

一种提高双向DC-DC变换器轻载效率的变频控制策略

针对双向DC-DC变换器轻载时效率较低的问题,提出了一种变频控制策略。以基于耦合电感的四相交错双向DC-DC变换器为主电路,详细分析了变频控制策略的基本原理以及实现方式,以DSP TMS320F28035为控制核心搭建了一台12.5 kW的实验样机。实验结果表明,与定频控制相比,变频控制策略能明显减小轻载时变换器的电感电流纹波,从而减小损耗,提高变换器在轻载时的效率。

程明谊 李志忠/广东工业大学信息工程学院

0 引言

目前,双向DC-DC变换器以其高效、能实现能量的双向流动等优点广泛应用于电动汽车、直流电动机驱动系统、蓄电池储能系统和各种电源系统中。为了降低开关管的电压应力,减小开关损耗及输出电流纹波,使变换器具有高功率密度,从而提高变换器的稳态性能和动态性能,进一步提高变换器的效率^[1-2],双向DC-DC变换器大多引入了软开关技术、多相交错并联技术和电感磁耦合技术。

在多相耦合的双向DC-DC变换器中通常使用定频控制,变换器每相输出电感电流的纹波是固定的。为了确保变换器在最大负载情况下实现软开关,其输出电感电流的纹波会比较大^[3],这将导致变换器在轻载时的电感电流纹波相对过大,使导通损耗和磁心损耗增加。因此,变换器在轻载时的效率比重载时

要低很多。为了提高变换器在轻载时的效率,本文提出了一种在负载较轻时提高开关频率的变频控制策略,保证开关管工作在软开关,同时减小电感电流纹波,达到减小损耗、提高变换器轻载效率的目的。

1 双向DC-DC变换器变频控制策略工作原理

1.1 双向DC-DC变换器电路拓扑

双向DC-DC变换器具有Boost和Buck两种工作模式。当电动车启动或加速时,工作在Boost模式,将低压侧的能量转换成电压较高且稳定的直流电压;当电动车制动或减速时,工作在Buck模式,将高压侧多余的能量转换到电压较低的储能端。两种工作模式可自由切换,从而实现能量的双向流动。本文研究的基于耦合电感的四相交错双向DC-DC变换器主电路拓扑如图1所示。

图1中, V_H 代表高压侧; V_L 代表低压侧; C_H 和 C_L 为高、低压侧的滤波电容; S_u 和 S_d 为上、下开关管(均集成了反并二极管 VD_u 和 VD_d); C_u 和 C_d 为上、下开关管的缓冲电容。在Boost模式下, S_d 为主开关管, L_s 为升压电感;在Buck模式下, S_u 为主开关管, L_s 为低通滤波电感。 S_{u1} 、 S_{d1} 、 L_{s1} 、 S_{u2} 、 S_{d2} 、 L_{s2} 、 S_{u3} 、 S_{d3} 、 L_{s3} 和 S_{u4} 、 S_{d4} 、 L_{s4} 交错并联,组成了双向DC-DC变换器的四相电路。 L_{s1} 和 L_{s2} 、 L_{s3} 和 L_{s4} 分别反向耦合,组成耦合电感 L_{s12} 、 L_{s34} ,此时电感电流波形如图2所示



程明谊/硕士研究生

关键词/Keywords
双向DC-DC变换器·
变频控制·
轻载效率·

广东省科技计划项目(2013B011301011), 东莞市科技计划项目(2012108102052)。

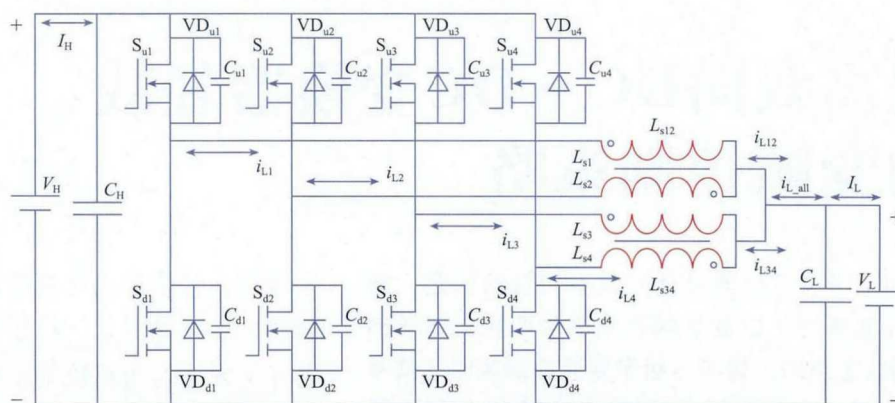


图1 双向DC-DC变换器原理

（四相波形形状相同，只是第二相、第三相、第四相的相位分别与第一相相差 180° 、 90° 和 270° ，这里以第一相波形为例）。

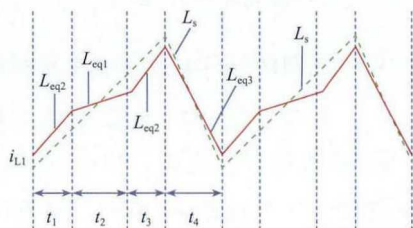


图2 耦合电感电流波形

图2中， L_s 为电感自感； $L_{eq1} \sim L_{eq3}$ 为各阶段等效电感；虚线表示电感无耦合时的电流波形；实线表示电感反向耦合时的电流波形。由图2可知：在 t_1, t_3 阶段， $L_{eq2} < L_s$ ；在 t_2 阶段， $L_{eq1} > L_s$ ；在 t_4 阶段， $L_{eq3} > L_s$ 。根据电感的元件特性，电流呈三段折线式上升，且总上升率和下降率都比较小，因此电感反向耦合的变换器具有较小的电流纹波，并具有良好的稳态性能和动态性能。

1.2 变频控制策略基本原理

变换器的效率主要取决于开关损耗、导通损耗和磁心损耗的大小，本文所研究的变换器开关管均工作于软开关状态，因此开关损耗影响较小。轻载时，固定开关频率的工作模式将导致电感电流峰峰值过大，由反向电流流经开关管造成的导通损耗就会增加。根据文献[4]有

$$\Delta I_{pp} = \frac{(V_H - V_L)D}{L_{eq}f_s} \quad (1)$$

式中， ΔI_{pp} 为电感电流峰峰值； L_{eq} 为变换器的等效

电感。

由式（1）可知，电感电流峰峰值的大小与开关频率成反比，因此，提高开关频率，可以减小电感电流峰峰值，电流的有效值随之减小，从而减小导通损耗。

另一方面，磁心损耗主要取决于磁滞损耗，磁滞损耗与磁滞回线所包含的面积成正比，而磁滞回线面积又与磁感应强度的变化量成正比。根据法拉第电磁感应定律、电感的元件特性可得

$$\Delta B = \frac{L_{eq}\Delta I}{NA_c} \quad (2)$$

式中， ΔB 为磁感应强度的变化量； N 为匝数； A_c 为磁心的截面积。

由式（2）可知，电感磁心的磁感应强度变化量与其流过的电流变化量成正比。因此，提高开关频率，减小电感电流峰峰值，电感电流的变化量随之减小，磁感应强度变化量也相应减小，磁滞回线面积下降，从而减小磁心损耗。

重载时，由提高开关频率而减小的电流纹波并不是很大，所以对损耗的影响不大。由于开关管在全负载范围内都工作在软开关状态，由提高开关频率造成的开关损耗的增加相对较小，因此，变换器工作在轻载情况下，使用变频控制策略可以减小变换器的导通损耗和磁心损耗，同时可以提高效率。

2 变频控制策略的实现

根据变频控制策略基本原理分析可知：轻载

时,适当提高开关频率,可以减小损耗,但是若开关频率提高得过高,可能导致变换器进入临界导通模式或连续导通模式,无法实现软开关,使开关损耗大幅增加。因此,在不同的负载情况下选取合适的开关频率,对变换器效率的优化起到非常重要的作用。

本文的控制系统采用电压环、电流环双闭环结构,并且在中断服务程序中完成控制。其中电压环控制占空比,实现变换器稳压输出;电流环控制载波频率,实现变换器开关频率的变化,控制策略流程如图3所示。

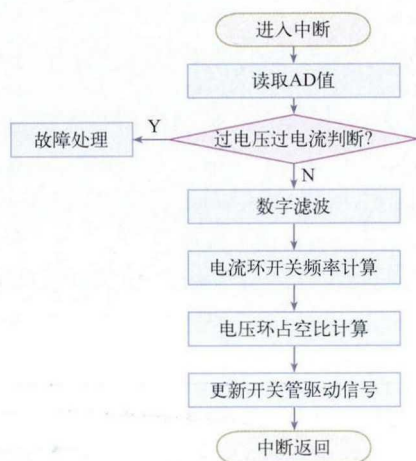


图3 控制策略流程

由于元件电路存在寄生参数等的影响,再加上磁性元件的损耗难以准确计算,所以本文采用工程测量和曲线拟合相结合的方法来获得不同负载情况下变换器所需的开关频率。即通过实际测量变换器部分工作状态点的开关频率与效率数据,得到使变换器效率最高的开关频率点,然后通过Origin数据处理软件对实测数据进行拟合处理,得到的拟合曲线如图4所示。

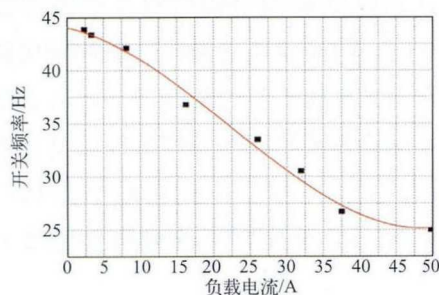


图4 负载电流与开关频率拟合曲线

图4中离散点为实际测量得到的变换器在不同负载情况下使效率最高的开关频率点,曲线即为拟合得到的开关频率与负载电流的关系曲线,对应的函数表达式如式(3)所示,并且曲线的拟合度为0.9599,即

$$f_s = 44.1 - 0.1726I_L - 0.017I_L^2 + 0.00026I_L^3 \quad (3)$$

当变换器的负载发生变化时,就可以根据式(3)计算出不同负载情况下使效率最高的开关频率点,从而对变换器的开关频率进行调整,并提高变换器的效率。

3 实验验证

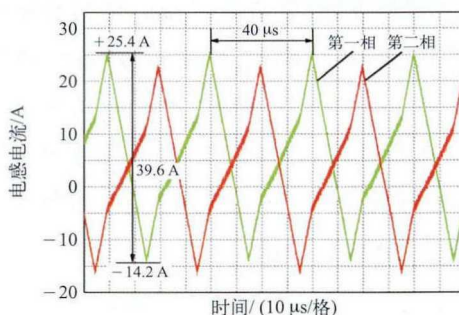
本文采用图1的变换器原理图为主电路,以TMS320F28035为控制核心搭建了一台12.5 kW的实验样机进行实验验证。主要技术参数为:高压侧电压400 V,低压侧电压250 V,开关频率25~50 kHz,输出负载为可调电阻器。

由于该样机在Boost模式下的工作原理与在Buck模式下为对偶关系,并且耦合电感 L_{s34} 与 L_{s12} 的工作过程相同,只是相位不同,故本文只对该样机工作在Buck模式下进行实验,给出的波形为第一相和第二相的电感电流波形。

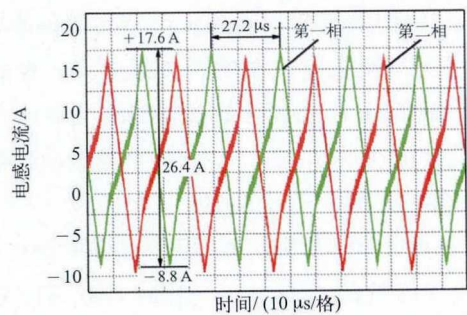
3.1 不同负载情况下的实验波形对比分析

变换器在输出功率为4 kW时,不同控制策略下的电感电流波形如图5所示。由图5可知:变换器工作在定频控制下的电感电流峰峰值为 $\Delta I_{pp} = 39.6$ A,工作在变频控制下的电感电流峰峰值为 $\Delta I_{pp} = 26.4$ A。

变换器在输出功率为8 kW时,不同控制策略下的电感电流波形如图6所示。由图6可知:变换器工

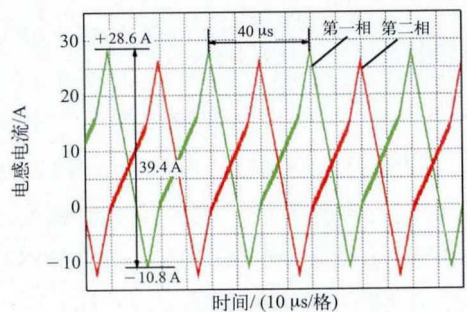


(a) 定频控制

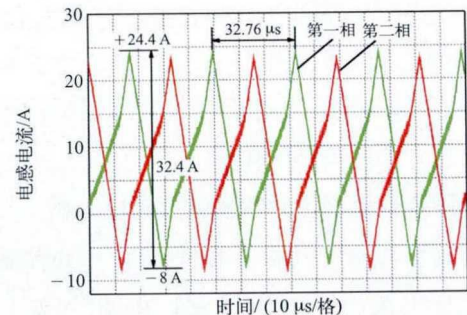


(b) 变频控制

图5 负载4 kW时的电感电流波形



(a) 定频控制



(b) 变频控制

图6 负载8 kW时的电感电流波形

作在定频控制下的电感电流峰峰值为 $\Delta I_{pp}=39.4\text{ A}$ ，工作在变频控制下的电感电流峰峰值为 $\Delta I_{pp}=32.4\text{ A}$ 。

通过对图5和图6的分析可知：使用变频控制策略的开关频率高于定频控制时的25 kHz，电感电流的最大值、最小值和峰峰值均小于定频控制，且随着负载的增加，频率提高的幅度减小，电感电流减小的幅度降低，符合前文的理论分析。

3.2 变换器效率对比分析

利用Tektronix公司的PA4000功率分析仪对变换器在两种不同控制策略下的效率进行测试。当

变换器的输出功率在0.5~12.5 kW范围内变化时，分别得到了采用定频控制策略和变频控制策略下的不同输出功率与运行效率的相应数据，如下表所示。两种不同控制策略下变换器的效率曲线如图7所示。

表 输出功率与效率对照

输出功率/kW	定频控制效率(%)	变频控制效率(%)
0.51	87.82	92.08
0.58	88.83	93.473
0.82	91.4	94.94
1.02	92.88	95.79
1.37	94.97	96.92
2.05	96.44	98.11
2.46	97.25	98.65
3.05	97.97	98.78
4.07	98.21	98.86
5.16	98.6	98.91
6.1	98.64	98.93
8.02	98.78	99.06
10.14	99.003	99.04
12.5	99.01	99.01

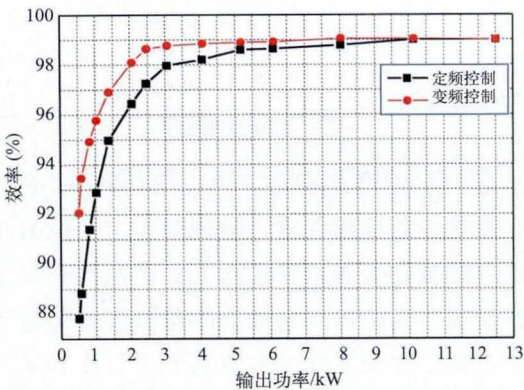


图7 不同控制策略下的变换器效率曲线

由上表数据和图7曲线的分析可知：重载时，变换器的效率在定频控制和变频控制策略下基本相同；随着负载的减小，使用变频控制时变换器的效率要高于使用定频控制时的效率。在满载至中度负载区间，变频控制和定频控制效率的差别不是很大；但在中度负载至轻载区间，变换器工作在变频控制下的效率要明显高于定频控制。

(下转第85页)

度也会跟着上升,很多企业都是通过降容的方法来保证断路器的安全使用,但是需要降容多少才算安全并不能确定,有待进一步的实验来确定。比如某企业智能型万能式断路器的额定电流为1 600 A,当海拔在4 500 m时,温升值相比于海拔为0时的温升值提高了7%左右,而额定电流为2 500 A时温升值能够增加18%左右,所以电流容量的结构和大小对断路器的降容修正值有着较大的影响。想要确定降容的修正值大小需要在高原地区进行实验。

(3) 重视断路器的自动复位问题

当前的很多产品仍然缺乏自动复位的性能,在风力发电现场,如果有断路器跳闸故障的发生,智能控制器并不能及时进行复位。只有解决供电网络的故障之后,被智能控制器成功地识别出来,才能够按照事先编制的程序进行自动复位,然后合闸。所以一定要不断完善产品的自动复位性能,让其能够无条件地自动复位,保证断路器的正常有效使用。

5 结束语

风力发电装置的快速发展也促进了风电专用

断路器的发展。通过不断深入研究风力发电的特点,对风电专用断路器的使用环境以及性能特性进行分析,提升并完善风电专用断路器的性能。

参考文献

- [1] 陈培国. 低压万能式断路器研发现状及思索 [J]. 电器与能效管理技术, 2015 (2): 23-27.
- [2] 王燕妮, 杨乐. 万能式断路器失(欠)压脱扣器的使用分析 [J]. 工业, 2015 (8): 104-104.
- [3] 朱立明. 万能式断路器温升影响因素及降温升方法探讨 [J]. 电器与能效管理技术, 2016 (24): 20-25.
- [4] 何平, 邱志强, 张蕾琼, 等. 低压并网专用断路器的研究与应用 [J]. 电器与能效管理技术, 2016 (6): 66-68.
- [5] 余定辉. 低压万能式断路器电能质量监测的研究与实现 [J]. 电工电气, 2015 (4): 31-34.
- [6] 郭文瑞. 直驱型永磁风力发电系统低电压穿越技术研究 [D]. 北京: 华北电力大学, 2016: 19-21.

(收稿日期: 2017-02-10) EA

(上接第82页)

4 结束语

本文提出了一种应用在双向DC-DC变换器中的变频控制策略,通过搭建实验样机对变换器分别工作在定频控制策略和变频控制策略下的工作特性进行了对比实验和效率测试。实验结果表明,使用拟合曲线的方式来确定不同负载情况下变换器的开关频率是可行的;在轻载情况下,双向DC-DC变换器使用变频控制策略的效率更高,验证了该策略的正确性。

参考文献

- [1] Wong Pit-Leong, Xu Peng, Yang Bo, et al. Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16 (4): 499-507.

- [2] Yu Wensong, Lai Jih-Sheng. Ultra high efficiency bidirectional DC-DC converter with multi-frequency pulse width modulation [C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition, Twenty-Third Annual IEEE, 2008: 1079-1084.
- [3] Pal Andreassen, Giuseppe Guidi, Tore M Undeland. Digital variable frequency control for zero voltage switching and interleaving of synchronous buck converters [C]. Power Electronics and Motion Control Conference, 12th International, 2006: 184-188.
- [4] Liu Xuechao, Zhang Bo, Yu Jiansheng, et al. A non-isolated voltage regulator module with integrating coupled-inductor [C]. IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005: 438-442.

(收稿日期: 2016-07-12) EA