

# 四桥臂逆变器 SPWM 和 SVPWM 的归一化研究

王晓刚<sup>1,2</sup>, 谢运祥<sup>1</sup>, 黄少辉<sup>1</sup>, 帅定新<sup>1</sup>

(1. 华南理工大学 电力学院, 广东 广州 510640; 2. 广州大学 机械与电气工程学院, 广东 广州 510006)

**摘要:** 针对四桥臂逆变器常规空间矢量脉宽调制(SVPWM)需进行坐标变换的问题,对四桥臂逆变器的 SVPWM 和正弦脉宽调制(SPWM)两种调制技术进行了分析,给出了一种快速数字化三维(3D) SVPWM 算法,无需坐标变换,节约了计算时间;证明了常规 3D-SPWM 改进后,与 3D-SVPWM 完全等效,两者是归一化的,而且本质上均为逆变器最优跟踪控制方程的解,可获得最大直流电压利用率。SVPWM 比 SPWM 算法更简单,是工程应用的首选。给出了详细的仿真结果,在一台四桥臂样机上验证了结论的正确性。

**关键词:** 逆变器; 四桥臂; 脉宽调制; 归一化; 数字化

中图分类号: TM 464 文献标志码: A 文章编号: 1007-449X(2010)01-0023-06

## Unification of SPWM and SVPWM in four-leg inverter

WANG Xiao-gang<sup>1,2</sup>, XIE Yun-xiang<sup>1</sup>, HUANG Shao-hui<sup>1</sup>, SHUAI Ding-xin<sup>1</sup>

(1. College of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;

2. College of Mechanical and Electrical Engineering, Guangzhou University, Guangzhou 510006, China)

**Abstract:** Coordinate transformation is necessary in conventional space vector pulse width modulation (SVPWM) scheme of the four-leg inverter. The SVPWM and sinusoidal pulse width modulation (SPWM) techniques used in four-leg inverter were analyzed in detail. A fast digital three-dimensional (3D) SVPWM algorithm which eliminates coordinate transformation and saves calculating time was proposed. Conventional 3D-SPWM with improvement was equivalent to 3D-SVPWM absolutely was proved; they were two unified PWM methods. In nature, the two methods were the solutions to the optimal tracking control equation of the inverter, and maximum dc-voltage utilization rate was achieved. The SVPWM should be the preferred algorithm of the four-leg inverter as its algorithm was simpler than that of SPWM. Detailed simulation results are given, and a four-leg inverter prototype is built to verify the validity of the algorithm and the conclusion of unification.

**Key words:** inverter; four-leg; pulse width modulation; unification; digitalization

## 0 引言

在三相四线制供电系统中,常用的逆变器拓扑有带中点形成变压器的三相三桥臂结构、分裂电

容的三相三桥臂结构和三相四桥臂结构<sup>[1-6]</sup>。第一种结构的变压器随着输出基波电压频率的降低,体积和重量也随之增加,使装置笨重成本增加;第二种结构相当于三个半桥逆变器的组合,具有半桥逆变

收稿日期: 2009-02-22

基金项目: 国家自然科学基金(50007001)

作者简介: 王晓刚(1976—),男,博士,副教授,研究方向为电力电子技术、电能质量改善、非线性控制、智能控制;

谢运祥(1965—),男,教授,博士生导师,研究方向为电力电子及电力传动;

黄少辉(1984—),男,硕士,研究方向为电力电子变流技术;

帅定新(1979—),男,博士,研究方向为电力电子与电力传动、电能质量改善、非线性控制。

器电压利用率不高、两个电容需要平衡控制等缺点；四桥臂逆变器得到越来越广泛的认可，其第四桥臂（ $n$ 桥臂）为三相不平衡负载或非线性负载提供零序分量的释放通路，且可采用多种方法实现第四桥臂和前三个桥臂的解耦控制，控制较为简单和灵活。

文献[7]研究了分裂电容结构的三相三桥臂逆变器常规正弦脉宽调制（sinusoidal pulse width modulation, SPWM）与空间矢量脉宽调制（space vector pulse width modulation, SVPWM）的关系，发现两者完全等效，但 SPWM 更容易实现，SVPWM 失去了优势。与三桥臂类似，四桥臂逆变器也有 SPWM 和 SVPWM 两种基本的调制策略，但由于第四桥臂的出现，脉宽调制的机理与普通三桥臂逆变器的二维（2D）调制空间和分裂电容结构的三维（3D）空间均大有不同，需要重新加以分析。许多文献研究了相应的 3D-SPWM 和 3D-SVPWM 等调制策略<sup>[8-13]</sup>，以不同的方式使逆变器输出零序分量。另外，常规的 3D-SVPWM 需要坐标变换，但四桥臂逆变器的有些控制策略是在 a-b-c 坐标下设计的<sup>[3-4]</sup>，坐标变换显得较为繁琐。

本文针对逆变器的数字化控制，详细地分析和比较了 3D-SPWM 和 3D-SVPWM 的数字化实现过程，推导出了—种无需坐标变换的快速 3D-SVPWM 算法，直接利用 a-b-c 坐标系变量表示的参考电压，省去了坐标变换，节约了计算时间；而传统的 3D-SPWM 方法用于四桥臂逆变器仍有电压利用率不及 3D-SVPWM 的缺点，但经过改进，3D-SPWM 可获得与 3D-SVPWM 完全相同的 4 个比较值；这意味着两种方法在本质上是归—化的，两者使逆变器输出电压频谱和电压利用率均完全相同。进一步分析表明二者都基于逆变器最优跟踪控制方程的解。但是，简化后的 3D-SVPWM 算法更简单，易于编程实现，尤其适合于在 a-b-c 坐标下设计的控制器，是一种值得推广的四桥臂 PWM 方法。

## 1 四桥臂 3D-SVPWM 的数字实现

### 1.1 四桥臂逆变器方程和三维空间矢量

图 1 为四桥臂逆变器的主电路。

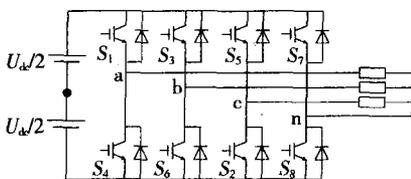


图 1 四桥臂逆变器的主电路

Fig. 1 The main circuit of four-leg inverter

根据图 1，以直流母线中点  $O$  为参考点，定义  $S_a, S_b, S_c, S_n \in \{-1, 1\}$  为 4 个桥臂的开关函数，可以列出方程

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \\ u_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{ao} - u_{no} \\ u_{bo} - u_{no} \\ u_{co} - u_{no} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} S_a - S_n \\ S_b - S_n \\ S_c - S_n \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_n \end{bmatrix} \quad (1)$$

开关状态 ( $S_a S_b S_c S_n$ ) 共有 16 种，对应着 16 个电压矢量，包括 14 个非零矢量和 2 个零矢量，它们在  $\alpha\beta\gamma$  三维空间的分布如图 2 所示，相邻的 3 个电压矢量可构成一个四面体，一共 24 个，分别记为  $A_1 \sim A_{24}$ ，在以下分析中，构成任何四面体的标准矢量均用  $u_1, u_2, u_3$  表示，零矢量用  $u_0$  和  $u_{15}$  表示。

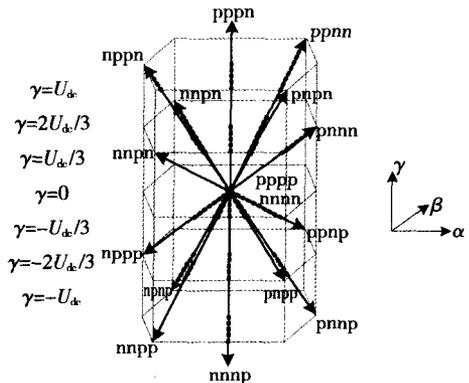


图 2 三维空间中的四桥臂逆变器电压矢量  
Fig. 2 Voltage vectors of four-leg inverter in three-dimensional space

与 2D-SVPWM 相比，调制空间变成了以六边形为底， $2U_{dc}/3$  为高的六棱柱（pppn 和 nnpn 长度为  $U_{dc}$ ，穿出六棱柱），所以逆变器输出三相平衡电压时，调制空间为半径为  $U_{dc}/\sqrt{3}$  的内切圆，输出的三相平衡电压幅值与三桥臂的 2D-SVPWM 相同，电压利用率高。

### 1.2 3D-SVPWM 的数字实现

常用 DSP 的 PWM 发生器连续增/减计数模式产生载波，载波周期为  $T_s$ ，定时器的计数频率为  $f_c$ ，定时器计数的周期值  $P = T_s f_c / 2$ 。每个  $T_s$  开始前用调制波的大小来装载比较寄存器，用  $c_a, c_b, c_c, c_n$  表示并简称为比较值。逆变器经各种控制算法得到

参考电压,分为 abc、 $\alpha\beta\gamma$ 、dq0 坐标系表示的三种情况,按照传统的空间矢量算法,abc 和 dq0 坐标下的参考电压均应变换到  $\alpha\beta\gamma$  坐标下方可进行空间矢量算法的运算,相应的变换矩阵为

$$T_{abc \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$$T_{dq0 \rightarrow \alpha\beta\gamma} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

限于篇幅,仅分析参考电压矢量  $U_{ref}$  在  $\alpha\beta$  平面的投影位于第 I 扇区的情况,满足条件的四面体有  $A_5, A_6, A_{17}, A_{18}$ ,表 1 列出了  $U_{ref}$  位于以上 4 个四面体的判据和非零合成矢量。

表 1 各四面体的判据及其非零合成矢量

Table 1 The criteria and non-zero space vectors of each tetrahedron

四面体	$u_{ab}$	$u_{bc}$	$u_{ca}$	$u_m$	$u_n$	$u_o$	非零合成矢量		
							$u_1$	$u_2$	$u_3$
$A_5$	$\geq 0$	$\geq 0$	$< 0$	$> 0$	$< 0$	$< 0$	pnnn	pnp	ppnp
$A_6$	$\geq 0$	$\geq 0$	$< 0$	$> 0$	$> 0$	$< 0$	pnnn	ppnn	ppnp
$A_{17}$	$\geq 0$	$\geq 0$	$< 0$	$< 0$	$< 0$	$< 0$	nnnp	pnp	ppno
$A_{18}$	$\geq 0$	$\geq 0$	$< 0$	$> 0$	$> 0$	$> 0$	pnnn	ppnn	pppn

当  $U_{ref}$  位于  $A_5$  内时,合成  $U_{ref}$  的标准矢量为  $u_1$  (pnnn),  $u_2$  (pnp),  $u_3$  (ppnp)。根据伏秒平衡的合成原则计算 5 个矢量的作用时间为

$$\left. \begin{aligned} U_{ref} T_s &= u_1 t_1 + u_2 t_2 + u_3 t_3 + u_0 t_0 + u_{15} t_{15}, \\ t_1 + t_2 + t_3 + t_0 + t_{15} &= T_s, \\ t_0 &= t_{15} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

将标准矢量代入式(4),并在  $\alpha\beta\gamma$  三个方向进行分解,共 3 个方程,解出 3 个未知数  $t_1, t_2, t_3$ , 一个周期  $T_s$  内的剩余时间由  $t_0$  和  $t_{15}$  补充。 $A_5$  内的作用时间为

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= (\sqrt{6}u_\alpha + \sqrt{3}u_\gamma) T_s / 3U_{dc}, \\ t_2 &= (\sqrt{6}u_\alpha - 3\sqrt{2}u_\beta - 2\sqrt{3}u_\gamma) T_s / 6U_{dc}, \\ t_3 &= \sqrt{2}u_\beta T_s / U_{dc}, \\ t_0 = t_{15} &= (2U_{dc} - \sqrt{6}u_\alpha - \sqrt{2}u_\beta) T_s / 4U_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

根据转换矩阵(2),可将式(5)变换为

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= u_{an} T_s / U_{dc}, \\ t_2 &= -u_{bn} T_s / U_{dc}, \\ t_3 &= u_{bc} T_s / U_{dc}, \\ t_0 = t_{15} &= (U_{dc} - u_{ac}) T_s / 2U_{dc} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

每个周期应装载的比较值为

$$\left. \begin{aligned} c_a &= t_0 P / T_s = K(U_{dc} - u_{ac}), \\ c_b &= (t_0 + t_1 + t_2) P / T_s = K(U_{dc} + u_{an} - 2u_{bn} + u_{cn}), \\ c_c &= (t_0 + t_1 + t_2 + t_3) P / T_s = K(U_{dc} + u_{ac}), \\ c_n &= (t_0 + t_1) P / T_s = K(U_{dc} + u_{an} + u_{cn}). \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

式中  $K = P / 2U_{dc}$ 。表 2 列出了  $A_5, A_6, A_{17}, A_{18}$  中的矢量作用时间,表 3 列出了每个周期装载的比较值。

表 2 各四面体内的矢量作用时间

Table 2 The effective time of vectors in each tetrahedron

四面体	矢量作用时间			
	$t_1$	$t_2$	$t_3$	$t_0(t_{15})$
$A_5$	$u_m T_s / U_{dc}$	$-u_n T_s / U_{dc}$	$u_{bc} T_s / U_{dc}$	$(U_{dc} - u_{ac}) T_s / 2U_{dc}$
$A_6$	$u_b T_s / U_{dc}$	$u_m T_s / U_{dc}$	$-u_n T_s / U_{dc}$	$(U_{dc} - u_m) T_s / 2U_{dc}$
$A_{17}$	$-u_m T_s / U_{dc}$	$u_b T_s / U_{dc}$	$u_n T_s / U_{dc}$	$(U_{dc} + u_{cn}) T_s / 2U_{dc}$
$A_{18}$	$u_b T_s / U_{dc}$	$u_n T_s / U_{dc}$	$u_m T_s / U_{dc}$	$(U_{dc} - u_m) T_s / 2U_{dc}$

表 3 各四面体内每个周期的比较值

Table 3 The comparative values in each tetrahedron

四面体	比较值			
	$c_a$	$c_b$	$c_c$	$c_n$
$A_5$	$t_0 P / T_s = K(U_{dc} - u_{ac})$	$(t_0 + t_1 + t_2) P / T_s = K(U_{dc} - u_m + 2u_{bn} + u_{cn})$	$(t_0 + t_1 + t_2 + t_3) P / T_s = K(U_{dc} + u_{ac})$	$(t_0 + t_1) P / T_s = K(U_{dc} + u_{an} + u_{cn})$
$A_6$	$t_0 P / T_s = K(U_{dc} - u_m)$	$(t_0 + t_1 + t_2 + t_3) P / T_s = K(U_{dc} + u_m - 2u_{bn})$	$(t_0 + t_1 + t_2 + t_3) P / T_s = K(U_{dc} + u_m)$	$(t_0 + t_1 + t_2) P / T_s = K(U_{dc} + u_m + u_{cn})$
$A_{17}$	$(t_0 + t_1) P / T_s = K(U_{dc} - 2u_m + u_{cn})$	$(t_0 + t_1 + t_2) P / T_s = K(U_{dc} + u_m - 2u_{bn})$	$(t_0 + t_1 + t_2 + t_3) P / T_s = K(U_{dc} - u_m)$	$t_0 P / T_s = K(U_{dc} + u_{cn})$
$A_{18}$	$t_0 P / T_s = K(U_{dc} - u_m)$	$(t_0 + t_1) P / T_s = K(U_{dc} + u_m - 2u_{bn})$	$(t_0 + t_1 + t_2) P / T_s = K(U_{dc} + u_m - 2u_{cn})$	$(t_0 + t_1 + t_2 + t_3) P / T_s = K(U_{dc} + u_m)$

由表 2 和表 3 可见比较值的获得可以直接利用 abc 坐标下的参考电压,无需变换至  $\alpha\beta\gamma$  坐标下,这对于在 abc 坐标下设计的控制器,如预测电流控制等,在很大程度上减少了计算次数,节约了 DSP 的资源。

## 2 四桥臂 3D-SPWM 的数字实现

### 2.1 常规 3D-SPWM 的数字实现

采用常规的双极性 SPWM,利用式(1)将得到的参考电压  $u_{an}, u_{bn}, u_{cn}$  变为  $u_{a0}, u_{b0}, u_{c0}, u_{n0}$ ,即 4 个桥臂输出的电压信号,其中前 3 个电压包含正负序分量,  $u_{n0}$  仅包含零序分量,这 4 个电压作为 4 个调制波与同一三角载波进行比较。每个周期装载的比较值为

$$\left. \begin{aligned} c_a &= \frac{P}{2} \left( 1 - \frac{u_{a0}}{U_{dc}/2} \right) = K(U_{dc} - 2u_{a0}), \\ c_b &= \frac{P}{2} \left( 1 - \frac{u_{b0}}{U_{dc}/2} \right) = K(U_{dc} - 2u_{b0}), \\ c_c &= \frac{P}{2} \left( 1 - \frac{u_{c0}}{U_{dc}/2} \right) = K(U_{dc} - 2u_{c0}), \\ c_n &= \frac{P}{2} \left( 1 - \frac{u_{n0}}{U_{dc}/2} \right) = K(U_{dc} - 2u_{n0}). \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

式中  $K = P/2U_{dc}$ 。在三相电压  $u_{an}$ ,  $u_{bn}$ ,  $u_{cn}$  平衡时,  $u_{no} = 0, c_n = P/2, c_a = c_b = c_c < P$ , 三相电压的幅值不会超过  $U_{dc}/2$ , 常规的三桥臂 3D-SPWM 与 3D-SVPWM 并不是归一化的。

## 2.2 改进的 3D-SPWM 及其数字实现

常规 SPWM 用于四桥臂逆变器仍具备不足是由于未能充分利用第四桥臂, 实际上, 第四桥臂大大增强了控制的灵活性, 考虑将  $u_{no}$  选为<sup>[14]</sup>

$$u_{no} = \text{mid}\left(-\frac{V_{\max}}{2}, -\frac{V_{\min}}{2}, -\frac{V_{\max} + V_{\min}}{2}\right) \quad (9)$$

其中  $V_{\min} = \min(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})$ ,  $V_{\max} = \max(u_{an}, u_{bn}, u_{cn})$ , 分别表示取三相参考电压的瞬时最小值和最大值, 'mid' 表示取中位数。

此时, 比较值的形式与式(8)相同, 但其中的 4 个桥臂输出电压发生了变化。为了和 3D-SVPWM 的分析相对应, 也考虑  $U_{ref}$  位于四面体  $A_5$  中, 经过分析, 有

$$u_{no} = -(u_{an} + u_{cn})/2 \quad (10)$$

前三桥臂的调制波为

$$\left. \begin{aligned} u_{ao} &= u_{an} + u_{no} = u_{an} - (u_{an} + u_{cn})/2, \\ u_{bo} &= u_{bn} + u_{no} = u_{bn} - (u_{an} + u_{cn})/2, \\ u_{co} &= u_{cn} + u_{no} = u_{cn} - (u_{an} + u_{cn})/2. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

将式(10)、(11)代入式(8), 得到改进后的比较值为

$$\left. \begin{aligned} c_a &= K(U_{dc} - u_{ac}), \\ c_b &= K(U_{dc} + u_{an} - 2u_{bn} + u_{cn}), \\ c_c &= K(U_{dc} + u_{ac}), \\ c_n &= K(U_{dc} + u_{an} + u_{cn}). \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

式(12)与式(7)完全相同, 同理, 分别计算  $U_{ref}$  位于其余 23 个四面体的比较值, 均可得到 SPWM 的比较值与 SVPWM 比较值相同的结论。

## 3 3D-SPWM 和 3D-SVPWM 的归一化及其本质

### 3.1 两种 PWM 的归一化

经过以上分析, 可以发现对于四桥臂逆变器, 对 3D-SPWM 进行改进, 可得到与 3D-SVPWM 完全相同的效果, 即两者在满足一定条件下是归一化的。两种 PWM 方法均直接利用 abc 坐标的参考电压, 无须坐标转换, 编程简单; 但改进的 3D-SPWM 要进行式(9)的计算, 相比而言, 3D-SVPWM 概念更清晰, 更容易编程实现, 是四桥臂逆变器首选的 PWM 方法。

当  $U_{ref}$  位于四面体  $A_5$  内时, 归一化算法在一个周期内的装载值如图 3 所示, 此时  $c_c > c_n > c_b > c_a$ 。

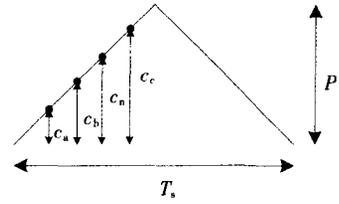


图3  $U_{ref}$ 位于  $A_5$  时的装载值

Fig. 3 Loading values when  $U_{ref}$  within  $A_5$

### 3.2 归一化的本质分析

逆变器的开关状态共有 16 种, 用  $k_i$  ( $i = 0, \dots, 15$ ) 表示, 每一种开关状态对应的控制电压向量  $U(i) = [U_A(i), U_B(i), U_C(i)]^T$  可由式(1)得到。设在数字控制的一个周期  $T_s$  中, 开关状态  $k_i$  对应的时间为  $t_i$ , 则逆变器的控制方程为

$$[U \cdot t]/T_s = [u_{an} \ u_{bn} \ u_{cn}]^T \quad (13)$$

式中:  $U = [U(0), U(1), \dots, U(15)]$ ,  $t = [t_0, t_1, \dots, t_{15}]$ 。

以  $u_{ab} \geq 0, u_{bc} \geq 0, u_{ca} < 0$  且  $u_{an} > 0, u_{bn} < 0, u_{cn} < 0$  的情况为例(即  $U_{ref}$  位于  $A_5$  中), 此时满足条件的开关状态量只能从  $k_1$  (pnnn)、 $k_2$  (pnnp)、 $k_3$  (ppnp) 中选择, 才能保证对参考电压的最优跟踪, 从时域方程式(1)可得

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{bmatrix} = \frac{T_s}{U_{dc}} \begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} \quad (14)$$

上式也是逆变器此周期内的最优跟踪控制方程。解得

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= u_{an} T_s / U_{dc}, \\ t_2 &= -u_{bn} T_s / U_{dc}, \\ t_3 &= u_{bc} T_s / U_{dc}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

在  $T_s$  内剩余的时间仍由  $u_0$  和  $u_{15}$  补充, 作用时间与式(6)相同。可见, 快速 3D-SVPWM 和改进的 3D-SPWM 在本质上均为逆变器控制方程的解, 换句话说, 它们是产生 PWM 信号的一种最佳方案, 这也解释了为什么它们可获得最大的直流电压利用率。

## 4 仿真与实验

### 4.1 仿真

在 Matlab 7.1 环境下进行了仿真研究, 采用 SIMULINK 与 s 函数相结合的方式。逆变器直流侧电压  $U_{dc} = 100$  V, 输出滤波电感 5mH, 电容 10  $\mu$ F, 三相负载均为 10  $\Omega$  电阻, 开关频率为 10 kHz。

首先对快速 3D-SVPWM 仿真。给定三相平衡、幅值为 57.74 V ( $100/\sqrt{3}$  V) 的参考电压, 滤波后输

出波形如图 4(a) 所示,此时电压利用率达到最大;滤波前 a 相电压及其频谱如图 4(b) 和 4(c) 所示。参考电压为三相平衡、幅值 50 V + 幅值 50 V 的零序分量时,滤波后的三相不平衡电压如图 4(d) 所示,此时 a 相达到最大输出(幅值 100 V)。

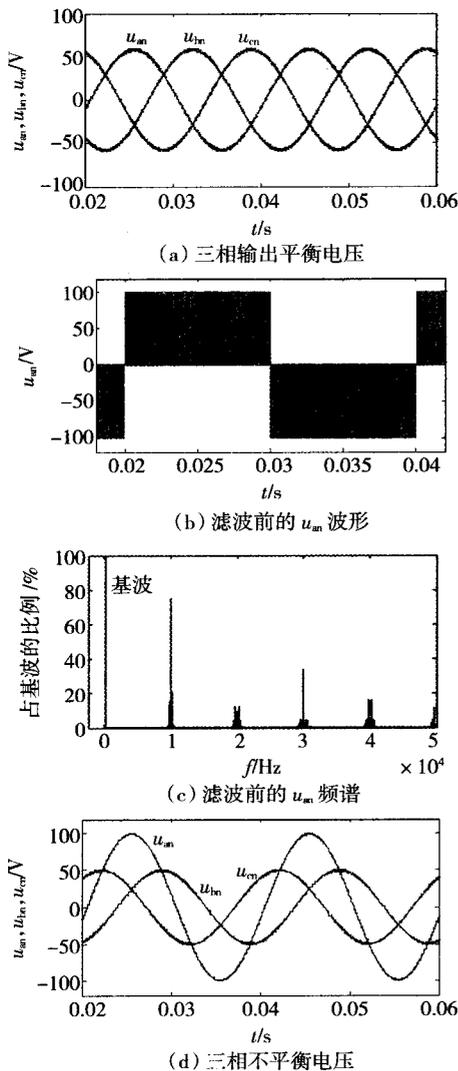


图 4 3D-SVPWM 的仿真结果  
Fig. 4 Simulation results of 3D-SVPWM

然后对改进的 3D-SPWM 进行仿真。依然给定幅值为 57.74 V 的三相平衡参考电压,滤波后三相电压如图 5(a) 所示,其幅值由于滤波器压降略低于给定值,但已经证明其输出波形和电压利用率与采用 3D-SVPWM 时完全相同;图 5(b) 为 a 相电压  $u_{an}$  及其两个分量  $u_{ao}$  和  $u_{no}$ ,  $u_{an}$  是由  $u_{ao}$ 、 $u_{no}$  与三角载波比较得到的电压相减并滤波得到的。滤波前  $u_{an}$  的频谱如图 5(c) 所示,它与图 4(c) 也完全相同。

图 6 给出了在  $\alpha\beta\gamma$  坐标下输出电压平衡与不平衡时的轨迹,平衡时轨迹为与  $\alpha\beta$  平面平行的圆,不

平衡时为倾斜的椭圆。

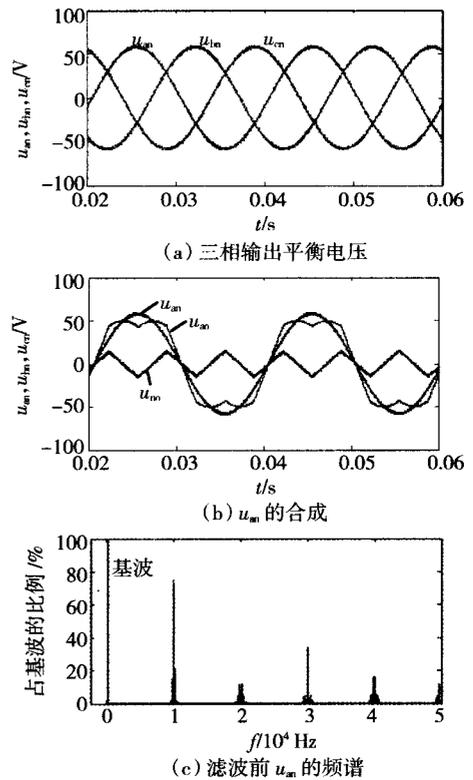


图 5 3D-SPWM 的仿真结果  
Fig. 5 Simulation results of 3D-SPWM

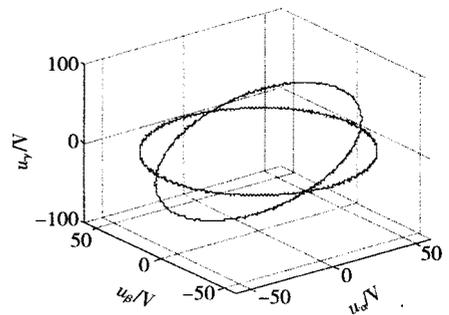


图 6 采用归一化算法时输出电压的矢量轨迹  
Fig. 6 Output trajectories when using unified algorithms

4.2 实验

在一台四桥臂实验样机上对文中的 3D-SVPWM 和 3D-SPWM 方法进行了实验。主开关器件采用 STW7NB80 MOS 管,控制芯片为 TMS320F2812,编写了归一化的两种开环 PWM 发生程序,开关频率为 10 kHz。前三桥臂使用事件管理器 EVA 的定时器,第四桥臂使用 EVB 的定时器,两个定时器保持同步。滤波前和滤波后输出电压  $u_{an}$  和  $u_{bn}$  如图 7 所示,两种 PWM 的输出完全等效。滤波前的  $u_{an}$  及其频谱如图 8 所示,由于死区等原因,频谱与仿真稍有不同。另外,两种算法均直接利用 abc 坐标的参

考电压,DSP 计算时间很短。经测定,从得到参考电压到输出 PWM 信号仅需约  $2 \mu\text{s}$ , 占一个周期( $100 \mu\text{s}$ )的比例很小, 无需 FPGA 等附加可编程器件。

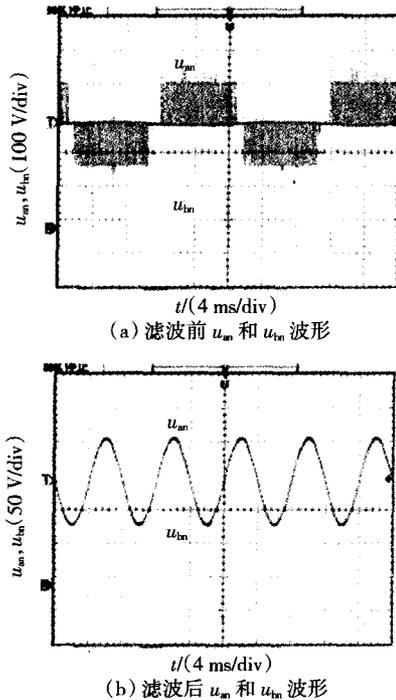


图7 归一化 PWM 算法的实验波形

Fig. 7 Experimental results when using unified algorithms

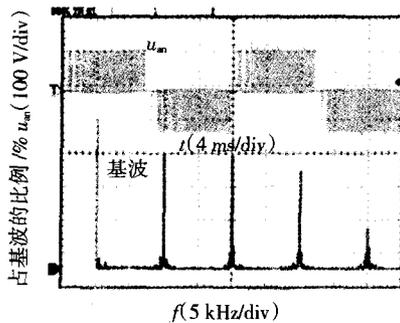


图8 滤波前的  $u_{ua}$  及其频谱

Fig. 8  $u_{ua}$  before filtering and its spectrum

## 5 结 语

1) 对 3D-SVPWM 的数字化进行了分析, 结果表明算法完全没有必要在  $\alpha\beta\gamma$  坐标下完成, 仅利用 abc 坐标的参考电压就可以简单快速地完成, 尤其适合于在 abc 坐标下设计的逆变器控制器。3D-SVPWM 继承了 2D-SVPWM 的优点, 具有概念清晰, 电压利用率高等优点。

2) 常规的 3D-SPWM 与 3D-SVPWM 并不等效, 电压利用率低; 但经过改进, 3D-SPWM 与 3D-SVPWM 的效果完全一致, 即二者是归一化的。

3) 归一化算法的优点可从物理本质上得到解释。

4) 相比于 3D-SPWM, 3D-SVPWM 概念更清晰, 编程更容易, 应为四桥臂逆变器首选的 PWM 方法。

## 参 考 文 献:

- [1] 王慧贞, 丁勇, 张方华, 等. 开关点预置的四桥臂三相逆变器[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 73-76.  
WANG Huizhen, DING Yong, ZHANG Fanghua, et al. Four-leg three-phase inverter based on switching-node preset[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2008, 28(3): 73-76.
- [2] 乐健, 姜齐荣, 韩英铎. 基于统一数学模型的三相四线并联有源电力滤波器的性能分析[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(7): 109-114.  
LE Jian, JIANG Qirong, HAN Yingduo. Performance analysis of three-phase four-wire shunt apf based on the unified mathematic model[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(7): 109-114.
- [3] 孙驰, 鲁军勇, 马伟明. 一种新的三相四桥臂逆变器控制方法. 电工技术学报, 2007, 22(2): 57-63.  
SUN Chi, LU Junyong, MA Weiming. A novel control method for three-phase four-leg inverter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 22(2): 57-63.
- [4] 陈宏志, 刘秀琳. 四桥臂三相逆变器的解耦控制[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(19): 74-79.  
CHEN Hongzhi, LIU Xiuchong. Decoupling control of three-phase four-legged inverter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(19): 74-79.
- [5] 刘秀琳, 张化光, 陈宏志. 四桥臂逆变器中第四桥臂的控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(33): 87-92.  
LIU Xiuchong, ZHANG Huaguang, CHEN Hongzhi. Control strategy of fourth leg in four-leg inverter[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2007, 27(33): 87-92.
- [6] 周林, 蒋建文, 周锥维, 等. 基于单周控制的三相四线制有源电力滤波器[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(3): 85-88, 125.  
ZHOU Lin, JIANG Jianwen, ZHOU Luowei, et al. Three-phase four-wire active power filter with one-cycle control[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(3): 85-88, 125.
- [7] 陈瑶, 金新民, 童亦斌. 三相四线系统中 SPWM 与 SVPWM 的归一化研究[J]. 电工技术学报, 2007, 22(12): 122-127.  
CHEN Yao, JIN Xinmin, TONG Yibin. Study of the unification of SPWM and SVPWM in three-phase four-wire systems[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2007, 22(12): 122-127.
- [8] OLORUNFEMI OJO, PARAG M. KSHIRSAGAR. Concise modulation strategies for four-leg voltage source inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(1): 46-53.
- [9] ZHANG RICHARD, PRASAD V HIMAMSHU, BORROYEVICH DUSHAN, et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(3): 314-326.

表2 端部各构件损耗及所占百分比

Table 2 The losses and percentage of structures in turbo-generator's end region

结构件	损耗/W	所占比例/%
铜屏蔽1	5 885.5	60.55
铜屏蔽2	1 875.6	19.30
压圈	1 278.3	13.15
长压指	285.8	2.94
短压指	394.4	4.06

### 3 结 语

通过对发电机端部进行整体建模,用瞬态电磁场较为精确的计算了空冷汽轮发电机在额定工况下端部磁场分布和结构件中的涡流损耗。由计算结果可以看出铜屏蔽1的损耗最大,占整个端部结构件损耗的一半以上,这是由于铜屏蔽1更靠近定、转子绕组,在其中感生出的涡流最大。铜屏蔽2距离绕组较远,损耗较小。而其他构件由于铜屏蔽的作用,损耗更较小。因此如何改进端部结构,降低铜屏蔽1的损耗将会有有效的提高整个电机的效率。显然通过三维瞬态涡流场计算可以准确求得大型发电机端部各结构件的磁场和损耗分布,并为温度场热源的精确定量计算提供了方法。

#### 参 考 文 献:

[1] TOKUMASU T, MATSUMOTO H, ITO K, et al. Magnetic field a-

analysis of quick response type-superconducting generator [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1994, 30(5): 3713-3716.

[2] EASTHAM J F, RODGER D, LAI H C, et al. Finite element calculation of fields around the end region of a turbine generator test rig [J]. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1993, 29(2): 1415-1418.

[3] 朱摩西. 大型汽轮发电机端部磁场计算与分析[J]. 哈尔滨工业大学学报, 1983, 6(2): 19-39.

[4] 赵玉. 大型汽轮发电机端部磁场的二维有限元分析及应用[J]. 华东电力, 2006, 34(6): 32-34.

ZHAO Yu. Two-dimensional finite-element analysis of end magnetic field for large steam turbines and its application [J]. *East China Electric Power*, 2006, 34(6): 32-34.

[5] 赵旺初. 1000MW 汽轮发电机端部的损耗和温度[J]. 发电设备, 2006(3): 198-203.

ZHAO Wangchu. End losses and temperature of a 1000MW turbine generator [J]. *Power Equipment*, 2006(3): 198-203.

[6] 夏海霞. 汽轮发电机端部电磁-温度耦合场的研究及其数值分析[D]. 杭州: 浙江大学电气工程学院, 2007: 9-18.

[7] 谢德馨. 三维涡流场的有限元分析[M]. 北京: 机械工业出版社, 2001: 88-92.

[8] 梁艳萍, 陆水平, 朱宽宁, 等. 三维正弦电磁场问题中一类和周期性边界条件的处理方法[J]. 电机与控制学报, 2005, 9(1): 25-28.

LIANG Yanping, LU Yongping, ZHU Kuanning, et al. The processing method of essential and periodic boundary conditions for 3D sinusoidal magnetic field problems [J]. *Electric Machines and Control*, 2005, 9(1): 25-28.

(编辑: 张诗阁)

(上接第28页)

[10] SHEN D, LEHN P W. Fixed-frequency space-vector-modulation control for three-phase four-leg active power filters [J]. *IEE Proceedings Electric Power Application*, 2002, 149(4): 268-274.

[11] 龚春英, 熊宇, 郦鸣, 等. 四桥臂三相逆变电源的三维空间矢量控制技术[J]. 电工技术学报, 2004, 19(12): 29-36.

GONG Chunying, XIONG Yu, LI Ming, et al. Study of space vector modulation of Four-legged Three-phase inverter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2004, 19(12): 29-36.

[12] VENKATARAMANAN G, DEEPAKRAJ M DIVAN, THOMAS M JAHNS. Discrete pulse modulation strategies for high-frequency inverter systems [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*,

1993, 8(3): 279-287.

[13] 杨宏, 阮新波, 严仰光. 四桥臂三相逆变器的PWM控制[J]. 南京航空航天大学学报, 2002, 34(6): 575-579.

YANG Hong, RUAN Xinbo, YAN Yangguang. PWM control of a four-leg three-phase inverter [J]. *Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics*, 2002, 34(6): 575-579.

[14] KIM Janghwan, SUL Seungki. A carrier-based PWM method for three-phase four-leg voltage source converters [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004, 19(1): 66-75.

(编辑: 刘素菊)