

风电变流器网侧 SVPWM 变换器的控制研究

胡文胜 赵宇

(许继风电科技公司 河南 许昌 461000)

摘要: 分析了三相电压型网侧变换器的数学模型, 在网侧变换器的 $d-q$ 坐标模型的基础上对其矢量控制策略进行了研究。提出了一种网侧变换器的控制策略, 介绍了其基本原理与实现方案。最后进行了仿真分析, 仿真结果表明, 其控制策略具有良好的动态响应。

关键词: 网侧变换器; 矢量控制; 控制策略; 仿真

Abstract: A mathematical model of three-phase voltage-source grid-side converter is analyzed. The vector decoupled control strategy based on $d-q$ model of grid-side converter is studied. A kind of control strategy for grid-side converter is proposed. Its essential principles and realization scheme are introduced. Finally, the simulation is carried out. The simulation results show that the proposed control strategy has a good dynamic response.

Key words: grid-side converter; vector control; control strategy; simulation

中图分类号: TM761 文献标志码: A 文章编号: 1003-6954(2011)04-0055-04

0 引言

随着风力发电技术的兴起, 风电变流器的控制技术成为当今的研究热点。在双馈风力发电系统中, 双馈发电机的转差功率在转子与电网之间双向流动, 这就要求变流器的网侧变换器既要能够工作于整流状态, 又要能够工作于逆变状态。对网侧变换器的准确控制, 是实现双馈风力发电系统变速恒频发电的关键技术之一^[1-2]。

目前的电压源型交-直-交变流器, 其网侧变换器多采用的是三相电压型 PWM 整流器。PWM 整流器的控制质量主要取决于交流侧的电流波形、功率因数、直流侧电压的稳定性等。随着空间矢量脉宽调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 技术、滞环电流 PWM 控制等脉冲调制技术的发展, 现代控制理论、智能控制等技术的引入, PWM 整流器的控制性能得到不断提高^[3-4]。

这里采用电网电压定向矢量控制技术、空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 技术, 对风电变流器网侧变换器的整流与逆变工作模式做了仿真研究。文中搭建了仿真模型, 仿真结果表明, 采用上述控制策略, 网侧 SVPWM 变换器的响应速度快、稳定性好, 可以工作于功率因数接近于 1 的整流或逆变状态。

1 网侧变换器的电路及数学模型

图 1 为三相电压型 PWM 整流器的主电路。稳态工作时, 整流器的输出直流电压稳定, 三相桥臂由正弦脉宽调制驱动。

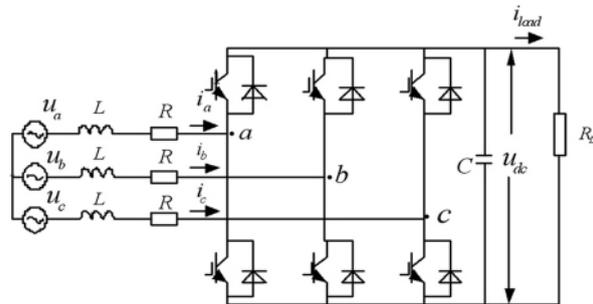


图 1 三相 PWM 整流器的主电路

当开关频率很高时, 电感的滤波作用使得交流侧电压、电流的谐波非常小。只考虑电压、电流的基波, 整流器可以看作是一个理想的三相交流电压源。

通过调节输入电压的幅值、相位, 可以控制整流器交流侧输入电流的幅值、电流与电压的相角, 使整流器运行于以下三种工作状态。

(1) 功率因数接近于 1 的整流运行。此时, 交流侧电流为正弦且与电网电压同相, 能量由电网流入整流器, 电网与整流器之间几乎无无功功率流动。

(2) 功率因数接近于 1 的逆变运行。此时, 交流侧电流为正弦且与电网电压反相, 能量由整流器流入

电网,电网与整流器之间几乎无无功功率流动。

(3) 功率因数不为1的运行状态。此时,交流侧电流与电网电压具有一定的相位关系。当交流侧电流为正弦且与电网电压保持 90° 的相位关系时,整流器可作为静止无功补偿器(static synchronous compensator, STATCOM)运行。

设三相电网电压平衡,主电路开关器件为理想开关,通断可以用开关函数表示。根据PWM整流器的拓扑结构,可得

$$\begin{cases} u_a - i_a R - L \frac{di_a}{dt} - S_a u_{dc} \\ = u_b - i_b R - L \frac{di_b}{dt} - S_b u_{dc} \\ = u_c - i_c R - L \frac{di_c}{dt} - S_c u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_{load} \\ = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{load} \end{cases} \quad (1)$$

式中 μ_a, μ_b, μ_c 为等效三相电网电压; i_a, i_b, i_c 为整流器输入三相电流; i_{dc} 为变流器直流侧输出电流;为整流器直流侧负载电流; i_{load} 为整流器输出直流电压; u_{dc} 为整流器输出直流电压; S_a, S_b, S_c 分别为三相桥臂的开关函数,当 $S_i = 1$ 时,表示第 i 相上管导通,当 $S_i = 0$ 时,表示第 i 相下管导通。

2 变换器的电网电压定向矢量控制

在三相三线制系统中,三相电流之和为零,有 $i_a + i_b + i_c = 0$;三相电压平衡,有 $u_a + u_b + u_c = 0$ 。将这两个条件带入式(1)中,可得三相电压型PWM整流器在abc坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = u_a - i_a R - \left(S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) u_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = u_b - i_b R - \left(S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) u_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = u_c - i_c R - \left(S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) u_{dc} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{load} \end{cases} \quad (2)$$

对式(2)进行 $3s/2r$ (三相静止到两相旋转)坐标变换,可得PWM整流器在两相同步旋转dq坐标系下的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_{ds}}{dt} = -Ri_{ds} + \omega_1 Li_{qs} - S_d u_{dc} + u_{d1} \\ L \frac{di_{qs}}{dt} = -Ri_{qs} - \omega_1 Li_{ds} - S_q u_{dc} + u_{q1} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} S_d i_{ds} + \frac{3}{2} S_q i_{qs} - i_{load} \end{cases} \quad (3)$$

将同步旋转坐标系的 d 轴定向于电网电压矢量 u_g 的方向上,则 d 轴表示有功分量参考轴,而 q 轴表示无功分量参考轴。此时,电网电压的 q 轴分量为零。为了实现单位功率因数,无功电流分量值设为零。

$$\begin{cases} u_m \text{ 为电网电压的幅值,电网电压的 } d、q \text{ 分量为} \\ \begin{cases} u_{d1} = u_m \\ u_{q1} = 0 \end{cases} \end{cases} \quad (4)$$

输入电流满足

$$\begin{cases} L \frac{di_{ds}}{dt} = -Ri_{ds} + \omega_1 Li_{qs} + u_m - u_{ds} \\ L \frac{di_{qs}}{dt} = -Ri_{qs} - \omega_1 Li_{ds} - u_{qs} \end{cases} \quad (5)$$

式中 μ_{ds}, μ_{qs} 为整流器交流侧电压的 d, q 轴分量 $\mu_{ds} = S_d u_{dc}, \mu_{qs} = S_q u_{dc}$ 。

上式表明 d, q 轴电流除受控制量 u_{ds}, u_{qs} 的制约外,还受交叉耦合项 $\omega_1 Li_{ds}, \omega_1 Li_{qs}$ 和电网电压的影响。

将式(5)改写为

$$\begin{cases} u_{ds} = -u'_{ds} + \Delta u_{ds} + u_m \\ u_{qs} = -u'_{qs} - \Delta u_{qs} \end{cases} \quad (6)$$

其中,

$$\begin{cases} u'_{ds} = L \frac{di_{ds}}{dt} + Ri_{ds} \\ u'_{qs} = L \frac{di_{qs}}{dt} + Ri_{qs} \end{cases} \begin{cases} \Delta u_{ds} = \omega_1 Li_{qs} \\ \Delta u_{qs} = \omega_1 Li_{ds} \end{cases}$$

上式中 u'_{ds}, u'_{qs} 与各自的电流分量具有一阶微分关系,可作为解耦项, $\Delta u_{ds}, \Delta u_{qs}$ 为消除定子电压、电流交叉耦合的补偿项。同时,引入了电网电压 u_m 作为前馈补偿,实现 d, q 轴电流的独立控制,还可以提高系统的动态性能。

网侧变换器的控制框图如图2所示。网侧变换器采用双闭环控制,电压外环主要控制三相PWM整流器的直流侧电压,直流电压指令值与反馈的误差,经PI调节器计算得到有功电流指令值,其值决定了有功功率的大小,符号决定了有功功率的流向。电流内环按照电压外环输出的电流指令进行电流控制,为实现功率因数为1的整流或逆变,无功电流分量设为

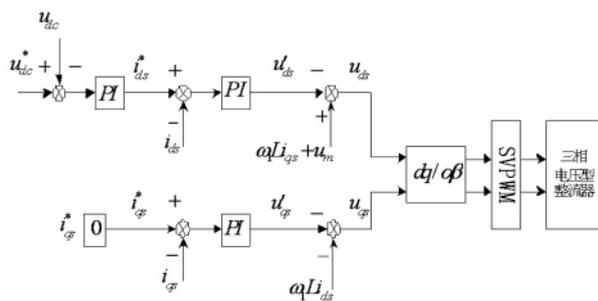


图2 电网侧变换器的控制框图

零 $i_{qs}^* = 0$ 。整流器交流侧参考电压 u_{ds}^* 、 u_{qs}^* 经坐标变换后进行 SVPWM 调制,产生的驱动信号实现网侧变换器的控制^[5-6]。

3 网侧变换器的仿真

3.1 整流状态

交流侧采用相电压为 220 V 的对称三相电源,频率 50 Hz;交流侧电感 $L = 6$ mH,电阻为 $R = 0.1 \Omega$;电容 $C = 4\ 400 \mu\text{F}$,电容的初始电压为 700 V,直流电压的指令值为 700 V;负载电阻 $R_L = 50 \Omega$;无功电流的指令值为 0;三角载波的频率为 10 kHz,调制比 $m = 1$ 。

PI 参数: 直流 $k_{p1} = 2.8$ 电压环 $k_{i1} = 10$ 电流环;
 $k_{p2} = 100$ $k_{i2} = 100$; $k_{p3} = 100$ $k_{i3} = 100$ 。

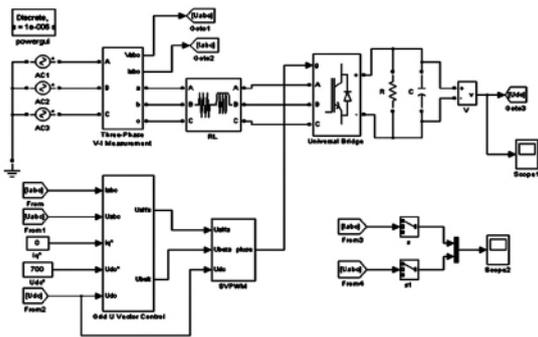


图3 整流状态的仿真模型

仿真结果分析。

(1) 直流电压的动态响应

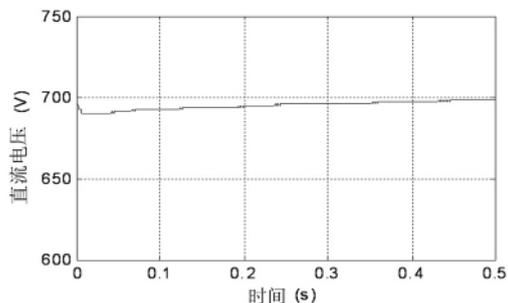


图4 直流电压波形 1

由图4可见,初始时刻,电容的电压设为 700 V;仿真开始后,直流电压出现波动,在 $t = 0.3$ s 时刻,直流电压稳定在 700 V,稳定后,电压波形较为平滑。

(2) 网侧变换器交流侧电压、电流波形

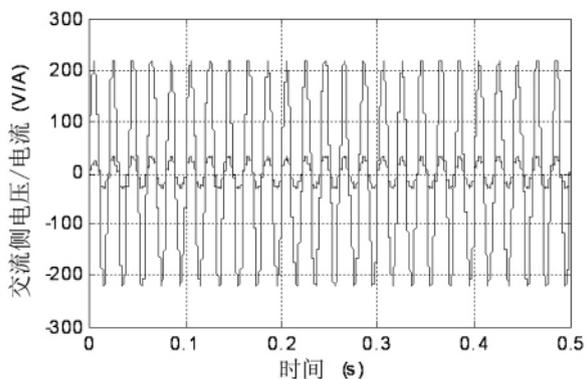


图5 交流侧 a 相电压电流波形 1

图5为交流侧 a 相的电压、电流波形。可见,在 $t = 0.1$ s 之后,电流基本稳定,并且电流与电压的相位基本相同,交流侧的功率因数接近于 1。

(3) d、q 轴电流分量的波形

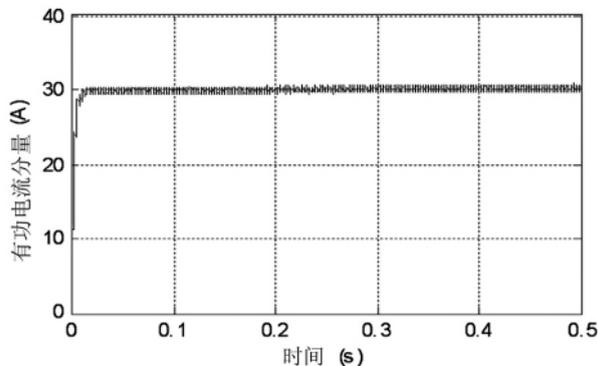


图6 有功电流分量的波形

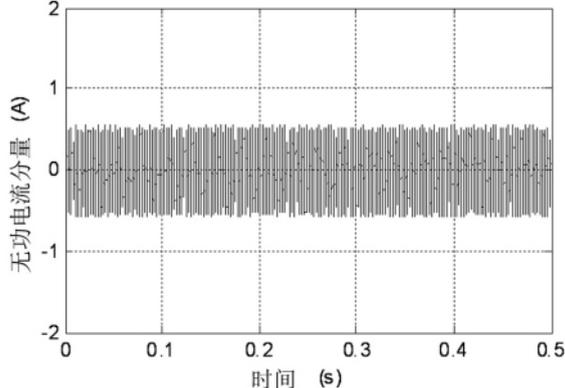


图7 无功电流分量的波形

图6、7为 d 、 q 轴电流分量的波形 d 轴电流分量为有功分量 q 轴电流分量为无功分量。可见,在 $t = 0.1$ s 之后 d 轴电流分量基本稳定 q 轴电流分量接

近于零,交流侧的功率因数接近于1。

3.2 逆变状态

网侧变换器的交流侧采用相电压为220 V的对称三相电源,频率为50 Hz;电容侧连接二极管,二极管由电压为1 000 V、频率为50 Hz的交流电源供电,用来模拟发电机。正常工作时,电能由网侧变换器流向网侧负载。

网侧电阻电感参数 $L=6\text{ mH}$ $R=0.1\ \Omega$; 电容 $C=4\ 400\ \mu\text{F}$, 电容的初始电压为700 V, 直流电压的指令值为700 V; 二极管侧电阻电感参数 $L=6\text{ mH}$ $R=0.1\ \Omega$; 无功电流的指令值为0; 三角载波的频率为10 kHz, 调制比 $m=1$ 。

PI 参数: 直流 $k_{p1}=2.8$ 电压环 $k_{i1}=10$ 电流环; $k_{p2}=100$ $k_{i2}=100$; $k_{p3}=100$; $k_{i3}=100$ 。

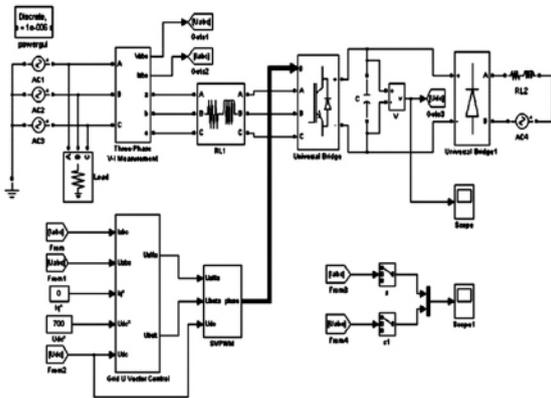


图8 逆变仿真模块

仿真结果分析。

(1) 直流电压的动态响应

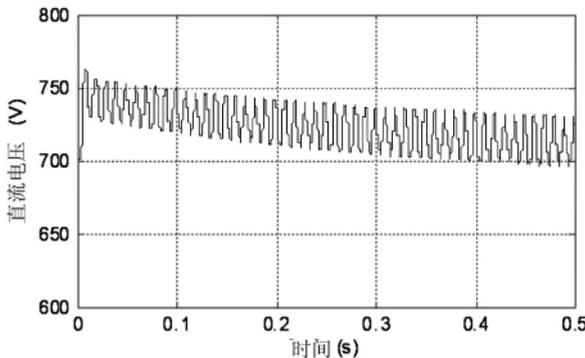


图9 直流电压波形2

由图9可见,初始时刻,电容的电压设为700 V; 仿真开始后,直流电压出现波动; 在 $t=0.4\text{ s}$ 时刻, 直流电压基本稳定在700 V上下, 波动较小。

(2) 网侧变换器交流侧电压、电流波形

图10为交流侧a相的电压、电流波形。可见在 $t=0.1\text{ s}$ 之后, 电流基本稳定, 并且电流与电压的相位

相反,变流器运行于功率因数接近于1的逆变状态。

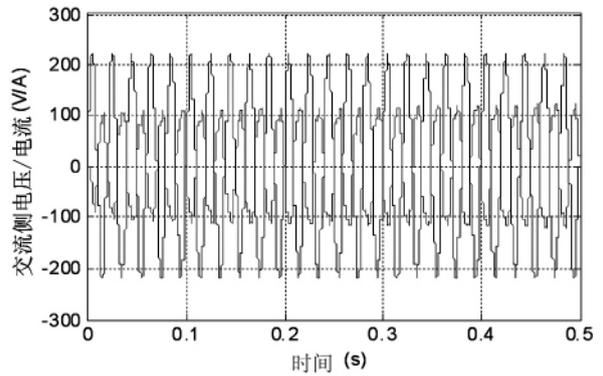


图10 交流侧a相的电压、电流波形2

4 结论

SVPWM 脉冲调制具有直流电压利用率高、谐波小等优点,是风电变流器广泛采用的调制算法之一。对网侧变换器的仿真,验证了在所提的控制策略下,网侧变换器可运行于功率因数接近于1的整流或逆变状态,且动态响应较好,对电网污染较小。

参考文献

- [1] 苑国锋,柴建云,李永东. 变速恒频风力发电机组励磁变频器的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(8): 90-94.
- [2] 郎永强. 交流励磁双馈电机风力发电系统控制技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2007.
- [3] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
- [4] 李永东,王剑. PWM 整流器的现状与展望[D]. 2006 中国电工技术学会电力电子学会第十届学术年会, 2006.
- [5] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski. Simple Direct Power Control of Three Phase PWM Rectifier Using Space-vector Modulation[J]. IEEE Trans. Ind. Appl 2004, 51(2): 447-454.
- [6] 王永,沈颂华,关森. 新颖的基于电压空间矢量三相双向整流器的研究[J]. 电工技术学报, 2006, 21(1): 104-110.

作者简介:

胡文胜(1966),男,工程师,研究方向为电力电子技术在风电变流器中的应用;

赵宇(1985),男,助理工程师,研究方向为电力电子应用。

(收稿日期: 2011-03-10)