

SVPWM 的等效算法及 SVPWM 与 SPWM 的本质联系

周卫平, 吴正国, 唐劲松, 刘大明
(海军工程大学, 湖北省 武汉市 430033)

A Novel Algorithm of SVPWM and the Study on the Essential Relationship Between SVPWM and SPWM

ZHOU Wei-ping, WU Zheng-guo, TANG Jin-song, LIU Da-ming
(Naval Univ. of Engineering, Wuhan 430033, Hubei Province, China)

ABSTRACT: The algorithm of conventional space vector PWM needs complex co-ordinate transformations, trigonometric function and inverse trigonometric function calculations, and this leads more calculation operations and low calculation precision. A Novel algorithm of space vector PWM for three-phase voltage fed inverter is proposed, it hasn't any co-ordinate transformations, trigonometric function and inverse trigonometric function calculation, and has only normal arithmetic operations. The whole algorithm becomes very simple and the calculation results become more accurate. The relationships between SVPWM, SPWM and the algebraic solution of PWM converter's control equation are discussed in detail, and the essence of SVPWM is pointed out to be an optimum solution of PWM converter's control equation, the result of SPWM is equal to the special solution of PWM converter's control equation assuming that there exists a fictional-ground-wire. And the essential relationship between SVPWM and SPWM is that they all are the special solutions of PWM converter's control equation under different supplementary conditions. The experiment results of three-phase three-wire DC/AC PWM converter under the proposed algorithm are given and the control performance is analyzed. The experiment results show the validity and feasibility.

KEY WORDS: Power electronics; SVPWM; Novel Algorithm; PWM Converter; SPWM; Algebraic solution; Optimum solution

摘要: 提出了一种电压空间矢量调制的新型等效算法, 在该算法中无须进行电压矢量夹角的三角函数的运算, 只有普通的四则运算, 计算变得非常简单。克服了常规的空间矢量控

制方法需要进行复杂的坐标转换、正弦函数和反正切函数运算, 导致计算量大并且复杂的算法影响计算精度的缺点。详细分析了 SVPWM、SPWM 与逆变器控制方程的解的关系, 得出 SVPWM 是逆变器控制方程的一个最优解, 三角载波调制是逆变器控制方程的在假想中线下的特解, 因而空间矢量调制 SVPWM 和三角载波调制 SPWM 的本质联系在于二者是同一控制方程的在不同的附加条件下的两个不同的特解。给出了基于空间矢量新型算法下的 DC/AC PWM 逆变器的实验结果, 该结果显示了该算法的正确性和有效性。

关键词: 电力电子; 电压空间矢量脉宽调制; 新型算法; PWM 变流器; 正弦脉宽调制; 代数解; 最优解

1 引言

电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 和正弦脉宽调制 (SPWM) 为二种常用交流调制方式。SVPWM 是把三相变流器的指令输出电压在复平面上合成为电压空间矢量, 并通过不同的开关矢量组合去逼近指令电压空间矢量, 与传统的 SPWM 相比, 其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, 且易于实现数字化控制^[1-8]。但常规 SVPWM 方法需要进行复杂的三角函数和坐标旋转运算, 计算量大, 复杂的算法对高精度实时控制产生了不可忽视的影响。文献[3]和文献[6]使用了一种空间矢量的扇区标号的简化计算判别方法, 对开关矢量时间的计算是三轴旋转到二轴坐标后经条件判断并计算得到; 其包含无理数的近似运算、绝对值的运算、坐标旋转运算等。文献[4]得出了典型的 SVPWM 实质

是对注入了零序分量的三相调制波进行规则采样的一种变型SPWM的结论。文献[9-12]研究了SVPWM在AC/DC变流器中的应用。

本文提出了一种无须求电压矢量夹角的三角函数运算和坐标旋转运算的电压SVPWM的新型算法，在该算法中只有普通的四则运算，扇区判别和时间计算变得非常简单，并且给出了扇区判别依据的详细证明以及导通时间计算的具体推导。该方法无须由三轴到二轴的坐标旋转，无须求电压矢量夹角的三角函数运算，无须处理无理数。具有编程更简单、计算时间更少的特点，消除了由于计算三角函数和无理数而带来的计算误差，使结果更加准确。

本文从控制方程的解的角度深入讨论了SVPWM和SPWM与控制方程的解的关系以及其联系，得出SVPWM的本质为控制方程的一个最优解，从数学理论上解释了SVPWM具有最高的直流侧电压利用率的原由；而SPWM实质上是控制方程在“假想中线”的情况下一个特解；其二者本质的联系在于二者是同一控制方程在不同的假想条件下的两个不同的特解等结论。

2 逆变器控制方程的建立

以如图1三相三线DC/AC PWM逆变器为例，O为负载端的中点， i_{sa}, i_{sb} 及 i_{sc} 为变流器的输出电流， U_{dc} 为直流侧电压，O'为电容电位中点。

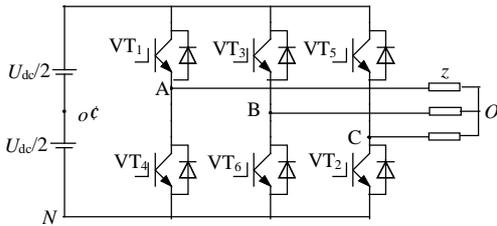


图1 三相三线DC/AC PWM逆变器
Fig.1 DC/AC PWM Converter

把IPM上臂中与A,B,C相连的开关管的开关状态 (j_a, j_b, j_c) 作为其开关状态量，1表示导通，0表示截止，则有

$$\begin{cases} U_{AO} = U_{dc} (2j_a - j_b - j_c) / 3 \\ U_{BO} = U_{dc} (-j_a + 2j_b - j_c) / 3 \\ U_{CO} = U_{dc} (-j_a - j_b + 2j_c) / 3 \end{cases} \quad (1)$$

开关状态 (j_a, j_b, j_c) 共有8种，依据对应二进制数 $j_a j_b j_c$ 的数值从小到大的顺序将它们定义为 $k_0 \sim k_7$ ，并且对于每一种开关状态的控制电压向量 $U(i) = [U_{AO}(i), U_{BO}(i), U_{CO}(i)]^T$ 亦可由式(1)得到。设

$u_{AO}^*, u_{BO}^*, u_{CO}^*$ 为逆变器理想的三相对称的正弦波输出电压，在一个数字化控制周期 T_s 时间内，开关状态 k_i 的累积导通时间对应为 $\Delta t(i)$ ，则逆变器的控制方程可写为^[13]

$$[U \cdot \Delta t] / T_s = [U_{AO}^* \quad U_{BO}^* \quad U_{CO}^*]^T \quad (2)$$

其中
$$\begin{cases} U = [U(0), U(1), \dots, U(6), U(7)] \\ \Delta t = [\Delta t(0), \Delta t(1), \dots, \Delta t(6), \Delta t(7)]^T \end{cases}$$

3 SVPWM的新型算法

空间矢量PWM一般算法的步骤是^[4]：将给定的abc轴指令电压 $u_{AO}^*, u_{BO}^*, u_{CO}^*$ 合成电压矢量，然后将其在ab直角坐标系上进行分解，利用其在ab直角坐标系上分量的比值，再通过反正切函数运算求出该合成电压矢量的相角g，根据相角判断矢量所在扇区并确定开关矢量，依据式(3)计算开关电压矢量作用时间。可见常规的空间矢量算法复杂、计算量大、计算精度也会受到不可忽视的影响。

$$\begin{cases} t_1 = [\sqrt{3}|v^*|T_s \sin(\pi/3 - g)] / U_{dc} \\ t_2 = [\sqrt{3}|v^*|T_s \sin g] / U_{dc} \\ t_o = t_7 = (T_s - t_1 - t_2) / 2 \end{cases} \quad (3)$$

为分析方便，本文定义电压空间矢量如下

$$u_{ref} = u_{AO}^* + u_{BO}^* e^{i2\pi/3} + u_{CO}^* e^{-i2\pi/3} \quad (4)$$

对于每一种开关状态的控制电压，可合成一个开关电压矢量，依据 $k_0 \sim k_7$ 的顺序依次将对应的开关矢量定义为 $v_0 \sim v_7$ ，其中6个非零开关电压矢量可以由式(1)、(4)求得，以 $k_4(1,0,0)$ 为例，在开关周期 T_s 内导通模式均为 k_4 ，则对应的开关电压矢量为

$$\begin{aligned} v_4 &= u_{AO} + u_{BO} e^{i2\pi/3} + u_{CO} e^{-i2\pi/3} = \\ &= (2u_{dc} - u_{dc} e^{i2\pi/3} - u_{dc} e^{-i2\pi/3}) / 3 = u_{dc} \end{aligned} \quad (5)$$

同样可以得到其它的非零开关矢量，它们的模均为 U_{dc} ，分布情况如图2所示。

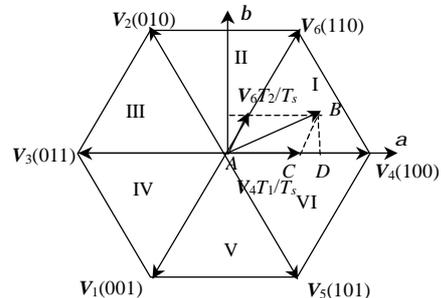


图2 电压矢量和扇区空间分布图
Fig.2 Voltage space vectors and sectors

假设需要合成的指令电压矢量处在第一扇区 (先不考虑边界), 对其进行分解有

$$\mathbf{u}_{\text{ref}} = u_{AO}^* + u_{BO}^* e^{-i2\pi/3} + u_{CO}^* e^{-i2\pi/3} = (u_{AO}^* - u_{BO}^*/2 - u_{CO}^*/2) + i(u_{BO}^* - u_{CO}^*)\sqrt{3}/2 = v_a + iv_b \quad (6)$$

因为该矢量处在第一扇区, 故有

$$\begin{cases} v_a > 0 \\ v_b > 0 \\ v_a/v_b > \sqrt{3}/3 \end{cases} \quad (7)$$

进一步可得

$$\begin{cases} u_{AB}^* > 0 \\ u_{BC}^* > 0 \\ u_{CA}^* < 0 \end{cases} \quad (8)$$

以上推导过程是可逆的, 即满足式(8)的电压矢量必将在第一扇区, 从而使得扇区的判别方法变得非常简单。将该电压矢量分解为开关矢量 v_4 和 v_6 的合成, 并且设其作用时间分别为 T_1 和 T_2 , 如图 2 所示, 在 $Rt\Delta BCD$ 中有

$$|BC| = |v_6 T_2 / T_s| = U_{dc} T_2 / T_s = |BD| / \sin(\pi/3) = 2|v_b| / \sqrt{3} = u_{BC}^* \quad (9)$$

$$|CD| = |BC| / 2 = u_{BC}^* / 2 \quad (10)$$

故有

$$|AC| = |v_4 T_1 / T_s| = U_{dc} T_1 / T_s = |AD| - |CD| = |v_a| - |CD| = (u_{AO}^* - u_{BO}^*/2 - u_{CO}^*/2) - u_{BC}^*/2 = u_{AB}^* \quad (11)$$

进一步可得

$$\begin{cases} T_1 = T_s u_{AB}^* / U_{dc} \\ T_2 = T_s u_{BC}^* / U_{dc} \end{cases} \quad (12)$$

这样就得到了电压空间矢量在第一扇区时的简单判别方法, 以及相应开关矢量的导通时间的简单计算公式, 依据同样的方法可以得到合成的电压矢量在其它几个扇区时的结论, 可见无论是判别方法还是计算方法, 电压空间矢量脉宽调制的新型算法均变得非常简单, 避免了求电压矢量夹角的三角函数和无理数的运算。结合考虑扇区的边界情况, 得到的电压 SVPWM 新型算法如表 1 所示。

表 1 电压空间矢量 PWM 的新型算法

Tab. 1 Novel algorithm of SVPWM

扇区	判断条件			开关模式与导通时间
	U_{AB}^*	U_{BC}^*	U_{CA}^*	
I	≥ 0	≥ 0	< 0	$k_4 \times t(A,B) + k_6 \times t(B,C)$
II	< 0	≥ 0	< 0	$k_2 \times t(B,A) + k_6 \times t(A,C)$
III	< 0	≥ 0	≥ 0	$k_2 \times t(B,C) + k_3 \times t(C,A)$
IV	< 0	< 0	≥ 0	$k_1 \times t(C,B) + k_3 \times t(B,A)$
V	≥ 0	< 0	≥ 0	$k_1 \times t(C,A) + k_5 \times t(A,B)$
VI	≥ 0	< 0	< 0	$k_4 \times t(A,C) + k_5 \times t(C,B)$

其中, $t(m,n) = T_s U_{mn}^* / U_{dc}$; $m,n \in \{A,B,C\}$; 在 T_s 内剩余的时间由 k_0 和 k_7 来补充。

4 SVPWM 与 SPWM 的本质联系

4.1 SVPWM 与控制方程最优解的联系

依据所建的时域控制方程(2), 先讨论当 $U_{AO}^* > -U_{BO}^* \geq -U_{CO}^* > 0$ 时的求解情况, 由于 U_{AO}^* 的绝对值最大且为正值, 因而开关状态量将只能从 k_0 或 k_7 以及使 A 点电压正向增大的开关状态量, 即 $k_4(1,0,0), k_5(1,0,1), k_6(1,1,0)$ 中选取, 才能保证对 U_{AO}^* 的最有效跟踪^[13]。即有

$$\begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 1/3 \\ -1/3 & -2/3 & 1/3 \\ -1/3 & 1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t(4) \\ \Delta t(5) \\ \Delta t(6) \end{bmatrix} = \frac{T_s}{U_{dc}} \begin{bmatrix} U_{AO}^* \\ U_{BO}^* \\ U_{CO}^* \end{bmatrix} \quad (13)$$

以上方程组是奇异的, 如果附加条件 $\sum [\Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6)] = \min$, 可得在该情况下方程(2)的最优解为 (证明参见本文附录)

$$\begin{cases} \Delta t(4) = \frac{T_s}{U_{dc}} (U_{AO}^* - U_{CO}^*) = \frac{T_s}{U_{dc}} U_{AC}^* \\ \Delta t(5) = \frac{T_s}{U_{dc}} (U_{CO}^* - U_{BO}^*) = \frac{T_s}{U_{dc}} U_{CB}^* \\ \Delta t(0) = \Delta t(7) = [T_s - \Delta t(4) - \Delta t(5)] / 2 \\ \Delta t(i) = 0, \quad i = 1, 2, 3, 6 \end{cases} \quad (14)$$

依该方法求得方程(2)的在各种情况下满足

$\sum_{i=1}^6 \Delta t(i) = \min$ 的最优解如表 2。

表 2 控制方程的最优解

Tab. 2 Optimum solution of the control equation

扇区	U_{AB}^*	U_{BC}^*	U_{CA}^*	方程的最优解
I	+	+	-	$k_4 \times t(A,B) + k_6 \times t(B,C)$
II	-	+	-	$k_2 \times t(B,A) + k_6 \times t(A,C)$
III	-	+	+	$k_2 \times t(B,C) + k_3 \times t(C,A)$
IV	-	-	+	$k_1 \times t(C,B) + k_3 \times t(B,A)$
V	+	-	+	$k_1 \times t(C,A) + k_5 \times t(A,B)$
VI	+	-	-	$k_4 \times t(A,C) + k_5 \times t(C,B)$

其中: $t(m,n) = T_s U_{mn}^* / U_{dc}$ $m,n \in \{A,B,C\}$ 在 T_s 内剩余的时间由 k_0 和 k_7 来补充。

对照表 1 与表 2 可以看出二者结论一致, 因而电压 SVPWM 即为控制方程(2)在满足 $\sum_{i=1}^6 \Delta t(i) = \min$ 的条件下的一个最优解, 该结论也从数学理论上解释了 SVPWM 具有最高的直流侧电压利用率的原因。

4.2 SPWM 与控制方程解的关系

三相系统中电压三角载波调制方法(考虑双极性调制)是用三相电压信号与载波进行独立的比较而分别得到各自的开关信号的,假设在控制周期内变流器上三管的导通时间为 $\Delta t_a, \Delta t_b, \Delta t_c$, 即有

$$\begin{cases} \Delta t_a = T_s(U_{AO}^* + U_{dc}/2)/U_{dc} = T_s U_{AO}^*/U_{dc} + T_s/2 \\ \Delta t_b = T_s(U_{BO}^* + U_{dc}/2)/U_{dc} = T_s U_{BO}^*/U_{dc} + T_s/2 \\ \Delta t_c = T_s(U_{CO}^* + U_{dc}/2)/U_{dc} = T_s U_{CO}^*/U_{dc} + T_s/2 \end{cases} \quad (15)$$

另一方面由于

$$\begin{cases} U_{AO} = (j_a U_{dc} - U_{dc}/2) \\ U_{BO} = (j_b U_{dc} - U_{dc}/2) \\ U_{CO} = (j_c U_{dc} - U_{dc}/2) \end{cases} \quad (16)$$

故 $U_{OO} = (j_a + j_b + j_c)U_{dc}/3 - U_{dc}/2$ (17)

假设在采样控制周期 T_s 内控制 U_{OO} 的平均值等于0, 相当于有“假想中线”连接 O 和 O' , 即

$$\bar{U}_{OO} = (\Delta t_a + \Delta t_b + \Delta t_c)U_{dc}/3T_s - U_{dc}/2 = 0 \quad (18)$$

有 $(\Delta t_a + \Delta t_b + \Delta t_c) = 3T_s/2$ (19)

依然先考虑当 $U_{AO}^* > -U_{BO}^* \geq -U_{CO}^* > 0$ 时控制方程(2)的求解情况, 此时控制方程依然可简化为(13), 结合此时实际开关选择模式, 有

$$\begin{cases} \Delta t(6) = \Delta t_b \\ \Delta t(5) = \Delta t_c \\ \Delta t(4) = \Delta t_a - \Delta t_b - \Delta t_c \end{cases} \quad (20)$$

于是方程(13)可以化简为

$$\begin{cases} 2\Delta t_a - \Delta t_b - \Delta t_c = 3T_s U_{AO}^*/U_{dc} \\ 2\Delta t_b - \Delta t_a - \Delta t_c = 3T_s U_{BO}^*/U_{dc} \end{cases} \quad (21)$$

联立方程(19)和(21), 求解得

$$\begin{cases} \Delta t_a = T_s U_{AO}^*/U_{dc} + T_s/2 \\ \Delta t_b = T_s U_{BO}^*/U_{dc} + T_s/2 \\ \Delta t_c = T_s U_{CO}^*/U_{dc} + T_s/2 \end{cases} \quad (22)$$

可见式(22)的结果与式(15)一致。实际上在三相指令电压之间的更为一般的条件下, 利用“假想中线”的条件均可得到与式(15)一致的结论, 可见SPWM实质上是控制方程式(2)在“假想中线”情况下的一个特解。

4.3 SVPWM 与 SPWM 的本质联系

由前述可知: SVPWM 的本质为控制方程(2)在满足 $\sum_{i=1}^6 \Delta t(i) = \min$ 的条件下的一个特解, 而 SPWM 实质上是控制方程(2)在“假想中线”的情况下的一

个特解, 因而二者的本质联系在于: SVPWM 和 SPWM 是同一控制方程的在不同的附加假想条件下的两个不同的特解。

5 实验

依据图1的电路搭建了实验平台, 负载为三相阻感负载, 逆变器的可控功率管为三菱PM30CSJ060的IPM管, 实验中最大开关频率为10kHz; 控制单元的核心是TMS320LF2407A的DSP, 文中的控制方法是通过在DSP中运行所编程序而实现的。图3为采用本文的空间矢量新型算法的5Hz和0.5Hz的电压输出的实验结果, 显示输出为5Hz和0.5Hz的负载电压的输出波形和其频谱结果较为理想, 0.5Hz输出电压中有少量的5, 7次的谐波, 这与死区有关^[14-15]。该结果证实了本文新型算法的正确性和有效性。

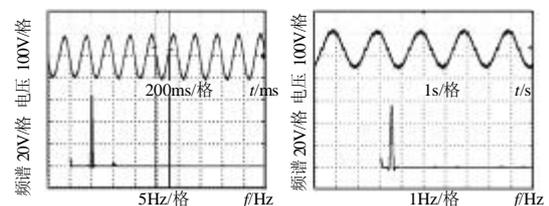


图3 DC/AC PWM 逆变器实验结果

Fig. 3 Experiment waveform of DC/AC PWM converter

6 结论

SVPWM 是一种性能优越的易于数字化实现的 PWM 方案, 本文提出的 SVPWM 新型算法, 无需进行电压矢量夹角的三角函数和无理数的运算, 只有普通的四则运算, 计算变得非常简单, 更加有利于实时性控制, 并且消除了由于计算三角函数而带来的计算误差, 使结果更加准确。

SVPWM 的本质为在满足 $\sum_{i=1}^6 \Delta t(i)$ 取得最小值

的条件下方程的一个最优解, 这也从数学理论上解释了 SVPWM 具有最高的直流侧电压利用率的原因; SPWM 实质上是控制方程在“假想中线”情况下的一个特解; 二者的本质联系在于: SVPWM 和 SPWM 是同一控制方程的在不同的附加假想条件下的两个不同的特解。

参考文献

[1] Vlatko Vlatkovic. Digital-signal-processor-based control of three phase space vector modulated converters[J]. IEEE Trans. on IE, 1994, 41(3): 326-332
 [2] 张纯江, 漆汉宏. 空间矢量PWM与正弦PWM的比较研究[J]. 信息技术, 2000(5): 1-2.

- Zhang Chunjiang, Qi Hanhong. Comparison study of voltage space vector PWM and SPWM[J]. Information Technology, 2005, (5): 1-2.
- [3] 浦志勇, 黄立培, 吴学智. 三相PWM整流器空间矢量控制简化算法的研究[J]. 电工电能新技术, 2002, 21(2): 56-60.
- Pu Zhiyong, Huan Lipai, Wu Xuezhi. Research on simplified algorithm of the three phase PWM rectifier with space vector control [J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2002, (2): 56-60.
- [4] 熊健, 康勇, 张凯, 等. 电压空间矢量调制与常规 SPWM的比较研究[J]. 电力电子技术, 1999(1): 25-28.
- Xiong Jian, Kang Yong, Zhang Kai, et al. Comparison study of voltage space vector PWM and conventional SPWM[J]. Power Electronics, 1999(1): 25-28.
- [5] 许强, 贾正春, 熊有伦. 空间矢量PWM的快速算法[J]. 电力电子技术, 2000(3): 46-48.
- Xu Qiang, Jia Zhengchun, Xiong Youlun. A fast algorithm of space vector PWM[J]. Power Electronics, 2000(3): 46-48.
- [6] T I Compaye. Application Report. AC induction motor control using constant v/hz principle and space vector PWM technique with TMS320C240[R]. No. SPRA284A. 1998.
- [7] 周卫平, 吴正国. 电压空间矢量脉宽调制的简单快速算法[J]. 电工电能新技术, 2005, 24(2): 28-30.
- Zhou Weiping, Wu Zhengguo. A simple and fast algorithm of space vector PWM[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2005, 24(2): 28-30.
- [8] Rolf Ottersten, Jan Svensson. Vector current controlled voltage source converter---deadbeat control and saturation strategies[J]. IEEE trans. on PE, 2002, 7(2): 279-285.
- [9] 毛鸿, 吴兆麟. 基于三相PWM整流器的无死区空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2001(11), 100-104.
- Mao Hong, Wu Zhaolin. The non-dead-time space vector modulation stratagem based on threephase pwm rectifiers [J]. Proceedings of the CSEE, 2001(11), 100-104.
- [10] 王英, 张纯江, 陈辉明. 三相整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89
- Wang Ying, Zhang Chunjiang, Chen Huiming. A new phase and amplitude control strategy and mathematical model of three-phase voltage rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(11): 85-89
- [11] Dong-Choon Lee, G-Myoung Lee, Ki-Do Lee. DC-bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converter using feedback linearization [J]. IEEE trans. on IA, 2000, 36(3): 826-833.
- [12] 张纯江, 刘彦民, 郭伟扬, 等. 软开关AC/DC变流器中SVPWM波形的优化选择[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(6): 35-38.
- Zhang Chunjiang, Liu Yanmin, Wu Weiyang, et al. Optimal choice of SVPWM waves for soft-switched AC/DC rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(6): 35-38.
- [13] 周卫平, 吴正国, 夏立, 等. 三相三线有源电力滤波器电流跟踪性能最优化控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 85-90.
- Zhou Weiping, Wu Zhengguo, Xia Li, et al. A current tracking performance optimization control method in three-phase three-wire active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 85-90.
- [14] 周卫平, 吴正国, 夏立. 基波相位和频率的高精度检测及在有源电力滤波器中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 91-96.
- Zhou Weiping, Wu Zhengguo, Xia Li. Harmonic and reactive current detection in APF based on high-accuracy phase and frequency detection[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 91-96.
- [15] 金舜, 钟彦儒. 一种新颖的同时考虑中点电位平衡和窄脉冲消除及死区补偿的油平空间电压矢量脉宽调制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(6): 60-66.
- Jin Shun, Zhong Yanyu. A novel three-level SVPWM algorithm considering neutral-point control and narrow-pulse elimination and dead-time compensation [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(6): 60-66.

附录: 最优解的证明

由(13)可得

$$\begin{cases} \Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6) = T_s U_{AB}^* / U_{dc} + \Delta t(6) \\ \Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6) = T_s U_{AC}^* / U_{dc} + \Delta t(5) \\ \Delta t(5) - \Delta t(6) = T_s U_{CB}^* / U_{dc} \geq 0 \end{cases} \quad (A_1)$$

由于 $\Delta t(4), \Delta t(5), \Delta t(6)$ 均为非负数, 则由(A1)可知:

$$\begin{cases} \sum [\Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6)] \geq T_s U_{AB}^* / U_{dc} \\ \sum [\Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6)] \geq T_s U_{AC}^* / U_{dc} \\ \Delta t(5) \geq \Delta t(6) \end{cases} \quad (A_2)$$

由于 $\Delta t(4), \Delta t(5), \Delta t(6)$ 均为非负数, 而(A₂)的第1和第2个方程取得“=”的条件分别为“ $\Delta t(6)=0$ ”和“ $\Delta t(5)=0$ ”, 从(A₂)的第3个方程可以知道: $\Delta t(5) \geq \Delta t(6)$, 因而在 $\sum [\Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6)] = \min$ 成立的情况下有“ $\Delta t(5) \geq 0, \Delta t(6)=0$ ”, 此时(A₂)的第1个方程可以取得“=”, 并且 $\min\{\sum [\Delta t(4) + \Delta t(5) + \Delta t(6)]\} = T_s U_{AB}^* / U_{dc}$ 。于是由

“ $\Delta t(6)=0$ ”可以得到方程(2)在满足 $\sum_{i=1}^6 \Delta t(i) = \min$ 时的最优解如式(14)所示。

收稿日期: 2005-09-28。

作者简介:

周卫平(1969-), 男, 博士, 讲师, 研究方向为电力系统谐波抑制和无功补偿、自动控制理论与应用;

吴正国(1943-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统电磁兼容及现代数字信号处理技术;

唐劲松(1964-)男, 教授, 博士生导师, 研究方向为雷达与水声信号处理;

刘大明(1956-), 男, 教授, 研究方向为电力电子与电力传动。

(编辑 王彦骏)