

文章编号:1005-0523(2012)06-0040-05

三相PWM整流系统的研究

陈 诚,王 勋,程宏波

(华东交通大学电气与电子学院,江西南昌 330013)

摘要:基于三相PWM整流器数学模型的研究,采用提取电网电压正序分量的锁相控制和电流双闭环的解耦控制策略,实现了三相整流器的高功率因数运行,有效地减小了系统对电网的谐波污染。最后,通过实验验证了该控制方案的实用性。

关键词:PWM整流器;功率因数;矢量控制;解耦控制

中图分类号:TM461

文献标志码:A

传统的二极管不控整流和相控整流方式使得电网功率因数下降,电网的谐波污染越来越严重。PWM整流器因其高功率因数运行、能量双向流动等优点,在高性能电力电子装置中得到广泛应用^[1-4]。

本文对三相PWM整流器进行研究,采用提取电网电压正序分量的方法进行锁相,实现了在网侧谐波较大的情况下,系统不至于脱锁,并通过对三相PWM整流器数学模型的研究,给出了电流解耦控制策略。最后通过实验进行了验证。

1 三相PWM整流器的数学模型

三相PWM整流器拓扑结构如图1所示,主要包括三相电网电压 u_{ga}, u_{gb}, u_{gc} ,网侧滤波电感 L ,等效电阻 R ,由6个IGBT管 $S_a, S_b, S_c, S'_a, S'_b, S'_c$ 构成的三相IGBT桥,其中二极管 $D_a, D_b, D_c, D'_a, D'_b, D'_c$ 为上述IGBT管所对应的反并联二极管,母线电容 C 和等效输出负载 R_o 。 i_a, i_b, i_c 为三相电网电流, i_{dc} 为三相IGBT桥合成电流, i_o 为整流器输出电流, u_{dc} 为直流母线电压。

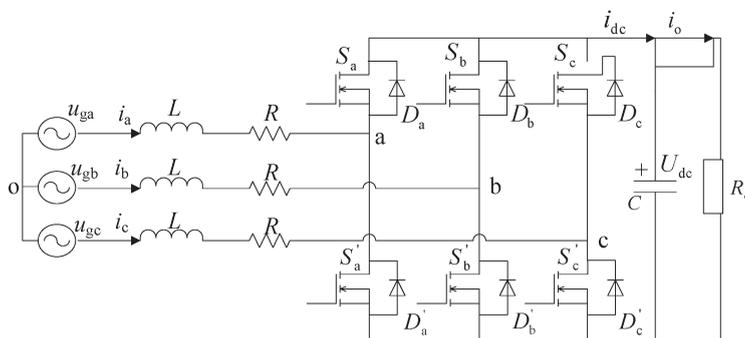


图1 PWM整流器主电路拓扑

Fig.1 Circuit topology of PWM rectifier

由图1可以得到,三相静止坐标系下三相PWM整流器的数学模型^[2-6]:

收稿日期:2012-09-20

基金项目:江西省自然科学基金项目(2011ZBAB215034)

作者简介:陈诚(1988—),女,硕士研究生,研究方向为光伏发电。

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} & L \frac{di_b}{dt} & L \frac{di_c}{dt} & C \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -f_a + \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) \\ 0 & -R & 0 & -f_b + \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) \\ 0 & 0 & -R & -f_c + \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) \\ f_a & f_b & f_c & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{ga} \\ u_{gb} \\ u_{gc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

式中: f_a, f_b, f_c 为三相对应开关函数。

根据Park变换,可得到三相PWM整流器在两相旋转 $d-q$ 坐标系下的数学模型:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \\ C \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L & -f_d \\ -\omega L & -R & -f_q \\ f_d & f_q & -\frac{1}{R_o} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{gd} \\ u_{gq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

式中: i_d 和 i_q 为 d 轴和 q 轴的电流; f_d, f_q 为 d 轴和 q 轴对应开关函数; u_{gd}, u_{gq} 为 $d-q$ 轴上对应电压分量。

由(2)式可知,在两相旋转坐标中,可以将电流正弦量转化成直流量,通过控制直流,可实现电流的无差控制。但是 $d-q$ 分量中还有耦合成分,这样会影响整个系统的稳定性和动态性能,需要进行解耦控制。通过引入电流 $d-q$ 分量作为前馈补偿控制可将上式转化为

$$\begin{cases} u_d = u_{gd} + \omega Li_q - \left(K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (i_d^* - i_d) \\ u_q = u_{gq} - \omega Li_d - \left(K_{ip} + \frac{K_{ii}}{s} \right) (i_q^* - i_q) \end{cases} \quad (3)$$

式中: u_d 和 u_q 分别为 d 轴和 q 轴对应的电压分量; K_{ip} 和 K_{ii} 分别是电流环的比例和积分系数; s 表示复频率; i_d^*, i_q^* 分别为 d 轴和 q 轴的基准电流; ω 为电网频率。由上式可知, $d-q$ 电流分量已完全解耦,可单独控制。

2 锁相环

当电网出现不平衡时,电网电压中除了正序分量外,还存在负序和零序分量。此时电网电压可表示^[7-10]:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = E^p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi^p) \\ \cos(\omega t + \varphi^p - 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi^p + 2\pi/3) \end{bmatrix} + E^n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi^n) \\ \cos(\omega t + \varphi^n + 2\pi/3) \\ \cos(\omega t + \varphi^n - 2\pi/3) \end{bmatrix} + E^0 \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \varphi^0) \\ \cos(\omega t + \varphi^0) \\ \cos(\omega t + \varphi^0) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中: E^p, E^n, E^0 分别为正序、负序和零序分量的幅值; $\varphi^p, \varphi^n, \varphi^0$ 分别为正序、负序和零序分量的初始相位。

通过三相静止坐标变成两相旋转坐标可得表达式^[11]如下

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_d^p \\ u_q^p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos(-2\theta) & -\sin(-2\theta) \\ \sin(-2\theta) & \cos(-2\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d^n \\ u_q^n \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中: u_d^p, u_q^p 分别为 d 轴和 q 轴对应的正序电压分量; u_d^n, u_q^n 分别为 d 轴和 q 轴对应的负序电压分量; θ 为 A 相电网电压的角度。

其正序分量变换成直流量,零序分量为0,负序分量变换成二次谐波分量。因此,为了在电网不平衡时,能准确地锁住电网的相位,本文采用基于单同步坐标系的软件锁相环,考虑到电网电压的实际情况,在锁相环中加入了低通滤波器,滤除负序分量的影响,等同提取了电网电压的正序分量进行锁相,但减缓了系统的动态响应速度^[9-11]。其控制原理图如图2所示。图2中, $abc \rightarrow \alpha\beta$ 表示由三相静止垂直坐标系 abc

到两相静止坐标系 $\alpha\beta$ 的变换, $G_s(s)$ 为电压硬件采样延时环节, $\alpha\beta \rightarrow dq$ 表示由两相静止垂直坐标系 $\alpha\beta$ 到两相旋转坐标系 dq 的变换, $G_i(s)$ 为低通滤波的传递函数, u_q^* 为 q 轴电压的基准, K_p 为 PI 环的比例系数, K_i 为 PI 环的积分系数, ω_r 为预计电网的角频率。

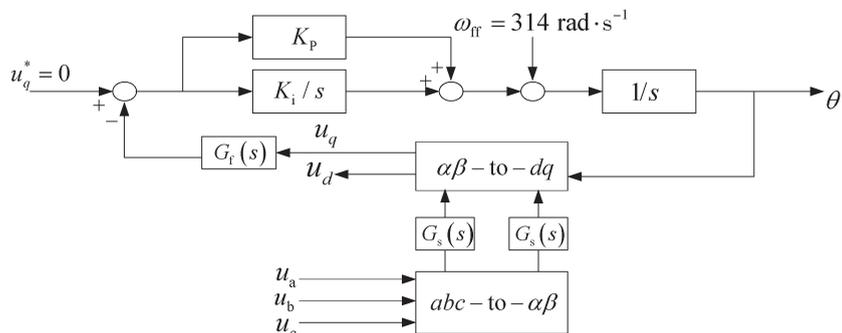


图2 锁相控制原理图

Fig.2 Schematic of phase-lock control

结合实验调试,在满足系统动态响应性能和电网锁相的两种性能下,将低通滤波器PI参数设置如下

$$K_p = 0.1; K_i = 2; G_i(s) = \frac{1}{1 + s/40\pi}$$

3 PWM 整流器控制策略

由三相 PWM 整流器的数学模型可知,处于稳定工作时, d, q 轴上的值为直流量,投影在 d 轴的电流为有功分量,投影在 q 轴上的电流为无功分量,因此为了实现单位功率因数控制,将 q 轴电流给定为零, d 轴的给定由电压环输出决定^[2-4]。可得系统电流解耦控制框图如图3所示。图3中,PLL(phase-locked loop)为锁相环, K_{pu} 为电压环的比例系数, K_{iu} 为电压环的积分系数, $G_{ut}(s)$ 为电压环的低通滤波环节的传递函数, K_{iq} 为 q 轴电流环的比例系数、 K_{id} 为 d 轴电流环的比例系数, T_i 为采样时间, $K_{iq} \frac{1+T_i s}{T_i s}$ 、 $K_{id} \frac{1+T_i s}{T_i s}$ 分别表示 d, q 轴的 PI 环, $u_{aref}^*, u_{bref}^*, u_{cref}^*$ 分别为 A 相、B 相和 C 相的调制波。本系统通过采样三相电网电压,对其进行 park 变换,得到的结果作为电流环的给定,通过电流环和 SVPWM(空间矢量脉宽调制)调制,得到三相桥臂的开关信号,从而进行控制。

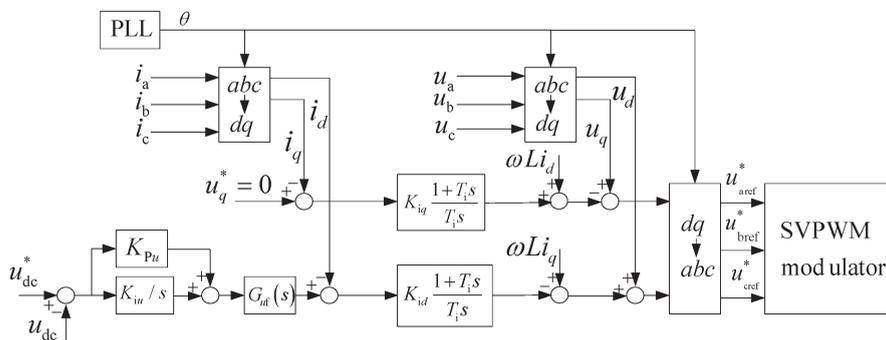


图3 系统电流解耦控制框图

Fig.3 Block diagram of decoupled current control

相较于传统的控制策略,本文在电压控制环路输出端加入了低通滤波环节,主要是为了降低输入网侧三相电流的波动。

3.1 电流控制器设计

由于 d 轴和 q 轴是对称的,下面以 d 轴分析。由图3可知,在不考虑 u_{gd} 的扰动,并将小时间常数合

并。按典型I型系统设计电流控制器,以PI调节器零点抵消电流控制对象传递函数的极点,即 $T_i = L/R$ 。校正后,电流内环的开环传递函数 $G_{oi}(s)$ 为

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{id}K_{PWM}}{RT_i s(1 + 1.5T_s s)}$$

式中: T_s 为电流的采样周期; K_{PWM} 为SVPWM调制的等效增益。

由典型I型系统参数整定关系,即系数阻尼比 $\zeta = 0.707$ 可求得

$$\begin{cases} T_i = L/R \\ K_{id} = \frac{L}{3T_s K_{PWM}} \end{cases}$$

3.2 电压控制器设计

为简化分析,暂不考虑负载电流扰动,由图3可知,将电压采样延时与电流内环等效时间常数合并,再与低通滤波器合并,由于 T_s 很小,可进一步简化得到电压环的开环传递函数 $G_{ou}(s)$ 为

$$G_{ou}(s) = \frac{K_{pu}(1 + T_u s)}{CT_u s^2(1 + s/40\pi)}$$

式中: T_u 为电压的采样周期。

由于电压外环的主要控制作用是稳定三相PWM整流器的直流电压,故其控制系统整定时,应着重考虑电压外环的抗扰动性能,可按典型II型系统设计电压调节器,由典型II型系统控制器参数整定关系,取中频宽为5,可得到电压环PI调节器参数

$$\begin{cases} K_{up} = 24\pi C \\ T_u = \frac{1}{8\pi} \end{cases}$$

式中: K_{up} 表示为电压环的比例系数。

在实际的实验系统中,需根据实验波形进行适当的调整。

4 实验与结论

在理论分析和系统仿真的基础上,搭建了由前级三相PWM整流器和后级单相桥式逆变器做成的额定功率为46 kW的实验平台。

系统参数如下:电网电压 $U_{ab} = 600$ V;DC直流母线电压 $U_{dc} = 950$ V;滤波电感 $L = 3.5$ mH;母线电容 $C = 6.8$ mF。

图4是系统锁相的波形,包括输入滤波电感前A相电压波形和三相PWM整流器A相桥臂间电压波形,可以看出系统能很好的锁住电网相位。图5是三相PWM整流器额定工作波形,其包括直流母线电压波形和输入三相电网电流波形,从图中可以看出输入三相电网电流波动较小。

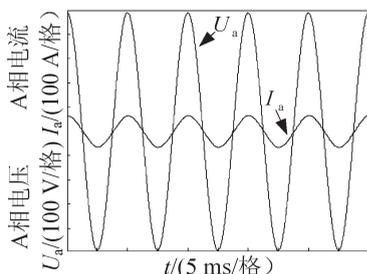


图4 锁相波形

Fig.4 Waveforms of phase-locked

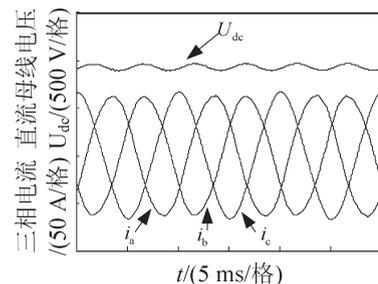


图5 三相PWM整流器额定工作波形

Fig.5 Rated operating waveform of three-phase PWM rectifier

在传统的闭环锁相基础上,加入了低通滤波环节,实现了等同提取电网电压正序分量进行锁相,在对

三相PWM整流器数学模型分析的基础之上,研究了电流解耦控制策略,给出了其控制器参数设计步骤,并针对三相整流器中普遍存在的电网电流漂移问题提出了改善方案,最后通过实验进行了验证。

参考文献:

- [1] 黄守道,张铁军,陈颖,等. 一种三相PWM整流器控制方法研究[J]. 电气应用,2005,24(3):106-109.
- [2] 李谦,李永东. 三相PWM整流器闭环控制研究[J]. 电气传动,2007,37(11):18-21.
- [3] 王传兵. 三相电流型PWM整流器的研究[D]. 杭州:浙江大学,2006:21-38.
- [4] 裘迅,方宇,王儒,等. 三相高功率因数电压型PWM整流器控制策略[J]. 电工技术学报,2008,23(11):96-102.
- [5] PEDRO RODRÍGUEZ, JOSEP POU, JOAN BERGAS, et al. Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control[J]. IEEE Transactions On Power Electronics,2007,22(2):584-592.
- [6] 吉正华,韦芬卿,杨海英. 基于d-q变换的三相软件锁相环设计[J]. 电力自动化设备,2011,31(4):104-106.
- [7] 袁志昌,宋强,刘文华. 改善动态相位跟踪和不平衡电压检测性能的改进软锁相环算法[J]. 电网技术,2010,34(1):31-35.
- [8] 章勇高,高彦丽,刘焕,等. 三相不平衡时的PWM整流器锁相环设计[J]. 华东交通大学学报,2011,28(5):14-17.
- [9] 田桂珍,王生铁,林百娟,等. 电压不平衡时风电系统中基于双同步变换的锁相环设计[J]. 电气传动,2010,40(7):53-57.
- [10] 彭力,白丹,康勇,等. 三相逆变器不平衡抑制研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(5):174-178.
- [11] 任亮. 三相电压型PWM整流器不平衡控制方法研究[D]. 北京:北京交通大学,2007:25-55.

The Research of Three-phase PWM Rectifier System

Chen Cheng, Wang Xun, Cheng Hongbo

(School of Electrical & Electronic Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Based on mathematical model of three-phase PWM rectifier, this paper adopts phase loop lock (PLL) control by extracting positive-sequence component of grid voltage and dual-loop current decoupling control strategy, realized high power factor operation of three-phase rectifier, effectively reduce the system harmonic pollution. Finally, the practicality of this control scheme is verified by experiments.

Key words: PWM rectifier; power factor; vector control; decoupling control