

保证磁场定向坐标准确的 一种实用自适应补偿控制方法*

张伯立 李华德 孙韶元

沈程智

(北京科技大学自动化系, 100083)

(北京航空航天大学自动控制系统, 100083)

摘要: 感应电动机转差型矢量控制变频调速系统中, 由于电机参数受温升影响而发生变化的, 引起磁场定向坐标偏离设定位置, 导致电机运行品质的恶化. 本文提出了一种新的转差角频率自适应补偿控制方法, 称 ACSAF 方法 (Adaptive Compensation of Angular Frequency). 通过检测电机的定子电压, 电机转子旋转速度间接计算转子磁链定向坐标准确时应控制的转差角频率, 从而构成一个自适应补偿环节. 本系统在 STD 工控机上得到了实现.

关键词: 矢量控制; 转差角频率; 自适应补偿

1 前 言

转差型矢量控制系统是一种简单、实用的高性能感应电动机变频调速系统. 然而这种系统对于转差角频率而言是前馈控制方式, 因此, 当磁场定向坐标设定位置因电机参数变化而发生偏离时, 就导致解耦失效, 系统运行性能变坏.

为了增强这种控制系统的鲁棒性, 参考文献[3~5]讨论过采用自适应控制及自适应补偿方式, 但是, 实际应用效果不佳.

本文在深入研究转差型矢量控制系统的基础上, 考虑到工程上的实用性, 首次提出了转差角频率自适应补偿控制方法, 实验结果表明这种方法能够保证系统在运行过程中磁场定向坐标的准确性.

2 转差角频率自适应补偿控制 (ACSAF) 策略

在同步旋转坐标系 (M - T) 中, 定、转子的电压、电流及磁链在 M - T 轴上的分量方程式为

$$u_{sM} = R_s i_{sM} + \sigma L_s \frac{di_{sM}}{dt} + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\psi_{rM}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sT} - \omega_s \frac{L_M}{L_r} \psi_{rT}, \quad (1)$$

$$u_{sT} = R_s i_{sT} + \sigma L_s \frac{di_{sT}}{dt} + \frac{L_M}{L_r} \frac{d\psi_{rT}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sM} + \omega_s \frac{L_M}{L_r} \psi_{rM}, \quad (2)$$

$$0 = u_{rM} = R_r i_{rM} + \frac{d\psi_{rM}}{dt} - \omega_l \psi_{rT}, \quad (3)$$

$$0 = u_{rT} = R_r i_{rT} + \frac{d\psi_{rT}}{dt} + \omega_l \psi_{rM}. \quad (4)$$

其中 ω_s 为同步旋转角频率, ω_r 为转子旋转角频率, 则 $\omega_l = \omega_s - \omega_r$ 为转差角频率, $u_{sM}, u_{sT}, u_{rM}, u_{rT}$ 为定、转子电压矢量在 M - T 轴上的分量, $i_{sM}, i_{sT}, i_{rM}, i_{rT}$ 分别为定、转子电流矢量在

* 国家自然科学基金资助项目.

本文于1991年9月5日收到. 1993年4月1日收到修改稿.

M - T 轴上的分量, φ_{rM} , φ_{rT} 为转子磁链在 M - T 上的分量, L_M , L_s , L_r 为定、转子绕组间的互感和定、转子绕组的自感, R_s , R_r 为定、转子绕组的电阻, $\alpha = 1 - \frac{L_M^2}{L_s L_r}$ 为漏抗系数。

当以转子磁链作为磁场定向轴时, 则有 $\varphi_{rT} = 0$, 由式(3)和(4)得到转子磁链定向的磁场定向控制方程式, 即为

$$T_r \frac{d\psi_{rM}}{dt} + \psi_{rM} = L_M i_{sM}, \quad (5)$$

$$\omega_l = \frac{L_M}{T_r} \cdot \frac{i_{sT}}{\psi_{rM}}. \quad (6)$$

其中 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ 转子回路的时间常数。根据转差型矢量控制结构可知定子电流的相位角为

$$\rho^* = \int \omega_l^* dt + \int \omega_r dt + \delta^*. \quad (7)$$

式中 ω_l^* 是由(6)得到的计算值, ω_r 为转子旋转角频率的实测值, δ^* 为给定的负载角, 其值为

$$\delta^* = \text{tg}^{-1} \frac{i_{sT}^*}{i_{sM}^*}. \quad (8)$$

i_{sT}^* , i_{sM}^* 均为 i_{sT} 和 i_{sM} 的给定值。当 T_r 变化时可通过电压、电流的 T 轴分量的变化关系, 构造一个自适应补偿控制机构。

静态时, 由式(2)得到

$$u_{sT} = R_s i_{sT} + \omega_s \sigma L_s i_{sM} + \omega_s \frac{L_M}{L_r} \psi_{rM}. \quad (9)$$

由上式可得转子磁链所产生的气隙磁势的 T 轴分量为

$$e_{sT} = u_{sT} - R_s i_{sT} - \omega_s \sigma L_s i_{sM} = \omega_s \frac{L_M}{L_r} \psi_{rM}. \quad (10)$$

当转子磁链定向准确时, 必有

$$|\vec{e}_s| = e_{sT}, \quad (11)$$

$$e_{sM} = 0. \quad (12)$$

一旦转子磁链定向轴偏离时, 式(11), (12)不再成立, 此时, 气隙磁势和定子电压、电流在 T 轴上的分量分别为 e'_{sT} , u'_{sT} 和 i'_{sT} , 即为

$$e'_{sT} = u'_{sT} - R_s i'_{sT} - \omega_s \sigma L_s i'_{sM}. \quad (13)$$

为了在 e'_{sT} 情况下也能与 e_{sT} 情况下具有一样的恒磁链和磁场定向轴, 这样在 e'_{sT} 情况下运行时就必须增加(或减小)磁通角 φ , 以保证准确的磁场定向维持恒定磁链, 因此变化后的气隙磁势必须满足以下条件, 即

$$e'_{sT} = \omega_s \frac{L_M}{L_r} \psi_{rM}^*. \quad (14)$$

式中 ω_s 为保证准确的磁场定向和维持磁链所应达到的同步角频率。由式(13)和(14)得到

$$\omega_l' = \frac{u'_{sT} - R_s i'_{sT} - \omega_s \sigma L_s i'_{sM}}{\frac{L_M}{L_r} \psi_{rM}^*} - \omega_r. \quad (15)$$

根据式(15)可以构造出转差角频率自适应补偿环节, 如图 1 中虚线所框部分所示。

$$\omega_s' = \omega_s^* \frac{1}{T_r} \cdot \frac{(s + \frac{1}{T_r}) + \omega_i^{*2} T_r^*}{(s + \frac{1}{T_r})^2 + \omega_i^{*2}} \quad (19)$$

将上式在静态工作点 ω_0^* 和 ω_{r0} 附近进行线性化后得

$$\Delta\omega_i' = \frac{(s + \frac{1}{T_r})^3 + \omega_0^{*2} T_r^* (3\omega_0^* + 2\omega_{r0})(s + \frac{1}{T_r})^2 - \omega_0^* (\omega_0^* + 2\omega_{r0})(s + \frac{1}{T_r}) + \omega_0^{*4} T_r^*}{[(s + \frac{1}{T_r})^2 + \omega_0^{*2}]^2} \cdot \Delta\omega_0^* \frac{1}{T_r}, \quad (20)$$

由此得到输出与输入之间的传递函数为

$$W_0(s) = \frac{\Delta\omega_i'}{\Delta\omega_i^*} = \frac{(s + \frac{1}{T_r})^3 + \omega_0^{*2} T_r^* (3\omega_i^* + 2\omega_{r0})(s + \frac{1}{T_r})^2 - \omega_0^* (\omega_0^* + 2\omega_{r0})(s + \frac{1}{T_r}) + \omega_0^{*4} T_r^*}{[(s + \frac{1}{T_r})^2 + \omega_i^{*2}]^2} \cdot \frac{1}{T_r}. \quad (21)$$

其中 $\Delta\omega_i'$ 为 ω_i' 的微变量. 很显然, 当 $T_r = T_r^*$, 且稳态时 $W_0(s) = 1$, 说明磁场定向准确, 当 $T_r \neq T_r^*$ 时, 输出与输入之间的偏差为

$$e = \Delta\omega_i' - \Delta\omega_i^* = \Delta\omega_i^* \frac{-T_r^* (s + \frac{1}{T_r})^3 + \omega_0^{*2} (3T_r^* \omega_0^* + 2T_r^* \omega_{r0} - 2T_r^* \omega_0^*) (s + \frac{1}{T_r})^2 - \omega_0^* (s + \frac{1}{T_r}) (\omega_0^* + 2\omega_{r0}) + \omega_0^{*4} (T_r^* - T_r)}{T_r [(s + \frac{1}{T_r})^2 + \omega_0^{*2}]^2}. \quad (22)$$

静态时有

$$e(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} e = \Delta\omega_i^* \frac{\omega_0^{*2} T_r (T_r^* - T_r) [3\omega_0^* + 2\omega_{r0} + \omega_0^{*3} T_r^*]}{(1 + \omega_0^{*3} T_r^2)^2}. \quad (23)$$

由式(23)可以看出输出与输入之间的误差信号不仅与 T_r^* 和 T_r 有关, 还与转速及转差角频率有关. 对于常规的 PI 调节器来实现是很难达到转差角频率的准确补偿. 因而只能采用自适应调节器进行调节, 才能达到预期的补偿效果.

作为自适应控制器应使广义误差 $e = \Delta\omega_i' - \Delta\omega_i^*$ 趋于零, 即 $\lim_{t \rightarrow \infty} e = 0$. 其中 $\Delta\omega_i^{*'} = \Delta\omega_i^* + \Delta\omega_i^0$, 补偿控制器的输出为

$$\Delta\omega_i^0 = k_e v. \quad (24)$$

式中 k_e 为可调增益, $v = \Delta\omega_i' - \Delta\omega_i^*$, 结构框图 2 中的开环传递函数为

$$\frac{\Delta\omega_i'}{v} = \frac{(1 - k_e) W_0(s)}{1 - W_0(s)}. \quad (25)$$

误差 e 为

$$e = \Delta\omega_i' - \Delta\omega_i^{*'} = \Delta\omega_i' - (\Delta\omega_i^* + k_e v) = (1 - k_e) v. \quad (26)$$

调节增益 k_e 应使下列性能指标函数达到极小. 即

$$J(k_0) = \int_{t_0}^t e^2(\tau) d\tau = \min. \quad (27)$$

求性能指标函数 J 对可调增益 k_0 的导数

$$\frac{\partial J}{\partial k_0} = \int_{t_0}^t 2e(\tau) \frac{\partial e(\tau)}{\partial k_0} d\tau. \quad (28)$$

根据梯度法使 J 下降最快的方向应是它的负梯度方向 $-\frac{\partial J}{\partial k_0}$, 因此参数 k_0 应按下式调节, 即

$$k_0 = -\frac{\beta}{2} \frac{\partial J}{\partial k_0} = -\beta \int_{t_0}^t e(\tau) \frac{\partial e(\tau)}{\partial k_0} d\tau. \quad (29)$$

其中 β 为正常数, 将上式两边求导数得

$$\frac{dk_0}{dt} = -\beta e(t) \frac{\partial e(t)}{\partial k_0} = \beta e(t) v, \quad (30)$$

β 可根据调节 $\Delta\omega_i$ 的快速性进行整定.

4 矢量控制系统的计算机实现及 ACSAF 控制算法

4.1 计算机系统硬件组成

本系统是在 MCS-51 单片机 CPU 为核心的 STD 工业控制机上实现的, 由于本系统的实时性要求很高, 而且信息处理量大, 所以硬件结构采用双 CPU 的并行工作方式, 并行工作方式是用三根握手线实现双 CPU 工作对 STD 总线占用的协调功能. 双 CPU 之间的数据交换是通过随机存储器板上的公共邮箱方式实现. 因而本系统的运算速度和实时响应均较快, 完全满足矢量控制系统所需要的运算量大而繁杂的要求. 硬件组成结构如图 3 所示.

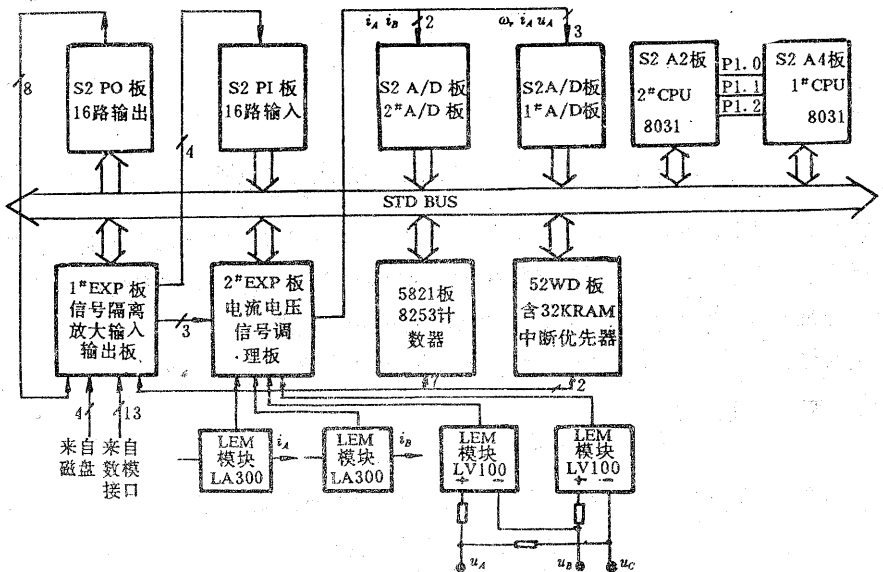


图 3 STD 工业控制机上实现矢量控制系统的硬件结构图

4.2 ACSAF 控制算法

由 3 讨论可知, 自适应补偿调节器的输出值为

$$\Delta\omega_l^g = k_o v, \tag{31}$$

而

$$e = v - \Delta\omega_l^g. \tag{32}$$

将式(30)离散化后得

$$k_o(k) = k_o(k-1) + \beta e_{k-1} v_{k-1} \Delta T. \tag{33}$$

其中 ΔT 为采样周期, $k=1, 2, \dots$.

$$e_{k-1} = v_{k-1} - \Delta\omega_l^g(k-1), \tag{34}$$

$$\Delta\omega_l^g(k-1) = k_o(k-1) v_{k-1}, \tag{35}$$

$$v_{k-1} = \Delta\omega_l^g(k-1) - \Delta\omega_l^*(k-1), \tag{36}$$

则最后得到离散化后的自适应补偿调节器的输出值为

$$\Delta\omega_l^g(k) = k_o(k) v_k. \tag{37}$$

5 实验结果

ACSAF 方法在 200kVA 电流型变频装置上进行了实验. 实验电机为六极绕线型感应电动机, 电机参数如表 1 所示.

表 1 电机-变频器系统参数

参 数	数 值	单 位	参 数	数 值	单 位
功率 P	40	kW	转子漏感 L_{ro}	0.0349	Wb/A
额定电压 V_n	380	V	互感 L_M	0.071	Wb/A
额定电流 I_n	78.5	A	额定转差角频率	13.82	rad/s
额定转速 n_n	956	rpm	电抗器电感 L_d	0.0411	Wb/A
定子电阻 R_s	0.2155	Ω	电抗器电阻 R_l	0.0502	Ω
转子电阻 R_r	0.391	Ω	电动机转动惯量	0.24	kgm ²
定子漏感 L_{so}	0.00224	Wb/A			

本实验在电机转子回路串入了 0.3 Ω 的铸铁电阻, 进行了对比实验.

图 4 为转子串入 0.3 Ω 电阻时未加 ACSAF 环节时速度和电流的起动波形.

图 5 为串入 0.3 Ω 电阻时加入 ACSAF 环节的起动波形. 从对比波形图可以看出加入 ACSAF 环节能使系统的动态品质有明显改善.

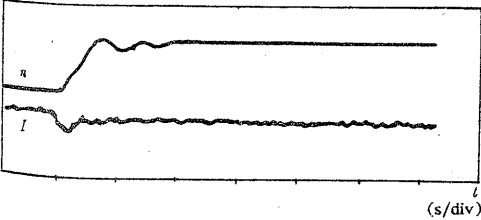


图 4 转子串入 0.3 Ω 电阻, 未加 ACSAF 时的
转速、电流起动波形

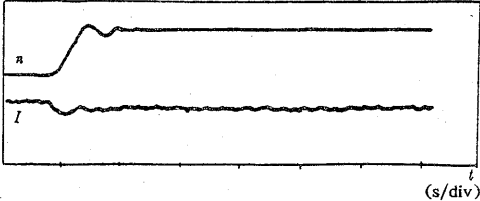


图 5 转子串入 0.3 Ω 电阻, 加入 ACSAF 时的
转速、电流起动波形

实验结果可以证明 ACSAF 法是一种较为实用的补偿控制方法, 能够提高系统的鲁棒性, 从而保证了系统在运行中始终具有优良的动态品质.

参 考 文 献

- [1] 张伯立. 带转差角频率自适应补偿的 CSI-IM 矢量控制系统的研究. 北京科技大学硕士论文, 1990, 12
- [2] 赵殿甲, 李华德, 钱力行. 转差矢量变换控制异步电动机数学模型. 冶金自动化学会控制理论及应用学术委员会第一届学会论文, 济南, 1986, 10
- [3] Gabriel, R. and Leonhard, N.. Microprocessor-Control of Induction Motor. In Proc. IEEE. Int. Semiconductor Power Conversion Conf., 1982, 385—396
- [4] Luisj. Garces. Parameter Adaption for the Speed Controlled Static AC Drivers with a Squirrel-cage Induction Motor. IEEE Trans. Ind. Appl., March/April, 1980, IA-16(2):178—193
- [5] Musahiro, Kaimato, et, al.. Performance Improvement of Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drive. IEEE Trans. Ind. Appl., 1982, IA-18(6):382—392
- [6] 李华德等. 感应电动机矢量控制的鲁棒性分析和参数自适应实现. 北京科技大学学报, 1989, 11(5):458—462

A Practical Adaptive Compensation Control Method to Ensure Accurate Field Orientation

ZHANG Boli, LI Huade and SUN Shaoyuan

(Department of Automation, University of Science and Technology of Beijing • Beijing, 100083, PRC)

SHEN Chengzhi

(University of Aeronautics and Astronautics of Beijing • Beijing, 100083, PRC)

Abstract: For a induction motor with variable frequency and variable speed system of the slip frequency vector model, because the motor parameters vary with temperature, the field orientation coordinate deviates from its setting position and the operating performance of the motor becomes worse. This paper gives a new adaptive compensation of slip angular frequency control method, namely ACSAF. By detecting the stator voltage, current and rotating speed of the motor, the slip angular frequency to be controlled can be calculated indirectly when the rotor flux linkage orientation coordinate is accurate, and an adaptive compensation control loop is formed. Experiment shows the satisfactory control effect of this method.

Key words: vector control; slip angular frequency; adaptive compensation

本文作者简介

张伯立 工程师. 1964 年生. 1990 年 12 毕业于北京科技大学自动化系. 获工学硕士学位. 目前主要从事于传动控制系统的应用研究及工业过程控制的应用研究.

李华德 副教授. 1941 年生. 目前从事交流传动技术的应用研究.

孙韶元 副教授. 1942 年生. 目前从事交流传动技术的应用研究.

沈程智 副教授. 1935 年生. 目前从事现代控制理论及传动技术的应用研究.