

文章编号: 1001-2486 (2001) 02-0111-04

空间电压矢量 PWM 过调制技术的应用与研究*

吴 峻, 李圣怡, 潘孟春, 单庆晓

(国防科技大学机电工程与自动化学院, 湖南 长沙 410073)

摘要: 在电动车驱动中, 为了解决电池低电压下输出大转矩的问题, 研究设计了空间电压矢量 PWM 的两种过调制方法, 实验结果表明能够有效提高输出电压, 提高输出转矩, 适于在电动车驱动中应用。

关键词: 脉冲宽度调制 (PWM); 过调制; 电动车

中图分类号: TM921 **文献标识码:** A

Application and Research on Over Modulation Technique for Space Vector PWM

WU Jun, LI Sheng-yi, PAN Meng-chun, SHAN Qing-xiao

(College of Mechatronics Engineering and Automation, National Univ. of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: To output a large magnetic torque with low batteries voltage for electric vehicle drive system, two modes of over modulation for space vector PWM are presented. Experimental results show that they are fit for electric vehicle drives with increasing magnetic torque and output voltage.

Key words: pulse width modulation (PWM); over modulation; electric vehicle

PWM 技术发展到今天, 已经被广泛地应用到交流驱动各个领域。它的实现方法主要有两种: 一种是正弦脉宽调制 (SPWM), 另一种是空间电压矢量 PWM (SVPWM)。SVPWM 直接利用空间矢量理论在静止的两相坐标系下实现期望矢量的合成, 比 SPWM 更简单^[1,2]。

在电动车驱动系统中, 由于电池电压的限制, 为了提高电压的利用率而提高 PWM 的调制系数, 是一种可行的方法。特别是, 当蓄电池电压偏低时, 仍可以保证电机较大转矩的输出, 使车辆能够应急处理, 将车辆开往充电站或路边停靠; 但是一味地提高调制系数, 如果不采取一定措施, 电压输出将出现严重失真, 影响电机的输出转矩, 所以需要设计特殊方式, 以保证调制系数提高的同时减少电流谐波, 减少转矩输出脉动。所以本文主要针对上述问题提出了两种过调制模式, 并将设计的实现方法应用于电动车的交流驱动, 实验结果表明了方法的有效性。

1 SVPWM 原理

SVPWM 原理是用若干个开关电压矢量逼近给定的电压矢量。如图 1 所示, 三相电压型逆变器的六个开关元件组合为空间的八个电压矢量, 其中包括两个零矢量 U_0 (000)、 U_7 (111) 和非零矢量,

$$U_k = \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\pi/3}, k = 1, 2, \dots, 6 \quad (1)$$

假设期望逆变器输出给定空间电压矢量 U^* (位于区域 1), 如图 2, 所以可以由 U_4 和 U_6 以及零矢量 U_0 和 U_7 合成得到, 作用时长分别为

$$t_1 = \frac{\sqrt{3} T_s |U^*| \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{U_{dc}}; t_2 = \frac{\sqrt{3} T_s |U^*| \sin \alpha}{U_{dc}}; t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (2)$$

其中, T_s 为单位控制时间, t_1 为 U_4 作用时间, t_2 为 U_6 作用时间, t_0 为零矢量作用时间, α 为 U^*

* 收稿日期: 2000-09-25
基金项目: 国家预研专项基金资助
作者简介: 吴峻 (1973-), 男, 博士。

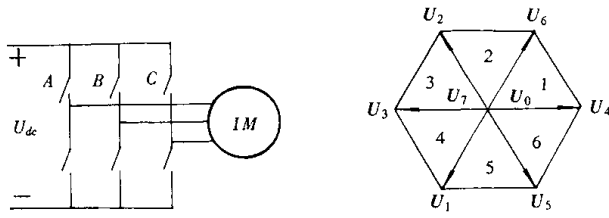


图 1

Fig.1

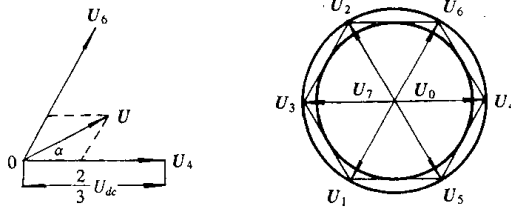


图 2

Fig.2

与 U_4 之间的夹角。

当 $T_s \geq t_1 + t_2$, (2) 式成立, 如图 2。此时电压矢量端点的轨迹位于六边形内部, 最大的为六边形的内切圆, 逆变器输出电压为正弦波形, 按 SPWM 输出电压为标准, 定义调制系数

$$MI = U^* \cdot \frac{U_{dc}}{2} \tag{3}$$

所以当矢量端点轨迹未超出六边形时, 最大调制系数为 $MI = 1.15$ 。

2 两种过调制模式

如图 2 所示, 如果当电压矢量 U^* 的端点轨迹位于六边形的内切圆和外接圆之间, SVPWM 将出现过调制, 在某些位置上, U^* 位于六边形之外。此时, 若仍按 (2) 式计算, 有 $t_1 + t_2 > T_s$ 的结果。所以提出下面两种处理模式来解决过调制问题。

2.1 设计模式 1

如图 4 所示, 对 U^* 端点超出六边形的部分, 保持 U^* 的相位不变, 将 U^* 的端点拉回至六边形, 同时未超出六边形部分仍保留为圆形, 因此最后 U^* 的端点轨迹为 $\overline{ab} + \widehat{bc} + \overline{cd} + \widehat{de}$ (在两相静止坐标系四分之一区域内)。对端点强行拉回至六边形的部分, 有

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}\cos\alpha - \sin\alpha}{\sqrt{3}\cos\alpha + \sin\alpha} T_s; t_2 = T_s - t_1; t_0 = 0 \tag{4}$$

未超出六边形部分仍旧按照 (2) 式计算, 最后逆变器输出电压波形 (四分之一), 如图 3。

将图 3 电压矢量轨迹进行 FFT 处理, 有

$$U = \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} f(\delta) \sin\theta d\theta \tag{5}$$

其中, $f(\delta)$ 为电压轨迹的分段函数, δ 为电压端点轨迹未超出六边形部分对应的圆心角。此种模式下, 当 δ 为 0 时, 最大调制系数为 $MI = 1.22$ 。

2.2 设计模式 2

如图 4 所示, 与模式 1 不同的是对 U^* 端点未超出六边形的部分, 将其扩展延伸到六边形上, 而

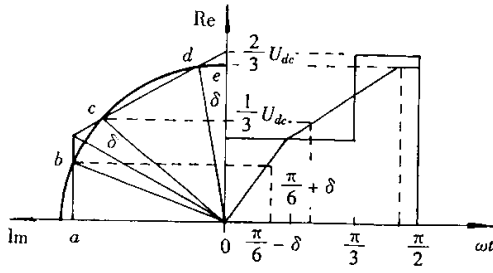


图3 模式1

Fig.3 Model

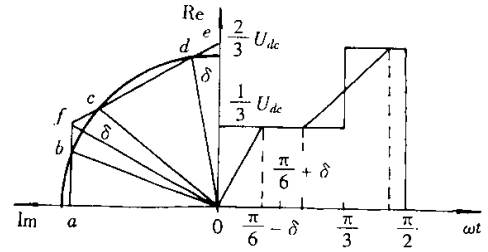


图4 模式2

Fig.4 Mode2

超出六边形部分，将其端点拉回至六边形， U^* 的相位不变，因此最后 U^* 的端点轨迹为 $\overline{ab} + \overline{bf} + \overline{fc} + \overline{cd} + \overline{de}$ (在两相静止坐标系四分之一区域内)。在该模式下，统一按照 (4) 式进行矢量作用时长的计算，零矢量作用时间都为零。对图 4 电压矢量轨迹进行 FFT 处理，当 $\delta = \frac{\pi}{6}$ 时，电压输出波形为阶梯形，此时有最大调制系数 $MI = 1.27$ ，达到逆变器的最大调制深度。

3 实验

由前面分析可知，模式 1 中需要对电压矢量轨迹是否超出六边形进行判断，然后分别对应地应用 (2) 式和 (3) 式计算矢量作用时长。在工程实现中相对比较麻烦，因此可以作一改进。首先根据 (2) 式计算 t_1 、 t_2 ，判断 $t_1 + t_2 > T_s$ 是否成立；如果成立，设将轨迹端点拉回至六边形时两非零矢量作用时长分别为 t'_1 、 t'_2 ，有：

$$\frac{t'_1}{t_1} = \frac{t'_2}{t_2} \tag{6}$$

$$t'_1 = \frac{t_1}{t_1 + t_2} T_s; t'_2 = T_s - t'_1; t'_0 = 0 \tag{7}$$

因此可以利用 (7) 计算矢量所需时长，而不用 (4) 式计算。同样，对于模式 2，当电压矢量端点轨迹超出六边形时，此时电压矢量需要强行拉回至六边形上，利用 (7) 式就可；当电压矢量端点轨迹未超出六边形时，此时，电压矢量需要强行拉出至六边形上，同样利用 (7) 式可以得到矢量作用的时长，在这种模式下，零矢量作用的时长为 0。根据上面的改进对 EDM100 电机驱动的电动车进行实验，得到电机相电流曲线。

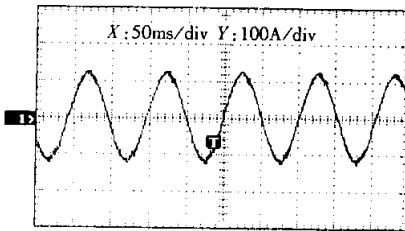


图5 MI = 1.108

Fig.5 MI = 1.108

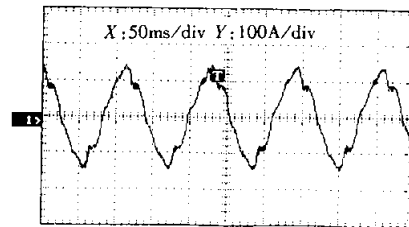


图6 MI = 1.192

Fig.6 MI = 1.192

图 5 中电流输出谐波分量小，没有出现畸变，此时 MI 处于正常的 SVPWM 调制范围内。当 MI 超出正常的调制范围、进入模式 1 时，如图 6，电流波形出现畸变，但是谐波分量相对小。图 7 是设定电压矢量输出幅值为 200V 下的电流输出，由于 $200/156 = 1.28$ ，调制已经超出了 SVPWM 的最大调制能力 1.27。所以，此时电压矢量端点轨迹为正六边形输出，相电压表现为六阶方波输出 (图 8)，调制进入模式 2，电流波形明显有畸变，含 6 次谐波分量，电流幅值比图 5、6 大，输出转矩大，能够有

效地克服负载，效果好。

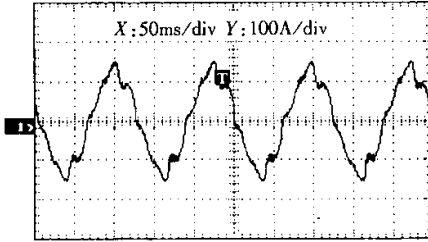


图7 MI = 1.27

Fig.7 MI = 1.27

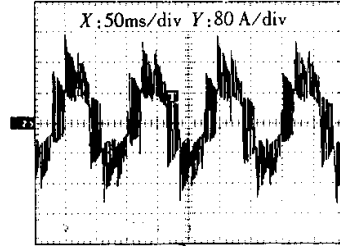


图8

Fig.8

4 结 论

本文提出的两种 SVPWM 过调制模式能够有效地提高逆变器输出电压，提高电压的利用率，增大输出转矩，实现方法经改进后用于电动车驱动实验；结果表明输出谐波量小，对提高有限电池电压下的电动车的输出转矩具有明显的意义。

参 考 文 献：

- [1] 高景德. 交流电机及其系统的分析[M]. 北京: 清华大学出版社, 1993.
- [2] L. Dong Choon, L. G Myoung. A Novel Over Modulation Technique for Space Vector PWM Inverters[J]. IEEE Trans on PE, 1998, 13(6): 1144 - 1151.

