

反电动势过零点的检测方法

一般的永磁无刷直流电机是由三相逆变桥来驱动的，根据转子位置的不同，为了产生最大的平均转矩，在一个电角度周期中，具有 6 个换相状态。在任意一个时间段中，电机三相中都只有两相导通，每相的导通时间间隔为 120° 电角度。例如，当 A 相和 B 相已经持续 60° 电角度时，C 相不导通。这个换相状态将持续 60° 电角度，而从 B 相不导通，到 C 相开始导通的过程，称为换相。换相的时刻取决于转子的位置，也可以通过判断不导通相反电动势过零点来决定。通过判断不导通相反电动势过零点，是最为常用也最为适合的无位置传感器控制方法。

反电动势过零点的检测方法是，通过测量不导通相的端电压，与电机的绕组中点电压进行比较，以得到反电动势的过零点。但对于小电枢电感的永磁无刷直流电机，在许多情况下，绕组中点电压难以获取，并且需要使用电阻分压和进行低通滤波，这样会导致反电动势信号大幅度地衰减，与电机的速度不成比例，信噪比太低，另外也会给过零点带来更大的相移。

与上面的方法相比，更为常用的是虚拟中点电压法。假设 A 相和 B 相导通，则 A 和 B 两相电流大小相等，方向相反，C 相电流为零，则根据永磁无刷直流电机数学模型有

$$V_C = E_C + V_N$$

相加得中性点电压为

$$V_N = \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C)$$

再将式 (6-1) 代入式 (6-2)，得反电动势过零检测方程为

$$E_C = V_C - \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C)$$

相应地，A 相和 B 相反电动势过零检测方程为

$$E_A = V_A - \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C)$$

$$E_B = V_B - \frac{1}{3}(V_A + V_B + V_C)$$

根据上述方程，将不导通相的端电压与所计算的虚拟中点电压进行比较，也可以获得反电动势的过零点。这种方法十分简单，实现也比较方便。但是，由于无刷直流电机按一定频率进行 PWM 斩波控制，其计算出的虚拟中点电压也会随着 PWM 的高低电平而发生相同频率的在电源和地电平之间的变化。这样，就会带来极大的共模电平和高频噪声，会影响反电动势过零点检测的精确性。同样，和中点比较法一样，这种方法也必须要对绕组端电压进行分压和低频滤波。

这样，在一个 PWM 周期中，电枢绕组相电流就必然存在断续状态。速度提高时，电枢绕组中会产生峰值极大、频率很高的反电动势。由于以上特点，一些普遍采用的 BLDC 无位置传感器的控制方法均不适合。现有的无位置传感器的控制方法，如端电压检测法和转子位置估计法等，将很难得到良好的控制效果，其理由如下所述：

首先，无刷直流电机要求在电机转速提高的过程中，采用现有的端电压与中点电压比较的方法，要对三相绕组进行分压阻容滤波，计算出不导通相反电动势的过零点，再延后一定时间进行换相。但是，这样得到的反电动势过零点会因为无刷直流电机转速提高而产生过大的相移，导致当检测到反电动势过零点后，真正的换相点已经过去，从而造成换相失误。另外，现有的转子位置估计法，在高速时必须以极高的采样频率对永磁无刷直流电机中多个物理量进行测量，然后运行复杂的算法估计出转子位置，这样即使采用主频较高的控制器，也很难实时得到精确的位置信号。并且，随着电机转速的提高，位置估计算法难以及时地计算出当前电机转子的位置情况，对于转速范围较大的情况，无位置传感器的检测难以实现。

其次，现有的无刷直流电机无位置传感器的控制方法一般只适用于绕组相电流不存在断续状态的情况。而当永磁无刷直流电机电感较小时，在一个 PWM 周期中，则可能出现绕组相电流断续状态。当相电流从续流状态向断流状态突变时，由于三相逆变器中功率管的寄生电容和电枢绕组中的电感和电阻相互作用，端电压会存在二阶阻尼振荡过程。在振荡过程中，将检测到的电枢绕组端电压应用于无位置传感器的换相中，会得到不正确的结果。

因此，使用现有的无位置传感器的控制方法，应用于小电感电感的磁悬浮飞轮用无刷直流电机上，都无法得到良好的控制效果

利用反电动势的过零点来测转子位置在讨论无转子位置

传感器的无刷直流永磁电动机的关键问题之前，我们先把无刷直流永磁电动机定义为：功率逆变器采用 120° 导通型半桥逆变电路；电动机运行时，永磁转子磁极在定子每相电枢绕组内感生呈梯形波的反电动势；驱动电压是准矩形波，电枢电流是梯形波；在 360° 电角度范围内电枢绕组换相(向)6次，每个导通状态持续 60° 电角度，从而在 360° 电角度的气隙范围内形成六步跳跃式旋转磁场；对于星形连接的三相电枢绕组而言，在运行过程中的任何时刻，只有两相通电，一相不通电；每相的反电动势与相电流同相位。

根据上述定义，“二相导通星形三相六状态”的反电动势波形和相应的驱动电压波形如图1.47所示。在每一个状态内，一相电枢绕组被接至正电源电压，另一相电枢绕组被接至负电源电压，第三相电枢绕组是不通电的悬空相。悬空相内的反电动势将出现一个“过零点”，图1.47中用符号zc来标记。所谓反电动势的“过零点”就是反电动势与横坐标的交点，在交点前后反电动势的极性符号将发生由“-”到“+”的变化，由“+”

根据上述定义,“二相导通星形三相六状态”的反电动势波形和相应的驱动电压波形如图1.47所示。在每一个状态内,一相电枢绕组被接至正电源电压,另一相电枢绕组被接至负电源电压,第三相电枢绕组是不通电的悬空相。悬空相内的反电动势将出现一个“过零点”,图1.47中用符号zc来标记。所谓反电动势的“过零点”就是反电动势与横坐标的交点,在交点前后反电动势的极性符号将发生由“-”到“+”的变化,由“+”

到“-”的变化。过零点出现在相邻两次换相(向)的中间,当转速恒定时,或在转速缓慢变化的情况下,从某一个换相(向)点到过零点所经过的时间等于从该过零点到下一个换相(向)点所经过的时间,即在过零点的前后 30° 电角度处电枢绕组将前后分别进行两次换相(向)。因此,过零点的检测是无转子位置传感器的无刷直流永磁电动机实现换相(向)控制的基础。

电动机运行时,不通电的悬空相是随着磁状态的变化而变化的。我们检测出悬空相内反电动势的过零点,然后往后再经过 30° 电角度位移量所对应的时间发出一个信号,并以此信号去控制逆变器内所对应的功率开关器件,使电动机的运行从一个磁状态变换成下一个相继的磁状态,从而无转子位置传感器的无刷直流永磁电动机实现电子换相(向)。为清楚起见,现举例说明:假定电动机运行在磁状态I,逆变电路中的功率开关器件BG3和BG4导通,电枢绕组v和u为通电的工作相,电枢绕组w为不通电的悬空相,悬空相w内的反电动势的过零点为zcw检测电路在数字信号处理器(DSp)和专用软件的帮助下,检测出与电动机转速相对应的过零点zcw,并以此过零点zcw为起点求出 30° 电角度位移量所对应的时间,然后,通过控制电路迫使逆变电路内原来导通的功率开关器件BG3截止,原来截止的功率开关器件BG5导通:使原来不通电的悬空相w通电,而使原来通电的工作相v变成了新的不通电的悬空相,从而完成了电枢绕组之间的换相(向),使电动机的运行从磁状态I转换到磁状态II。表1.17列出了不同磁状态时逆变电路内各功率开关器件的导通情况与悬空相内反电动势过零点之间的关系。

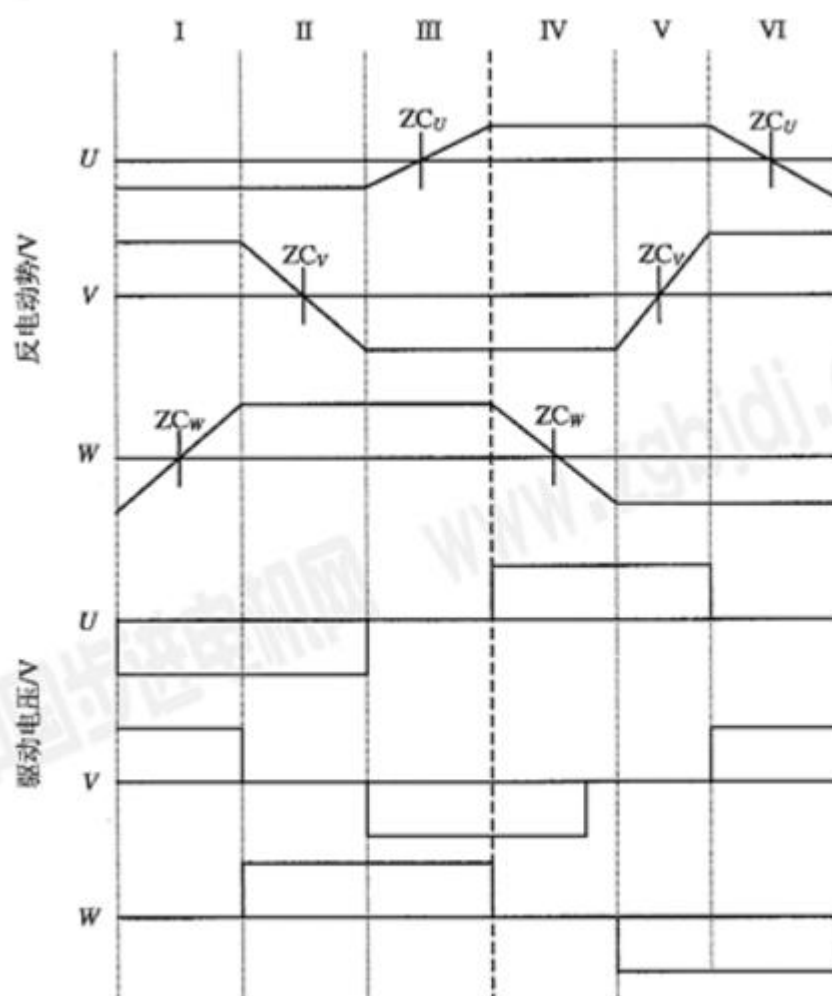


图 1.47 反电动势波形和相应的驱动电压波形

表 1.17 逆变电路内各功率开关器件的导通情况与反电动势过零点之间的关系

磁状态	导通的功率开关器件	通电的工作相	不通电的悬空相	反电动势过零点	过零点控制 (产生下一个磁状态)	
					截止	导通
I	BG ₃ , BG ₄	$V \rightarrow U$	W	ZC _W	BG ₃	BG ₅
II	BG ₅ , BG ₄	$W \rightarrow U$	V	ZC _V	BG ₄	BG ₆
III	BG ₅ , BG ₅	$W \rightarrow V$	U	ZC _U	BG ₅	BG ₁
IV	BG ₁ , BG ₅	$U \rightarrow V$	W	ZC _W	BG ₆	BG ₂
V	BG ₁ , BG ₂	$U \rightarrow W$	V	ZC _V	BG ₁	BG ₃
VI	BG ₃ , BG ₂	$V \rightarrow W$	U	ZC _U	BG ₂	BG ₄

为了更好地了解在无转子位置传感器的无刷直流永磁电动机中是如何实现换相（向）的，首先让我们来看一看：在两次换相（向）之间，到底发生了一些什么事情？

这些事情在什么时刻发生的？为此，图1.48给出了悬空相电枢绕组内反电动势的电压波形在两次换相（向）之间的展览近视图。由此图可见，无转子位置传感器的换相（向）控制是通过若干次“中断”来实现的。在换相（向）周期的不同阶段允许中断，或不允许中断，每次中断都有自己的职责和功能。图中脉宽调制(PWM)信号用来驱动功率开关器件，数模变换(AD(：))信号用于过零点的检测和运算，它们由同一个计时器定时。

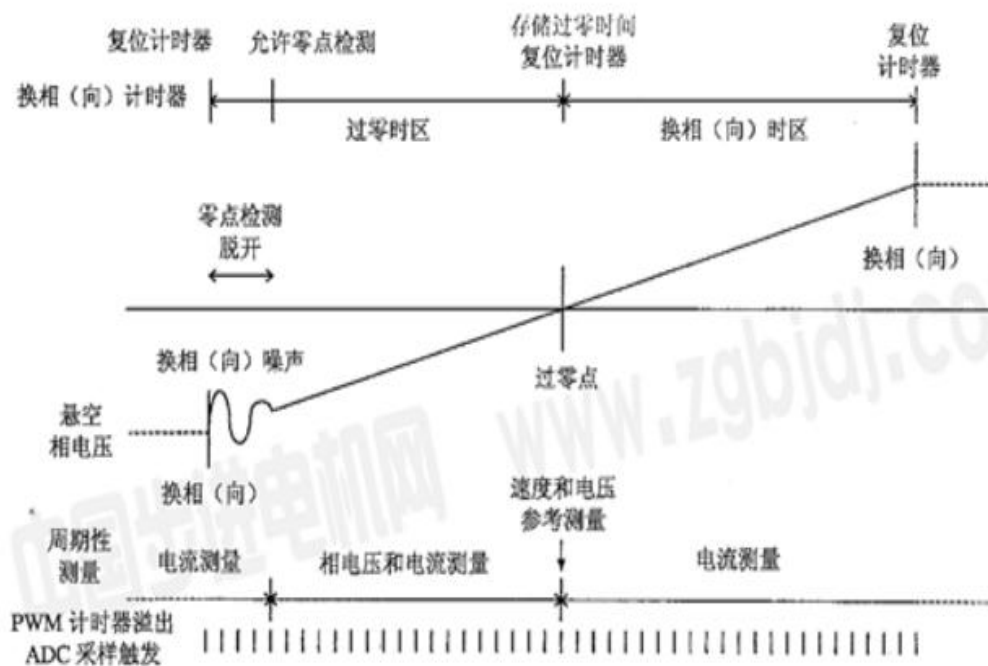


图 1.48 两次换相（向）之间的展览近视图

根据上述理论分析和电气系统的基本数学方程式，检测电路、控制电路、数字信号处理器(DSP)和专用软件相互配合可以完成下列功能性运算：

(1)三相电枢绕组星形连接点(中性点)的对地电压 u_n 的计算首先，利用图1.49所示的测量电路来测出 u 、 v 和 w 三相电枢绕组的端头的对地电压 u_u 、 u_v 和 u_w 。测量电路是由电阻 R_1 R_2 和电容器 c 组成的桥式电路，当频率低时，它起到分压器的作用；当频率高时，电容 c 对地短路，把斩波高频分量滤波掉。因此，测量电路被称为分压器 / 低通滤波器电路。为了防止通过滤波器的电流过大， (R_1+R_2) 的数值应大于 $10\sim 100k\Omega$ 。由于斩波频率一般被设置在 $80kHz$ ，所以只需要 nF 数量级的滤波电容器 c 。测量电路的三个输出模拟量 u_{uOUT} u_{vOUT} 和 u_{wOUT} 由下式决定

$$\left. \begin{aligned} U_{UOUT} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_U \\ U_{VOUT} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_V \\ U_{WOUT} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_W \end{aligned} \right\} \quad (1.23)$$

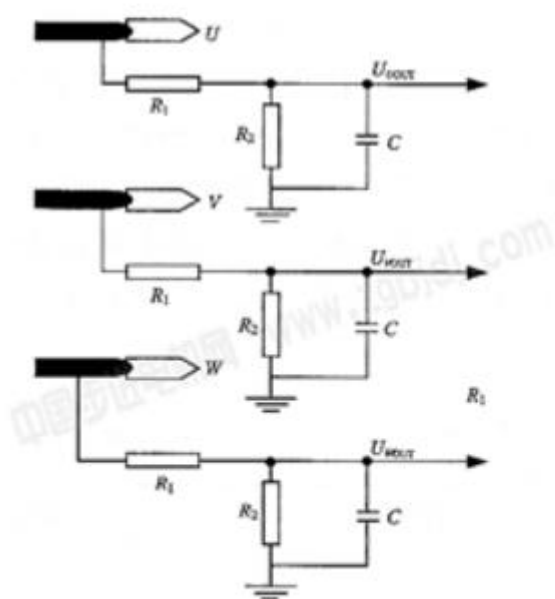


图 1.49 测量电路

上述三个模拟输出信号 uu_{OUT} 、 uv_{OUT} 和 uw_{OUT} 实际上是按比例缩小后的 u 、 v 和 w 三相电枢绕组端头的对地电压 uu 、 uv 和 uw ，它们经滤波后被送至数字信号处理器(DsP)内部的模数变换器(ADc)。一般情况下，模数变换器(ADc)的参考电压被设置在 $0\sim 5V$ ，因此根据直流母线电压的数值就可以确定测量电阻桥的变压比 $R_2 / (R_1 + R_2)$ 的大小。根据公式1.23，在专用软件的配合下，通过数字信号处理器(DsP)的运算，便可求得三相电枢绕组星形连接点(中性点)的对地电压 un 。

(2) 悬空相内的反电动势过零点的计算

一般而言，当跨在电枢绕组悬空相两端的反电动势值等于两根供电线的电压的平均值时，就出现过零点。在直流供电电压 ud 的负端接地的情况下，则当电枢绕组悬空相内反电动势值达到 $0.5ud$ 时，就穿越过零点。在图1.49中，三个测量电路的输出信号是按比例缩小后的三相电枢绕组端头的对地电压，经过低通滤波器滤去高频分量后，被送至模数变换器(ADc)，进行三相电枢绕组星形连接点的对地电压 un 的计算。一旦求得连接点(中性点)的对地电压 un 后，根据公式(1.21)，从悬空相的端电压中减去由计算求得的连接点(中性点)的对地电压 un 便可以得到悬空相的反电动势值 $e_{Non-fed}$ 。由于我们感兴趣的只是反电动势的过零点，因此只需借助一个扫描回路来对反电动势进行扫描，扫描回路的周期必须远远地小于驱动系统的机电时间常数。当反电动势的极性符号发生由“-”到“+”的变化时，或者由“+”到“-”的变化时，此刻就是悬空相内反电动势的过零点。

(3) 换相(向)时刻的计算

在 360° 电角度范围之内存在六个不通电的悬空扇形区，每个悬空扇形区的夹角为 60° 电角度。悬空相内反电动势的过零点出现在悬空扇形区的正中间，悬空扇形区的前后两条边界线是受前后两个相邻反电动势的过零点控制的换相(向)时刻(点)，可见反电动势的过零点与换相(向)时刻之间相差 30° 电角度，如图1.50(a)所示。因此，在无转子位置传感器的无刷直流永磁电动机借助六个反电动势过零点进入正式运行之前，必须计算出电动机转子从过零点到换相(向)点之间的 30° 电角度位移量所对应的时间。通常，这个对应于 30° 电角度位移量的时间被称之为位移时间，并用符号 t_{SHIFT} 来标记，如图1.50(b)所示。

当电动机的旋转速度不同时，其 30° 电角度位移量所对应的时间当量是不同的。

实际上，换相(向)时刻的计算就是要把图1.50(a)中横轴坐标的电角度转换成图1.50(b)中等效的时间。

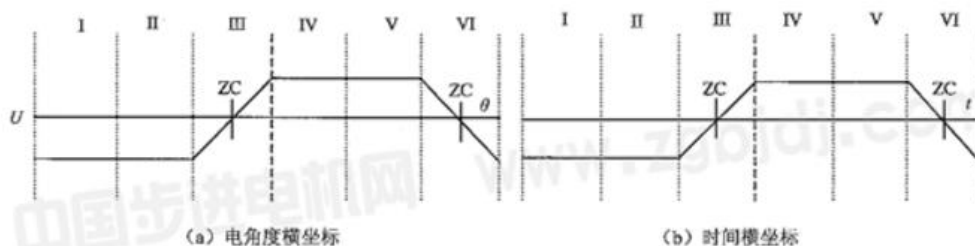


图 1.50 反电动势的过零点与换相(向)时刻(点)之间的关系

在计算软件中，按下列程序实施：令转子完成前一个电周期的旋转所花费的时间等于 T ，在换相(向)前要求转子完成的位移角为 α (对三相星形电枢绕组而言， $\alpha=30^\circ$ 电角度)，则转子从反电动势过零点旋转至换相(向)点所花费的位移时间 t_{SHIFT} 为

$$t_{\text{SHIFT}} = \frac{\alpha}{360} \times T \quad (1.24)$$

在运行过程中，当电动机的速度变慢时，计算位移时间将显著地小于实际所需的位移时间，这将导致提前换相(向)，产生电动机被加速的趋势；如果电动机的速度变快时，则计算位移时间将显著地大于实际所需的位移时间，这将导致迟后换相(向)，从而产生电动机被减速的趋势。

在换相(向)的瞬间，由于直流电平的变化或者由于在功率驱动电路板上存在着寄生电感和寄生电容，可能导致产生高值的 du/dt 和 di/dt 虚假信号。这些虚假信号除了可能产生引起麻烦的电磁干扰外，它们还会与由功率驱动级造成的不对称三相系统一起，导致误读三相电枢绕组星形连接点的对地电压 U_N 的计算值。这一问题的解决方法是放弃对反电动势的第一次扫描，即每当发生新的换相(向)时就放弃一次(第一次扫描)。

所谓“放弃”，应该这样理解：三相电枢绕组星形连接点的对地电压 U_N 的计算仍将继续进行，但不执行过零点的检测功能，即“脱开”过零点的检测，从而可以避免对任何虚假信号的检测。放弃持续时间的长短完全像软件模块一样是特定的，它取决于功率开关器件、功率驱动电路板的设计、每相电枢绕组的电感量和驱动电流。因此，对于不同的系统就有不同的参数，在早期开发阶段应该设置一个比较大的数值。以后，可以把“放弃”持续时间调节到一个很小数值，从而获得一个比较好的控制性能。

(4)消除“状相”不平衡

无刷直流永磁电动机运行时，每 360° 电角度为一个周期。对于磁极对数 $p=1$ 的电动机而言，电气角度 θ_e 和机械角度 θ_m 是一致的，即 $\theta_e=\theta_m$ 对于磁极对数 $p \neq 1$ 的电动机而言，电气角度 $\theta_e = p\theta_m$ 机械角度，即机械角度旋转一周时电气角度已经旋转了 p 周了。对于无刷直流永磁电动机而言，每旋转 360° 电角度，要经过六个磁状态，每个磁状态为 60° 电角度。换言之，一个电气周期由六个磁状态所组成，这就被称之为“状相”。

如果组成一个电气周期的六个磁状态均为 60° 电角度，这种“状相”被称之为平衡的“状相”，如图1.51(a)所示；如果组成一个电气周期的六个磁状态的扇形角不完全相等，这种“状相”被称之为不平衡的“状相”，如图1.51(b)所示。

当我们简单地使用上述运算方法，例如，过零点和位移时间的计算，就有可能产生“状相”利用不平衡的现象。三相系统和用来测量端电压的电阻电桥的不对称性是产生不平衡相状的根本原因。不平衡相状取决于具体的应用情况，不同的应用情况就有不同的不平衡相状；但可以近似地用一个机械速度的线性函数来描写，并可以借助反电动势计算软件的偏置来加以校正。

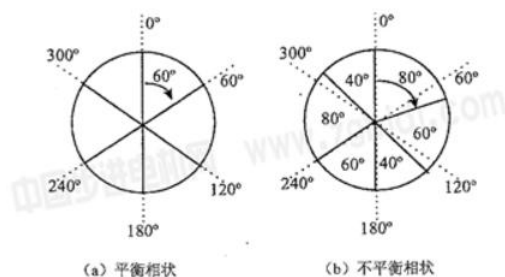


图 1.51 平衡相状和不平衡相状