

# 高压变频器在永磁同步减速电机直驱矿井提升机上的闭环矢量应用

邱战峰<sup>1</sup> 张国选<sup>2</sup> 荣凯<sup>3</sup>

1 洛阳九亿重工集团有限公司, 河南 洛阳 471003

2 河南锦源建设有限公司, 河南 郑州 450000

3 新风光电子科技股份有限公司, 山东 济南 250000

**[摘要]** 针对传统矿井提升机系统故障率高、传动效率低、启动不稳定等问题, 高压变频器-永磁同步电机系统的优势得以体现, 该系统通过转子磁链定向闭环矢量控制技术和平稳悬停技术来保障矿井提升机的安全性和稳定性, 为矿井开采提供了节能、可靠和高效的技术保障。

**[关键词]** 提升机; 永磁同步电机; 高压变频器; 转子磁链定向; 闭环矢量控制

DOI: 10.33142/ec.v6i11.9897

中图分类号: TM921.51

文献标识码: A

## Application of High Voltage Inverter in Closed-loop Vector of Permanent Magnet Synchronous Motor Direct Drive Mine Hoists

QIU Zhanfeng<sup>1</sup>, ZHANG Guoxuan<sup>2</sup>, RONG Kai<sup>3</sup>

1 Luoyang Jiuyi Group Mining Machinery Co., Ltd., Luoyang, He'nan, 471003, China

2 He'nan Jinyuan Construction Co., Ltd., Zhengzhou, He'nan, 450000, China

3 WindSun Science & Technology Co., Ltd., Ji'nan, Shandong, 250000, China

**Abstract:** In response to the problems of high malfunction, low transmission efficiency, and unstable starting of traditional mine hoist systems, the advantages of the high voltage inverter permanent magnet synchronous motor system are reflected. This system ensures the safety and stability of the mine hoist through rotor flux oriented closed-loop vector control technology and stable hovering technology, providing energy-saving, reliable, and efficient technical support for mine mining.

**Keywords:** hoist; permanent magnet synchronous motor; high voltage frequency converter; rotor flux orientation; closed-loop vector control

### 引言

作为矿山井上和井下的“交通要塞”, 矿井提升机是运送矿山物料、机械设备和操作人员的关键设备。该设备对交流调速系统具有很高要求, 不合理的控制策略会导致提升机系统受到一定状况的振动, 严重情况下还会受到强烈的冲击。会对矿井提升系统的安全稳定运行带来不利影响, 并且会降低减速机、钢丝绳、电机等关键部件的使用寿命。因此, 高压变频器控制策略作为整个矿井提升机的核心技术得到了广泛的研究。随着大量新型永磁体材料的出现, 具有众多优点的永磁同步电机在日常生活和工业制造中得到广泛应用, 永磁同步电机相比异步电机的体积小且重量轻。永磁同步电机功率因数较大, 同时具有高功率密度, 转动惯量要较小并且动态响应要优于异步电机。

### 1 永磁同步减速电机直驱矿井提升机介绍



图1 现场使用永磁同步减速电机直驱矿井提升机

河南锦源建设有限公司新郑煤电赵家寨煤矿西翼深部立井矿建工程(赵家寨煤矿西风井)建设中采用我公司设计 2JKZ-4×2.1PY 永磁同步减速电机直驱型矿井提升机, 担负打井、材料、设备和人员的升降任务。井筒净径 6.5m, 垂深 710m, 提升高度 720m。永磁直驱矿井提升机:

型号: 2JKZ-4×2.1PY

最大静张力: 245 kN;

最大静张力差: 165kN;

最大提升速度: 7.45m/s;

配 TE190 恒力矩二级制动液压站;

设有牌坊式深度指示器;

提升钢丝绳绳径: 38mm;

配有 1 台永磁同步减速电动机, 参数:

额定功率 1250kW、额定电压 6000V、额定转速 200r/min、额定频率 50HZ, 内置一级行星减速器, 减速器速比 5.62、永磁同步电动机经一级行星减速后综合输出 35.59r/min、冷却方式: 带水箱水冷。

该永磁减速电动机直驱矿井提升机, 包括主轴装置、永磁同步减速电机、深度指示器、液压站、牌坊深度指示器和高压变频电控装置等。主轴装置通过齿轮联轴器和永磁同步减速电动机输出轴连接, 永磁同步减速电动机转子

尾端设置有编码器接口; 主轴装置还包括以主轴为中心沿其轴向外设置的卷筒, 环绕卷筒的外缘面上设置有卷筒塑料衬板, 卷筒的两端分别连接有盘形制动器, 盘形制动器分别连通液压站, 主轴装置的卷筒还设置有定车装置, 永磁同步减速电动机下部位置设置有电机底座等。

该永磁同步减速电机驱动矿井提升机的工作过程为: 永磁同步减速电动机是将永磁同步电机与一级行星减速器配置成一体, 永磁同步电机的转子位于定子内的部位设置有永磁体, 定子上分布有三相绕组, 通入三相交流电后就会形成旋转磁场, 和转子上固定磁极的永磁体互相作用产生磁力转矩, 从而带动转子进行旋转, 转子的旋转速度最终与定子中产生的旋转磁场的转速相等, 通过变频器控制系统改变定子频率的方法从而改变电机同步转速的方法实现调速。电机转子的左端轴延伸至一级行星减速器太阳轮内并采用花键连接, 驱动一级行星减速器转动, 一级行星减速器输出轴通过齿轮联轴器与矿井提升机主轴 1 置连接, 将动力传给缠绕钢丝绳的卷筒, 实现提升机容器在井筒中升降的目的。

该永磁提升机采用高压变频器驱动永磁同步电机, 通过矢量控制的方法可以将交流伺服电机建模成励磁绕组和电枢绕组与转子同步旋转的直流电机, 从而将直流调速系统的理论应用到永磁同步交流伺服电机的控制中, 进而获得高性能的控制效果可实现软启动功能及全频段调速运行, 可大幅减小启动电流, 延长永磁同步电机的运行寿命; 同时在节能的基础上保障设备的安全、可靠运行。

## 2 高压变频器-永磁同步电机控制系统

### 2.1 高压变频器系统结构

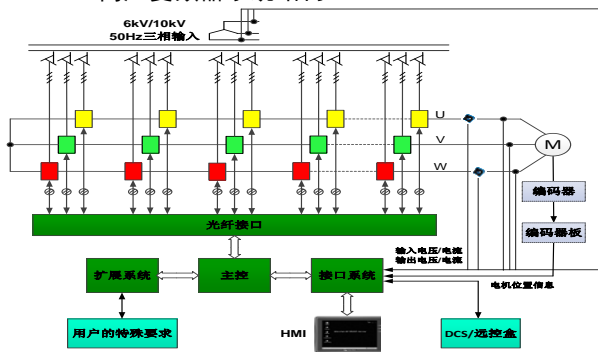


图2 永磁同步电机变频器系统结构

高压变频器-永磁同步电机系统结构如图2所示。外部电网与内部移相变压器相连, 移相变压器采用延边三角形结构来减小对电网的谐波污染。高压变频器主控系统采用 DSP+ FPGA+ ARM 为控制核心, 控制算法完全数字化。主控系统通过高速光纤将生成的 PWM 信号下发给每个功率单元, 同时功率单元将单元温度、故障及保护动作等信息上传回主控系统。

高压变频器-永磁同步电机系统采用载波移相 SPWM 的调制方式, 是一种适用于单元级联型多电平变换器的

PWM 方法。每个相邻单元模块的三角载波之间有一个相移, 再与相同的正弦波比较产生 PWM 信号, 可在不提高开关频率的条件下减小输出谐波。载波移相 PWM 方式已成为高压变频器系统的标准 PWM 控制方法。

### 2.2 永磁同步电机闭环矢量控制技术

在交流调速系统中, 永磁同步电机矢量控制是十分重要且基础的控制策略。建立在传统的 Park 和 Clark 变换理论上, 通过对定子电流进行控制, 其中定义永磁体产生励磁方向为 d 轴, 即为直轴。并在解耦直交轴分量的同时完成对磁场和转矩的解耦控制。

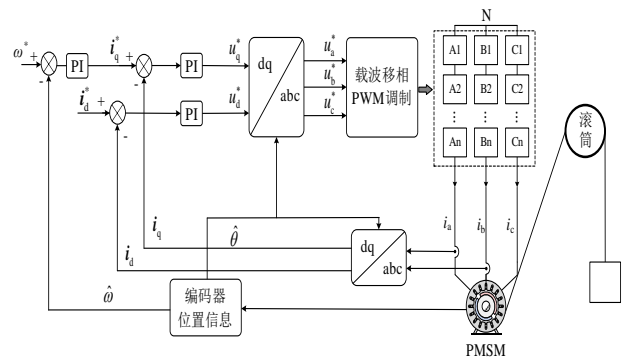


图3 永磁同步电机矢量控制原理图

闭环矢量控制原理如图3所示, 高压变频器通过转子磁链定向矢量控制的方法对矿井提升机动力来源永磁同步电机进行调速控制。

#### 2.2.1 三相定子到两相定子的变换 (Clark 变换)

将三相静止坐标等效为定子两相静止坐标, A, B, C  $\rightarrow \alpha, \beta$ 。为方便起见, 将  $\alpha$  轴与 A 轴重合, 如图4所示。其中,  $N_3$  为三相定子绕组每相的匝数,  $N_2$  为两相定子绕组每相的匝数。各相绕组磁动势均为其有效匝数与电流的乘积, 其空间矢量位于相应的坐标轴上。

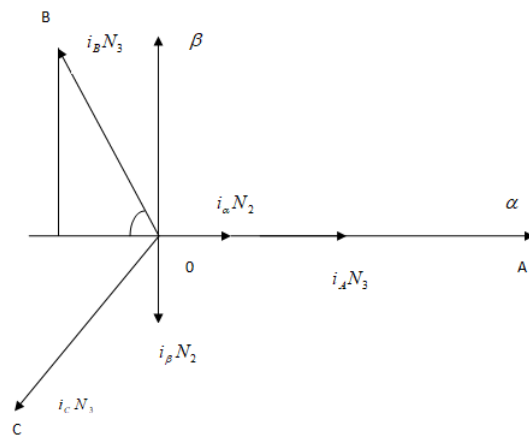


图4 Clark 变换

当三相、两相交流绕组所产生的合成磁动势相等时, 两套绕组在任一坐标上的投影都相等。两者在  $\alpha$  和  $\beta$  轴上的投影分量为:

$$N_2 i_\alpha = N_3 i_A - N_3 i_B \cos 60^\circ - N_3 i_C \cos 60^\circ = N_3 (i_A - \frac{1}{2} i_B - \frac{1}{2} i_C) \quad (1)$$

$$N_2 i_\beta = N_3 i_B \sin 60^\circ - N_3 i_C \sin 60^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} N_3 (i_B - i_C) \quad (2)$$

为便于求逆, 定义一个零轴磁动势:

$$N_2 i_0 = k N_3 (i_A + i_B + i_C) \quad (3)$$

综上所述, 有:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k & \frac{2}{k} & \frac{2}{k} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3/2} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (4)$$

其中:

$$C_{3/2} = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ k & \frac{2}{k} & \frac{2}{k} \end{bmatrix} \quad (5)$$

在功率不变的条件之下, 有  $C^{-1} = C^T$  即:

$$C_{3/2}^{-1} = C_{3/2}^T = \frac{N_3}{N_2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & k \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{2}{k} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{2}{k} \end{bmatrix} \quad (6)$$

因为  $C_{3/2} C_{3/2}^{-1} = E$ , 所以可计算出:

$$\frac{N_3}{N_2} = \sqrt{\frac{2}{3}}, \quad k = \frac{\sqrt{2}}{2} \quad (7)$$

故三相静止到两相静止的变换矩阵为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s/2s} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (8)$$

反之, 从两相静止到三相静止的变换为:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s/3s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

实际上, 零轴电流为零, 故真正有用的变换为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s/2s} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s/3s} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (11)$$

### 2.2.2 两相定子到两相旋转坐标的变换 (Park 变换)

在绕组匝数相同的情况下,  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系与同步旋转的  $M$ 、 $T$  坐标系产生同样大小和转速的合成磁动势。 $\alpha$ 、 $\beta$  轴固定不动,  $M$ 、 $T$  坐标系旋转, 则电流  $i_m$ 、 $i_t$  所产生的合成磁动势在  $\alpha$ 、 $\beta$  坐标系上的投影为:

$$i_\alpha = i_m \cos \varphi - i_t \sin \varphi \quad (12)$$

$$i_\beta = i_m \sin \varphi + i_t \cos \varphi \quad (13)$$

两相旋转坐标到两相静止坐标的变换写成矩阵形式为:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_m \\ i_t \end{bmatrix} = C_{2r/2s} \begin{bmatrix} i_m \\ i_t \end{bmatrix} \quad (14)$$

同理, 两相静止坐标到两相旋转坐标的变换写成矩阵的形式为:

$$\begin{bmatrix} i_m \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (15)$$

### 2.2.3 三相静止到两相任意速度旋转坐标的变换

$d$ 、 $q$  坐标在空间以任意速度旋转, 三相定子坐标 A、B、C 在空间静止, 两相定子坐标在空间静止, 并且设  $d$  轴与 A 轴的夹角为  $\theta$ , 如图 5 示。

投影关系可以表示成:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = C_{2r/2s} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (17)$$

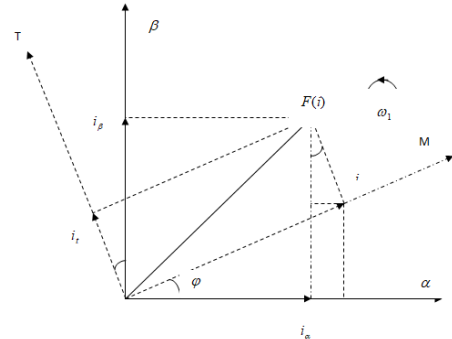


图 5 两相静止坐标到两相旋转坐标的变换

添上零轴分量以后, 等效成如下形式:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

由此可以得到三相静止到两相旋转坐标的变换,如图6:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s/2r} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = C_{2s/2r} C_{3s/2s} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = C_{3s/2r} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$C_{3s/2r} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

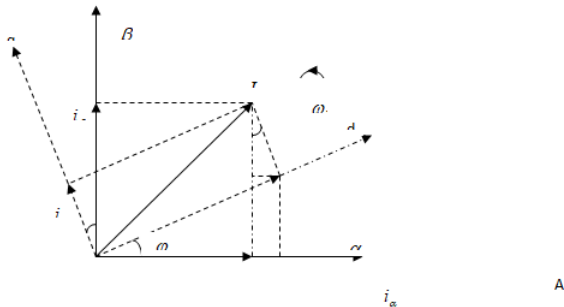


图6 三相静止坐标到两相旋转坐标的变换

### 2.2.4 PMSM 的数学模型

PMSM 矢量控制系统能够实现高精度、高动态性能、大范围的速度和位置控制。图7给出了PMSM结构的简化模型。A(a)、B(b)、C(c)为定子上的三个线圈绕组,各绕组的位置在空间上差120°。将d轴固定在转子磁链的方向上,建立随转子一同旋转的d-q坐标系,便可确立PMSM的数学模型。

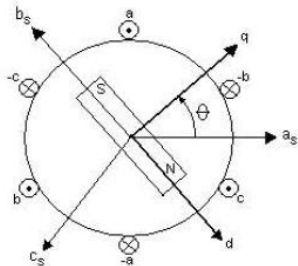


图7 PMSM d、q 坐标系简化模型

根据以上分析,我们可以得到d、q坐标系上电压瞬时值 $u_d$ 、 $u_q$ 和电流瞬时值 $i_d$ 、 $i_q$ 与静止坐标系上的电枢电压瞬时值 $u_A$ 、 $u_B$ 、 $u_C$ 和电枢电流瞬时值 $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$ 的变换关系:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120^\circ) & \cos(\theta+120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta-120^\circ) & -\sin(\theta+120^\circ) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (23)$$

进而得到三相永磁同步电动机在d、q坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} \text{电枢电压方程:} & \begin{cases} u_d = \frac{d\Psi_d}{dt} + Ri_d - \Psi_q\omega_1 \\ u_q = \frac{d\Psi_q}{dt} + Ri_q + \Psi_d\omega_1 \end{cases} \\ \text{定子磁链方程:} & \begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_r \\ \Psi_q = L_q i_q \end{cases} \\ \text{电磁转矩方程:} & T_{em} = P_n (i_q \Psi_d - i_d \Psi_q) \\ \text{机械运动方程:} & J \frac{d\Omega}{dt} = T_{em} - T_L - R_\Omega \Omega \end{cases}$$

### 2.2.5 PMSM 的转子磁链定向控制与变频调速控制

在上述数学模型中将d、q坐标在空间上按照转子磁链 $\Psi_r$ 定向处理,d轴与转子磁链 $\Psi_r$ 同向定位,此时的d轴称为M轴,q轴称为T轴。这样的M、T坐标系就是按转子磁链定向(Field Orientation)的旋转坐标系。经过转子磁链定向以后,转子磁链在T轴上的投影分量为零。对于永磁同步电动机而言,主磁通是由转子产生的,假如定子合成磁动势刚好作用在T轴上,也就是说,定子T轴分量等于定子电流的大小,而定子M轴电流为零( $i_d=0$ ),即定子合成电流 $i=i_q$ ,此时就等效于一台直流电动机了( $T_{em}=P_n i_q \Psi_r$ ),我们可以通过调整直流量 $i_q$ 来控制转矩,从而实现三相永磁同步电动机控制参数的解耦,这就是转子磁链定向控制的思想。

PMSM变频调速的精髓是我们可以通过改变定子的信号频率来调整定子磁动势 $F_1$ 的转速,使之与转子同步,即使得定、转子磁动势在空间上相对静止,从而保持定、转子磁动势之间的夹角 $\varphi$ 恒定,进而保持电磁转矩 $T_{em}=C_m F_1 F_2 \sin\varphi$ 恒定,进一步使转子连续旋转。

设转子在空间旋转的电角速度为 $\omega_1$ ,转子磁极在初始时刻相对于定子A相的夹角为 $\theta_0$ ,在任意时刻,转子磁极相对于定子A相的夹角为:

$$\theta = \omega_1 t + \theta_0 \quad (24)$$

按如下方式给定子绕组通电,即:

$$i_A = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cos(\omega_1 t + \theta_0 + 90^\circ) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cos(\theta + 90^\circ) \quad (25)$$

$$i_B = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cos(\omega_1 t + \theta_0 - 120^\circ + 90^\circ) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cos(\theta - 120^\circ + 90^\circ) \quad (26)$$

$$i_C = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cos(\omega_1 t + \theta_0 + 120^\circ + 90^\circ) = \sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cos(\theta + 120^\circ + 90^\circ) \quad (27)$$

此时,定子合成磁动势为:

$$F_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_1 i_q e^{j(\theta+90^\circ)} \quad (28)$$



这样，夹角  $\varphi$  就可以在动态过程中保持  $90^\circ$ ，从而可以一直保持最大电磁转矩不变。

在实际的控制过程中，由于在任意时刻转子磁极相对于定子 A 相的夹角  $\theta$  可以在线测得，进而在已知电流  $i_q$  的情况下，可以立即得到定子的三相电流的大小和相位，我们可以根据转子的转速实时地调整定子电流的频率，从而实现永磁同步电动机的变频调速控制，也就是说定子频率的改变是靠转子的转速决定的，控制的关键是角度  $\theta$  的准确检测。在永磁同步电机的输出轴上装有绝对编码器来实现对电机的速度和位置反馈，可有效增加闭环矢量控制精度和稳定性。

### 2.3 高压永磁提升机平稳悬停控制

高压变频器-永磁同步电机系统通常需要与矿井提升机系统的电控相配合，来实现提升机停机时是通过抱闸制动设备使提升容器保持静止不动，因此如何实现稳定悬停且无较大冲击也成为研究热点。高压变频器一般采用三种闭环方式来实现悬停控制。

(1) 采用通过电流闭环的直流制动法进行悬停控制，并通过对制动电流的角度进行闭环补偿来提高转矩响应速度和消除位置静态误差。本方法制动悬停效果好，但在投直流瞬间要求对电机磁极相对位置角的辨识要非常准确，如投直流时对电机磁极相对位置角的辨识误差大时仍会造成电机输出转矩波动。

(2) 采用零速度闭环控制，即将变频器的给定频率调整到零赫兹，通过速度闭环和电流闭环双闭环控制电机的转速和转矩输出。此方法控制策略简单，但对速度采样要求精度比较高，对变频器速度环和电流环的动态响应要求也比较高，动态响应慢时可能造成零速时有脉动。

(3) 采用零伺服闭环控制，即引入电机转子位置闭环概念，采用位置、转速、电流三闭环的方法。此方法控制策略与方法 B 类似，同样对速度采样要求精度比较高，对变频器速度环和电流环的动态响应要求也比较高，动态响应不如方法 B 快，且容易可能造成零速时有脉动或者有溜车的风险。

故赵家寨西风井凿井提升机永磁高压变频器采用的方法 A 和 B。提升机起步运行前采用直流制动的悬停方法，先悬停后开闸，起车无冲击；提升机停机时采用零速闭环方式并配置制动闸预贴闸的方法，平稳停车，预判并消除零速时可能造成的脉冲冲击。

### 3 现场运行波形图数据

赵家寨煤矿西风井永磁同步减速电机直驱提升机高压变频器运行波形图如下：

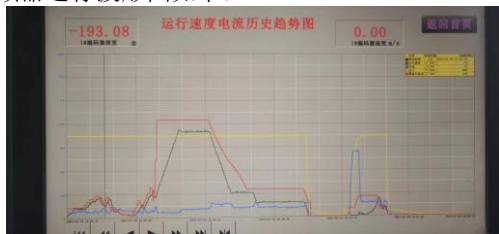


图 8 赵家寨煤矿西风井永磁同步减速电机直驱提升机高压变频器运行波形图

红色——代表提升机电控系统限速保护包络线  
 绿色——代表高压变频实际运行频率（提升机运行速度）  
 蓝色——代表高压变频器实际运行电流  
 黄色——代表提升机电控工作闸的制动油压

由此图可以看出高压变频器闭环矢量控制加减速特性好、速度跟踪响应快、运行电流平稳无波动；启停车时采用悬停控制策略，起步和停车均平稳可靠无振动冲击。

### 4 结束语

赵家寨煤矿西风井永磁提升机于 2021 年 12 月底安装调试后已投入运行，启停车均采用悬停方式对机械装置无冲击，加减速平稳可靠无失步现象。永磁同步减速电机直驱方式与驱动提升机的方式相比，其功率因数和效率相对较高，同样采用四象限高压变频器驱动时，且该永磁同步减速电机结构与异步变频电机相比有明显的节能效果。高压变频器-永磁同步电机系统在矿井提升机已经得到越来越多的应用，并在多个矿井现场推广应用。该控制系统采用闭环矢量、平稳悬停等先进技术，大大节省能源消耗，提高煤矿开采的安全性、可靠性和节能性，减少安全事故的发生。

### 【参考文献】

- [1] 史光辉, 刘涛涛, 张念钰. 大功率永磁变频技术在矿井提升机上的应用研究[J]. 矿山机械, 2020(4): 1.
  - [2] 赵德堂, 张懿, 魏海峰. 永磁同步电机多传感器组合全闭环矢量控制方法[J]. 电机与控制应用, 2017(3): 1.
  - [3] 刘文利, 杜庆楠. 大型低速同步电动机高压变频器在矿井提升机上的应用[J]. 矿山机械, 2011, 39(7): 4.
  - [4] 卢宝全. 内装式矿井提升机特殊结构及矢量控制在其中的应用[C]. 中国: 全国矿山建设学术会议论文集(下册), 2003.
  - [5] 尹静涛. 基于同步电动机的矿井提升机控制系统调节器的设计[J]. 科技信息, 2010, 28(8): 34-36.
  - [6] 曾先兆. 矢量控制变频调速在矿井提升中的应用[J]. 江西煤炭科技, 2010, 2(9): 42-43.
  - [7] 唐任远. 现代永磁电机[M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- 作者简介: 邱战峰(1982.4—), 毕业院校: 河南科技大学, 所学专业: 自动化, 当前就职单位: 洛阳九亿重工集团有限公司, 职务: 技术副总, 职称级别: 工程师; 张国选(1976.4—), 毕业院校: 河南理工大学, 所学专业: 电气工程及其自动化, 当前就职单位: 河南锦源建设有限公司, 职务: 机电经理, 职称级别: 工程师; 荣凯(1986.2—), 毕业院校: 天津职业技术师范大学, 所学专业: 控制理论与控制工程, 当前就职单位: 新风光电子科技股份有限公司, 职务: 技术研究员, 职称级别: 高级工程师。