

交错式电流馈电开关逆变器

张丽珍,王红燕

(山西电力职业技术学院 电力工程系,山西 太原 030021)

摘要: 电流型开关逆变器(CFSI)是一种高增益的逆变器拓扑结构,适用于输入直流电源电压有限的场合,如屋顶太阳能。交流输出和直流输入之间非常高的阶跃比以及固有的直通保护,使其适合于低功率独立逆变器应用场合。提出了一种新的采用驱动交错拓扑PWM方案的CFSI交错拓扑结构(ICFSI),以提高其额定功率。介绍了ICFSI的各种工作模式以及所提PWM方案的稳态模型和动态分析,与CFSI相比,最大交流增益提高了33%。最后推导并验证了ICFSI的小信号模型,对CFSI和ICFSI的损耗进行了比较分析。仿真结果表明,在额定功率为600 W时,交错运行可使效率提高4%,实验室研制的600 W样机证明了仿真结果的有效性。

关键词: 电流型开关逆变器;交错;高增益;阻抗源逆变器

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd21889

Interleaved Current Fed Switching Inverter

ZHANG Lizhen, WANG Hongyan

(Department of Electric Power Engineering, Shanxi Electric Power Vocational and Technical College, Taiyuan 030021, Shanxi, China)

Abstract: Current fed switched inverter (CFSI) is a kind of high gain inverter topology structure, which is suitable for the occasions with limited input DC power supply voltage, such as roof solar energy. The high step ratio between AC output and DC input and inherent direct-pass protection make it suitable for the low-power independent inverter applications. A new interleaved current fed switched inverter (ICFSI) with drive interleaved topology PWM scheme was proposed to improve rated power, and various working modes of ICFSI were introduced, as well as the steady-state model and dynamic analysis of the proposed PWM scheme. Compared with CFSI, the maximum AC gain was increased by 33%. Finally, the small signal model of ICFSI was deduced and verified, and the loss of CFSI and ICFSI were compared and analyzed. The simulation results show that when the rated power is 600 W, interleaving operation can improve the efficiency by 4%. The 600 W prototype developed in the laboratory proved the effectiveness of the simulation results.

Key words: current fed switched inverter(CFSI); interleaved; high gain; impedance source inverter(ZSI)

当前,屋顶光伏系统的安装大幅增加。通常,屋顶光伏系统的输出电压较低,因为太阳能安装的可用空间相对较小,这就需要设计一种新的小型光伏装置的电力电子接口以输出高交流电压,且这些电源接口需具有高变换增益和可调节的功率输出。

从较小的直流电源获得高交流输出电压的最常用方法是在电压源逆变器(voltage source inverter, VSI)的输出端连接变压器(transformer, T/F)。为了消除线频变压器,升压级可以用作直流电源

和VSI输入之间的接口以提高整个系统的功率密度和效率。然而,在这种情况下,接口是通过直流链路电容器连接,因此当工作开关频率很高时,容易由于穿透而发生故障;另一种方法是使用高增益逆变器,其在输出交流电压和输入直流电压之间具有非常高的升压比。这些单级逆变器的额定功率在几百W到大约1 kW之间,其输出受到高于此额定值非常多的输入电流的限制。对此,阻抗源逆变器(impedance source inverters, ZSI)是一种潜在的解决方案,基于前端升压级(front end boost

stage, FBS)的配置可将高增益 ZSI 分为三大类。文献[1-2]提到了各种基于无源前端升压级(pas-sive front end boost stage, PFBS)的 ZSI, 这些拓扑能够实现高增益, 然而, 较多的无源元件数量大大增加了变换器的体积。为了解决这一困难, 文献[3-4]中提出了各种基于有源前端升压级(active front end boost, AFBS)的 ZSI 拓扑结构。

文献[5]提出了一种有源阻抗源逆变器(active impedance source inverters, AISI)结构, 其特殊性能适合屋顶光伏应用所需的高电压变换比、穿透保护、连续输入电流等需求。在电流型开关逆变器(current fed switched inverter, CFSI)等升压比较高的变换器中, 随着额定功率的提高, 从 PV 源引出的输入电流也随之增大。高输入电流导致变换器中导通损耗显著增加, 这类似于电压调节器模块(voltage regulator modules, VRMs)输出的高电流, VRMs 本质上也是通信和运行分断电流(current intensity of short-circuit breaking capacity, ICS)的降压变换器^[6-7]。

多相并联交错是提高功率变换器效率的一种可行方法, 该原理已在 VRMs 中实现, 并且有助于降低每相的电流应力, 因此在效率方面取得了很好的性能。并行思想在文献[8]中已有讨论, 其确定了模块化单个有源桥 DC-DC 变换器在更高额定功率下提高效率的优点; 文献[9]中实现了串联谐振 DC-DC 变换器的并联, 以提高功率处理能力; 文献[10-11]中, 将多个逆变器模块并联以处理更高的额定功率。

本文提出了一种新的脉冲宽度调制法(pulse width modulation, PWM)方案, 该方案在保证交错拓扑可靠性的前提下, 结合了贯通技术以获得更高的增益。最后用两个模块验证了交错 CFSI 的交错特性, 与 CFSI 相比, 在额定功率为 600 W 时其效率提高了 4%, 最大可实现交流增益提高了 33%。

1 模块化实现

图 1 为 CFSI 的示意图及不同策略对比。图 1a 中给出的 CFSI 示意图有两个阶段: 有源前端升压阶段(AFBS)和逆变器阶段。AFBS 将低输入直流电压 U_{dc} 提升到高直流电压, 该直流电压通过使用逆变级转换为交流电压。在此逆变器级中, 固有地插入了直通, 并与 AFBS 同步以提高 U_{dc} , 从而提高 AC 输出电压。文献[5]详细讨论了 CFSI 的脉冲宽度调制(PWM)方案, 包括导通间隔等。由

于高的升压系数, 在特定的功率水平下, CFSI 的输入电流很高。因此, 随着额定功率的增加, 导通损耗的增加降低了变换器的整体效率。

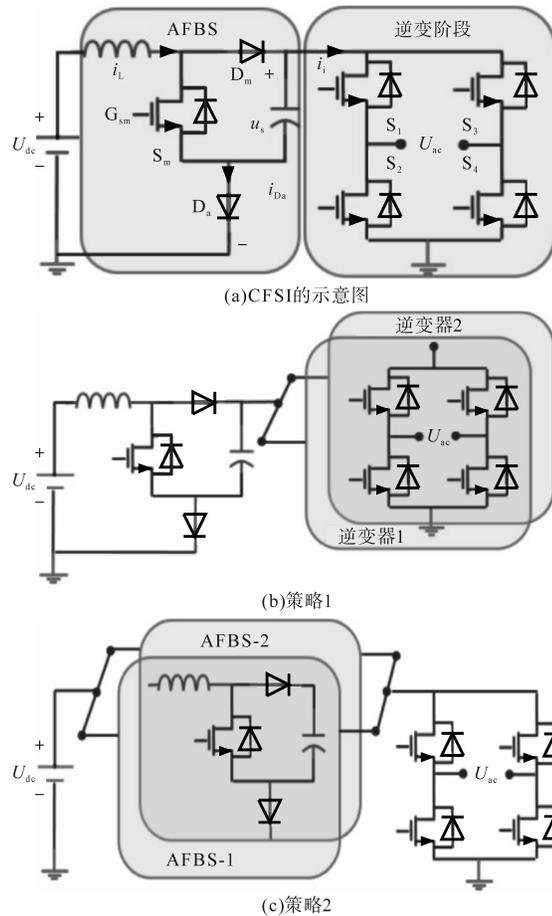


图 1 CFSI 的示意图及不同策略对比

Fig.1 Schematic of CFSI and cooperation of different strategy

1.1 策略 1

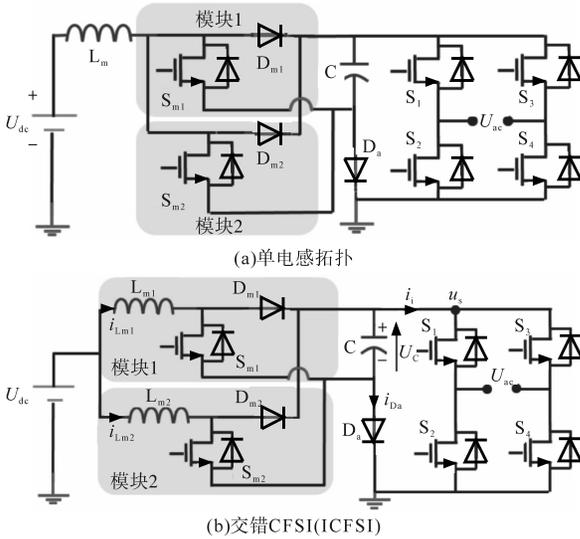
策略 1 如图 1b 所示, 只使用一个 AFBS 级, 并且将几个并联的逆变器级联到该级, 这不是一个好的策略, 因为额定功率的增加, AFBS 的高升压比会迫使其满足更多负载, 与逆变器级相比, 会增加电流应力, 从而显著增加 AFBS 中的导通损耗。同样, 逆变器的并联导致循环电流的产生, 这将进一步增加导通损耗。

1.2 策略 2

在策略 2 中, 如图 1c 所示, 将多个输入级并联连接, 这有利于输入电流的共享并减少模块中的电流应力, 因此, AFBS 的交错是一种更好的方法。

通过两种可能的方案实施策略 2, 如图 2 所示。方案 1 采用单电感器方法, 在这种拓扑中, 将开关 S_m 和二极管 D_m 当作一个模块, 将多个这样的模块并联连接, 如图 2a 所示。但是, 在该方案的某些工作条件下, 二极管 D_{m1} 和 D_{m2} 并联导通, 由

于二极管的负温度系数,并联会导致热失控,因此该方案是不可行的。方案2中,电感器 L_m 、开关 S_m 和二极管 D_m 连接形成如图2b所示的模块,分别连接到公共直流电容器 C 、二极管 D_a 和输入源 U_{dc} 。该方案有利于两个模块之间的输入电流的共享,从而改善效率和增益特性。



(b)交错CFSI(ICFSI)

图2 拓扑图

Fig.2 Topology

2 交错CFSI

两个模块交错的CFSI(interleaved current fed switched inverter, ICFSI)的实现见图2b,在此方案中,两个模块共享输入电流并升压 U_{dc} ,以获得更高的直流母线电压 U_c 。

在所提出的PWM方案中,将直通信号 G_{ST} 交替地提供给两个交错开关 S_{m1} 和 S_{m2} ,对于高阶交错拓扑,可以使用多个DC或相移载波信号来决定是否同步,所提ICFSI的PWM方案是在逆变器的功率间隔内,二极管 D_a 导通,输入端提供直流电压。逆变器开关 $S_1 \sim S_4$ 的门脉冲是通过比较 $m(t)$ 和 $-m(t)$ 与高频载波信号 $U_{tri}(t)$ 产生的,插入逆变器支路的直通信号(through signal, ST)以获得更高的增益,该ST被分配到每个逆变器支路中,以平均分担开关应力。 S_2 和 S_3 在正半周($m(t) > 0$)中产生ST间期,而 S_1 和 S_4 在负半周($m(t) < 0$)中产生ST间期。逆变器支路中的ST(G_{ST})是通过比较DC信号 $\pm U_{ST}$ 和 U_{tri} 产生的。

通过比较 $+U_{ST}$ 和 $-U_{ST}$ 与 $U_{tri}(t)$,分别在门信号 G_{sm1} 和 G_{sm2} 之间产生 180° 的相移。 $+U_{ST}$ 用于产生模块1的开关 S_{m1} 的门信号 G_{sm1} ,并将ST插入其中一个逆变器支路中。类似地, $-U_{ST}$ 用于产生门信

号 G_{sm2} 以打开模块2的开关 S_{m2} ,并打开另一个逆变器支路的开关。分配有ST的逆变器支路与开关 S_{m1} 和 S_{m2} 的门脉冲同步,在两个模块交错的情况下,将直通信号 G_{ST} 交替地给予交错模块,对于高阶交错拓扑,可以利用多个直流和相移载波信号来确定发射间隔。

由于 G_{sm1} 和 G_{sm2} 之间的 180° 相移,在ICFSI中,直通间隔在两个间隔 $D_1 T_s$ 和 $D_2 T_s$ 之间平均共享,其中 D_1 和 D_2 表示二极管1和二极管2的直通区间。因此,交错开关的开关频率与载波信号($U_{tri}(t)$)的开关频率相同,而在CFSI中,主开关 S_m 的开关频率是 $U_{tri}(t)$ 的2倍^[5]。由于直通是ICFSI中允许的状态,因此逆变器的调制指数 m_a 受下式限制:

$$D + m_a \leq 1 \quad (1)$$

式中: D 为直通区间。

根据所提出的PWM方案,变换器的工作可分为三种模式,表1中给出了 T_s 开关周期内的工作模式,图3给出了所提ICFSI的等效电路图。对 $D_1 = D_2 = D/2$ 进行稳态分析,在本分析中,除了电感器 L_{m1} 和 L_{m2} 的直流电阻 d_{cr} 外,其他非理想情况均认为是零。

表1 ICFSI的工作模式

Tab.1 Operating modes of ICFSI

| 模式 | 运行状态 | 导通装置 |
|------------------|----------|---------------------------------|
| 模式1($D_1 T_s$) | 直通 零 | S_{m1}, D_{m2}, S_3, S_4 |
| 模式2 | 功率状态 非直通 | $D_{m1}, D_{m2}, D_a, S_1, S_4$ |
| $(1-D)T_s$ | 零状态 | $D_{m1}, D_{m2}, D_a, S_1, S_4$ |
| 模式3($D_2 T_s$) | 直通 零 | S_{m2}, D_{m1}, S_1, S_2 |

模式1(直通间隔):间隔期间ICFSI的等效示意图如图3a所示。在此间隔中,开关 S_{m1}, S_3 和 S_4 同时打开。接通开关 S_{m1} ,通过直流母线电压 U_c 对二极管 D_{m1} 反向偏置,然后将其截止。同样,导通 S_3 和 S_4 使二极管 D_a 反向偏置并截止。然而,二极管 D_{m2} 导通并被迫承载电感电流 i_{Lm2} ,因此,理想情况下,在 L_{m1} 两端出现 $U_{dc} + U_c$ 的电压,而在 L_{m2} 两端出现 U_{dc} 的电压,这解释了 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 上升斜率的差异,如图3a和图3b所示。逆变器的输入电压 u_a 为零,电感电压 u_{Lm1}, u_{Lm2} 和电容器电流 i_c 如下式所示:

$$\begin{cases} u_{Lm1}(t) = U_{dc} + U_c - r_{L1} i_{Lm1}(t) \\ i_c(t) = -i_{Lm1} \\ u_{Lm2}(t) = U_{dc} - r_{L2} i_{Lm2}(t) \end{cases} \quad (2)$$

模式2(非直通间隔):在此模式下,升压级开关 S_{m1} 和 S_{m2} 均关闭。根据 $m(t)$ 和 $U_{tri}(t)$ 的比较情况,模式2被分为功率状态和零状态,如图3b和

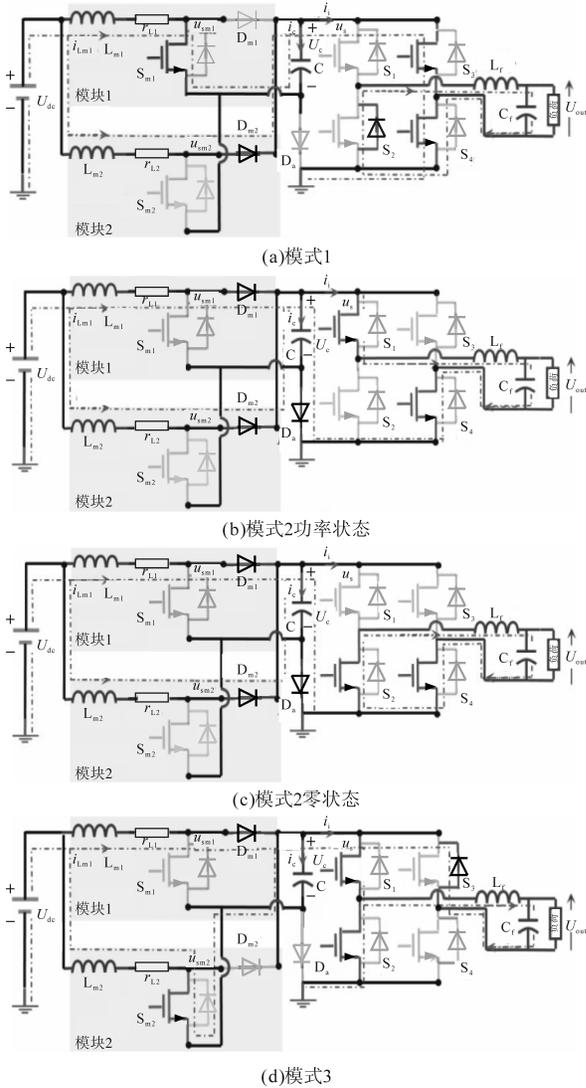


图3 所提ICFSI的等效电路图

Fig.3 Equivalent circuit diagram of the proposed ICFSI

图3c所示。在功率状态下,逆变器的对角开关(S_1, S_4)或(S_3, S_2)被打开,如图3b所示。在零状态下,逆变器的顶部开关(S_1, S_3)或底部开关(S_2, S_4)接通,如图3c所示。

在升压阶段,二极管 D_{m1} 和 D_{m2} 被正向偏置,并被迫分别携带电感电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 。二极管 D_a 通过 $(i_{Lm1}+i_{Lm2}-i_i)$ 电流量接通,其电流如图3c所示。由于二极管 D_a 在此模式期间处于导通状态,逆变器的输入 u_s 变得等于 U_c 。此模式下的电感电压 u_{Lm1}, u_{Lm2} 和电容电流 i_c 如下式所示:

$$\begin{cases} u_{Lm1}(t) = U_{dc} - U_c(t) - r_{L1}i_{Lm1}(t) \\ i_c(t) = i_{Lm1}(t) + i_{Lm2}(t) - i_i(t) \\ u_{Lm2}(t) = U_{dc} - U_c(t) - r_{L2}i_{Lm2}(t) \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_i 为逆变器级的电流。

模式3(直通间隔):间隔期间ICFSI的等效示意图如图3d所示。与模式1的ST间隔相似,在这

种模式下,模块2的开关 S_{m2} 与逆变器开关 S_1 和 S_2 一起打开,而不是打开 S_{m1} 。开关 S_{m2} 和其中一个逆变桥臂的开启分别使二极管 D_{m2} 和 D_a 产生反向偏压,并将其截止,但是, D_{m1} 被打开并强制携带 i_{Lm1} 。与模式1类似,逆变器在此间隔内也处于零状态,该模式下的电感电压 u_{Lm1}, u_{Lm2} 和电容电流 i_c 如下式所示:

$$\begin{cases} u_{Lm2}(t) = U_{dc} + U_c - r_{L2}i_{Lm2}(t) \\ i_c(t) = -i_{Lm2} \\ u_{Lm1}(t) = U_{dc} - r_{L1}i_{Lm1}(t) \end{cases} \quad (4)$$

为了建立 U_c 和 U_{dc} 之间的关系,对式(2)~式(4)在开关周期 T_s 内取平均值,得到以下方程:

$$\langle u_{Lm1} \rangle_{T_s} = U_{dc} - (1 - 2D_1 - D_2) \langle U_c \rangle_{T_s} - r_{L1} \langle i_{Lm1} \rangle_{T_s} \quad (5)$$

$$\langle u_{Lm2} \rangle_{T_s} = U_{dc} - (1 - 2D_2 - D_1) \langle U_c \rangle_{T_s} - r_{L2} \langle i_{Lm2} \rangle_{T_s} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \langle i_c \rangle_{T_s} = & U_{dc} - (1 - 2D_1 - D_2) \langle i_{Lm1} \rangle_{T_s} + \\ & (1 - 2D_2 - D_1) \langle i_{Lm2} \rangle_{T_s} - (1 - D) \langle i_i \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (7)$$

直流链路电压 U_c 可表示为

$$U_c = \frac{U_{dc}[r_{L2}(1 - D_1 - D) + r_{L1}(1 - D_2 - D)] - I_i r_{L1} r_{L2} D}{r_{L2}(1 - D_1 - D)^2 + r_{L1}(1 - D_2 - D)^2} \quad (8)$$

式中: I_i 为逆变器电流的平均值。

对于无损耗H桥逆变器,通过对单位功率因数负载 R_{ac} 进行功率平衡,可以得到逆变器平均电流:

$$U_i I_i = \frac{U_m^2}{2R_{ac}} = \frac{m_a^2 U_c^2}{2R_{ac}} \Rightarrow I_i = \frac{m_a^2 U_c}{2R_{ac}(1 - D)} \quad (9)$$

其中 $U_m = m_a U_c$

式中: U_i 为逆变平均电压; U_m 为交流输出电压的峰值。

从式(8)中去掉 I_i 后, U_c 可以改写为

$$U_c = \frac{U_{dc}[r_{L2}(1 - D_1 - D) + r_{L1}(1 - D_2 - D)]}{r_{L2}(1 - D_1 - D)^2 + r_{L1}(1 - D_2 - D)^2 + \frac{r_{L1} r_{L2} m_a^2}{2R_{ac}}} \quad (10)$$

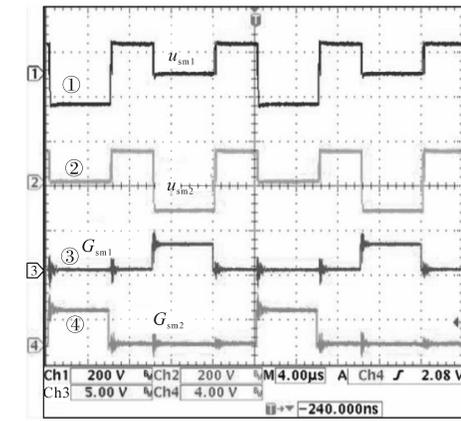
当 $D_1=D_2=D/2$ 且 $r_{L1}=r_{L2}=r_L$ 时,可以给出直流增益(U_c/U_{dc})和交流增益(U_m/U_{dc})分别为

$$\frac{U_c}{U_{dc}} = \frac{1}{(1 - 1.5D) + \frac{m_a^2}{4R_{ac}(1 - 1.5D)} r_L} \quad (11)$$

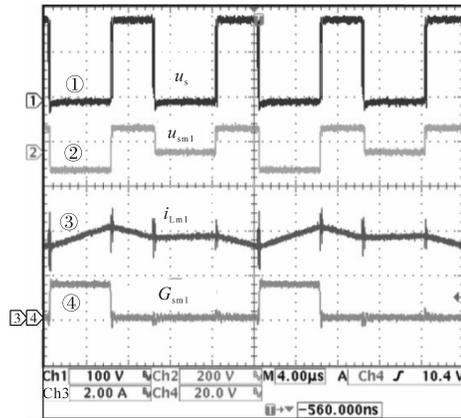
$$\frac{U_m}{U_{dc}} = \frac{m_a}{(1 - 1.5D) + \frac{m_a^2}{4R_{ac}(1 - 1.5D)} r_L} \quad (12)$$

3 实验结果与分析

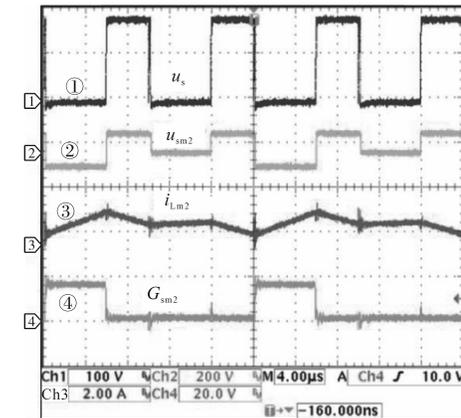
本文研制了 600 W 的样机来验证所提出的交错拓扑,所提的 PWM 方案采用数字信号处理器(DSP)。图 4 描绘了两个交错模块的稳态波形。图中显示了 ICFSI 两个模块的栅极电压(G_{sm1} 和 G_{sm2})、开关节点电压(u_{sm1} 和 u_{sm2}) 和电感电流



(a) 开关 S_{m1} 和 S_{m2} 的开关节点电压 (u_{sm1} 和 u_{sm2}) 和脉宽调制脉冲



(b) 模块 1 开关周期的稳态波形



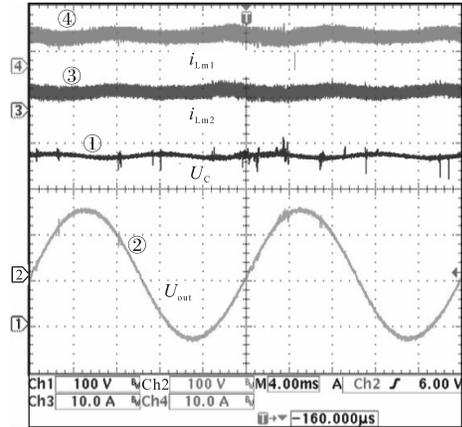
(c) 模块 2 开关周期的稳态波形

图 4 交错模块稳态波形

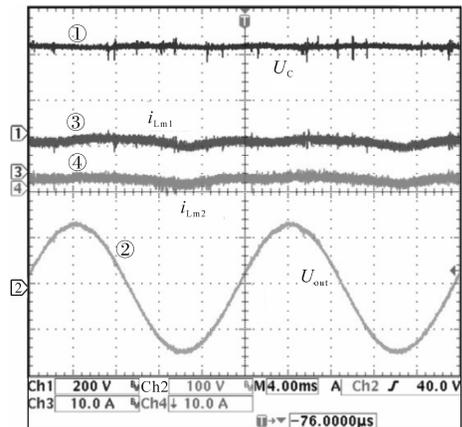
Fig.4 Steady state waveforms of interleaved module

(i_{Lm1} 和 i_{Lm2}) 的波形。

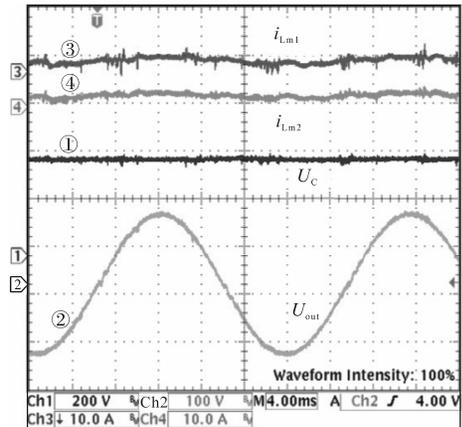
操作样机也在三种不同的开关频率下运行,以研究开关频率增加的影响。图 5 给出了在不同开关频率下获得的稳态波形。可见,随着开关频率的增加,电感电流和电容电压中的开关频率分量减小。



(a) 25 kHz



(b) 50 kHz



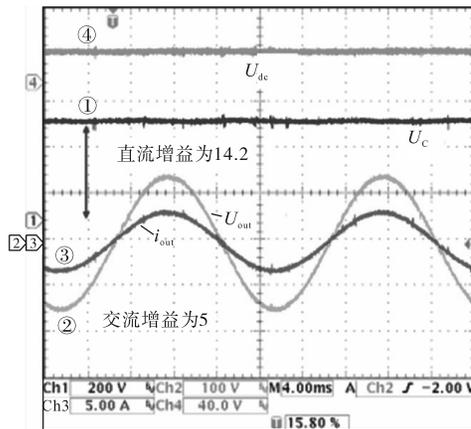
(c) 100 kHz

图 5 不同开关频率下,电感电流、电容电压和交流输出电压的稳态波形

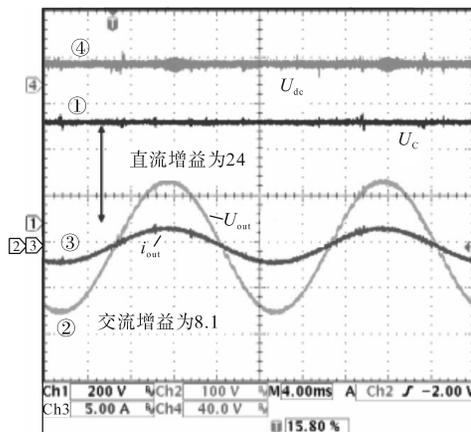
Fig.5 Steady state waveforms of both the inductor currents (i_{Lm1} and i_{Lm2}), capacitor voltage (U_c), and AC output voltage (U_{out}) at different switching frequencies

如图5所示,输入级的交错电感中的电流 i_{Lm1} 和 i_{Lm2} 包含2次谐波(100 Hz)和开关频率分量。同样,2次谐波纹波在电容电压 U_c 中也很明显。这是因为输入电感(L_{m1} 和 L_{m2})和电容器C充当了低频储能元件,以解决瞬时交流输出功率和直流输入功率之间的不匹配问题^[12]。此外,增加开关频率不会影响2次谐波分量。

为了进一步验证ICFSI的增益比,变换器在工作点($D=0.62, m_a=0.36$)和($D=0.64, m_a=0.34$)处工作,如图6所示。图6a表明,在工作点($D=0.62, m_a=0.36$)处可实现14.2的直流增益和5的交流增益;图6b表明,在工作点($D=0.64, m_a=0.34$)处可实现24的直流增益和8.1的交流增益。



(a)占空比0.62和调制指数0.36

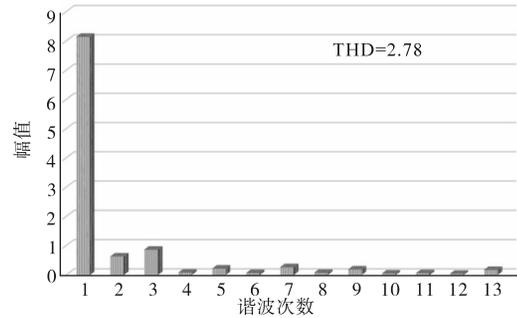


(b)占空比0.64和调制指数0.34

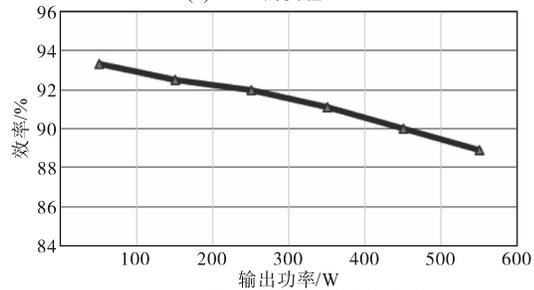
图6 ICFSI的增益比验证

Fig.6 Verification of high gain of ICFSI

图7a给出了额定功率为500 W时的实验THD,包括从功率分析仪(PA1000)获得的高达13次谐波的实验数据,ICFSI的总谐波失真(THD)为2.78。图7b给出了额定功率为600 W时的ICFSI测量效率。分析效率和测量效率之间的差异可归因于逆变器级的损耗(分析中未考虑)。



(a)ICFSI的实验THD



(b)ICFSI的测量效率与功率的关系

图7 ICFSI实验结果

Fig.7 ICFSI experimental results

4 结论

本文提出了一种CFSI的交错拓扑结构,对变换器进行了性能分析。讨论了采用所提出PWM方案拓扑的特性。最后从电压增益比和效率两个方面对ICFSI和CFSI进行了性能比较,结果表明,ICFSI在额定功率为600 W时,最大交流增益提高了33%,效率提高4%。

参考文献

- [1] 程启明,魏霖,程尹曼,等.基于Z源矩阵变换器的永磁同步电机无源控制驱动系统[J].中国电机工程学报,2019,39(22):6746-6756.
- [2] 周玉斐,黄文新,赵健伍,等.抽头电感单级升压逆变器的无源网络设计与参数极限值估计[J].中国电机工程学报,2013,33(24):22-31.
- [3] 张超,张舒辉,王琨,等.新型有源升压功率变换器及其在开关磁阻电机中的转矩脉动抑制[J].电工技术学报,2017,32(5):113-123.
- [4] 杨峰峰,杨旭红.基于LCL滤波有源阻尼控制的Z源逆变器并网研究[J].电力系统保护与控制,2018,46(5):38-45.
- [5] Nag S, Mishra S. Current-fed switched inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9):4680-4690.
- [6] 曹文静,金科, Xu Ming,等.开关电容PWM DC-DC电压调节模块[J].电工技术学报,2012,27(10):182-189.
- [7] 陈为,卢增艺,王凯.电压调节模块耦合电感性能分析与设计[J].电工技术学报,2009,24(1):127-132.
- [8] Ting Y, Haan S, Ferreira B. Modular single-active bridge DC-

(下转第32页)

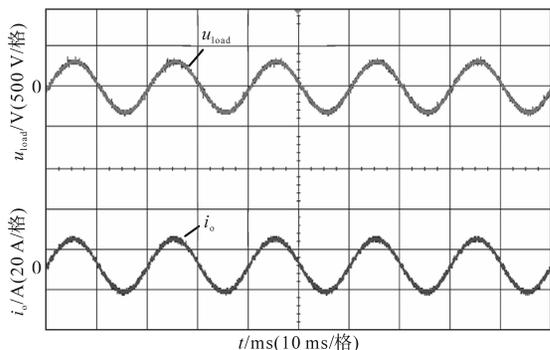


图10 滤波后的输出波形(改进型)

Fig.10 Waveforms of filtered output (improved)

5 结论

针对直流侧电压比为1:3的混合H桥级联逆变器,采用传统混合调制策略时,低压单元会出现过调制问题,在逆变器输出相电压和线电压中均引入难以消除的低次谐波,影响负载的运行性能。为了解决这个问题,提出一种基于调制重组的改进型调制策略,详细介绍了高、低压单元的调制原理,并对改进后的逆变器输出特性进行了理论分析。仿真和实验结果表明,本文所提改进型调制策略控制过程简单,可有效解决传统混合调制策略下的过调制问题,消除逆变器输出相电压和线电压中的低次谐波,改善逆变器的输出性能。

参考文献

[1] Vijeh M, Rezanejad M, Samadaei E, *et al.* A general review of multilevel inverters based on main submodules: structural point of view[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(10):9479-9502.
 [2] Sun L, Wu Zhenxing, Ma Weiming, *et al.* Analysis of the DC-

link capacitor current of power cells in cascaded H-bridge inverters for high-voltage drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(12): 6281-6292.
 [3] 闫海云,王萍,薛利坤,等.级联非隔离光伏发电系统漏电流抑制方法[J].电气传动,2016,46(3):29-33.
 [4] Calusi C, Cecati C, Piccolo A, *et al.* Multilevel inverters and fuzzy logic for fuel cells power conditioning and control[C]//Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, IEEE, 2010: 2739-2744.
 [5] Manjrekar M D, Lipo T A. A hybrid multilevel inverter topology for drive applications[C]//Proceedings of the 13rd Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE, 1998: 523-529.
 [6] Yadav A K, Gopakumar K, Krishina Raj R, *et al.* Instantaneous balancing of neutral-point voltages for stacked DC-link capacitors of a multilevel inverter for dual-inverter-fed induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2505-2514.
 [7] Lee S S, Sidorov M, Lim C S, *et al.* Hybrid cascaded multilevel inverter (HCMLI) with improved symmetrical 4-level submodule[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(2): 932-935.
 [8] 何凯益,任磊,龚春英,等.单一直流源的七电平混合级联逆变器[J].电工技术学报,2016,31(18):83-91.
 [9] 常恒宙,苏利捷,杨广德,等.改进型混合频率载波调制策略的研究[J].电气传动,2017,47(4):51-54.
 [10] 陈仲,许亚明,袁涛.一种基于载波层叠脉宽调制的倍频调制方法[J].电工技术学报,2018,33(10):2334-2344.
 [11] 陈仲,许亚明,刘亚云,等.一种适用于混合级联多电平逆变器的LS-PWM方法[J].中国电机工程学报,2016,36(23): 6490-6500.
 [12] 叶满园,李宋.混合级联多电平逆变器的改进混合调制技术[J].电机与控制学报,2015,19(11):39-44.

收稿日期:2020-05-12

修改稿日期:2020-06-17

(上接第20页)

DC converters:efficiency optimization over a wide load range [J]. IEEE Industry Applications Magazine, 2016,22(5):43-52.
 [9] Klaassens J, Moize W, Wesenbeeck M. Phase-staggering control of a series-resonant DC-DC converter with paralleled power modules [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(2): 164-173.
 [10] Asiminoaei L, Aeloiza E, Enjeti P, *et al.* Shunt activepower-filter topology based on parallel interleaved inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008,55(3):1175-1189.
 [11] 周乐明,姜捷,陈燕东,等. LCL型逆变器并联系统母线电压质量改善方法[J].中国电机工程学报,2019,39(23):7000-7012.

[12] Gambhir A, Mishra S, Joshi A. Power frequency harmonic reduction and its redistribution for improved filter design in current fed switched inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019,66(6):4319-4333.
 [13] Gambhir A, Mishra S, Joshi A. A modified PWM scheme to improve performance of a single-phase active-front-end impedance source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019,55(1):928-942.
 [14] Qian W, Peng F, Cha H. Trans-Z-source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(12): 3453-3463.

收稿日期:2020-05-11

修改稿日期:2020-06-27