

点对点 and 集总帧通信下网络化 CNC 系统的位置同步控制*

黄威然 楼佩煌 罗福源 钱晓明

(南京航空航天大学机电学院, 南京 210016)

摘要: 为了提高网络化数控系统协同运动的位置同步控制性能,提出了一种将点对点通信模式和集总帧通信模式结合应用在环形网络的周期通信规划,以使主节点能及时获取所有轴的反馈信息。提出了相应的位置同步算法和运动消息预估算法,并对根据算法设计的位置同步控制器进行了稳定性证明。实验表明,该通信规划相应的位置同步控制器具有良好的同步性能。

关键词: 网络化数控系统 同步控制性能 点对点周期通信 集总帧通信 周期通信规划 位置同步控制器

中图分类号: TH16; TP393 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-1298(2015)10-0383-08

Position Synchronization Control Based on Point-to-point and Lumped-frame Communication in Networked CNC System

Huang Weiran Lou Peihuang Luo Fuyuan Qian Xiaoming

(College of Mechanical and Electrical Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: To improve the performance of synchronization control of coordinated motion in the networked computer numerical control (CNC) system, a periodic communication plan which combined the point-to-point communication with the lumped-frame communication in the ring network was proposed to make the master to access the feedback messages of all axes timely. The corresponding position synchronization algorithm and motion message estimating algorithm were proposed. Meanwhile, the stability proof of the position synchronization controller designed according to the algorithms was conducted. Finally, experiment results showed that the root mean square errors (RMSE) of the position synchronization controller corresponding to the communication plan were reduced by 49.270% than those of the standard proportional-derivative (PD) controller. The results indicate that the position synchronization controller corresponding to the communication plan has good synchronization performance, which has positive meaning to further improve the performance of synchronization control in networked CNC system.

Key words: Networked CNC system Performance of synchronization control Point-to-point periodic communication Lumped-frame communication Periodic communication plan Position synchronization controller

引言

随着现代制造业的不断发展,尤其是网络化数控系统(Networked computer numerical control, Networked CNC)的广泛应用,加工设备需要通过提

高多轴协同运动精度来保证整体加工精度^[1-2]。多轴协同运动精度主要受分布时钟同步精度和运动同步控制性能的影响^[3]。

自从Koran提出交叉耦合控制器实现两轴制造系统中的运动同步控制后^[4],其他学者又相继提出

收稿日期:2014-12-16 修回日期:2015-03-08

*国家自然科学基金资助项目(51205200)、中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(NS2014052)和江苏省科技支撑计划资助项目(BE2011182)

作者简介:黄威然,博士生,主要从事高速数控加工技术和运动控制总线研究,E-mail: huangweiran1983@gmail.com

了基于交叉耦合^[5-6]、基于工作坐标系^[7-8]以及基于位置同步误差^[1,9-10]3类运动同步控制算法。其中交叉耦合算法需要轮廓控制器来实时进行轮廓误差估算,在多轴情况下运算负担重;基于工作坐标系的算法需要人为的坐标变换,当每个轴的控制时变时,会导致轴出现失稳现象;基于位置同步误差的算法是常用的运动同步控制算法,但是大部分相关研究存在单个从站计算量大,同时很难实时获取所有轴的信息的缺点。在网络化CNC系统中,提高运动同步控制算法的性能需要考虑网络诱导延迟的影响。Hsieh等提出了运动消息估计器来解决由网络诱导延迟引起的丢包问题^[11]。许雄在位置同步误差的算法中结合了运动消息估计器来解决网络化条件下的多轴协同运动精度问题^[3]。这些算法每次周期通信均不能及时获取所有轴的反馈信息,协同效果并不是对等协同,限制了其算法性能的进一步提高;同时由于算法主要在从站实现,在站点比较多的情况下,越后面的从站需要越大的计算能力,降低了站点硬件配置的通用性。

线性或环形网络拓扑结构因布线成本低,常用于网络化数控系统^[12],同时复杂网络也可以分解为简单的线性或环形网络^[13]。点对点通信和集总帧通信是线性或环形网络拓扑结构中两种常用的模式,集总帧通信模式周期时间更短,点到点通信模式的周期时间略长但也能完全满足实时性要求^[14-15],同时点对点通信模式有更好的可靠性,可以合理安

排错误重试,且由于单个站点可容纳的有效数据更多,有效降低了主站发送负担和从站计算负担。可以将点对点通信模式和集总帧通信模式结合应用在环形网络:周期通信开始时,主站发送同步集总帧来实现分布式站点时钟同步^[12,16]和从站位置反馈信息的收集,同步集总帧通过环形网络遍历各个从站,最后返回主站,形成环形封闭的逻辑拓扑结构;时钟同步完成后,主站发送的命令信息经过串行传播到目标从节点,目标从节点接收到命令信息之后向主节点反馈信息,期间只有一个从节点与主站进行交互通信,形成点对点的逻辑拓扑结构。

本文提出将点对点通信模式和集总帧通信模式结合应用在环形网络的周期通信规划,该规划可以及时获取所有轴的反馈信息和减少从站额外计算压力,并提出相应的位置同步算法和运动消息预估算法。

1 周期通信规划

提出的周期通信规划的流程和时序如图1所示,以4个从站为例。由于节点间的时钟同步是多轴协同运动的重要基础^[3],周期通信中嵌入了基于硬件实施的IEEE 1588时钟同步协议^[12],亚微秒级时钟同步可在同步集总帧传递过程中实现。每次周期通信分为时钟同步过程和点对点信息通信过程,该规划通过将各轴位置反馈信息的收集计算过程和实时控制命令的分发过程相分离,来实现及时获取所有轴的反馈信息和将从站额外计算压力转移到主站的目标。

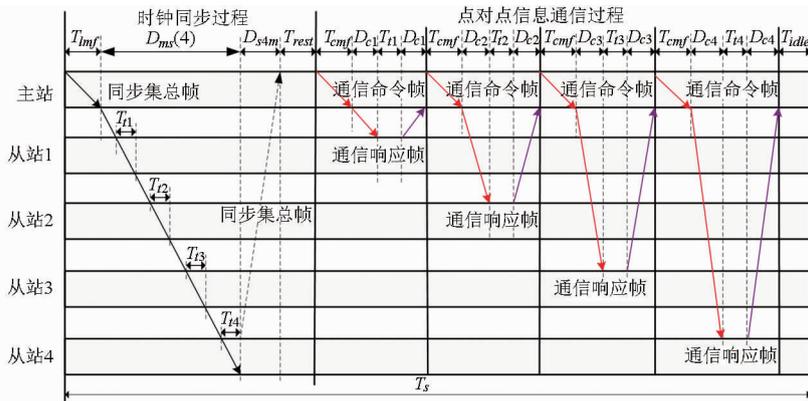


图1 周期规划流程和时序

Fig. 1 Flowchart and timing of cycle communication plan

主站在周期通信初始时刻发送同步集总帧开始同步过程,从站接收到同步集总帧后,提取主站发送时间戳信息的同时在同步集总帧对应位置写入该轴当前周期的反馈信息,同步集总帧在从站驻留固定时间 T_i 后向下一从站转发,当同步集总帧在最大从站驻留 T_{i4} 后,沿着环路直接返回主站,整个同步过程在完成时钟同步的同时进行了从站反馈信息的收集。主站接收到返回的同步集总帧后,提取各从站

的反馈信息,并完成相应的运算。由于同步集总帧在从站的驻留时间固定,所以时钟同步只需要主站发送时间即可完成。

点对点信息通信是基于时间分片规划的,时间分片规划将信息通信周期分成若干个时间段,每个时间段都有确定的通信目标,是一种基于时间的调度^[17]。采用时间分片技术将信息通信时间进行划分后,每个从站占用一个相应的时间片,在一个时间

片内主站发送通信命令帧给目的从站,目的从站在接收到通信命令帧后经过固定时间向主站反馈通信响应帧,主站接收完通信响应帧后该时间片结束。时钟同步完成后经过 T_{rest} 启动点对点信息通信,主站先向从站 1 发送通信命令帧,从站 1 接收到通信命令帧之后,经过固定时间 T_i 向主站发送通信响应帧,主站接收完通信响应帧后开始向从站 2 发送通信命令帧,如此逐步到从站 4,当主站接收完从站 4 的通信响应帧后,等待空闲时间 T_{idle} 进入下一通信周期。此外通信周期预留出一定个数的最大从站时间片用于通信错误重试,保证可靠性。

由整个周期通信过程得到

$$T_s = T_{syn} + (n/4 + 1) T_s(n) + \sum_i^n T_s(i) + T_{idle} \quad (1)$$

$$\begin{cases} T_{syn} = T_{lmf} + D_{ms}(n) + D_{s4m} + T_{rest} \\ T_s(i) = T_{cmf} + 2D_{ci} + T_{ii} \end{cases} \quad (2)$$

其中 T_s ——周期通信的时间长度

T_{syn} ——同步完成时间

n ——最大从站数目

$T_s(i)$ ——一个时间片的长度

T_{idle} ——两个通信周期之间的空闲时间

T_{lmf} ——主站发送完同步集总帧的时间

$D_{ms}(n)$ ——主站到对应从站的总延迟

D_{s4m} ——同步集总帧从最大从站到主站的延迟

T_{rest} ——同步通信和信息通信之间的预留时间,能用于数据预处理

T_{cmf} ——主站发送完通信命令帧所需时间

D_{ci} ——通信命令帧和通信响应帧的传输延迟

T_{ii} ——信息在对应从站驻留的时间,通过硬件设置固定

通过以上通信规划的流程和时序可以看出,该通信规划在具有良好的可靠性和确定性的同时,还使主站能及时获取所有轴的反馈信息并分担从站额外计算压力。

2 位置同步算法

由于在提出的通信规划中主站能及时获取所有轴的反馈信息,需要提出与其相适应的位置同步算法,同时在网络化 CNC 系统中,提出的位置同步算法必须结合运动消息预估算法来考虑网络诱导延迟的影响。

2.1 位置同步误差

由于可以及时获取所有轴的反馈信息,将位置同步误差定义为该轴位置误差与其他轴位置误差平

均值的差值。即

$$\begin{cases} \varepsilon_1 = e_1 - \frac{1}{n-1}(e_2 + e_3 + \dots + e_n) \\ \varepsilon_2 = e_2 - \frac{1}{n-1}(e_1 + e_3 + \dots + e_n) \\ \vdots \\ \varepsilon_i = e_i - \frac{1}{n-1}(e_1 + e_2 + \dots + e_{i-1} + e_{i+1} + \dots + e_n) \\ \vdots \\ \varepsilon_n = e_n - \frac{1}{n-1}(e_1 + e_2 + \dots + e_{n-1}) \end{cases} \quad (3)$$

式中 e_i ——第 i 轴的位置误差等于该轴实际位置坐标 x_i 与期望位置坐标 x_i^d 的差值

ε_i ——第 i 轴的位置同步误差^[18]

可以看出位置同步误差综合考虑了所有轴的位置误差信息,使协同运动达到了对等协同,并不是后面轴与前面轴递推协同。

当 ε_i 等于 0 时,控制目标 $e_1 = e_2 = \dots = e_n$ 得到实现^[3]。进一步定义 $\mathbf{e} = [e_1, e_2, \dots, e_n]^T$, $\boldsymbol{\varepsilon} = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \dots, \varepsilon_n]^T$, 有

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{T}\mathbf{e} \quad (4)$$

其中

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{n-1} & \dots & -\frac{1}{n-1} & -\frac{1}{n-1} \\ -\frac{1}{n-1} & 1 & \dots & -\frac{1}{n-1} & -\frac{1}{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ -\frac{1}{n-1} & -\frac{1}{n-1} & \dots & 1 & -\frac{1}{n-1} \\ -\frac{1}{n-1} & -\frac{1}{n-1} & \dots & -\frac{1}{n-1} & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

式中 \mathbf{T} ——同步变换矩阵

为了保证网络化 CNC 系统的控制稳定性,需要 \mathbf{e} 和 $\boldsymbol{\varepsilon}$ 均渐进稳定到零,引入一个新的变量-耦合位置误差^[1]

$$\mathbf{E} = \mathbf{e} + \alpha\boldsymbol{\varepsilon} \quad (6)$$

结合式(4),有

$$\mathbf{E} = (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T})\mathbf{e} \quad (7)$$

由于 \mathbf{T} 是对称矩阵, $\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}$ 也是对称矩阵,当 α 足够小的时候, $\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}$ 正定满秩,当 $\mathbf{E} \rightarrow 0$ 时,有 $\mathbf{e} \rightarrow 0$ 和 $\boldsymbol{\varepsilon} \rightarrow 0$;同时 α 越大,控制性能越好,所以 α 取值需要综合稳定性和控制性能来考虑^[1]。

2.2 位置同步控制器

在提出基于所有轴反馈信息的位置同步算法之后,需要设计相应的位置同步控制器。该同步控制器的目标是:当 $t \rightarrow \infty$ 时,耦合位置误差 $\mathbf{E} \rightarrow 0$ 。

一个轴数为 n 的运动控制系统,其动力学模型可以表示为^[1]

$$\mathbf{H}(\mathbf{x})\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}})\dot{\mathbf{x}} = \boldsymbol{\tau} \quad (8)$$

式中 $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ ——系统惯量的正定矩阵, $\dot{\mathbf{H}}(\mathbf{x}) - 2\mathbf{C}(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}})$ 是斜对称矩阵

$\mathbf{C}(\mathbf{x}, \dot{\mathbf{x}})$ ——非线性影响项,为科里奥力和向心力

\mathbf{x} ——运动坐标 $\boldsymbol{\tau}$ ——输入力矩

不考虑网络诱导延迟的影响时,位置同步控制器有如下表达式^[1]

$$\boldsymbol{\tau} = \mathbf{K}_H \ddot{\mathbf{x}}^d + \mathbf{K}_C \dot{\mathbf{x}}^d + \mathbf{K}_P \mathbf{E} + \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} + (\mathbf{I} + \alpha \mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{\mathbf{e}} + \text{sign}(\dot{\mathbf{E}}) \mathbf{K}_N \quad (9)$$

其中 $\mathbf{K}_N = \Delta_H \|\ddot{\mathbf{x}}^d\| + \Delta_C \|\dot{\mathbf{x}}^d\|$ (10)

式中 $\mathbf{K}_H, \mathbf{K}_C$ ——前馈控制增益为正定矩阵

$\mathbf{K}_P, \mathbf{K}_D, \mathbf{K}_E$ ——正定的控制增益

\mathbf{K}_N ——一个引入的参数

Δ_H, Δ_C ——标量

2.3 网络诱导延迟补偿

在网络控制系统中,传感器、控制器和执行器的数据通过网络进行传输时不可避免地具有时延,该时延称为网络诱导时延^[19]。由于网络诱导延迟的存在,第 i 轴 ($i=1, 2, \dots, n$) 传感器测量到实际位置误差值 $e_i(t)$,并将此信息发送到第 k 轴 ($k=1, 2, \dots, n$) 作为其反馈信号 $e'_i(t)$,而运动消息预估算算法就是研究在网络条件下通过 $e_i(t)$ 计算 $e'_i(t)$,其二者之间存在关系式

$$e'_i(t) = e_i(t - D_{ik}) = e_i(t) + \bar{v}_i(t) D_{ik} \quad (11)$$

式中 D_{ik} ——位置误差信号从第 i 轴传输到第 k 轴的时间延迟,包括节点间的线路延迟和节点内的处理和等待时间

$\bar{v}_i(t)$ ——第 i 轴在 t 时刻的估计速度

$\bar{v}_i(t)$ 的泰勒展开式为

$$\begin{aligned} \bar{v}_i(t - T_s) &= \Delta x_i(t - T_s) + \frac{1}{2} [\Delta x_i(t - T_s) - \Delta x_i(t - 2T_s)] + \frac{1}{8} [\Delta x_i(t - T_s) - 2\Delta x_i(t - 2T_s) + \Delta x_i(t - 3T_s)] \\ &= \frac{13}{8} x(t - T_s) - \frac{19}{8} x(t - 2T_s) + \frac{7}{8} x(t - 3T_s) - \frac{1}{8} x(t - 4T_s) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\Delta x_i(t - T_s) = x_i(t - T_s) - x_i(t - 2T_s)$

$\Delta x_i(t - 2T_s) = x_i(t - 2T_s) - x_i(t - 3T_s)$

$\Delta x_i(t - 3T_s) = x_i(t - 3T_s) - x_i(t - 4T_s)$

式中 $x_i(t)$ —— t 时刻的位置测量值

将 $\bar{v}_i(t)$ 代入式(11)可得

$$e'_i(t) = e_i(t - T_s) + \frac{D_{ik}}{T_s} \left[\frac{13}{8} e_i(t - T_s) - \frac{19}{8} e_i(t - 2T_s) + \frac{7}{8} e_i(t - 3T_s) - \frac{1}{8} e_i(t - 4T_s) \right] \quad (13)$$

其中 $e_i(t - T_s), e_i(t - 2T_s), e_i(t - 3T_s), e_i(t - 4T_s)$ 为过去 4 个采样点的位置误差。在实时通信协议中 D_{ik} 为常值,其大小一般取最大值即一个通信周期^[3],而在实施本文的通信规划后, D_{ik} 不再取其最大值而是时间戳信息值,使网络诱导延迟补偿更加精确,同时由于采用基于硬件的时间戳, D_{ik} 可以在配置期间一次性测量^[12]。每个从站在同步过程中只需要将本周期的位置误差测量值 $e_i(t)$ 反馈给主站,然后主站按照式(13)计算出 $e'_i(t)$,不仅可以得到更加精确的 $e'_i(t)$ 值,而且很大程度上缓解了从站的计算压力,尤其是从站较多时最后从站效果更明显,这样可以使最大从站和最小从站采用相同的硬件配置,提高了站点配置的通用性。

在式(9)中,令 $\mathbf{I} + \alpha \mathbf{T} = \mathbf{P} - \mathbf{Q}$,其中矩阵 \mathbf{P} 为对角矩阵,矩阵 \mathbf{Q} 为对角线元素均为 0 的对称矩阵。同时当 α 选取得足够小时, \mathbf{P} 趋近于单位阵,而 \mathbf{Q} 约等于零矩阵。因此,在考虑系统网络诱导延迟的影响后,本文提出的位置同步控制器应该表示为

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\tau} &= \mathbf{K}_H \ddot{\mathbf{x}}^d + \mathbf{K}_C \dot{\mathbf{x}}^d + \mathbf{K}_P \mathbf{E}' + \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}}' + (\mathbf{I} + \alpha \mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{\mathbf{e}} + \text{sign}(\dot{\mathbf{E}}') \mathbf{K}_N \\ &= \mathbf{K}_H \ddot{\mathbf{x}}^d + \mathbf{K}_C \dot{\mathbf{x}}^d + \mathbf{K}_P \left\{ \mathbf{P} \mathbf{e} - \mathbf{Q} \mathbf{e}(t - T_s) - \frac{D_k}{T_s} \mathbf{Q} \left[\frac{13}{8} \mathbf{e}(t - T_s) - \frac{19}{8} \mathbf{e}(t - 2T_s) + \frac{7}{8} \mathbf{e}(t - 3T_s) - \frac{1}{8} \mathbf{e}(t - 4T_s) \right] \right\} \\ &\quad + \mathbf{K}_D \left\{ \mathbf{P} \dot{\mathbf{e}} - \mathbf{Q} \dot{\mathbf{e}}(t - T_s) - \frac{D_k}{T_s} \mathbf{Q} \cdot \left[\frac{13}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - T_s) - \frac{19}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - 2T_s) + \frac{7}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - 3T_s) - \frac{1}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - 4T_s) \right] \right\} \\ &\quad + (\mathbf{I} + \alpha \mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{\mathbf{e}} + \text{sign} \left\{ \mathbf{P} \dot{\mathbf{e}} - \mathbf{Q} \dot{\mathbf{e}}(t - T_s) - \frac{D_k}{T_s} \mathbf{Q} \cdot \left[\frac{13}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - T_s) - \frac{19}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - 2T_s) + \frac{7}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - 3T_s) - \frac{1}{8} \dot{\mathbf{e}}(t - 4T_s) \right] \right\} \mathbf{K}_N \end{aligned} \quad (14)$$

3 同步控制器稳定性分析

对于位置同步控制器式(14)而言,当满足以下条件时,整个控制系统是稳定的,即时间 $t \rightarrow \infty$ 时, $\mathbf{e} \rightarrow 0$ 和 $\dot{\mathbf{e}} \rightarrow 0$ 。

条件 1: α 和 T_s 选取得足够小,以及适当选取 \mathbf{K}_E 来满足 $\lambda_{\min}\{\mathbf{K}_E\} \geq c_1 \|\mathbf{x}\| + c_2 \|\dot{\mathbf{x}}\|$,其中 $\lambda_{\min}\{\mathbf{K}_E\}$ 为 \mathbf{K}_E 最小特征值, c_1 和 c_2 为 Lipschitz 常数。

条件 2: 式(10)中的 Δ_H 和 Δ_C 足够大, 满足 $\Delta_H \geq \| \mathbf{K}_H - \mathbf{H}(x) \|$ 和 $\Delta_C \geq \| \mathbf{K}_C - \mathbf{C}(x, \dot{x}) \|$ 。

证明过程如下:

首先将式(14)代入式(8)得到闭环系统的动态特性方程

$$\begin{aligned} & \mathbf{H}(x)\ddot{e} + \mathbf{C}(x, \dot{x})\dot{e} + \mathbf{K}_p \left\{ \mathbf{P}e - \mathbf{Q}e(t - T_s) - \right. \\ & \left. \frac{D_k}{T_s} \mathbf{Q} \left[\frac{13}{8}e(t - T_s) - \frac{19}{8}e(t - 2T_s) + \frac{7}{8}e(t - 3T_s) - \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{1}{8}e(t - 4T_s) \right] \right\} + \mathbf{K}_D \left\{ \mathbf{P}\dot{e} - \mathbf{Q}\dot{e}(t - T_s) - \right. \\ & \left. \frac{D_k}{T_s} \mathbf{Q} \left[\frac{13}{8}\dot{e}(t - T_s) - \frac{19}{8}\dot{e}(t - 2T_s) + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{7}{8}\dot{e}(t - 3T_s) - \frac{1}{8}\dot{e}(t - 4T_s) \right] \right\} + \\ & (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{e} + \mathbf{N} + \text{sign} \left\{ \mathbf{P}\dot{e} - \mathbf{Q}\dot{e}(t - T_s) - \right. \\ & \left. \frac{D_k}{T_s} \mathbf{Q} \left[\frac{13}{8}\dot{e}(t - T_s) - \frac{19}{8}\dot{e}(t - 2T_s) + \right. \right. \\ & \left. \left. \frac{7}{8}\dot{e}(t - 3T_s) - \frac{1}{8}\dot{e}(t - 4T_s) \right] \right\} \mathbf{K}_N = 0 \quad (15) \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{N} = (\mathbf{K}_H - \mathbf{H}(x))\ddot{x}^d + (\mathbf{K}_C - \mathbf{C}(x, \dot{x}))\dot{x}^d$

在文中采样周期 T_s 为亚毫秒级, 足够小满足泰勒展开关系式

$$\begin{cases} e(t - iT_s) = e - iT_s \dot{e} + \frac{(iT_s)^2}{2} \ddot{e} \\ \dot{e}(t - iT_s) = \dot{e} - iT_s \ddot{e} \end{cases} \quad (16)$$

将式(7)和式(16)代入式(15)得到

$$\begin{aligned} 0 = & \mathbf{H}(x)\ddot{e} + \mathbf{C}(x, \dot{x})\dot{e} + \mathbf{K}_p [\mathbf{E} + (1 - D)T_s \mathbf{Q}\dot{e} + \\ & (D - 1/2)T_s^2 \mathbf{Q}\ddot{e}] + \mathbf{K}_D [\dot{\mathbf{E}} + (1 - D)T_s \mathbf{Q}\ddot{e}] + \\ & (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{e} + \mathbf{N} + \text{sign} [\dot{\mathbf{E}} + (1 - D)T_s \mathbf{Q}\ddot{e}] \mathbf{K}_N \end{aligned} \quad (17)$$

其中 $D = D_k/T_s$

由于 T_s 是 D_k 最大值, $0 \leq D \leq 1$, 可将式(17)转换为

$$\begin{aligned} & \mathbf{H}(x)\ddot{e} + \mathbf{C}(x, \dot{x})\dot{e} + \mathbf{K}_p [\mathbf{E} + (1 - D)T_s \mathbf{Q}\dot{e} + \\ & (D - 1/2)T_s^2 \mathbf{Q}\ddot{e}] + \mathbf{K}_D [\dot{\mathbf{E}} + (1 - D)T_s \mathbf{Q}\ddot{e}] + \\ & (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{e} + \mathbf{N} + \text{sign} [\dot{\mathbf{E}} + (1 - D)T_s \mathbf{Q}\ddot{e}] \mathbf{K}_N \geq \\ & \mathbf{H}(x)\ddot{e} + \mathbf{C}(x, \dot{x})\dot{e} + \mathbf{K}_p [\mathbf{E} - (1/2)T_s \mathbf{Q}\ddot{e}] + \\ & \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} + (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{e} + \mathbf{N} + \text{sign}(\dot{\mathbf{E}}) \mathbf{K}_N \end{aligned} \quad (18)$$

为了表达简便, 将式(18)不等号左右两边的表达式分别表示为 Y_1 和 Y_2 , 即有 $0 = Y_1 \geq Y_2$ 。定义标量函数 V 为

$$\begin{aligned} V = & \frac{1}{2} \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{H}(x) \dot{e} - \\ & \frac{1}{2} \frac{1}{T_s^2} T_s^2 \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{K}_p \mathbf{Q} \dot{e} + \frac{1}{2} \mathbf{E}^T \mathbf{K}_p \mathbf{E} \end{aligned} \quad (19)$$

对 V 关于时间 t 进行求导, 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{H}(x) \ddot{e} + \frac{1}{2} \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \dot{\mathbf{H}}(x) \dot{e} - \\ & \frac{1}{2} T_s^2 \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{K}_p \mathbf{Q} \ddot{e} + \mathbf{E}^T \mathbf{K}_p \dot{\mathbf{E}} \end{aligned} \quad (20)$$

在式(18)两边同时乘以 $\dot{\mathbf{E}}^T$, 得到

$$\begin{aligned} 0 = & \dot{\mathbf{E}}^T Y_1 \geq \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{H}(x) \ddot{e} + \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{C}(x, \dot{x}) \dot{e} + \\ & \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_p \left(\mathbf{E} - \frac{1}{2} T_s^2 \mathbf{Q} \ddot{e} \right) + \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} + \\ & \dot{\mathbf{E}}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T})^{-1} \mathbf{K}_E \dot{e} + \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{N} + \| \dot{\mathbf{E}} \| \mathbf{K}_N = \\ & \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{H}(x) \ddot{e} + \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{C}(x, \dot{x}) \dot{e} + \\ & \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_p \mathbf{E} - \frac{1}{2} T_s^2 \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \mathbf{K}_p \mathbf{Q} \ddot{e} + \\ & \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} + \dot{e}^T \mathbf{K}_E \dot{e} + \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{N} + \| \dot{\mathbf{E}} \| \mathbf{K}_N \end{aligned} \quad (21)$$

将式(20)代入式(21), 得到

$$\begin{aligned} \dot{V} \leq & \dot{e}^T (\mathbf{I} + \alpha\mathbf{T}) \left(\frac{1}{2} \dot{\mathbf{H}}(x) - \mathbf{C}(x, \dot{x}) \right) \dot{e} - \\ & \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} - \dot{e}^T \mathbf{K}_E \dot{e} - \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{N} - \| \dot{\mathbf{E}} \| \mathbf{K}_N \leq \\ & - \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} - \dot{e}^T \left[\mathbf{K}_E - \alpha\mathbf{T} \left(\frac{1}{2} \dot{\mathbf{H}}(x) - \right. \right. \\ & \left. \left. \mathbf{C}(x, \dot{x}) \right) \right] \dot{e} + \| \dot{\mathbf{E}}^T \| \cdot \| \mathbf{N} \| - \| \dot{\mathbf{E}}^T \| \mathbf{K}_N \leq \\ & - \dot{\mathbf{E}}^T \mathbf{K}_D \dot{\mathbf{E}} - \dot{e}^T \left[\lambda_{\min} \{ \mathbf{K}_E \} - \| \alpha\mathbf{T} \left(\frac{1}{2} \dot{\mathbf{H}}(x) - \right. \right. \\ & \left. \left. \mathbf{C}(x, \dot{x}) \right) \| \right] \dot{e} - \| \dot{\mathbf{E}}^T \| (\mathbf{K}_N - \| \mathbf{N} \|) \end{aligned} \quad (22)$$

在条件 1 的情况下, 即 $\lambda_{\min} \{ \mathbf{K}_E \} \geq c_1 \| \mathbf{x} \| + c_2 \| \dot{\mathbf{x}} \|$ 时, 可以得到

$$\begin{aligned} \dot{e}^T \left[\lambda_{\min} \{ \mathbf{K}_E \} - \| \alpha\mathbf{T} \left(\frac{1}{2} \dot{\mathbf{H}}(x) - \right. \right. \\ \left. \left. \mathbf{C}(x, \dot{x}) \right) \| \right] \dot{e} \geq 0 \end{aligned} \quad (23)$$

在条件 2 的情况下, 即 $\Delta_H \geq \| \mathbf{K}_H - \mathbf{H}(x) \|$ 和 $\Delta_C \geq \| \mathbf{K}_C - \mathbf{C}(x, \dot{x}) \|$ 时, 可以得到

$$\begin{aligned} \mathbf{K}_N - \| \mathbf{N} \| = & \Delta_H \| \dot{x}^d \| + \Delta_C \| \dot{x}^d \| - \| \mathbf{N} \| \geq \\ \| \mathbf{K}_H - \mathbf{H}(x) \| \cdot \| \dot{x}^d \| + \| \mathbf{K}_C - \mathbf{C}(x, \dot{x}) \| \cdot \| \dot{x}^d \| - \\ \| \mathbf{N} \| \geq & \| (\mathbf{K}_H - \mathbf{H}(x)) \dot{x}^d + \\ & (\mathbf{K}_C - \mathbf{C}(x, \dot{x})) \dot{x}^d \| - \| \mathbf{N} \| = 0 \end{aligned} \quad (24)$$

因此, $\dot{V} \leq 0$, 即当时间 $t \rightarrow \infty$ 时, 有 $\dot{\mathbf{E}} \rightarrow 0$ 和 $\dot{e} \rightarrow 0$, 也意味着系统是稳定的。此时误差动态特性方程(17)改写为

$$\mathbf{K}_p \mathbf{E} + \mathbf{N} = 0 \quad (25)$$

因为在终点位置速度期望值为零, 即 $\dot{x}^d = 0$, 有 $\mathbf{N} = 0$ 。由式(25)可知 $\mathbf{E} = 0$, 进而有 $e = 0$, $\varepsilon = 0$ 。所以存在一个不变子集 $\Psi = \{ (x, \dot{x}) : \dot{x} = 0, \mathbf{E} = 0, e = 0, \varepsilon = 0 \}$, 根据 LaSalle 定理可知, 在终点位置处系统具有渐近稳定性, 即当 $t \rightarrow \infty$ 时, $\mathbf{E} \rightarrow 0$, $e \rightarrow 0$ 和 $\varepsilon \rightarrow 0$ 。

4 实验及数据分析

为了验证本文提出的通信规划对同步控制器性

能的影响,搭建了如图2所示的环形网络数控系统实验平台。该实验平台包括编号为1~4的4个从站节点和编号为0的1个主站节点,并用非屏蔽线缆连接成环状。其中主节点和计算机相连,4个从节点分别控制4个伺服电动机的运行,同时出于实验通用性考虑,选用不同功率的伺服电动机。主节点进行轨迹生成,并且周期性(周期为1 ms)地进行时钟同步、反馈信息集中处理以及向对应从站发放

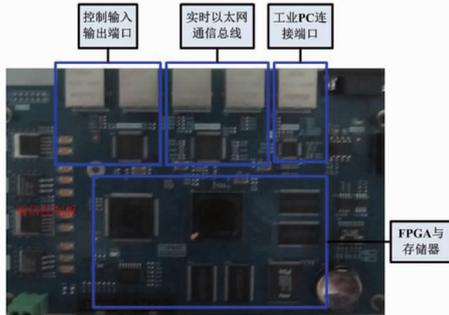


图2 实验平台

Fig. 2 Verification platform

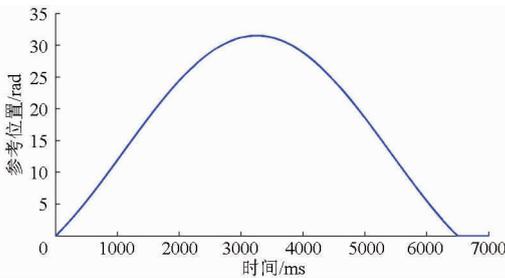


图3 轴1~4的实验参考轨迹

Fig. 3 Reference trajectory of experiments

在实验平台中,将分别对没有考虑位置同步的标准PD控制器和本文提出的同步控制器进行实验研究,对比二者的性能。通过实验试凑法得到2个实验的所有控制增益,为了实验的公平性,标准PD控制器和同步控制器选取相同的 K_p 值和 K_d 值,分别为: $K_p = \text{diag}\{3.182\}$ (V/rad), $K_d = \text{diag}\{1.591\}$

位置指令。主站和从站都采用同样的通信控制板,每块通信控制板包括1个FPGA、2个DP838491、1个DP83848、多块SRAM和FLSAH。FPGA用来实现通信规划和运动同步控制算法,采用Altera公司的Cyclone IV系列的EP4CE30F23C8N。如图3所示,采用余弦函数作为运动命令,来验证通信规划的同步控制器的性能。轨迹规划采用T型速度规划,最大速度设定为15.12 rad/s。

(V·ms/rad);其中耦合参数 α 在综合考虑系统稳定性和同步控制性能后选取为: $\alpha = \text{diag}\{0.5\}$;同步控制器的其他控制参数为: $K_H = \text{diag}\{3.8261\}$ (V·ms²/rad), $K_C = \text{diag}\{3.8261\}$ (V·ms/rad), $c_1 = c_2 = \text{diag}\{2.1576\}$ (V·ms/rad), $\Delta_H = \Delta_C = \text{diag}\{1.9131\}$ (V)。实验结果如图4和图5所示。

为了对比2种控制器同步性能,采用多轴运动系统跟踪误差的均方根(Track-RSME)和位置同步误差的均方根(Sync-RSME)来对实验结果进行分析^[20],其定义为

$$R_{\text{SME-Track}} =$$

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (e_1^2(j) + e_2^2(j) + e_3^2(j) + e_4^2(j))} \quad (26)$$

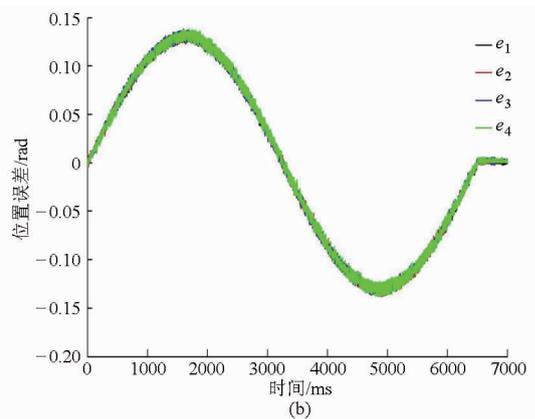
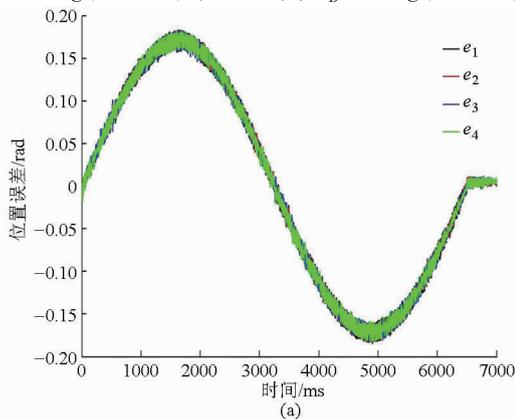


图4 2种控制器的位置误差

Fig. 4 Position errors of two controllers

(a) 标准PD控制 (b) 同步控制

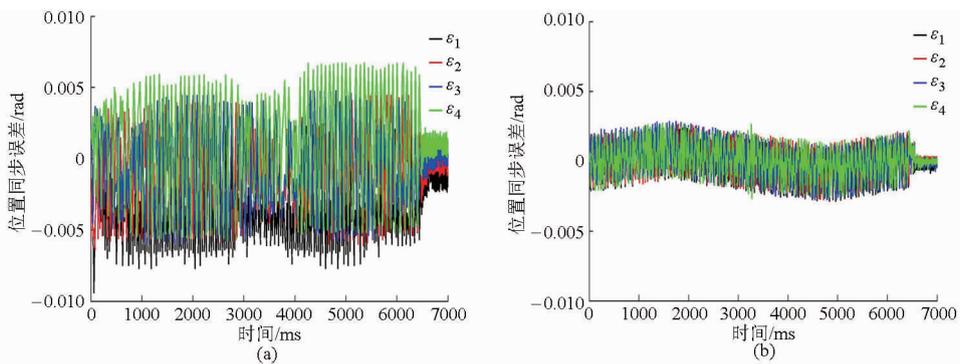


图 5 2 种控制器的位置同步误差

Fig. 5 Position synchronization errors of two controllers

(a) 标准 PD 控制 (b) 同步控制

$$R_{\text{SME-Sync}} =$$

$$\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (\varepsilon_1^2(j) + \varepsilon_2^2(j) + \varepsilon_3^2(j) + \varepsilon_4^2(j))} \quad (27)$$

式中 $\varepsilon_i(j)$ 、 $\varepsilon_i(j)$ ——第 i 轴在第 j 个采样点的位置误差和位置同步误差

N ——采样点总数

表 1 是 2 种控制器的误差均方根。从表 1 的实验结果可以看出,同步控制器比标准 PD 控制器具有更好的性能。 $R_{\text{SME-Sync}}$ 减小了 49.270%, $R_{\text{SME-Track}}$ 也减小了 21.171%。同时文献[3]提出了基于集总帧的通信规划,其同步控制器比标准 PD 控制器的 Sync-RSME 减小了 45.717%,Track-RSME 减小了 20.564%,本文提出的通信规划不仅可以减少从站额外计算压力而且比完全基于集总帧的通信规划具有更好的同步性能,从而进一步提升了网络化数控系统同步控制器的同步性能。

表 1 2 种控制器的 RSMEs

Tab. 1 RSMEs of two controllers

项目	跟踪误差均方根/rad		位置同步误差均方根/rad	
	本文	文献[3]	本文	文献[3]
标准 PD 控制	0.232 67	0.257 15	0.003 915 4	0.005 901 5
同步控制	0.183 41	0.204 27	0.001 986 3	0.003 203 5
误差均方根减小的百分比/%	21.171	20.564	49.270	45.717

5 结束语

提出了将点对点通信模式和集总帧通信模式结合应用在环形网络的周期通信规划,来及时获取所有轴的反馈信息和减少从站额外计算压力。并提出了相应的位置同步算法和运动消息预估算法,随后对根据算法设计的位置同步控制器进行了稳定性证明。在环形网络数控系统平台进行的实验表明,提出的通信规划具有良好的同步性能,对进一步提升网络化数控系统的同步控制特性具有积极的意义。

参 考 文 献

- Sun D, Shao X Y, Feng G. A model-free cross-coupled control for position synchronization of multi-axis motions: theory and experiments[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(2):306–314.
- Zhang L B, You Y P, Yang X F. A control strategy with motion smoothness and machining precision for multi-axis coordinated motion CNC machine tools[J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2013, 64(1–4):335–348.
- 许雄. 实时以太网下多轴运动控制的同步问题研究[D]. 上海:上海交通大学,2013.
Xu Xiong. Study of synchronization problems for multi-axis motion control over real-time ethernet[D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2013. (in Chinese)
- Koren Y. Cross-coupled biaxial computer control for manufacturing systems[J]. ASME Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, 1980, 102:265–272.
- Chen S L, Wu K C. Contouring control of smooth paths for multiaxis motion systems based on equivalent errors[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2007, 15(6):1151–1158.
- Yeh S S, Hsu P L. Analysis and design of integrated control for multi-axis motion systems[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2003, 11(3):375–382.
- Chiu G T, Tomizuka M. Contouring control of machine tool feed drive systems: a task coordinate frame approach[J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2001, 9(1):130–139.
- Hu C X, Yao B, Wang Q F. Coordinated adaptive robust contouring controller design for an industrial biaxial precision gantry[J]. IEEE/ASME Transactions on Mechatronics, 2010, 15(5):728–735.
- Sun D, Tong M C. A synchronization approach for the minimization of contouring errors of CNC machine tools[J]. IEEE

- Transactions on Automation Science and Engineering, 2009, 6(4):720-729.
- 10 Sun D, Wang C, Shang W, et al. A synchronization approach to trajectory tracking of multiple mobile robots while maintaining time-varying formations[J]. IEEE Transactions on Robotics, 2009, 25(5):1074-1086.
- 11 Hsieh C C, Hsu P L. Analysis and applications of the motion message estimator for network control systems[J]. Asian Journal of Control, 2008, 10(1):45-54.
- 12 Xu X, Xiong Z H, Wu J H, et al. High-precision time synchronization in real-time Ethernet-based CNC systems [J]. International Journal of Advanced Manufacturing Technology, 2013, 65(5-8):1157-1170.
- 13 贺红林, 何文丛, 刘文光, 等. 神经网络与计算力矩复合的机器人运动轨迹跟踪控制[J]. 农业机械学报, 2013, 44(5):270-275.
He Honglin, He Wencong, Liu Wenguang, et al. Tracking control of robot using hybrid controller based on neural network and computed torque[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2013, 44(5):270-275. (in Chinese)
- 14 Jasperneite J, Schumacher M, Weber K. Limits of increasing the performance of industrial Ethernet protocols [C] // IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation. Piscataway, 2007: 17-24.
- 15 Prytz G. A performance analysis of EtherCAT and PROFINET IRT [C] // IEEE Conference on Emerging Technologies and Factory Automation, 2008: 408-415.
- 16 张向利, 唐小琦, 陈吉红. 基于以太网的数控系统实时通信和时间同步[J]. 计算机集成制造系统, 2008, 14(6):1149-1154.
Zhang Xiangli, Tang Xiaoqi, Chen Jihong. Ethernet-based real-time communication and time synchronization of CNC system[J]. Computer Integrated Manufacturing Systems, 2008, 14(6):1149-1154. (in Chinese)
- 17 吴才聪, 蔡亚平, 罗梦佳, 等. 基于时间窗的农机资源时空调度模型[J]. 农业机械学报, 2013, 44(5):237-241.
Wu Caicong, Cai Yaping, Luo Mengjia, et al. Time-windows based temporal and spatial scheduling model for agricultural machinery resources[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2013, 44(5):237-241. (in Chinese)
- 18 高国琴, 王威, 丁琴琴. 农业并联机器人同步滑膜控制[J]. 农业机械学报, 2012, 43(9):173-178.
Gao Guoqin, Wang Wei, Ding Qinqin. Synchronization sliding mode control for agricultural parallel robot[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2012, 43(9):173-178. (in Chinese)
- 19 Nilsson J, Bernhardsson B, Wittenmark B. Stochastic analysis and control of real time systems with random time delays[J]. Automatica, 1998, 34(1):57-64.
- 20 Shang W, Cong S, Zhang Y, et al. Active joint synchronization control for a 2-DOF redundantly actuated parallel manipulator [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2009, 17(2):416-423.

(上接第 382 页)

- 7 ISO 16063-15:2006. Methods for the calibration of vibration and shock transducers—Part 15: primary angular vibration calibration by laser interferometry [S]. 2006.
- 8 林云清. 扭振轴系的设计[J]. 航空精密机械工程, 1986(4):22-28.
Lin Yunqing. Design of the torsional vibration shaft system [J]. Aviation Precision Manufacturing Technology, 1986(4):22-28. (in Chinese)
- 9 铁维泽. 二维精密转台动力学特性仿真分析[D]. 长春: 长春理工大学, 2009.
Tie Weize. Dynamics simulation analysis of 2-D precision turntable [D]. Changchun: Changchun University of Science and Technology, 2009. (in Chinese)
- 10 沈润杰, 何闻. 大型宽频带水下振动台流固耦合动力学特性的研究[J]. 浙江大学学报:工学版, 2006, 40(4):724-728.
Shen Runjie, He Wen. Study on fluid-solid coupling dynamic characteristics of large wide-frequency-range underwater vibration tables [J]. Journal of Zhejiang University:Engineering Science, 2006, 40(4):724-728. (in Chinese)
- 11 胡雁闽. 水下振动台关键技术的研究[J]. 环境技术, 2012(2):54-57.
Hu Yanmin. Key techniques research of underwater vibration tables [J]. Environmental Technology, 2012(2):54-57. (in Chinese)
- 12 Clarence W de Silva. Vibration: fundamentals and practice[M]. 2nd edition. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2006.
- 13 Xiang L, Yang S X, Gan C B. Torsional vibration of a shafting system under electrical disturbances [J]. Shock and Vibration, 2012, 19(6):1223-1233.
- 14 Kennedy J, Eberhart R C. Particle swarm optimization [C] // Proceedings of the IEEE International Conference on Neural Networks, 1995, 4:1942-1948.
- 15 Ho S L, Yang S Y, Ni G Z, et al. An improved PSO method with application to multimodal functions of inverse problems [J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2007, 43(4):1597-1600.