

电压型变频器、三相交流异步电动机传动系统的稳定性

黄松清

(安徽工业大学 电气信息学院 自动化系, 安徽 马鞍山 243002)

摘要: 运用微分几何反馈控制方法, 对电压型变频器、三相交流异步电动机传动系统, 在特殊的流形上, 把这种多变量、非线性、强耦合的传动系统映射为两个独立的线性子系统; 证明了系统的相对阶满足变换条件, 提出了变换矩阵的构造性寻找方法; 基于线性二阶系统 Lyapunov 函数, 在此流形上, 研究传动系统的稳定性函数, 证明了这种函数的正定性以及其导数的定号性, 最后对国产 Y-系列 15kW 的电机进行研究, 得出其稳定性判别函数, 方法简单, 而且稳定性区域大小满足工程实际需要。

关键词: 微分几何方法; 二阶系统; 变量梯度法; 交流异步电机稳定性函数

中图分类号: TM921, TP31

文献标识码: A

Stability for motor driver fed by voltage-type inverter

HUANG Song-qing

(Department of Automatic Control Engineering, School of Electric Engineering & Information,
Anhui University of Technology, Ma'anshan Anhui 243002, China)

Abstract: The driver system with three-phase induction motor fed by voltage-type inverter is studied in terms of its stability characteristics by the method of differential geometry. On some special manifolds, this system, which is of multi-variables, non-linear and strong coupling, can be mapped as two independent linear sub-systems. Based on the two-order system's Lyapunov functions, the stability of driver system is analyzed and a novel method of driver system's Lyapunov function is put forward. The function is proved to be positive and its different sign can not be changed. By applying this method to the Y-series made in China, it can meet the needs of the industry driver system.

Key words: different geometry; two-order system; variable gradient method; alterate current induction motor stability function

1 研究背景 (Backgrounds)

上世纪 80 年代以来, 相对与直传动来说, 电压型变频器 (VVVF: Variable Voltage Variable Frequency)、三相交流异步电机组成的现代交流传动系统在工业传动领域所占份额越来越大, 因为交流传动系统具有结构简单、动态性能佳、维修工作量小等优点^[1]. 但现代交流传动系统的组成复杂性造成系统运行不稳定的现象越来越多, 严重时会造成传动系统的损坏. 在工程领域中, 具有稳定特性的传动系统是非常需要的, 当然, 最好能够在系统运行前就能够判断出系统的稳定性区域, 以便在设计系统的控制方法和选择系统控制量的时候能够避免系统出现可能的振荡.

想法是直观的、理想的, 实际中如何实现却是非常复杂、困难的. 现代控制理论、电力电子技术、计算

机技术的发展, 为小巧、方便的电压型变频器实现提供了非常有效的方法. 但是与此同时, 对于变频器的描述也非常困难; 交流异步电机在描述上, 表现为多变量、非线性、强耦合的特点, 理论上对异步电机进行的解耦、鲁棒性、非线性控制等从实现上来说是非常复杂的、实时性方面都不太理想.

作者在文献[2]中, 提出了一种控制方法. 但是, 由于在需得到的磁链-转矩坐标系 (MT) 中的量的过程中, 运用到了转子旋转的速度信号 ω_r , 而在变频器输出频率变化的过程中, 速度信号是一变化的量, 因此在得到的 MT 坐标中的量并没有实现真正的解耦, 所谓的线性子系统也就存在一定的误差, 仅仅是一种静态解耦, 不能满足工程需要. 为了对传动系统进行得到高动态性能控制, 就需要得到新的方法.

2 微分几何反馈控制方法介绍 (Introduction of differential geometry)

微分几何反馈控制方法实际是利用微分几何的原理,选择适当的非线性变换矩阵及一定的非线性状态反馈量,使原非线性系统在一定的范围甚至在全局范围内精确线性化。

对于电压型变频器、三相交流异步电机传动系统,若用一阶惯性环节来描述三相异步电机的相电流的滞环控制作用,其动态性能在静止的 $\alpha\beta$ 坐标系中,可以由以下的一组方程表示为

$$\begin{cases} \frac{di_{sa}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{sa} + \frac{1}{T_s} i_{sa}^*, \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_s} i_{s\beta} + \frac{1}{T_s} i_{s\beta}^*, \\ \frac{d\Psi_{ra}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{ra} - \omega_r \Psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{sa}, \\ \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Psi_{r\beta} + \omega_r \Psi_{ra} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta}, \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{n_p^2 L_m}{J L_2} (i_{s\beta} \Psi_{ra} - i_{sa} \Psi_{r\beta}) - \frac{n_p}{J} T_L. \end{cases} \quad (1)$$

ω_r 为转子旋转电角速度; T_L 为负载转矩; J 是转动惯量; n_p 是电机极对数; $\Psi_{ra}, \Psi_{r\beta}$ 为转子两相磁链; $i_{sa}, i_{s\beta}$ 是定子两相电流值; $i_{sa}^*, i_{s\beta}^*$ 定子两相电流的运行指令; L_2 是电机转子的自感; L_m 为定、转子间的互感; L_1 是定子自感; T_r 为转子时间常数。

在上面的动态方程表达式中,前4个方程是与电机内电磁变化有关的动态方程,相关的状态为电磁量;第5个方程为描述转速的动态方程,相应的状态为机械转速量,它的变化速度要比前4个状态慢得多。运用数学中的微分几何方法,强行约束系统在一定的流形上运动,则系统有可能变为较简单的线性、解耦系统。所谓在规定的流形上运动,实质上是利用映射的方法,对系统进行某种的变换;使得系统在变换后的域中(相应的流形上)的表现得以简化^[2]。

$$\begin{bmatrix} dh(x_0) \\ dL_f h(x_0) \\ \vdots \\ dL_f^{r-1} h(x_0) \end{bmatrix} [g(x_0), ad_f g(x_0), \dots, ad_f^{r-1} g(x_0)] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \langle dh, ad_f^{r-1} g \rangle(x_0) \\ 0 & 0 & \ddots & \Theta \\ 0 & \langle dL_f^2 h, ad_f g \rangle(x_0) & \Theta & \Theta \\ \langle dL_f^{r-1} h, g \rangle(x_0) & \Theta & \Theta & \Theta \end{bmatrix}.$$

在应用微分几何方法之前,介绍与它有关李-括号、相对阶。

· 李-括号. 李-括号实质是一种数学运算,其定义为:对于两个光滑函数 g_1, g_2 ; 李-括号的定义为:

$$[g_1, g_2] = \frac{\partial g_2}{\partial t} g_1 - \frac{\partial g_1}{\partial t} g_2, \text{亦记为 } L_{g_2} g_1.$$

· 相对阶. 对于如下的仿射非线性系统 (affine system)

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)u(x), \\ y = h(x), \end{cases} \quad (2)$$

其中: u 为输入激励; y 为输出方程; $x \in X$ 是一 n 维的微分流形 (欧氏空间的状态空间); f, g 为 n 维光滑函数. 如果存在点 $x_0 \in V$, V 是点 x_0 的邻域,在邻域内如果存在正整数 r , 使得仿射非线性系统满足以下条件:

$$1) \quad L_g L_f^k h(x) = 0, \quad \forall x \in V, \quad 0 \leq k < r-1;$$

$$2) \quad L_g L_f^r h(x) \neq 0 - \forall x \in V, \quad k = r-1.$$

则称上述仿射非线性系统在点 x_0 处具有相对阶 r 。

定理 对于仿射非线性系统,如果存在相对阶 r , 则

$$dh, dL_f h, \dots, dL_f^{r-1} h. \quad (3)$$

在点 x_0 是线性无关的,它可以构成变换矩阵基的一部分;而基的其余部分则由邻域空间 V 的化零子组成,即切向量空间的一组基。

证 首先证明 $dh, dL_f h, \dots, dL_f^{r-1} h$ 是线性无关的。

对于点 x 的邻域中的任一点,按照条件,对于函数 f, g 进行李-导数运算,即 $L_g L_f^i h(x) = 0, (i \leq r-2)$, 而 $L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0$, 则

$$\langle dL_f^i h(x), ad_f^j g(x) \rangle =$$

$$0, \quad \forall i+j \leq r-2 (\text{两个函数的内积}),$$

$$\langle dL_f^j h(x_0), ad_f^i g(x_0) \rangle =$$

$$(-1)^{r-1-j} L_g L_f^{r-1} h(x_0) \neq 0, \quad \forall i+j = r-1,$$

得到

在上式中, Θ 代表为任意项. 从上面矩阵方程的右面可以看出, 矩阵的秩为 r , 所以由上式定义得到的行向量是线性无关的.

由于化零子是 V 对偶切空间中的一个线性子空间, 而且它的维数为 $(n - r)$, 在此空间中任取一组基, 与上面的一组基合并, 当然可以组成一个变换矩阵.

在此可以发现, 精确线性化的关键是能否得到以上介绍的微分流形, 也就是说能否求出满秩的变换矩阵 Φ ,

$$\Phi = [dh, dL_f h, \dots, df_f^{-1} h, nz_1, \dots, nz_{(n-r)}]. \quad (4)$$

假如能够实现的话, 对于系统方程(1)的精确线性化就很方便了. 在 Φ 的表达式中, nz 代表了系统的零化子的一组基.

对于上述表达的 Φ 矩阵, 实质上是一构造性定义. 即: 找出状态描述函数 f, g , 定义输出函数 $h(x)$, 对这些函数进行李-导数运算.

按照以上构造性的定义, 得到有关式(2)的函数 f, g 表达式如下:

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_s} i_{sa} \\ -\frac{1}{T_s} i_{s\beta} \\ -\frac{1}{T_r} \Psi_{ra} - \omega_r \Psi_{r\beta} + \frac{L_m}{T_r} i_{sa} \\ -\frac{1}{T_r} \Psi_{r\beta} - \omega_r \Psi_{ra} + \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} \\ \frac{n_p^2 L_m}{J L_2} (i_{s\beta} \Psi_{ra} - i_{sa} \Psi_{r\beta} - \frac{n_p}{J} T_L) \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{T_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5)$$

为了能够得到坐标变换的一组基, 在此选择输出方程为(角速度相对于电磁变量可以认为是慢变量)

$$y(x) = \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r \\ (\Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2) \end{bmatrix}.$$

对于上面的输出系统, 可以计算出系统的相对阶为 $r = [2 \ 2]$; 对系统作以下变换, 两个子系统选取状态变量为 $X = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]^T$, 定义

$$X = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_r \\ i_{s\beta} \Psi_{ra} - i_{sa} \Psi_{r\beta} \\ (\Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2) \\ i_{sa} \Psi_{ra} + i_{s\beta} \Psi_{r\beta} \end{bmatrix}.$$

对上式进行 $dh, dL_f h, \dots, df_f^{-1} h$ 运算, 得到变换矩阵 Φ 引入非线性状态反馈, v_1, v_2 :

$$v_1 = \frac{T_{sr}}{T_s} (i_{s\beta}^* \Psi_{ra} - i_{sa}^* \Psi_{r\beta}) - T_{sr} \omega_r x_4, \quad (6)$$

$$v_2 = \frac{T_{sr}}{T_s} (i_{sa}^* \Psi_{r\beta} - i_{s\beta}^* \Psi_{ra}) + T_{sr} \omega_r x_2 + \frac{T_{sr} L_m}{T_r} (i_{sa}^2 + i_{s\beta}^2). \quad (7)$$

T_s 为综合变频器的滞后时间常数与异步电机定子时间常数的量, 而转子侧的时间常数均已经折算到定子侧; 同时, 可以得到两个相应的线性子系统, 其中 T_{sr} 表示为

$$\frac{1}{T_{sr}} = \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^{-1}, \quad (8)$$

是变频器和异步电机的综合时间常数. 通过反馈变换, 得到了能够在一定区域中描述传动系统的两个线性子系统:

1) 转速子系统

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = \frac{n_p^2 L_m}{J L_r} x_2 - \frac{n_p}{J} T_L, \\ \dot{x}_2 = -\frac{1}{T_{sr}} x_2 + \frac{1}{T_{sr}} v_1, \end{cases} \quad (9)$$

输出方程

$$y_1 = x_1 = \omega_r. \quad (10)$$

从描述方程(9), (10)看, 对于状态 x_1, x_2 的描述都是线性的.

2) 转子磁链子系统

$$\begin{cases} \dot{x}_3 = -\frac{2}{T_r} x_3 + \frac{2L_m}{T_r} x_4, \\ \dot{x}_4 = -\frac{1}{T_{sr}} x_4 + \frac{1}{T_{sr}} v_2, \end{cases} \quad (11)$$

$$\text{输出方程} \quad y_2 = x_3 = \Psi_{ra}^2 + \Psi_{r\beta}^2. \quad (12)$$

同样, x_3, x_4 的描述是线性的, 而且两者间是解耦的.

3 用变量梯度方法寻找线性二阶子系统 Lyapunov 函数 (Two-order system Lyapunov function based on the variable gradient method)

Schultz D. G., Mutoh N., KOGA K. 等人在文献 [3~5] 中提出了用变量梯度法来求取系统 Lyapunov 函数方法. 变量梯度法的基本原理是: 在限制函数某些方向变化率的前提下, 使得函数的表达得以简化, 具体如下: 记 V 函数的梯度为 $\nabla V = (\nabla V_1, \dots, \nabla V_n)$, 其中 $\nabla V_i = \sum_{j=1}^n a_{ij}(x) x_j$. 如果对这些梯度

加上限制条件,如:

- 1) 选择 $a_{ij}(x)$ 使得 $\dot{V}$ 为负;
- 2) 使向量场 ∇V 表现为一位场(单位场),即

$$\frac{\partial \nabla V_i}{\partial x_i} = \frac{\partial \nabla V_j}{\partial x_j}, \quad i, j = 1, \dots, n. \quad (13)$$

求得 ∇V 后,稳定性函数 V 就是它的积分(注意:这种限定方法不惟一),即

$$\begin{aligned} V(x) &= \int_0^x \nabla V dx = \\ &\int_0^{x_1} \nabla V_1(x_1, 0, \dots, 0) dx_1 + \\ &\int_0^{x_2} \nabla V_2(x_1, x_2, \dots, 0) dx_2 + \dots + \\ &\int_0^{x_n} \nabla V_n(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_n. \end{aligned} \quad (14)$$

假设 a_{ij} 是满足一定条件的系数,定义

$$\begin{cases} \nabla V_1 = a_{11}X_1 + a_{12}X_2, \\ \nabla V_2 = a_{21}X_1 + a_{22}X_2. \end{cases} \quad (15)$$

利用位场条件,则可以求出相应的系数,最后代入就得到了稳定性函数及其导数.

$$\frac{dV}{dt} = \nabla V_1 \dot{x}_1 + \nabla V_2 \dot{x}_2, \quad (16)$$

即

$$\frac{dV}{dt} = (a_{11}x_1 + a_{12}x_2)\dot{x}_1 + (a_{21}x_1 + a_{22}x_2)\dot{x}_2. \quad (17)$$

通过限制变量在某些方向上的运动(变量梯度方法),把求取非线性系统稳定性函数这样非常复杂、无规律而循的个性问题化为一简单的代数方程,使这种方法非常适合于实际工程的需要.当然,对于系统的要求也就是上面的约束条件还是非常严格的,好在变频器、三相交流异步电机传动系统满足了上面的条件.

4 在 15 kW 异步电机传动系统稳定性中的应用讨论 (Application on 15 kW induction motor fed by inverter)

对上面得到的两个线性子系统运用变量梯度方法直接在定义的流形上得到它的稳定性函数.但是对得到的函数,是否能够作为系统的稳定性函数?即:寻找出的函数 V 是否是正定性的? V 的导数是负号吗?通过变换后,函数的值域变化情况如何?能否满足工程实际的需要?有必要作出分析.

4.1 转速子系统 (Subsystem of speed)

根据式(15),(17)得出转速子系统的稳定性辅

助函数约束条件为

$$\begin{cases} a_{11}k_1 \leq 0, \\ a_{22}k_2 < 0, \\ a_{12}k_1 + a_{21}k_2 = 0, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a_{11} \frac{n_p^2 L_m}{JL_2} \leq 0, \\ a_{22} \left(-\frac{1}{T_{sr}} \right) < 0, \\ a_{12} \frac{n_p^2 L_m}{JL_2} + a_{21} \left(-\frac{1}{T_{sr}} \right) = 0. \end{cases} \quad (18)$$

只要 x_1, x_2 不同时为零, $V(x) > 0$, 则可以推导出

$$V(x) > 0 \Rightarrow \begin{cases} a_{11} = 0, \\ a_{22} > 0, \\ a_{12} T_{sr} n_p^2 - a_{21} J = 0, \end{cases}$$

$$\frac{dV}{dt} = a_{11}k_1 x_1^2 + a_{22}k_2 x_2^2 < 0,$$

$$k_1 = \frac{n_p^2 L_m}{JL_r}, \quad k_2 = -\frac{1}{T_{sr}}.$$

V 函数满足正定性, $\frac{dV}{dt}$ 能够在相应的邻域内保持符号不变,满足 Lyapunov 函数条件.

4.2 磁链子系统 (Subsystem of rotor flux)

同样对磁链子系统运用式(15),(17),得到

$$\begin{cases} a_{31}k_3 \leq 0, \\ a_{31}k_4 + a_{32}k_3 + a_{41}k_5 = 0, \\ a_{32}k_4 + a_{42}k_5 < 0, \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a_{31} \geq 0, \\ \frac{2a_{31}L_m}{T_r} - \frac{2a_{32}}{T_r} - \frac{a_{41}}{T_{sr}} = 0, \\ \frac{2a_{32}L_m}{T_r} - \frac{a_{42}}{T_{sr}} < 0. \end{cases} \quad (19)$$

对于 50 Hz、380 V、国产 Y 系列(清江电机厂)、15 kW 四极异步电机,其基本参数为:定子电阻 $R_1 = 0.081 \Omega$, 转子电阻 $R_2 = 0.055 \Omega$, 定子绕组电感 $L_1 = 1.39 \text{ mH}$, 转子绕组电感 $L_2 = 0.79 \text{ mH}$, 异步电机定、转子间互感 $L_m = 18.9 \text{ mH}$, 电机运行的额定转差率 $s_N = 0.015$, 传动系统空载转动惯量 $J = 0.076 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$.

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{sr}} &= \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1}{T_r} \right)^{-1} = \left(\frac{L_1}{R_1} + \frac{L_2}{L_r} \right)^{-1} = \\ &\left(\frac{1.39 \times 10^{-3}}{0.081} + \frac{0.79 \times 10^{-3}}{0.055} \right)^{-1} = \frac{1}{31.722}, \end{aligned}$$

$$T_r = \frac{L_2}{R_2} = \frac{0.79 \times 10^{-3}}{0.055} = 0.01436,$$

$$k_1 = \frac{n_p^2 L_m}{JL_r} = \frac{2^2 \times 18.9 \times 10^{-3}}{0.076 \times 0.79 \times 10^{-3}} = 1259.16,$$

$$k_2 = k_5 = -\frac{1}{T_{sr}} = -\frac{1}{31.722},$$

$$k_3 = \frac{2}{T_r} = \frac{2}{0.01436} = 139.27,$$

$$k_4 = \frac{2L_m}{T_r} = \frac{2 \times 18.9 \times 10^{-3}}{0.01436} = 2.6323.$$

将电机、变频器参数代入到式(18),(19)中,立即得到变频器、三相交流异步电机传动系统的稳定性判断条件,则系统运行的稳定性可以得到满足。

5 实验与结论(Experiments and conclusion)

对 50 Hz、380 V、国产 Y 系列(清江电机厂)、15 kW 四极异步电机进行了实验。实验过程中,立足于 Mitsubishi 公司的功率模块(QM200DY-2HB),建立具有自身特点的变频器,或者称之为开放性的变频器。控制器采用德州仪器仪表公司 TMS320F240,同时选用北京闻亭科技发展有限公司的 TMS320F240 仿真器,控制策略是电压空间矢量。

变频器设计输出频率为 10 Hz,使电机运行 200 s,其中系统加速时间为 5 s,减速过程为 5 s,稳态运行时间为 190 s。

光电码盘的计数脉冲数 N 与电机运行转速 n 间的关系为

$$n = \frac{N}{1024} \times 10 \times 60 = 0.5859 N.$$

其中:10 为 100 ms 的采样周期单位 s 时间间隔内的采样点数,60 表示 min 计算间隔, n 的单位为 r/min。

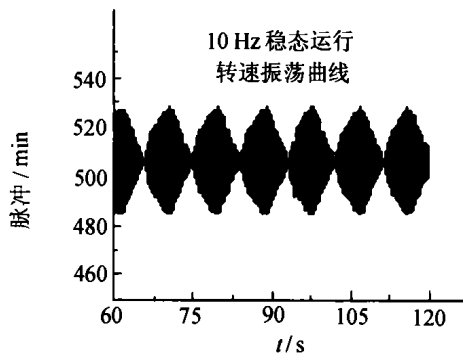
转速振荡的周期为 400 ms 左右。试验过程中的电机,其转子电气时间常数大约为 85 ms。结合光电码盘与转速间的折算系数 0.5859,转速振荡的幅值达到 17.6 r/min,相对与电机运行在 10 Hz 时的同步转速 150 r/min,振荡幅值达到 11.72%。

图(a)为系统运行时,时间段[60,120] s 内,稳态时的振荡现象;确认传动系统稳定运行(几个频率周期),通过光电编码器测试传动系统的转速。

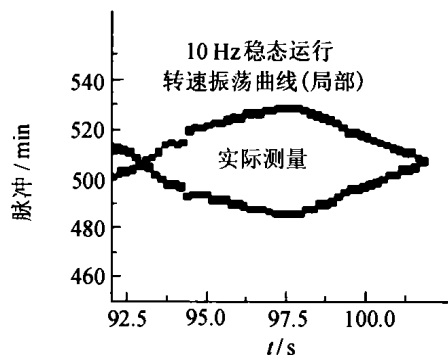
图(b)为取时间间隔为[100,102] s,采样时间为 0.1 s,共 20 个数据。从测量结果可以看出,即使在稳定状态运行,传动系统仍然会引起系统的转速振荡,转速振荡的幅值达到 30 个单位值。对测量数据用 3 次样条插值进行平滑处理。

图(c)为系统振荡的局部展开;图(d)为 Origin 图形软件画出的经过 3 次样条插值的局部曲线图;图(e)为施加综合控制器后的转速运行曲线;图(f)为经过 Origin 图形软件画出的 3 次样条插值的局部曲线图,控制效果相当不错。

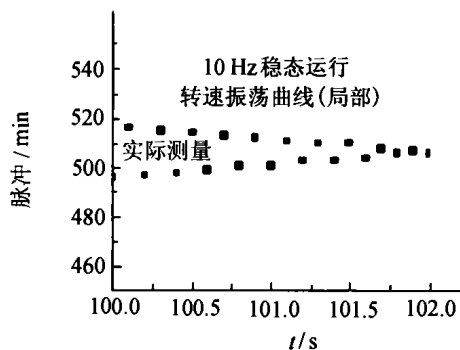
从图中可以看出,在 10 Hz 时,不施加控制器,通过光电编码器测量,得到的转速信号波动 20~30 个单位。施加了综合控制器,转速的振荡基本上消除了,从而证明了理论上的分析及控制效果。施加控制器后,系统的转速振荡仅仅只有 1.5 r/min,与电机运行在 10 Hz 时的同步转速 150 r/min,振荡幅值达到 1%。



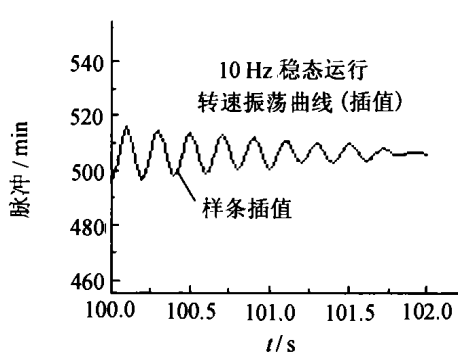
(a) 转速振荡(无控制器)



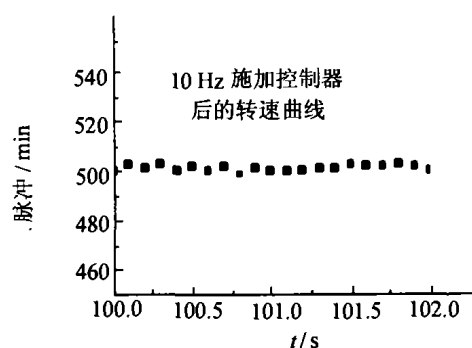
(b) 局部展开



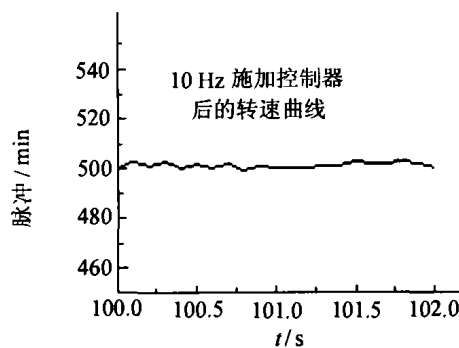
(c) 2 s 内转速震荡现象



(d) 曲线(c)的数据处理



(e) 施加控制器后的效果



(f) 曲线(e)的数据处理

图1 10 Hz, 15 kW 电机空载稳定运行速度振荡、控制效果曲线

Fig. 1 Speed fluctuating curve and controlling results without any Loads

参考文献(References):

- [1] ORTEGA R, NICKLASSON P J, ESPINOSA G. On speed control of induction motors [J]. *Automatica*, 1996, 41(3): 455 - 460.
- [2] 黄松清. 基于矢量变换的交流传动系统稳定性函数寻找方法[J]. *电工技术学报*, 2002, 17(2): 17 - 23.
(HUANG Songqing. A novel approach of Lyapunov function for induction motor based on transvector and two-order system [J]. *Trans on China Electrotechnical Society*, 2002, 17(2): 17 - 23.)
- [3] SCHULTZ D G. The variable gradient method for generating Lyapunov functions [J]. *Proc of AIEE Trans on Power Transforming*, 1962, 2: 81 - 89.
- [4] MUTOH N, UEDA A, SAKAI K, et al. Stabilizing control methods

for suppressing oscillations of induction motors driven by PWM inverters [C] // *Proc of IEEE Conf on Power Electronic and System Control*. Kyoto, Japan: IEEE Press, 1985: 639 - 646.

- [5] KOGA K, YUKUHASHI H, UEDA R, et al. Stability problem in induction motor drive system [C] // *Proc of IEEE Conf on Industrial Application System*. Toyo, Japan: [s. n.], 1988.

作者简介:

黄松清 (1965—), 男, 在西南交通大学电气工程系铁道电气化专业获学士学位, 在东南大学电气工程系电机及控制专业获硕士学位, 东南大学自动控制系博士研究生, 现在安徽工业大学电气信息学院工作, 研究方向为运动系统性能及稳定性、电力电子装置控制策略、反馈控制系统、非线性控制, E-mail: songqinghuang@263.net.

(上接第222页)

此外, 由本文的分析知, 文献[7]中的一个结论不正确. 文献[7]讨论了类似于系统(1)的生态模型. 由文献[7]知, 若 $b = 1, a_{12} < 1, a_{21} < 1, a_{13} > 1, a_{31} > 1, a_{23} > 1, a_{32} > 1$, 则系统(1)存在正平衡点 (见 Theorem 2.1(39)), $\lim_{t \rightarrow +\infty} x_3(t) = 0$, 而且或者 $\lim_{t \rightarrow +\infty} x_1(t) = 1$, 或者 $\lim_{t \rightarrow +\infty} x_2(t) = 1$ (见 Theorem 3.4(1)).

由本文定理 1-ii) 及定理 5, 知该结论不正确. 举例如下: 设 $b = 1, a_{12} = a_{21} = 0.9, a_{13} = a_{31} = 1.3, a_{23} = a_{32} = 1.1$, 则平衡点为 $(-\frac{5}{68}, \frac{45}{68}, \frac{25}{68})$, 它不是正平衡点; 设 $b = 1, a_{12} = a_{21} < 1, a_{13} = a_{31} > 1, a_{23} = a_{32} > 1$, 则 $\lim_{t \rightarrow +\infty} x_3(t) = 0$, 但网站 1 或网站 2 均持久生存, 不可能有网站 1 或网站 2 的灭绝.

参考文献(References):

- [1] ADAMIC L A, HUBERMAN B A. Power-law distribution of the worldwide web [J]. *Science*, 2000, 287(8): 2115.
- [2] ADAMIC L A, HUBERMAN B A. The nature of markets on the world wide web [J]. *Quarterly J of Electronic Commerce*, 2000,

34(1): 5 - 12.

- [3] MAURER S M, HUBERMAN B A. Competitive dynamics of web sites [J]. *Quarterly J of Electronic Commerce*, 2001, 35(3): 245 - 257.
- [4] LOPEZ L, SANJUAN A F. Defining strategies to win in the Internet market [J]. *Physica A*, 2001, 301(2): 512 - 534.
- [5] HIRSCH M W. Systems of differential equations that are competitive or cooperative III: Competing species [J]. *Nonlinearity*, 1988, 32(1): 51 - 71.
- [6] ZHANG Zifeng, DING Tongren, HUANG Wenzhao, et al. *Qualitative Theory of Differential Equations* [M]. New York: Springer-Verlag, 1992.
- [7] ZHANG Xin'an, CHEN Lansun. The global dynamic behavior of the competitive systems of three species [J]. *J of Mathematical Analysis and Its Applications*, 2000, 245(3): 124 - 141.

作者简介:

吴红 (1966—), 女, 中山大学科学计算与计算机应用系副研究员, 1991 年在中山大学计算机科学系研究生毕业, 研究方向为网络计算、软件工程, E-mail: zsuwh@163.com;

王远世 (1964—), 男, 中山大学数学系副教授, 2001 年在中山大学数学系获博士学位, 2003 年香港浸会大学计算机科学系博士后出站, 研究方向为常微分方程稳定性理论及其应用, E-mail: mcswws@zsu.edu.cn.