

由 DSP 芯片生成电压空间矢量脉宽调制波

山圣峰

(济宁师范专科学校, 山东 济宁 272025)

摘要: 叙述了电压空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 的基本原理, 介绍了数字信号处理器 (DSP) TMS320F240 生成 SVPWM 的两种方法。这种芯片的优异性能可以实时完成 SVPWM 控制算法, 且速度快, 精度高, 方便变频器的设计。

关键词: 电压空间矢量法; 脉宽调制; 数字信号处理器

1 引言

在电气传动中, 广泛应用脉宽调制 (PWM—Pulse Width Modulation) 控制技术。随着电气传动系统对其控制性能的要求不断提高, 人们对 PWM 控制技术展开了深入研究: 从最初追求电压波形正弦, 到电流波形正弦, 再到磁通的正弦, PWM 控制技术不断创新和完善。本文所采用的电压空间矢量 (SVPWM—Space Vector PWM) 就是一种优化的 PWM 方法, 能明显减小逆变器输出电流的谐波成分和电机的谐波损耗, 降低脉动转矩, 由于其控制简单, 数字化实现方便, 目前已有替代传统 SPWM (Sinusoidal PWM) 的趋势。微机技术的不断发展使得数字化 PWM 有了实现的可能和广阔的应用前景。本文采用美国德州仪器 (TI) 公司专为电机控制而推出的数字信号处理器 (DPS) TMS320C24x 系列中的 TMS320F240 实现 SVPWM 变频调速^(1, 2)。本文介绍由 TMS320F240 实现 SVPWM 的两种方法。一种用 TMS320F240 的常规比较功能实现, 称为 SWSVPWM (软件 SVPWM); 另一种用 TMS320F240 固有的生成 SVPWM 的硬件电路实现, 称为 HWSVWM (硬件 SVPWM)⁽³⁾。

2 SVPWM 的基本原理及特点

电压空间矢量法 (SVPWM, 称磁通正弦 PWM) 是从电动机的角度出发, 着眼于使电机获得幅值恒定的圆形磁场, 即正弦磁通。它以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想圆形磁通轨迹为基准, 用逆变器不同的开关模式产生的实际磁通去逼近基准磁通圆, 从而达到较高的控制性能。三相电压源型逆变桥的上桥臂和下桥臂开关状态互补, 故可用 3 个上桥臂的功率器件的开关状态描述逆变器的工作状态, 记功率器件开通状态为“1”, 关断状态为“0”, 则上桥臂的开关状态有 8 种组合, 可用矢量 $[a, b, c]^T$ 表示, 分别为 $[0\ 0\ 0]^T$, $[0\ 0\ 1]^T$, ..., $[1\ 1\ 1]^T$ 。

开关状态矢量 $[a, b, c]^T$ 决定了线电压矢量

$[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]^T$ 及相电压矢量 $[V_a, V_b, V_c]^T$ 则:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2)$$

得到相电压矢量后, 再应用电机统一理论和 abc—dq 坐标转换:

$$T_{abc-dq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

可以将 abc 坐标的 8 种开关状态矢量转换为 dq 坐标的 8 种电压矢量，分别记为 $U_0, U_{60}, U_{120}, U_{180}, U_{240}, U_{300}, U_{000}, U_{111}$ ，称为基本电压空间矢量，其中 U_{000}, U_{111} 为零矢量，如图 1 所示。

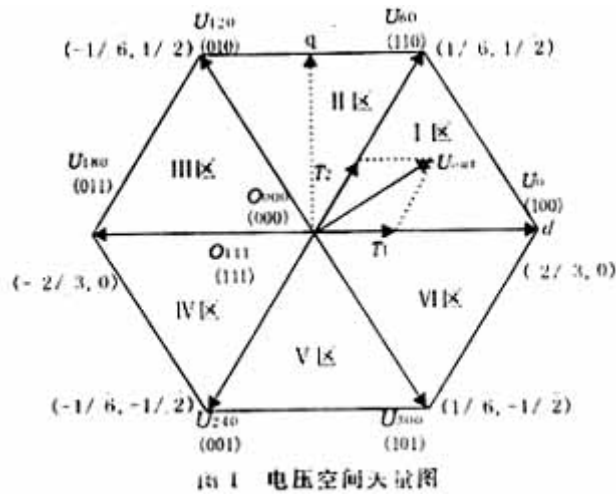


图 1 电压空间矢量图

SVPWM 控制技术的目标就是要通过控制开关状态组合，将空间电压矢量 U_{out} 控制为按设定的参数作圆形旋转。在某个时刻， U_{out} 旋转在某个区域中，可由组成这个区域的两个非零矢量 U_x 和 $U_{x\pm 60}$ 分别按对应的作用时间 T_1, T_2 组合得到所要求的 U_{out} 输出。从一个空间电压矢量旋转到另一个矢量的过程中，应当遵循功率器件的开关状态变化最小的原则，即应当只有一个功率器件的开关状态发生变化。基于这一原则，可以选定各基本空间电压矢量之间的旋转方向，先作用的 U_x 被称为主矢量，后作用的 $U_{x\pm 60}$ 被称为辅矢量。于是 U_{out} 可以表示为

$$\int_0^{T_p} U_{out} dt = T_1 \cdot U_x + T_2 \cdot U_{x\pm 60} \quad (4)$$

由于 T_1, T_2 之和小于 T_p 之和小于 T_p （载波周期），需要用零矢量 U_{000} 或 U_{111} 插入，插入时间为 T_0 ， $T_1 + T_2 + T_0 = T_p$ 。零矢量对 U_{out} 的大小无影响，仅对设定的频率起到补偿作用。在很高的开关频率下，每个转换周期中 U_{out} 可以看成是常数，由上式可写成：

$$T_p \times U_{out} = T_1 \times U_x + T_2 \times U_{x\pm 60} + T_0 \times U_{000(111)} = T_1 \times U_x + T_2 \times U_{x\pm 60} \quad (5)$$

用该式可以在 dq 平面中，分别求出 T_1, T_2 。

电压空间矢量 U_{out} 的大小代表三相电机线电压的有效值，其频率也是三相电机的频率，控制 U_{out} 的大小、旋转速度和方向就能实现变频调速。图 1 所示由基本电压空间矢量组成的六边形的内切圆是 U_{out} 所能达到最大轨迹，所以 U_{out} 的最大值为 $V_{dc} / \sqrt{2}$ ，相应的电机的线电压和相电压为 $V_{dc} / \sqrt{2}$ ，和 $V_{dc} / \sqrt{6}$ ，这是普通

SPWM 最大值的 $2/\sqrt{3}$ 倍，因此 SVPWM 的直流电压利用率也是最高的⁽⁴⁾。

3 基于 TMS320F240 生成 SVPWM

TMS320F24x 是美国 TI 公司新开发的专门用于电机控制的 DSP 芯片，除了 DSP 所固有的高速计算特性（50ns 的指令周期）、硬件乘法器以外，还内部集成了三相 PWM 波形发生器，两者的结合，使我们完全能通过实时计算来产生任意频率的 SVPWM 波。

TMS320C24x 系列产品为电机控制设计了专门的 PWM 生成电路，如图 2 所示。

从片内生成 PWM 的硬件结构图 2 中可以看到 PWM 生成由特定的寄存器分别控制：

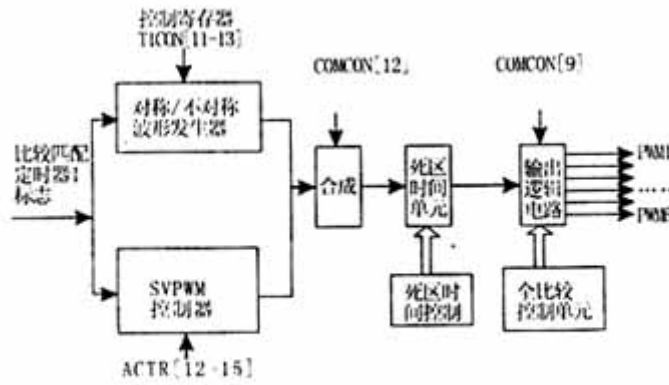


图 2 生成 PWM 硬件电路框图

(1) COMCON[12] 控制 PWM 输出是常规比较控制 PWM 方式 (SWSVPWM)，还是硬件 SVPWM 方式 (HWSVPWM)。
 (2) ACTR [12-15] 中是当前矢量，根据 U_{out} 的位置写入相应的值，采用 HWSVPWM 时使用。
 (3) TICON [11-13] 控制生成对称或不对称的 PWM 波形，死区时间设置 DBTCN，在时钟为 50ns 时，设置的死区时间范围是 0~102.4 μ s。
 (4) COMCON 控制 PWM 输出或高阻态输出，可用于系统出现故障时及时保护。
 (5) CMPRx ($x=1, 2, 3$) 3 个比较寄存器分别对应何时开通 a、b、c 三相，其值的大小由主、辅矢量和零矢量的作用时间决定，采用 SWSVPWM 时使用。

3.1 SWSVPWM 生成方法

采用软件生成 SVPWM 的过程是，当定时器的计数器累加到等于 CMPRx=1, 2, 3) 的值时，就会改变空间矢量对应的控制信号输出。例如在 CMPR1 中写入 $0.25T_0$ ，CMPR2 中写入 $0.25T_0+0.5T_1$ ，CMPR3 中写入 $0.25T_0+0.5T_1+0.5T_2$ ，定时器的计数值一一与 CMPRx 相匹配，就会输出图 3a 所示的 PWM 波形。因此，生成 SVPWM 的程序——定时器中断子程序要完成的任务已经非常明确了。在主程序中根据控制策略计算出需要的频率，等待中断的产生。在定时器中断子程序中，根据此时的 f 和 U_{out} 的当前位置确定出下一个载波周期中 U_{out} 的位置，确定主矢量和辅矢量，并计算出它们分别作出的时间 T_1 、 T_2 ，得到发生区配的时间值，写入到 CMPRx 中。如图 3 所示，I 区主矢量是 U_0 ，辅矢量是 $U_{\pm 60}$ ，II 区主矢量是 U_{120} ，辅矢量是 U_{60} ，其它区域类推。

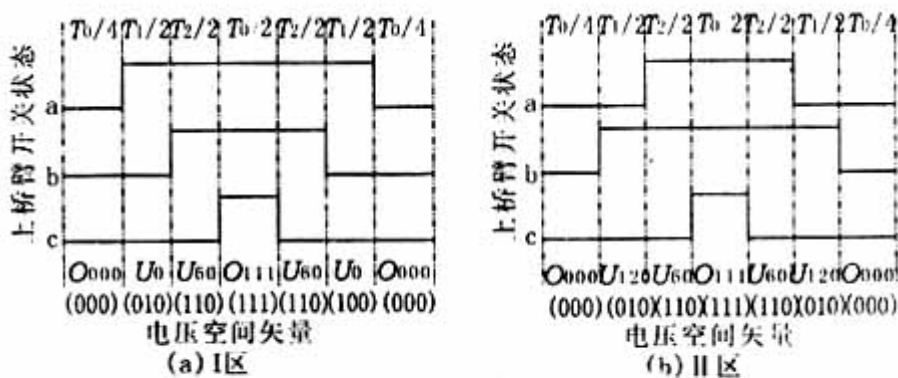


图 3 SWSVPWM 波形图

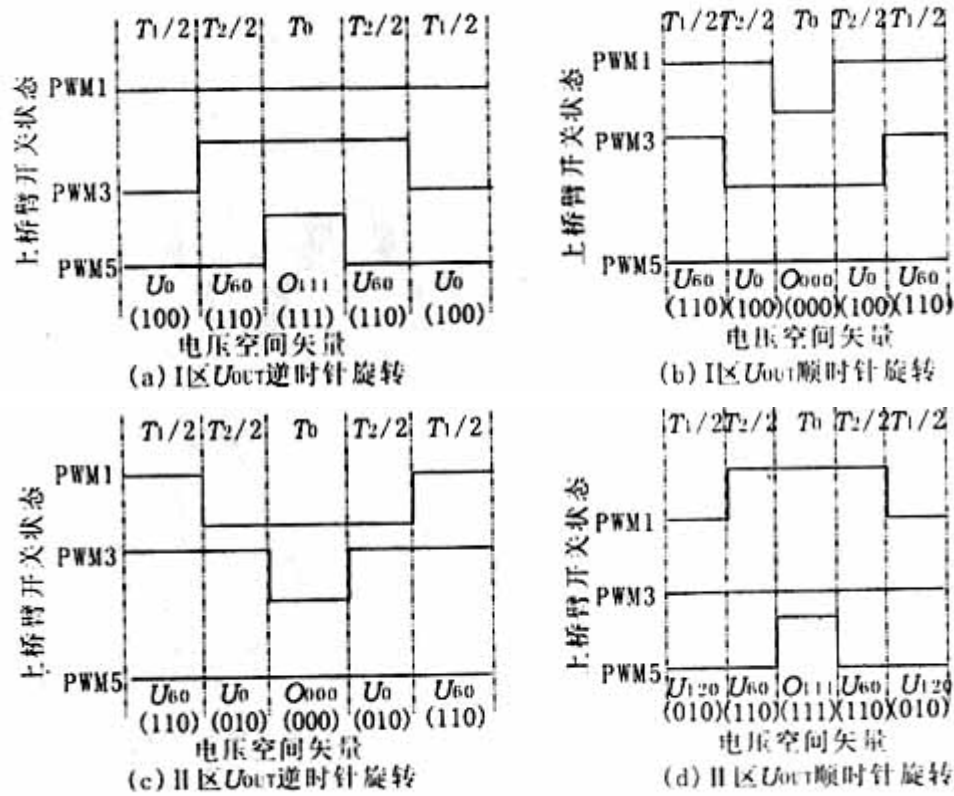


图 4 HWSVPWM 波形图

3. 2 HWSVPWM 生成方法

在每一个 PWM 周期中，将完成动作：周期一开始，就根据 ACTR [14-12] 中定义的矢量设置 PWM 输出；在向上记数过程中，在 $0.5T_1$ 时刻发生第一次比较匹配（计数器中值与 CMPR1 中值相等），根据 ACTR [15]（0 表示逆时针旋转，1 表示顺时针旋转）定义的旋转方向，将 PWM 输出转换成辅矢量，在 $0.5T_1+0.5T_2$ 时刻，发生第二次比较匹配时（计数器中值与 CMPR2 中值相等），将 PWM 输出转换成两种零矢量中的一种；在向下记数过程中，与前半周对称输出。图 4 所示是 I 区和 II 区的 SVPWM 波形图，其它区域类推。

3. 3 SWSVPWM 和 HWSVPWM 的比较

通过分析可以看出，在每个 PWM 周期，SWSVPWM 波形以零矢量 U_{000} 开始和结束，每个逆变桥臂状态均改变，所以加入死区后三相电压仍然平衡，并不影响逆变器线电压；而 HWSVPWM 波形是以 ACTR [14-12] 中设置的矢量开始的，并以它结束，有一个桥臂状态始终不改变，开关次数减少了，从而减少了开关损耗，死区只影响两个桥臂，所以引起线电压波形谐波分量，当开关频率较高（如 20kHz）、死区时间较小时，谐波分量较小。另外 HWSVPWM 计算量少，占用 CPU 时间少。表 1 是 HWSVPWM 和 SWSVPWM 的比较。

表 1 HWSVPWM 和 SWSVPWM 的比较(每一个 PWM 周期)

项 目	CPU 占用周期	寄存器占用量	开关次数	死区不平衡
HWSVPWM	27	31	4	是
SWSVPWM	33	41	6	否

4 实验分析

利用 TMS320F240 芯片, 加上必要的外围电路, 构成最小 DSP 系统。智能功率模块采用了西门子的 P221, 最高开关频率可高达 20kHz, 死区时间只有 $2\mu\text{s}$, 再加上进线滤波、整流电路, 就可以做成一个简单实用的变频调速系统。实验电机 1 台为 750W 三相鼠笼电动机, 1 台 100W 三相绕线式电动机, 负载为 1 台 180W 并励式直流发电机带滑线式变阻器。实验采用 SWSVPWM 方法, 并与普通 SPWM 方法做了比较。

实验结果如图 5、6、7 所示, 从实验观察到的输出电压波形, 电流波形正弦性好; 通过 FFT 变换, 发现 SVPWM 的谐波消除效果明显, 尤其 $6k \pm 1$ 次谐波在 $0 \sim 1.22\text{kHz}$ 范围内基本上都被消除, 其谐波幅值均比基波幅值小 30dB 以上。

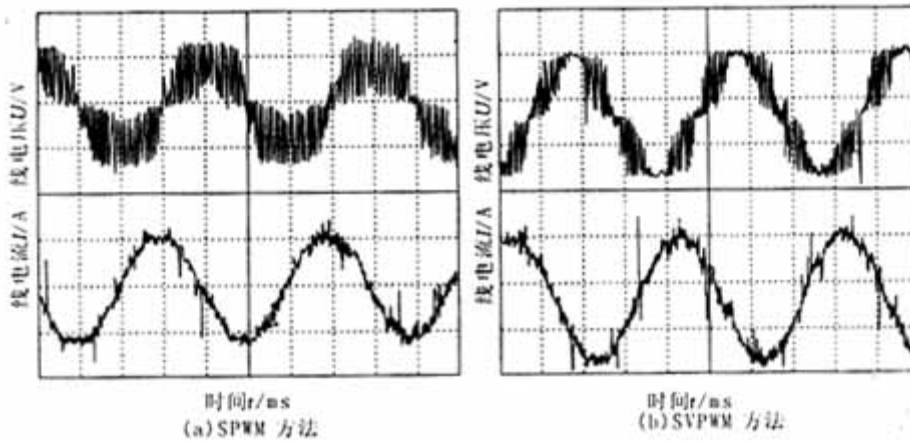


图 5 线电压、线电流波形图(输出频率 $f_1=50\text{Hz}$, 载波频率 $f_c=3.6\text{kHz}$)

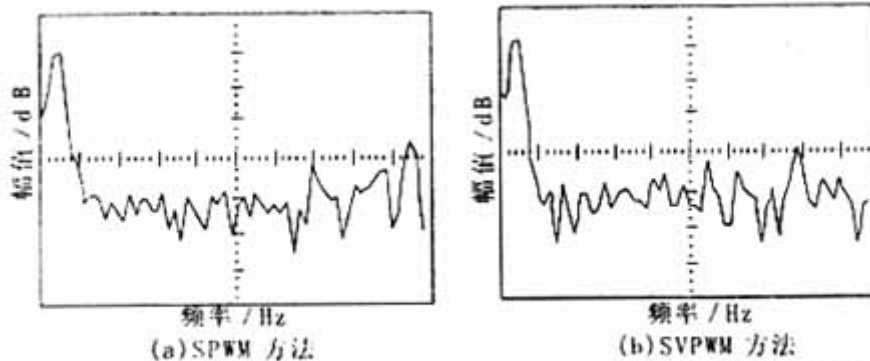


图 6 低频范围内线电压频谱分析比较(频谱范围: $0 \sim 1.22\text{kHz}$, 10dB/格)

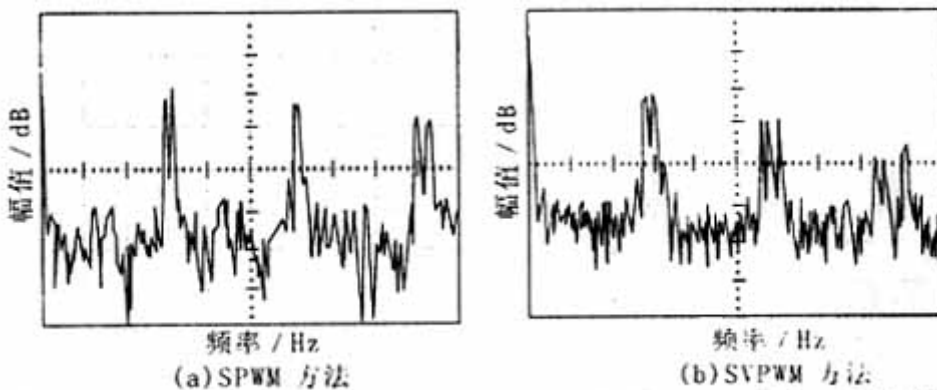


图 7 低频范围内线电压频谱分析比较(频谱范围 $0 \sim 12.2\text{kHz}$, 10dB/格)

5 结 论

本文研究了用 DSP 芯片 TMS320F240 实现 SVPWM 的方法。经过分析和实验, 结果表明:

(1) SVPWM 谐波优化程度高, 消除谐波效果比 SPWM 要好, 实现容易, 并且可能提高电压利用率。

(2) SVPWM 比较适合于数字化控制系统, 以微控制器为核心的数字化控制系统是发展趋势, 所以 SVPWM 应是优先的选择。

(3) 以 TI 公司的 TMS320F240 为核心, 构成全数字控制系统, 可以以两种方式产生 SVPWM, 在一般的中小功率变频调速系统中, 采用该芯片实现 SVPWM 控制技术是非常适合的。

参考文献:

- [1] TMS320C24X DSP Controllers—peripheral Library and Specific Devices (J) . 1997, 2.
- [2] TMS320C24X DSP Controllers—CPU System, and Instruction Set (J) . 1997, 1.
- [3] Zhenyu Yu. Space—Vector PWM Technique With TMS320C24x / F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns (J) . 1999.
- [4] Zhenyu Yu, Figoli, David. AC Induction Motor Control Using Constant V / Hz Principle and Space—Vector PWM Technique With TMS320C240 (J) . 1998.