

第 1 章 工作原理与数学模型

1.1 无刷直流电机与永磁同步电机

无刷直流电机 (brush-less direct-current motor, BLDCM) 与永磁同步电机 (permanent magnet synchronous motor, PMSM) 都是固定磁阻的永磁电机, 与传统的电流励磁电机相比, 永磁电机具有损耗小、效率高、体积小、结构简单、功率因数高、重量轻、成本低等优点, 因而广泛应用于各种工业场合, 并且具有很大的发展空间。

目前国内外基本上已经默认将电流波形为梯形波或者方波的无刷电机定义为无刷直流电机, 将电流波形为正弦波的无刷电机定义为永磁同步电机。

BLDCM 和 PMSM 的基本结构相似。电机本体由定子和转子组成, 定子由电工钢片叠制而成, 转子由永久磁钢构成磁极; 转子磁极位置检测用的传感器与转子同轴连接。传感器输出信号通过定子换相器 (逆变器和控制器) 供给定子绕组交变电流, 以产生恒定转矩, 如图 1-1 所示。

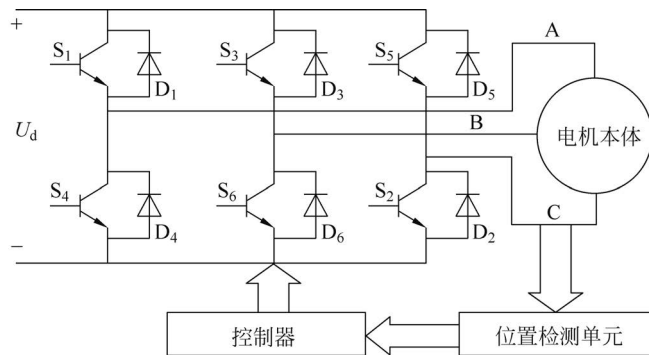


图 1-1 BLDCM 或 PMSM 的基本结构

为了减少齿槽转矩脉动、电机噪声与振动, BLDCM 和 PMSM 的定子槽口设计通常采用定子斜槽、分数槽、转子斜极、辅助凹槽及齿槽宽配合等方法。

BLDCM 和 PMSM 的主要区别是: 转子磁钢几何形状、转子磁场在空间的分布和反电动势波形、定子电枢绕组和电流形式, 以及位置传感器精度等不同。

如图 1-2 所示, BLDCM 的转子磁钢形状呈弧形 (瓦片形), 磁极下定转子气隙均匀, 气隙磁通密度呈梯形分布; 电枢绕组一般为整距、集中式绕组, 呈三相对称分布, 也有两相、四

相或五相的；为了产生恒定力矩，定子电流应为方波，实际上为梯形波；位置传感器采用霍尔元件或光电开关，并与电子开关电路组成换相器。

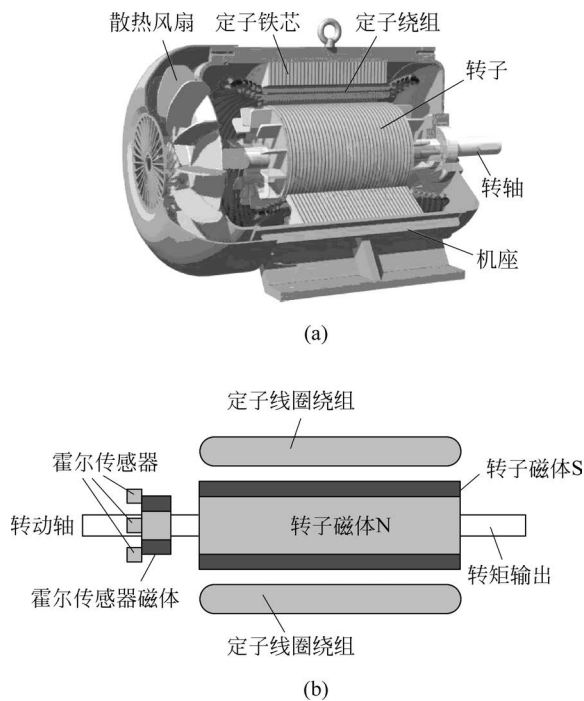


图 1-2 BLDCM 结构组成示意图

(a) BLDCM 结构示意图；(b) 转子位置检测系统示意图

PMSM 的转子磁钢极面呈抛物线形，气隙中的磁通密度与转子转角呈正弦函数关系；电枢一般为短距、分布绕组（也有分数槽集中绕组）；为生成恒定力矩，定子电流应为正弦波对称电流；位置传感器输出转子转角的正弦和余弦函数，具有较高的分辨率。因此，霍尔元件和光电开关已不适用，必须采用光电编码器、旋转变压器及感应同步器等精密测角传感器。

BLDCM 与 PMSM 相比较，虽然具有成本低、测控方法简单等优点，但 BLDCM 的力矩脉动较大，有电枢反应、电流换相、齿槽效应、电流调节误差，以及机械制造误差等主要影响因素，因此其铁芯损耗较大。在低速直接驱动场合的应用中，PMSM 的性能比其他的交流伺服电机优越得多。

根据永磁体在转子上所处的位置不同，PMSM 可分为三种形式，如图 1-3 所示：①表贴式，永磁体粘贴在转子表面；②面嵌式，永磁体嵌入转子表面；③内埋式，永磁体埋在转子内部。

表贴式永磁同步电机的转子磁极通常为面包形，并采用特殊的黏结剂固定在转子铁芯表面。为防止磁极在电机旋转时受离心力作用飞出，磁极外表面一般用非磁性圆筒或无纬玻璃纤维带包住作为磁极保护层。这种转子结构的永磁同步电机具有结构简单、制造成本低、安装方便、转动惯量小等优点，在实际工程中应用比较广泛。

从外观上看，面嵌式永磁同步电机与表贴式结构相近，但在电机性能上两者有着很大的

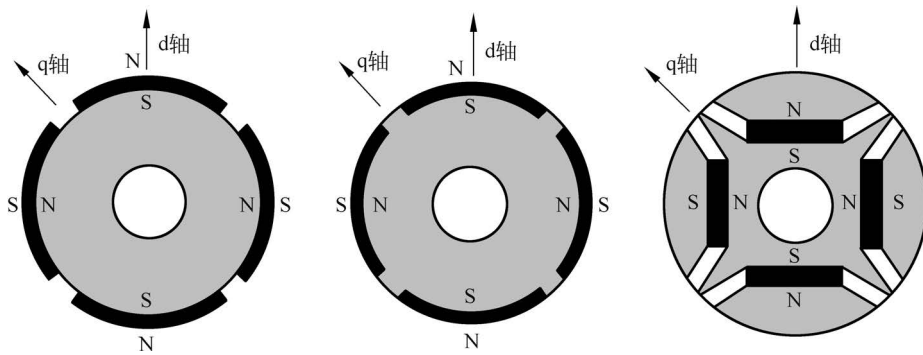


图 1-3 PMSM 三种结构示意图

不同。表贴式永磁同步电机在运行时仅有永磁力矩,直、交轴的主电感相等。面嵌式永磁同步电机运行时,除了永磁力矩之外,还产生磁阻力矩,使直、交轴的主电感不相等。

内埋式永磁同步电机转子结构中的永磁体磁极位于转子铁芯内部,不直接与气隙接触,永磁体外围有转子铁芯保护,机械强度和可靠性都有所提高,但电机加工工艺也更为复杂。相比于表贴式和面嵌式结构,内埋式结构永磁同步电机的直、交轴的电感相差更大,磁阻力矩作用更为显著。由于铁芯的磁屏蔽作用,内埋的永磁体涡流损耗小、温升低,因此,内埋式永磁同步电机在高速、高频场合下应用较多,如牵引电机、纺织电机等。

在高精度直接驱动的应用场合,通常采用直驱式永磁同步力矩电机。永磁同步力矩电机是永磁同步电机的一种特殊形式,二者的工作原理基本相同,但结构形式不同。直驱式永磁同步力矩电机的结构如图 1-4 所示。

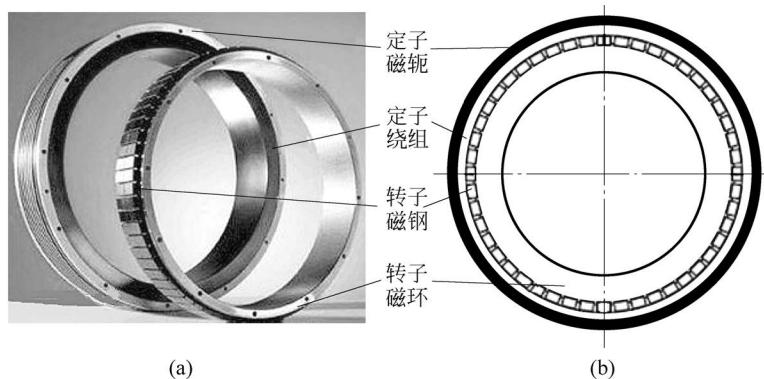


图 1-4 直驱式永磁同步力矩电机

(a) 实物照片; (b) 示意图

由图 1-4 可见,直驱式永磁同步力矩电机为表贴式、薄环形、分装结构。定子电枢一般为三相绕组,但小功率的为两相绕组。定子两相绕组相比于三相绕组增加了每极槽数的面积,可省略 Clark 变换(3/2 变换)和 Clark 逆变换(2/3 变换),简化了控制计算;极对数分别为 24、48 及 60 等。这种多对极、圆盘形表贴式转子可有效降低齿槽力矩,电磁力矩系数恒定,电气时间常数小,响应速度快,低速平稳性好;而且,无刷式结构适宜于长期连续运行、可靠性高。

定子两相绕组电流幅值相等、相位相差 90° 电角度,在定转子气隙中形成旋转磁场,磁场强度与电流幅值成正比,旋转速度与绕组正弦电流角频率成正比、与极对数成反比。极对数多、额定转速低、驱动力矩大,可取消减速器,直接带动负载,定位精度高。永磁同步力矩电机转子内孔直径为定子外径的 80% 以上,占用空间小,功率密度高,安装灵活方便。在高精度直接驱动领域,例如,惯性稳定平台、仿真转台、跟踪雷达与天文望远镜的天线系统,以及数控机床、工业机器人、升降电梯等许多应用领域,永磁同步力矩电机具有特别重要的意义。

1.2 齿槽力矩和纹波力矩

理论上,PMSM 的感应电动势和电流只有为正弦波,才能产生恒定的电磁力矩。但是在实际的电机中,各种原因如永磁转子的励磁磁场非正弦分布、定子绕组空间分布不是理想正弦波,以及脉冲调宽(PWM)功率放大器供给的定子电流含有高次谐波等,都会引起力矩脉动。PMSM 的力矩脉动会引起机械振动和噪声,并影响定位精度。

PMSM 的力矩脉动主要分为两类:一类为齿槽力矩,是由定子的齿槽和转子的永磁体相互作用而产生的随转子旋转位置周期变化的力矩;另一类为纹波力矩,是由功率电子器件提供的电源电压含有丰富的谐波成分,以及电机反电动势波形的非正弦性,而引起的纹波力矩。齿槽力矩和纹波力矩共同形成 PMSM 的力矩脉动。

高精度位置伺服系统中,低速甚至接近零转速对驱动电机运转的平稳性有着非常严格的要求。为此,必须尽可能地减小其力矩脉动。

削弱齿槽力矩的技术措施有:①改变槽口宽度。在不影响定子嵌线的前提下,尽可能减小槽开口宽度,采用磁性槽楔以及闭口槽。理论上,最好选择无槽定子结构。②增大气隙间距。在不影响永磁体利用率的情况下,应尽可能增大气隙尺寸,表贴式转子磁极结构相当于增大等效气隙。③优化极弧系数。④采用分数槽。对于极对数为 p 、相数为 m 、槽数为 z 的永磁电机,其每极每相槽数为 $q = z / (2mp)$ 。当 q 为分数时,电机绕组则称为分数槽绕组。分数槽绕组结构的优点是:①槽数不为极数的整数倍,有利于抑制电机齿槽力矩;②绕组分布因数和短距系数不等于 1,空载反电势曲线正弦度较好;③线圈镶嵌在两个相邻的定子槽中,嵌线工艺简单,可自动绕线;④线圈端部非常短,节省线圈材料、电阻和铜耗小。在同等情况下,对低速永磁同步力矩电机,采用分数槽削弱齿槽力矩的效果更为明显。其他的还有磁极偏移、虚拟槽、斜槽或斜极等技术措施,但对于小型直驱式力矩电机都是不适用的。

当 PMSM 运行在极低的转速时,纹波力矩会使转子的转速发生波动,严重影响低转速的稳定性,进而影响定位的精确度。为了减小纹波力矩,应该尽可能地减小感应电动势和定子电流的高次谐波。可采取下列技术措施:①控制电流波形为正弦波。②采用分数槽、整距集中绕组。不仅有利于减小齿槽力矩,而且有利于削弱感应电动势的高次谐波,从而抑制纹波力矩,但分数槽绕组会降低基波分量和平均力矩。③采用定子无槽气隙绕组。无定子齿槽既消除了齿槽力矩,又使得无槽气隙绕组反电动势谐波含量降低,从而能削弱 PMSM 的脉动力矩。但是,无槽气隙绕组会损失平均力矩和效率。随着高能量稀土永磁材料的开发,该方法已变得实际可行。④转子励磁磁场的波形按正弦分布。如果转子永磁体具有理

想的正弦磁场,那么导体分布就不会影响感应电动势谐波。在表贴式 PMSM 中,常用的三种永磁体形状与充磁方式示意如图 1-5 所示。其中,SR 为等厚度瓦片型永磁体,径向充磁,磁钢圆周上各处磁化方向的长度均相同,永磁体产生的气隙磁通密度波形通常为梯形波;SP 将瓦片型两侧削直,平行充磁,使磁钢磁化方向与磁钢的中心线平行,在中心线处的磁化方向长度与径向充磁的长度相等,两侧的径向磁化分量逐渐变稀,与正弦分布接近;BL 为不等厚的面包块形状,平行充磁,其磁化方向长度分布不等,提供的气隙磁密波形更接近于正弦波。在这三种形状的永磁体中,BL 永磁体可能具有制造和价格优势,因为它具有平直的内表面。经 ANSYS 有限元仿真和性能分析可知,在 SR、SP 及 BL 三种形状中,SR 和 BL 的齿槽力矩分别为最高和最低;SP 永磁体具有最优的气隙磁密谐波性能,但 SP 和 BL 的反电动势谐波几乎一样。

综上所述,抑制永磁同步力矩电机齿槽力矩和纹波力矩的最理想的方案是,定子为无槽结构,转子永磁体形状和尺寸在均匀气隙中形成正弦分布磁场。同时,对定子线圈通严格正弦的参考信号,通过矢量控制的电流环,保证交轴电流 i_q 按正弦规律变化。这样,反电动势和绕组电流都为正弦波,满足 PMSM 无齿槽力矩和纹波力矩的工作条件。

2008 年,我们研制成功一台 24 对极无槽表贴式两相永磁同步力矩电机(见文献[3]),如图 1-6 所示。其外形尺寸为 $\phi 137.1\text{mm} \times 37.8\text{mm}$ 。定子为内径 $\phi 131.3\text{mm}$ 的无槽铁芯结构,其内表面粘压多层双面柔性两相正交绕组。转子表贴永磁体为 BL 面包块型,优化后的最大厚度为 4.6mm,宽度为 6mm,转子外径为 $\phi 127.6\text{mm}$ 。气隙磁通密度呈正弦分布,最大值为 0.705T。样机性能实测结果:相绕组电阻 15.4 Ω ,额定转速的反电动势失真度 1.1%~1.2%,测试电流 2.4A,电磁力矩系数 1.45(N·m)/A。

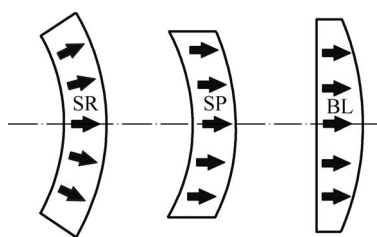


图 1-5 永磁体形状与充磁方式示意图



图 1-6 无槽柔性绕组两相永磁同步力矩电机结构

2018 年,文献[12]介绍的“低脉动无刷力矩电机”,定子亦为无槽结构,但电枢内部采用两相正交整距绕组,永磁体为倒 4mm 圆角长方形。永磁体形状优化后,气隙磁通密度呈正弦分布。仿真结果:反电动势谐波分量为 2.3%,力矩波动为 0.33%。产品试验结果:输出力矩为 3.68~3.70N·m,力矩波动为 0.27%。

1.3 无刷直流电机连续旋转的原理

无刷直流电机的基本组成包括三部分：电机本体、转子位置传感器、控制器与功率开关电路(逆变器),其工作原理如图 1-7 所示。逆变器为三相全桥驱动方式,具有电机绕组利用率高、换相力矩波动小等优势,适用于大多数的无刷直流电机驱动场合。

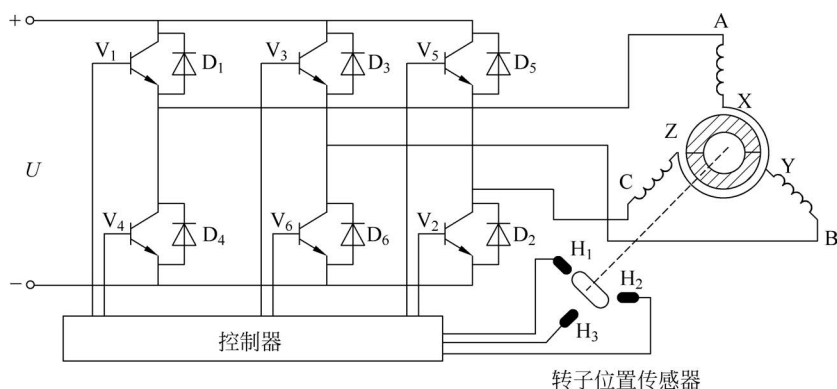


图 1-7 无刷直流电机的工作原理

电机本体包括定子和永久磁钢转子,磁极位置传感器是一种无机械接触的检测转子磁极位置的装置,如霍尔效应元件、光电变换效应元件等。目前主要采用安装在定子上的霍尔传感器。

图 1-7 中, H_1 、 H_2 、 H_3 表示固定在电机定子绕组间的三个霍尔位置传感器。当转子永磁体的磁极经过时,由传感器输出表明 N 极或 S 极经过的电平信号,以确定转子的位置。功率开关电路的主要组成包括晶体管开关 $V_1 \sim V_6$ 与二极管 $D_1 \sim D_6$,由霍尔位置传感器 $H_1 \sim H_3$ 将采集到的位置信号送入控制单元,由控制单元决定功率开关器件各相绕组导通的时间顺序,以完成电机绕组换相,并产生连续的电磁转矩驱动电机运行。

永磁无刷直流电机定子三相绕组接法,通常分为星形接法(又称 Y 接法)和三角形接法(又称 Δ 接法)两种。AX、BY、CZ 构成的星形接法最为常用。从驱动方式上看,功率开关电路的导通模式主要分为两相导通模式、三相导通模式,以及两相三相混合导通模式。其中,两相导通模式和三相导通模式采用 6 状态控制,但同一时间功率开关器件的上桥臂和下桥臂的导通顺序和导通时间不同。两相导通模式在每一时刻都有两相绕组导通,且在同一时间上、下桥臂都分别各有一个功率开关器件导通,剩余的第三相绕组功率开关始终处于关断状态。三相导通模式的每一相绕组上、下桥臂总有一个功率开关器件导通,而另一开关器件关断。两相三相混合导通模式共有 12 个控制状态,采用两相与三相轮流导通方式。

两相导通模式的每一相绕组在每一个换相控制周期的导通角为 120° 电角度,而三相导通模式的绕组导通角为 180° 电角度。三相导通模式的驱动电路中,三个功率管同时导通,电枢绕组利用率更高,抑制转矩波动效果更好。但是,其同一桥臂的上、下功率管需要避免同时导通,控制规则复杂。因此,两相导通模式应用更广。

设三相永磁无刷直流电机的绕组采用星形接法和两相导通模式,电机每相绕组的导通

角为 120° 电角度。电机在一个完整的工作周期旋转 360° 电角度, 转子位置共有 6 次换相操作, 转子每转 60° 电角度, 有两相绕组进行换相: 一个相绕组关断, 另一个相绕组开始导通。每一个控制周期内电机换相过程的逻辑状态如表 1-1 所示。

表 1-1 三相无刷直流电机换相过程逻辑状态

转子位置角 θ	顺时针旋转			霍尔状态 $H_1 H_2 H_3$	转子位置角 θ	逆时针旋转			霍尔状态 $H_1 H_2 H_3$
	绕组 AX	绕组 BY	绕组 CZ			绕组 AX	绕组 BY	绕组 CZ	
$30^\circ \sim 90^\circ$	+	-	0	101	$30^\circ \sim -30^\circ$	0	+	-	001
$90^\circ \sim 150^\circ$	+	0	-	100	$-30^\circ \sim -90^\circ$	+	0	-	011
$150^\circ \sim 210^\circ$	0	+	-	110	$-90^\circ \sim -150^\circ$	+	-	0	010
$210^\circ \sim 270^\circ$	-	+	0	010	$-150^\circ \sim -210^\circ$	0	-	+	110
$270^\circ \sim 330^\circ$	-	0	+	011	$-210^\circ \sim -270^\circ$	-	0	+	100
$330^\circ \sim 390^\circ$	0	-	+	001	$-270^\circ \sim -330^\circ$	-	+	0	101

表 1-1 中, 转子位置角 θ 为一个工作周期内电机转子直轴与定子绕组 AX 相绕组轴线的相对角度。电机定子绕组通电分正、负、零等三种状态。规定绕组正向电流由 A、B、C 流入, 从 X、Y、Z 流出; 负向电流由 X、Y、Z 流入, 从 A、B、C 流出; 0 表示无电流流过。三个霍尔位置传感器 H_1 、 H_2 、 H_3 为锁存型霍尔集成电路, 均布在定子铁芯齿或槽口, 或绕组端部绝缘支架靠近铁芯处, 相互之间夹角是 120° 电角度, 用于检测电机转子永磁体的磁场或漏磁场。霍尔元件标志面朝向转子永磁体 N 极时, 霍尔集成电路输出为逻辑 1; 反之, 霍尔元件标志面朝向转子永磁体 S 极时, 霍尔集成电路输出为逻辑 0。逻辑 1 表示传感器输出为高电平, 逻辑 0 表示传感器输出为低电平。

电枢绕组的导通状态由位置传感器输出电平决定。为了使电磁转矩最大化和转矩脉动极小化(即形成最大的定子磁场磁动势 F_a), 转子相对 AX 绕组的轴线只有转过 $\theta = 30^\circ$ 电角度, 如图 1-8(a) 所示, 才能进行相应的绕组导通与关断的控制操作。

下面根据表 1-1 所示的逻辑状态并结合图 1-8, 针对转子顺时针旋转的 6 种换相过程, 详细解释位置传感器输出电平和功率开关器件通断的相互逻辑关系。

假设当转子处于图 1-8(a) 所示位置时, 转子位置传感器 H_1 、 H_2 、 H_3 输出位置信号逻辑 101, 经控制器进行逻辑变换后输出对应的 PWM 信号, PWM 信号经过驱动电路进行功率放大后控制逆变器的 V_1 、 V_6 导通。回路中的电流流向为从电源正极出发, 经 V_1 正向流入 AX 相绕组, 再反向从 BY 相绕组经 V_6 流出, 最后回到电源负极。当 AX、BY 两相绕组通电后, 电枢绕组将在空间产生定子磁场磁动势 F_a 。此时, 定子磁场磁动势 F_a 与转子磁场 F_r 相互作用产生电磁转矩, 驱动电机转子顺时针旋转。

当转子转过 60° 电角度, 处于图 1-8(b) 所示的空间位置时, 转子位置传感器输出位置信号逻辑 100, 经控制器再次逻辑变换后, 输出一组更新的 PWM 信号, PWM 信号经过驱动电路进行功率放大后, 控制逆变器的 V_1 、 V_2 导通。此时, 回路中电流运行方向发生了变化, 从电源正极出发, 经 V_1 正向流入 AX 相绕组, 再反向从 CZ 相绕组经 V_2 流出, 最后回到电源负极。当 AX、CZ 两相绕组通电后, 电枢绕组在空间产生如图 1-8(b) 所示方向的合成磁动

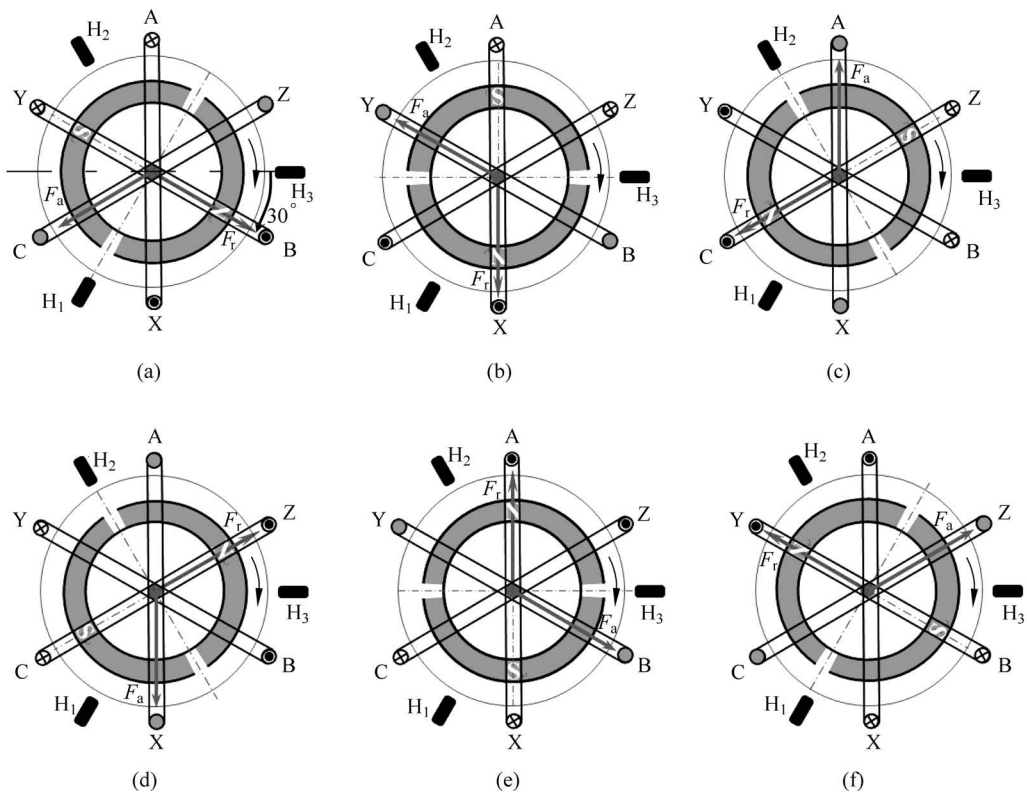


图 1-8 三相无刷直流电机的控制状态

势 F_a 。此时,定、转子磁场将相互作用产生电磁转矩,继续驱动电机转子沿顺时针方向转动。

当转子又转过 60° 电角度,处于图 1-8(c)所示的空间位置时,转子位置传感器输出位置信号逻辑 110,经控制器再次逻辑变换后,输出的 PWM 信号经过功率放大控制逆变器的 V_3 、 V_2 导通。此时,回路中电流从电源正极出发,经 V_3 正向流入 BY 相绕组,再反向从 CZ 相绕组经 V_2 流出,最后回到电源负极。当 BY、CZ 两相绕组通电后,电枢绕组在空间产生如图 1-8(c)所示方向的合成磁动势 F_a 。此时,定、转子磁场将相互作用产生电磁转矩,继续驱动电机转子沿顺时针方向转动。

当转子再转过 60° 电角度,处于图 1-8(d)所示的空间位置时,转子位置传感器输出位置信号逻辑 010,经控制器再次逻辑变换后,输出的 PWM 信号经过功率放大控制逆变器的 V_3 、 V_4 导通。此时,回路中电流从电源正极出发,经 V_3 正向流入 BY 相绕组,再反向从 AX 相绕组经 V_4 流出,最后回到电源负极。当 BY、AX 两相绕组通电后,电枢绕组在空间产生如图 1-8(d)所示方向的合成磁动势 F_a 。此时,定、转子磁场将相互作用产生电磁转矩,继续驱动电机转子沿顺时针方向转动。

当转子处于图 1-8(e)所示的空间位置时,转子位置传感器输出位置信号逻辑 011,经控制器再次逻辑变换后,输出的 PWM 信号经过功率放大控制逆变器的 V_5 、 V_4 导通。此时,回路中电流从电源正极出发,经 V_5 正向流入 CZ 相绕组,再反向从 AX 相绕组经 V_4 流出,最后回到电源负极。当 CZ、AX 两相绕组通电后,电枢绕组在空间产生如图 1-8(e)所示方

向的合成磁动势 F_a 。此时,定、转子磁场将相互作用产生电磁转矩,继续驱动电机转子沿顺时针方向转动。

当转子处于图 1-8(f)所示的空间位置时,转子位置传感器输出位置信号逻辑 001,经控制器再次逻辑变换后,输出的 PWM 信号经过功率放大控制逆变器的 V_5 、 V_6 导通。此时,回路中电流从电源正极出发,经 V_5 正向流入 CZ 相绕组,再反向从 BY 相绕组经 V_6 流出,最后回到电源负极。当 CZ、BY 两相绕组通电后,电枢绕组在空间产生如图 1-8(f)所示方向的合成磁动势 F_a 。此时,定、转子磁场将相互作用产生电磁转矩,继续驱动电机转子沿顺时针方向转动。

总之,在图 1-8 中描述的三相全桥驱动电路中,电机的绕组为 Y 接法。当电机转子顺时针旋转时,转子每转过 60° 电角度,换相电路中电子开关功率管 $V_1 \sim V_6$ 就发生一次切换,各功率管的导通顺序依次为 $V_1 V_6 \rightarrow V_1 V_2 \rightarrow V_3 V_2 \rightarrow V_3 V_4 \rightarrow V_5 V_4 \rightarrow V_5 V_6$ 。反之,当转子逆时针旋转时,各功率管的导通顺序依次为 $V_3 V_2 \rightarrow V_1 V_2 \rightarrow V_1 V_6 \rightarrow V_5 V_6 \rightarrow V_5 V_4 \rightarrow V_3 V_4$ 。

由表 1-1 易见,当正、反向旋转的位置传感器输出电平逻辑相同时,二者的电流正好反向。

在转子顺时针连续旋转期间,开关切换形成的合成磁动势并非连续变化,导致作用于转子的电磁转矩及其产生的旋转角速度是脉动的。电子换相与霍尔位置传感器输出电平信号之间的关系如图 1-9 所示。

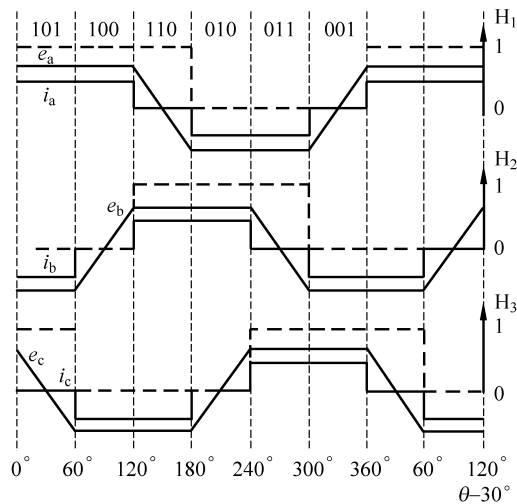


图 1-9 电子换相与霍尔位置传感器信号的关系

由图 1-9 可见,在接连的两个换相区间,流过同一电枢绕组的电流方向是一致的。该图展示了 6 个不同的换相阶段(由霍尔传感器 H_1 、 H_2 及 H_3 产生),以及相应的电流(i_a 、 i_b 、 i_c)及电压(e_a 、 e_b 、 e_c)的关系。

其中,霍尔传感器信号状态与开关管通断之间的关系,即换相控制表,如表 1-2 所示。表中,PWM 表示打开开关并通以脉冲调宽电压,OFF 表示关断开关。

至于转子逆时针连续旋转,可依据表 1-1 右半部分的逻辑状态,建立类似的霍尔传感器位置信号与电子换相及开关管通断的关系。这里不再赘述。

表 1-2 换相控制

换相控制字			触发中断沿状态	各开关管工作状态					
H ₁	H ₂	H ₃		V ₁	V ₃	V ₅	V ₄	V ₆	V ₂
1	0	1	H ₁ 上升沿	PWM	OFF	OFF	OFF	PWM	OFF
1	0	0	H ₃ 下降沿	PWM	OFF	OFF	OFF	OFF	PWM
1	1	0	H ₂ 上升沿	OFF	PWM	OFF	OFF	OFF	PWM
0	1	0	H ₁ 下降沿	OFF	PWM	OFF	PWM	OFF	OFF
0	1	1	H ₃ 上升沿	OFF	OFF	PWM	PWM	OFF	OFF
0	0	1	H ₂ 下降沿	OFF	OFF	PWM	OFF	PWM	OFF

1.4 无刷直流电机的数学模型

本节以两相导通 Y 形三相六状态运行模式为例,推导 BLDCM 的数学模型及电磁转矩等特性。BLDCM 控制系统具有非线性、强耦合、多变量的特点,为了便于分析,特作如下假设:

- (1) 三相定子绕组完全对称,定子电流呈对称分布;
- (2) 转子永磁体产生的气隙磁场为方波,转子磁场在气隙空间亦呈对称分布;
- (3) 忽略换相过程、齿槽效应及电枢反应等影响;
- (4) 磁路不饱和,不计涡流损耗和磁滞损耗;
- (5) 忽略开关器件导通和关断时间的影响,导通压降恒定,关断后的等效电阻无穷大。

1.4.1 电压方程

通常,直流电机的动态电压平衡方程可表示为

$$u = Ri + L \frac{di}{dt} + e + U_n \quad (1-1)$$

那么,BLDCM 的三相定子绕组动态电压平衡方程可用下列状态方程式来表达:

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1-2)$$

式中, u_A 、 u_B 、 u_C 为三相定子绕组相电压,V; i_A 、 i_B 、 i_C 为三相定子绕组相电流,A; e_A 、 e_B 、 e_C 为三相定子绕组反电动势,V; U_n 为中性点电压,V; R_S 为三相定子绕组的电阻, Ω ; L_{AA} 、 L_{BB} 、 L_{CC} 为三相定子绕组的自感,H; L_{AB} 、 L_{AC} 、 L_{BA} 、 L_{BC} 、 L_{CA} 、 L_{CB} 为三相定子绕组间的互感,H。

考虑到已假定 BLDCM 的三相定子绕组完全对称,且忽略磁阻间的影响,因此可以认为定子各相绕组间的互感 $L_{AB} = L_{AC} = L_{BA} = L_{BC} = L_{CA} = L_{CB} = M$ 和所有自感 $L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} = L_S$ 。因此,式(1-2)可表示为

$$\begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & R_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_S & M & M \\ M & L_S & M \\ M & M & L_S \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} + U_n \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1-3)$$