第22卷 第6期
2024年11月

电 源 学 报
Journal of Power Supply

Vol. 22 No. 6
Nov. 2024

DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2024.6.43 **中图分类号**：TM464 **文献标志码**：A

软开关有源钳位逆变器逐波限流控制策略研究

叶怡伟，陈 敏(中国电源学会高级会员)，徐德鸿(中国电源学会会士)
(浙江大学电气工程学院，杭州 310027)

摘要：软开关有源钳位逆变器能够实现功率器件的软开关，有利于提升逆变器功率密度和动态性能。但在发生过流故障时，若采用传统的逐波限流策略，即过流时封锁功率器件的方法，将使直流母线电流由流向逆变桥变为流向直流侧。由于软开关变换器谐振电感的存在，直流母线电流与谐振电感电流叠加流过辅助开关器件，使辅助开关器件承受大电流应力。针对上述情况，提出1种改进逐波限流策略，通过改变逐波限流发生后的逆变桥开关状态，减少流向直流侧的直流母线电流，从而显著抑制电流应力，并通过3 kW软开关有源钳位逆变器实验进行了验证。

关键词：软开关有源钳位逆变器；过流；逐波限流

Research on Cycle-by-cycle Current Limit Strategies for Active-clamped Soft-switching Inverters

YE Yiwei, CHEN Min, *Senior Member, CPSS*, XU Dehong, *Fellow, CPSS*
(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: The active-clamped soft-switching inverter can realize the soft-switching of power devices, which is conducive to improving the power density and dynamic performance of the inverter. However, when overcurrent occurs, if the conventional cycle-by-cycle(CBC) current limit strategy(i.e., a strategy under which power devices will be blocked once overcurrent occurs) is adopted, the DC bus current will change its direction from flowing to the inverter bridge to flowing to the DC side. Due to the existence of a resonant inductor, both the DC bus current and the current flowing through the resonant inductor flow through the auxiliary switch, so there is high current stress on the auxiliary switch. In this paper, an improved CBC current limit strategy is proposed. By changing the switching state of the inverter bridge after the CBC current limit strategy is triggered, the DC bus current flowing to the DC side is reduced, thus significantly suppressing the current stress. In addition, the protection strategy was verified by an experiment of 3 kW active-clamped soft-switching inverter.

Keywords: Active-clamped soft-switching inverter; overcurrent; cycle-by-cycle (CBC) current limit

软开关有源钳位逆变器通过辅助支路谐振实现开关器件的零电压开通ZVS(zero voltage switching)，具有高功率密度和高动态性能的特点，可广泛应用于整流[1-2]、逆变[3-4]、直流–直流变换[5]和交流–交流变换[6]等多种场合。

逆变器在实际应用中均会设计相关的保护措施。逐波CBC(cycle-by-cycle)限流法是1种广泛应用的限流方法，当发生短时过载时，可有效抑制故障电流，且不需要中断系统运行。文献[7]提出了

收稿日期：2021-12-13；**修回日期**：2022-01-17，2022-01-27；
录用日期：2022-02-14；**网络首发日期**：2022-03-29
基金项目：国家重点研发计划资助项目(2018YFB1500701)
This work is supported by National Key R&D Program of China under the grant 2018YFB1500701

IGBT 过流时的逐波限流策略，在检测到过流后关断 IGBT，在下次驱动信号变高时恢复正常发波；文献[8-9]分别就三电平逆变电路提出了 2 种逐波限流控制电路，区别在于恢复正常工作的时刻和方法；文献[10]提出了基于电流滞环控制的 SPWM 逆变器逐波限流策略，可根据过流情况调节逐波限流动作频率；文献[11]提出了 1 种基于预测控制的 DC-DC 变换器逐波限流控制策略，根据当前开关周期中输入和输出电压及电感电流的采样值推导出下一周期中最大允许占空比的极限；文献[12]介绍了 1 种低功耗、高速的逐波限流器，采用高速输入负反馈运算放大器和高精度比较器，可适用于 2.2 MHz 开关电源；文献[13-14]针对三电平中点钳位半桥逆变器，提出了 1 种开关部分关断逐波限流方法，保持与中点相连的 2 个开关在故障时导通，也可通过降低电感电流下降速率来降低逐波限流触发频率。通常软开关有源钳位逆变器在应用中若出现过流故障，采取的保护措施一般为立刻封波停机。本文针对逐波限流法在软开关有源钳位逆变器中的应用进行研究，可使逆变器在不停机的情况下降低输出电流。

如果软开关有源钳位逆变器仍采用传统的逐波限流策略，将造成较大电流通过辅助开关器件，甚至导致辅助开关器件损坏。为了减小辅助开关器件上的电流应力，提出了 1 种改进的逐波限流策略。不同于传统的逐波限流封锁所有开关管，采用关断所有逆变桥上桥臂管、开通所有逆变桥下桥臂管的方法，可显著降低辅助开关器件的电流应力。

1 软开关有源钳位逆变器工作原理

图 1 为软开关有源钳位逆变器电路，谐振电感 L_r、钳位电容 C_c 和辅助开关器件(开关 S_7 和反并二极管 D_7)组成的谐振支路串联于直流侧。在逆变桥开关器件两端并联谐振电容 C_{r1}~C_{r6}，假定 $C_{r1}=C_{r2}=C_{r3}=C_{r4}=C_{r5}=C_{r6}=C_{rm}$。辅助开关器件两端并联谐振电容 C_{r7}[3]。

1 个开关周期内，逆变桥的每个桥臂均存在 2 类换流。以 A 相桥臂为例，如图 1 所示，若输出电流 i_a 为正，S_1 至 D_4 的换流称为第 1 类换流，因 S_1 零电压关断而 D_4 零电压开通，换流损耗较小。D_4 至 S_1 的换流称为第 2 类换流，S_1 会存在较大开通损耗，D_4 存在反向恢复损耗。为减少第 2 类换流的损耗，在第 2 类换流发生之前，关断辅助开关 S_7，通过谐振电感 L_r 和电路中开关器件两端电容的谐振，将 S_1 两端电压降至 0，以实现 S_1 零电压开通。

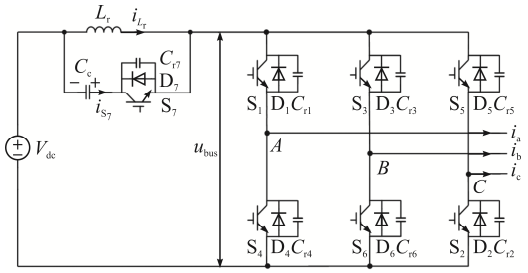


图 1 软开关有源钳位逆变器电路

Fig. 1 Circuit of active-clamped soft-switching inverter

使用齐边沿 PWM 控制方法[15]可将所有逆变桥桥臂的第 2 类换流均移动至开关周期内同一时刻，S_7 仅需动作 1 次，即可实现所有桥臂的零电压开通。

假定当前输出电流 $i_a>0$、$i_b<0$、$i_c<0$，1 个开关周期内(t_0~t_{12})的典型波形如图 2 所示。软开关工作过程如下。

阶段 1(t_0 时刻之前)，如图 3(a)所示，输出电流 i_a、i_b、i_c 分别流过反并二极管 D_4、D_3、D_5。

阶段 2(t_0~t_1)，如图 3(b)所示，t_0 时刻 S_7 关断，谐振电感 L_r 与谐振电容 C_{r1}、C_{r6}、C_{r2}、C_{r7} 谐振，t_1 时刻母线电压 u_{bus} 谐振至 0。

阶段 3(t_1~t_2)，如图 3(c)所示，反并二极管 D_1、D_6、D_2 续流。

阶段 4(t_2~t_3)，如图 3(d)所示，t_2 时刻零电压开通所有逆变桥桥臂开关，该阶段用于谐振电感充磁以获得足够的储能，确保阶段 2 时母线电压 u_{bus} 谐振至 0，谐振电感电流 i_{L_r} 以斜率 V_{dc}/L_r 上升。

阶段 5(t_3~t_4)，如图 3(e)所示，t_3 时刻关断开关 S_4、S_3、S_5，谐振电感 L_r 与谐振电容 C_{r4}、C_{r3}、C_{r5}、C_{r7} 谐振，母线电压 u_{bus} 谐振上升，t_4 时刻辅助开关 S_7 两端电压谐振至 0，为下一阶段 S_7 零电压开通创造条件。

阶段 6(t_4~t_5)，如图 3(f)所示，反并二极管 D_7 续流，t_5 时刻零电压开通 S_7，第 2 类换流完成，t_5~t_{12} 各相先后完成第 1 类换流，t_{12} 时该开关周期结束，下一开关周期开始。

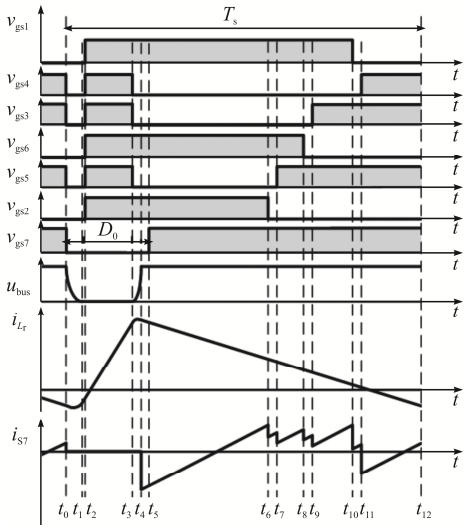
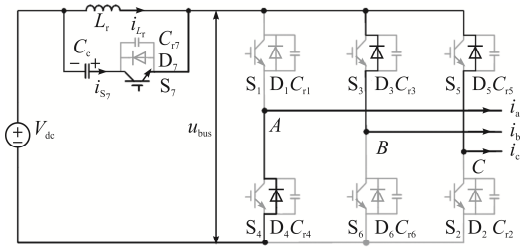
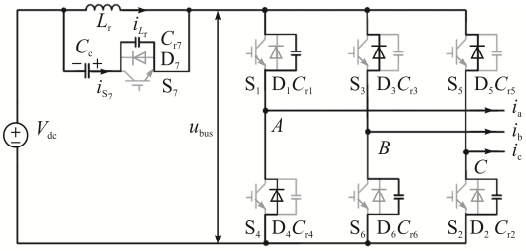


图 2　软开关有源钳位逆变器波形

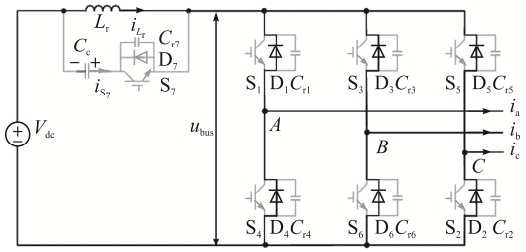
Fig. 2 Waveforms of active-clamped soft-switching inverter



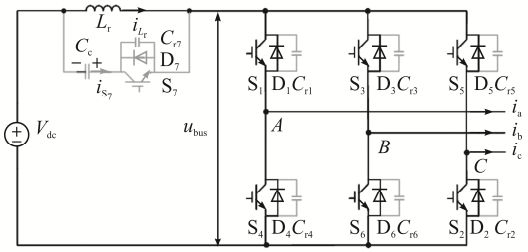
(a)阶段1(t_0之前)



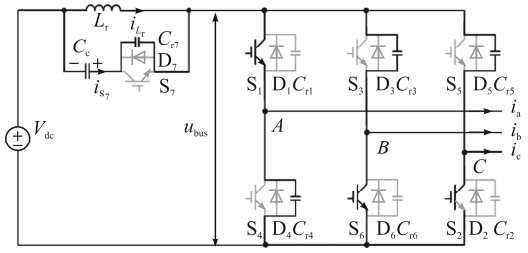
(b)阶段2(t_0~t_1)



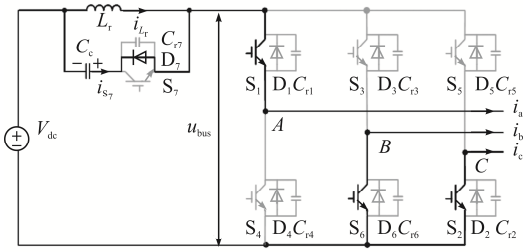
(c)阶段3(t_1~t_2)



(d)阶段4(t_2~t_3)



(e)阶段5(t_3~t_4)



(f)阶段6(t_4~t_5)

图 3　关键阶段等效电路

Fig. 3 Equivalent circuit at critical stages

若负载为三相平衡阻性负载，t_0 时刻辅助开关 S_7 关断后，母线电压 u_{bus} 恰好谐振至 0 所需的辅助开关关断占空比 D_0 计算式[16]为

$$D_0=\frac{2L_r}{V_{dc}T_s}\left[\frac{|i_a|+|i_b|+|i_c|}{2}+\frac{3U_mI_m}{2V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r}\right] \tag{1}$$

式中：U_m 为输出相电压基波幅值；I_m 为输出电流基波幅值；$Z_r=\sqrt{L_r/(3C_{rm}+C_{r7})}$。

t_4 时刻谐振电感电流 I_{L_r} 达到开关周期内最大值 $I_{L_r\max}$，可表示[16]为

$$I_{L_r\max}=\frac{|i_a|+|i_b|+|i_c|}{2}+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r} \tag{2}$$

2　传统逐波限流的问题

采用传统逐波限流策略时，当任意一相电流绝对值超过限定值时，关断所有开关器件；若下一开

关周期到来时三相电流绝对值均在限定值以下，则恢复所有开关工作。假定逐波限流前的等效电路如图 3(f)所示，输出电流 i_a、i_b、i_c 分别流过开关 S_1、S_6、S_2，且 $i_a>0$、$i_b<0$、$i_c<0$。如图 4 所示，为便于与图 2 的正常工作对比，仍定义 t_0 为逐波限流发生所处的开关周期的开始时刻，t_{12} 为该开关周期的结束时刻。假定逐波限流发生在 t_4 时刻，谐振电感电流 i_{L_r} 达到开关周期内最大值，该值可由式(2)计算得到。图 5 为 t_4 时刻之后的等效电路，逐波限流发生保护动作，所有开关器件关断，输出电流 i_a、i_b、i_c 由开关 S_1、S_6、S_2 分别换流至反并二极管 D_4、D_3、D_5。

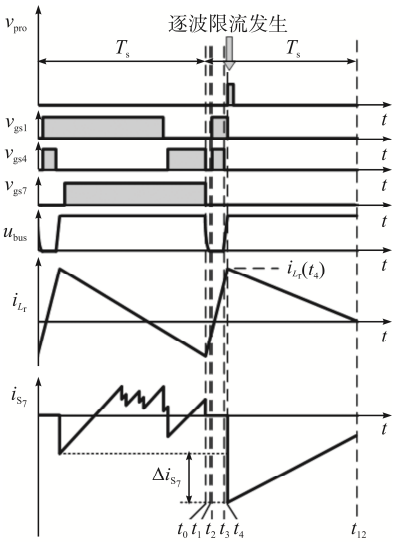


图 4 传统逐波限流策略 2 个开关周期内理论波形

Fig. 4 Theoretical waveforms under conventional CBC current limit strategy in two switching periods

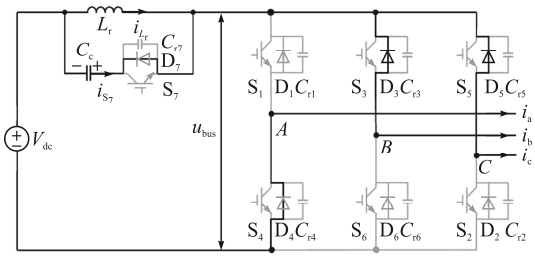


图 5 传统逐波限流发生后等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit after conventional CBC current limit strategy is triggered

根据图 3(f)，t_4^- 时刻，流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 为

$$i_{S_7}\left(t_4^-\right)=-I_{L_r\max}+i_a \tag{3}$$

t_4 时刻发生逐波限流，根据图 5，t_4^+ 时刻流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-I_{L_r\max}-i_a \tag{4}$$

式(3)和式(4)结果为负值，表示此时电流流过辅助开关 S_7 的反并二极管 D_7。对比式(3)和式(4)可知，逐波限流发生后流过 D_7 的电流增加值 Δi_{S_7} 为

$$\Delta i_{S_7}=2i_a \tag{5}$$

根据式(2)和式(4)，结合条件 $i_a>0$、$i_b<0$、$i_c<0$，逐波限流发生后辅助开关器件电流应力为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-\left(2i_a+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r}\right) \tag{6}$$

对各种输出电流极性情况，用相同的方法可得到逐波限流发生前后流过辅助开关器件的电流，如表 1 所示。

表 1 不同相电流极性情况下逐波限流发生前后流过辅助开关器件的电流 i_{S_7}

Tab. 1 Current i_{S_7} before and after CBC current limit strategy is triggered with different current polarities

i_a	i_b	i_c	$i_{S_7}(t_4^-)$	$i_{S_7}(t_4^+)$	Δi_{S_7}
+	−	−	$-I_{L_r\max}+i_a$	$-I_{L_r\max}-i_a$	$2\lvert i_a\rvert$
+	+	−	$-I_{L_r\max}-i_c$	$-I_{L_r\max}+i_c$	$2\lvert i_c\rvert$
−	+	−	$-I_{L_r\max}+i_b$	$-I_{L_r\max}-i_b$	$2\lvert i_b\rvert$
−	+	+	$-I_{L_r\max}-i_a$	$-I_{L_r\max}+i_a$	$2\lvert i_a\rvert$
−	−	+	$-I_{L_r\max}+i_c$	$-I_{L_r\max}-i_c$	$2\lvert i_c\rvert$
+	−	+	$-I_{L_r\max}-i_b$	$-I_{L_r\max}+i_b$	$2\lvert i_b\rvert$

由表 1 可得，输出低频基波的任意开关周期内，t_4^- 时刻流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 为

$$i_{S_7}\left(t_4^-\right)=-I_{L_r\max}+\mathrm{Max}(|i_a|,|i_b|,|i_c|) \tag{7}$$

t_4^+ 时刻流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-I_{L_r\max}-\mathrm{Max}(|i_a|,|i_b|,|i_c|) \tag{8}$$

对比式(7)和式(8)，可知逐波限流发生后流过辅助开关 S_7 的反并二极管 D_7 的电流增加值 Δi_{S_7} 为

$$\Delta i_{S_7}=2\mathrm{Max}\left(|i_a|,|i_b|,|i_c|\right)=|i_a|+|i_b|+|i_c| \tag{9}$$

逐波限流发生后辅助开关器件电流应力为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-\left(|i_a|+|i_b|+|i_c|+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}\right) \tag{10}$$

在输出低频周期内，$|i_a|+|i_b|+|i_c|$最大值为 $2I_m$，逐波限流发生后辅助开关器件电流应力可达的最大值为

$$I_{S_7_max}=2I_m+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r} \tag{11}$$

其归一化形式为

$$I^*_{S_7_max}=\frac{I_{S_7_max}}{I_m}=2+\frac{3U_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}/Z_r}{I_m} \tag{12}$$

由式(11)和式(12)可见，逐波限流发生后的电流应力可能导致辅助开关器件的损坏。以 3 kW 软开关有源钳位逆变电路为例，选取参数：特征阻抗 Z_r=64.9 Ω(L_r=27.8 μH，C_{rm}=2.2 nF，C_{r7}=0)，V_{dc}=300 V，U_m=108.5 V，I_m=15.5 A，负载为三相平衡阻性负载，则逐波限流发生后辅助开关器件电流应力最大可达 52.4 A，为输出电流幅值的 3.4 倍。

3　改进逐波限流策略

3.1 改进逐波限流

改进的逐波限流方法如图 6 所示。检测输出电流 i_a、i_b、i_c，当任一输出电流的绝对值超过电流限定值 I_{limit} 时，过流标志信号 v_{pro} 有效(为低电平)，复位 D 触发器，Q 输出变低，封锁全部上桥臂开关 S_1、S_3、S_5 和辅助开关 S_7，同时开通全部下桥臂开关 S_2、S_4、S_6。时钟信号 clk 的频率与开关频率 f_s 相同。下一个开关周期到来时，若所有相电流的绝对值均降至 I_{limit} 以下，D 输入端为“1”，时钟信号 clk 上升沿到来时，D 触发器输出变为高电平，则全部开关恢复正常工作。

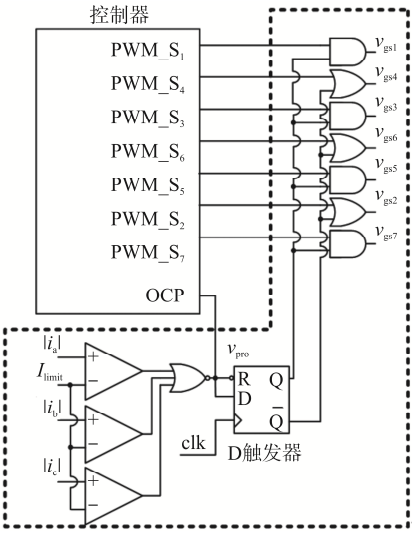


图 6　改进的逐波限流策略实现方法示意

Fig. 6 Schematic of implementation method of improved CBC current limit strategy

3.2 改进逐波限流的分析

假定 i_a>0、i_b<0、i_c<0，改进逐波限流动作之前的电路如图 3(f)所示。图 7 仍假定改进逐波限流发生在 t_4 时刻，谐振电感电流 I_{L_r} 达到开关周期内最大值，该值可由式(2)计算得到。t_4^+ 时刻改进逐波限流发生，电路状态如图 8 所示。i_a 从 S_1 换流至 D_4，i_b、i_c 分别流过开关 S_6、S_2。

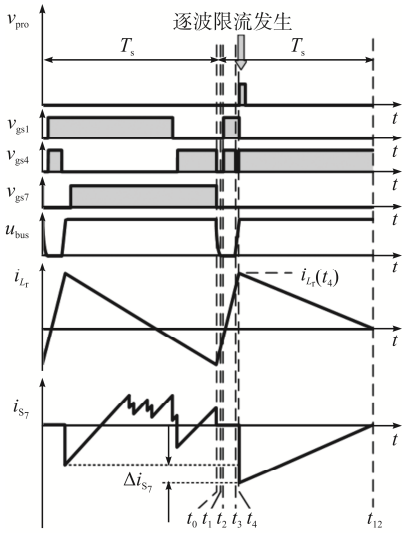


图 7　改进的逐波限流策略 2 个开关周期内理论波形

Fig. 7 Theoretical waveforms under improved CBC current limit strategy in two switching periods

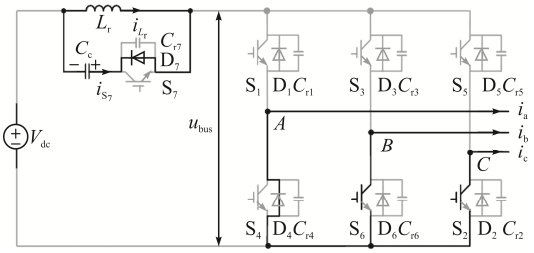


图 8　改进的逐波限流发生后等效电路

Fig. 8 Equivalent circuit after improved CBC current limit strategy is triggered

根据图 8，改进逐波限流发生后，t_4^+ 时刻流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-I_{L_r\max} \tag{13}$$

式(13)的结果为负值，表示改进逐波限流发生后电流流过辅助开关 S_7 的反并二极管 D_7。对比式(3)和式(13)，逐波限流发生后流过 D_7 的电流增加值 Δi_{S_7} 为

$$\Delta i_{S_7}=i_a \tag{14}$$

根据式(2)和式(13)，结合条件 $i_a>0$、$i_b<0$、$i_c<0$，辅助开关器件电流应力为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-\left(i_a+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r}\right) \tag{15}$$

改进逐波限流发生前流过辅助开关器件的电流如式(7)所示。在输出低频基波的任意开关周期内，逐波限流发生后，将关断全部上桥臂开关 S_1、S_3、S_5 和辅助开关 S_7，开通全部下桥臂开关 S_4、S_6、S_2，因此 t_4^+ 时刻流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 均如式(13)所示。

对比式(7)和式(13)，逐波限流发生后流过 D_7 的电流增加值 Δi_{S_7} 为

$$\Delta i_{S_7}=\mathrm{Max}\left(|i_a|,|i_b|,|i_c|\right)=\frac{|i_a|+|i_b|+|i_c|}{2} \tag{16}$$

改进逐波限流发生后辅助开关器件电流应力为

$$i_{S_7}\left(t_4^+\right)=-\left(\frac{|i_a|+|i_b|+|i_c|}{2}+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r}\right) \tag{17}$$

在输出低频周期内，改进逐波限流发生后辅助开关器件电流应力可达的最大值为

$$I_{S_7_\max}=I_m+\frac{3U_mI_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}}{Z_r} \tag{18}$$

其归一化形式为

$$I^*_{S_7_\max}=\frac{I_{S_7_\max}}{I_m}=1+\frac{3U_m}{V_{dc}}+\frac{V_{dc}/Z_r}{I_m} \tag{19}$$

仍以 3 kW 软开关有源钳位逆变电路为例，选取参数：特征阻抗 Z_r=64.9 Ω(L_r=27.8 μH，C_{rm}=2.2 nF，C_{r7}=0)，V_{dc}=300 V，U_m=108.5 V，I_m=15.5 A。根据式(18)，改进逐波限流发生后辅助开关器件电流应力最大可达 36.9 A，为输出电流幅值的 2.4 倍。图 9 为式(12)的传统逐波限流辅助开关器件电流应力归一化数值和式(19)的改进逐波限流辅助开关器件电流应力归一化数值随特征阻抗 Z_r 的变化规律。由图 9 可见，随着 Z_r 增大，2 种逐波限流的电流应力均减小。在相同的载荷下，输出低频周期内，相较于传统逐波限流，改进的逐波限流可将辅助开关器件的电流应力减小 I_m。

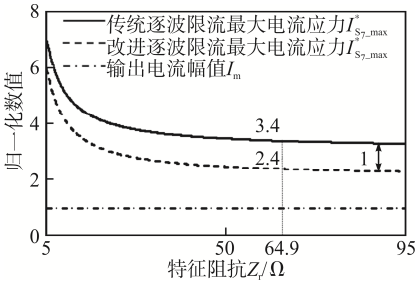


图 9 不同逐波限流发生后辅助开关器件电流应力归一化数值对比

Fig. 9 Comparison of normalized current stress on auxiliary switch after different CBC current limit strategies are triggered

4 实验结果

为验证改进的逐波限流策略减小辅助开关器件电流应力的有效性，搭建 3 kW 软开关有源钳位逆变器实验模型，相关参数如表 2 所示。

表 2 3 kW 软开关有源钳位逆变器实验平台参数

Tab. 2 Parameters of experimental platform of 3 kW active-clamped soft-switching inverter

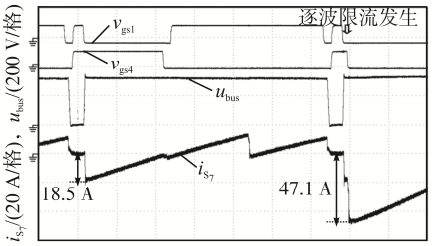
参数	数值/型号
直流母线电压 V_{dc}/V	300
负载电阻 R_{load}/Ω	7
输出电流有效值/频率	11.0 A/50 Hz
开关频率 f_s/kHz	15
谐振电感 L_r/μH	27.8
谐振电容 C_{r1}~C_{r6}/nF	2.2
谐振电容 C_{r7}/nF	0
钳位电容 C_c/μF	88
逆变桥开关器件	NGTB40N120S3WG
辅助开关器件	NGTB50N120FL2WG

4.1 特殊相位点发生逐波限流的实验

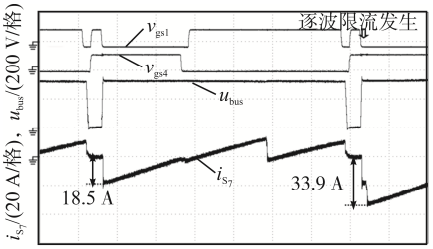
实验中控制在辅助开关驱动信号 v_{gs7} 置高时触发逐波限流，逆变器输出功率为 3 kW，逐波限流

发生时输出电流 i_a 基波相位角为 0。图 10(a)和(b)分别为传统逐波限流发生前后和改进逐波限流发生前后的 A 相上桥臂开关驱动信号 v_{gs1}、A 相下桥臂开关驱动信号 v_{gs4}、直流母线电压 u_{bus} 和流过辅助开关器件的电流 i_{S_7} 的波形。

由图 10 可见，正常工作时，辅助开关器件上的电流应力为 18.5 A。传统逐波限流发生后，封锁所有开关，流过 D_7 的电流为 47.1 A。传统逐波限流发生后电流应力达到正常工作时电流应力的约 2.5 倍。使用改进的逐波限流策略，逐波限流发生后，上桥臂开关均关断，下桥臂开关均开通，流过 D_7 的电流为 33.9 A。相比传统逐波限流，改进的逐波限流策略使辅助开关器件电流应力下降了 13.2 A，下降幅度为 28%。



(a)传统逐波限流



(b)改进的逐波限流

图 10　2 种逐波限流发生前后的实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms before and after two CBC current limit strategies are triggered

4.2 不同相位点发生逐波限流的实验

保持逆变器输出功率为 3 kW，分别取输出电流 i_a 基波的 4 个不同相位角 0°、30°、60° 和 90° 进行实验。图 11 给出了正常工作时、传统逐波限流发生后、改进的逐波限流发生后的辅助开关器件电流应力与输出电流 i_a 基波相位点的变化规律。由图 11 可以看出，同一相位点，改进逐波限流后比正常工作时额外增加的电流应力约等于传统逐波限流额外增加的电流应力的 1/2。实验结果与理论分析一致。

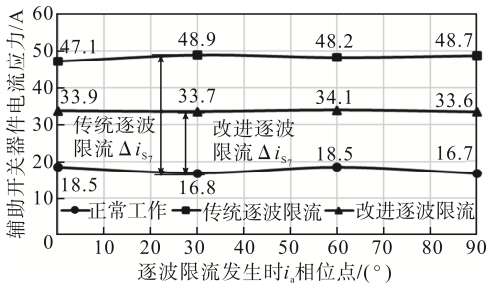


图 11　不同 i_a 基波相位点发生不同逐波限流的辅助开关器件电流应力

Fig. 11 Current stress on auxiliary switch when different CBC current limit strategies are triggered at different phase angles of i_a

5　结语

本文分析了软开关有源钳位逆变器传统逐波限流存在的问题，计算了传统逐波限流发生后的辅助开关器件电流应力。提出了 1 种半封锁逐波限流策略，分析了改进的逐波限流策略发生后辅助开关器件的电流应力。通过对比分析，得出改进逐波限流可有效减小辅助开关器件电流应力。最后，在 3 kW 软开关有源钳位逆变器实验模型上进行了验证。

参考文献:

[1] Xu Dehong, Feng Bo. Novel ZVS three-phase PFC Converters and zero-voltage-switching space vector modulation(ZVS-SVM) control [C]// 2004 First International Conference on Power Electronics Systems and Applications(PESA). Hong Kong, China, 2004: 30-37.

[2] Xu Dehong, Feng Bo, Li Rui. A zero voltage switching SVM(ZVS-SVM) controlled three-phase Boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 978-986.

[3] Li Rui, Xu Dehong. A zero-voltage switching three-phase inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(3): 1200-1210.

[4] 朱应峰, 何宁, 胡长生, 等. 三相四线制软开关 SiC 逆变器软开关工况分析[J]. 电源学报, 2018, 16(4): 120-125, 142.
Zhu Yingfeng, He Ning, Hu Changsheng, et al. Analysis of soft switching condition for three-phase four-wire soft switching SiC inverter [J]. Journal of Power Supply, 2018, 16(4): 120-125, 142 (in Chinese).

[5] 冯波, 吴国忠, 徐德鸿, 等. 一种新型有源钳位 Boost 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(10): 62-67.
Feng Bo, Wu Guozhong, Xu Dehong, et al. A novel active clamping Boost converter [J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(10): 62-67 (in Chinese).

[6] 邓金溢, 施科研, 吴宇鹰, 等. 三相四线制背靠背变换器零电压开关技术[J]. 电源学报, 2021, 19(1): 39-48.
Deng Jinyi, Shi Keyan, Wu Yuying, et al. Zero-voltage-switching technique for three-phase four-wire back-to-back converter [J]. Journal of Power Supply, 2021, 19(1): 39-48 (in Chinese).

[7] 张新永. IGBT 驱动及逐波限流保护技术[C]// 中国电源学会第 18 届全国电源技术年会. 厦门, 中国, 2009.
Zhang Xinyong. IGBT drive and cycle-by-cycle current limiting protection technology [C]// The 18th National Power Technology Annual Meeting of China Power Supply Society. Xiamen, China, 2009 (in Chinese).

[8] 石少鹏, 王伟, 张驰. 三电平逐波限流电路和控制方法: 中国, 201910906127.2 [P]. 2020-01-31.
Shi Shaopeng, Wang Wei, Zhang Chi. Three-level cycle-by-cycle current limiting circuit and control method: Chna, 201910906127.2 [P]. 2020-01-31 (in Chinese).

[9] 王生范, 倪同, 王富洲. 一种逆变三电平逐波限流电路及电路的逐波限流方法: 中国, 200910188575. X[P]. 2010-07-21.
Wang Shengfan, Ni Tong, Wang Fuzhou. Inversion three-level wave-chasing current limiting circuit and wave-chasing current limiting method: China, 200910188575. X [P]. 2010-07-21 (in Chinese).

[10] Yang Yinfu, Liu Jingbo, Zhou Dangsheng. Pulse by pulse current limit technique for SPWM inverters [C]// Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems. PEDS'99. Hong Kong, China, 1999: 1021-1026.

[11] Borowy B S, Casey L F. Pulse-by-pulse predictive current limiter [C]// Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC'06. Dallas, TX, USA, 2006: 1417-1423.

[12] Shi Yue, Wang Jiawen, Cao Jianwen, et al. An ultra-low power cycle-by-cycle current limiter suitable for switching-mode power supply with 2.2 MHz frequency [C]// 2019 IEEE 13th International Conference on ASIC (ASICON). Chongqing, China, 2019: 1-4.

[13] Gao Xun, Zhang Li, Zhu Jianxin, et al. A switch partial turned off cycle by cycle current limit method for 3L-NPC half-bridge inverters [J]. IEEE Access, 2020, 8: 15632-15639.

[14] Wu Fan, Zhao Rui, Chen Junyu, et al. A current protection strategy for NPC-TL half-bridge inverters [C]// 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Jeju, Korea (South), 2018: 2262-2267.

[15] Shi Keyan, Deng Jinyi, Xu Dehong. A general pulse width modulation method for zero-voltage-switching active-clamping three-phase power converters: Edge aligned pulse width modulation (EA-PWM) [J]. IEEE Open Journal of Power Electronics, 2020, 1: 250-259.

[16] 李睿. 三相硬开关和软开关 PWM 变流器若干关键问题研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2010.
Li Rui. Key issues research on three-phase hard-switching and soft-switching PWM converter [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2010 (in Chinese).

叶怡伟

作者简介：

叶怡伟(1996—)，男，硕士研究生。研究方向：高功率软开关变换器设计与控制。E-mail：ye_yw@zju.edu.cn。

陈敏(1976—)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，教授。研究方向：高功率变换技术和高频感应送电技术电能质量控制技术。E-mail：heaven@zju.edu.cn。

徐德鸿(1961—)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：电力电子技术、电力电子电路建模及控制、新能源发电系统、氢燃料电池电源系统、数据中心电源系统和多能源储能系统。E-mail：xdh@zju.edu.cn。