

空间矢量脉宽调制方法的研究

杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 陆永平

(哈尔滨工业大学电气工程系, 黑龙江省 哈尔滨市 150001)

STUDY ON METHOD OF THE SPACE VECTOR PWM

YANG Gui-jie, SUN Li, CUI Nai-zheng, LU Yong-ping

(Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

ABSTRACT: In this paper the principle of space vector PWM of the three-phase AC motor is analyzed. Output capability of the three-phase bridge voltage source inverter is discussed. Software of the space vector PWM are worked out and correlated experiment results are achieved, which based on an integrated DSP motor controllers ADMC331.

KEY WORDS: digital signal processor; ADMC331; SVPWM (space vector pulse width modulation)

摘要: 分析了三相交流电机空间矢量脉宽调制的原理, 探讨了采用空间矢量脉宽调制三相桥式电压型逆变器的电压输出能力。在集成 DSP 电机控制器 ADMC331 软硬件结构的基础上, 编制了空间矢量脉宽调制软件, 并给出了相应的实验结果。

关键词: 数字信号处理器; ADMC331; 空间矢量脉宽调制

中图分类号: TM301.2 文献标识码: A

1 引言

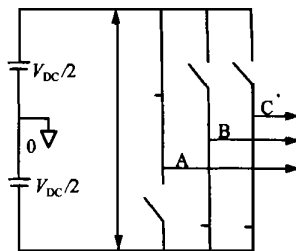
在高性能全数字控制的交流伺服驱动系统中, 通常采用数字脉宽调制方法来代替传统的模拟脉宽调制。然而, 数字脉宽调制技术远不象传统的模拟脉宽调制技术那样成熟。综观现有的文献, 数字脉宽调制方法多采用规则采样技术求取三角载波与所希望的调制函数相比较的直接数学方程式, PWM 信号是通过规则采样技术获得的数学方程式的计算得到的。这种数字脉宽调制方法仅仅是对模拟自然采样的三角波—正弦波 SPWM 方法的近似。近年来, 一种新的脉宽调制技术, 即空间矢量脉宽调制 SVPWM 技术在交流驱动系统中得到了广泛的应用, 相应的数字计算方法形成的空间矢量脉宽调制信号与传统的三角波—正弦波比较获得的脉宽调制 SPWM 信号相比, 有更多优点。为此, 本文着重分

析了空间矢量脉宽调制技术的基本原理及工程实现, 并分析比较了这 2 种脉宽调制方法的优缺点。

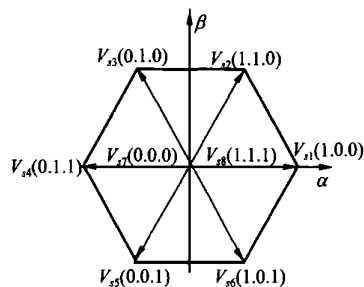
2 空间矢量脉宽调制原理

对于三相电压型逆变器而言, 电机的相电压依赖于它所对应的逆变器桥臂上下功率开关的状态。三相桥式电压型逆变器有 8 种工作状态, 这 8 种空间状态用矢量的概念来表示, 如图 1 所示。

从图 1 中可以看出, 状态 V_{s1} 到状态 V_{s6} 为工作状态, 6 个空间矢量幅值相等相位互差 $\frac{\pi}{3}$ 电角度, V_{s7} 和 V_{s8} 状态为自由轮换状态。



(a) 状态矢量 $V_{s1}(1.0.0)$ 的开关状态结构图



(b) 三相电压源逆变器的空间矢量

图 1 状态矢量的开关状态结构图和三相电压源逆变器的空间矢量图

Fig 1 Configuration of the switches in the state and voltage space vectors for a three-phase voltage source inverter

根据三相系统向两相系统变换保持幅值不变的原则, 定子电压的空间矢量可表示为

$$\mathbf{V}_s = \frac{2}{3} (V_{sA} + \alpha V_{sB} + \alpha^2 V_{sC}) \quad (1)$$

式中 $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 。

8个空间矢量的大小可以用下列方程式表示

$$V_{sk} = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{DC} \exp\left(j \frac{(k-1)\pi}{3}\right) & k=1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k=7, 8 \end{cases} \quad (2)$$

式中 V_{DC} 为逆变器的直流母线电压。

在 $\alpha\beta$ 参考坐标系中, 任何1个参考电压空间矢量 \mathbf{V}_{sref}^* 可以写成

$$\mathbf{V}_{sref}^* = V_{s\alpha}^* + j V_{s\beta}^* \quad (3)$$

尽管逆变器不能直接将 $V_{s\alpha}^*$ 和 $V_{s\beta}^*$ 转换成所需要的电压, 但可以通过 V_{sk} 和 $V_{s(k+1)}$ 2个满足逆变器工作状态的矢量来获得。将其用逆变器开关导通状态可表示为

$$\mathbf{V}_{sref}^* = \frac{T_k}{T_s} \mathbf{V}_{sk} + \frac{T_{k+1}}{T_s} \mathbf{V}_{s(k+1)} \quad k=1, 2, \dots, 5 \quad (4)$$

式中 T_k 和 T_{k+1} 分别为在逆变器相邻2个工作状态 V_{sk} 和 $V_{s(k+1)}$ 的导通时间, 用公式表示为

$$\begin{cases} T_k = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{DC}} \left[V_{s\alpha}^* \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) - V_{s\beta}^* \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \right] \\ T_{k+1} = \frac{\sqrt{3} T_s}{V_{DC}} \left[V_{s\beta}^* \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) - V_{s\alpha}^* \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \right] \end{cases} \quad (5)$$

在1个完整的调制周期 T_s 内, 除了 T_k 和 T_{k+1} 的导通时间其余为0状态时间。0状态时间 T_0 由2个自由轮换状态时间 T_7 和 T_8 用等式表示

$$T_0 = T_7 + T_8 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (6)$$

由于0状态存在于每一个区域内, 一般发生在每个调制周期的开始和结束时, 总的0状态时间一般分成2个相同的0状态时间, 即

$$T_7 = T_8 = \frac{T_0}{2} \quad (7)$$

以便获得对称的空间矢量脉宽调制信号。

依据式(4)~式(7)可得到对应电压空间矢量 \mathbf{V}_{sref}^* 在 $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$ 扇区内双边空间矢量脉宽调制的逆变器开关信号, 如图2所示。

类似的方法可以计算出电压参考信号 \mathbf{V}_{sref}^* 在其它5区域内双边空间矢量脉宽调制的三相逆变器

开关时间, 如表1所示。

表1 在6个区域内双边空间矢量脉宽调制的三相逆变器开关时间

Tab. 1 Three-phase inverter switching times for double edge SVPWM in 6 sectors

θ	T_{Aon}	T_{Bon}	T_{Con}
$0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}$	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_1}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2}$
$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_3}{2}$	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_3}{2}$
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_3}{2} + \frac{T_4}{2}$	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_3}{2}$
$\pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_3}{2} + \frac{T_4}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_4}{2}$	$\frac{T_7}{2}$
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_4}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_4}{2} + \frac{T_5}{2}$	$\frac{T_7}{2}$
$\frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi$	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_5}{2} + \frac{T_6}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_6}{2}$

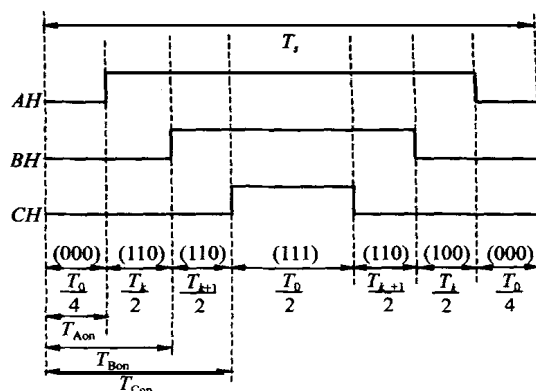


图2 在 $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$ 区域内双边空间矢量脉宽调制的逆变器开关信号

Fig. 2 Inverter switching signals for double edge SVPWM in sector $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$

在工程应用中, 希望产生对称的正弦电压, 相对应的空间矢量的轨迹是1个圆。参考电压矢量 \mathbf{V}_{sref}^* 可表示为

$$\mathbf{V}_{sref}^* = V_{sref} e^{j\theta} = V_{sref} \cos(\theta) - j V_{sref} \sin(\theta) \quad (8)$$

式中 V_{sref} 为相电压的幅值; $\theta = \omega_e t$, ω_e 为相电压的角频率。

相应的式(5)可表示为

$$\begin{cases} T_k = \frac{\sqrt{3} V_{sref} T_s}{V_{DC}} \left[\sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \cos(\theta) - \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \sin(\theta) \right] \\ T_{k+1} = \frac{\sqrt{3} V_{sref} T_s}{V_{DC}} \left[-\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \cos(\theta) + \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \sin(\theta) \right] \end{cases} \quad (9)$$

当参考矢量在 $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$ 扇区内, 即 $k=1$ 时, 1

个开关周期内逆变器的输出相电压表示为

$$\begin{cases} V_{AO} = \frac{V_{DC}}{2T_s} \left[-\frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right] \\ = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \\ V_{BO} = \frac{V_{DC}}{2T_s} \left[-\frac{T_0}{4} - \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} - \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right] \\ = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \sin \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) \\ V_{CO} = -V_{AO} \end{cases} \quad (10)$$

类似的方法, 根据式(9)可以推出6个扇区的电压表达式为:

$$V_{AO}(\theta) = \begin{cases} \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos(\theta) & \frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) & \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi \\ \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos \left(\theta - \frac{\pi}{6} \right) & \pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos(\theta) & \frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{6} \right) & \frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi \end{cases} \quad (11)$$

相应 V_{AO} 的电压波形, 如图3所示。

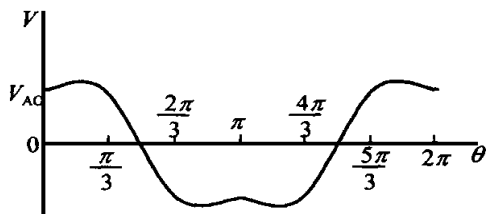


图3 空间矢量脉宽调制逆变器输出相电压波形
Fig. 3 Phase voltage wave of inverter for the ideal SV-PWM

同样的方法可以推出 V_{BO} 、 V_{CO} 。

对应的线电压表示为

$$\begin{cases} V_{AB}(\theta) = V_{AO}(\theta) - V_{BO}(\theta) = \sqrt{3} V_{sref} \sin \left(\theta + \frac{\pi}{3} \right) \\ V_{BC}(\theta) = V_{BO}(\theta) - V_{CO}(\theta) = \sqrt{3} V_{sref} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{CA}(\theta) = V_{CO}(\theta) - V_{AO}(\theta) = \sqrt{3} V_{sref} \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (12)$$

由式(12)可见, 理想的空间矢量脉宽调制逆变

器输出线电压波形为正弦波。

3 空间矢量脉宽调制逆变器输出电压约束

对于三相交流电机系统, 要求空间脉宽调制产生三相对称的基波相电压信号, 用方程式表示为

$$\begin{cases} V_A^* = V_1 \sin(\theta) \\ V_B^* = V_1 \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_C^* = V_1 \sin \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (13)$$

式中 V_1 为基波相电压的幅值; $\theta = \omega_e t$, ω_e 为基波相电压的角频率。

将式(13)进行克拉克变换得 $\alpha\beta$ 2 相坐标系, 则有

$$V_{sref}^* = V_1 \sin(\theta) - j V_1 \cos(\theta) - j V_1 e^{j\theta} \quad (14)$$

将式(14)的参考电压空间矢量在复平面用半径为旋转角速度为 ω_e 的圆轨迹表示, 如图4所示。从图4中可以看出, 采用空间矢量脉宽调制输出的最大基波相电压幅值是与六角形相切的圆的半径 OM 。

在三角形 $\triangle OML$ 中, $OL = \frac{2}{3} V_{DC}$, $OM = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$, 即空间矢量脉宽调制输出的最大基波电压幅值为

$$V_{1, SVM} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}} \quad (15)$$

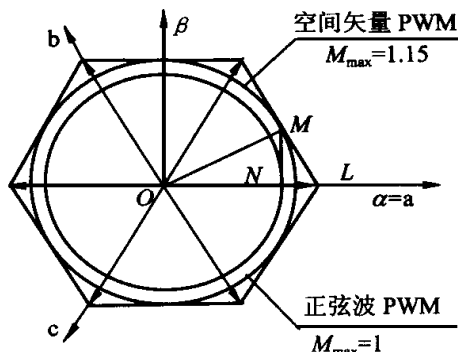


图4 参考电压空间矢量圆轨迹

Fig. 4 Reference voltage space vector trajectory

在实际系统中, 特别是在电机系统突然加减速时电机转矩变化较大, 数字电流环提供的电压参考矢量, 很可能超出逆变器输出最大电压时的参考信号。因此, 为保证合适的空间矢量脉宽调制方案, 必须对电压参考信号或逆变器的输出能力加以约束。

对电压参考信号的约束, 可采用如下方法

$$\text{若 } \sqrt{(V_{sa})^2 + (V_{\beta})^2} > V_{1, SVM} \quad (16)$$

$$\text{令 } V_{sref}'' = V_{sa}'' + j V_{\beta}'' \quad (17)$$

则
$$\begin{cases} V_{s\alpha}'' = \frac{V_{1, SVM}}{\sqrt{(V_{s\alpha}')^2 + (V_{s\beta}')^2}} \circ V_{s\alpha}^* \\ V_{s\beta}'' = \frac{V_{1, SVM}}{\sqrt{(V_{s\alpha}')^2 + (V_{s\beta}')^2}} \circ V_{s\beta}^* \end{cases} \quad (18)$$

对逆变器输出能力的约束,可采用限制开关的导通时间来实现。

若
$$T_k + T_{k+1} > T_s \quad (19)$$

则取
$$\begin{cases} T_k'' = \frac{T_s}{T_k + T_{k+1}} \circ T_k \\ T_{k+1}'' = \frac{T_s}{T_k + T_{k+1}} \circ T_{k+1} \end{cases} \quad (20)$$

这样合成的电压矢量限定在图 4 中的空间矢量 PWM 圆轨迹中。

4 SVPWM 与 SPWM 的输出电压的比较

SVPWM 与 SPWM 的输出电压的比较可以从调制比 M 的变化加以分析。调制比 M 可定义为

$$M = \left[\frac{V_1}{\frac{V_{DC}}{2}} \right] \quad (21)$$

将式(14)用调制比 M 来表示,可写为

$$V_{sref}^* = -jM \frac{V_{DC}}{2} e^{j\theta} \quad (22)$$

由文[1, 2] 可知,传统的正弦波与三角载波相比较得到的 PWM 调制信号,其逆变器输出的最大基波相电压的幅值为 $V_{1, SPWM} = \frac{V_{DC}}{2}$, 将其代入式(21),得 SPWM 方式最大调制比 $M_{max} = 1$ 。

采用空间矢量脉宽调制输出的基波相电压最大电压幅值为 $V_{1, SVM} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$, 将其代入式(21),得 SVPWM 方式最大调制比 $M_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}} \approx 1.15$ 。

由图 4 可见,SPWM 方式逆变器输出最大基波相电压矢量在半径 $ON = \frac{V_{DC}}{2}$ 的圆形轨迹上。在 SVPWM 方式中,空间矢量脉宽调制输出的最大基波相电压幅值等于与六角形相切的圆的半径 $OM = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$ 。

5 基于 ADCM331 的软件空间矢量脉宽调制的算法与实现

单片集成 DSP 电机控制器 ADCM331 集成了 1 个 26MIPS、16 位定点的 DSP 内核 ADSP2171 和一

系列电机控制设备。ADMC331 的 DSP 内核包括 3 个独立的全功能硬件单元,1 个 16 位算术/逻辑单元 ALU,1 个 32 位乘法累加器 MAC 和 1 个 32 位柱形移位器 SHIFTER,采用并行结构体系,应用并行处理技术加快程序的执行。可在单周期内完成乘法、乘加运算和加法及移位运算。ADMC331 的外设包括 1 个灵活的三相 16 位 PWM 发生器,能够编程产生精确的 PWM 信号;7 路 $\Sigma - \nabla$ 型 A/D 变换通道,最高分辨率为 12 位,最高采样频率为 32.5 kHz;2 个串行口和 1 个 24 路数字 I/O 口。

基于 ADCM331 的软件空间矢量脉宽调制的算法的程序框图,如图 5 所示。

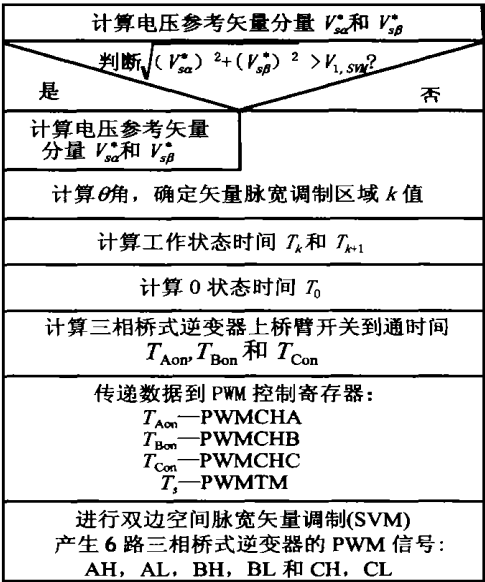


图 5 空间矢量脉宽调制的算法
Fig. 5 Space vector modulation algorithm

图 6 给出了某巡航导弹目标成像器无刷直流电机系统,在 ADCM331 开发系统上运行的 $\alpha\beta$ 坐标系空间参考矢量 V_α 和 V_β 的波形;图 7 为该无刷直流电机三相电压型逆变器,在直流母线电压 $V_{DC} = 16\text{ V}$ 时,滤去载波 ($f = 18\text{ kHz}$) 后的相电压波形 V_{AO} 和 V_{BO} ,从图中可以看出相电压 V_{AO} 和 V_{BO} 的幅

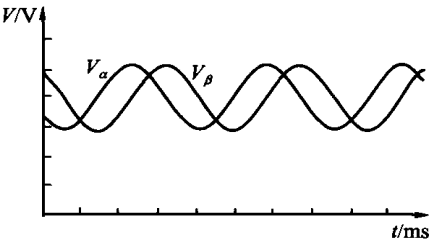


图 6 参考矢量 V_α 和 V_β 波形
Fig. 6 Reference vector V_α and V_β wave

值约为 8 V (图中示波器探头衰减 10 倍);图 8 为

V_{AO} 相电压的频谱分析, 相电压波形中主要成分为基波, 其次是三次谐波成分; 图9为A相与B相的线电压波形 V_{AB} , 线电压的幅值约等于直流母线电压16V。可以看出, 线电压具有良好的正弦性, 能够保证电机系统的良好控制特性。

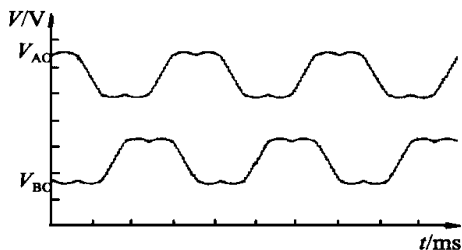


图7 逆变器相电压输出波形

Fig. 7 Inverter phase voltages outputs wave

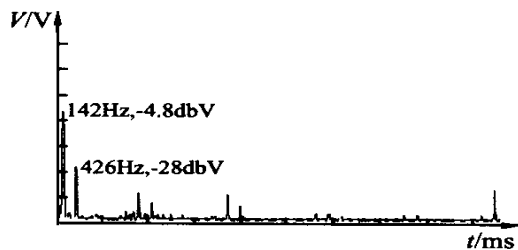
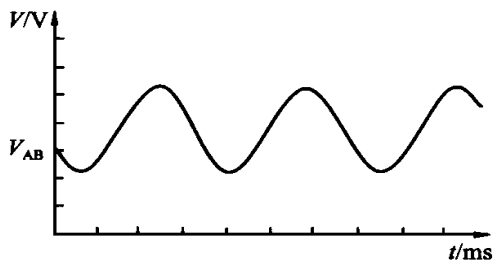
图8 逆变器输出相电压 V_{AO} 的频谱分析Fig. 8 Spectrum analysis of inverter phase voltages V_{AO} 

图9 逆变器线电压输出波形

Figure 9 Inverter line voltages outputs wave

6 结论

(1) 在相同的直流母线电压 V_{DC} 下, 采用空间

矢量脉宽调制方式有效地扩展了逆变器输出基波相电压的线性范围, 使得逆变器在线性调制范围内输出的最大基波相电压的幅值是传统的正弦波 PWM 输出的最大基波相电压的 1.15 倍, 能更好的利用电源电压。

(2) 在实际系统中, 保证合适的空间矢量脉宽调制方案, 必须对电压参考信号或逆变器的输出能力加以约束。

(3) 在以集成 DSP 电机控制器的全数字矢量控制交流电动机系统中, 由于 DSP 快速运算能力和数据处理能力, 完成空间矢量脉宽调制所需要的时间是很少的。且实验结果, 验证了空间矢量正弦波脉宽调制算法的正确性。

参考文献:

- [1] Satoshi Ogasawara. A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory[C]. EPE Aachen 1989; 1199-1202.
- [2] Alberto J. P. Software pulsewidth modulation for up control of AC drives[J]. IEEE Trans on IA, 1986, 22(4): 519-524.
- [3] Murray A, Kettle P. Towards a single chip DSP based motor control solution[J]. Proceeding PCIM 96, Nuremberg, 1996, 5(5): 315-326.

CD12

收稿日期: 2000-01-26; 改回日期: 2000-04-26.

作者简介:

杨贵杰(1965-), 男, 副教授, 在职博士研究生, 研究方向为电机驱动控制系统;

孙力(1960-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为惯导测试与仿真转台电机驱动系统, 电力电子;

崔乃政(1966-), 女, 讲师, 在职硕士研究生, 研究方向为电机测试系统;

陆永平(1931-), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为一体电机系统。

(责任编辑 玉瑜)

《煤粉燃烧》内容简介

该书是在著者多年研究成果的基础上撰写而成的专著。曾多次用于博士、硕士和本科生的培养和锅炉工程师的培训, 它结合实际, 重在理论探索, 内容涉及煤粉的物理化学结构, 着火过程和燃尽动力学; 阐述燃烧射流的基本规律和煤粉燃烧过程的物理模拟及数值计算; 书中综述了我国煤粉燃烧器的应用成果, 深入分析了回流和高浓度煤粉使火焰稳定和燃烧强化机理, 介绍了直流煤粉燃烧器的设计和运行的主要问题; 阐述了共同关心的煤粉燃烧污染及控制问题, 其中包括了有机物及 CO_2 污染; 书中较系统地介绍了煤粉火焰幅

射图象处理, 燃烧诊断和优化控制的最新研究成果; 最后介绍煤粉燃烧理论和技术的新发展。该书的内容丰富、新颖, 理论和工程实际紧密结合。

该书可作为电厂热能动力、热能工程、工程热物理、化学工程等专业的教师、研究生和本科生的教学和学习用书, 也可供能源、电力、化工、冶金及机械制造等行业的科研和工程技术人员参考。

该书由北京科学出版社出版, 作者为韩才元、徐明厚、周怀春和邱建荣。