

# 无刷直流电机 BLDC 的 PWM 调制方式介绍

安森美半导体公司 卜仕锋

BLDC (Brushless Direct Current) 无刷直流电机已在家用电器、汽车、医疗、工业设备等领域被广泛使用, 三相无刷直流电机是更主流产品。图1为三相无刷直流电机的驱动部分示意图, 主要包括霍尔信息的采集, 以及根据霍尔信号对三相逆变器做对应的调制, 三相逆变器PWM的开关顺序已经PWM的占空比是调制的主要内容, 不同的调制方式对BLDC的运行性能有很大影响, 近年来随着电机控制系统越来越精细, 在原来常见的方波120°脉宽调制基础上, 正弦脉宽调制 (SPWM) 和空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 出现, 使电机脉动降低、电流波形畸变减小, 但后两者的算法比较复杂, 本文将对三种调制

方式逐一地介绍其特性、原理及计算细节。

## 方波120°脉宽调制

利用霍尔值 (每个电气周期6次变化), 改变UVW相电流流向, 但同一霍尔值内电流流向不变, 任何时刻只能一相的上桥和另一相的下桥导通。这种控制方式简单, 但存在最大60°的转矩偏角, 效率降低, 同时会伴有转动噪声。

在上桥下桥PWM开关控制顺序不同, 我们可以做出下面5种模式的选装。

LC08000M为了减小在换相时转矩的波动, 采用了PWM值过渡方式, 这一处理能有效降低了转动噪声。

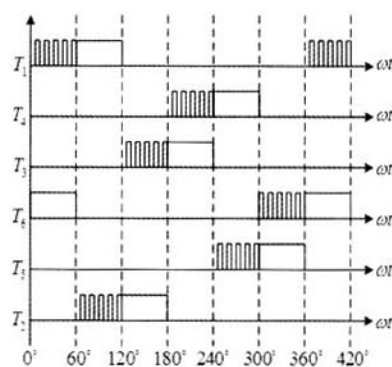


图2-1 PWM-ON型

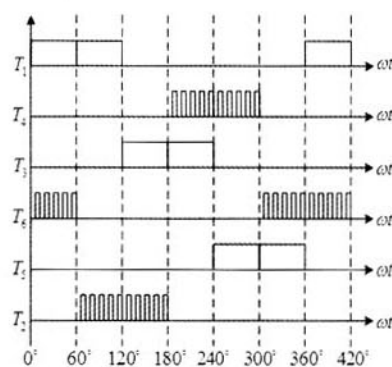


图2-2 ON-PWM型

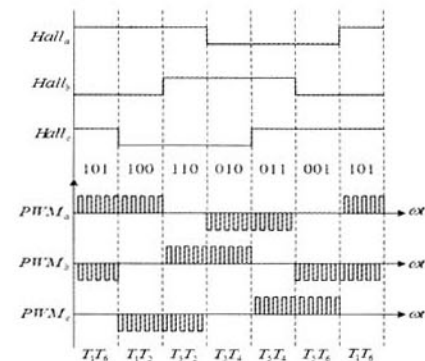
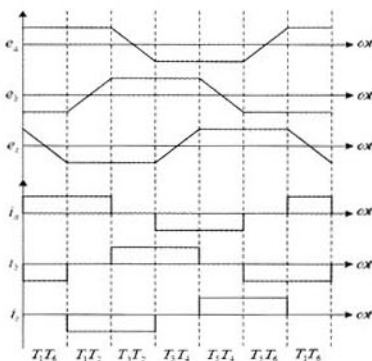


图1 Hall状态与PWM、三相反电动势、三相电流的对应关系



## 正弦脉宽调制 (SPWM)

叠加在MOS管的直流电压可以通过PWM开关控制来等效成正弦电压, 由于中性点为0, 因此电机的相电压也为正弦, 从而使得电机相线电流也成正弦变化规则, 消除了转矩波动。根据面积等效原理, 正弦波还可以等效

成PWM波。如图5所示,通过这种方式不停地调整PWM的占空比来实现正弦电压效应。

正弦脉宽调制需要知道 $\omega t$ 的详细值,而从霍尔元件只可以读取到 $60^\circ$ 、 $120^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $240^\circ$ 、 $360^\circ$ 这5个大体的位置信息,所以需要从

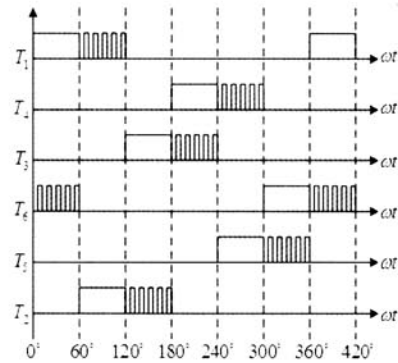


图2-3 H ON-L PWM型

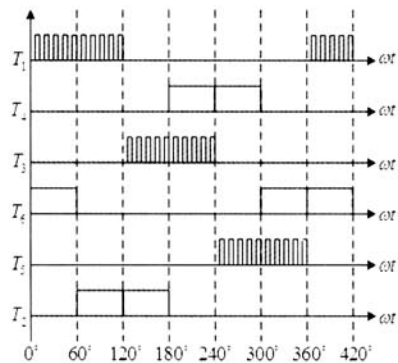


图2-4 H PWM-L ON型

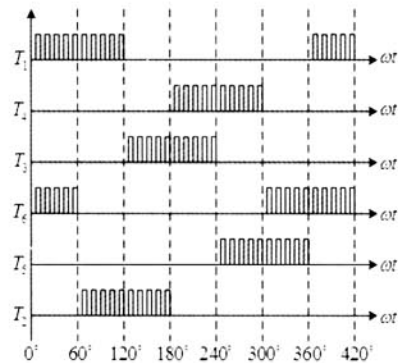
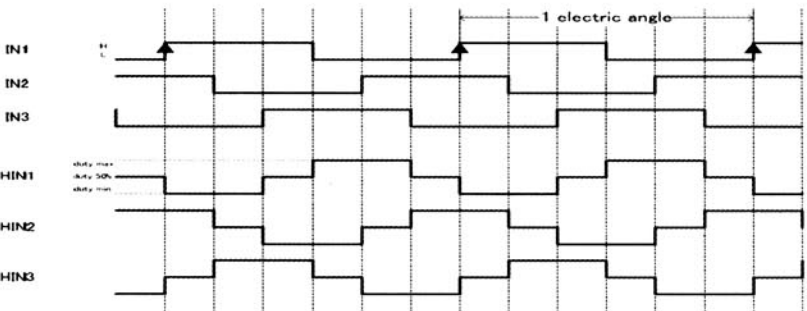


图2-5 H PWM-L PWM型



LIN1, LIN2, and LIN3 are invert signal of HIN1, HIN2 and HIN3.

图3 LC08000M 方波120° 脉宽调制的PWM与霍尔关系的对应图

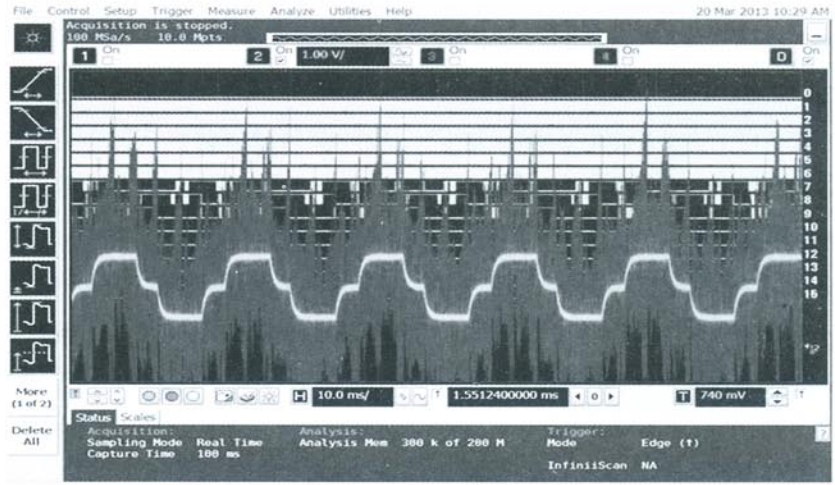


图4 实测LC08000M方波120度脉宽调制的效果

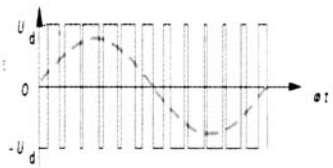


图5 正弦波与PWM波的等效图

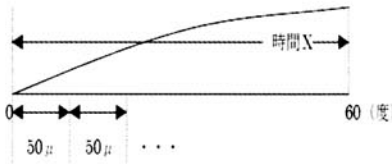


图6-1

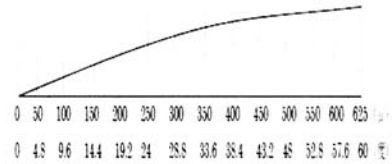


图6-2

前几次霍尔值变化的间隔时间推算出 $60^\circ$  内的内角度。在电机静启动情况下,无法推算出内角度信息,因此启动情况下,还是要采用方波120° 脉宽调制方式启动,但电机得到一个稳定转动后,可以推算出内角度,就可以切换成正弦脉宽调制方式。

推算内角度方法如图6-1所示。首先计算出每个 $60^\circ$  需要的时间,除以PWM周期的时间可以计算出 $60^\circ$  内PWM的次数,从而得到 $60^\circ$  内每增加1个PWM时内角度增加的值,在加上通过霍尔值对应的大角度值就得到当前的角度;U V W三相彼此相差 $120^\circ$



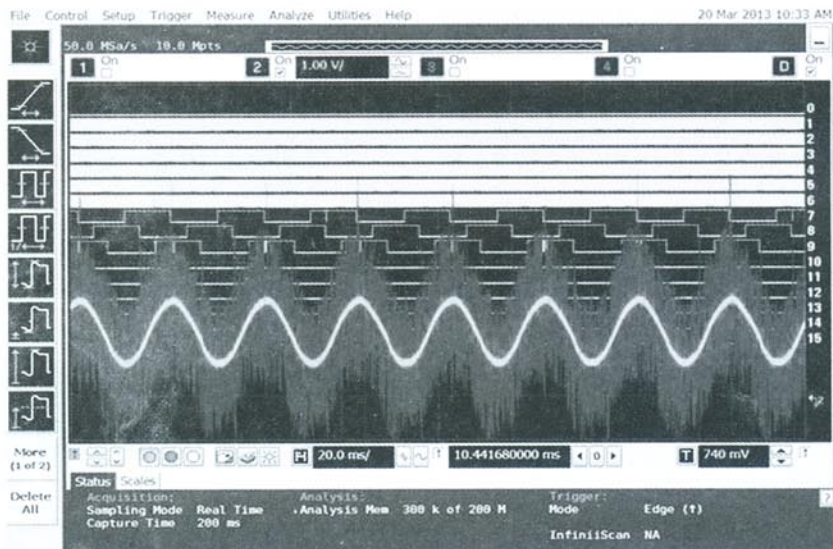


图7 实测LC08000M正弦脉宽调制 (SPWM) 的效果

相位 LC08000M芯片有正弦脉宽调制 (SPWM) 功能, 并且内部集成了上

举例: PWM基本周期频率20kHz (50us), 8极对电机, 在转速2000r/m时, 求角度变化值

- 1)  $2000r/m \times 8 = 16000\text{hall}/m$  (每分钟的霍尔电气周期)
- 2)  $16000/60 = 266.67\text{hall}/s$  (每秒的霍尔电气周期)
- 3)  $1/266.67 = 3.75\text{ms}$  (每个霍尔周期需要的时间)
- 4)  $3.75\text{ms}/6 = 625\mu s$  (每60°需要的时间)
- 5)  $625\mu s/50\mu s = 12.5\text{次}$  (每60°内PWM周期的次数)
- 6)  $60^\circ / 12.5 = 4.8^\circ$  (每个PWM周期增加的角度值)

然后通过查询代码中内置的sin函数值, 在叠加上力矩输出要求的百分比, 这样可以在每次PWM周期结束后立即修改PWM的占空比, 使其得到正弦脉宽调制方式。

LC08000M芯片有正弦脉宽调制 (SPWM) 功能, 并且内部集成了上面的软件计算部分。

#### 空间矢量脉宽调制 (SVPWM)

与SPWM不同, SVPWM施加在电机端线上电压并非等效正弦波电压, 此时电机中心点电压并非为0, 但电机相电压仍然为等效正弦, 从而使得电机相线电流也成正弦变化规则。

三相全桥逆变器共8种开关模式,

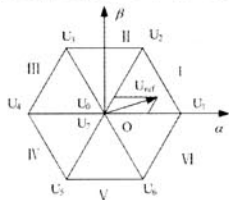


图8 基本空间矢量在空间的分布

分别对应八个基本电压空间矢量U0~U7, U0和U7为零矢量, 位于原点。其余6个非零矢量幅值相同, 相邻矢量间隔60°。根据非零矢量所在位置将空间划分为6个扇区。空间矢量脉宽调

制就是利用U0~U7的不同组合, 组成幅值相同、相位不同的参考电压矢量Uref, 从而使矢量轨迹尽可能逼近基准圆。

图9为参考电压在第一扇区, 有两个非零矢量U1U2和零矢量合成。当参考电压进入下一个扇区, 采用新的相邻两个矢量与零矢量进行合成。基于矢量合成规则, 在符合 $T1+T2 \leq T_{pwm}$ 条件下, 并要求任意角度下V1和V2都能合成出的矢量, 所以  $U_{ref\_max} = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}$ 。调制度

$$M = \frac{U_{ref}}{U_{ref\_max}} = \frac{U_{ref}}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}}$$

$$U_{ref} = \frac{T_1}{T_{pwm}} U_1 + \frac{T_2}{T_{pwm}} U_2 \quad (1)$$

由三角正弦定理可知:

$$\frac{T_1 \times U_1}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{T_2 \times U_2}{\sin \theta} = \frac{U_{ref}}{\sin 120^\circ} \quad (2)$$

$$T_1 = \frac{U_{ref}}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}} \times T_{pwm} \times \sin(60^\circ - \theta)$$

$$= M \times T_{pwm} \times \sin(60^\circ - \theta) \quad (3)$$

$$T_2 = \frac{U_{ref}}{\frac{\sqrt{3}}{2} U_{dc}} \times T_{pwm} \times \sin \theta = M \times T_{pwm} \times \sin \theta \quad (4)$$

θ角度的推算和前面SPWM里的方法是一样的。为了减少三角函数计算同样采用代码内置Sin三角函数表, 为了获得最佳的谐波性能和最小开关损耗, 目前主要有7段式和5段式空间

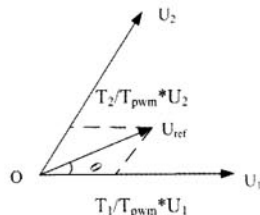


图9 参考电压在第一扇区矢量合成方法

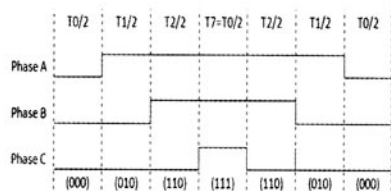


图10 7段式矢量合成方法

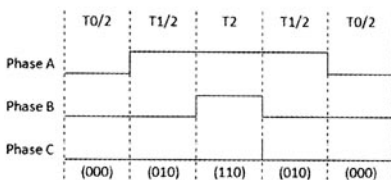


图11 5段式矢量合成方法

矢量合成方法。

对比7段式和5段式可知，两者在零矢量的分配上存在很大的区别。单个PWM周期内，5段式方法将零矢量集中插入在中间，转矩脉动大，在低频时会导致明显的走走停停不平稳现象；而7段式方法中零矢量的一半被插入在PWM周期的中间，另一半插入在PWM周期的两边，这样可以使得磁链的运转更加平稳，减少电机转

矩的脉动，使得低频时特性明显好于5段式，高频时特性差异不大。但5段式方法中每个PWM周期中，总有一相桥臂的开关管状态不需要改变，而在7段式方法中，每一相桥臂的开关管都需要开关各一次，5段式比7段式开关次数减少1/3，所以5段式的开关

功耗是最小的。综合来说，在PWM周期达到10KHz以上，5段式更加合适。

LC08000M芯片有空间矢量脉宽调制（SVPWM）功能，同样内部集成了复杂计算功能，采用5段式矢量合成方式，使开关损耗最小。

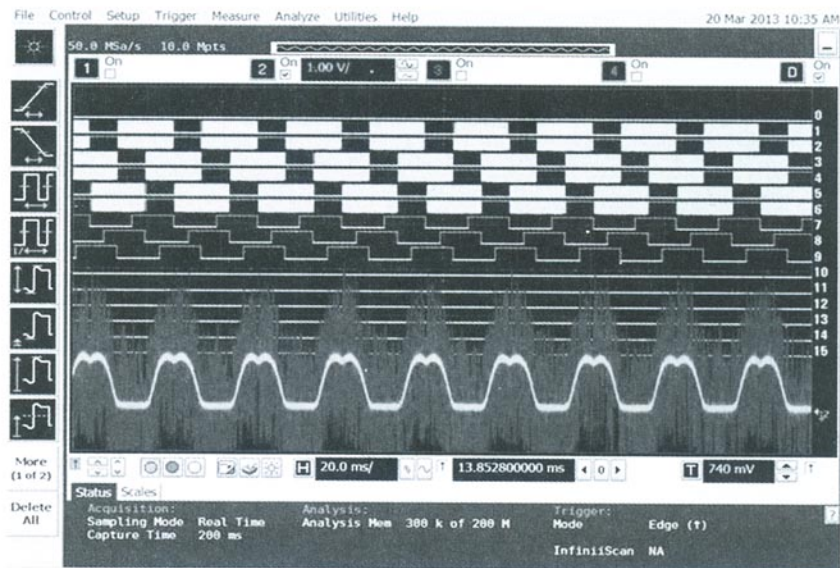


图12 实测LC08000M空间矢量脉宽调制（SVPWM）的效果