

















HARBIN INSTITUTE OF TECHNOLOGY

数字脉宽调制方法的分析与实现

-----电机数字控制系统集成设计系列讲座

杨贵杰 13304512561

E-mail:yangguijie@hit.edu.cn



电机数字控制系统结构及设计特点



数字化正弦波-三角波脉宽调制(SPWM)方法

4 等零脉宽调制技术

3

6

5 空间矢量脉宽调制(SVPWM)方法及实现

2

1.1电机数字控制系统结构

◆电机数字控制系统的基本结构按功能划分—软硬件结构图,如图1-1所示



图1-1 电机数字控制系统软硬件结构图

1.2 集成设计特点

(1) 片上系统(SOC)

片上系统(简称SOC)是一种建立在IP基础之上的专用集成电路,其内部集成了CPU、DSP、存储器以及各种专用算法和协议,甚至还包括A/D、D/A转换器等,在体积、功耗、抗干扰能力以及可靠性和保密性等方面都有明显的优点,一直是IC产业的研发焦点。

(2) IP (Intellectual Property)

IP也就是常说的知识产权,在半导体业界被定义为一种预先设计好的电路模块,主要用在ASIC、 ASSP(特殊应用标准产品)和PLD(可编程逻辑器件)技术当中,IP核的可重用性是SoC设计中最 基本的特点。

(3) 电机数字控制系统集成技术

基于现代电子工程设计(EDA)技术和微控制器(MCU)、数字信号处理器(DSP)、现场可 编程门阵列(FPGA)器件,将编程语言、器件、电子工程设计方法等与电机控制理论结合起来 ,实现片上型(SOC)集成电机数字控制系统的设计。

电磁驱动与控制研究所

2.1 PWM控制器结构

★ 在三相交流电机电压型逆变器驱动系统中,通常需要产生6路PWM信号。集成电机控制器(DSP/MCU/FPGA)中PWM控制器的出现,为电机驱动系统的数字PWM方案的实现提供了硬件基础。也是电 机数字控制系统中最核心部件之一。PWM控制器结构,如图2-1所示。



5

Institute of Electronmagnetic Drive & Control

图2-1 ADMC331三相PWM控制器的功能框图

2.2 PWM控制器调制模式

★ PWM控制器有两种不同的调制方式,即单边调制方式和双边调制方式。在单边调制方式中产生对称的 PWM输出信号,而双边调制方式产生非对称的PWM输出信号。

2.2.1 PWM控制器单边调制模式 ★ PWM 定时器的时钟周期与DSP 指令的周期t_{ck}相同,用 来控制内部PWM发生器单元,PWM定时器经过一个完整的 PWM开关周期,产生的PWM信号如图2-2所示. ★ 其中16位PWMTM计数器是用来产生PWM频率的,计数 器的计数值用"PWMTM" 表示,其最大值为" 7fff"。 SYSSTAT(3)是PWM定时器周期状态寄存器,PWMSYNC 为同步脉冲信号寄存器。同步脉冲信号PWMSYNC控制了 一个PWM定时器周期内瞬时采样的参考信号的幅值。



★ PWMCHA为A相参考信号的幅值寄存器, "PWMCHA" 表示寄存器内的数值,其最大值为"7fff"。可以看到在第一个半周期内,PWM定时器从"PWMTM" 减到0,在第二个半周期内定时器改变了方向PWM定时器从0连续加1直到"PWMTM"值。

★ 在单边工作方式中产生的PWM信号是关于开关周期的中点完全对称的,如图2-2 中的AH和AL信号, 图中的PWMDT是加入的死区时间寄存器,"PWMDT"表示寄存器内的数值,加入死区以防止上下标臂的 直通而损坏功率器件。

★ 用占空比可表示为:

$$\begin{cases} d_{AH} = \frac{T_{AH}}{T_{S}} = \frac{T_{PWMCHA} - T_{PWMDT}}{T_{PWMTM}} & "PWMTM" = \frac{f_{ck}}{2 \times f_{PWM}} \\ d_{AL} = \frac{T_{AL}}{T_{S}} = \frac{T_{PWMTM} - T_{PWMCHA} - T_{PWMDT}}{T_{PWMTM}} & T_{S} = 2 \times "PWMTM" \times t_{ck} \end{cases}$$

AH信号最小值是0相对应的占空比为0%,最大值是对应的占空比为100%。电磁驱动与控制研究所 2020-5-13 Institute of Electronmagnetic Drive & Control 2. PWM控制器及数字脉宽调制模式



2020-5-13

Institute of Electronmagnetic Drive & Control 8

3.1 三相电压型逆变器结构及开关状态

◆三相电压型逆变器结构,如图3-1所示。



◆ 在模拟驱动系统中,三相电压型逆变器的PWM信号多是通过模拟的参考电压与所要求的高频三角载波相比较而获得的。载波频率一般在5~20KHz之间。获得的等值于参考电压幅值和频率的三相脉宽调制信号用来控制电压逆变器的功率器件的通新,以获得相应的输出电压。

🔶 三相电压型逆变器的物理开关状态

三相桥式电压型逆变器功率开关的通新状态共8种,图3-2所示。可以看出,状态1到状态6为工作状态 ,7和8状态为自由轮换状态。



图3-2 三相电压型逆变器物理开关状态

电磁驱动与控制研究所

3.2 三相数字化正弦波--三角波脉宽调制算法

◆ 三相PWM信号是通过数字算法来产生。三相输入参考 电压信号可表示为:

$$V_{refA} = M \sin(\theta_k)$$

$$V_{refB} = M \sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{refC} = M \sin\left(\theta_k - \frac{4\pi}{3}\right)$$

(3-1)

◆ 这里, $M \in [0,1]$ 表示参考电压信号的幅值。 θ_k 为计算的每个PWM 周期的采样位置角。导通时间 T_{on} 的计算可以从图3-3中推导出。

图中,Ts为PWM周期(s), T_k 为半个PWM周期内AH信号导通时问(s)。



图3-3 一个开关周期内信号形成图

电磁驱动与控制研究所

Institute of Electronmagnetic Drive & Control 11

2020-5-13

 $\tau'_{k} = \tau_{k} = \frac{T_{s}}{4} \left(1 - V_{ref}(\theta_{k}) \right) \qquad V_{ref}(\theta_{k}) - - 为参考电压, \quad \theta_{k} = \frac{kT_{s}}{2}$

◆ 三相桥式逆变器的上桥臂开关信号,AH,BH和CH的导通时间可表示为:

$$\begin{cases} T_{Aon} = \frac{T_s}{2} \left(1 - V_{refA}(\theta_k) \right) = \frac{T_s}{2} \left(1 - M \sin(\theta_k) \right) \\ T_{Bon} = \frac{T_s}{2} \left(1 - V_{refB}(\theta_k) \right) = \frac{T_s}{2} \left(1 - M \sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) \right) \\ T_{Con} = \frac{T_s}{2} \left(1 - V_{refC}(\theta_k) \right) = \frac{T_s}{2} \left(1 - M \sin\left(\theta_k - \frac{4\pi}{3}\right) \right) \end{cases}$$

◆将T_{Aon}, T_{Bon}和T_{Con}分别写到PWMCHA
 、PWMCHB和PWMCHC寄存器中,产生单
 边调制方式三相PWM输出信号(AH、AL
 、BH、BL和CH、CL)
 电磁驱动与控制研究所

2020-5-13



3.3 实验验证

◆图3-4、图3-5给出了在ADMC331开发采统上运行的单边数字正弦波-三角波PWM信号波形及逆变输出滤波后的相电压波形,图3-6、图3-7为双边数字正弦波-三角波PWM信号波形及逆变输出滤波后的相电压V_{A0}波形。



14

Institute of Electronmagnetic Drive & Control



图3-6 双边方式PWMSYNC和PWM波形



图3-7 双边方式PWM输出滤波后波形

◆ 采用单边调制方式和双边调 制方式都可以获得正弦输出电 压波形,但双边调制方式在 PWM信号的上升沿和下降沿都 在跟随参考电压(指令)的瞬 时值,数据在每个PWM开关周 期更新两次,提高了PWM的分 辨率,有效地减小了输出电压 的谐波含量,特别是当参考信 号的频率较高时,这种调制方 式的优点更加明显。

◆ SPWM采用规则采样法实现数字化比较容易,技术也很成熟,是常用脉宽调制技术之一,但在直流 母线利用率及电压谐波控制等方面还有待提高。近年来一些新的脉宽调制技术,如等零脉宽调制、空间矢量脉宽调制技术等出现,相比SPWM具有更好的性能,并在电机数字控制系统中获得应用。
 4.1 等零脉宽调制 (t₇ = t_g) 算法

◆设一个采样周期内双边调制三相PWM信号如图4-1所示。在前半周期内三相PWM信号的低电平时间分



图4-1 三相PWM信号和脉宽时间

◆在后半周期内三相PWM信号的低电平时间分别为:

$$\begin{cases} \tau_{mid,k+1} = \frac{T_s}{4} - \frac{T_s}{4} V_{ref,mid} (\theta_{k+1}) \\ \tau_{\min,k+1} = \frac{T_s}{4} - \frac{T_s}{4} V_{ref,\min} (\theta_{k+1}) \\ \tau_{\max,k+1} = \frac{T_s}{4} - \frac{T_s}{4} V_{ref,\max} (\theta_{k+1}) \end{cases}$$
(4-2)

式中, $V_{ref,mid}(\theta_k)$, $V_{ref,min}(\theta_k)$, $V_{ref,max}(\theta_k)$ 是三相参考电压中的居中、最小和最大值。

◆工作时间宽度 t_A 和 t_B ,或 t'_A 和 t'_B 对应于图3-2所示的逆变器工作状态1~6中的某一个状态,零脉宽 t_7 和 t_8 或 t'_7 和 t'_8 对应于逆变器工作状态7或8,为自由换流时间。

电磁驱动与控制研究所 Institute of Electronmagnetic Drive & Control 17

2020-5-13

◆开关时间可表示为:

◆同样可得,在一个采样周期内,三相PWM信号在 后半周期内的开关时间为:

$$\begin{cases} t_{A} = \frac{T_{s}}{4} \left[V_{ref,max} \left(\theta_{k} \right) - V_{ref,mid} \left(\theta_{k} \right) \right] \\ t_{B} = \frac{T_{s}}{4} \left[V_{ref,mid} \left(\theta_{k} \right) - V_{ref,min} \left(\theta_{k} \right) \right] \\ t_{7} = \frac{T_{s}}{4} - \frac{T_{s}}{4} V_{ref,max} \left(\theta_{k} \right) \quad (4-3) \\ t_{8} = \frac{T_{s}}{4} + \frac{T_{s}}{4} V_{ref,min} \left(\theta_{k} \right) \quad (4-3) \end{cases} \begin{cases} t_{A}^{\prime} = \frac{T_{s}}{4} \left[V_{ref,max} \left(\theta_{k+1} \right) - V_{ref,min} \left(\theta_{k+1} \right) \right] \\ t_{B}^{\prime} = \frac{T_{s}}{4} \left[V_{ref,max} \left(\theta_{k+1} \right) - V_{ref,min} \left(\theta_{k+1} \right) \right] \\ t_{8}^{\prime} = \frac{T_{s}}{4} - \frac{T_{s}}{4} V_{ref,max} \left(\theta_{k+1} \right) \quad (4-4) \\ t_{8}^{\prime} = \frac{T_{s}}{4} + \frac{T_{s}}{4} V_{ref,min} \left(\theta_{k+1} \right) \end{cases}$$

可以看出,工作时间宽度 t_A 和 t_B ,或 t'_A 和 t'_B 决定于参考电压,是不能随意调整的,而零脉宽 t_7 和 t_8 或 t'_7 和 t'_8 是可以调整的,宽度的变化会影响PWM的谐波成分和脉宽调制的线性范围。

$$\begin{cases} V_{refA} = M\left[\sin(\theta_k) + z\right] \\ V_{refB} = M\left[\sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) + z\right] \\ V_{refC} = M\left[\sin\left(\theta_k - \frac{4\pi}{3}\right) + z\right] \end{cases}$$
(4-6)

◆ 由(4-3),(4-5)和(4-6)式可得:

 $V_{ref,\max}\left(\theta_{k}\right) + V_{ref,\min}\left(\theta_{k}\right) = 0 \qquad (4-7)$

在不同区间认定式(4-6)的最大和最小时电压,代入式(4-7),可求得零序电压。



 $\left|\frac{1}{2}\sin\left(\theta_{k}-\frac{2\pi}{3}\right)\right| \left[\frac{\pi}{2},\frac{5\pi}{6}\right],\left[\frac{3\pi}{2},\frac{11\pi}{6}\right]$

再将(4-8)式代入(4-6)式中,得:

◆ 图4-2是式(4-9)的曲线表示。

 $V_{\mathit{refA}^{*'}}$ $\left[\frac{-\pi}{6},\frac{\pi}{6}\right],\left[\frac{5\pi}{6},\frac{7\pi}{6}\right]$ V_{yef} $\frac{3}{2}\sin(\theta_k)$ $\pi \frac{7\pi}{6} \quad \frac{3\pi}{2} \quad \frac{11\pi}{6} \quad 2\pi$ $V_{refA} = \begin{cases} 2^{-5\pi} (r_k) & [6 & 6] [6 & 6] \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta_k + \frac{\pi}{6}\right) & [\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}], [\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}] (4-9) \\ \frac{\sqrt{3}}{2} \sin\left(\theta_k - \frac{\pi}{6}\right) & [\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}], [\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}] \end{cases}$ $\theta = \omega t$ $\frac{\pi}{6}$ $\frac{5\pi}{6}$

图4-2 参考电压 V_{refA} 的波形

电磁驱动与控制研究所 Institute of Electronmagnetic Drive & Control 20

2020-5-13

◆ 类似的方法,可以计算出, V_{refB} 和 V_{refC} 的表达式为: $V_{refB} = V_{refA} \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) \qquad V_{refC} = V_{refA} \left(\theta_k - \frac{4\pi}{3} \right)$

图4-3 给出了在ADMC331开发系统上运行的等零脉冲时间PWM脉宽调制信号滤去载波后的相电压 波形(VAO和VBO),图4-4为相电压的频谱分析,很明显VAO相电压波形中主要成分为基波,其次是 三次和九次谐波成分。



图4-4 逆变器输出相电压的频谱分析

电磁驱动与控制研究所

图4-5为A相与B相线电压波形(VAB)的频谱分析,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



图4-5 逆变器输出线电压的频谱分析

该方法存在的主要问题:

◆从式4-8可以看出,Z为复杂的零序电压,在实际工程应用中,实现起来相当困难,难以控制。
故该方法理论比较成熟,但在工程中较少应用。

◆ 为解决这一问题,目前电机数字控制系统中,普遍采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术. 电磁驱动与控制研究所

5.1 空间矢量脉宽调制原理

对应<u>图3-2中</u>的状态1到状态8,用空间矢量的概念来表示,如图5-1所示。



图5-1 三相电压源逆变器输的空间矢量



◆ 在图3-1三相桥式逆变器中,采用Y型连接形式。当A相上桥臂功放管导通,B相和C相下桥臂功放管导通,此时A, B, C对应的相电压幅值为($\frac{1}{2}V_{DC}$, $-\frac{1}{2}V_{DC}$, $-\frac{1}{2}V_{DC}$), 空间矢量表示为 $V_{s1}(1,0,0)$ 。对应的空间矢量V_{S1}的大小可表示为 $V_{s1} = \frac{2}{2}V_{DC}e^{j0}$ 。 类似的方法, 8个空间矢量的大小可以用下列方程式表示:

$$V_{sk} = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{DC} \exp\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & k = 1, 2, \dots, 6\\ 0 & k = 7, 8 \end{cases}$$
(5-2)

◆ 在 α β 参考坐标系中,任何一个参考电压空间矢量 V_{sref}^* 总可以写成:

$$V_{sref}^* = V_{s\alpha}^* + jV_{s\beta}^*$$
 (5-3)

◆ 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8个空间相量中某两个的分量 V_k 和 V_{k+1} 来合成。这两个分量是通过调节逆变器工作状态持续时间 T_k 和 T_{k+1} 来获得的。

电磁驱动与控制研究所



◆图5-2给出了参考电压空间矢量 V_{sref}^* 在 $0 < \theta < \frac{\pi}{3}$,即扇区内的矢量图,在K=1这一区间的任意空间矢量总可以用V_{S1},V_{S2}两个轴上的分量合成。



式中,T₁为逆变器在状态1的工作时间T₂,为逆变器在状态2的工作时间,T₅为开关周期。

Institute of Electronmagnetic Drive & Control 25



◆将(5-5)式用到图5-1任意一个扇区内,逆变器开关导通状态来表示为:

$$V_{sref}^{*} = \frac{T_{k}}{T_{s}}V_{sk} + \frac{T_{k+1}}{T_{s}}V_{sk+1} \quad k=1,2,...5$$
(5-6)

这里, T_{K} 和 T_{K+1} 为逆变器相邻两个矢量状态 T_{sk} 和 T_{sk+1} 的工作时间。求得工作时间:

$$\begin{cases} T_k = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{DC}} \left[V_{s\alpha}^* \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) - V_{s\beta}^* \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \right] \\ T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}T_s}{V_{DC}} \left[V_{s\beta}^* \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) - V_{s\alpha}^* \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \right] \end{cases} (5-7)$$

◆ 在一个完整的调制周期T_s内,除了T_K和T_{K+1}的导通时间其余为0状态。0状态T₀由两个自由轮换状态T₇和T₈,用等式表示为:

$$T_0 = T_7 + T_8 = T_s - T_k - T_{k+1}$$
 (5-8)

◆ 在一个完整的调制周期T_s内,除了T_K和T_{K+1}的导通时间其余为0状态。0状态T₀由两个自由轮换状态
T₇和T₈,用等式表示为: $T_0 = T_7 + T_8 = T_s - T_k - T_{k+1} \quad (5-9)$

◆由于O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O状态时间一般 分成两个相同的O状态,即(等零脉宽调制法)

$$T_7 = T_8 = \frac{T_0}{2} \tag{5-10}$$

◆依据式(5-7)、(5-8)、(5-9)和(5-10)可得到对应电压空间矢量 V_{sref}^{*} 在 0< θ < $\frac{\pi}{3}$ 扇区内 单边空间矢量脉宽调制的逆变器开关信号,如图4-21所示。





表5-1 在6个扇区域内空间矢量脉宽调制的三相逆变器开关时间

$ heta$ $_{\circ}$	T _{Aon} ~	$T_{\mathcal{B}on^{*^{2}}}$	T _{Con} »
$0 \le \theta < \frac{\pi}{3}^{\varphi}$	$\frac{T_7}{2}$ ~	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} \circ$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \circ$
$\frac{\pi}{3} \le \theta < \frac{2\pi}{3} ^{\circ}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} + $	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \circ$
$\frac{2\pi}{3} \le \theta < \pi^{\psi}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} + T_$	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} \circ$
$\pi \le \theta < \frac{4\pi}{3} ^{\varphi}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} + T_$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \circ$	$\frac{T_7}{2}$
$\frac{4\pi}{3} \le \theta < \frac{5\pi}{3}^{\varphi}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} \circ$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \circ$	$\frac{T_7}{2}$
$\frac{5\pi}{3} \le \theta < 2\pi^{\psi}$	$\frac{T_7}{2}$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_k}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \circ$	$\frac{T_7}{2} + \frac{T_{k+1}}{2} \circ$

X

◆ 在工程应用中,参考电压矢量V_{sref}可表示为:

 $V_{sref}^* = V_{sref} e^{j\theta} = V_{sref} \cos(\theta) + jV_{sref} \sin(\theta)$ (5-11)

这里, V_{sref} 是相电压的的幅值 , $\theta = \omega_e t$, ω_e 为转子旋转角频率。

相应的 (5-7) 式可表示为:

$$\begin{cases} T_{k} = \frac{\sqrt{3}V_{sref}T_{s}}{V_{DC}} \left[\sin\left(\frac{k\pi}{3}\right)\cos(\theta) - \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right)\sin(\theta) \right] \\ T_{k+1} = \frac{\sqrt{3}V_{sref}T_{s}}{V_{DC}} \left[-\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right)\cos(\theta) + \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right)\sin(\theta) \right] \end{cases}$$
(5-12)

◆ 当参考矢量在扇区 $0 \le \theta \le \frac{\pi}{3}$ 内,即k=1。则式(4-40)可写为:

$$\begin{cases} T_{1} = \frac{\sqrt{3}V_{sref}T_{s}}{V_{DC}}\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_{2} = \frac{\sqrt{3}V_{sref}T_{s}}{V_{DC}}\sin(\theta) \end{cases}$$
(5-13)

这样,在一个开关周期内逆变器的输出相电压表示为:

$$\begin{cases} V_{A0} = \frac{V_{DC}}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{B0} = \frac{V_{DC}}{2T_s} \left(-\frac{T_0}{4} - \frac{T_1}{2} + \frac{T_2}{2} + \frac{T_0}{2} + \frac{T_2}{2} - \frac{T_1}{2} - \frac{T_0}{4} \right) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{sref} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{C0} = -V_{A0} \end{cases}$$
(5-14)



◆ 类似的方法,根据式(5-14)可以推出其它六个扇区的电压表达式为:



5. 空间矢量脉宽调制算法

表5-2 在6个扇区域内空间矢量脉宽调制的三相逆变器输出相电压

	$ heta$ $_{ m e}$	$V_{{\cal A}0}{}^{\circ}$	V_{B0} "	V_{C0} "	÷
	$0 \le \theta < \frac{\pi}{3} e^{\varphi}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2}\sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \text{$\ensuremath{$\circ$}$}$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\theta-\frac{\pi}{6}\right)$	P
	$\frac{\pi}{3} \le \theta < \frac{2\pi}{3}^{\varphi}$	$\frac{3}{2}\cos(\theta)$.	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta)$.	$-\frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta)_{\varphi}$	÷
	$\frac{2\pi}{3} \le \theta < \pi^{\varphi}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\theta+\frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\left(\theta-\frac{\pi}{3}\right)$	$\frac{3}{2}\sin\left(\theta+\frac{\pi}{6}\right)$.	\$
	$\pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\theta-\frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{3}{2}\sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \circ$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\left(\theta-\frac{\pi}{6}\right)$	4 ³
	$\frac{4\pi}{3} \le \theta < \frac{5\pi}{3}$	$\frac{3}{2}\cos(\theta)$.	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta)_{\circ}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sin(\theta)_{e}$	4
	$\frac{5\pi}{3} \le \theta < 2\pi^{\varphi}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\cos\!\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\left(\theta-\frac{\pi}{3}\right) $	$\frac{3}{2}\sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$	*

and the



◆从表中可以看出,三相电压互差120电角度,可以用更紧凑的形式表示为:

$$V_{B0}(\theta) = V_{A0}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)$$
(5-16)
$$V_{C0}(\theta) = V_{A0}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)$$
(5-17)

对应的线电压表示为:

$$\begin{cases} V_{AB}(\theta) = V_{A0}(\theta) - V_{B0}(\theta) = \sqrt{3}V_{sref} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \\ V_{BC}(\theta) = V_{AB}\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{CA}(\theta) = V_{AB}\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases}$$
(5-18)

◆从式(5-18)可以看出,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。

5.2 基于ADMC331的软件空间矢量脉宽调制的算法与实现

◆ 基于ADMC331的软件空间矢量脉宽调制的算法的程序框图,如图5-5所示。

◆图5-6给出了在ADMC331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5-7为相应三相逆变器滤去载波后的相电压波形(V_{AO}和V_{BO}),图5-8为V_{AO}相电压的频谱分析,很 明显相电压波形中主要成分为基波,其次是三次谐波成分。



图5-7 逆变器相电压输出波形

图5-8 逆变器相电压VAO频谱分析

电磁驱动与控制研究所 36 Institute of Electronmagnetic Drive & Control

◆图5-9为A相与B相的线电压波形(V_{AB}),可以看出,线电压具有良好的正弦性,能够保证电机
采统的良好的控制特性。



图5-9 逆变器线电压VAB输出波形

5.3 空间矢量脉宽调制与SPWM的比较

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:

$$V_{1,SPWM} = \frac{V_{DC}}{2}$$

在空间矢量脉宽调制中,采用空间矢量脉宽调制逆变器输出的基波相电压最大电压幅值为:

$$V_{1,SVM} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{3}}$$

◆图5-10给出了SVPWM与SPWM在最大调制比时的逆变器输出基波相电压的轨迹比较图。

◆ 从图中可以看出SPWM方式逆变器输出最大基波相电压矢量是在半径 ON = ^V_{DC} 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。



$$OM = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{DC}$$

◆从以上的分析可以看出,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。

1、ADMC331的PWM发生单元的灵活性和可编程性,能够满足不同方式的数字PWM的方法的要求。 双边调制方式所产生的PWM输出信号不象单双边调制方式产生关于PWM周期中点对称的波形,而是 一个非对称的波形,寄存器的数据在一个开关周期内更新两次,双边调制PWM方式比单边调制方式 具有很高的优越性,它提高了PWM的分辨率,产生较小的谐波成分。 2、分析了数字正弦波-三角波、等零脉冲和空间矢量脉宽调制方法,得出采用正弦波+三次谐波-三角 波、等零脉冲和空间矢量脉宽调制方法电机系统可以更好的利用源电压和得到较小的谐波电流。 3、在相同的直流母线电压VDC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。 4、等零脉冲和空间矢量脉宽调制方案,尽管原理和算法不同,但本质是一致的,空间矢量脉宽调制 算法适合应用于采用矢量控制策略的电机系统中。

6. 总结

谢谢!

Thanks for your attention!

