

空间向量脉宽调制原理及实现

沈阳东宇集团 赵乃霞 徐展

摘要: 文章详细叙述了空间向量脉宽调制(SV PWM)的原理,并结合 TI 公司的 TM S320F240 DSP 介绍了基于软件和硬件实现 SV PWM 的两种方法,总结了这两种方法的特点。最后,给出了 SV PWM 的输出经滤波器后的波形。

关键词: 空间向量脉宽调制 基本空间向量 零向量 扇区

The Principle and Implementation of the Space-vector Pulse Width Modulation Technique

Zhao Naixia Xu Zhan

Abstract: This paper gives an in-depth discussion of the principle and implementation of the space-vector pulse width modulation technique. Two different SV PWM methods, one using the regular compare function on the Texas Instrument TM S320F240 digital signal processor and another implemented with the SV PWM hardware module on the TI TM S320F240 DSP are presented, and the characteristics of these two methods are summarized. At the end, the SV PWM waveform with carrier filtered out are shown.

Keywords: SV PWM the basic space vector zero vector sector

1 概述

PWM 控制技术,即脉宽调制控制技术,是利用半导体开关器件的导通与关断把直流电压变成电压脉冲列,并通过控制电压脉冲宽度或周期以达到变压目的,或者通过控制电压脉冲宽度和脉冲列的周期以达到变压变频目的的一种控制技术。当前广泛应用的正弦脉宽调制(SPWM)变频调速方式是比较成熟的,而且原理简单,易于实现。我们在实际开发变频器的过程中也曾经应用过 SPWM。

从实践中我们知道,在输入电压额定时,SPWM 调制方式所能供给电机的相电压只能达到额定相电压的 $\sqrt{3}/2$ 倍,尽管采取一些补偿算法,结果仍不能令人满意,而采用空间向量脉宽调制(SV PWM)方式却能有效地利用输入电压,使供给电机的相电压达到额定值,并且能减小谐波损耗。本文将简要介绍 SV PWM 的基本原理和实现方法。

2 SV PWM 的基本工作原理

我们是利用 TM S320F240 作为主控制芯片来开发矢量控制变频器的。TM S320F240 是美国德州仪器公司生产的电机专用芯片,其中的全比较单元可用于软件方法实现 SV PWM;自带的 SV PWM 硬件配合软件可以更方便地实现 SV P-

WM。

我们开发的矢量控制变频器的电流反馈的结构如图 1 所示。首先检测 A、B、C 相电流,然后进行 3-2 变换,再进行 DQ-MT 变换,进行磁场定向,然后对 M、T 轴电流进行 PI 调节,输出是 M、T 轴电压,接着进行电压解耦,得到的是电压值,再进行 MT-DQ 变换,得到 D、Q 轴电压,最后进行脉宽调制。

采用正弦脉宽调制时,得到 D、Q 轴电压后,还需要进行 2-3 变换,然后正弦调制,输出三相正弦电压给电机。

当采用空间向量脉宽调制时,得到 D、Q 轴电压后,直接用于 SV PWM。



图 1 电流反馈流程

图 2 是三相逆变器的典型结构图。图中 V_a 、 V_b 、 V_c 是输出到电机三相绕组的电压,电机采用星形接法。6 个逆变管的导通受控于 $DTPH_x$ 和 $DTPH_{\bar{x}}$ ($x = a, b, c$)。当位于同一个桥臂的上面

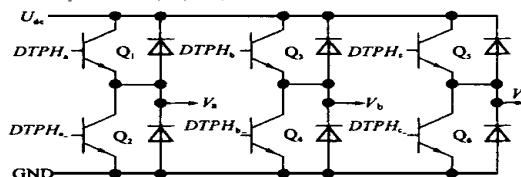


图 2 三相逆变器结构

的逆变管导通时, 下面的逆变管一定是关断的。这样, 从上面的逆变管 (Q_1, Q_3, Q_5) 或者说 $DTPH_x$ ($x = a, b, c$) 的状态就足以推算输出给电机的电压 U_{out} , U_{out} 是输出给电机的三相电压的合成值。

a, b, c 的状态按照二进制编码可以有 8 种组态, a, b, c 分别代表 $DTPH_a, DTPH_b, DTPH_c$ 的值, 对应于不同组态时输出给电机的相线电压相对值(相对于全波整流后的直流电压 V_{dc}) 如表 1 所示。

表 1 三相逆变器的导通组态

a	b	c	V_{ao} (U_{dc})	V_{bo} (U_{dc})	V_{co} (U_{dc})	V_{ab} (U_{dc})	V_{bc} (U_{dc})	V_{ca} (U_{dc})
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0

我们可以把这 8 种组态对应的相电压通过 3-2 变换投影到 $d-q$ 平面内, 由此得到 6 个非零向量和 2 个零向量, 6 个非零向量组成 6 个扇区。输出给电机的任意电压向量(此向量由 D, Q 轴电压 U_d, U_q 唯一确定)均可以由 $d-q$ 平面内的一个向量表示。图 3 表示了各个电压量之间的关系以及各个电压量与基本空间向量的关系。以此图为例, U_{out} 由 U_d, U_q 合成, U_{out} 向其所在扇区的两个基本空间向量轴投影, 也就是 U_d, U_q 向基本空间向量轴投影, 而不必真正求出 U_{out} 的值。由数学知识可以很容易求出投影值, 它们是电压量, 与基本空间向量值比较并进行量化(指量化为 CPU 脉冲数), 可得到量化后的 T_1 和 T_2 , 即一个 PWM 周期内, 逆变器的 a, b, c 组态持续为 001 的时间为 T_1 , 持续为 011 的时间为 T_2 。当 T_1, T_2 的和小于一个 PWM 周期时, $T_0 = (T_{PWM} - T_1 - T_2)$, T_{PWM} 是一个 PWM 周期时间的量化值, T_0 是零向量持续时间的量化值; 当 T_1, T_2 的和大于一个 PWM 周期时, 没有零向量, 一个 PWM 周期由 001、011 两种组态按比例分配。当 U_{out} 位于不同的扇区时,

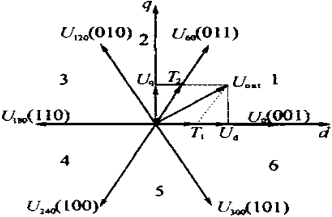


图 3 基本空间向量和任意电压向量

分解为不同的组态, 持续的时间也各不相同。

将由基本空间向量组成的 6 个扇区进行编号, 如将 U_0 和 U_{60} 组成的扇区编号为 1, 沿逆时针方向依次为 2, 3, 4, 5, 6, U_{out} 位于哪个扇区是依靠 U_d, U_q 的符号确定的。例如: 当 U_{out} 位于第 1 个扇区时, 必然满足下面的条件

$$U_q > 0 \tag{1}$$

$$U_d > U_{out} \cos(\pi/3) = (1/2) U_q / \sin(\pi/3) = U_q / \sqrt{3}$$

即
$$\sqrt{3} U_d - U_q > 0 \tag{2}$$

满足式(1)、式(2)的 U_{out} 必是位于第 1 扇区的; 同理, 当 U_{out} 位于第 2 扇区时满足

$$U_q > 0 \tag{3}$$

$$\sqrt{3} U_d - U_q < 0 \tag{4}$$

$$\sqrt{3} U_d + U_q > 0 \tag{5}$$

依此类推, 可以很容易地确定 U_{out} 的扇区。

确定了 U_{out} 所在的扇区, 求出 T_1, T_2, T_0 后, 就可以利用 TM S320F240 芯片的全比较单元生成 6 路 PWM 输出, 这就是利用软件方法实现 SV PWM; 也可以利用 TM S320F240 自带的硬件来实现 SV PWM。

3 SV PWM 的软件实现和硬件实现

下面实现 SV PWM 的图中, a, b, c 分别代表 PWM₁, PWM₃, PWM₅ 的输出状态, 如 U_{110} 表示 a, b, c 分别为 1, 1, 0, 即是 PWM₁, PWM₃, PWM₅ 的输出状态分别为 1, 1, 0; 这些 PWM 的极性定义为高电平有效。

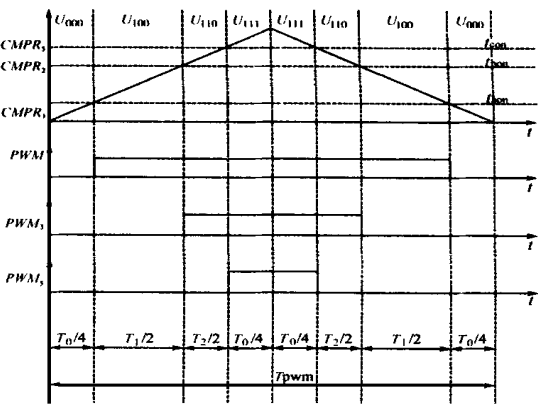


图 4 软件实现示意图

图 4 是软件方法实现 SV PWM 的示意图, 它对应于图 3 的第 4 扇区。 $t_{aon}, t_{bon}, t_{con}$ 分别对应于从一个 PWM 周期开始到最先、第 2、最后(指上桥臂)导通的时间, U_{out} 位于不同的扇区、不同的

PWM 周期它们的值不同, 它们是实时变化的, 赋给哪一个比较寄存器也不同。而 $CMPR_1$ 、 $CMPR_2$ 、 $CMPR_3$ 的比较值分别对应于 A、B、C 相的导通时刻。图中, A 相最先导通, 故把 t_{aon} 值作为 $CMPR_1$ 的比较值; B 相第 2 导通, t_{bon} 应为 $CMPR_2$ 的比较值; C 相最后导通, t_{con} 就是 $CMPR_3$ 的比较值。 t_{aon} 、 t_{bon} 、 t_{con} 的计算如下

$$\begin{cases} t_{aon} = (T_{pwm} - T_1 - T_2) / 4 \\ t_{bon} = t_{aon} + T_1 / 2 \\ t_{con} = t_{bon} + T_2 / 2 \end{cases}$$

这是产生对称的 PWM 波形的方法, 也可以产生非对称波形, 此处略。软件实现 SV PWM 有如下特点。

- 1) 除了占空比 0% 和 100% 外, 每个 PWM 周期内每个 PWM 桥臂通断 2 次。
- 2) 对每个扇区而言, 3 个 PWM 桥臂有 1 个固定的通断顺序。
- 3) 每个 PWM 周期都开始、结束于零向量。
- 4) 每个周期内, 000 和 111 的持续时间相同。

TM S320F240 芯片带有实现 SV PWM 的硬件, 也可以利用它来实现脉宽调制。图 5 是硬件实现 SV PWM 的波形。

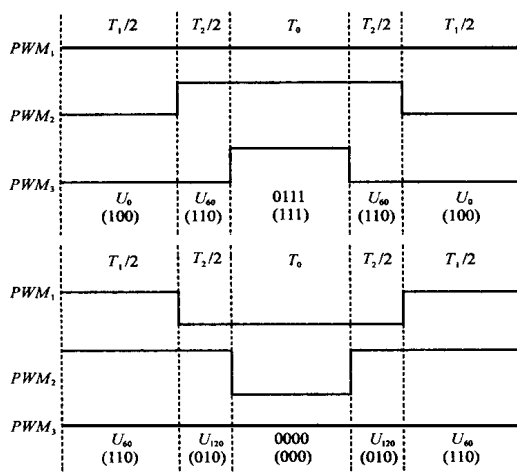


图 5 硬件实现 SV PWM 示意图

硬件实现时, 有如下特点, 这些特点通过观察图 5 可有一定的了解。

- 1) 在一个 PWM 周期内总有一个桥臂保持常量, 这样就减少了开关次数, 降低了开关损耗。
- 2) 由于位于同一桥臂的每对 PWM 输出要加死区时间, 而死区时间不能影响保持常量的桥臂, 这将导致输出电压中含有少量谐波。
- 3) 从 U_0 到 U_{60} 是逆时针方向, 也可以采用从

U_{60} 到 U_0 的顺时针方向, 两种方向均可, 因此决定了每个 PWM 周期里的零向量可以是 111 也可以是 000。

当采用硬件方法实现 SV PWM 时, 首先要设置 ACTR 寄存器的最高位, 指明方向是顺时针还是逆时针; 再设置 14-12 位指明从哪一个基本空间向量开始。我们可以把各个扇区对应的 ACTR 设置值列表, 确定由 U_d 、 U_q 决定的扇区后查表可得 ACTR 的应设置值, 而 T_1 、 T_2 的计算与前同, 然后将 $0.5T_1$ 赋给 $CMPR_1$, $0.5(T_1 + T_2)$ 赋给 $CMPR_2$ 。这样, 由于有硬件的帮助实现 SV PWM 更容易。

4 结论

图 6 是采用 SV PWM 时用示波器观察到的两路 PWM 输出, 图 7 是两路 PWM 输出的合成, 这也就是变频器的输出。

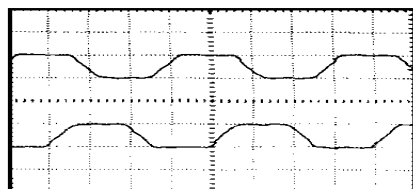


图 6 两路 PWM 输出

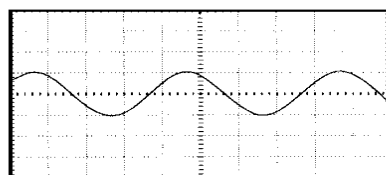


图 7 图 6 两路 PWM 的合成

可见, 变频器输出波形的正弦度很好。我们实验用的电机额定电压是 380 V, 当变频器输入电压 380 V 时, 采用 SV PWM 输出也是 380 V, 这就有效地利用了输入电压。

参考文献

- 1 王成元等. 矢量控制交流伺服驱动电动机. 机械工业出版社, 1995
- 2 TM S320C24x DSP Controllers Reference Set TEXAS INSTRUMENTS
- 3 Implementation of a Speed Field Orientated Control of Three Phase AC Induction Motor Using TM S320F240 TEXAS INSTRUMENTS

收稿日期: 1999-10-19