

# 第1章 矢量变换控制与空间矢量调制

## 1.1 矢量变换控制

在 1971 年德国学者提出的矢量变换控制方法中，正交旋转坐标系的直轴为励磁轴（M）与转子磁场重合，交轴为转矩轴（T），转子磁场的交轴分量为零，电磁转矩的方程得到简化，即在磁场恒定的情况下，电磁转矩与交轴电流分量成正比，因此，感应电机的机械特性与他励直流电机的机械特性完全一样，实现了磁场和转矩的解耦控制。由于直轴和转子磁场重合，因此也称转子磁场定向控制。

### 1.1.1 矢量变换控制的构想

众所周知，调速的关键问题是转矩控制，直流电动机调速性能好的根本原因就在于其转矩控制的容易。

直流电动机的转矩表达式是

$$T_e = C_T \Phi I \quad (1-1)$$

式中  $T_e$  为电磁转矩； $C_T$  为转矩系数； $I$  为电枢电流； $\Phi$  为磁通。

在直流电动机的转矩表达式中，电枢电流  $I$  和磁通  $\Phi$  是两个互相独立的变量，分别主要由电枢绕组和励磁绕组来控制，在电路上互不影响。如果忽略了饱和效应以及电枢反应，电枢绕组产生的磁场与励磁绕组产生的磁场是相互正交的，于是可以简单地说电枢电流  $I$  和磁通  $\Phi$  是正交的。

对于三相异步电动机来说，情况就不像直流电动机那样简单了。三相异步电动机的转矩公式是

$$T_e = C_T \Phi I_2 \cos j_2 \quad (1-2)$$

式中  $T_e$  为电磁转矩； $C_T$  为转矩系数； $I_2$  为转子电流； $\Phi$  为磁通； $j_2$  为转子回路的功率因数角。

从上式可以看出，异步电动机的转速不仅与转子电流  $I_2$  和气隙磁通  $\Phi$  有关，而且与转子回路的功率因数  $\cos j_2$  有关，转子电流  $I_2$  和气隙磁通  $\Phi$  两个变量既不

正交,彼此也不是独立的,转矩的这种复杂性是异步电动机难于控制的根本原因。如果能将交流电机的物理模型等效地变换成类似直流电机的模式,分析和控制就可以大大简化。坐标变换正是按照这条思路进行的。

矢量变换控制是基于坐标变换,其原则有三条:

1. 在不同坐标下产生的磁动势相同(即模型等效原则)
2. 变换前后功率不变
3. 电流变换矩阵与电压变换矩阵统一

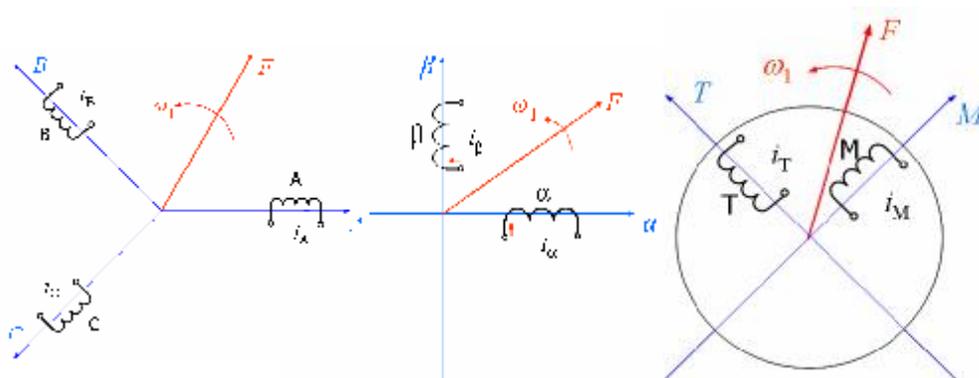


图 1-1a 三相交流绕组

图 1-1b 两相交流绕组

图 1-1c 旋转的直流绕组

(1) 模型等效原则:

众所周知,交流电机三相对称的静止绕组 A、B、C,通以三相平衡的正弦电流时,所产生的合成磁动势是旋转磁动势  $F$ ,它在空间呈正弦分布,以同步转速  $\omega_1$ (即电流的角频率)顺着 A-B-C 的相序旋转。这样的物理模型如图 1-1a 所示。然而,旋转磁动势并不一定非要三相不可,除单相以外,二相、三相、四相、……等任意对称的多相绕组,通以平衡的多相电流,都能产生旋转磁动势,当然以两相最为简单。

图 1-1b 中绘出了两相静止绕组  $a$  和  $b$ ,它们在空间互差  $90^\circ$ ,通以时间上互差  $90^\circ$  的两相平衡交流电流,也产生旋转磁动势  $F$ 。当图 1-1a 和 1-1b 的两个旋转磁动势大小和转速都相等时,即认为图 1-1b 的两相绕组与图 1-1a 的三相绕组等效。

再看图 1-1c 中的两个匝数相等且互相垂直的绕组 M 和 T,其中分别通以直

流电流  $i_M$  和  $i_T$ ，产生合成磁动势  $F$ ，其位置相对于绕组来说是固定的。如果让包含两个绕组在内的整个铁心以同步转速旋转，则磁动势  $F$  自然也随之旋转起来，成为旋转磁动势。

把这个旋转磁动势的大小和转速也控制成与图 1-1a 和图 1-1b 中的磁动势一样，那么这套旋转的直流绕组也就和前面两套固定的交流绕组都等效了。

由此可见，以产生同样的旋转磁动势为准则，图 1-1a 的三相交流绕组、图 1-1b 的两相交流绕组和图 1-1c 中整体旋转的直流绕组彼此等效。或者说，在三相坐标系下的  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ ，在两相坐标系下的  $i_a$ 、 $i_b$  和在旋转两相坐标系下的直流  $i_M$ 、 $i_T$  是等效的，它们能产生相同的旋转磁动势。

有意思的是：就图 1-1c 的 M、T 两个绕组而言，当观察者站在地面看上去，它们是与三相交流绕组等效的旋转直流绕组；如果跳到旋转着的铁心上看，它们就的确是一个直流电机模型了。这样，通过坐标系的变换，可以找到与交流三相绕组等效的直流电机模型。

现在的问题是，如何求出  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  与  $i_a$ 、 $i_b$  和  $i_M$ 、 $i_T$  之间准确的等效关系，这就是坐标变换的任务。

### (2) 三相--两相变换 (3S/2S 变换)

现在先考虑上述的第一种坐标变换——在三相静止绕组 A、B、C 和两相静止绕组  $a$ 、 $b$  之间的变换，或称三相静止坐标系和两相静止坐标系间的变换，简称 3S/2S 变换。

图 1-2a 中绘出了 A、B、C 和  $a$ 、 $b$  两个坐标系，为方便起见，取 A 轴和  $a$  轴重合。设三相绕组每相有效匝数为  $N_3$ ，两相绕组每相有效匝数为  $N_2$ ，各相磁动势为有效匝数与电流的乘积，其空间矢量均位于有关相的坐标轴上。由于交流磁动势的大小随时间在变化着，图中磁动势矢量的长度是随意的。设磁动势波形是正弦分布的，当三相总磁动势与二相总磁动势相等时，两套绕组瞬时磁动势在  $a$ 、 $b$  轴上的投影都应相等，并考虑坐标变换原则 2，令

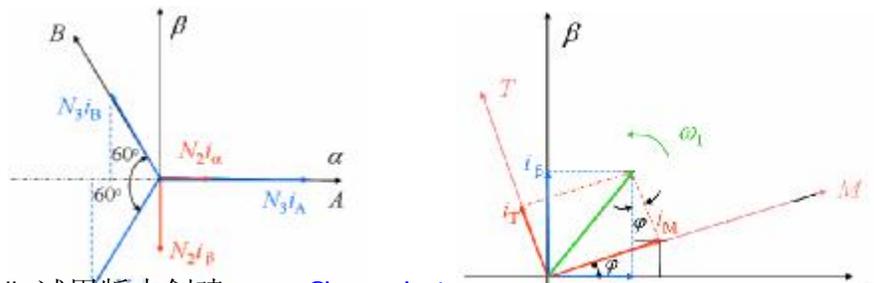


图 1-2a 两相与三相坐标系

图 1-2b 两相静止与旋转坐标系

$N_3/N_2 = \sqrt{2/3}$ ，得

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (1-3)$$

如果电机三相定子绕组是 Y 形不带零线接法，即

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (1-4)$$

则也可以由任意两相电流得到  $i_a$ 、 $i_b$ ，这时的变换式只需把 (1-4) 式代入 (1-3) 式即可。

(3) 两相—两相旋转变换 (2S/2R 变换)

从上图等效的交流电机绕组和直流电机绕组物理模型的图 1-1 b 和图 1-1 c 中从两相静止坐标系到两相旋转坐标系 M、T 变换称作两相—两相旋转变换，简称 2S/2R 变换，其中 S 表示静止，R 表示旋转，并记 M 轴和  $a$  轴之间的夹角为  $j$ 。把两个坐标系画在一起，即得图 1-2b。则同步旋转坐标系中轴向电流分量与  $a, b, o$  坐标系中轴向电流分量的转换关系为

$$\begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos j & \sin j \\ -\sin j & \cos j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (1-5)$$

其逆矩阵为 2R/2S 变换，即

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos j & -\sin j \\ \sin j & \cos j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_M \\ i_T \end{bmatrix} \quad (1-6)$$

基于上面表述，在三相坐标系下的定子交流电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ ，通过三相两相变换 (3S/2S)，可以等效成两相静止坐标 ( $a - b$ ) 下的交流电流  $i_{a1}$ 、 $i_{b1}$ ；

在通过按转子磁场定向的旋转变换，可以等效成同步旋转坐标系（M-T）下的直流电流  $i_{M1}$ 、 $i_{T1}$ 。如果观察这站在铁心上与坐标系在一起旋转，他所看到的便是一台直流电机，原交流电机的转子总磁通  $y_2$  就是等效的直流电机的磁通，M (Magnetization) 绕组相当于电机的励磁绕组， $i_{M1}$  相当于励磁电流，T (Torque) 轴相当于伪静止的电枢绕组， $i_{T1}$  相当于与转矩成正比的电枢电流。

既然感应电机经过坐标变换可以等效成直流电机，那么，模仿直流电机的控制方法，求得直流电机的控制量，经过相应的坐标变换，是不是就能够控制异步电机？这就是矢量变换控制的最初构想。

### 1.1.2 矢量变换控制的原理

交流异步电机的数学模型是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统，为了便于对电机进行分析研究，有必要对实际电机进行如下假设，抽象出理想化的电机模型：

- (1) 忽略空间谐波，设三相绕组对称，在空间互差  $120^\circ$  电角度，所产生的磁动势沿气隙周围按正弦规律分布；
- (2) 忽略磁路饱和，各绕组的自感和互感都是恒定的；
- (3) 忽略铁心损耗；
- (4) 不考虑频率变化和温度变化对绕组电阻的影响。

在上述假设条件下，感应电机在同步旋转坐标系下的模型可以描述为下面三个方程式：

$$\begin{bmatrix} u_{M1} \\ u_{T1} \\ u_{M2} \\ u_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -w_1 L_s & L_m p & -w_1 L_m \\ w_1 L_s & R_s + L_s p & w_1 L_m & L_m p \\ L_m p & 0 & R_r + L_r p & 0 \\ w_s L_m & 0 & w_s L_r & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (1-7)$$

$$\begin{bmatrix} y_{M1} \\ y_{T1} \\ y_{M2} \\ y_{T2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{M1} \\ i_{T1} \\ i_{M2} \\ i_{T2} \end{bmatrix} \quad (1-8)$$

$$T_e = n_p L_m (i_{T1} i_{M2} - i_{M1} i_{T2}) \quad (1-9)$$

考虑到笼型异步电机转子绕组呈短路状况，故  $u_{M2}=u_{T2}=0$ ，那么式 (1-7) 第三行有：

$$L_m p i_{M1} + (R_r + L_r p) i_{M2} = 0$$

(1-10)

由于 M-T 坐标以同步角速度  $\omega_1$  旋转，而  $y_2$  矢量本身也是以同步角速度  $\omega_1$  旋转，因而 M-T 坐标系和  $y_2$  矢量是相对静止的，取 M 轴和转子磁连矢量  $y_2$  方向重合，则  $y_{M2} = y_2$ ， $y_{T2} = 0$ ，所以

$$L_m i_{M1} + L_r i_{M2} = y_2$$

(1-11)

$$L_m i_{T1} + L_r i_{T2} = 0$$

(1-12)

由式 (1-11) 和式 (1-12)，得

$$i_{M2} = -\frac{p y_2}{R_r}$$

(1-13)

将式 (1-13) 代入式 (1-11) 并整理后，得

$$y_2 = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{M1}$$

(1-14)

式中  $T_r$  为转子励磁时间常数， $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 。再代入转矩方程式 (1-9) 得

$$T_e = n_p \frac{L_m}{L_r} i_{M1} y_2$$

(1-15)

结论：

1. 式 (1-14) 表明，转子磁链  $y_2$  仅由  $i_{M1}$  产生，与  $i_{T1}$  无关，因而  $i_{M1}$  被称为定子电流的励磁分量。

。该式还表明， $y_2$  和  $i_{M1}$  之间的传递函数是一阶惯性环节，其含义是：当励磁分量  $i_{M1}$  突变时， $y_2$  的变化要受到励磁惯性的阻挠，这和 直流电机励磁绕组惯性的作用是一致的。当  $y_2$  达到稳定时， $py_2 = 0$ ，因而  $i_{M2} = 0$ ， $y_2 = L_m i_{M1}$ ，即  $y_2$  的稳态值由  $i_{M1}$  唯一决定。

2. 式 (1-15) 表明，当  $i_{M1}$  不变时，即  $y_2$  不变时， $T_e$  由  $i_{T1}$  决定，故称  $i_{T1}$  为定子电流的转矩分量。

因此，矢量变换控制的最终目的实现了定子电流分解，即分别进行了转子磁链和电磁转矩的解耦，成功的仿照了直流电机的控制方式来控制交流电机。图 1-3 表示了矢量控制的基本结构。

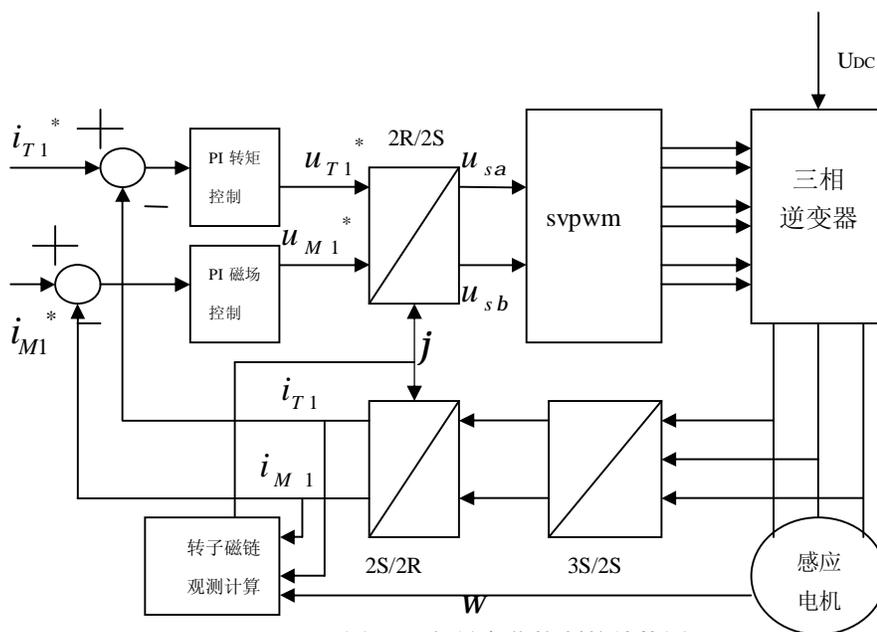


图 1-3 矢量变化控制的结构图

### 1.1.3 转子磁链观测

由矢量变换原理来看，要实现转矩分量和励磁分量地分离，必须先知道转子磁链的大小和相对于定子绕组 A 轴的相位角  $j$ 。同时控制系统中要求维持转子磁链恒定，一般采用转子磁链反馈形成闭环，以便得到与直流调速系统同样的良好效果。这就需要测出实际的转子磁链幅值及相位  $j$ 。常用的测量有直接检测法和

间接观测法，从理论上讲，直接检测法相对比较准确，但是由于实际环境的影响和安装的问题，使检测到的信号带有齿谐波等干扰信号，实际效果还不如间接观测法。

间接观测法是检测电压、电流或速度等易于测得的物理量，通过磁链的观测模型，实时计算磁链的幅值及相位。采用这种方法，计算结果比较准确及稳定，并且降低了成本。间接观测法种类很，这里只介绍比较典型的两种观测模型。

1. 在两相静止坐标下的转子磁链观测模型

$$\left. \begin{aligned} y_{a2} &= \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{a1} - w T_r y_{b2}) \\ y_{b2} &= \frac{1}{T_r p + 1} (L_m i_{b1} + w T_r y_{a2}) \end{aligned} \right\} \quad (1-16)$$

该模型结构简单，适用于模拟控制，采用数字控制，由于存在交叉耦合关系，在离散计算中不易收敛。同时模型与转子时间常数  $T_r$  密切相关，因此检测精度受电机参数变换影响大。

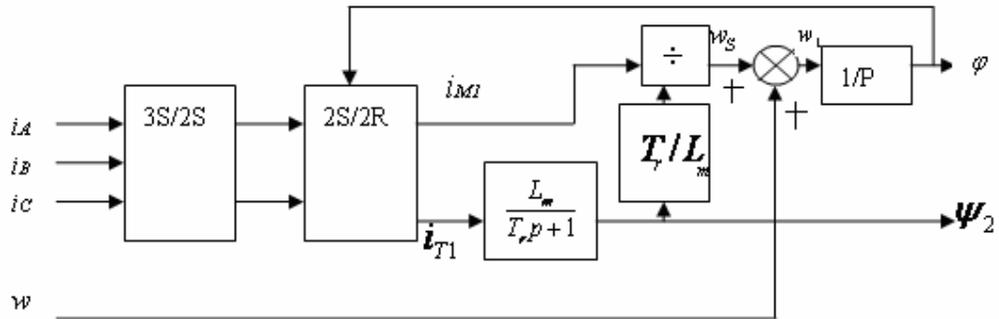


图 1-4 由定子电流及转速构成的磁通观测器

2. 在两相旋转坐标系上的转子磁链观测模型

图 1-4 所示其模型图。测得的定子三相电流  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  经 3S/2R 变换后  $i_{M1}$ 、

$i_{T1}$ 。通过  $y_2 = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{M1}$  及  $w_s = \frac{i_{T1} L_m}{T_r y_2}$  的运算，分别得到  $y_2$  及  $w_s$ ，又  $w_1 = w_s + w$  及

$j = \int w_1 dt$ ，可得  $j$  角。

这种模型比第一种观测模型更是用于数字计算。但是，其中的积分环节也会造成误差积累，并且在起动时可能会出现 0/0 的问题，所以仿真时需加上较小常值。

两种模型都依赖于电机参数  $T_r$  和  $L_m$ ，他们的精度都受到参数变化的影响，

这也是间接观测法的主要缺点。本设计采用后一种观测模型，并将其离散化。

## 1.2 空间矢量调制

众所周之，感应电机变频调速采用 SPWM 要求获得的正弦的三相电压波形，虽然定子三相绕组电压按照等面积法则满足正弦对称条件，但是由于逆变器电压实际上仍然是脉冲电压，三相绕组中电流的谐波分量多，而且最主要的不足是电源的利用率较低，大约等于 86%。从电机学的原理来看，感应电机需要输入三相正弦电压的最终目的是在空间产生圆形的旋转磁场，从而产生恒定的电磁转矩。空间矢量调制技术在电压源逆变器供电的情况下，以三相对称正弦电压产生的圆形磁链为基准，通过逆变器开关状态的选择产生 PWM 波形，使得实际磁链逼近圆形磁链轨迹，而且可以较好地改善电源的利用率。

对于逆变器来说，功率器件的开关导通状态是有限的，因此根据功率器件导通状态确定的空间矢量位置也时有限的。空间矢量调制就是根据确定位置的有限个空间矢量组合作用来产生满足任意位置和一定幅值范围需要的空间矢量的过程。也就是，在整个 PWM 周期内改变各相导通时间的分配来形成所需的任意空间矢量。空间矢量调制有三类：电压空间矢量调制、磁链空间矢量调制、电流空间矢量调制。常用的电压空间矢量调制（SVPWM）。

### 1.2.1 SVPWM 的基本原理

图 1-5 绘出了三相 PWM 逆变器供电给异步电机的原理图，为使电机对称工作，必须三相同同时供电。a,b,c 分别代表 3 个桥臂的开关状态，规定：上桥臂器件导通用“1”表示，下桥臂器件导通用“0”表示，并依 UVW 相序依次排列。

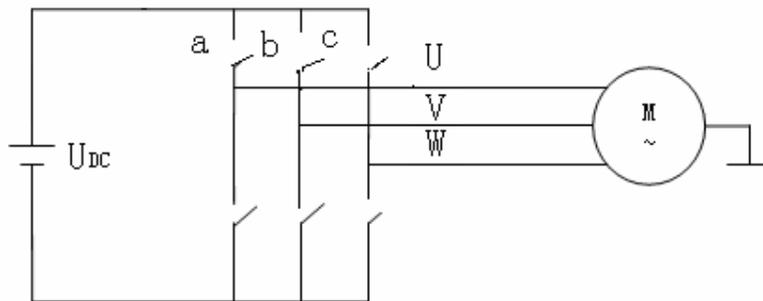


图 1-5 三相 PWM 逆变器—异步电机原理图

可以推导出，三相逆变器输出的相电压矢量 $[U_u, U_v, U_w]^T$ 与开关状态矢量 $[a, b, c]^T$ 的关系为：

$$\begin{bmatrix} U_u \\ U_v \\ U_w \end{bmatrix} = \frac{U_{DC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (1-17)$$

式中 $U_{DC}$ 是直流电源电压。

将式（1-17）代入电压空间矢量公式：

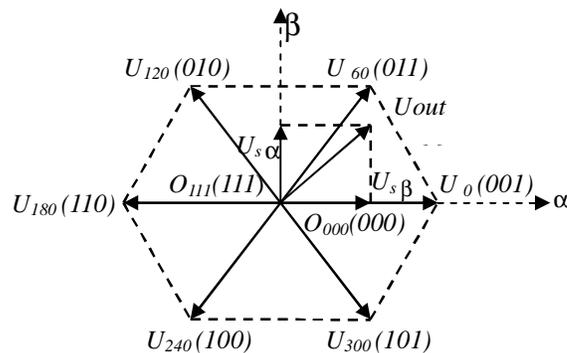
$$U_{out} = \frac{2}{3}(U_U + U_V e^{j2p/3} + U_W e^{j4p/3}) \quad (1-18)$$

得到相应逆变器工作模式与输出电压的关系，如表 1-1

表 1-1 逆变器工作模式与相电压对应关系

c	b	a	$U_u$	$U_v$	$U_w$	矢量空间表达式
0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{j0}$
0	1	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{jp/3}$
0	1	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{j2p/3}$
1	1	0	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{jp/3}$
1	0	0	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{j4p/3}$
1	0	1	$\frac{U_{DC}}{3}$	$-\frac{2U_{DC}}{3}$	$\frac{U_{DC}}{3}$	$\frac{2}{3}U_{DC}e^{j5p/3}$
1	1	1	0	0	0	0

由表 1-1 的计算结果，得到如图 1-6 所示的 8 个基本空间电压矢量，其中 6 个空间电压矢量幅值相等，都等于 $2U_{DC}/3$ ，相位角互差 $p/3$ ，分别记作 $U_0, U_{60}, U_{120}, U_{180}, U_{240}, U_{300}$ ，而零电压矢量记作 $O_{000}, O_{111}$ 。



当逆变器单独输出基本电压空间矢量  $U_0$  时，电动机的定子磁链矢量  $y$  的始端从 A 到 B 沿平行于  $U_0$  的方向移动，如图 1-4 所示。当移动到 B 点时，如果改变基本电压空间矢量为  $U_{60}$  输出，则定子磁链矢量  $y$  的始端也相应改为从 B 到 C 的移动。这样下去，当全部六个非零基本电压空间矢量分别依次单独输出后，定子磁链矢量  $y$  始端的运动轨迹是一个正六边形，如图 1-7 所示。

显然，按照这样的供电方式只能形成正六边形的旋转磁场，而不是我们希望的圆形磁场。

所以我们就要让正六边形变成正 N 边形，而 N 的次数越大，就越接近于圆。这样就需要有更多的逆变器开关状态。其中一种方法就是利用六个非零的基本电压空间矢量的线形时间组合来得到更多的开关状态。

在图 1-8 中， $U_{x+60}$  和  $U_x$  代表相邻的两个基本电压空间矢量； $U_{out}$  是输出的参考相电压矢量，其幅值代表相电压的幅值，其旋转角速度就是输出正弦电压的角频率。 $U_{out}$  可由  $U_x$  和  $U_{x+60}$  线形时间组合来合成，它等于  $t_1/T_{pwm}$  倍的  $U_x$  与  $t_2/T_{pwm}$  的  $U_{x+60}$  的矢量和。其中  $t_1$  和  $t_2$  分别是  $U_x$  和  $U_{x+60}$  作用的时间； $T_{pwm}$  是总的时间段，但  $t_1$  与  $t_2$  不一定等于  $T_{pwm}$ ，一般来说，在  $T_{pwm}$  中还应当包含有零矢量的作用时间  $t_0$ 、 $t_7$ ，通过  $t_0$ 、 $t_7$  可以控制调制比，从而控制合成矢量的幅值。

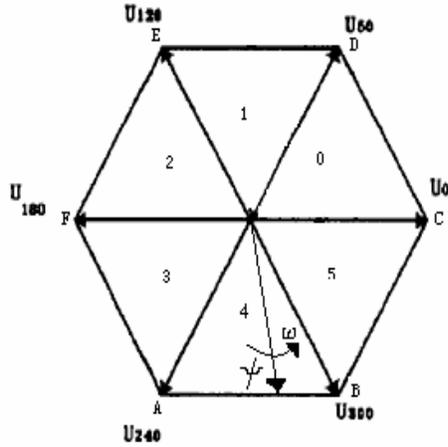


图 1-7 正六边形磁链轨迹

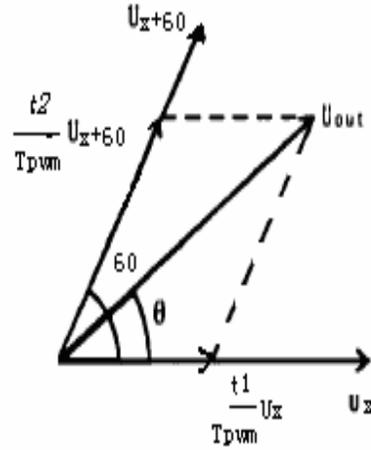


图 1-8 电压空间矢量的线形组合

按照这种方式，在下一个  $T_{pwm}$  期间，仍然用  $U_{x+60}$  和  $U_x$  的线形时间组合，但作用的时间  $t_1'$  和  $t_2'$  与上一次不同，它们必须保证所合成的新的电压空间矢量  $U_{out}'$  与原来的电压空间矢量  $U_{out}$  的幅值相等。

如此下去，在每一个  $T_{pwm}$  期间，都改变相邻基本矢量的作用时间，并保证所合成的电压空间矢量的幅值都相等，因此，当  $T_{pwm}$  足够小时，电压空间矢量的轨迹是一个近似圆形的正多边形。

根据图 1-8 中各矢量在直角坐标系坐标轴上的投影可以得到：

$$|U_{out}| T_{pwm} \cos q = t_1 |U_x| + t_2 |U_{x+60}| \cos \frac{p}{3} \quad (1-19)$$

$$|U_{x+60}| t_2 \sin \frac{p}{3} = |U_{out}| T_{pwm} \sin q \quad (1-20)$$

由此，又可以得到：

$$|U_{x+60}| = |U_x| = |U_{DC}| \quad (1-21)$$

$$|U_{out}| = \frac{\sqrt{3}}{2} U_{DC} M \quad (1-22)$$

$$t_1 = M T_{pwm} \sin\left(\frac{p}{3} - q\right) \quad (1-23)$$

$$t_2 = MT_{pwm} \sin q \quad (1-24)$$

式中,  $T_{pwm}$  可以事先选定;  $U_{out}$  可由  $U/F$  曲线确定;  $q$  可由输出正弦电压角频率  $\omega$  和  $nT_{pwm}$  的乘积确定,  $M$  为调制比。因此, 当已知两相邻的基本空间矢量  $U_{x+60}$  和  $U_x$  后, 就可以确定  $t_1$  和  $t_2$ 。

在图 1-7 中, 当逆变器单独输出零矢量时, 电动机的定子磁链矢量  $y$  是不动的。根据这个特点, 在  $T_{pwm}$  期间插入零矢量作用的时间  $t_0$ , 使

$$T_{PWM} = t_0 + t_1 + t_2 + t_7 \quad (1-25)$$

通过这样的方法, 可以调整角频率, 从而达到变频的目的。

### 1.2.2 SVPWM 的控制算法

从图 1-6 可看出, 通过这些基本的空间矢量可以将整个空间划分成 6 个扇区。考虑图中所示的空间电压矢量  $U_{out}$ , 可以由  $U_{sa}$ 、 $U_{sb}$  表示其在静止坐标系中的  $\alpha$  轴,  $\beta$  轴上的分量。现以  $U_{sa}$ 、 $U_{sb}$  作为输入信号, 以直流母线电压  $U_{DC}$  作参数, 经过计算处理后可得到所需的 6 路 PWM。

根据给定电压空间矢量在空间三相坐标系的投影的正负可以判断该电压空间矢量位于哪个扇区。因此记:  $v_a, v_b, v_c$  为其在三相坐标上的投影标量:

$$\left. \begin{aligned} v_a &= U_{sb} \\ v_b &= -U_{sb} \cos 60^\circ + U_{sa} \sin 30^\circ \\ v_c &= -U_{sb} \cos 60^\circ - U_{sa} \sin 30^\circ \end{aligned} \right\} \quad (1-26)$$

根据以上公式, 可由以下规则确定空间电压矢量所处的扇区  $N$ :

$$N = A + 2B + 4C \quad (1-27)$$

其中, 如果  $v_a > 0$ , 那么  $A=1$ , 否则  $A=0$

如果  $v_b > 0$ , 那么  $B=1$ , 否则  $B=0$

如果  $v_c > 0$ , 那么  $C=1$ , 否则  $C=0$

再引入通用变量  $X, Y, Z$  来计算时间  $t_1$  和  $t_2$ :

$$\left. \begin{aligned} X &= \frac{\sqrt{3}}{U_{DC}} U_{sb} T_{PWM} \\ Y &= \frac{\frac{3}{2}U_{sa} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{sb}}{U_{DC}} T_{PWM} \\ Z &= \frac{-\frac{3}{2}U_{sa} + \frac{\sqrt{3}}{2}U_{sb}}{U_{DC}} T_{PWM} \end{aligned} \right\} \quad (1-28)$$

根据前面确定的扇区标号  $N$ ，可得到空间矢量所处的扇区与两个边界矢量  $t_1$  和  $t_2$  作用时间的关系，如表 1-2：

表 1-2 扇区编号与计算时间的关系

扇区 $N$	I	II	III	IV	V	VI
$t_1$	$Z$	$Y$	$-Z$	$-X$	$X$	$-Y$
$t_2$	$Y$	$-X$	$X$	$Z$	$-Y$	$-Z$

但是，由于直流电源电压的下降可能使电压矢量的幅值减小，因此，计算时间  $t_1$  和  $t_2$  之和有可能超过 PWM 周期  $T_{pwm}$  的一半  $T$ ，即  $t_1+t_2>T$ ，称这种情况为饱和。需进行如下修正：

$$\left. \begin{aligned} T_1 &= \frac{t_1}{t_1+t_2} T \\ T_2 &= \frac{t_2}{t_1+t_2} T \end{aligned} \right\} \quad (1-29)$$

此时用  $T_1$  和  $T_2$  代替  $t_1$  和  $t_2$ 。

再定义占空比参数  $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$ ：

$$\left. \begin{aligned} T_{aon} &= (T - t_1 - t_2) / 4 \\ T_{bon} &= T_{aon} + t_1 / 2 \\ T_{con} &= T_{aon} + t_2 / 2 \end{aligned} \right\} \quad (1-30)$$

最后，可以确定实际控制所需要的三相 PWM 波的占空比  $T_a, T_b, T_c$ ，如表 1-3 所示

表 1-3 三相 PWM 波的占空比

扇区 N	I	II	III	IV	V	VI
$T_a$	$T_{bon}$	$T_{aon}$	$T_{aon}$	$T_{con}$	$T_{con}$	$T_{bon}$
$T_b$	$T_{aon}$	$T_{con}$	$T_{bon}$	$T_{bon}$	$T_{aon}$	$T_{con}$
$T_c$	$T_{con}$	$T_{bon}$	$T_{con}$	$T_{aon}$	$T_{bon}$	$T_{aon}$

### 1.2.3 SVPWM 的仿真模块实现

按照上面的算法，在 SIMULINK 中建立如图 1-9 仿真模块：

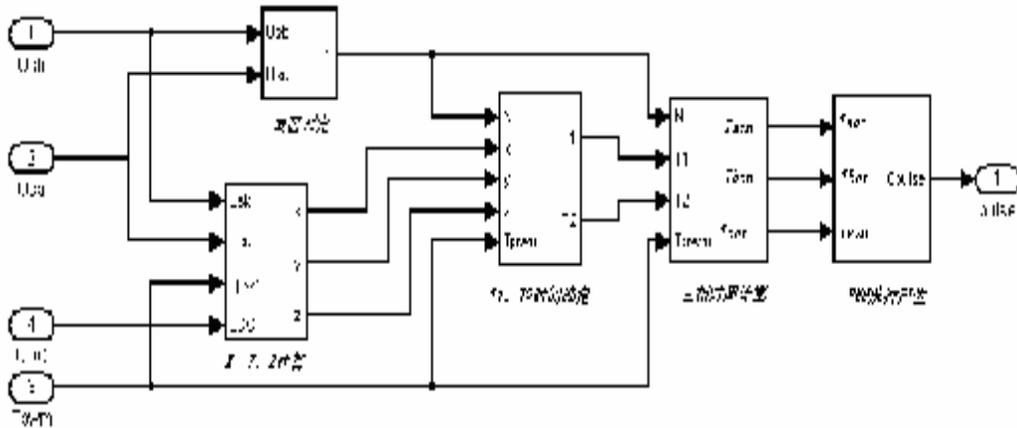


图 1-9 SVPWM 模块组成图

由于 SIMULINK 中没有特殊符号，图 1-7 中用  $U_{sa}$  代替  $U_{sa}$ ， $U_{sb}$  代替  $U_{sb}$ 。

## 1.2 本章小结

本章讲述了感应电机在矢量变换原理的解析下，将定子电流解耦成转矩分量和励磁分量，最终得到了类似直流电机的数学模型，然后介绍了转子磁链观测模型，最后详细介绍了 SVPWM 的原理及在 SIMILINK 中的模型建立。