

三电平 SVPWM 的等效简化控制算法

刘继权¹, 张茂松²

(1. 广东省电力设计研究院, 广东 广州 510663; 2. 武汉大学 电气工程学院, 湖北 武汉 430072)

摘要: 传统的空间电压矢量脉宽调制 (SVPWM) 应用于三电平逆变器时, 在判断合成参考电压矢量所在扇区和开关矢量的作用时间的过程中, 存在复杂的坐标旋转和三角函数运算, 计算量大, 精度低, 对高精度实时控制产生了不可忽略的影响。本文根据空间电压矢量调制的规律, 提出一种新型三电平 SVPWM 等效控制算法。该算法无需坐标变换、三角函数计算和无理数计算, 使得计算过程非常简单, 节约了计算的时间, 使得结果更为精确。

关键词: 三电平逆变器; 空间电压矢量调制; 控制算法

中图分类号: TM464

文献标识码: A

文章编号: 1671-8410(2009)01-0017-04

Simple Equivalent Control Algorithm of Three-level SVPWM

LIU Ji-quan¹, ZHANG Mao-song²

(1. Guangdong Electric Power Design Institute, Guangzhou, Guangdong 510663, China;

2. School of Electric Engineering, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430072, China)

Abstract: While controlling the three-level inverter, the algorithm of traditional space vector PWM needs complex coordinate transformation and trigonometric function calculation when determining the location of desired vector and the duty time of active vectors. This leads many calculation operations and low calculation precision and which can't be ignored in some high precision and high speed control. Based on the algorithm of three-level SVPWM, a novel equivalent control algorithm of SVPWM is proposed. It hasn't any coordinate transformation, trigonometric function and irrational number calculations, which simplifies the calculation process and leads the calculation results more accurate.

Key words: three-level inverter; SVPWM; control algorithm

0 引言

随着高压大功率电力电子设备的发展, 逆变器从两电平向三电平、多电平方向发展^[1-3]。三电平逆变器因其相对于传统两电平逆变器表现出明显的优势, 引起了越来越多的关注^[4-6]。电压型逆变器输出性能主要取决于调制算法。空间电压矢量脉宽调制技术 (SVPWM) 以其易于数字实现, 直流电压利用率高, 电流谐波成分少等优点, 得到广泛的应用。SVPWM 原理是将平衡的三相参考电压, 在矢量空间上合成一个空间矢量作为参考电压矢量, 然后用距离参考电压矢量

最近的 3 个开关状态矢量去合成期望的参考电压矢量。但将 SVPWM 应用与三电平逆变器时, 在判断合成参考电压矢量所在扇区和开关矢量的作用时间的过程中, 存在复杂的坐标旋转和三角函数运算, 计算量大, 精度低, 对高精度实时控制产生了不可忽略的影响。

文献[7]针对两电平 SVPWM 控制算法的缺点, 根据两电平 SVPWM 控制算法的规律, 提出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 的算法。该方法只有普通的四则运算, 扇区判别和矢量作用时间计算都非常的简单。

本文根据三电平 SVPWM 的规律, 将文献[7]的方法应用于三电平 SVPWM 控制, 得到了一种新型三电平 SVPWM 等效控制算法。该方法无须坐标变换, 省去了

收稿日期: 2008-11-12

作者简介: 刘继权 (1983-), 男, 硕士研究生, 主要从事输变电工程设计研究工作。

传统三电平在判断大扇区和小扇区过程中复杂的三角函数和无理数计算以及大量的扇区判别条件。该方法先将三相参考相电压转换为线电压,判断大扇区并计算只用小矢量合成时所需要的时间,根据计算的时间再调整作用的矢量及其作用时间。具有编程简单、计算时间少的特点,消除了由三角函数和无理数计算而带来的误差,使结果更精确。

1 二极管箝位式三电平逆变器主电路

二极管箝位式三电平逆变器的主电路如图 1 所示,每相开关管的导通规律为 G_1 与 G_3 互补导通, G_2 和 G_4 互补导通。对应不同的开关状态,三相输出不同的电压,其规律见表 1,表中的 G_x 表示输出的状态。

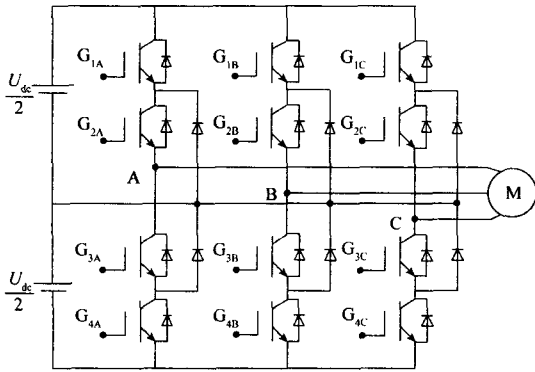


图 1 二极管箝位式三电平逆变器的主电路

Fig. 1 Main circuit of the diode-clamped three-level inverter

表 1 三电平逆变器输出状态表

Tab. 1 Table of the three-level inverter's output state

| G_{1x} | G_{2x} | G_{3x} | G_{4x} | 输出电压 | G_x |
|----------|----------|----------|----------|-------------|-------|
| ON | ON | OFF | OFF | $+U_{dc}/2$ | P |
| ON | OFF | OFF | ON | 0 | O |
| OFF | OFF | ON | ON | $-U_{dc}/2$ | N |

表中: $x=A, B, C$; U_{dc} ——直流电压。

由表 1 知,通过控制开关器件的开通和关断,每相有三种输出状态,整个逆变器一共有 27 种输出状态。利用式(1)将这些输出状态转换为空间矢量表示,可以得到其空间矢量图如图 2 所示。

$$V = \frac{2}{3}(U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{j4\pi/3}) \quad (1)$$

为了分析方便,根据合成矢量 V_{ref} 的幅值不同,将 27 个输出电压矢量分为 4 类:零矢量 V_0 (PPP, OOO, NNN),幅值均为零;小矢量 V_1 (POO, ONN), V_2 (PPO, OON), V_3 (OPO, NON), V_4 (OPP, NOO), V_5 (OOP, NNO), V_6 (POP, ONO),幅值均为 $U_{dc}/3$;大矢量 V_7 (PNN), V_8 (PPN), V_9 (NPN), V_{10} (NPP), V_{11} (NNP), V_{12} (PNP),幅值

均为 $2U_{dc}/3$;中矢量 V_{13} (PON), V_{14} (OPN), V_{15} (NPO), V_{16} (NOP), V_{17} (ONP), V_{18} (PNO),幅值均为 $\sqrt{3}U_{dc}/3$ 。6 个大矢量将空间矢量图分为 6 个区域,其中 V_7 和 V_8 之间的区域命名为 I,其余的沿顺时针方向依次命名为 II ~ VI。

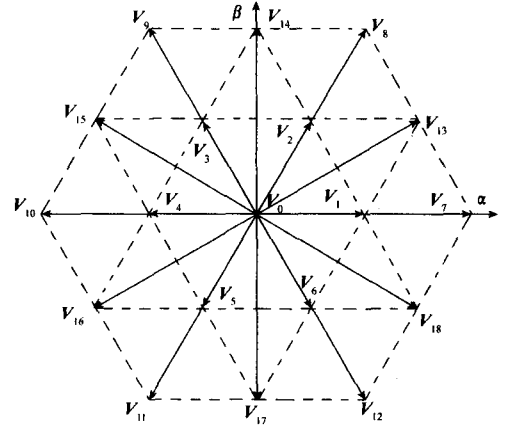


图 2 三电平逆变器的空间矢量图

Fig. 2 Space vectors of three-level inverter

2 传统三电平 SVPWM 控制算法

传统空间参考矢量的表达式可以表示为:

$$V_{ref} = \frac{2}{3}(U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{j4\pi/3}) = \frac{2}{3}\left(U_a - \frac{U_b}{2} - \frac{U_c}{2}\right) + i\frac{\sqrt{3}}{3}(U_b - U_c) = V_{ref\alpha} + iV_{ref\beta} = |V_{ref}| \angle \theta \quad (2)$$

传统 SVPWM 算法的流程是:根据计算得到空间参考矢量 V_{ref} 的相角 θ ,判断其所在的区域,然后根据以下 3 条规则判断参考矢量所在的小三角形。以区域 I 为例,如图 3 所示。

规则 1: $V_{ref\alpha} + \sqrt{3}V_{ref\beta}/3 \leq U_{dc}/3$

规则 2: $V_{ref\alpha} - \sqrt{3}V_{ref\beta}/3 \geq U_{dc}/3$

规则 3: $V_{ref\beta} \geq \sqrt{3}U_{dc}/6$

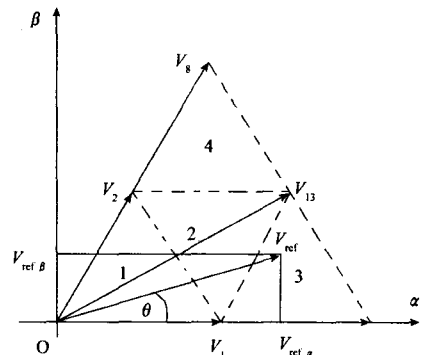


图 3 判断参考矢量所在小三角形的示意图

Fig. 3 Diagram of judging the sector of desired vector

所在小三角形的编号与判断规则如表2所示,小三角形3个顶点所对应的3个矢量是参考电压的输出矢量。根据伏秒平衡原理计算出各个矢量作用的时间。

表2 所在小三角形与判断规则的关系

Tab. 2 Relationship between the judgement rule and the small sector

| 小三角形编号 | 规则1 | 规则2 | 规则3 |
|--------|-----|-----|-----|
| 1 | Yes | No | No |
| 2 | No | No | No |
| 3 | No | Yes | No |
| 4 | No | No | Yes |

如图3所示, V_{ref} 在小三角形3中有:

$$\left. \begin{aligned} V_1 T_1 + V_7 T_7 + V_{13} T_{13} &= V_{ref} T_s \\ T_1 + T_7 + T_{13} &= T_s \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

式中: T_1 ——矢量 V_1 的作用时间; T_7 ——矢量 V_7 的作用时间; T_{13} ——矢量 V_{13} 的作用时间; T_s ——采样周期。

可得到:

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= 2T_s - 2K \left(\cos\theta + \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) T_s \\ T_7 &= 2K \left(\cos\theta - \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} \right) T_s - T_s \\ T_{13} &= 4K \frac{\sin\theta}{\sqrt{3}} T_s \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

式中 $K = V_{ref}/(2U_{dc}/3)$, 为调制深度。对于区域 I 的其他3个三角形(1、2和4), 可以按式(3)求解出其他各向量的作用时间。由于6个区域中的三角形划分相同, 所以当 V_{ref} 落在其他5个区域时, 只需将以上公式中的 θ 值依次用 $\theta - 60^\circ$ 、 $\theta - 120^\circ$ 、 $\theta - 180^\circ$ 、 $\theta - 240^\circ$ 、 $\theta - 300^\circ$ 代替即可, 从而判断作用的矢量以及计算出其作用时间。

3 三电平 SVPWM 等效控制算法

在文献[7]的研究结果中, 对于两电平的 SVPWM 得到一种新型算法。如果将图2中的 $V_0 \sim V_6$ 组成的空间矢量图看成是直流侧电压 U_{dc} 的两电平空间矢量图, 按文献[7]的定义:

$$V_{ref} = U_a + U_b e^{j2\pi/3} + U_c e^{j4\pi/3} \quad (5)$$

其研究结果如表3所示。其中 $t_{(m,n)} = T_s U_{mn}/V$, $m, n \in \{A, B, C\}$, V 为两电平矢量 $V_1 \sim V_6$ 按式(5)计算得到的模长, 均为 U_{dc} , 在 T_s 内剩余时间由 V_0 来补充。

由三电平和两电平的扇区判别方法以及文献[8]中对该新算法的推导可知, 表3中的扇区判别法可以用于三电平的大扇区判断。但在三电平空间矢量图中, 每个

扇区的作用矢量因合成矢量的位置不同, 有多种组合, 也就是传统三电平 SVPWM 中的小三角形判断, 通过判断合成矢量所处的小三角形来确定作用矢量及其作用时间是一个很复杂的过程。

表3 两电平 SVPWM 的新算法

Tab. 3 Novel algorithm of two-level SVPWM

| 扇区 | 判断条件 | | | 开关模式及 导通时间 |
|-----|----------|----------|----------|---|
| | U_{AB} | U_{BC} | U_{CA} | |
| I | ≥ 0 | ≥ 0 | < 0 | $V_1 \times t_{(A,B)} + V_2 \times t_{(B,C)}$ |
| II | < 0 | ≥ 0 | < 0 | $V_3 \times t_{(B,A)} + V_2 \times t_{(A,C)}$ |
| III | < 0 | ≥ 0 | ≥ 0 | $V_3 \times t_{(B,C)} + V_4 \times t_{(C,A)}$ |
| IV | < 0 | < 0 | ≥ 0 | $V_4 \times t_{(C,B)} + V_5 \times t_{(B,A)}$ |
| V | ≥ 0 | < 0 | ≥ 0 | $V_5 \times t_{(C,A)} + V_6 \times t_{(A,B)}$ |
| VI | ≥ 0 | < 0 | < 0 | $V_6 \times t_{(A,C)} + V_1 \times t_{(C,B)}$ |

对于三电平逆变器, 在确定的扇区内用表3的方法, 定义 $t_{(m,n)} = T_s U_{mn}/\bar{V}$, \bar{V} 为三电平 SVPWM 中小矢量 $V_1 \sim V_6$ 按式(5)计算得到的模长, 为 $U_{dc}/2$ 。以扇区 I 为例, 来分析 $t_{(m,n)}$ 。如图4所示。 V_1 和 V_2 的作用时间 t_{v_1} 和 t_{v_2} 分别为:

$$t_{v_1} = t_{(A,B)} = \frac{OC}{V_1} = \frac{U_{AB}}{U_{dc}/2} T_s \quad (6)$$

$$t_{v_2} = t_{(B,C)} = \frac{OE}{V_2} = \frac{U_{BC}}{U_{dc}/2} T_s \quad (7)$$

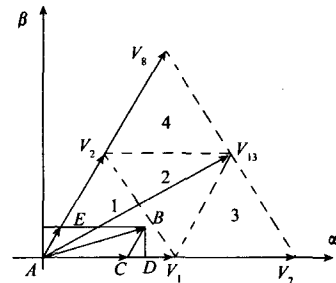


图4 小矢量等效作用时间计算原理图

Fig. 4 Diagram of calculating small vector's effective duration

当合成矢量位于三角形1中时, $t_{v_1} < T_s$, $t_{v_2} < T_s$, $t_{v_1} + t_{v_2} < T_s$, 作用矢量为 V_0 , V_1 和 V_2 , $T_s - t_{v_1} - t_{v_2}$ 为 V_0 作用时间, 数学公式可表示为:

$$V_{ref} = t_{v_1} \times V_1 + t_{v_2} \times V_2 + T_0 \times V_0$$

$$T_0 = (T_s - t_{v_1} - t_{v_2})$$

当合成矢量位于三角形2时, $t_{v_1} < T_s$, $t_{v_2} < T_s$, $t_{v_1} + t_{v_2} > T_s$, 作用矢量为 V_1 , V_2 和 V_{13} 。令 $T_0 = t_{v_1} + t_{v_2} - T_s$, 从矢量的角度看 $V_{13} = V_1 + V_2$, 所以用 V_{13} 作用时间 T_0 , V_1 和 V_2 分别作用时间 $t_{v_1} - T_0$ 和 $t_{v_2} - T_0$, 则3个矢量作用的时间之和为 T_s 。其数学推导为:

$$V_{ref} = t_{v_1} \times V_1 + t_{v_2} \times V_2 =$$

$$(t_{v_1} - T_0) \times V_1 + (t_{v_2} - T_0) \times V_2 + T_0 \times (V_1 + V_2) =$$

$$(t_{v_1}-T_0) \times V_1+(t_{v_2}-T_0) \times V_2+T_0 \times V_{13}$$

$$\text{又 } T_s=(t_{v_1}-T_0)+(t_{v_2}-T_0)+T_0$$

$$\text{得 } T_0=(t_{v_1}+t_{v_2}-T_s)$$

当合成矢量位于三角形3时, $t_{v_1} > T_s$, $t_{v_2} < T_s$, 作用矢量为 V_1 、 V_7 和 V_{13} , 令 $T_0=t_{v_1}-T_s$, 同样根据 $V_7=2V_1$, $V_{13}=V_1+V_2$, 可以确定 V_{13} 的作用时间为 t_{v_2} , V_7 的作用时间为 $T_0=t_{v_1}-T_s$, V_1 的作用时间为 $2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}$, 其数学公式表示为:

$$V_{\text{ref}}=t_{v_1} \times V_1+t_{v_2} \times V_2=$$

$$(t_{v_2}+2t_{v_1}-2T_s+2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}) \times V_1+t_{v_2} \times V_2=$$

$$t_{v_2} \times (V_1+V_2)+(t_{v_1}-T_s) \times 2V_1+(2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}) \times V_1=$$

$$t_{v_2} \times V_{13}+(t_{v_1}-T_s) \times V_7+(2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}) \times V_1$$

$$T_s=t_{v_2}+(t_{v_1}-T_s)+(2T_s-t_{v_1}-t_{v_2})$$

当合成矢量位于三角形4时, $t_{v_1} < T_s$, $t_{v_2} > T_s$, 作用矢量为 V_1 、 V_8 和 V_{13} , 令 $T_0=t_{v_2}-T_s$, 根据 $V_8=2V_2$, $V_{13}=V_1+V_2$, 可以确定 V_{13} 的作用时间为 t_{v_1} , V_8 的作用时间为 $T_0=t_{v_2}-T_s$, V_2 的作用时间为 $2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}$, 数学公式表示为:

$$V_{\text{ref}}=t_{v_1} \times V_1+t_{v_2} \times V_2=$$

$$t_{v_1} \times V_1+(t_{v_1}+2t_{v_2}-2T_s+2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}) \times V_2=$$

$$t_{v_1} \times (V_1+V_2)+(t_{v_2}-T_s) \times 2V_2+(2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}) \times V_2=$$

$$t_{v_1} \times V_{13}+(t_{v_2}-T_s) \times V_8+(2T_s-t_{v_1}-t_{v_2}) \times V_2$$

$$T_s=t_{v_1}+(t_{v_2}-T_s)+(2T_s-t_{v_1}-t_{v_2})$$

由式(6)、式(7)的计算可知, 上述过程是可逆的, 可以由合成矢量所处的三角形来确定 t_{v_1} 和 t_{v_2} 的大小, 反过来也可以根据 t_{v_1} 和 t_{v_2} 的大小来确定合成矢量所处的小三角形位置, 从而来确定作用的矢量及其时间。对于其余各扇区有类似的结果。

4 仿真研究

为验证上述算法的正确性, 用 Matlab7.0/Simulink 设置如下参数进行仿真: 直流侧电压 U_{dc} 为 2 000 V; 负载为三相对称的阻感负载, 其中电阻为 1 Ω , 电感为 10 mH; 控制周期为 0.4 ms; 输出频率为 50 Hz; 调制系数为 0.7。得到的仿真结果如图 5~ 图 8 所示。

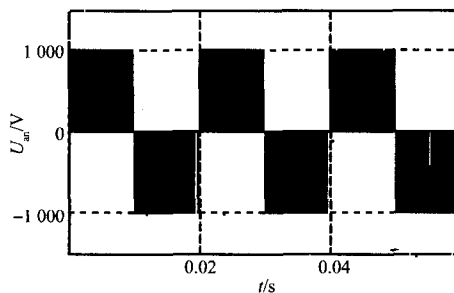


图 5 相对于直流侧中点的线电压 U_{an}

Fig. 5 Line voltage U_{an} relative to DC center point

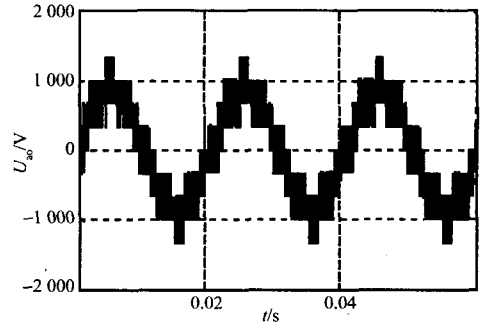


图 6 相对于负载侧中点的线电压 U_{ao}

Fig. 6 Line voltage U_{ao} relative to loader center point

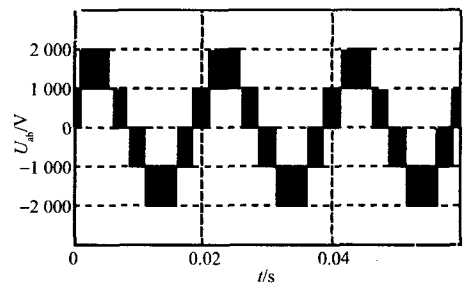


图 7 输出的线电压 U_{ab}

Fig. 7 Output line voltage U_{ab}

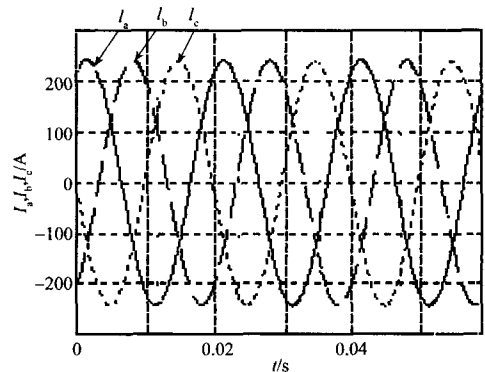


图 8 三相负载电流

Fig. 8 Load current of three phases

仿真结果与传统三电平 SVPWM 控制算法得到的结果一致。

5 结语

通过数学推导和实验仿真, 验证了三电平 SVPWM 等效控制算法的正确性。该算法无须坐标变换和无理数计算, 具有计算精确和易编程实现的特点。

参考文献:

[1] 薄保中, 苏彦名, 马学亮. 多电平最优空间矢量 PWM 控制方法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(2): 89-92.
 [2] 王毅, 李和明, 石新春, 等. 多电平 PWM 逆变电路谐波分析与输出滤波器设计[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(10): 78-82.
 [3] 吴洪洋, 何湘宁. 级联型多电平变换器 PWM 控制方法的仿真研究[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(8): 42-46.

波器截止频率应小于开关频率等。在开关频率为 5 kHz 时, 选定输出滤波电感为 4 mH, 滤波电容为 20 μ F。输入幅值不平衡的三相电压源如图 6 所示; 输出频率为 25 Hz 时, 改进前的输出三相电压波形如图 7 所示; 改进后, 输出仍为 25 Hz 的电压(图 8)。对改进后的 A 相输出电压进行 FFT 分析, 得出如图 9 所示的频谱图。

输入电压: $u_a = 20 \cos \omega_1 t$

$u_b = 30 \cos(\omega_1 t - 120^\circ)$

$u_c = 40 \cos(\omega_1 t + 120^\circ)$

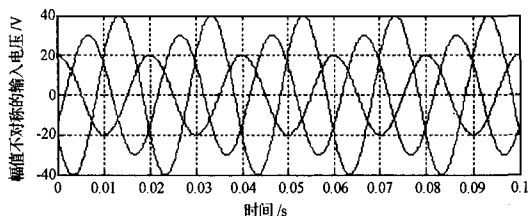


图 6 输入的三相不平衡电压

Fig.6 Three-phase unbalance voltage in the input side

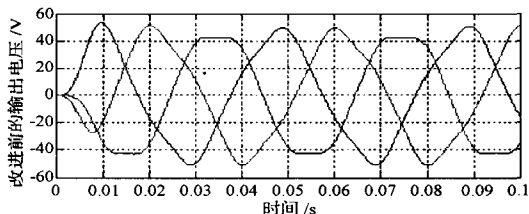


图 7 改进前输出 25 Hz 的电压波形

Fig.7 25 Hz output voltage before improving

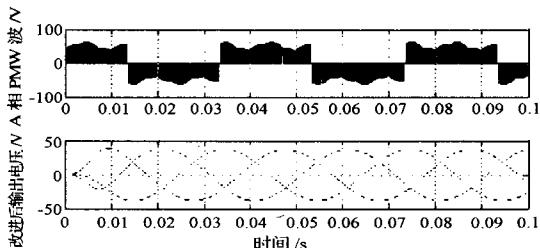


图 8 改进后的三相输出电压和 A 相电压 PWM 波形

Fig.8 25 Hz three-phase output voltage after improving and A phase PWM waveform

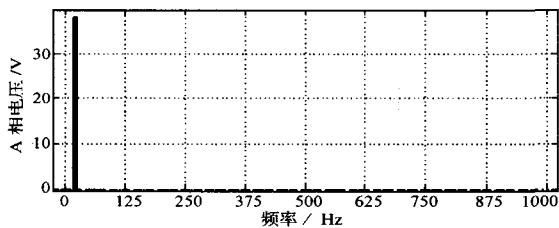


图 9 改进后 A 相输出电压 FFT 频谱图

Fig.9 The spectrogram of A phase 25 Hz output voltage after improving

经过计算, 改进前谐波含量为 9.9%; 改进后, 谐波含量降低到 2.21%。

上面三相幅值不对称情况的仿真, 给出了相同频率下改进前后的输出电压波形和对应的谐波含量分析, 由此得出以下结论:

- (1) 对于输入三相幅值不对称的情况, 采用这种改进的调制方法能得到对称度较好的输出电压波形;
- (2) 从谐波含量看, 输出电压谐波含量明显降低;
- (3) 输出线电压的调制波为三相输入电压的包络线, 而不是一般交直交逆变器输出的直流电平。

仿真结果验证了这种改进的调制策略的正确性和有效性, 为这一原理的实现提供了理论依据。

4 结语

本文提出了一种矩阵式变换器电流控制方法, 简化了输入电压波形畸变所带来的调制策略的复杂性。电流控制方法的实现仅仅比空间矢量调制多使用了一个积分器。积分器强制输出电流空间矢量的幅值为常量, 变换器的开关频率保持了恒定, 使得矩阵式变换器输出电压不受输入电压不平衡或畸变的影响。这种方法不需要大容量的电容补偿, 硬件实现也比较简单。

参考文献:

- [1] Venturini M, Alesina A. A New Bi-directional Sinusoidal Waveform Frequency Converter with Continuously Adjustable Input Power Factor[C]. Proc. of PESC, 1980.
- [2] 朱建林, 易灵芝, 王根平. 非平衡条件下矩阵式变换器输入电流偏置角恒定调制[J]. 变频器世界, 2005(1): 51-55.
- [3] 王毅, 陈希有, 徐殿国. 空间矢量调制矩阵变换器闭环控制的研究[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(6): 164-169.
- [4] 孙凯, 周大宁, 梅杨. 矩阵式变换器技术及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2007.

(上接第 20 页)

- [4] Celanovic N, Boroyevich D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three level neutral-point clamped voltage source PWM inverters [J]. IEEE Trans. On Power Electronics, 2000, 15(2): 242-249.
- [5] McGrath B P, Holmes D G, Lipo T A. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverter[C]. in Proc. IEEE APEC' 01, Anaheim, CA, 2001: 1123-1129.
- [6] 翁海清, 孙旭东, 刘丛伟, 等. 三电平逆变器直流侧电压平衡控制方法的改进[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 94-97.
- [7] 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, 26(2): 133-137.
- [8] 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): 28-31.