

doi: 10.3969/j.issn.1006-1576.2012.06.020

# 一种简化 SVPWM 控制的死区分析与补偿方法

胡细波<sup>1</sup>, 王洪诚<sup>1</sup>, 王钰涵<sup>2</sup>, 王秀娟<sup>1</sup>

(1. 西南石油大学电气信息学院, 成都 610500; 2. 大港油田滩海开发公司, 天津 300280)

**摘要:** 为降低死区时间影响, 提出一种简化的空间矢量脉冲宽度调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 的电压型逆变器死区补偿方法。分析死区效应对输出电压和功率因数角的影响, 通过坐标变换推导出参考向量在 SVPWM 各个扇区与相关向量的有效占空比, 进而得到死区补偿方法, 并采用 DSP 实验装置对补偿前后的电流波形进行对比分析。实验结果表明, 该方法是正确、可行的。在高速时, 补偿后的波形更接近标准波形; 低速时, 补偿后的波形更规则。

**关键词:** SVPWM; 坐标变换; 死区补偿; 占空比

**中图分类号:** TP273 **文献标志码:** A

## A Dead-Time Analysis and Compensation Method Based on Simplified SVPWM Control

Hu Xibo, Wang Hongcheng, Wang Yuhan, Wang Xiujuan

(1. School of Electrical Information, Southwest Petroleum University, Chengdu 610500, China;

2. The Beach Development Company of CNPC in China, Tianjin 300280, China)

**Abstract:** In order to degrade the influence of dead-time, proposed a simplified space vector pulse width modulation (SVPWM) for voltage source inverter dead-time compensation method. Analyze the affection of dead-time effect to output voltage and power factor angle, after coordinate transform, by computing the related vector's effective duty cycle of the reference vector in each SVPWM sector, we obtain dead-time compensation method and compare with the current waveform before and after compensation via DSP experiment instrument. The result of experiment verified the feasibility and correction of the compensation method. At high speed, the compensated waveform closer to the stander waveform; at low speed, the compensated waveform is more regular.

**Key words:** SVPWM; coordinate transform; dead-time compensation; duty cycle

### 0 引言

随着电力电子技术的发展, 电力电子开关器件 (如 IGBT) 得到了广泛应用。对于同一桥臂的 2 个开关管, 若同时导通, 就会出现支路短路的现象, 损坏开关。因此在这类控制电路中, 人为地加入死区时间, 在死区时间内, 同一桥臂的 2 个开关管都处于断开的状态, 虽然有效的保护了开关管, 但是使逆变器的输出电压和输出电流波形产生畸变, 谐波分量增加, 使系统的输出转矩存在很大的脉动, 这就是所谓的死区效应。为了降低死区时间的影响, 在实际应用中, 人们曾经提出过很多补偿方法<sup>[1-2]</sup>。由于正弦脉宽调制 (sinusoidal pulse width modulation, SPWM) 与空间矢量脉冲宽度调制 (space vector pulse width modulation, SVPWM) 是同一个控制方程在不同附加假想条件下的 2 个不同特解<sup>[3]</sup>, 与 SPWM 相比, SVPWM 开关器件的开关次

数可以减少 1/3, 直流电压的利用率可提高 15%, 能获得较好的谐波抑制效果<sup>[4]</sup>, 且易于实现数字化控制, 基于此原因, 笔者提出一种简化的 SVPWM 补偿方法, 通过分析实验, 有较好的应用价值。

### 1 死区效应的影响

三相 PWM 逆变器的主电路如图 1 所示。现在以 A 相为例分析它的死区效应<sup>[5]</sup>。

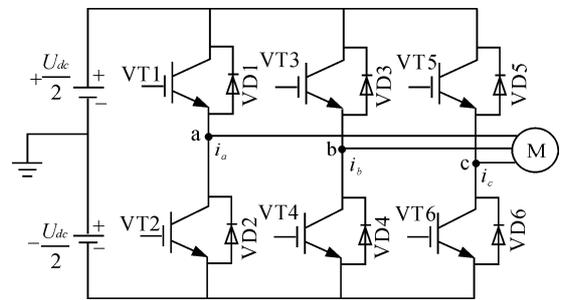


图 1 三相 PWM 逆变器主电路图

收稿日期: 2012-01-16; 修回日期: 2012-03-01

基金项目: 2011 年国家青年自然科学基金“自律分散的电压/无功协调控制机理与方法研究”(5110710)

作者简介: 胡细波 (1985—), 男, 湖北人, 在读硕士研究生, 从事电气传动与控制、精密仪器及机械研究。

在死区时间内,  $VT_1$  和  $VT_2$  都断开时,  $VD_1$  和  $VD_2$  中有一个断开, 在一个 PWM 周期  $T_s$  内, 当  $i_a > 0$  时, 补偿时间  $T_{com}$  为:

$$T_{com} = (T_d + T_{on} - T_{off}) \quad (1)$$

其中:  $T_{on}$  为功率开关器件导通时间;  $T_{off}$  为关断时间。

同理, 当  $i_a < 0$  时, 补偿时间  $T_{com}$  为:

$$T_{com} = -(T_d + T_{on} - T_{off}) \quad (2)$$

$$\text{令 } T_{er} = T_d + T_{on} - T_{off} \quad (3)$$

由式 (1)~(3) 得

$$T_{com} = T_{er} \text{sign}(i_a) \quad (4)$$

$$\text{sign}(i_a) = \begin{cases} 1 & i_a > 0 \\ -1 & i_a \leq 0 \end{cases} \quad (5)$$

因此, A 相产生的平均死区电压可表示为:

$$\Delta U_a = \frac{T_{com}}{T_s} U_{dc} \quad (6)$$

对于任意一个周期函数  $f(t)$ , 经过傅里叶变换后, 其输出基波电压分量的有效值<sup>[6]</sup>可以表示为:

$$\Delta U'_a = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \Delta U_a$$

若输出参考电压用调制比  $M$  表示, 则输出参考电压为:

$$U_{ref} = \frac{MU_{dc}}{2\sqrt{2}}$$

$U_{ref}$  与  $U_a$  的关系如图 2 所示。

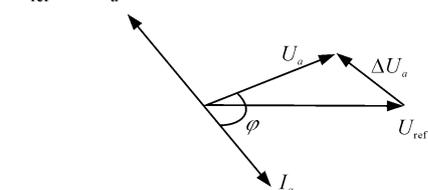


图 2 误差矢量合成

当空间矢量  $\Delta U_a$  和  $I_a$  平行时, 由余弦定理:

$$U_{ref}^2 = \Delta U_a'^2 + U_a^2 - 2\Delta U_a' U_a \cos(\pi - \varphi) \quad (7)$$

其中  $\varphi$  是功率因素角, 解式 (7) 得:

$$U_a = -\Delta U_a' \cos \varphi + \sqrt{U_{ref}^2 - (\Delta U_a' \sin \varphi)^2}$$

$U_a$  和  $U_{ref}$  的比值与  $T_{com}$ , 采样周期  $T_s$ , 调制比  $M$  及功率因数角  $\varphi$  之间的关系为:

$$\frac{U_a}{U_{ref}} = -\frac{8T_{com}}{\pi T_s} \cos \varphi + \sqrt{1 - \left(\frac{8T_{com}}{\pi T_s} \sin \varphi\right)^2} \quad (8)$$

取  $T_s = 2 \mu\text{s}$ ,  $\varphi = 30^\circ$ , 测量在不同的  $T_d$  时,  $\frac{U_a}{U_{ref}}$  与  $M$  之间的变化曲线如图 3 所示。

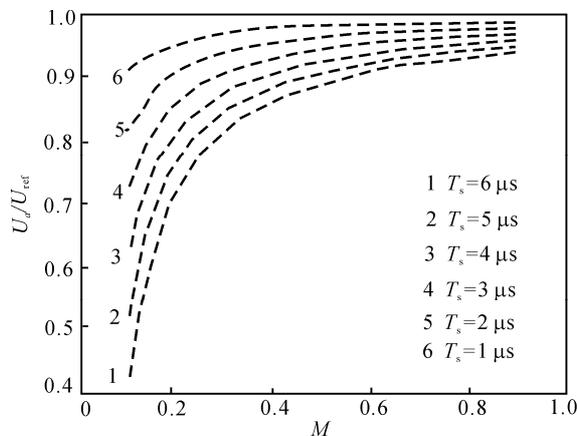


图 3  $U_a/U_{ref}$  与  $M$  之间的关系

从图 3 可以看出, 在死区时间  $T_d$  较大时, 死区效应也大, 输出基波电压较小。

图 4 中给出了当  $M = 0.8$ ,  $T_s = 2 \mu\text{s}$ , 在不同的  $T_d$  时, 输出电压随功率因数角  $\varphi$  之间的关系。

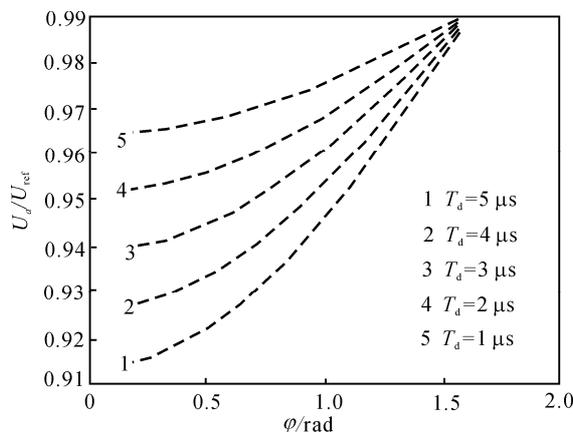


图 4  $U_a/U_{ref}$  与  $\varphi$  之间的关系

## 2 简化的 SVPWM 调制

现假设三相电压型逆变器开关断开, 闭合状态分别记为 0 和 1, 以  $(j_c j_b j_a)$  表示每一臂上管的开关状态, SVPWM 将开关可能的状态在  $\alpha\beta$  坐标系下以一个点或从原点出发的矢量表示, 则三相电压型逆变器的开关组合一共有  $2^3=8$  种, 分别记为  $V_0 \sim V_7$ , 由于开关管处于  $V_0(000)$  和  $V_7(111)$  时, 图 1 中所示的电机回路断路, 因此记  $V_0$  和  $V_7$  为零点。剩下  $V_1 \sim V_6$  分别为: 001, 010, 011, 100, 101, 110。为了最大限度地减少开关频率对系统稳定性的

影响, 采用每次只改变一个开关管接通或者断开的操作方法, 得到在  $\alpha\beta$  坐标系下空间矢量的分布如图 5 所示, 其中  $V_r$  表示为:

$$V_r = V_\alpha + iV_\beta \quad (9)$$

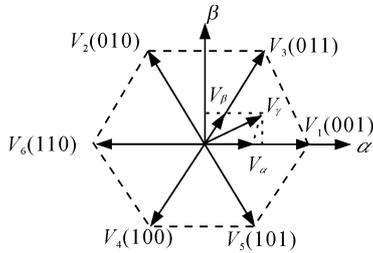


图 5 空间矢量在  $\alpha\beta$  坐标系下的分布图

空间矢量被划分为 6 个扇区, 每  $60^\circ$  为一个扇区, 如图 6 所示。

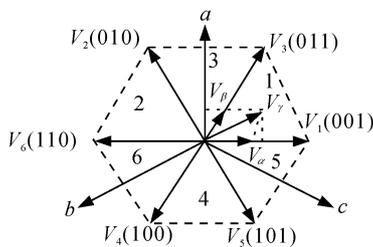


图 6 abc 三相坐标系的空间矢量

将  $V_1 \sim V_6$  的顶点用线连接起来, 形成边长为  $2U_{dc}/3$  的正六边形, 如图 6 所示。其中正六边形的内切圆半径为  $U_{dc}/\sqrt{3}$ 。

将参考向量分解到  $abc$  三相坐标系, 使  $\alpha$  和  $\beta$  重合则有

$$\begin{cases} a = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} V_\beta \\ b = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} (-\frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha - \frac{1}{2} V_\beta) \\ c = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} (\frac{\sqrt{3}}{2} V_\alpha - \frac{1}{2} V_\beta) \end{cases} \quad (10)$$

根据  $a, b, c$  的正负判断参考向量所在的扇区, 由于  $a+b+c=0$ , 则参考向量相关空间相量的有效占空比可如表 1 所示。

表 1 相关扇区空间相量的占空比

占空比	扇区					
	1	2	3	4	5	6
扇区分量	$-b$	$-c$	$a$	$-a$	$c$	$b$
$k_1$	$c$	$a$	$-b$	$b$	$-a$	$-c$
$k_2$	$a$	$b$	$-c$	$c$	$-b$	$-a$

证明如下:

如图 6 所示的扇区 1, 以 001 为例, 参考向量所在的扇区分量为  $-b$ , 以逆时针方向计算, 则  $k_1, k_3$  分别代表空间向量  $V_1, V_3$  的占空比。因此, 有式 (11)~式 (13):

$$V_r = k_1 V_1 + k_3 V_3 \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} \frac{2}{3} U_{dc} \\ 0 \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} \frac{1}{3} U_{dc} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{2}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} k_1 \\ k_3 \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c \\ a \end{bmatrix} \quad (13)$$

依此类推, 就可得到表 1 所示的占空比。因此只需要判断参考向量在哪个扇区, 即可从表 1 中查询到相关空间向量的占空比, 省去了很多运算过程。

### 3 死区补偿

由上面第 2 部分的分析可知:

$$\Delta U_b = \frac{T_{com}}{T_s} U_{dc} \quad \Delta U_c = \frac{T_{com}}{T_s} U_{dc}$$

$$\text{令 } U_{er} = \frac{T_{com}}{T_s} U_{dc} \circ$$

则根据相角关系, 得到:

$$\begin{aligned} \Delta U &= \Delta U_a + e^{j\frac{2\pi}{3}} \Delta U_b + e^{j\frac{4\pi}{3}} \Delta U_c = \\ &U_{er} [\text{sign}(i_a) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \text{sign}(i_b) + e^{j\frac{4\pi}{3}} \text{sign}(i_c)] \end{aligned} \quad (14)$$

将式 (5) 代入式 (14) 并根据式 (9), 得到各扇区死区效应产生的误差电压, 如表 2 所示。

表 2 电流方向与死区电压关系

扇区	$i_c$	$i_b$	$i_a$	$V_\alpha$	$V_\beta$
1	-	-	+	$2U_{er}$	0
2	-	+	-	$-U_{er}$	$\sqrt{3}U_{er}$
3	-	+	+	$U_{er}$	$\sqrt{3}U_{er}$
4	+	-	-	$-U_{er}$	$-\sqrt{3}U_{er}$
5	+	-	+	$U_{er}$	$-\sqrt{3}U_{er}$
6	+	+	-	$-2U_{er}$	0

根据有效占空比规则以及表 1 和表 2 可得, 死区所在扇区相关向量及其有效占空比, 如表 3 所示。

表 3 死区所在扇区相关向量及其有效占空比

有效占空比	所在扇区					
	1	2	3	4	5	6
$k_1$	$\frac{3T_{er}}{T_s}$	$\frac{3T_{er}}{T_s}$	$\frac{3T_{er}}{T_s}$	$\frac{3T_{er}}{T_s}$	$\frac{3T_{er}}{T_s}$	$\frac{3T_{er}}{T_s}$
$k_2$	0	0	0	0	0	0
相关向量	$V'_1$	$V'_2$	$V'_3$	$V'_4$	$V'_5$	$V'_6$

从表 3 可以得到死区对扇区的影响, 如图 7 所示, 其中阴影部分为死区造成的误差。

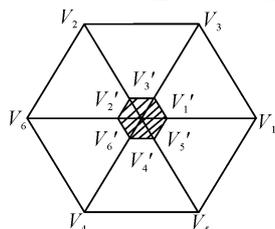


图 7 死区对扇区的影响

对特定的系统, 设定 PWM 采样周期  $T_s$ , 各补偿向量的占空比即可确定, 判断系统当前所在扇区后, 根据表 3 便可得到相应的补偿向量为

$$V'_i = \frac{3T_{er}}{T_s} V_i$$

其中  $i=1, \dots, 6$ 。

由于输出电流含有大量的谐波, 过零点模糊, 很难直接测量出电流正负, 故采用文献[7]中的功率因数角来判断输出电流方向。

### 4 实验结果

对以上分析进行实验验证时, 采用实验室 DSP 实验装置进行, 装置中的 DSP 器件型号为 TMS320F2812, 参数为  $U_{dc}=12V$ ,  $T_s=50\mu s$ ,  $T_{on}=0.6\mu s$ ,  $T_{off}=2\mu s$ ,  $T_d=0.5\mu s$ , 实验中所使用的交流电动机为永磁式同步电机, 电机功率为 200 W。实验结果证明了上面所提出的方法是正确的。补偿前后电动机在高速和低速时的基波电流波形如图 8 和图 9 所示。

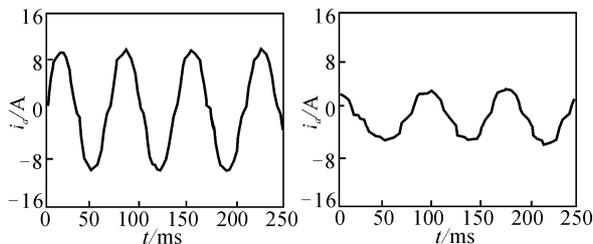


图 8 未补偿前高速和低速波形

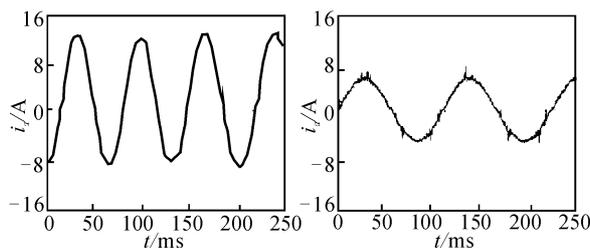


图 9 补偿后高速和低速波形

从图 8 和图 9 中补偿后的电动机基波电流波形可以看出, 在高速时, 补偿后的波形更接近标准波形。低速时, 补偿后的波形更规则, 但是由于死区效应, 仍然出现了电流衰减。

### 5 结束语

笔者通过分析死区时间对功率因数角, 基波的影响, 说明补偿死区的必要性; 利用参考向量相关空间向量的占空比, 得到扇区中死区的负作用, 并推导出补偿向量表达式; 根据简化的 SVPWM 方法, 采用 DSP 算法, 补偿死区影响, 从实验结果可以看出该方法是正确, 可行的。结果可用于电机控制, 但实验室与工程中效果是否相同, 还有待实践, 并且在低速时消除谐波干扰需要做进一步研究。

### 参考文献:

- [1] Oliveira. A C, Jacobina. C. B, Lima. A. M. N. Improved dead-time compensation for sinusoidal PWM inverters operating at high switching frequencies[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(4): 2295-2304.
- [2] Artur Cichowski, Janusz Nieznanski. Self-Tuning Dead-Time Compensation Method for Voltage Source Inverters[J]. IEEE POWER ELECTRONICS LETTERS, 2005, 2(6): 72-75.
- [3] 周卫平, 吴正国, 唐劲松, 等. SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系[J]. 中国电机工程学报, 2006, 2(1): 133-137.
- [4] 方斯琛, 李丹, 周波, 等. 新型无扇区空间矢量脉宽调制算法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(10): 35-40.
- [5] 刘福才, 李强, 康卫. 一种高压真空触发开关脉冲变压器的设计[J]. 四川兵工学报, 2010, 31(3): 75.
- [6] 梁希文, 蔡丽娟. 逆变器死区效应傅里叶分析与补偿方法[J]. 电力电子技术, 2006, 40(6): 118-120.
- [7] 葛黄徐, 杨仁刚, 潘年安, 等. 基于功率因数角预测电流矢量的死区补偿方法[J]. 电力电子技术, 2008, 42(3): 78-80.