

# 三相 SVPWM 整流器控制系统的研究

俞良, 张建文, 严双喜

(中国矿业大学信息与电气工程学院, 江苏 徐州 221008)

**摘要:** 介绍了三相电压型 PWM 整流器的工作原理, 分析其数学模型。设计了用空间矢量调制(SVPWM)建立基于电压和电流双闭环的数学模型和控制策略模型, 研究了其前馈解耦控制策略。最后利用 Matlab/Simulink 工具箱建立了三相电压型 PWM 整流器的仿真模型, 并进行了仿真。仿真结果表明: 该系统具有良好的静态、动态性能, 并且实现了网侧单位功率因数运行及能量的双向流动, 从而验证了该控制系统设计的有效性。

**关键词:** PWM 整流器; 双闭环控制; 空间矢量调制; 仿真

**中图分类号:** TM921.5

## Research on Three-phase SVPWM Rectifier Control System

Yu Liang, Zhang Jianwen, Yan Shuangxi

(School of Information and Electrical Engineering, China University of Mining and Technology, Jiangsu Xuzhou 221008)

**Abstract:** This paper introduce the operation theory of three-phase PWM voltage source rectifier, analyses the mathematic model. Applying the space vector modulation(SVPWM), the mathematic model and control strategy model are built based on double closed-loop control of voltage and current. Reserch its feed forward decoupling control. Finally, the double close-loop control system was simulated, simulation results under MATLAB/SIMULINK verified that the system had good static and dynamic performances, and also achieved the target of the grid-side unity power factor and bi-direction energy flow, which verified the effectiveness of the system.

**Key words:** PWM rectifier; double closed-loop control; SVPWM; simulation

## 0 引言

随着电力电子器件的发展, PWM 整流技术已经成为电力电子技术的一个热点。常规的整流环节广泛采用了二极管不控整流电路或晶闸管相控整流电路, 因而对电网注入了大量谐波及无功, 造成了严重的电网“污染”<sup>[1]</sup>。而新型 PWM 整流器具有网侧电流谐波低、功率因数高、能量双向流动及恒定直流电压控制等优点, 得到了广泛的应用和研究。在对 PWM 整流器的研究过程中, 学者先后提出了多种控制方案, 其中 SVPWM 以其直流电压利用率高、快速动态响应等优点而备受研究者的关注<sup>[2][3]</sup>。

## 1 三相 VSR 的工作原理及数学模型

三相 PWM 整流器主电路如图(1)所示, 其在  $d-q$  坐标系下的数学模型为:

---

**作者简介:** 俞良 (1987-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向: 电气设备故障诊断技术

**通信联系人:** 张建文 (1968-), 男, 博士, 教授, 主要研究方向: 高电压技术、电气设备监测与故障诊断方面的教学和科研工作. E-mail: zhang680420@sohu.com

35

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{du_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & -\frac{S_d}{L} \\ -\omega & -\frac{R}{L} & -\frac{S_q}{L} \\ \frac{3S_d}{2C} & \frac{3S_q}{2C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ u_{dc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_d \\ E_q \\ i_L \end{bmatrix} \quad (1)$$

由上式，同步旋转坐标系中，把对电网相电流的控制转化为对电流  $i_s$  在  $d$  轴和  $q$  轴的直流分量的控制，从而简化了 PWM 整流系统控制器的设计。以  $d$  轴电源电压矢量定向的 PWM 整流器模型为：

40

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = E_d - s_d U_{dc} - Ri_d + L\omega i_q \\ L \frac{di_q}{dt} = E_q - s_d U_{dc} - Ri_q + L\omega i_d \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (s_d i_d + s_q i_q) - i_L \end{cases} \quad (2)$$

式中， $\omega$  为旋转角速度； $S_d$ ， $S_q$  为开关函数。

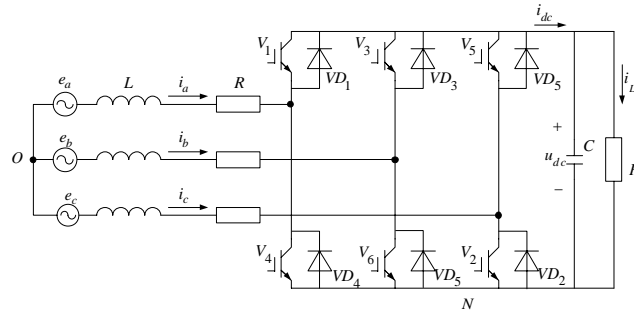


图1 三相电压型 PWM 整流器拓扑结构  
Fig.1 Topology of three-phase voltage-source PWM rectifiers

45

由式(2)可以看出， $d$ 、 $q$  轴电流不独立，存在交叉耦合关系，不但电压无法进行单独控制，而且给控制器的设计带来一定的困难。为此，引入  $i_d$ 、 $i_q$  的前馈解耦控制，对  $u_d$ 、 $u_q$  进行前馈补偿<sup>[4]</sup>，得到电流控制的两相旋转坐标系下电压指令为式(3)。电流前馈解耦控制如图2所示。

50

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

式中  $K_{ip}$ 、 $K_{il}$  为电流环比例调节增益和积分调节增益， $i_d^*$ 、 $i_q^*$  为  $i_d$ 、 $i_q$  电流指令值， $s$  为微分算子。

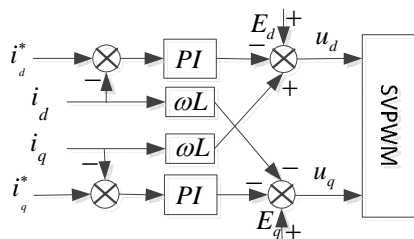


图2 前馈解耦控制框图  
Fig.2 Feed forward decoupling control

## 2 三相 VSR 控制系统设计

### 2.1 电流内环控制设计

电流内环的主要作用是按电压外环输出的电流指令进行电流控制，实现单位功率因数正弦波电流控制。基于前馈的控制算法使三相 VSR 电流内环实现了解耦控制，两个电流内环是对称的。下面以  $i_d$  控制为例来讨论电流调节器的设计<sup>[5]</sup>。

整流器通常用一个高增益小时间常数的一阶惯性环节来代替，同时须考虑电流内环信号采样的延迟。电流内环控制结构如图3所示。图中， $T_s$  为电流内环电流采样周期， $K_{PWM}$  为整流桥 PWM 等效增益。

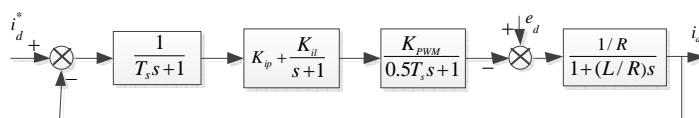


图3 电流内环控制结构  
Fig.3 Control structure of current inner loop

由于电流内环的设计要考虑电动势的扰动对输出的影响，本文采用抗干扰性能强的典型 II 型系统。

为了近似确定这种设计中的 PI 调节参数，令  $\tau_i = L/R$ 。当  $\omega L \gg R$  时（ $\omega$  为电流内环截止频率），可以忽略交流侧的电阻，得到的电流内环结构如图4所示。

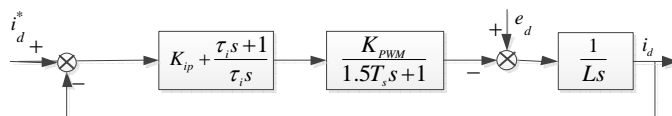


图4 电流内环简化结构  
Fig.3 Simplified structure of current inner loop

当按照典型 II 型系统设计电流内环调节器，从图4可以推导出电流内环的开环传递函数为：

$$W_i(s) = \frac{K_{ip} K_{PWM}}{\tau_i L} \frac{\tau_i s + 1}{s^2 (1.5T_s s + 1)} \quad (4)$$

为了提高电流相应的快速性，可以设计适当的中频宽  $h_i$ ，工程上通常取  $h_i = 5$ ，由典型 II 型系统设计关系可得：

$$\frac{K_{ip} K_{PWM}}{\tau_i L} = \frac{h_i + 1}{2\tau_i^2} \quad (5)$$

因此得出：

$$K_{ip} = \frac{6L}{15T_s K_{PWM}} \quad (6)$$

$$K_{il} = \frac{6L}{112.5T_s^2 K_{PWM}} \quad (7)$$

## 85 2.2 电压外环控制系统的设计

电压外环控制的目的是为了稳定 VSR 直流侧电压。令三相电网基波电动势为

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (8)$$

为简化控制系统设计，当开关频率远高于电网电动势基波频率时，可忽略PWM谐波分量，即只考虑开关函数  $s_k$  ( $k = a, b, c$ ) 的低频分量，则

$$\begin{cases} s_a \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta) + 0.5 \\ s_b \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta - 120^\circ) + 0.5 \\ s_c \approx 0.5m \cos(\omega t - \theta + 120^\circ) + 0.5 \end{cases} \quad (9)$$

对单位功率因数正弦波电流控制，三相 VSR 网侧电流为

$$\begin{cases} i_a \approx I_m \cos(\omega t) \\ i_b \approx I_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ i_c \approx I_m \cos(\omega t + 120^\circ) \end{cases} \quad (10)$$

三相 VSR 直流侧电流  $i_{dc}$  可由开关函数描述如下：

$$i_{dc} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (11)$$

95 将(9)、(10)代入(11)得

$$i_{dc} \approx 0.75mI_m \cos \theta \quad (12)$$

设电流环  $W_{cl}(s) = 1/(1 + 3T_s s)$  是一时变环节，这给电压环设计带来困难，为此将该环节最大比例增益取值代替，即以0.75取代该环节。为简化控制结构，将电压采样小惯性时间常数  $\tau_v$  与电流内环等效小时间常数  $3T_s$  合并，即  $T_{ev} = \tau_v + 3T_s$ ，且不考虑负载电流  $i_L$  扰动，简化后电压环控制结构如图5。

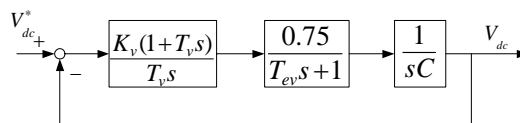


图5 三相VSR电压环简化结构  
Fig.5 Simplified structure of voltage external loop

由于电压外环主要控制作用是稳定三相VSR直流电压, 故控制系统整定时, 应重点考虑电压环的抗干扰性能。按典型II型系统设计电压调节器, 电压环开环传递函数为

$$W_{ov}(s) = \frac{0.75K_v(T_v s + 1)}{CT_v s^2(T_{ev} s + 1)} \quad (13)$$

由此得电压环中频宽  $h_v = T_v/T_{ev}$ 。

由典型II型系统控制器参数整定关系得

$$\frac{0.75K_v}{CT_v} = \frac{h_v + 1}{2h_v^2 T_{ev}^2} \quad (14)$$

工程上取中频宽  $h_v = 5$ , 代入上式得PI调节器参数为

$$\begin{cases} K_v = \frac{4C}{\tau_v + 3T} \\ T_v = 5T_{ev} = 5(\tau_v + 3T_s) \end{cases} \quad (15)$$

PWM整流器的直流侧和系统交流侧能量交换取决于瞬时有功功率, 而交换能量会引起直流电压的变化, 因此直流侧电压的控制可以通过调节  $i_d$  来实现。电流内环的解耦控制再加上外环的电压控制, 电压和电流双闭环调制产生的电压  $u_d$ 、 $u_q$  信号, 通过SVPWM对整流器中的开关器件进行控制, 就构成了PWM整流器的双闭环控制系统<sup>[6]</sup>, 如图6。

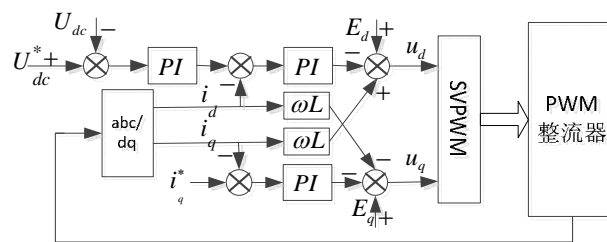


图6 电压电流双闭环控制框图

Fig.6 Block diagram of voltage and current double closed-loop control

### 3 空间电压矢量(SVPWM)控制原理

空间矢量PWM是依据整流器空间电压矢量切换来控制整流器的, 具有电压利用率高、动态响应快等优点。

#### 3.1 扇区判断

由图1根据功率管不同的开通和关断状态, 整流器有8种导通模式, 对应8个空间电压矢量状态(000~111), 矢量分布如图6所示。

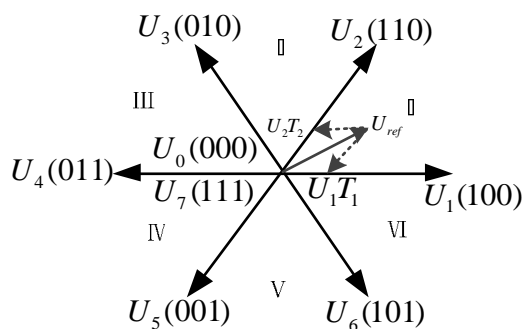


图7 矢量分布图

Fig.7 vector distribution

引入 Clarke 变换可把  $e_a$ ,  $e_b$  和  $e_c$  变换到两相静止坐标系  $\alpha$ ,  $\beta$  中。

如图 7 所示, 在两相静止坐标系  $\alpha$ ,  $\beta$  下,  $U_{ref}$  在一个载波周期  $T_s$  中的作用效果可等效为  $U_{ref}T_s = U_\alpha T_s + jU_\beta T_s$ ,  $U_{ref}$  所在的扇区由  $U_\alpha$  和  $U_\beta$  决定, 若  $U_{ref}$  在第一扇区, 则由图 7 可知:  $U_\beta > 0$  且  $U_\alpha/U_\beta < 3$ 。同理可得  $U_{ref}$  在其它扇区时的等价条件, 归纳总结可定义:

$$\begin{cases} X = U_\beta \\ Y = \sqrt{3}U_\alpha - U_\beta \\ Z = -\sqrt{3}U_\alpha - U_\beta \end{cases} \quad (16)$$

并令  $N = \text{sign}(X) + 2\text{sign}(Y) + 4\text{sign}(Z)$ , 其中  $\text{sign}$  是符号函数。则  $N$  与所属扇区的对应关系, 如表 1 所示

表 1 扇区表  
Tab. 1 sector table

N	3	1	5	4	6	2
所属扇区	I	II	III	IV	V	VI

### 3.2 空间矢量作用时间的计算

以第 I 扇区为例, 可得:

$$\begin{cases} U_1 T_1 + U_2 T_2 \cos 60^\circ = U_\alpha T_s \\ U_2 T_2 \sin 60^\circ = U_\beta T_s \end{cases} \quad (17)$$

当电压矢量所对应的开关管导通时, 有

$$U_i = \frac{2}{3}U_{dc} \quad (i = 1, 2 \cdots 6) \quad (18)$$

由式 (17) 和 (18) 可得

$$\begin{cases} T_1 = \frac{3T_s}{2U_{dc}}(U_\alpha - \frac{U_\beta}{\sqrt{3}}) \\ T_2 = \frac{\sqrt{3}U_\beta T_s}{U_{dc}} \end{cases} \quad (19)$$

同理可计算当  $U_{ref}$  在其它扇区的  $T_1$  和  $T_2$ 。  $T_1$  和  $T_2$  求出后, 还要对其进行饱和判断, 若  $T_1 + T_2 > T_s$ , 则定义: 为了填补  $T_s$  和  $T_1 + T_2$  之间的时间差, 在  $U_1$ ,  $U_2$  逼近  $U_{ref}$  的过程中需插入零矢量其作用时间为:  $T_0 > T_s - T_1 - T_2$

### 3.3 电压空间矢量的作用顺序

以第 I 扇区为例, 合成第 I 扇区相邻两个矢量分别为  $U_1(100)$ ,  $U_2(110)$ 。若采用零矢量对称的插入法, 则三相桥臂导通情况, 如图 8 所示。转换顺序为:  $000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 000$ 。其它扇区开关矢量分配类似。

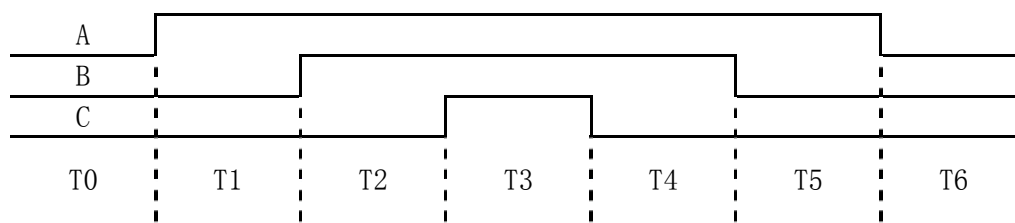


图 8 电压矢量作用顺序的分配

Fig.8 the distribution of voltage vector sequence

## 4 仿真结果

根据以上分析, 利用 Matlab/Simulink 工具箱建立三相电压型 PWM 整流器的仿真模型进行仿真<sup>[7]</sup>。系统主要参数如下: 电源频率 50 Hz, 三相交流电压幅值 310 V, 交流侧滤波电感 L 取 2mH, 直流滤波电容 C 取 2200  $\mu$ F, 虚拟负载  $R_L$  取 8  $\Omega$ , 开关频率为 5 kHz, 直流侧电容电压控制目标为 600 V。

图 9 为直流输出电压波形, 图 10 为交流输入电压电流波形。从图中可以看出, 系统能稳定的输出目标直流电压, 超调很小, 具有良好的快速性和稳态精度。网侧电流和电压同相位, 电流波形基本为正弦波, 实现了单位功率因数运行。

当负载在 0.6s 发生突变时, 直流电压在 0.1 s 内发生了较小的波动, 如图 11。但是系统很快恢复到给定电压值, 具有良好的鲁棒性。而交流侧电流虽然发生变化, 但仍然与电压保持同相位, 在单位功率因数状态下运行, 如图 12。

为使系统由整流状态向逆变状态转变, 在负载上串联反向 1500V 的理想直流电压, 如图 13。由图可知, 直流侧电压能在短时间内迅速恢复到目标电压值, 具有较好的动态响应。由图 14 可以看出, 电流从整流到逆变的变化中, 相位差 180°, 实现了能量从直流侧向交流侧流动。

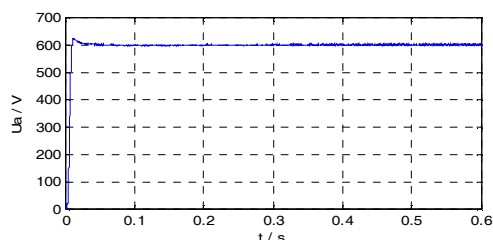


图 9 直流侧电压波形

Fig.9 DC line voltage waveform

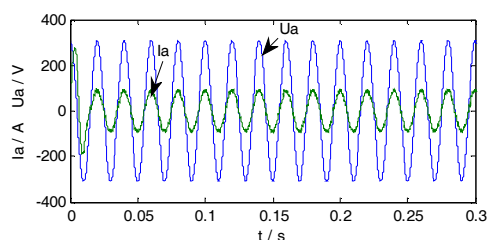


图 10 A 相电压、电流波形

Fig.10 Voltage and current waveforms of phase A

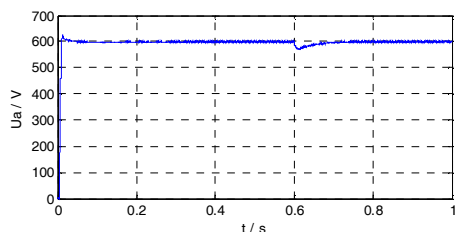


图 11 负载突变时的直流输出电压

Fig.11 DC output voltage with load changing

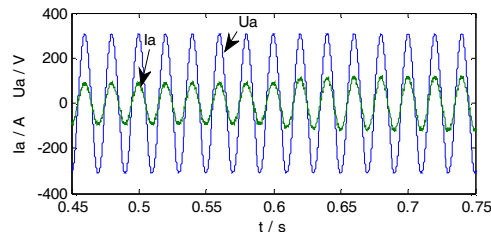


图 12 负载突变时 a 相电压电流波形

Fig.12 Voltage and current waveform of a-phase as load suddenly changing

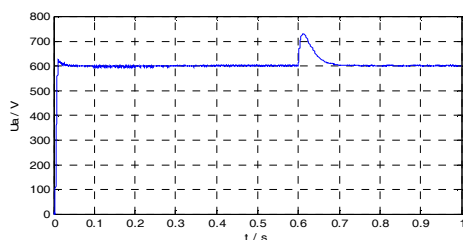


图 13 逆变时直流侧电压波形  
Fig.13 DC line voltage waveform at the state of inverter

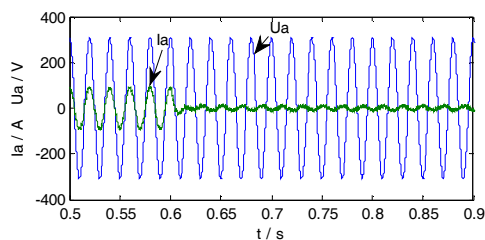


图 14 逆变时 a 相电压电流波形  
Fig.14 Voltage and current waveform of a-phase at the state of inverter

## 5 结论

针对空间矢量控制的三相电压型 PWM 整流器，设计了具有前馈耦控制的双闭环 SVPWM 控制系统。通过仿真研究可知，该系统实现了网侧单位功率因数和能量的双向传输，具有良好的静态、动态性能。这些优越的性能，相信将使 PWM 整流器技术在未来的电力系统领域中得到更广泛的应用。

### [参考文献] (References)

- [1] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003
- [2] 陈轶涵, 孙佩石, 张国荣. 三相电压型 SVPWM 整流器的控制策略研究与实验[J]. 电力电子技术, 2009
- [3] Jae Hyeong Seo, Chang Ho Choi, Dong Seok Hyun. A New Simplified Space-Vector PWM Method for Three-Level Inverter[J]. IEEE Trans.on Power Electronics, 2001, 16(4): 545-550.
- [4] 钟炎平, 沈颂华. PWM 整流器的一种快速电流控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2005
- [5] 陈伯时. 电力拖动自动控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [6] MALINOWSKI M, JASINSKI M, KAZMIERKOWSKI M P. Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM) [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004, 51 (2) : 447-454.
- [7] 方宇, 裘迅, 邢岩, 等. 三相高功率因数电压型 PWM 整流器建模与仿真[J]. 电工技术学报, 2006(10):44-49.