

doi:10.3969/j.issn.1563-4795.2010.10.017

基于空间矢量调制的三相电压型 PWM整流系统仿真

宁显斌, 栗梅

(中南大学信息科学与工程学院, 湖南 长沙 410083)

摘要: 为了解决正弦脉冲宽度调制 (SPWM) 技术应用于传统电压型PWM整流时过程复杂且直流电压利用率很低等问题, 提出了一种在同步参考坐标下的三相电压模型控制策略, 这种采用空间矢量脉冲宽度调制 (SVPWM) 的整流器具有高质量的直流侧电压和功率因数。文中最后还提供了MATLAB/SIMULINK的仿真模型, 并用仿真结果证实了模型的正确性及其控制方法。

关键词: 空间矢量调制; 三相电压PWM技术; 整流; 仿真模型

0 引言

传统的三相电压型PWM整流一般采用正弦脉宽调制 (SPWM)。这是一种相电压控制方式, 当调制比为1时, 三相VSR相电压峰值为 $V_o/2$, 而线电压峰值为 $\sqrt{3} V_o/2$ 。而当采用SVPWM时, 三相VSR相电压峰值的最大值为 $V_o/\sqrt{3}$, 可见, 与传统的SPWM控制相比, 电压利用率提高了15.47%。因此, SVPWM具有电压利用率高的优点。

1 系统描述

三相电压型整流电路的主电路如图1所示。

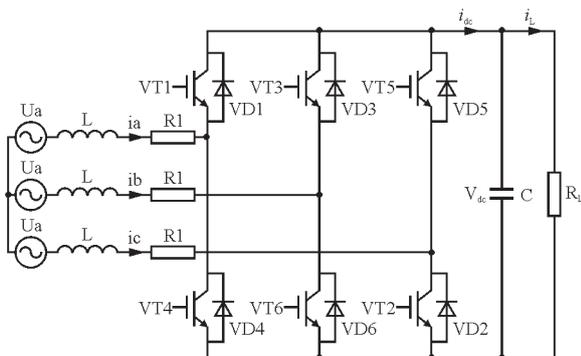


图1 电压型PWM整流电路

为了建立三相VSR的数学模型, 通常可以作以下假设:

- (1) 电网电动势为三相平稳的纯正正弦波电动势 (e_a, e_b, e_c);
- (2) 网侧滤波电感是线性的, 且不考虑饱和;
- (3) 实际的功率开关管由理想开关与损耗电阻 R_s 串联等效表示;
- (4) 三相VSR的直流负载由电阻 R_L 和直流电动势 e_L 串联表示。

三相量经过dq变换后, 所得到的旋转坐标系下的数学描述式如下:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = u_d - i_d R_1 + \omega L i_q - u_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = u_q - i_q R_1 - \omega L i_d - u_{rq} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = -\frac{V_{dc}}{R_L} + \frac{3}{2} (S_d i_d + S_q i_q) \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_{rd} 和 u_{rq} 为同步旋转坐标下的整流桥输入电压且 $u_{rd} = S_d V_{dc}$, $u_{rq} = S_q V_{dc}$; S_d 和 S_q 是同步坐标的开关函数; ω 是角频率。

若以 U_a, U_b, U_c 为三相电压源的相电压; i_a, i_b, i_c 是相电流; V_{dc}, i_L 分别是直流输出电压和负载电流; R_1, L 是输入滤波器的电阻和电感; C 是直流输出的滤波电容; R_L 是负载电阻; u_{ra}, u_{rb}, u_{rc} 是整流桥的输入电压。那么, u_{rd} 和 u_{rq} 可以调制为:

收稿日期:2010-04-01

$$\begin{cases} u_{nd}=u_d-i_dR_1+\omega Li_d-u'_{nd} \\ u_{nq}=u_q-i_qR_1-\omega Li_q-u'_{nq} \end{cases} \quad (2)$$

把公式 (2) 代入到 (1) 可得:

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt}=i_dR_1-u'_{nd} \\ L \frac{di_q}{dt}=i_qR_1-u'_{nq} \end{cases} \quad (3)$$

由公式 (3) 可以看出, 两电流可以完全解耦。\$u'_{nd}\$和\$u'_{nq}\$只分别与\$i_d\$和\$i_q\$相关。故可采用PI调节器来调节电压和电流。其控制框图如图2所示。

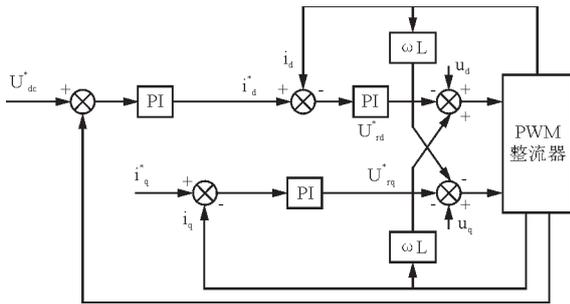


图2 整流器dq坐标下的双闭环解耦控制框图

图2中, d、q两轴电流经过PI调节后可注入各自轴以得到\$u_{nd}\$和\$u_{nq}\$, 从而达到解耦的目的。

2 空间电压矢量合成

由电压型PWM电路图可见, 其开关共有8个相异的状态, 除去2个零状态外, 其余6种状态(000~111)对应于6条非零矢量(\$V_1 \sim V_6\$)。这6条非零矢量对称均匀分布在复平面上, 图3所示是空间电压矢量的分区和合成图。

图3中的非零矢量的幅度都等于\$2V_{dc}/3\$, 三相电压可以用\$V_s\$表示。根据CLARKE变换得到的\$V_s\$所处的区间, 也可以用所处区间相邻的两个非零矢量与零矢量(\$V_0\$和\$V_7\$)根据不同的组合来合成

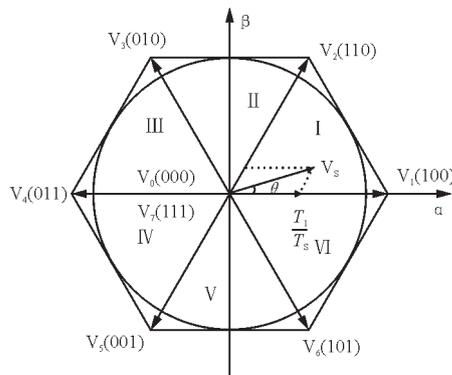


图3 空间电压矢量分区及合成图

\$V_s\$。遵循开关导通损耗最小原则, 可选取开关动作。如图3中的\$V_s\$, 依据平行四边形法则, 则有:

$$\frac{T_1}{T_s}V_1 + \frac{T_2}{T_s}V_2 = V_s \quad (4)$$

其中, \$T_1\$、\$T_2\$分别为矢量\$V_1\$、\$V_2\$在一个开关周期中的持续时间, \$T_s\$为PWM开关周期。若令\$V_0\$、\$V_7\$的持续时间为\$T_{0,7}\$, 则有:

$$T_1 + T_2 + T_{0,7} = T_s \quad (5)$$

令\$V_1\$与\$V_s\$的夹角为\$\theta\$, 则由正弦定理可得到:

$$\frac{|V_s|}{\sin 2\pi/3} = \frac{\frac{T_2}{T_s}|V_2|}{\sin \theta} = \frac{\frac{T_1}{T_s}|V_1|}{\sin(\pi/3 - \theta)} \quad (6)$$

这样, 由\$|V_1|=|V_2|=2V_{dc}/3\$可得:

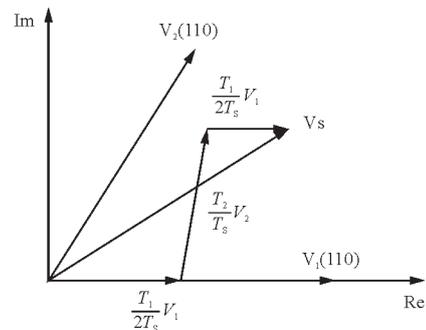
$$\begin{cases} T_1 = mT_s \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) \\ T_2 = mT_s \sin \theta \\ T_{0,7} = T_s - T_1 - T_2 \end{cases} \quad (7)$$

式中, \$m\$为SVPWM的调制系数, 且有:

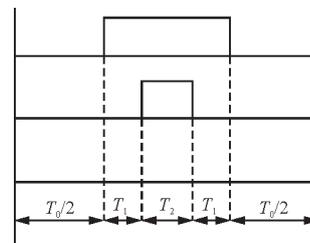
$$m = \frac{\sqrt{3}}{v_{dc}} |V_s| \quad (8)$$

对于零矢量的选择, 主要应考虑选择\$V_0\$或者\$V_7\$使开关状态变化尽可能少, 以降低开关损耗。利用图4所示的合成方法可以达到比较理想的谐波量和开关损耗。

由图4 (b) 的PWM开关函数波形来进行分析, 一个开关周期中, VSR上桥臂开关管共开关4次, 且波形对称, 因此, 其PWM谐波分量主要



(a) \$V_s\$的合成



(b) 开关函数波形

图4 \$V_s\$的合成方法示意图

分布在开关频率的整数倍附近。

3 仿真结果分析

基于以上分析，可对该方法利用MATLAB/SIMULINK进行仿真，以验证VSR空间矢量调制的正确性。整个仿真系统为离散数字控制系统，其仿真模型如图5所示。本系统的输入端每相电阻为 0.1Ω ，电感为 8 mH ，输出电容为 1 mF ，稳态输出电压为 700 V ，IGBT开关频率为 3 kHz 。图6所示为仿真结果的直流输出电压和交流输入电流

波形，由图6可以看出，空间矢量调制在开关频率较低的情况下就能得到较好的电压和电流出，电流可以很快达到与电网电压同相的水平，从而使输入功率因数接近于1。

4 结束语

本文采用空间矢量PWM调制方法实现了单位功率因数的三相电压型整流器的仿真。仿真结果显示，该方法比传统的SPWM调制策略的直流电压利用率更高，其电流、电压响应更快，同时还具有谐波特性好，开关频率低等优点。

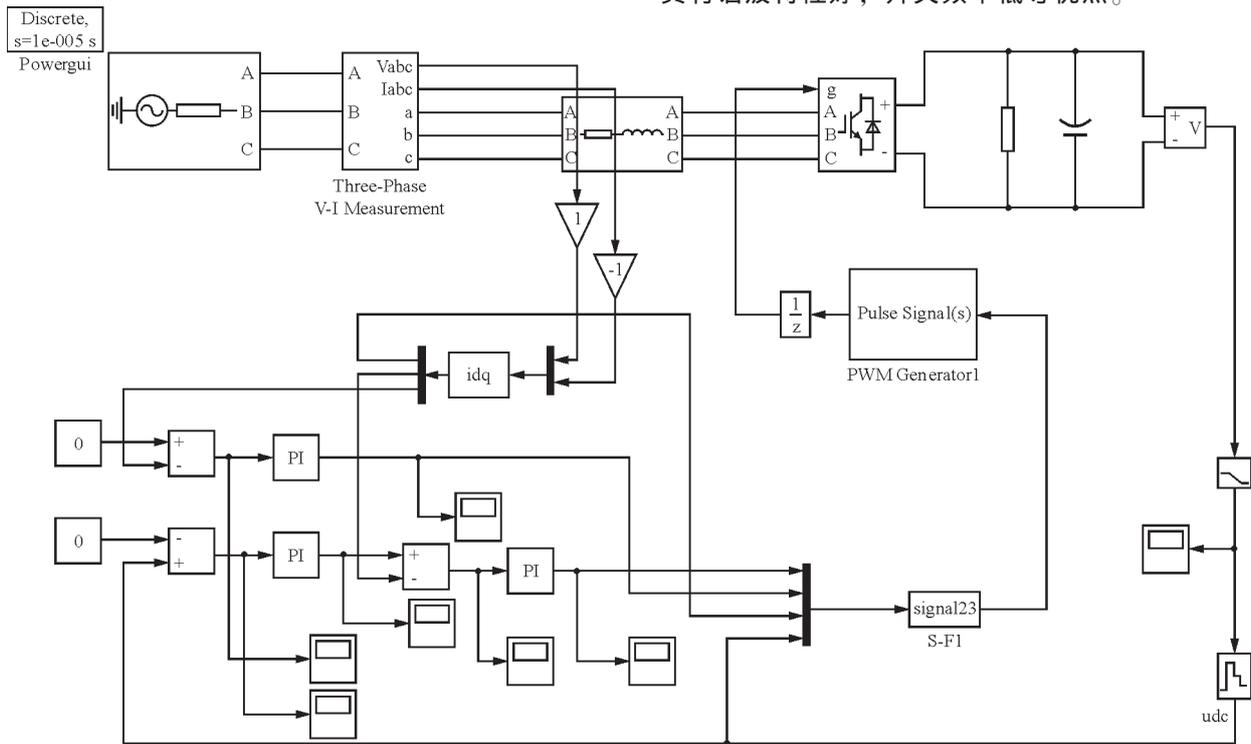


图5 三相PWM整流空间矢量调制的仿真模型

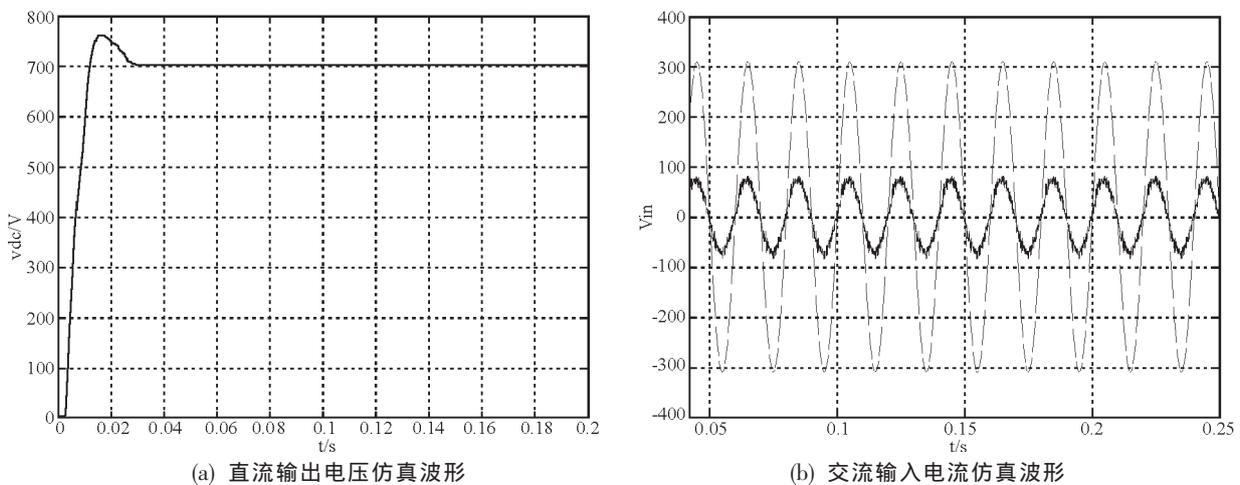


图6 仿真结果波形图