

中图分类号: TM 614

文献标识码: B

零压变换软开关的双 PWM 变换器的研究

胡正轩¹, 冷光夺², 袁冬柏², 王建任¹

(1. 东北石油大学 电气信息工程学院, 黑龙江 大庆 163318; 2. 大庆油田电力集团供电公司, 黑龙江 大庆 163435)

摘 要: 对于双脉宽调制(PWM)变换器,当电路开通或关断的时候都会产生开关损耗和噪声污染。这些干扰在小功率电路中可以被忽略,但在较大型的风力发电系统中是应该极力避免的。为了减小甚至避免这些不利因素影响系统的平稳运行,设计了一种基于零电压变换软开关技术的双 PWM 变换器,并且结合了空间矢量脉宽调制技术和 PR 控制方法。通过仿真试验和结果分析,验证了优化的变换器能够很好地改善传统变换器的输入和输出性能。

关键词: 软开关; 双脉宽调制变换器; 零压变换; 空间矢量脉宽调制; PR 控制器

Research on Double PWM Converter Based on the Soft-Switch Technology

HU Zhengxuan¹, LENG Guanduo², YUAN Dongbai², WANG Jianren¹

(1. Department of Electrical Information Engineering, Northeast Petroleum University, Daqing 163318, China;

2. Electric Power Group Supply Company of Daqing Oil Field, Daqing 163435, China)

Abstract: Double Pulse Width Modulation (PWM) converter in wind power system is used widely, the power switch device Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) has the good switching characteristics. However, the circuit which is opened or turn off will produce switch loss and noise pollution. These interference in small power circuits can be ignored, but it should be avoid in the larger wind power system. In order to reduce or even avoid these disadvantages influence to the running of system smoothly, this paper design a Double PWM converter which is based on the soft-switching technology, and it combines with Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) technique and PR control method. The simulation test and analysis results proved that optimal converter can be a good improvement in input and output performance of traditional converter.

Key words: soft switch; double pulse width modulation converter; zero-volt converter; space vector pulse width modulation modulation; PR controller

1 引 言

双 PWM(Pulse Width Modulation, 脉宽调制)变换器在风力发电系统中已被广泛应用,其功率开关器件 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor, 绝缘栅双极型晶体管)具有很好的开关特性。软开关

技术在逆变器领域中也已被广泛应用^[1],但在双 PWM 变换器中还有待开发。本文利用零电压变换的逆变电路设计了一个双 PWM 变换器,并结合 SVPWM(Space Vector Pulse Width Modulation: 空间矢量脉宽调制)调制技术和 PR 控制技术形成了一个完整的软开关技术下的双 PWM 变换器。采用这种方法的双 PWM 变换器在减小开关

$U_1(001)$, $U_2(010)$, $U_3(011)$, $U_4(100)$, $U_5(101)$, $U_6(110)$, $U_7(111)$, $U_0(000)$ 。通过观察可知前六个是非零向量,后两个为零向量,假设 S_X ($X = a, b, c$) = (100), 可得到如下方程:

$$\begin{cases} U_2 = U_{aN} \\ U_{bN} = U_{cN} = 0 \\ U_a - U_b = U_{aN} - U_{bN} = U_d \\ U_c + U_d = U_a \\ U_a + U_b + U_c = 0 \end{cases} \quad (4)$$

经过坐标变换可以得到如图3所示的两相静止坐标下的空间电压矢量的大小和位置^[6-8]。

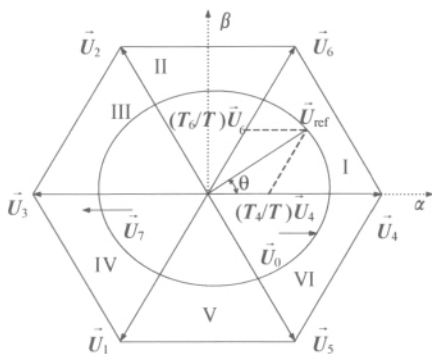


图3 两相静止坐标下的空间电压矢量

Fig.3 Two-phase stationary coordinate space voltage vector

4 优化电路的工作原理

为了便于分析该电路的动作模式,本文选取了U相电压大于零,V相和W相电压小于零的区间。由三相桥式电路的工作特性可知,同一桥臂上下两相相差180°,所以得到该区间的动作时序如图4所示。由图4可知, t_0 时刻之前 VS_1 , VS_4 和 VS_6 是关断的, VS_2 , VS_3 和 VS_5 开通。此时电压矢量状态为011。 t_3 时刻开关动作完全相反,此时电压矢量状态为100。由此可见,电路能够实现SVPWM调制所需的工作状态。

开关动作过程如下:(其中: T_d 为脉冲周期)

(1) $[t_0 \text{ 之前}]$ 阶段: 上面已经分析了,此时 VS_2 , VS_3 和 VS_5 开通,电路处于011状态,但是电流仍是流过与三个开关并联的二极管。

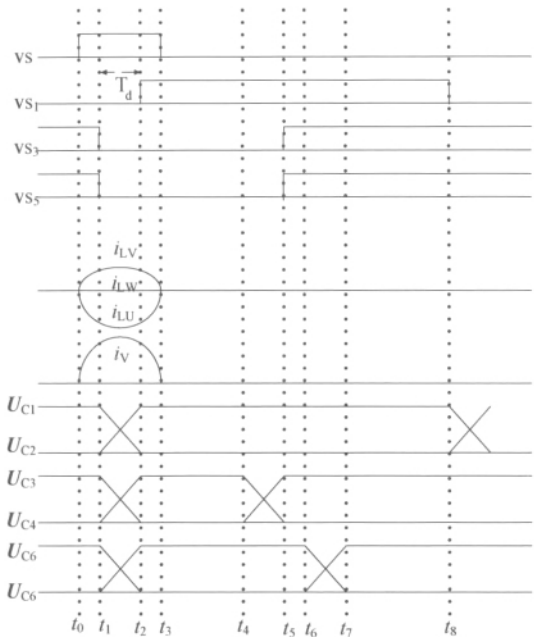


图4 动作时序图

Fig.4 Action sequence diagram

(2) $[t_0 - t_1]$ 阶段: 谐振开关 VS 开通,电路进入换流阶段,流经换流电感上的电流呈线性增加。由于电感对此时的电流有抑制作用,所以开关 VS 是零电流开通(ZCS)。三个电感上的电流逐渐增大,当 L_U 上的电流和流经U点的电流相等时, VS_2 , VS_3 和 VS_5 三个开关的续流二极管实现零电流关断。

(3) $[t_1 - t_2]$ 阶段: 六个开关器件都被关断,此时为死区时间,换流电感和电容组成了谐振电路。其工作过程为: $C_1, C_3, C_5, L_V, L_W, VD_3, VD_5, VS, VD_2, L_U, C_1, C_4$ 和 $C_6, L_V, L_W, VD_3, VD_5, VS, VD_2, L_U, C_2, C_4$ 和 C_6 。第一条谐振电路中 C_1 充电, C_3 和 C_5 放电。第二条谐振电路中 C_2 充电, C_4 和 C_6 放电。 t_2 时刻时,电容上的电压降为零, VS_1 , VS_4 和 VS_6 零电压开通(ZVS)。

(4) $[t_2 - t_3]$ 阶段: 开关 VS_1 , VS_4 和 VS_6 零电压开通,电流从零开始增加。由于电感是非线性元件,所以其上的电流开始减小,直到 t_4 时刻, VS 零电流关断。

(5) $[t_3 - t_4]$ 阶段: 此时谐振电路关闭,但是 VS_4 两端的电容起到抑制电压的作用。所以, VS_4 零电压关断。

(6) $[t_4-t_5]$ 阶段: 电路又进入死区时间, C_4 充电, C_3 放电到零时, VD_3 两端的二极管导通, VD_3 两端电压等于零。于是 VD_3 零电压开通。

(7) $[t_5-t_6]$ 阶段: 当电路运行到 t_6 时刻, VS_6 零电压关断。其原理同(5)阶段。

(8) $[t_6-t_7]$ 阶段: 当电路运行到 t_7 时刻, VS_5 零电压开通。其原理同(6)阶段。

(9) $[t_7-t_8]$ 阶段: 当电路运行到 t_8 时刻, VS_2 零电压开通。其状态回到开始。这是上半个工作周期。下半个工作周期与之相似。

5 控制策略

5.1 网侧变换器控制系统

网侧变换器是连接在大电网上的, 其控制目的是改善输入特性, 使得电压平稳输出, 保证系统工作在单位功率因数下。PR 控制器具有很好的谐波抑制能力和抗干扰能力, 本文设计了网侧 PR 控制系统, 其控制结构如图 5 所示。

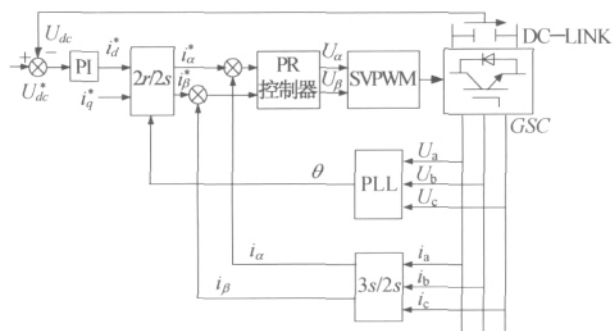


图5 网侧变换器 PR 控制框图

Fig.5 Grid side converter PR control block diagram

从图 5 中可以得出, 系统将电网侧三相交流电流经坐标变换后得到两相静止坐标下的电流。反馈电压与给定电压比较后得到参考电流, 再经坐标变换得到两相静止坐标下的参考电流, 通过比较后的电流可作为 PR 控制的输入, 然后再经过 SVPWM 调制后将开关信号送到变换器的主电路中, 从而实现了网侧变换器的控制策略^[9]。

5.2 转子侧变换器控制系统

当系统并网运行时, 转子侧变换器的主要功能是实现功率的解耦, 其控制思路是: 通过控制

励磁电压使得励磁电流的频率定于滑差频率, 转子电流的有功和无功实现独立调节。由于风速是时刻变化的, 从而引起转子电流频率的变化, 产生了转差频率。而 PR 控制器能对交流信号进行无静差调节, 从而使得谐振频率和转差频率大小相等。图 6 是 PR 控制策略下转子侧变换器的控制框图^[10]。

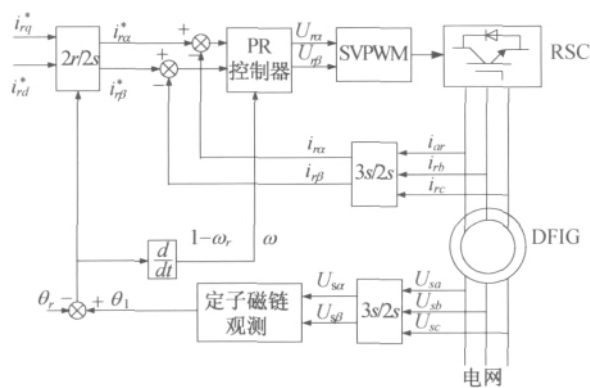


图6 PR 控制策略下的控制框图

Fig.6 Control strategy of PR control

6 实验结果与分析

为了验证软开关双 PWM 变换器的正确性和可行性, 在 MATLAB/Simulink 模块下建立了系统的仿真模型。仿真参数如下: 直流电压为 200 V; 电机额定功率为 1.5 kW, 额定电压为 380 V, 磁极对数为 4; 电容 C 为 2 500 F; 六个并联电容均为 4.9 nF; 三个换流电感均为 66 μ F; 死区时间为 3.5 μ F。

图 7 为开关器件 IGBT 中 V6 的波形图 (其中横坐标表示时间, 单位为秒; 纵坐标: 对 U_{v6} 为电压 (V), I_{v6} 为电流 (A), V6 为控制电平, 无单位)。通过观察开关器件 V6 两端的电压和控制信号可知, 当电压降到零后, 电流出现变化, 开关脉冲提供给定信号, 实现了零电压开通。其他开关器件也能实现这个过程, 这里就不赘述了。

图 8 为直流母线电压波形, 可以看出 0.1 s 时由于风速的变化引起了电压的波动, 但只经过较小的波动就达到了稳定输出, 证明了该电路能很好的实现网侧变换器的输出特性。

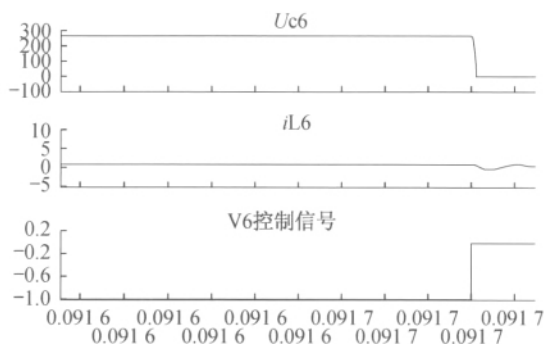


图7 开关器件 V6 的波形图

Fig.7 Switch V6 waveform graph

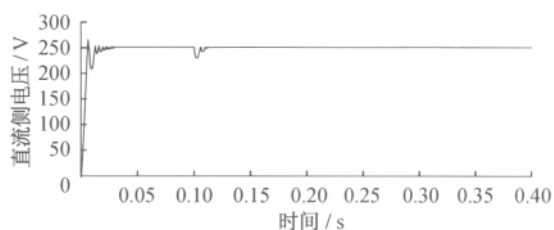


图8 直流母线电压波形

Fig.8 DC bus voltage waveform

图9是定子有功功率和无功功率波形,由图可知,无功功率初始给定值为零,有功功率会随着转速的变换而发生突变,无功功率保持不变。0.2 s时,定子无功功率给定值变为-1 000 var,有功功率未发生变化,由状态分析可知此电路能够很好地实现功率的解耦,完成了转子侧变换器的控制要求。

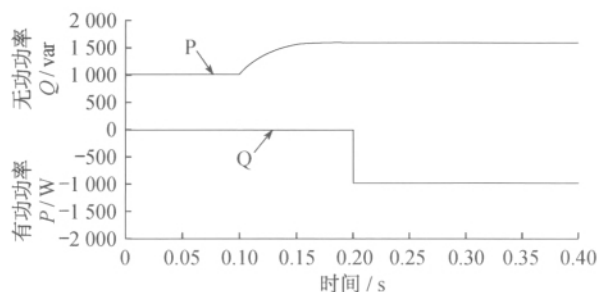


图9 定子有功功率和无功功率波形

Fig.9 Stator active power and reactive power waveform

通过仿真验证了该电路既能很好地实现软开关技术,又使得变换器具有良好的输入和输出特性,满足了双 PWM 变换器并网运行的

需要。

7 结 论

本文在双 PWM 变换器中引入了软开关技术,经过实验仿真证明了改进电路的正确性。很好地解决了开关损耗和噪声污染的问题,同时也满足了变换器正常运行的需求,提高了工作效率。

参考文献:

- [1] 陈延钧. 逆变器软开关技术的研究[D]. 南京: 南京航空航天大学 2005.
CHEN Yanjun. Research on techniques of soft switching inverters [D]. Nanjing: Nanjing University of Aeronautics & Astronautics 2005.
- [2] 王强, 张化光, 褚恩辉, 等. 软开关 PWM 逆变器拓扑结构及效率分析[J]. 电机与控制学报, 2009, 13(3): 3-4.
WANG Qiang, ZHANG Huagang, ZHU Enhui, et al. PWM soft switching inverter topology and efficiency analysis of [J]. Electric Machines and Control 2009, 13(3): 3-4.
- [3] PAN Zhiyang, LUO Fanglin. Transformer based resonant DC link inverter for brushless DC motor drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics 2005, 20(4): 726-733.
- [4] Lai J, Zhang J, Yu H. Source and load adaptive design for a high-power Soft-Switching inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics. 2006, 21(6): 1667-1672.
- [5] XU Dehong, BO Feng, LI Rui, et al. A zero voltage switching SVM(ZVS-SVM) controlled three-phase boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(3): 978-981.
- [6] 文小玲, 尹项根. 基于载波的空间矢量脉宽调制方法分析[J]. 电力系统及其自动化学报, 2007, 19(2): 93-94.
WEN Xiaoling, YIN Xianggen. Carrier based space vector pulse width modulation method analysis [J]. Automation of Electric Power Systems 2007, 19(2): 93-94.

- [7] 易龙强,戴瑜兴. SVPWM 技术在单相逆变器电源中的应用[J]. 电工技术学报, 2009, 22(9): 112-117.
YI Longqiang, DAI Yuxing. SVPWM technology in the single phase inverter power supply application [J]. Journal of Electrician Technique, 2009, 22(9): 112-117.
- [8] Ulian, Yan Zhu, Brad Lehman. Control loop sign for two-stage dc-dc converters with low voltage high current output [J]. IEEE Trans Power Electronics, 2005, 20(1): 44-55.
- [9] 金园园. 基于准 PR 控制的并网逆变器的研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2008.
JIN Yuanyuan. Based on the PR control of grid-connected inverter study [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2008.
- [10] 陈成. 变速恒频双馈风力发电系统双 PWM 变换器控制[D]. 天津: 天津大学, 2008.

CHEN Cheng. The doubly-fed VSCF wind power generation system with dual PWM converter control [D]. Tianjin: Tianjin University, 2008.



胡正轩 男(1981-), 黑龙江大庆人, 本科, 主要研究方向为电力系统及其自动化。



冷光夺 男(1967-), 黑龙江大庆人, 专科, 主要研究方向为发电系统及其自动化。

(上接第 97 页)

CHEN Chao, SHA Jichang, ZHANG Zhengqiang. Passive centroid jamming model and the terminal guidance radar boot strategy [J]. Fire Control and Command, 2010, 35(5): 13-15.

- [6] 张冬兴, 缪旭东, 陈明荣等. 舰艇箔条质心干扰反导决策建模与仿真 [J]. 舰船电子对抗, 2010, 33(1): 24-28.

ZHANG Dongxing, MIU Xudong, CHEN Mingrong. The ship-borne chaff centroid jamming anti-missile decision-making modeling [J]. Simulation of Warship Electronic Warfare, 2010, 33(1): 24-28.



樊东 男(1960-), 湖北武汉人, 高级工程师, 主要研究方向为计算机技术、建模与仿真。



葛伟 男(1960-), 湖北黄石人, 高级工程师, 主要研究方向为计算机技术。