

交流调速传动 译文集

冶金工业部科学技术司

前 言

第二届电力传动国际会议於1988年9月20日至23日在罗马尼亚布拉斯夫召开。有30个国家和地区的专家出席了这次会议。会议共收到论文250篇。

我国出席这次会议的专家有10人，提交论文23篇。

这次国际学术会议提出的论文主要涉及到五个方面：

一、功率半导体元件、控制器件和电路、传感器和变送器、新型元件组成的变流器。

二、直流和永磁电机、伺服电机、感应电机、同步电机、步进式和切换式磁阻电机。

三、直流和交流电机的控制、直线电动机的控制。

四、用於电气传动的微处理器和数字控制技术及综合控制等。

五、供电、模型建立和仿真、实验室设备和试验方法等。

交流调速是电力拖动的发展方向。为此，我们组织力量从这次国际会议的论文中选译了有关交流电机调速控制技术方面的论文32篇，编辑出版本文集。供有关工程技术人员等参考。在学术上本文集基本代表了八十年代末的国际水平和这一领域的发展动向。

本文集委托丁蕴石、周方两位同志总审定稿。

由於原书印刷质量很差，有些图表非常模糊，虽经努力，但照像制版的效果仍不理想，谨向广大读者致歉。不妥之处，请予指正。

本书的出版得到了冶金部自动化研究院和冶金部自动化情报网的大力支持。

冶金工业部科学技术司

一九九一年四月

目 录

一种新型的最优化双馈电机调速系统的研究	(1)
异步电动机标量解耦控制PWM逆变器的一种新的控制方法	(11)
一种新型PWM开关模式及其微机实现	(19)
变频调速系统中电动机的自激分析	(25)
感应电机电流矢量控制的PWM逆变器	(33)
异步滑差回收传动系统的技术发展水平和发展中的关键问题估计	(41)
双馈异步电机传动的恒转矩控制	(53)
电压型逆变器—馈电感应电机的脉冲转矩	(61)
馈送交流传动逆变器的最佳操作条件	(67)
恒定电压下的无刷电机优化控制	(75)
采用PAM逆变器的静止变频器和动态时异步机运动的较高稳定性	(81)
简单控制模型 PWM逆变器的电气传动系统	(87)
双馈电机矢量控制解耦网络分析	(97)
低动态交流传动中的一个新标量控制法和磁场定向控制法	(107)
用于能量回收系统的双馈电机定子电压定向控制	(115)
机床应用的永磁自控同步机的弱磁调速	(123)
带PWM逆变器的三相鼠笼感应电机的逆变器损耗	(129)
采用数字速度调节器控制快速同步电动机传动	(137)
变频感应电机传动中由D、C链滤波电容所产生的自励效应	(145)
滑环电机起动器的转子电流控制	(153)
用参数法或磁场定向进行磁通控制的静止变频器供电的鼠笼式感应电机的性能	(157)
用可控硅电压调节器构成多功能变速异步电气传动的原理	(167)
以小换流阀可控硅循环换流器为基础的通用感应电机传动	(175)
高性能感应电机控制系统	(183)
采用电流逆变器供电的永磁同步电机的光电系统	(193)
感应电机的定子MMF定向控制	(201)
关于三相桥整流供电的电流源逆变器传动系统的一种数字仿真综合算法	(213)
考虑了机械限制因素的异步电动机优化控制法	(223)
谐振环变流器—状态功率变换的一种新动向	(233)
高性能交流传动的控制策略	(243)
感应电动机的宽范围速度控制	(253)
改善电压型逆变器供电的异步机拖动性能的方法	(267)

一种新型的最优化双馈电机调速系统的研究

〔中国〕 丁蕴石 秦晓平

摘 要

本文在对双馈电机的基本原理、稳态特性、转矩和机械特性、矢量控制、动态特性、系统的性能进行分析研究之后,提出理想的双馈电机调速系统要求制造新型异步电动机和实现机电一体化的统一考虑。以便更充分利用双馈电机的优良运行性能和大幅度降低调速系统与电机的总价格。本文提出了优化设计的基本要点。

一、引 言

如果对自控式双馈电动机实行矢量控制,把定子工频电流分解成为两个互相独立的标量——转矩电流(有功分量)和激磁电流(无功分量),并分别实行闭环调节,然后再将闭环调节后的标量变换成滑差频率的交流量去控制电动机。这样,双馈电动机的特性就足以和直流传动系统相媲美。

开环运行的双馈电动机于1982年在某钢厂拉钢机上进行了工业实验,实验结果表明,该调速装置调速范围宽,响应快,功率因数高。但是,电动机在同步速度(1000rpm)附近,约有 $\pm 20\text{rpm}$ 的调速死区,而且电网侧的功率因数或无功功率不能自动调节。为了解决这些问题,我们对双馈电动机矢量控制系统进行了研究,并在实验室中做了实验。结果表明,矢量控制的双馈电动机克服了开环运行的缺点,其性能基本达到直流传动系统的水平。

下面对矢量控制的双馈电动机的特性进行分析。并在充分分析研究之后,提出理想的双馈电机调速系统的优化设计的基本要点,从而构成一种新型的最优化双馈电机调速系统。这种装置不仅适用于风机、泵类调速节能,还可用做电网的动态无功补偿器。并可缓和电网中出现的实功冲击和虚功冲击。

二、双馈电动机的基本原理

为了分析方便,假设电动机是一台二极绕线式异步机,忽略磁路饱和和磁滞的影响。忽略变频器输出电压的高次谐波,只考虑基波分量。

当频率控制方式为自控式时,转子电流的角频率 ω_r 为,

$$\omega_r = \omega_0 - \omega = s\omega_0$$

(1)

式中 ω_0 : 定子侧工频电源的角频率; ω : 转子旋转的角频率; s : 转差率。

设加到转子的电压 $\dot{U}_2$ 和定子电压 $\dot{U}_1$ 相差 δ 电角度, 则可近似认为 $\dot{U}_1$ 和 $\dot{E}_{20}$ 相差 $\pi - \delta$ 电角度。由双馈电动机等值电路图 (图1) 和矢量图 (图2) 可以写出转子侧的电压方程⁽¹⁾, 并求出转子电流 $\dot{I}_2$:

$$\begin{aligned}\dot{I}_2 &= \frac{\dot{E}_{20} + \dot{U}_2}{Z_2} = \frac{E_{20}}{Z_2} e^{-j\varphi_2} + \frac{U_2}{Z_2} e^{j(\pi - \delta - \varphi_2)} \\ &= \frac{E_{20}}{Z_2} [s e^{-j\varphi_2} - U_2 \cdot e^{-j(\delta + \varphi_2)}]\end{aligned}\quad (2)$$

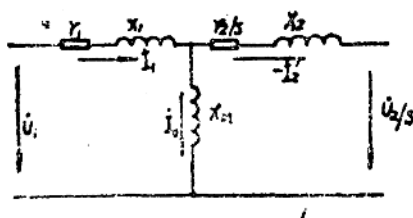


图1 双馈电动机等值电路图

式中 $\varphi_2 = \cos^{-1} \frac{r_2}{Z_2}$; r_2 : 转子侧电阻;

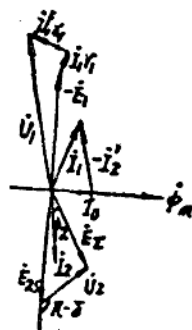
$U_{20} = \frac{U_2}{E_{20}}$; Z_2 : 转子的阻抗;

E_{20} : 转子开口感应电动势。

由(2)式可求出 $\dot{I}_2$ 的有功分量 I_{2a} 和无功分量 I_{2r} :

$$I_{2a} = \frac{E_{20}}{Z_2} [s \cos \varphi_2 - U_2 \cdot \cos(\delta + \varphi_2)] \quad (3)$$

$$I_{2r} = -\frac{E_{20}}{Z_2} [s \sin \varphi_2 - U_2 \cdot \sin(\delta + \varphi_2)] \quad (4)$$



双馈电动机矢量图

可见改变 $\dot{U}_2$ 的大小和相位角 δ , 便可改变 I_{2a} 和 I_{2r} 。由电机学的理论可知, 电动机的转矩和 I_{2a} 成正比。所以, 可以通过改变 $\dot{U}_2$ 来调速, 并可使电动机超同步或亚同步运行, 不但可以工作于电动状态, 而且可以工作于发电状态。 I_{2r} 用于转子侧的激磁, 在总磁通 ϕ_m 不变的情况下, 由转子侧激磁, 其激磁功率只相当于定子激磁功率的 s 倍 (通常 $s < 1$)。和同步电动机过激磁的情况相似, 增加双馈电动机转子侧的激磁, 可以使定子侧发出无功功率。这些无功功率除了供给变频器和双馈电动机的转子外, 还可以馈送回电网。

此外, 双馈电动机的空载转速也和 $\dot{U}_2$ 有关, 在 (3) 式中令 $I_{2a} = 0$, 则得到空载转差率 s_0 : $s_0 = U_{2*} (\cos \delta - \sin \delta \tan \varphi_2)$

(5)

当 $I_{2a} < 0$ 时, 转矩 $M < 0$, 此时 $s < s_0$, 双馈电动机得到制动转矩。同理, 当 $s > s_0$ 时, 可以得到电动转矩。

三、双馈电动机的稳态特性

1. 坐标系的选取

分析双馈电动机的电磁过程, 常用以 ω_0 角频率旋转的X—Y同步座标轴系⁽³⁾, 通常使X轴与矢量 $\dot{U}_1$ 相重合。在这个轴系上, 双馈电动机的数学模型和直流电动机的数学模型具有相同的形式。把双馈电动机定子和转子的电气量转换到同步轴系上, 首先要由三相轴系变换到两相轴系上, 然后再转换到同步轴系上, 转换矩阵分别是:

$$[C_1] = \frac{2}{3} \begin{Bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{Bmatrix} \quad (6)$$

$$[C_2] = \begin{Bmatrix} \cos\phi & \sin\phi \\ -\sin\phi & \cos\phi \end{Bmatrix} \quad (7)$$

式中: ϕ 是绕组相对X轴的位置, 对于定子侧 $\phi = \omega_0 t$, 对于转子侧 $\phi = s\omega_0 t$ 。

在X—Y同步轴系上, 定子、转子电压分别是:

$$\begin{Bmatrix} u_{x1} \\ u_{y1} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} U_{1m} \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{Bmatrix} u_{x2} \\ u_{y2} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} U_{2m} \cos\phi \\ U_{2m} \sin\phi \end{Bmatrix} \quad (9)$$

式中: 下标1代表定子量, 下标2代表转子量。下标X代表X轴分量, 下标Y代表Y轴分量。

U_{1m} 、 U_{2m} 分别是定子电压和转子电压的幅值。

在同步座标轴系上, 电动机的电压方程可以写成复矢量的形式:

$$\bar{U}_1 = \bar{I}_1 r_1 + p \bar{\psi}_1 + j \omega_0 \bar{\psi}_1 \quad (10)$$

$$\bar{U}_2 = \bar{I}_2 r_2 + p \bar{\psi}_2 + j s \omega_0 \bar{\psi}_2 \quad (11)$$

式中: $\bar{U}_1 = u_{x1} + j u_{y1}$, $\bar{U}_2 = u_{x2} + j u_{y2}$, 其它电磁量如 $\bar{I}_1$, $\bar{I}_2$, $\bar{\psi}_1$, $\bar{\psi}_2$ 同理。 r_1 , r_2 分别是定子电阻和转子电阻。

磁链和电流的关系是:

$$\bar{\psi}_1 = L_s \bar{I}_1 + L_m \bar{I}_2 \quad (12) \quad \bar{\psi}_2 = L_r \bar{I}_2 + L_m \bar{I}_1 \quad (13)$$

式中: r_1 、 r_2 是定子、转子电阻。

$L_s = L_1 + L_m$, L_s 是定子电感, L_1 是定子漏感, $L_r = L_2 + L_m$, L_2 为转子漏感, L_m 为定子与转子之间的互感。以上参数都采用标么值。

2. 转矩和机械特性

由电机的矩阵理论可知, 电动机的电磁转矩为:

$$M = \frac{3}{2} P_n \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} [\psi_{s2} \psi_{r1} - \psi_{s1} \psi_{r2}] \quad (14)$$

由(10)、(11)、(12)、(13)式、並考虑到稳态时 $P\bar{\psi}_1=0$ 、 $P\bar{\psi}_2=0$ 以及忽略定子电阻 r_1 ，则可求得：

$$\bar{\psi}_1 = \bar{U}_1 / j\omega_0 \quad (15)$$

$$\bar{\psi}_2 = \frac{\bar{U}_2}{\omega_0} \frac{1}{S_L + js} + \frac{\bar{U}_1 K_1}{j\omega_0} \frac{S_L}{S_L + js} \quad (16)$$

式中： S_L 为异步电动机自然特性的临界转差率。

将(15)、(16)代入(14)可求出转矩

$$M = \frac{2M_L}{S/S_L + S_L/S} \left[1 - \frac{U_2}{S} (\cos\delta + \operatorname{tg}\varphi_2 \sin\delta) \right] \quad (17)$$

式中： M_L 为异步机自然特性的临界转矩。

$$M_L = \frac{3}{4} P_p \frac{K_1^2 U_{1m}^2}{\omega_0^2 \sigma L_r}; \operatorname{tg}\varphi_2 = \frac{s\omega_0 \sigma L_r}{r_2} = \frac{s}{S_L}; K_1 = \frac{L_m}{L_r}; \sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r};$$

P_p 为电动机的极对数。

图3为自控式双馈电动机的机械特性曲线。图中可以看出双馈电动机的机械特性与异步机的机械特性很相似，並且通过改变 $\bar{U}_2$ 的大小和相位，就可以改变转矩和转速。

3. 双馈电动机的无功电流

由电压方程(10)、(11)和磁链方程(12)、(13)可以求出：

$$i_{x1} = -\frac{L_m}{L_s} i_{x2} \quad (18)$$

$$i_{y1} = -\frac{U_{1m}}{\omega_0 L_s} - \frac{L_m}{L_s} i_{y2} \quad (19)$$

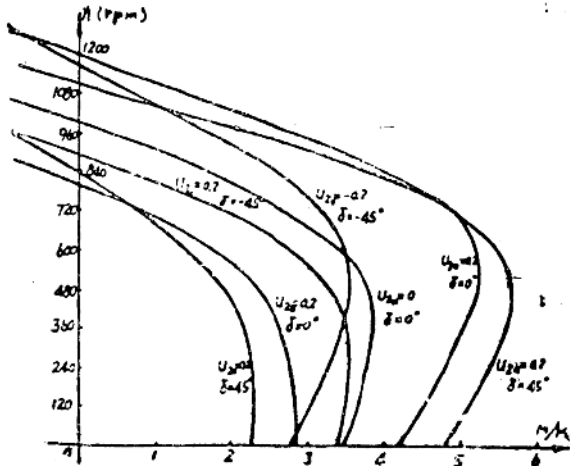


图3 双馈电动机的机械特性

这表明，有功电流的变比关系是 $-L_m/L_s$ 。定子无功电流由两项组成，第一项是空载激磁电流 I_0 ，第二项由转子侧激磁电流组成。当 $i_{y2} < 0$ （感性），将使感性的 i_{y1} 减小，甚至可以使 i_{y1} 为正（容性）。这就是增强转子侧的激磁分量能提高定子侧功率的原因。由于转子侧电压低（近似和频率成正比），所以转子侧的激磁功率要比定子侧的激磁功率要小得多。

四、双馈电动机矢量控制的基本原理

交流电动机的转矩由 i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2} 四个量确定, 实际电流是有功电流和无功电流的矢量和。如果简单地将定子电流或转子电流闭环, 并不能有效地控制转矩。为了达到高性能控制的目的, 必须将电流的有功分量和无功分量分别实现闭环控制。由于被控量是标量, 可以仿照直流传动系统实现PI无差调节。

1. 转矩控制的原理

在电压方程中略去 r_1 , 并由磁链方程可以求出:

$$M = \frac{3}{2} P_n \frac{U_{1m}}{\omega_0} i_{d1} \quad (20)$$

这说明当定子的电源电压和频率恒定时, 转矩和定子有功电流 i_{d1} 成正比。这和直流电机磁场恒定, 转矩正比于电枢电流的情况相类似。因此我们只要将 i_{d1} 闭环控制, 并用速度闭环作为外环, 那么就与直流双闭环调速系统的特性相同。

2. 定子侧无功功率控制原理

定子侧(电网侧)的无功功率 Q_1 为:

$$Q_1 = 3U_1 I_1 \sin\varphi_1 = K i_{q1} \quad (21)$$

式中, K 为比例系数。

可见只要将 i_{q1} 闭环控制, 就可以使定子侧无功功率 Q_1 保持在给定值的水平。在实际系统中常使 Q_1 为零, 或使电动机向电网发出无功功率。

3. 双馈电动机矢量控制系统的结构

系统的结构图如图4。该系统由一台绕线式异步机和交交变频器构成。控制部分包括有功、无功两个通道。有功通道由速度调节器、有功电流调节器构成, 无功通道由无功电流调节器构成。另外, 为了使转子电流波形更接近正弦, 控制系统中还引入了转子相电流反馈, 这对抑制波形畸变十分有效。为了消除有功、无功两个通道间的交叉耦合, 还采用了补偿信号运算器。矢量变换运算是由矢量变换器、矢量反变换器、3相/2相变换器和2相/3相变换器等完成的。

定子电流 i_A , i_B , i_C 经3相/2相变换器变换成 i_{d1} , i_{q1} , 再由矢量变换器变换成为有功分量和无功分量 i_{d1} , 将检测出来的 i_{d1} , i_{q1} 信号分别送到有功电流调节器和无功电流调节器作为反馈信号。这两个电流调节器的输出信号, 经过补偿单元消除掉两个通道间的交叉耦合之后, 由矢量反变换器变换成滑差频率的交流量, 经过2相/3相变换和转子相电流调节后, 作为交交变频器的控制信号, 这是频率为 $s\omega_0$, 幅值和相位都可控的三相正弦信号。变频器输

出的三相交流电送到绕线式异步机的转子侧。

为了检测滑差频率信号, 采用了调制—解调式的位置检测器。

系统的外部给定信号是速度给定信号 $\mathbf{a}_1$ 和定子侧无功功率给定信号 $\mathbf{Q}_{1g}$,它们可以独立地控制速度和定子侧无功功率。

电动机在起动时采用转子串电阻起动, 运转平稳后再切换到变频器上。一般情况下无功通道的目标是保持定子侧无功功率 Q_1 恒定, 有时为了加大调速范围, 也可以减弱转子侧的激磁电流, 其效果相当于直流电动机的弱磁调速。但这时定子侧的功率因数有所降低。

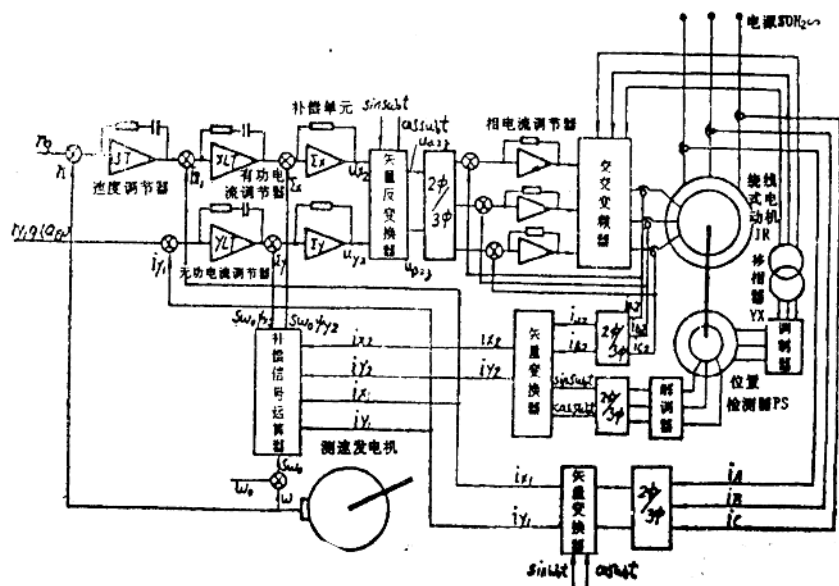


图4 双馈电动机矢量控制系统结构图

五、双馈电动机的动态特性分析

1. 双馈电动机的传递函数

将(18)、(19)二式代入电压方程(10)、(11)中, 並注意到在动态分析时 $p\bar{\Psi}_1 \approx 0$, $p\bar{\Psi}_2 \approx 0$, 則得到:

$$u_{12} = (r_2 + \sigma L_r p) i_{12} - s \omega_0 \psi_{12} \quad (22)$$

$$u_{y2} = (r_2 + \sigma L_r P) i_{y2} + s \omega_0 \psi_{x2} - \frac{L_m}{L_r \omega_0} p U_{1m} \quad (23)$$

由此二式以及(18), (19)可以得到双馈电动机的传递函数框图如图5⁽¹⁾。

虽然双馈电动机的控制量是转子电压 u_{r2} 和 u_{r1} ，而被控制量是定子电流 i_{r1} 和 i_{r2} ，但是

由传递函数框图可以看出, u_{s2} 和 i_{s1} , u_{s2} 和 i_{s2} 之间, 都是简单的惯性传递关系。所以, 转子电压可以有效地控制定子电流, 并且和直流电动机中电枢电压控制电枢电流的效果相同。

2. 旋转电势对扰动特性的影响以及补偿的方法

由传递函数框图中可以看出, 双馈电动机的内部存在有功、无功两个通道间的交叉耦合, 这相当于是一种扰动, 这种扰动传递函数的框图可以简化成为图6的形式 写成开环传递函数为:

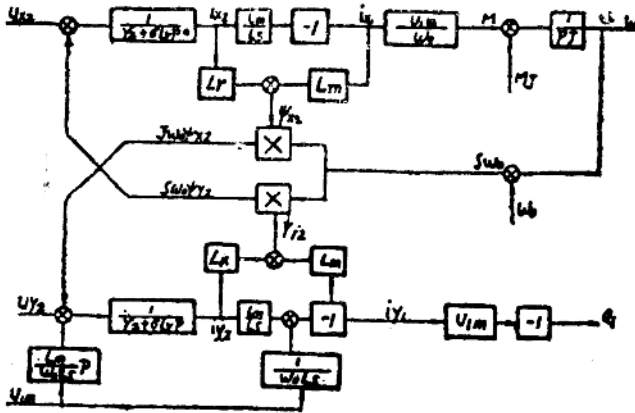


图5 双馈电动机传递函数框图

$$W_{11}(p) = \frac{\sigma^2 L_r^2 s^2 \omega_0^2}{(r_2 + \sigma L_r^2 p)^2}$$

$$= -\frac{\sigma^2 L_r^2 s^2 \omega_0^2}{r_2^2} \left(-\frac{1}{T_r p + 1} \right)^2 \quad (24)$$

式中 $T_r = \frac{\sigma L_r}{r_2} p$, 转子等效时间常数。

一般电机中总有 $\sigma L_r s_{max} \omega_0 > r_2$, 那么可以绘出扰动传递函数的对数幅频特性如图7的折线1。当 r_2 很小时, 则相角裕量很小, 有必要对旋转电势造成的扰动进行补偿。通常有反馈和前馈两种补偿方式。经过前馈补偿后, 对于扰动量的传递函数为:

$$W_{11}'(p) = W_{11}(p) W'(p) \quad (25)$$

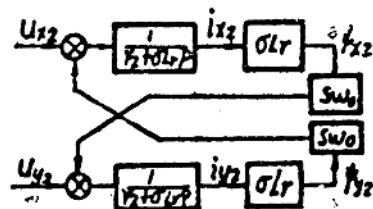


图6 旋转电势对交叉耦合传递函数框图

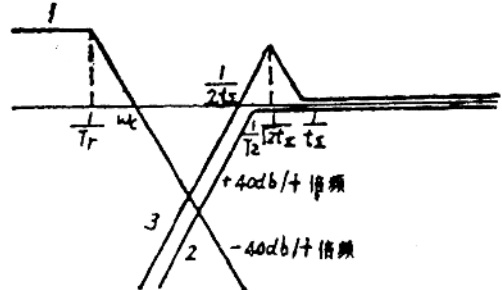


图7 交叉耦合和补偿作用传递函数的对数幅频特性

1. 无补偿时的对数幅频特性
2. 前馈补偿对交叉耦合作用的对数幅频特性
3. 电流闭环对交叉耦合作用的对数幅频特性

式中 $W'(p) = \frac{T_c^2 p^2}{(T_c p + 1)^2}$, 补偿环节传递函数;

T_c : 变频器时间常数与滤波时间常数之和。

补偿环节传递函数 $W'(p)$ 的对数幅频特性如图7的折线2, 补偿后的结果是折线1和折线2相叠加。可见 $W_{11}'(p)$ 的对数幅频特性总在零分贝线以下。所以, 经过前馈补偿后, 系统对于交叉耦合这种扰动而言, 总是稳定的。

所谓反馈补偿方式就是通过电流闭环对交叉耦合进行抑制。假定电流环按二阶最佳校正, 则在有电流环时, 交叉耦合的传递函数成为:

$$W_{11}''(p) = W_{11}(p) W''(p) \quad (26)$$

式中 $W''(p) = \frac{4t_{\Sigma}^2 p^2 (t_{\Sigma} p + 1)^2}{(2t_{\Sigma} p (t_{\Sigma} p + 1) + 1)^2}$ 电流闭环对于交叉耦合的作用。

t_{Σ} : 电流环小时间常数之和。

绘出 $W''(p)$ 的对数幅频特性如图7中的折线3。同前馈补偿的情况相似, 电流闭环后对于交叉耦合的作用则是折线1和折线3的叠加, 系统对于交叉耦合的扰动也总是稳定的。

如果既采用前馈补偿, 又有电流闭环, 其效果是折线1和折线2、折线3相叠加, 效果最好。

六、系统的性能

本系统的实验电动机采用一台3.5kW、六级的绕线式异步电动机, 同步转速为1000rpm

该系统的主要特点是:

(1) 调速范围为600rpm~1300rpm, 在调速范围内特性达到直流机的水平。

(2) 采用自控式交交变频器, 过载能力强。

(3) 系统的无功功率恒定于给定值, 还可以向电网发送无功功率。

(4) 消除了开环运行的同步速度附近的死区, 亚同步和超同步速度之间可以平滑过渡。

图8是调速系统对速度阶跃给定的响应示波图像。

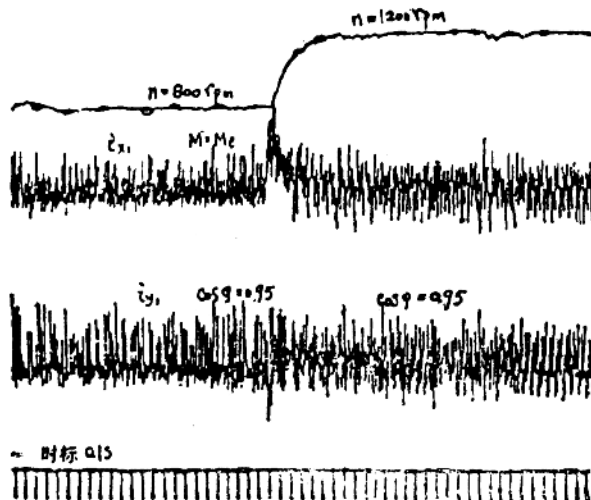


图8 调速系统对速度阶跃给定的响应波形

七、理想的双馈电机调速系统要求 制造新型异步电动机

为了更充分的利用双馈电机的优良运行性能和大幅度降低调速系统与电机的总价格，应对电控装置与电机进行一体化的优化设计。因此，我们必须制造新型异步电动机，希望这种电机不同于常规的绕线式异步电动机，这种新型电机应具有如下特征：

1. 额定转速

正常工作的最高转速应按常规电机额定转速的150%考虑。即，

$$n = \frac{120f}{p} \times 1.5 = \frac{180f}{p}$$

式中 f ——电网频率
 b ——极 数

因为双馈电机需要在超同步速度下长期正常运行，从机械强度方面考虑，除轴承允许速度相应提高外，还应考虑转子周边速度所造成的离心力增加，电机在制造时应充分考虑转子端线扎带线强度，都应按较常规运行方式高出50%为好。

2. 转子额定电流

异步电动机在常规运行条件下，励磁电流分量总是由定子侧供给的，在双馈电机调速时，我们希望总运行功率因数为1，或是超前运行，因此，励磁电流分量转化为由转子供应，转子额定电流折算到定子侧后是应略大于定子额定电流，一般约大15~20%左右。只要在电机设计考虑定子与转子的载流量时应给予足够的重视，给设计工作不会带来特殊的困难。

3. 转子额定电压

为使变频器的晶闸管充分利用其电压能力，以减少电控装置的体积和降低造价成本。我们希望转子在滑差频率为50%时的电压能与晶闸管元件的安全使用电压相匹配，我们希望转子电压能尽量做到高些，而电流小些，一般在1000kw以上的电机将转子开口电压（线电压）做到1500V~2000V是适宜的，在制造上不会带来任何困难，电刷和滑环的正常工作也不会发生任何困难。

4. 转子相数

因为给转子供电的变频器是采用循环变流器供电的，当功率晶闸管元件的电流、电压足够大时，采用两相较采用三相更为经济。这样一来循环变流器的功率元件总数是24支而不是36支。如果是两相，绕组布线的相带是90°而不是60°。

5. 电刷与滑环

不论是两相转子还是三相转子,都希望各相绕组的头尾均连接到滑环上再由端部引出。即在轴上装四个滑环,並相应的装有带四个电刷的刷架。在三相的情况下,要求将中点也连接到滑环上。在两相场合下,要求将两个绕组头尾分别连接到滑环上。这样一来两相绕组间已经形成了电路隔离,即或是为两相绕组供电的循环变流器采用同一个电源也不会发生问题。当所需供电电压与低压配电电压一致时可以取消电源变压器,只要於电源侧引入进线电抗就足够了。

6. 差频信号检测器

目前已研制成功以下四种型式的差频信号检测器:

(1)与主电机极数相同,而又与主电机同轴连接相序一致的微型或小型的交流整流子电机式。这一方法可以直接检测出与主电机滑差频率一致的,幅值恒定的三相正弦电压信号。

(2)与主电机极数相同,而又与主电机同轴连接的小型线绕式电动机。其定子由三相工频电源经 5KC 方波调制后供电,转子感应电压经同一方波解调后使得得到幅值恒定,频率和相序与主电机转子感应电势一致的三相正弦信号。

(3)小型差动式自正角机经升速机与主电机同轴联接。其定子供电方式仍为调制式。转子仍为解调式,与上述方法完全相同。

(4)位置信息由一个角度步进发生器和计数器通过函数发生器来获得与差频一致的三相正弦信号。

以上研制成功的无论哪种方式,最重要的是在制造电机时应该将差频信号检测装置与电机做成一个整体。即将检测装置与主电机在制造时就装在一个轴上。

参 考 文 献

- (1) Асинхронные вентильные каскады и двигатели двойного питания
- (2) Бородин И.В., Автоматически регулируемый по скорости электропривод с асинхронизированным синхронным двигателем 《Электричество》1975, 7, Стр.41—46
- (3) Vector analysis of machines (translated by Li Fa Hai, etc.) Science Publishing House, Peoples Republic of China.
- (4) Н.Н.Блоцкий, Испытание асинхронизированного синхронного двигателя 《Электричество》1971, 7, Стр.17—19

异步电动机标量解耦控制 PWM 逆变器的一种新的控制方法

〔中国〕 陈 晓 许大中

摘 要

本文提出一种适用于笼型异步电动机标量解耦控制的 PWM 型逆变器的新控方法,其特点如下:

1. 逆变器的三相输出电压直接受两个轴上电压分量 E_α , E_β 控制,不需要经过坐标变换,因而系统简单。

2. 采用了一种简单的 PWM 算法,便于实时在线计算,可以减少存贮表格所需的存贮器,电压与频率能在宽广的范围内调节。

3. 电压中的谐波分量可以显著减少。

本文中描述了采用二片单片微处理器,实现的新的 PWM 逆变器的标量解耦控制系统。

一、引 言

近年来,出现了一种新的鼠笼型异步电动机控制方法——标量解耦控制,标量解耦控制的

基本思想是电机外面加一个解耦环节去抵消异步电机内部转矩与磁链之间的耦合关系。由此,电机的转矩和磁通就能独立控制,电动机的速度响应也就可以明显地改善。

图 1 所示为以转子磁链方向作为 α 轴参考方向,在旋转参考坐标系 $\alpha-\beta$ 轴上表示的标量解耦控制系统。在这个图中整个系统分解为二个独立子系统。通过解耦环节以保持转子磁通不变。但是从解耦环节得到的控制信号是二个轴上的电压分量 E_α , E_β 与频率。为了控

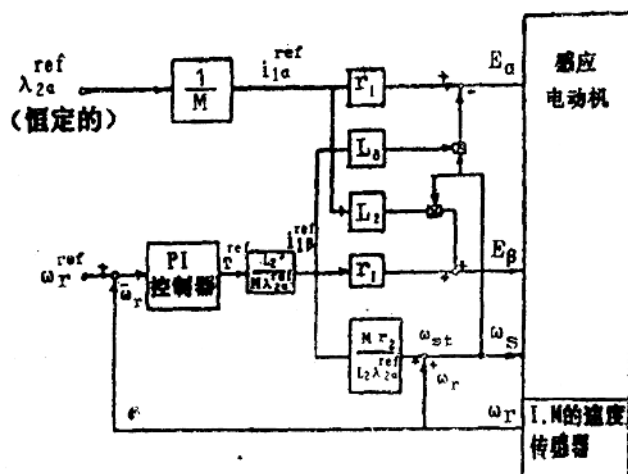


图1 $\alpha-\beta$ 轴上解耦控制的框图

制逆变器的三相输出电压,传统的办法是通过坐标变换,把在旋转参考坐标系(α 、 β)二相电压信号转变成静止的参考坐标系上三相电压控制信号 u_{α} , u_{β} , u_{γ} ,然后再用这些信号去控制相应的三相输出电压。这样做当然使得系统的硬件和软件都复杂化。

本文介绍的一种新的PWM控制技术利用单片微处理机MCS8031直接从双轴电压分量和频率信号,不需要经过坐标变换,就能控制三相输出电压的方法,由此可以显著简化控制系统。在这个方法中,采用的新的PWM算法,只要通过很简单的在线计算就能控制三相输出电压的幅值、相位和频率。由于采用了在线计算,MCS8031系统的存储器容量就可以大大减少,并且逆变器的输出电压和频率可以很好地进行调节,系统的硬件和软件都很简单。

二、新的 PWM 算法

从解耦环节可以得到二个轴上的电压分量和频率的控制信号。在参考坐标系上, α 、 β 轴线和A相轴线 $\vec{A}$ 及电压矢量之间的关系如图2所示。图中 θ 角由下式决定:



图2 α , β , $\vec{A}$, $\vec{E}_s$ 之间的关系

$$\theta = \int \omega_s dt \quad (1)$$

电压有效值和相位角 ϕ 可由(2), (3)式算出,而A相电压的相位角 φ 由(4)式决定。

$$E_s = \sqrt{E_{\alpha}^2 + E_{\beta}^2} \quad (2)$$

$$\phi = \tan^{-1} (E_{\alpha} / E_{\beta}) \quad (3)$$

$$\varphi = \int \omega dt - \phi \quad (4)$$

新的PWM算法是以计算 E_s , ω_s 和 φ 为基础的。为了简单明了起见,先考虑一相。逆变

器的理想输出波形是有效值为 E_s ,角频率为 ω_s 的正弦波。在图3a中把这个理想的正弦波当作参考正弦波形,把这个参考正弦波分割成M段,每一段相当于一个调制周期,由此调制周期为:

$$\Delta\theta = 2\pi / M \quad (5)$$

$$\text{和 } T_c = \Delta\theta / \omega_s \quad (6)$$

其中 $\Delta\theta$ 用电角度表示,而 T_c (调制周期时间)用秒表示。

PWM逆变器提供一系列幅值一定,等于直流电源电压 E_0 的矩形电压脉冲波,这些矩形脉冲的宽度进行调制以抑制输出

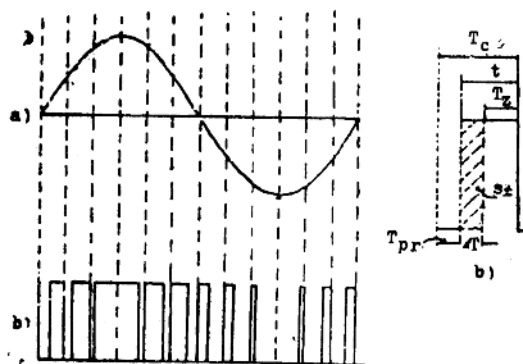


图3 PWM 控制模式

电压中的谐波分量。本文所提出的调制模式如图3b所示。图3b中脉冲宽度 t 包括 T_E 和 ΔT_E 两个部分。由 ΔT_E 所构成的面积 $St = E_d \Delta T_E$ 等于参考正弦波上相对应的线段所包的面积。而 T_E 的选择使得当要求 E_s 等于零 ($\Delta T_E = 0$) 时基波输出电压正好等于零。如此可以使基波电压从零往上调, 其值可用下式表示:

$$\begin{aligned} A_s &= \int_{\varphi}^{\varphi + \Delta\theta} \sqrt{2} E_s \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot d\omega t \\ &= \sqrt{2} E_s [\cos(\varphi) - \cos(\varphi + \Delta\theta)] \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \Delta T_E &= A_s / E_d \\ &= \sqrt{2} E_s [\cos(\varphi) - \cos(\varphi + \Delta\theta)] / E_d (\text{电角度}) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \text{或 } \Delta T &= \Delta T_E / \omega_1 = \sqrt{2} E_s [\cos\varphi - \cos(\varphi + \Delta\theta)] / \omega_1 \cdot E_d \\ &= [E_s / \omega_1] \cdot Y \quad (\text{秒}) \end{aligned}$$

$$\text{其中 } Y = \sqrt{2} [\cos\varphi - \cos(\varphi + \Delta\theta)] / E_d$$

$$\text{和 } T_E = K \cdot T_c \quad (10)$$

$$\text{于是 } t = T_E + \Delta T \quad (11)$$

在上面公式中 A_s 为参考正弦波对应的线段下所包的面积, K 是一个离线计算好的比例系数 (在 $M=36$ 时 $K=0.48$)。从各分段的起始点到开关切换点之间的时间间隔 T_{pr} 可计算如下:

$$T_{pr} = T_c - t \quad (\text{当 } 0 < \varphi < \pi/2 \text{ 和 } -\frac{3\pi}{2} < \varphi < 2\pi) \quad (12)$$

$$\text{或 } T_{pr} = t \quad (\text{当 } -\frac{\pi}{2} < \varphi < -\frac{3}{2}\pi) \quad (13)$$

PWM输出脉冲就根据这些公式进行控制。调制周期按(5)式进行控制, 由于 $\Delta\theta$ 是一个常数, 对 T_c 进行控制也就控制了频率 ω_1 , 时间 T_{pr} 由(9—12)或(13)式决定。所以控制 T_{pr} 的宽度, 输出电压的幅值和相角也就得到了控制。因为 Y 只决定于 φ , 所以 Y 值的表格

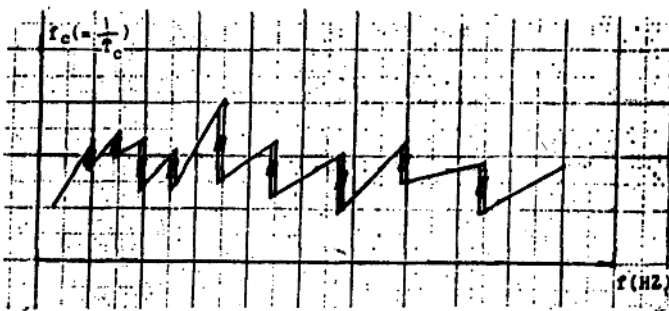


图4 载波频率与基本频率间关系

可以事先算定。因此,时间 T_{pr} 和 T_c 可以先根据 φ 查表求得 Y ,然后在线计算而得。所以电压的三个要素均可以由这些方程式算定,並可由单片微处理机Mcs 8031方便地予以实现。

为了使输出波形很好地接近正弦,分段数 M 需根据输出频率进行变化,从540到24,总共有十档。图4示出了分段数 M 与逆变器输出频率之间的关系。

三、三相 PWM 控制的实现

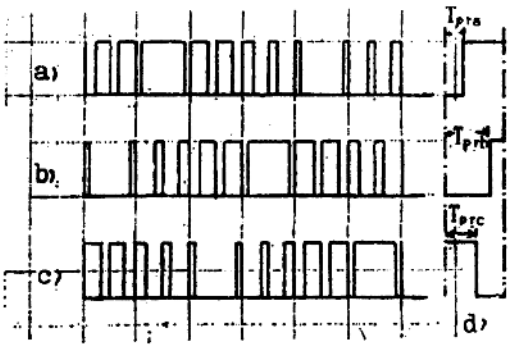


图5 三相PWM电压模式

按照上述新的算法,得到三相PWM逆变器的对称三相输出电压的调制模式,如图5所示。在任一个调制周期中,三相的调制时间间隔 T_{pr} (T_{pra} , T_{prb} , T_{prc})是用同一个公式根据不同的 Y 值求得的。而A, B, C相的 Y 值分别根据 φ , $\varphi - \frac{3\pi}{2}$, 和 $\varphi + \frac{3\pi}{2}$ 由查表而得。在一个调制

周期中,三相脉冲之间的关系如图5所示。从图可见,为了控制三相电压脉冲只有三个开关切换点,四个时间间隔 (T_c , T_{pra} , T_{prb} , T_{prc})需要定时。根据这些时间 T_c 和三相 T_{pr} 就可控制三相的输出电压。这些定时控制只要二个定时器就可以实现,这对Mcs 8031非常方便。用它的定时器 T_0 进行 T_{pra} 和 T_c 的定时,而定时器 T_1 用于 T_{prb} 和 T_{prc} 。定时器 T_0 首先用来对 T_{pra} 定时,然后用于定 $T_c - T_{pra}$ 的时间。而定时器 T_1 首先用来对 T_{prb} 和 T_{prc} 中时间较短的一个进行定时,然后再对它们之间的差值 ($|T_{prb} - T_{prc}|$)定时。三相PWM电压输出就是由这些相应的定时器进行控制,其控制流程图示于图6中。其中a表示主程序的流程图,(b)和(c)分别示出了定时器 T_0 和 T_1 的中断服务子程序。

在任一调制周期中,在执行定时控制过程中先对下一个调制周期里的

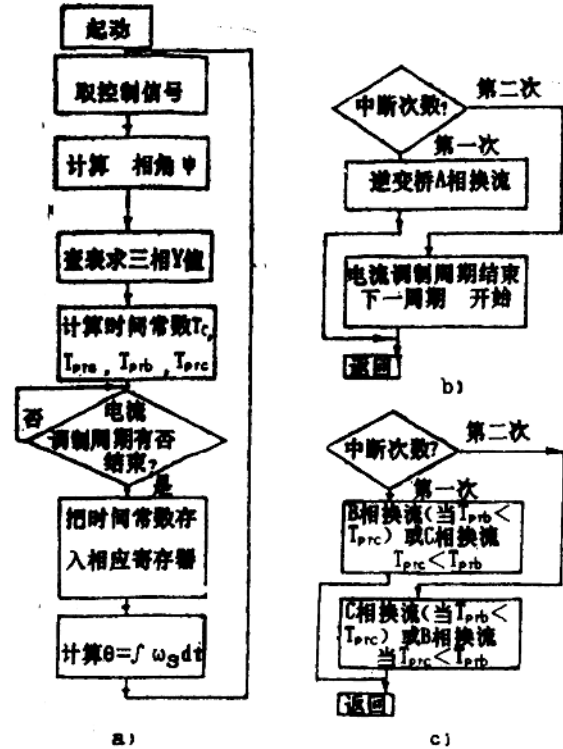


图6 控制程序流程图