

# 永磁式无刷直流电动机调速性能分析与优化

魏金成<sup>\*</sup> 张祖媛

电工学教研室

**摘 要:**介绍了 PWM 电压型逆变器供电的无刷直流电动机方案,永磁式同步电动机的基本方程; PWM 电压型逆变器输出电压公式;无刷直流电动机的电流和转矩;电动机的机械特性和效率特性;用单片机实现的无刷直流电动机特性的优化控制。

**关键词:**无刷直流电动机;电压型逆变器;单片机

**中图分类号:**TM33;TM351

**文献标识码:**B

## 1 永磁式无刷直流电动机调速系统的方案

由于飞机电力传动机构及其它伺服系统中广泛地使用永磁式无刷直流电动机,故研究其调速性能具有重要意义和实用价值。永磁式无刷直流电动机保持了普通直流电动机的优点,它具有调速范围广、起动迅速、调节特性线性度好、可靠性高、噪音较低、无换向火花和对无线电不产生干扰,容量/体积之比大等优点。但其低速运行时转速稳定性差和转矩波动比较大,效率较低等缺点,为了减少转矩波动,提高转速的稳定性,可以采用比较多的极对数或比较多的主定子绕组相数,但这样其结构和换向电路就复杂多了。

用于飞机电力传动机构中的永磁式无刷直流电动机,多属中小功率电机,其定子绕组为三相,转子为凸极永磁磁极,一般不设阻尼绕组,如图 1 a 所示。各绕组轴线位置如图 1 b 所示。针对永磁式无刷直流电动机的特点:为了进一步减小转矩波动,提高转速的稳定性又能具有较好的调速性能,本文采用 PWM 电压型逆变器向无刷直流电动机三相定子绕组供电方案,使之能够产生类似于三相交流电动机的旋转磁通,从而减小转矩波动,提高转速的稳定性,并可以实现理想的调速性能;为了进一步提高效率和调速性能,本文采用了定角和变角控制方式;由于本系统用于的无刷直流电动机属中小型功率电机,逆变频率(电动机转速)比较高,为了在一定范围内实现 PWM 控制,采用大功率晶体管电压型逆变器比较合适。

## 2 逆变器输出电压

电压型逆变器的输入为直流电压;在稳态时可以认为是常数,而它的输出为三相交流电压,则因调制方法不同而有不同的波形。本文所讨论的逆变器的输出电压有两类波形,一类是功率元件每周导通 180 电角度的三相阶梯波,另一类是用多边形磁链轨迹调制法构成的三相脉宽调制

收到日期:1999-01-12

<sup>\*</sup>魏金成,四川工业学院电子信息与电气工程系,成都,邮编:611744

波<sup>[3]</sup>。这些电压波形如图 2。

图 2 电压波形的时域函数, 皆可用傅里叶级数来表达:

$$\left. \begin{aligned} u_a &= \sum_{k=1}^i U_{mk} \sin k(\omega t + r) \\ u_b &= \sum_{k=1}^i U_{mk} \sin k(\omega t + r - \frac{2}{3}\pi) \\ u_c &= \sum_{k=1}^i U_{mk} \sin k(\omega t + r + \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

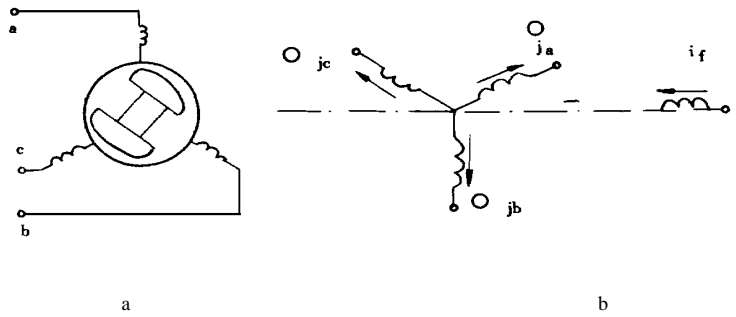


图 1 同步电机的结构

式中:  $r$  为基波电压超前于同相激磁电势  $e_j$  的相位角,  $U_{mk}$  则为各次电压的幅值。

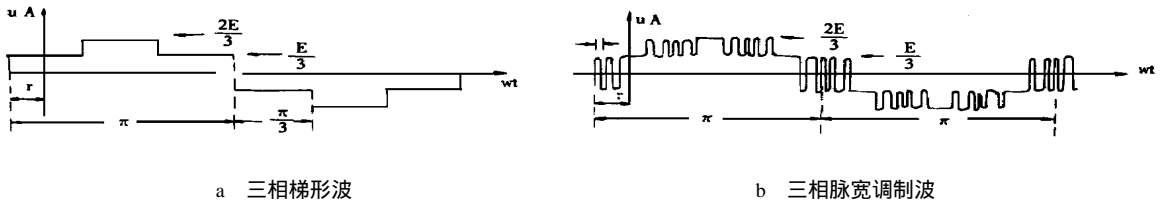


图 2 三相脉宽调制波与三相梯形波

### 3 基波作用下的电流和转矩

#### 3.1 电流和转矩的计算公式

当稳态时  $\dot{\omega} = \text{常数}$ ,  $\dot{P}_{i_{d1}} = P_{i_{q1}} = 0$ , 于是可得电机在  $d-q$  轴系的稳态基波电流和  $d-q$  轴系的电压基本方程<sup>[4]</sup>。

$$i_{d1} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{U_{m1} \sin}{R_1} - L_{q1} \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} [U_{m1} \cos + (\frac{L_d}{R_1} U_{m1} \sin - M_f I_f)] \sqrt{R_1^2 + L_d L_q} \quad (2)$$

$$i_{q1} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} [U_{m1} \cos + (\frac{L_d}{R_1} U_{m1} \sin - M_f I_f)]}{R_1 + 2 \frac{L_d L_q}{R_1}} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} U_{m1} \begin{pmatrix} \sin \\ \cos \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 i_{d1} + L_q i_{q1} \\ R_1 i_{q1} - L_d i_{d1} + \sqrt{\frac{3}{2}} M_f I_f \end{pmatrix} \quad (4)$$

由 (2) 式和 (3) 式可得基波电压作用下的转矩:

$$M_1 = n_p (L_q - L_d) i_{d1} \cdot i_{q1} + \frac{3}{2} M_f I_f i_{q1} \quad (5)$$

由于  $i_{d1}$ 、 $i_{q1}$  在稳态时是常数, 所以  $M_1$  是常数。将  $i_{d1}$ 、 $i_{q1}$  变换到三相轴系, 便得电枢三相电流:

$$\begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{b1} \\ i_{c1} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos & \sin \\ \cos(\omega t - \frac{2}{3}) & \sin(\omega t - \frac{2}{3}) \\ \cos(\omega t + \frac{2}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2}{3}) \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin(\omega t + r) \\ \sin(\omega t + r - \frac{2}{3}) \\ \sin(\omega t + r + \frac{2}{3}) \end{pmatrix} \times I_{m1} \quad (6)$$

$$I_{m1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{i_{d1}^2 + i_{q1}^2} \quad (7)$$

$$= \text{tg}^{-1} \left( \frac{i_{d1}}{i_{q1}} \right) \quad (8)$$

式中:  $\alpha = t$  为  $a$  相绕组和磁极轴线的夹角;  $P = \frac{d}{dt}$  为微分算子符号;  $M_f$  为电枢绕阻和磁极同轴时,励磁绕组对电枢绕组的互感;  $R_1$  为每相电枢绕组的电阻;  $L_d$ 、 $L_q$  为每相折算到  $d$ 、 $q$  轴的电感平均值。

为基波相电流与相电势的相位差。在同步电机中称为内功率因数角。 $\theta > 0$  时,电流超前, $\theta < 0$  时,电流滞后。由(8)式,可知提高内功率因数的条件就是使  $i_{d1} = 0$ 。

### 3.2 基波电压作用下电动机的相量图

(1)  $\theta = 0 > 0$  时

$\theta_0$  是使得  $i_{d1} = 0$  时的角,由(4)式得到:

$$\theta_0 = \text{tg}^{-1} \left( \frac{L_q i_{q1}}{\sqrt{\frac{3}{2}} M_f I_f} \right) \quad (9)$$

式中:  $\text{tg}^{-1} (L_q i_{q1} / \sqrt{\frac{3}{2}} M_f I_f)$ , 它代表交轴磁链与激磁磁链的比值。当恒转矩、恒激磁工作时,  $i_{q1}$  为常数,  $\theta_0$  只与  $U_{m1}$  有关。

内功率因数角  $\theta = \text{tg}^{-1} (i_{d1} / i_{q1}) = 0$ , 电动机输入端功率因数  $\cos \theta = \cos \theta_0$ , 此时电压相量图如图 3 所示。

从相量图 3 可以看出, 此时电动机工作在正常励磁状态, 直流电枢反应为零, 与一般直流电动机电刷位于几何中线上的情况相当。

(2)  $\theta > \theta_0$  时

当增大  $\theta$ , 使之大于  $\theta_0$  时,  $i_{d1} > 0$ , 因而  $\theta > 0$ , 其电压相量图如图 4 所示。

此时电机相当于过励磁状态, 直流电枢反应是去磁的。输入端的功率因数角  $\theta = \theta_0 + \theta'$ 。

(3) 同理可知, 当  $\theta < \theta_0$  或  $\theta = 0$  时, 此时电动机相当于欠励磁状态, 直流电枢反应是增磁的, 电机将吸收很大的滞后无功电流。

### 3.3 基波电压作用下的功率

当忽略电机的机械损耗时, 其效率可用输入功率与电磁功率的比值来近似。即:

$$\eta = \frac{E_f I_f \cos \theta}{U_1 I_1 \cos \theta} = \frac{E_f \cos \theta}{U_1 \cos(\theta - \theta_0)} \quad (10)$$

从相量图的分析可知,  $\theta = \theta_0$  时,  $\theta' = 0$ 。这时电动机运行在最高效率状态。于是可得最高效率:

$$\eta_0 = \frac{E_f}{U_1 \cos \theta_0} \quad (11)$$

可见当电机负载改变时, 调整  $\theta$  角使之满足  $\theta = \theta_0$  的条件, 即可使电机始终运行在最高效率状

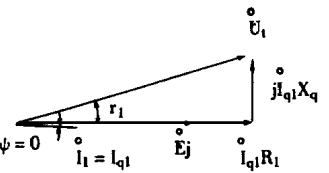


图 3  $\theta = 0$  的电压相量图

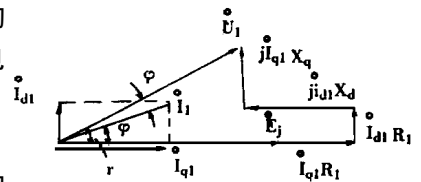


图 4  $\theta > \theta_0$  的电压相量图

态。

## 4 电动机的机械特性和效率特性

本调速系统采用西门子 IF7008 型永磁无刷直流电动机,其中  $U_N = 24V$ ,空载在最大转速为 6 800 r/min,  $n_N = 5\ 000$  r/min,  $I_N = 6.2$  A,  $P_N = 113$  W,  $\eta_N = 0.85$ 。

当忽略谐波电压对平均转矩的影响时,电动机的机械特性和效率特性如下。

### 4.1 机械特性

从图 5 的曲线 1、曲线 2 和曲线 3 可以看出,机械特性是非直线的,转矩较大时,特性趋近于直线,随着转矩减少,机械特性变软,呈上翘形状。在相同  $\alpha$  角的条件下,不同电压值的机械特性为一组近于平行的曲线。在相同电压条件下,随着  $\alpha$  角增大,特性的硬度降低。机械特性硬度随着转矩发生变化的原因,主要是直轴电流  $i_d$  的影响。

若随负载转矩的变化,适当地调整  $\alpha$  角,使电机工作于  $i_d = 0$  的状态。则可得到接近普通直流电动机的典型机械特性。图 5 曲线 4 给出了  $i_{d1} = 0$ ,定电压变  $\alpha$  角时的机械特性曲线。

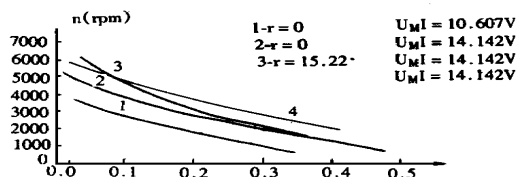


图 5 定  $\alpha$  角和变  $\alpha$  角的电动机机械特性

### 4.2 效率特性

效率特性曲线给出在恒转矩、恒电压的条件下电动机的效率随  $\alpha$  角变化的关系。

通过数据计算可得,在定转矩、定电压的条件下,有一个确定的  $\alpha_0$  值,可使  $i_d = 0$  (即  $i_{d1} = 0$ ),在  $\alpha$  趋于  $\alpha_0$  时,电动机的效率趋于最大。

## 5 永磁式无刷直流电动机特性的优化和改进型 PWM 控制方式及控制系统框图

由以上分析的结论可知,无论是为了改善电动机的机械特性硬度还是提高电动机的效率,都必须设法消除  $i_d$  电流的影响。在恒转矩调速、且调速范围不大的场合,可采取定  $\alpha$  角的控制方法:改变电压,即调定  $\alpha$  角,使电机工作于额定状态时,  $i_d = 0$ ,这时电动机的效率最高,在额定转矩附近的范围内,机械特性近似于直线。在空气压缩机及泵类负载的应用场合,由于转矩、转速变化范围较大,若要求电机保持优化的特性,则宜采取变  $\alpha$  角的控制方法,以保证在全部工作范围内,  $i_d$  皆等于零,以实现机械特性的优化和效率的提高。

由以上分析的结论可知,无论是为了改善电动机的机械特性硬度还是提高电动机的效率,都必须设法消除  $i_d$  电流的影响。在恒转矩调速、且调速范围不大的场合,可采取定  $\alpha$  角的控制方法:改变电压,即调定  $\alpha$  角,使电机工作于额定状态时,  $i_d = 0$ ,这时电动机的效率最高,在额定转矩附近的范围内,机械特性近似于直线。在空气压缩机及泵类负载的应用场合,由于转矩、转速变化范围较大,若要求电机保持优化的特性,则宜采取变  $\alpha$  角的控制方法,以保证在全部工作范围内,  $i_d$  皆等于零,以实现机械特性的优化和效率的提高。

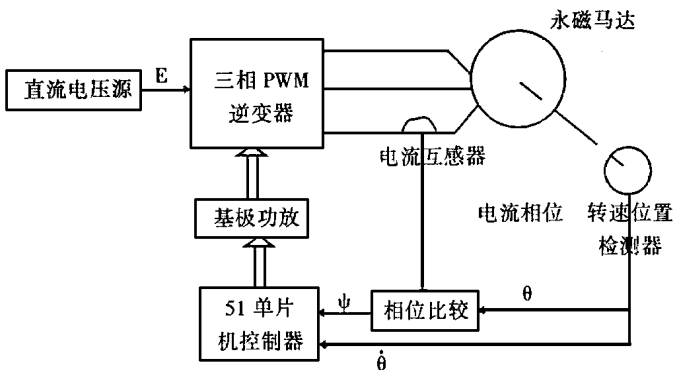


图 6 优化控制结构图

图 6 给出了一个小型无刷直流电动机特性优化控制的方案。其控制器由 MCS—51 系列高性能单片机实现;位置检测器测出电机磁极位置和转速;电流互感器检测定子电流相位;相位比较器

测出内功率因数角 $\alpha$ ;单片机则根据输入的转速 $n$ 决定 PWM 的波形信号,同时根据内功率因数角 $\alpha$ 对输出电压的 $\alpha$ 角进行调整。调整的作用是使 $i_{d1}=0$ 。实现 $i_{d1}$ 为零(图 6 系统的详细电路及工作原理,将另文报告)。

### 参 考 文 献

- [1] 许大中. 晶闸管无换器电机. 北京:科学出版社,1984
- [2] 臧英杰,吴守箴. 交流电机的变频调速. 北京:中国铁道出版社,1984
- [3] 吴 斌,鲁军启. 用单片机实验无刷直流电动机的新型 PWM 控制. 西安:西北工业大学出版社,1988
- [4] 张 琛. 直流无刷直流电动机原理及应用. 北京:机械工业出版社,1996

CH ·

## Characteristic Analysis and Optimization for Permanent Magnet Brushless DC Motors

WEI Jing-cheng      ZHANG Zi-yuan

Department of Electronic Information and Electrical Engineering

**Abstract:** This paper introduces a brushless DC motor system, which is composed of a PWM voltage-fed inverter and a synchronous device. It presents the basic equations for permanent magnet synchronous device, the output voltage equations for PWM voltage inverter, the circuit current and torque equations of a brushless DC motor and its mechanical characteristics and efficiency features. Finally, the optimum control for the brushless DC motor has been achieved by using microprocessors.

**Key Words:** brushless DC motor; voltage-fed inverter; microprocessor