

500 kW 光伏发电 DC-DC 变流器及其控制策略的研究

杨东军, 赵栋, 张利军, 李泽元, 崔晓光, 胡冰

(中车青岛四方车辆研究所有限公司, 山东 青岛 266031)

摘要: 针对轨道交通、汽车、光伏发电等大功率场合的应用需求, 研究并设计了四重交错并联 DC-DC 变流器。详尽分析了所提变流器的工作原理, 推导了多重 DC-DC 变流器的电感电流纹波和谐波幅值与占空比的定量表达式。在传统电压、电流双闭环控制的基础上, 增加了基于占空比二次分配策略的电感均流控制器, 解决了大功率多重 DC-DC 变流器相间不均流的问题。并通过 Matlab 仿真模型验证了电路拓扑及控制方案的可行性。最后研制了一台 500 kW/1 500 V DC-DC 变流器样机进行实验验证, 实验结果表明该电路拓扑及控制策略能满足大功率场合使用要求, 并具备动态响应快、电流及电压纹波小、谐波幅值低等优势, 具备很强的实用价值。

关键词: 光伏; 大功率 DC-DC 变流器; 交错并联; 电感均流控制

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21310

Research on 500 kW Photovoltaic DC-DC Converter and Its Control Strategy

YANG Dongjun, ZHAO Dong, ZHANG Lijun, LI Zeyuan, CUI Xiaoguang, HU Bing

(CRRC Qingdao Sifang Rolling Stock Research Institute Co., Ltd., Qingdao 266031, Shandong, China)

Abstract: According to the application requirements of rail transit, automobile, photovoltaic and other high-power occasions, a multi DC-DC converter of quadruple interleaved was proposed. The working principle of the circuit was analyzed in detail, the quantitative relationship between inductance current ripple, amplitude and duty of multi DC-DC converters was derived. Based on the traditional double closed-loop control of voltage and current, a strategy of inductive current sharing controller based on duty secondary distribution was added to solve the problem that the phase current of high power multi converter is not equal. The feasibility of circuit and control scheme was verified by Matlab model simulation. Finally, a 500 kW/1 500 V converter was developed for experimental verification. According to the test, the circuit topology and control strategy can meet the requirements of high-power occasions and have the advantages of fast dynamic response, small current ripple, low harmonic amplitude, etc., which has strong practical value.

Key words: photovoltaic; high power DC-DC converter; interleaved parallel connection; average control scheme of inductive current

目前, 随着 DC-DC 电源在轨道交通、电动汽车、光伏储能等领域的应用范围不断扩展, 其功率等级也在逐渐提升^[1]。在大功率场合, 多重化技术已经成为提升功率等级的重要思想。所谓多重化即是几个结构一致、参数相同的桥臂以相位互差一定角度的方式进行并联组合, 成为复合型 DC-DC 变流器^[2]的方法。

相对于传统的单重 DC-DC 电路, 多重化 DC-

DC 电路具备多个优势: 1) 有效地降低了单重桥臂的电流应力, 减小了开关器件和电抗器的功率等级^[3-5]; 2) 在单重桥臂开关频率不变的情况下, 多重变流器总频率变为单桥臂的 N 倍, 减小了输出纹波和谐波, 改善了输出品质^[6]; 3) 多重化变流器的各个桥臂互为备用, 当其中之一无法工作时, 其余桥臂仍能维持额定功率运行, 有效提升变流器的可靠性; 4) 在工程应用中, 多重化能有

效减小滤波电抗器、支撑电容的等级,从而达到减小变流器体积和重量的目的^[7]。

多重化DC-DC电路在理想情况下具备大功率运行时改善输出品质及降低器件功率等级等多个优势,但在实际使用中,多重化DC-DC变流器往往会因不同支路的斩波电抗器、开关管等器件参数不完全一致而出现电感电流的细微差别^[8],在经过长时间的积累后将导致变流器在运行中某一重支路长期处于过载或轻载状态,无法实现均衡带载,限制了变流器在大功率场合下长期使用的能力。而传统的DC-DC电路为加快响应速度,往往采用输出电压外环、输入电感电流内环控制的双闭环控制策略^[9]。在这一控制策略中,变流器被作为一个整体进行控制,控制目标是多重DC-DC变流器的输出电压和总输入电流,每一个支路驱动脉冲的占空比是相同的,因而每一重支路的电流无法独立控制,无法解决电流不均衡的问题。

针对这一问题,文献[10]中的三重DC-DC变换器采用了电流环独立均流控制策略,该策略的电压外环采用同一个电压反馈值和指令值进行PI运算,PI运算的输出值作为3个电流内环共同的指令值,而这3个电流内环会根据每重支路的反馈值进行独立的PI运算,得到驱动相应支路脉冲的占空比。由于电流内环采用共同的指令值参与运算,因此最终的控制目标可实现各支路上电感电流相等。然而,在这一控制策略下,控制器需要4组控制器参与运算,而且在实际使用中,当各支路间器件参数差异较大时,3组内环控制器甚至需要计算或调校3组不同的PI参数,增大了调试难度,也存在因某一重支路参数不合适而带来的不稳定因素。而且该策略仍以电压外环为最终的控制目标,因此均流效果并不理想。

本文推导了多重DC-DC变流器的电感电流纹波和谐波幅值与占空比的定量表达式,为不同升压环境下电路拓扑的选择提供理论依据。同时,在传统电压、电流双闭环控制策略的基础上,串联了占空比分配控制器对驱动每一重支路脉冲的占空比进行二次分配,使得每一重支路的占空比得以修正补偿,在保证整体控制效果的基础上实现了四重支路的均流控制。

1 四重交错并联变流器原理分析

1.1 电气拓扑

本文采用的四重交错并联 Boost 电路拓扑如

图1所示,由电感、IGBT、二极管和滤波电容等器件构成。其中,电感为能量传输元件,用4路分别移相90°的PWM信号控制开关器件 T_1, T_2, T_3, T_4 的导通和关断,实现将电池侧电压升压至1500V。

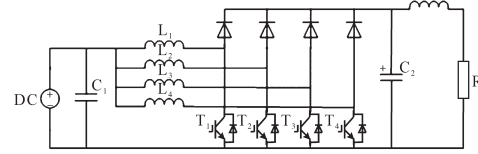


图1 四重交错并联 Boost 电路

Fig.1 Quadruple interleaved parallel Boost circuit

下面从时域及频域两个方面对多重化DC-DC变流器的电流纹波进行分析,推导出多重 Boost 电路的总电流纹波、谐波与占空比的定量关系。

1.2 总电流纹波分析

定义开关管导通的占空比为 D ,开关周期为 T_s ,电感电流为 i_L ,电感电流的直流分量为 I_0 ,电感电流纹波峰峰值为 ΔI_L 。当电感电流连续时,电流上升的斜率为 $K_1 = \Delta I_L / (DT_s)$,电流下降的斜率为 $K_2 = -\Delta I_L / [(1-D)T_s]$,至此,单重电感电流连续时可表达为

$$i_L = \begin{cases} I_0 + \frac{\Delta I_L}{DT_s} [t - (i + \frac{D}{2})T_s] & t \in [iT_s, (i+D)T_s] \\ I_0 - \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} [t - (i + \frac{1+D}{2})T_s] & t \in [(i+D)T_s, (i+1)T_s] \end{cases} \quad (1)$$

m 重变流器的总电流由 m 个单重变流器的电感电流合成,将占空比 D 分成 m 段,即 $D \in [h/m, (h+1)/m], h \in [0, m-1]$,则总电流纹波峰峰值由 $(h+1)$ 个斜率为 K_1 的上升段和 $(m-h-1)$ 个斜率为 K_2 的下降段叠加而成,进而可以得到 m 重变流器的总电流纹波的上升斜率 K_{tot} :

$$K_{tot} = h \frac{\Delta I_L}{DT_s} - (m-h) \frac{\Delta I_L}{(1-D)T_s} = \frac{(h-mD+1)\Delta I_L}{D(1-D)T_s} \quad h \in [0, m-1] \quad (2)$$

总电流上升时间为

$$t_{tot_on} = \frac{h}{m^2} T_s - \frac{D}{m} T_s \quad (3)$$

则总电流纹波峰峰值 ΔI_{tot} 为

$$\Delta I_{tot} = K_{tot} t_{tot} = \frac{(mD-h)(h+1-mD)}{m^2 D(1-D)} \Delta I_L \quad (4)$$

与单重变流器纹波峰峰值 ΔI_L 之比可表示为

$$K = \frac{\Delta I_{tot}}{\Delta I_L} = \frac{(mD-h)(h+1-mD)}{m^2 D(1-D)} \quad (5)$$

令 $m = 4$ 可得到四重变流器总电流纹波的表达式:

$$\Delta i_{\text{tot}} = \begin{cases} \frac{(1-4D)\Delta I_L}{1-D} & t \in [0, 0.25] \\ \frac{(3D-4D^2-0.5)\Delta I_L}{D(1-D)} & t \in [0.25, 0.5] \\ \frac{(5D-4D^2-1.5)\Delta I_L}{D(1-D)} & t \in [0.5, 0.75] \\ (4-3/D)\Delta I_L & t \in [0.75, 1] \end{cases} \quad (6)$$

分别令 $m = 2, 3, 4$ 代入式(5)中得到2重、3重及4重变流器的总电流纹波占比 K 与占空比 D 的对应曲线,如图2所示。

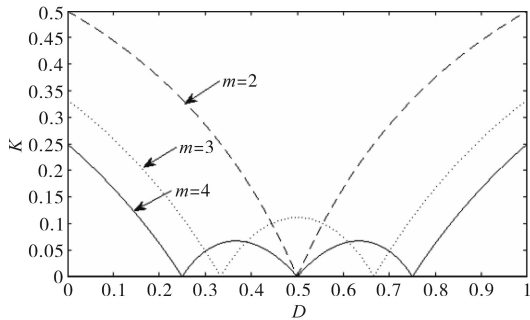


图2 总电流纹波占比和占空比关系图
Fig.2 Relationship between total ripple current ratio and duty ratio

根据上述曲线分析可得:4重 Boost 电路的总电流纹波恒小于其中任一电感电流纹波,且理想情况下,当占空比为0.25,0.5和0.75时总电流纹波为0。在系统电路设计时,可以充分利用这3个占空比,得到最低的电感电流纹波。

因本项目电池侧电压范围500~1 000 V,额定值750 V,母线侧电压1 500 V,当电感电流工作于连续模式(CCM)且输入、输出电压均处于额定工况下时,驱动脉冲的占空比为0.5,该种工况下选择四重交错并联 Boost 拓扑能有效降低总电流纹波。

1.3 总电流谐波分析

电感电流连续时电感上的电流如式(1)所示,将其进行 Fourier 级数展开,可得:

$$i_L(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \sin(n\omega_s t + \theta_n) \quad (7)$$

其中

$$\begin{cases} \theta_n = \arctan \frac{\cos(2nD\pi) - 1}{\sin(2nD\pi)} \\ A_n = \frac{\Delta I_L |\sin(nD\pi)|}{n^2 D (1-D) \pi^2} \end{cases} \quad (8)$$

那么, m 重总电流可表达为

$$\begin{cases} i_{mL}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) + \dots + i_{Lm}(t) \\ i_{mLV}(t) = i_{Ln}(t)(1 + e^{-j2n\pi/m} + e^{-j4n\pi/m} + \dots + e^{-j2(m-1)n\pi/m}) \\ = \begin{cases} 0 & n = mk + l \\ mi_{Ln}(t) & n = mk \end{cases} \quad k \in N; l = 1, 2, 3, \dots, m-1; n \geq 1 \end{cases} \quad (9)$$

对于4重电路,即当 $m=4$ 时,可得:

$$\begin{cases} i_{4L}(t) = i_{L1}(t) + i_{L2}(t) + i_{L3}(t) + i_{L4}(t) \\ i_{4LV}(t) = i_{Ln}(t)(1 + e^{-j2n\pi/4} + e^{-j4n\pi/4} + e^{-j6n\pi/4}) \\ = \begin{cases} 0 & n = 4k + l \\ 4i_{Ln}(t) & n = 4k \end{cases} \quad k \in N; l = 1, 2, 3; n \geq 1 \end{cases} \quad (10)$$

从式(10)可得,四重化 Boost 电路的总电流谐波次数为4的整数倍次,且变流器的等效开关频率为单重变流器的4倍。

单个变流器的电感电流谐波幅值如式(8)所示,对于四重化 Boost 而言,分别令 $n=1, 2, 3, 4$ 可以得到单重电流谐波幅值 A_n 、四重化总电流谐波幅值 A_{4n} 与占空比 D 的关系,分别如图3、图4所示。

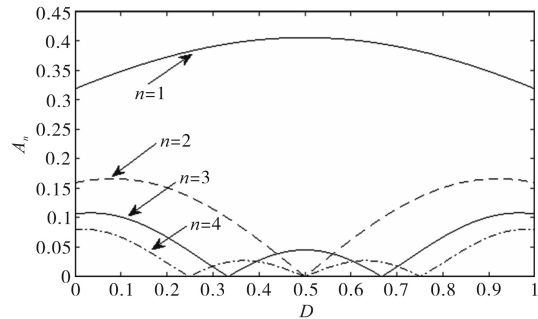


图3 单重 DC-DC 变流器谐波幅值与占空比关系
Fig.3 Relationship between harmonic amplitude and duty of single DC-DC converter

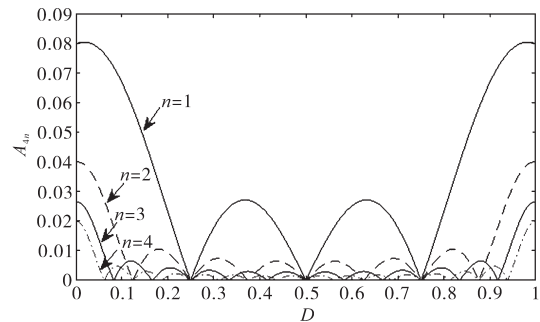


图4 四重 DC-DC 变流器谐波幅值与占空比关系
Fig.4 Relationship between harmonic amplitude and duty of quadruple DC-DC converter

根据上述分析,四重化变流器与单重变流器相比,总电流谐波幅值明显减小,且限制占空比区间对降低谐波幅值具有较大作用。

2 系统控制策略研究

2.1 改进的双闭环控制策略

多重化 DC-DC 变流器往往会因不同支路的斩波电抗器、开关管等器件参数不完全一致而导致某一重支路在运行中长期处于过载或轻载状态,限制了变流器在大功率场合下长期使用的能力。为解决传统双闭环控制因无法对单重支路进行独立控制而出现的相间不均流的弊端,本文在传统电压、电流双闭环控制策略的基础上,串联了占空比二次分配控制器,提出了改进型双闭环控制策略。基于该控制策略的四重交错并联电路的控制框图如图 5 所示。

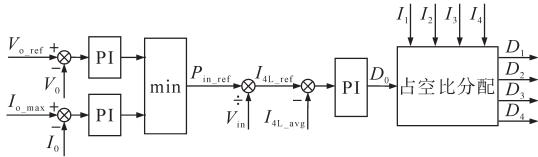


图5 改进型双闭环控制策略结构
Fig.5 Structure of improved double closed loop control strategy

图 5 中, V_{o_ref} 为输出目标电压, I_{o_max} 为输出最大电流, 两个控制环路分别用于输出电压恒压控制和输出电流限流控制, 两个环路输出的最小值作为外环的最终输出——输入功率参考值 P_{in_ref} , 并经输入电压前馈补偿得到总输入电流的参考值 I_{4L_ref} 。该参考值与采样得到的总输入电流值 I_{4L_avg} 作为电流内环的输入量, 经 PI 控制器得到占空比初始值 D_0 。与传统的双闭环控制不同, 占空比初始值并不直接用于四重支路上开关管的驱动脉冲控制, 而是与四重电感电流的反馈值 $I_1 \sim I_4$ 一同作为输入量进入占空比分配器参与二次分配, 根据检测到的四重电感电流 $I_1 \sim I_4$ 的实际大小对 D_0 进行微调, 进而得到每一重支路的独立的占空比 $D_1 \sim D_4$, 实现四重支路间的均流控制。

占空比分配器的输入为四重支路电感电流 $I_1 \sim I_4$ 及占空比初始值 D_0 , 四重电感电流经计算得到平均电流 I_0 , 然后求得该值与每一重电流的差值的绝对值 $e_1 \sim e_4$, 该差值与四重电感电流平均值 I_0 的比值作为占空比初始值 D_0 的调节系数 $k_1 \sim k_4$, 调节系数与占空比初始值 D_0 的乘积再乘以相同的系数, 并经限幅后得到占空比的调节量 $\Delta D_1 \sim \Delta D_4$, 在占空比初始值 D_0 的基础上加上或减去该调节量得到四重支路最终的占空比。

占空比分配器的原理框图如图 6 所示。

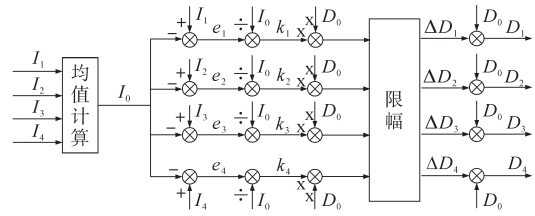


图6 占空比分配器结构
Fig.6 Structure of duty distributor

2.2 电流内环设计

Boost 电路的电感电流为标准三角波, 按照对电感电流的采集方式不同, 可将电感电流控制模式分为: 峰值电流控制、平均电流控制和滞环电流控制。

平均电流控制是通过提高电流采样频率, 将一个 PWM 周期内的多个电感电流值进行如下式所示的平均值计算, 该计算值与电流指令值做比较, 误差信号经控制器的处理, 输出值进入 PWM 发生器与载波信号作比较来控制开关管的通断。与峰值电流控制和滞环电流控制相比较, 平均电流控制法稳态精度更高、鲁棒性更好, 且易于实现均流控制, 更适合大功率场合使用。

$$i_{L_avg}(t) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^n I_{Li} \quad (11)$$

3 仿真与实验

3.1 仿真分析

为了验证上述电路及控制策略的可行性, 在 Matlab/Simulink 环境下对系统进行仿真, 搭建四重交错并联 DC-DC 变流器的主电路模型。设置参数为: 输入电压 750 V, 电阻负载 4.5 Ω , 开关频率 1.5 kHz, 控制目标电压 1 500 V, 四重支路电感量为 3.2 mH, 串联电阻分别为 0.05 Ω , 0.1 Ω , 0.15 Ω , 0.2 Ω , 以此来模拟实际应用中可能出现的各支路阻抗不一致的情形。

控制器分别采用传统双闭环控制、电流环独立控制和基于占空比分配的改进型双闭环控制策略, 通过对载波的延时来实现驱动 PWM 脉冲依次移相 90°, 进而完成对四重支路上开关管的交错并联控制。3 种控制策略下的仿真分析如下。

3.1.1 传统双闭环控制策略

图 7 为传统双闭环控制策略(策略 1)下的仿真波形。图 7a 为四路支路的电感电流动态波形, 0.1~0.2 s 进行预充电, 0.2~0.8 s 软启动, 0.8 s 后进入闭

环控制;图7b为稳态电流波形,四重支路的稳态电流分别为320 A,160 A,110 A,90 A,未实现均流控制。

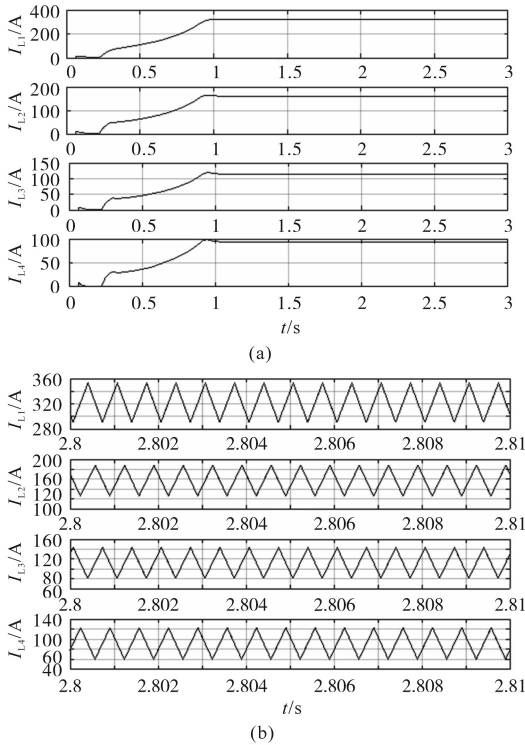


图7 电感电流动态及稳态波形(策略1)
Fig.7 Dynamic and steady state waveforms of inductance currents(strategy 1)

3.1.2 电流环独立均流控制策略

图8为PI独立环控制策略(策略2)下的四重电感电流动态仿真波形。

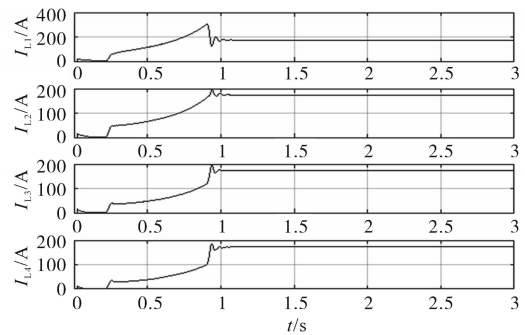


图8 电感电流动态波形(策略2)
Fig.8 Dynamic state waveforms of inductance currents(strategy 2)

3.1.3 基于占空比分配的改进型双闭环控制

图9为基于占空比分配的改进型双闭环控制策略(策略3)下的电感电流动态及稳态仿真波形。图9a为占空比分配控制策略下的四重电感电流波形,由图8及图9a可见后2种控制策略均能实现均流控制。但相比于独立PI控制,后者改进型双闭环控制策略占空比分配控制超调更小、稳定

时间更快。图9b为占空比分配控制策略下四重支路的稳态电流波形,基波幅值为172 A,峰峰值为62 A。图9c为占空比分配控制策略下的总输入电流稳态波形,其总输入电流为691 A,纹波峰峰值约为6 A,约为单重支路电流纹波的1%。仿真结果验证了采用四重 Boost 电路能显著减小输入侧电流纹波,且基于占空比二次分配的改进型双闭环控制策略实现了变流器支路参数不一致时的均流控制。

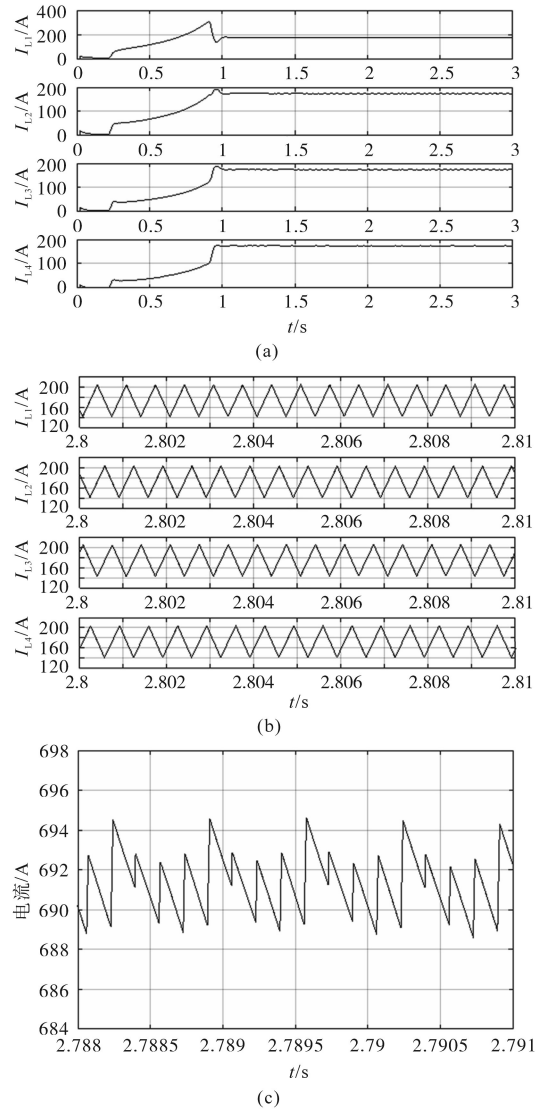


图9 电感电流动态及稳态波形(策略3)
Fig.9 Dynamic and steady state waveforms of inductance currents (strategy 3)

3.2 试验验证

为充分说明上述理论分析及仿真结果的有效性,搭建了变流器样机。变流器主要由输入、输出接触器,四重 Boost 电路和以 DSP 为核心的控制系统构成,驱动各支路的脉冲信号经光纤及

驱动板施加到 IGBT 模块。

500 kW 变流器样机主要参数为:功率等级 500 kW,串并联容量 2 000 kW,输入电压范围 500~1 000 V,输入电压额定值 750 V,输出电压额定值 1 500 V,电抗器参数 3.2 mH,支撑电容 3 600 μ F,开关频率 1.5 kHz。

在输入电压 750 V,负载功率 500 kW 情况下,DC-DC 变流器稳态实验波形如图 10 所示。

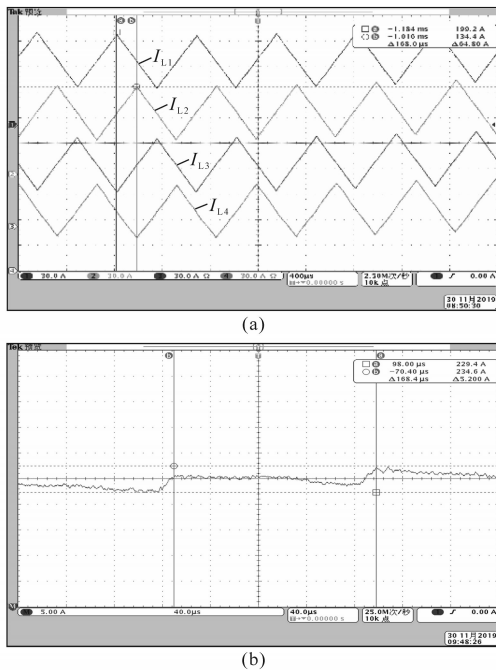


图 10 单重电感电流及总输入电流实验波形
Fig.10 The test waveforms of single inductance current and total input current

图 10a 中, $I_{L1} \sim I_{L4}$ 分别为电感 $L_1 \sim L_4$ 的电流,为了方便观察放大后的电流波形,示波器设置中已增加偏置。根据测试波形可以看出,稳态运行状态下 4 路电感上的电流在相位上依次相差 168 μ s,满足四重交错并联电路依次滞后 1/4 开关周期的要求。电感电流为标准的三角波,波动频率为 1.5 kHz,基波幅值约为 168 A,纹波电流峰峰值为 64.8 A,纹波率为 39%,且 4 路电感电流基本相等,可见电感电流均流控制效果较好。

鉴于示波器电流枪的孔径大小限制,使用电流枪测量总输入 3 根 95 mm^2 电缆的任意 1 根,检测波形如图 10b 所示,根据波形可以看出,总输入电流在叠加后的波形同样为三角波,波动频率为 6 kHz,是单重电感电流波动频率的 4 倍,与总电流纹波分析的结论一致。总输入电流基波幅值约为 $230 \text{ A} \times 3 = 690 \text{ A}$,纹波电流峰峰值为 $5.2 \text{ A} \times$

$3 = 15.6 \text{ A}$,纹波率为 2.3%,约为单重支路纹波率 39% 的 1/20,可见,采用四重交错并联电路拓扑可有效降低总电流纹波幅值,改善输出性能。

4 结论

本文以四重交错并联 Boost 变流器为研究对象,推导了多重 DC-DC 变流器的电感电流纹波和谐波与占空比的定量表达式,分析了采用的四重交错并联技术在减小电流纹波、降低谐波幅值中所起的重要作用,为不同升压比场合下电路拓扑的设计提供了理论依据。针对传统双闭环控制在四重电感电流均流控制方面的弊端,本文提出了基于占空比二次分配策略的改进型双闭环控制策略,在保证变流器输出电压、电流稳定控制的基础上可实现四重支路均流控制的目的。最终,通过 Simulink 仿真平台以及设计的 500 kW 变流器样机验证了四重交错并联拓扑的可行性以及所提控制策略的有效性。

参考文献

- [1] 孙伟男,戴云聪. 一种交错并联 DC-DC 变换器数字优化控制方法[J]. 电气传动,2018,48(1):32-59.
- [2] 陈坚. 电力电子变换和控制技术[M]. 北京:高等教育出版社,2002.
- [3] 程千,张代润,程满,等. 一种适用于光伏发电系统的新型两相交错并联 Boost 变换器[J]. 可再生能源,2015,33(11):1614-1618.
- [4] Chin Chang. Current ripple bounds in interleaved DC-DC power converters[J]. IEEE T-PE, 1995:738-743.
- [5] Wong P L, Xu P, Yang B, et al. Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors[J]. IEEE T-PE, 2001,16(4):499-507.
- [6] Veerachary M, Senju T, Uezato K. Modeling and analysis of interleaved dual Boost converter[J]. Proceedings of Industrial Electronics, 2001,2:712-717.
- [7] 杨涛,赵景涛,王前双. 基于多重化 DC/DC 变换器的储能变流器研究[J]. 电力系统保护与控制,2016,44(20):119-127.
- [8] Jacobs J, Averberg A, Doncker R D. A novel three-phase DC/DC converter for high-power applications[C]//IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004:1861-1867.
- [9] 汤自春,周红雨. DC-DC 变换器电流电压双闭环控制系统应用分析[J]. 科技资讯,2007,35(71):39-40.
- [10] 黄林森. 三相交错并联 Buck-Boost 双向 DC/DC 变换器的研究[D]. 株洲:湖南工业大学,2015.

收稿日期:2019-12-26

修改稿日期:2020-03-10