

异步电动机的矢量控制系统*

陈 一 秀

(华侨大学精密机械工程系, 泉州 362011)

摘要 推导出磁通检测式矢量控制系统的线性化动态数学模型, 并进行调节器参数设计. 系统数字仿真结果表明, 矢量控制系统具有和直传动系统同样优良的动态性能.

关键词 异步电动机, 矢量控制, 参数设计, 数字仿真

分类号 TM 343.2

交流异步电动机具有结构简单、耗能少、制造维修成本低和可靠性高等许多优点, 在电力拖动领域中占有重要位置. 然而, 多年来限制和阻碍交流调速传动系统取代传统的直流调速传动系统的一个重要因素是交流电机电磁转矩的控制特性不如直流电机. 1971年由西德 Blashke 等人提出的矢量控制理论, 针对交流电机具有复杂的非线性和多变量耦合的电磁关系的特点, 构成了控制模型与直流电机相似的交流电机磁场和力矩解耦控制的原理, 从而打开了在高性能调速系统领域内用交流传动代替直流传动的新局面. 本文研究电流源型逆变器——感应机(CSIM)磁通检测式矢量控制系统, 推导出其线性化动态数学模型, 并进行调节器参数设计, 最后对系统进行数字仿真.

1 系统参数设计特点

图1为CSIM磁通检测式矢量控制系统结构框图. 由于异步电机矢量控制的基本方程式与直流他激电机的数学模型极为相似, 因此, 在矢量控制系统的参数设计时可以利用这一特点, 把系统分成控制、执行和传动环节这3个功能块区别对待. 控制环节主要指ST调节器、 ϕT 调节器和 TF_1 等单元构成的产生定子电流矢量 i_s^* 的环节. 执行环节主要指实现定子电流矢量的跟随性控制环节, 其控制对象是交流系统主回路. 该环节包括IT调节器、 δT 调节器、磁通检测和运算处理单元、坐标变换器(TF_1, TF_2)以及对整流器与逆变器的触发控制单元等, 它是决定矢量控制能否准确工作的核心. 该环节的功能相当于直流电机整流子的作用. 传动环节指相控整流器、逆变器、感应电动机等3个器件构成的变频大功率交流传动主电路, 它是控制的对象. 根据矢量控制系统与直流传动系统的类比, 可以把执行环节和传动环节这2个功能块的整体看成是直流电动机的相似环节. 因而, 对矢量控制系统中控制环节内的ST、 ϕT 调节器进行参数设计时, 就可以直接构成他激直流电机的类似系统进行参数设计. 而在进行

* 本文1995-10-25收到

转子磁通关系式为

$$\varphi_{rM} = L_m i_s + L_r i_{rM}, \quad (4)$$

$$\varphi_{rT} = L_r i_{rT}, \quad (5)$$

$$\varphi_r = \sqrt{\varphi_{rM}^2 + \varphi_{rT}^2}, \quad (6)$$

整流器直流环节方程为

$$U_d = R_d i_d + L_d P i_d + U_{in}. \quad (7)$$

根据式(1)~(7),采用微偏线性化的方法^[2],取各变量的微增量(用 Δ 表示),并略去二阶微增量项,再进行拉氏变换处理,可得式(8)~(10),即

$$\Delta i_d = F_u(S) [\Delta U_d - F_s(S) \cdot \Delta \omega_s - F_r(S) \cdot \Delta \omega_r], \quad (8)$$

式中 $F_u(S) = Z(S)/W_i(S)$, $F_s(S) = \omega_1(S)/Z(S)$, $F_r(S) = W_r(S)/Z(S)$, 其中

$$\begin{aligned} W_i(S) &= S^3 L_F L_r^2 + S^2 L_r (L_r R_F + 2 L_F R_r) + S [L_F (R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2) \\ &\quad + L_r R_r (R_F + R'_d)] + R'_d (R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2) + K_0^2 + \omega_{sro}^2 L_m^2 R_r \\ W_s(S) &= \frac{K_0^2 L_m^2 R_r i_{d0}}{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2} [S \omega_{sro} L_r R_r + \omega_{sro} (R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2)] + \omega_{sro} (R_r^2 - \omega_{sro}^2 L_r^2), \\ W_r(S) &= \frac{K_0^2 L_m^2 R_r i_{d0}}{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2} [S^2 \omega_{sro} L_r^2 - S (\omega_{sro} - 2 \omega_{sro}) L_r R_r + \omega_{sro} (R_r^2 - \omega_{sro}^2 L_r^2)], \\ Z(S) &= S^2 L_r^2 + 2 S L_r R_r + R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2, \end{aligned}$$

其中 $R_F = K_0^2 (R_s + L_m^2 R_r / L_r^2) + R_d$, $L_F = L_d + K_0^2 (L_s - L_m^2 / L_r)$, $R'_d = R_d + K_0^2 R_s$, $L'_d = L_d + K_0^2 L_s$.

$$\Delta T_e = F_i(S) \cdot \Delta i_d + F_w(S) \cdot \Delta \omega_r, \quad (9)$$

式中 $F_i(S) = W_{id}(S)/Z(S)$, $F_w(S) = W_w(S)/Z(S)$, 其中

$$\begin{aligned} W_{id}(S) &= \frac{N_p K_0^2 \omega_{sro} L_m^2 R_r i_{d0}}{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2} [S^2 L_r^2 + 2 S L_r + R_r + 2 (R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2)], \\ W_w(S) &= \frac{N_p K_0^2 L_m^2 R_r i_{d0}^2}{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2} [S L_r R_r + R_r^2 - \omega_{sro}^2 L_r^2], \\ \Delta \omega_r &= F_m(s) (\Delta T_e - \Delta T_L), \end{aligned} \quad (10)$$

式中 $F_m(S) = N_p / JS$. 整流器为三相全控桥,其线性化传递函数为

$$F_k(S) = \Delta U_d / \Delta U_k = K_s / (1 + T_s \cdot S). \quad (11)$$

在以转子磁通矢量 ψ_r 定向的 dqo 坐标系中,矢量控制的基本方程式为

$$i_{sq} = \frac{T_r \omega_{sr}}{L_m} \psi_r, \quad (12)$$

$$T_e = N_p \frac{L_m}{L_r} \psi_r i_{sq}, \quad (13)$$

$$\psi_r = \frac{L_m}{1 + T_r P} i_{sd}, \quad (14)$$

式(12)进行微偏线性化,得

$$\Delta i_{sq} = F_{qi}(S) \cdot \Delta i_d + F_{qw}(S) \cdot \Delta \omega_r, \quad (15)$$

式中 $F_{qi}(S) = W_{qi}(S)/Z(S)$, $F_{qw}(S) = W_{qw}(S)/Z(S)$, $W_{qi}(S) = \frac{K_0 L_r \omega_{sro}}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2}} (S L_r R_r + R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2)$

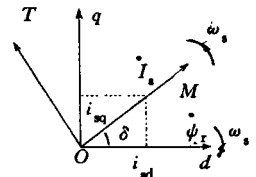


图 2 MTO坐标系与 dqo 坐标系关系图

$L_r^2)$, $W_{qw}(S) = \frac{K_0 L_r i_{d0}}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2}} (S^2 L_r^2 + 2 S L_r R_r + R_r^2)$. 根据图 1 和式(8)~(11)及式(15), 可得系

统的动态数学模型如图 3 所示.

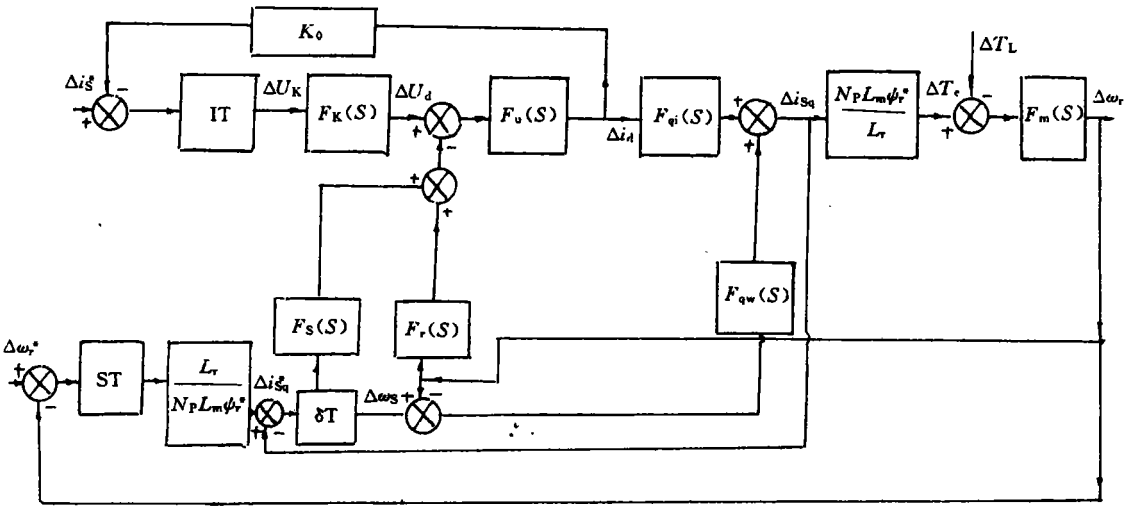


图 3 系统动态数学模型

3 系统参数设计

3.1 控制环节参数设计

根据前面分析的系统矢量控制参数设计特点, 由图 3 可得速度调节器 ST 的参数设计模型如图 4 所示. 图 4 中, $K_m = N_p L_m / L_r$, $K = 1 / K_m \psi_r^*$, T_i 表征执行环节中电流矢量调节过程的时间延迟作用. 由图 1 和式(14), 依照同样方法可得磁通调节器 ψT 的参数设计模型如图 5. 图 5 中, T_i 表征磁通控制检测过程以及执行环节(主要指电流矢量的调节过程)的延时作用⁽¹⁾.

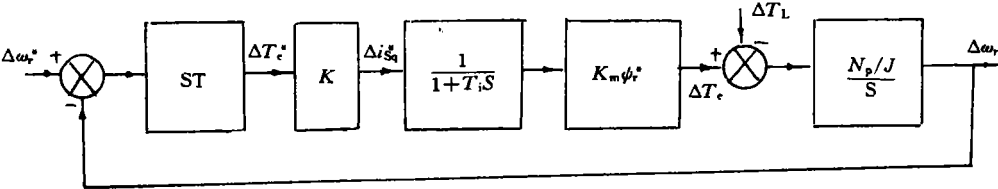


图 4 速度调节器 ST 的参数设计模型

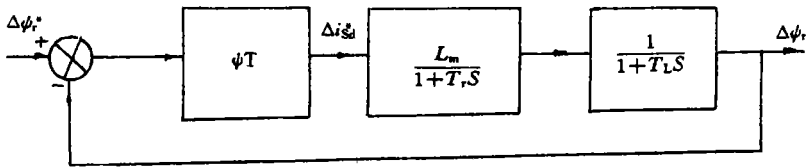


图 5 磁通调节器 ψT 的参数设计模型

3.2 执行环节参数设计

参见图 3,在设计电流幅值调节器参数时,可以把 $\Delta\omega_r, \Delta\omega_s$ 两项的影响视为电流幅值调节回路的扰动量,不予考虑. 所以,电流幅值调节器的参数设计模型如图 6 所示.

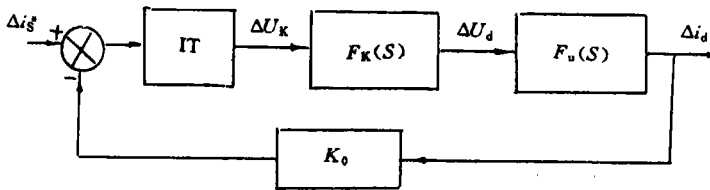


图 6 电流幅值调节器 IT 的参数设计模型

该模型简化处理为

$$F_u(S) = Z(S)/\omega_i(S) \approx \frac{1}{SL_F + R'_d + K_0^2 L_m^2 R_r / L_m^2} = \frac{1}{SL_F + R_F}.$$

从图 3 可知, ΔU_d 为电流相位调节回路中的扰动量,可以不予考虑. 又因传动机构具有惯性这一物理特点,可以认为在电流相位调节过程中 $\Delta\omega_r = 0$. 因此,电流相位调节回路可以简化为图 7 所示的结构形式.

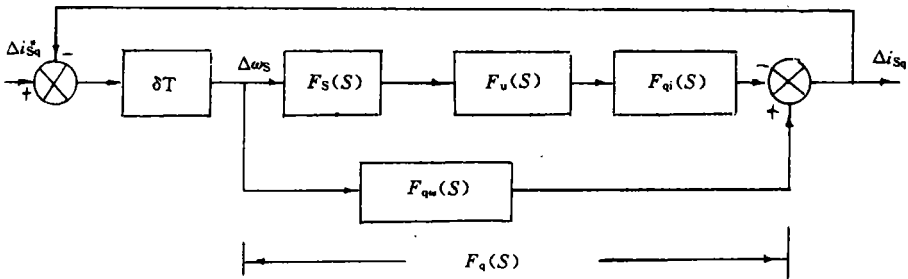


图 7 电流相位调节回路模型

也即简化处理为 $F_q(S) \approx F_{qw}(S) \approx \frac{K_0 i_{d0} L_r}{\sqrt{R_r^2 + \omega_{sro}^2 L_r^2}}$. 考虑到逆变器的时间延迟影响,增加一个时延环节,即 $G_N(S) = 1/(1 + T_N S)$,则可得到电流相位调节器参数设计的简化模型如图 8⁽¹⁾.

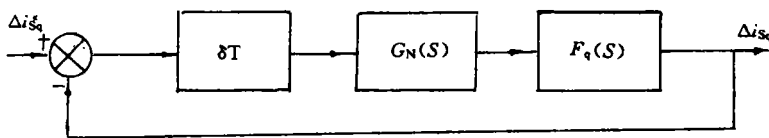


图 8 电流相位调节器 δT 参数设计简化模型

由图 4,5,6,8 分别构成了 ST, ΦT , IT, δT 等调节器参数设计模型,可用基于频率法的调节器参数计算机辅助设计方法进行设计.

4 系统数字仿真

根据系统动态数学模型,对系统进行数字仿真. 图 9 为系统空载时突加给定至额定转速

$n_{ed}(1383\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$ 时的起动曲线.

5 结论

从两种矢量控制系统的数字仿真结果可以看出,电机的起动特性与直流过程很相似,基本上达到了恒流起动的要求.系统的动态性能也优于一般的交流调速系统,可与直流双闭环调速系统相媲美.这表明,矢量控制方法使交流传动系统具有和直流传动系统同样优良的动态特性.

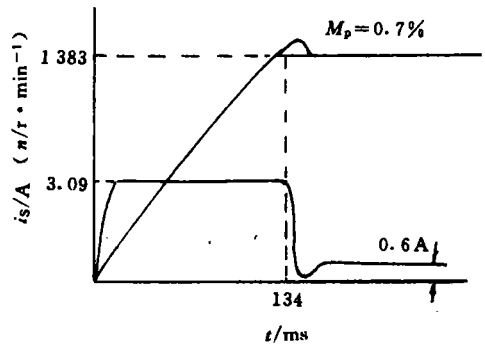


图9 电机起动时的转速和电流曲线

参 考 文 献

- 1 胡建军,沈本荫. CSIM 交流传动系统的矢量控制参数设计方法. 电气传动, 1987, (4): 12~18
- 2 陈 坚. 交流电机数学模型及调速系统. 北京: 国防工业出版社, 1989. 1~200

Vector Control System Applicable to Asynchronous Motor

Chen Yixiu

(Dept. of Precis. Mech. Eng., Huaqiao Univ., 362011, Quanzhou)

Abstract The author derives a linearized dynamic mathematical model of vector control system in the type of magnetic flux detection, and then designs the parameters of regulator, and finally, carries out digital simulation. As shown by the results of simulation, vector control system possesses dynamic performance as excellent as that of dc driving system.

Keywords asynchronous motor, vector control, design of parameter, digital simulation