IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03. Acapulco, Mexico, 2003: 1379-1383.

[11] Yuan Zhibao, Xu Haiping. Pulse power supply with faster response and low ripple current using inductive storage and interleaving technology [J]. CPSS Transactions on Power Electronics and Applications, 2020, 5(1): 54-62.

[12] Erickson R W, Maksimović D. Fundamentals of Power Electronics [M]. Boston, MA: Springer US, 2001.

[13] Jain S, Kumar L. Fundamentals of Power Electronics

Controlled Electric Propulsion [M]// Power Electronics Handbook. Amsterdam: Elsevier, 2018: 1023-1065.

[14] Bryant B, Kazimierczuk M K. Modeling the closed-current loop of PWM Boost DC-DC converters operating in CCM with peak current-mode control [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2005, 52(11): 2404-2412.

[15] 程红, 王聪, 王俊. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京: 清华大学出版社, 2013.
Cheng Hong, Wang Cong, Wang Jun. Modeling, Control and Digital Controller Implementation of Switching Power Converters [M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2013. (in Chinese)

[16] Savran A, Kahraman G. A fuzzy model based adaptive PID controller design for nonlinear and uncertain processes [J]. ISA Transactions, 2014, 53(2): 280-288.

[17] 皇金锋, 韩梦祺. Super-Boost 变换器的工作模式及输出纹波电压分析[J]. 电源学报, 2024, 22(1): 11-21.
Huang Jinfeng, Han Mengqi. Analysis of operation modes and output ripple voltage of super-Boost converter [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(1): 11-21. (in Chinese)

[18] 吴斌, 何圣仲, 代东雷, 等. 一种峰值电流与突发模式混合控制移相全桥变换器[J]. 电源学报. 2025, 23(2): 40-47.
Wu Bin, He Shengzhong, Dai Donglei, et al. Phase-shifted full-bridge converter under hybrid control of peak current and burst mode [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(2): 40-47. (in Chinese)



谢鹏瑶

作者简介：

谢鹏瑶(1998—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子技术及应用。E-mail：2121072053@m.fudan.edu.cn。

朱才会(1991—)，男，博士研究生。研究方向：光电医疗。E-mail：1044582163@qq.com。

易子汉(1995—)，男，博士研究生。研究方向：光学与电子信息。E-mail：21110720029@m.fudan.edu.cn。

邱剑(1982—)，男，博士，高级工程师。研究方向：固态脉冲功率技术，高功率脉冲激光雷达，高功率电子学。E-mail：jqiu@fudan.edu.cn。

赵晖(1988—)，男，博士，研究员。研究方向：高功率密度高效率变换器，电磁兼容，脉冲电源。E-mail：hui_zhao@fudan.edu.cn。

刘克富(1963—)，男，通信作者，博士，教授。研究方向：脉冲功率，高功率电子学及其应用，等离子体放电应用技术。E-mail：kfliu@fudan.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)