

PWM 整流器在旋转导向中的应用研究

康家玉 张志鹏

(陕西科技大学电气与信息工程学院 西安 710021)

摘要:论述了 PWM 整流器与传统整流器在旋转导向中的优缺点;推导三相电压型 PWM 整流器(VSR)在同步旋转坐标系下的数学模型,采用双闭环 PI 控制结合 SVPWM 的控制策略,并对 SVPWM 控制的实现过程进行了详细介绍,最终通过 MATLAB Simulink 搭建仿真模型,对电源侧电压波形、电流波形、直流侧输出电压波形以及电源侧电流 FFT 进行分析,仿真结果表明该控制策略能实现电源侧电压与电流相位同步,谐波含量低以及直流侧电压快速达到给定值,从而满足了旋转导向系统的供电稳定性。

关键词: PWM 整流器; 双闭环 PI 控制; SVPWM

中图分类号: TM461 TN98 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

Research on application of PWM rectifier in rotary steering

Kang Jiayu Zhang Zhipeng

(College of Electrical & Information Engineering, Shaanxi University of Science & Technology, Xi'an 710021, China)

Abstract: The advantages and disadvantages of PWM rectifier and traditional rectifier are firstly described in rotary steering. Based on mathematical model of three-phase voltage source rectifier (VSR) in the synchronous rotating coordinate system, The double-loop PI control and SVPWM control strategy are adopted. And the implementation process of SVPWM control is introduced in detail. Finally the system simulation is done under the MATLAB Simulink. The voltage wave of the network side, the current wave, the output voltage wave of the DC side and the current on the grid side FFT are analyzed. The simulation results show that the proposed control strategy can realize the phase synchronization of voltage and current on the power supply side. The harmonic content is low and the DC side voltage reaches a set point rapidly, thus meeting the power supply stability of the rotating steering system.

Keywords: PWM rectifier; double-loop PI control; SVPWM

0 引言

旋转导向钻井,具有摩阻与扭阻小、钻速高,建井周期短、井眼轨迹平滑、易调控并可延长水平长度,是目前最先进的钻井技术^[1-2]。主要由钻杆、泥浆发电机、整流系统、旋转导向系统、钻头等组成。其中旋转导向系统在钻井作业对钻头实时完成导向功能,泥浆发电机为整流系统提供三相交流电,如何将泥浆发电机发的三相交流电转换成稳定的直流电以供旋转导向系统使用是本文的关键。传统的整流装置主要有以下缺点:网侧功率因数较低,电源侧电流谐波含量高,对供电侧的供电质量形成“污染”。PWM 整流器能够实现网侧电流正弦化与单位因数运行状态,能量双向流动^[3-4],从而解决传统整流器的缺点。

1 PWM 整流器的数学模型

三相电压型 PWM 整流器的拓扑结构如图 1 所示,其中 e_a, e_b, e_c 为星型连接的三相电源侧电压; L, R 为网侧电感和内阻;三相 VSR 开关电路是由 6 个带反并联二极管的 IGBT 构成。其中 $S_i (i=a, b, c)$ 为三相 VSR 开关管的开关信号, S_i 为 0 时表示下桥臂的 IGBT 管导通,上桥臂的 IGBT 管关断;同理 S_i 为 1 时表示上桥臂的 IGBT 管导通,下桥臂的 IGBT 管关断^[5-6]。

由基尔霍夫电压定律可以列出 a 相回路方程:

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (u_{aN} + u_{NO}) \quad (1)$$

根据开关信号 S_a 在不同开关函数下的状态,可以得

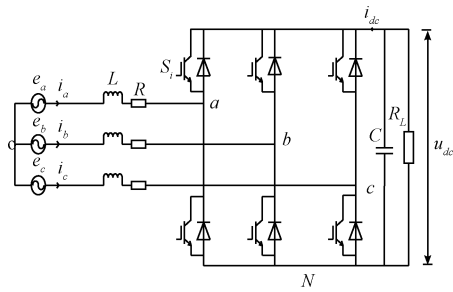


图1 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构

出： $S_a = 1$ 时， $u_{aN} = u_{dc}$ ； $S_a = 0$ 时， $u_{aN} = u_{dc} S_a$ ，将式(1)改为：

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - (u_{dc} S_a + u_{NO}) \quad (2)$$

考虑三相对称系统，则：

$$e_a + e_b + e_c = 0, i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3)$$

联立式，则：

$$u_{NO} = -\frac{u_{dc}}{3} \sum_{i=a,b,c} S_i \quad (4)$$

三相 VSR 总是 3 个不同桥臂的 IGBT 管导通，故有 8 种不同开关组合，直流侧电流 i_{dc} 可变为：

$$i_{dc} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c \quad (5)$$

另外，由基尔霍夫电流定律列出直流侧回路方程：

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_a S_a + i_b S_b + i_c S_c - \frac{u_{dc}}{R_L} \quad (6)$$

可以看出，PWM 整流器在三相静止对称坐标系 (a, b, c) 下的数学模型物理意义明确，容易理解，但交流侧为随时间变化的量，从而造成控制系统设计难度较大，因此，可以先将三相静止对称坐标系 (a, b, c) 变换成两相垂直静止坐标系 (α, β)，然后两相垂直静止坐标系 (α, β) 再转换成

以同步旋转坐标系 (d, q)，从而可以使交流侧随时间变换的量转换成与电源侧基波频率同步的直流变量，这样可以大大简化系统设计，三相 VSR 在 (d, q) 坐标下的数学模型为：

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - i_d R + \omega L i_q - S_d U_{dc} \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - i_q R + \omega L i_d - S_q U_{dc} \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = -\frac{U_{dc}}{R_L} + \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) \end{cases} \quad (7)$$

式中： u_d, u_q, i_d, i_q 分别为电源侧电动势和电流坐标变换下的 d, q 分量； ω 为角频率； S_d, S_q 为 d, q 坐标系下的开关函数。

2 控制策略研究

2.1 双闭环控制策略

三相 VSR 双闭环控制系统如图 2 所示，主要由主电路、坐标变换、SVPWM 控制器、直流电压外环以及电流内环构成。直流电压外环通过引入直流电压反馈，从而稳定或调节直流电压，直流电压给定值与直流侧电压实际值的偏差经过电压外环 PI 调节器输出有功电流给定值 i_d^* ，可以通过调整 i_d^* 来控制直流电压。令 $i_q^* = 0$ ，三相 VSR 只向电源侧运送有功功率，从而处于单位功率因数状态。电流内环是在同步旋转坐标系 (d, q) 中实现的，电源侧电流 i_a, i_b, i_c 经过坐标变换转换成同步旋转坐标下的直流量 i_d, i_q ，将其与电流给定值 i_d^*, i_q^* 进行比较，然后分别经过各自对应的 PI 调节器实现无静差调节^[7]。经过电流内环 PI 调节器的输出信号 U_d, U_q 经过 $dq/\alpha\beta$ 逆变换得到 U_α, U_β ，最后通过 SVPWM 控制器获得三相 VSR 对应的开关驱动信号 S_a, S_b, S_c ，从而达到三相 VSR 稳定控制^[8-9]。

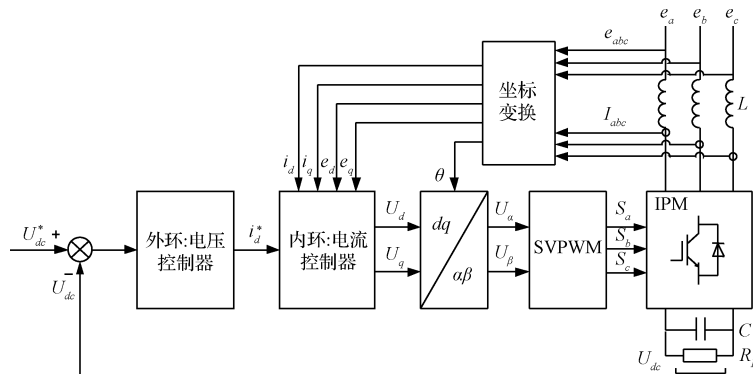


图2 三相 VSR 双闭环控制系统

2.2 SVPWM 控制的实现

传统方法只注重如何利用控制算法改进波形，以至于在开关频率不高的情况下，不能保证产生符合预期的正弦波电压，纵然开关频率较高，电压型整流器也会受固定开关死区延时的影响，从而降低电压利用率，无法得到理想的交流电压。经过不断研究发现，通过控制交流电机的

旋转磁场可以改善驱动交流电机时的不足，尽管三相平衡波形不能得到，但它可以在静态和暂态器件上都形成准圆形旋转磁场。这里将 SVPWM 控制应用于三相 VSR，可以获得电压高利用率以及快速动态响应等^[10-11]。

由 PWM 整流器开关器件的开关状态，可以得到 $2^3 = 8$ 种基本的空间电压矢量，其中 $V_0(000), V_7(111)$ 由于模

为0称为0矢量,其他6个非零电压矢量将复平面平均分成6个扇区,根据空间电压矢量指令确定所在的扇区,从而确定合成该矢量所需的两个边界矢量,判断扇区的公式为:

$$\begin{cases} u_a = u_a \\ u_b = -\frac{1}{2}u_a + \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \\ u_c = -\frac{1}{2}u_a - \frac{\sqrt{3}}{2}u_\beta \end{cases} \quad (8)$$

根据三相对称正弦波的相位关系^[12],规定若 $u_a > 0$,那么 $A=1$,否则 $A=0$;若 $u_b > 0$,那么 $B=1$,否则 $B=0$;若 $u_c > 0$,那么 $C=1$,否则 $C=0$ 。6个扇区的区号码满足 $N=A+2B+4C$ 。

在三相 VSR 中,任意一个空间电压矢量都可以由2个零电压矢量和6个非零电压电压矢量构成,通过引入通用变量 X, Y, Z 来表示任意空间电压矢量的合成,公式为:

$$\begin{cases} X = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{u_{dc}} \\ Y = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{2u_{dc}} + \frac{3T_s u_a}{2u_{dc}} \\ Z = \frac{\sqrt{3}T_s u_\beta}{2u_{dc}} - \frac{3T_s u_a}{2u_{dc}} \end{cases} \quad (9)$$

那么各扇区合成任意一个空间矢量电压的作用时间如表1所示。

表1 各扇区电压矢量作用时间

N	1	2	3	4	5	6
T_1	Z	Y	Z	-X	X	-Y
T_2	Y	-X	X	Z	-Y	-Z

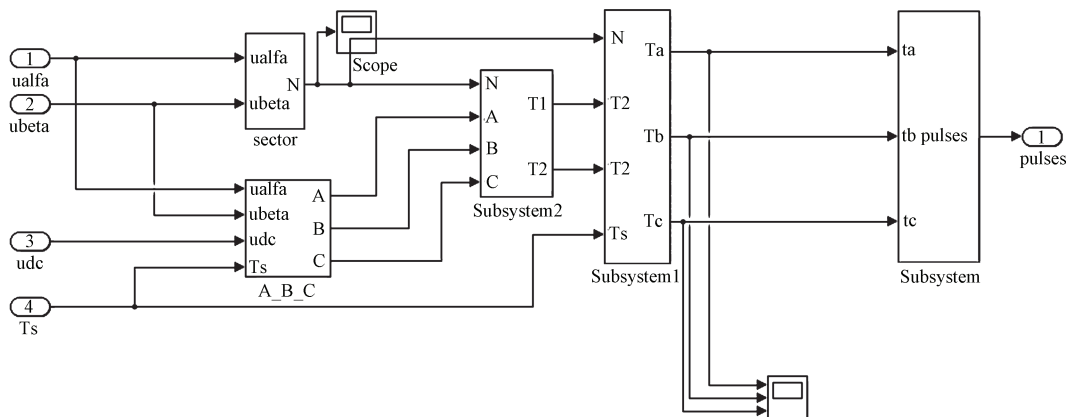


图3 SVPWM模块仿真

模型^[13-15],系统的主要参数为:网侧三相电压有效值为110 V,工频频率为50 Hz;直流侧电容为网侧电感为10 mH,直流侧电容为3 000 μ F,开关频率为5 kHz。a相电源侧电压、电流波形,可以看出电源侧电流近似正弦化,且与网侧电压同相位如图4所示。电源侧电流FFT分析如图5所示,网侧电流的THD<5%,满足IEEE519标准。

在SVPWM调制过程中,要判断空间电压矢量的端点轨迹是否在六边形的内切圆内还是外部,若端点轨迹超出内切圆,输出电压会出现大的波动,影响电压的正确跟踪。本文采用简化的方法。先判断 $T_1 + T_2 > T_s$,若不成立,则 T_1 和 T_2 保持不变;否则进行饱和计算,将其拉回六边形内切圆内。饱和计算公式为: $T_1^* = \frac{T_1 T_s}{T_1 + T_2}$, $T_2^* = \frac{T_2 T_s}{T_1 + T_2}$, $T_0^* = 0$ 。然后计算电压空间矢量切换点 tcm1、tcm2、tcm3,定义 $T_a = \frac{T_s - T_1 - T_2}{4}$, $T_b = T_a + \frac{T_1}{2}$, $T_c = T_b + \frac{T_2}{2}$,则根据表2进行赋值。

表2 切换点赋值时刻

扇区号	1	2	3	4	5	6
tcm1	T_b	T_a	T_a	T_c	T_c	T_b
tcm2	T_a	T_c	T_b	T_b	T_a	T_c
tcm3	T_c	T_b	T_c	T_a	T_b	T_a

SVPWM信号是通过SIMULINK中设置一个周期为 T_s 的锯齿波信号发生器,将该信号与电压矢量切换时间比较得到的,SVPWM模块仿真如图3所示。

3 系统仿真与结果

本文在PWM整流器的数学模型和控制策略基础上,利用MATLAB 2015a中的Simulink模块库搭建了仿真

直流侧电压波形如图6所示,电压启动调整时间为0.15 s,动态响应快,并且电压之后都保持恒定。

4 结论

由仿真结果可以得出,PWM整流器在SVPWM和双闭环PI控制策略下,直流侧电压能够快速实现稳定,且网

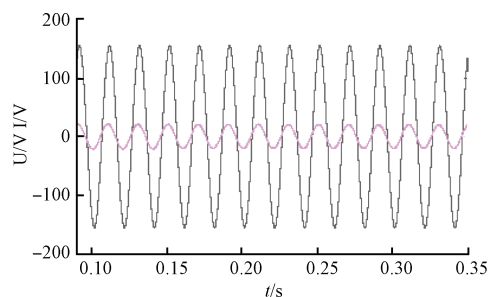


图4 a相电源侧电压、电流波形

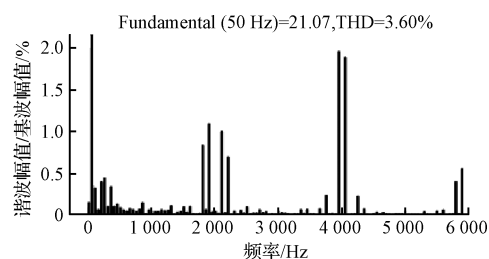


图5 电源侧电流 FFT 分析

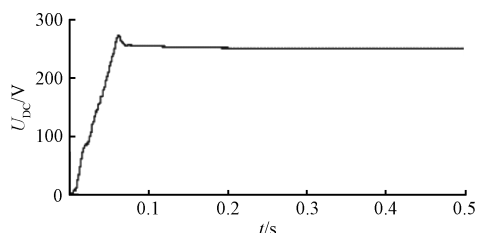


图6 直流侧电压波形

侧电流近似正弦化,谐波含量低,能够实现高功率因数整流,故性能上满足旋转整流系统设计的要求。

参考文献

- [1] 邓元洲. 旋转导向钻井技术应用研究及其进展[J]. 化工管理, 2016(16):161-161.
- [2] 杨勇. 旋转导向钻井技术的应用研究与进展[J]. 山东工业技术, 2017(2):114-114.
- [3] 程启明, 程尹曼, 薛阳, 等. 三相电压源型 PWM 整流器控制方法的发展综述[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3):145-155.

- [4] 姜卫东, 李王敏, 余阳阳, 等. 直流电容储能反馈和负载功率前馈的 PWM 整流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8):151-158.
- [5] 姚绪梁, 王旭, 冯泽文. 改善三相电压型 PWM 整流器动态性能的研究[J]. 电工技术学报, 2016, 31(S1):169-175.
- [6] 张清鹏, 万健如. PWM 整流器无电压传感器预测电流控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2016, 30(5):817-823.
- [7] 汪万伟, 尹华杰, 管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2):67-72.
- [8] 邱爱中, 张海泉, 崔晓, 等. 一种双 PWM 变换器新改进型直接功率控制策略[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(4):59-63.
- [9] 王恩德, 黄声华. 三相电压型 PWM 整流的新型双闭环控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15):24-30.
- [10] 孙保良. 基于 DSP2812 和 SVPWM 控制的三相整流器研究[J]. 仪表技术, 2015(1):48-50.
- [11] 汤仁彪. 基于新型双闭环与 SVPWM 控制策略的三相整流器研究[J]. 电测与仪表, 2015, 52(16):97-100.
- [12] 余天元, 程曦, 李萌超. 基于电流前馈解耦的 SVPWM 整流器控制策略研究[J]. 通信电源技术, 2015, 32(4):14-16.
- [13] 张兰勇, 曹岸, 刘胜. 级联多电平变换器的新型混合 PWM 技术[J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(10):2234-2242.
- [14] 张兴, 李俊, 赵为, 等. 一种光伏独立逆变器非线性控制方法[J]. 电子测量与仪器学报, 2015, 29(2):252-257.
- [15] 王瑜瑜, 刘少军. 双闭环解耦附加 PI 控制策略的仿真研究[J]. 国外电子测量技术, 2017, 36(1):31-34.

作者简介

康家玉, 1969 年出生, 副教授, 博士, 主要研究方向电力电子与电力传动。

张志鹏, 1991 年出生, 硕士研究生, 主要研究方向为 PWM 整流器控制策略。

E-mail:778946798@qq.com