第23卷 第11期 控 制 与 决 策 2008年11月
Vol. 23 No. 11 Control and Decision Nov. 2008

文章编号: 1001-0920(2008)11-1301-04

约束非线性系统构造性模型预测控制

何德峰, 薛美盛, 季海波
(中国科学技术大学 自动化系, 合肥 230027)

摘 要: 研究了连续时间约束非线性系统模型预测控制设计. 利用控制Lyapunov函数离线构造单变量可调预测控制器,再根据性能指标在线优化可调参数,其中该参数近似于闭环系统的"衰减率". 同时,控制Lyapunov函数保证了算法的可行性和闭环系统的稳定性. 最后通过数值仿真验证了该算法的有效性.

关键词: 非线性预测控制; 控制Lyapunov函数; 计算效率; 稳定性; 约束
中图分类号: TP273 **文献标识码**: A

Constructive model predictive control for constrained nonlinear systems

HE De-feng, XUE Mei-sheng, JI Hai-bo
(Department of Automation, University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China. Correspondent: JI Hai-bo, E-mail: jihb@ustc.edu.cn)

Abstract: The design of model predictive control is studied for constrained continuous-time nonlinear systems. A univariate tunable predictive controller is constructed offline by using control Lyapunov function. The adjustable parameter which is similar to the "decay rate" of the closed-loop system is computed online by optimalized performance indexes. Meanwhile, the feasibility of this algorithm and stability of the closed-loop system are guaranteed by control Lyapunov function. Finally, a numerical simulation illustrates the validity of the algorithm.

Key words: Nonlinear predictive control; Control Lyapunov function; Computational efficiency; Stability; Constraints

1 引 言

近几年来,非线性模型预测控制(NMPC)已成为预测控制研究的热点,并取得了丰硕成果[1-9]. 然而,有限时域优化的本质使NMPC缺乏稳定性的保证,同时非线性模型的存在也使其在线滚动优化成为一个突出问题[1,2,10]. 通常,NMPC计算量随在线优化维数呈指数增加[10,11]. 因此,一种有效的方法就是通过参数化优化变量特别是控制变量降低在线计算的维数,提高NMPC实施的快速性[10].

本文以连续时间约束非线性系统为对象,提出了一种新的NMPC——构造性NMPC(CNMPC). 其基本思想是离线构造NMPC的一个可行稳定结构,再根据目标函数在线计算控制器中的可调参数. 根据Sontag公式[12,13],利用系统的控制Lyapunov函数(CLF)构造NMPC的可行稳定结构,其中优化参数是一个近似反映闭环系统"衰减率"的单变量可调参数. 从而,在数值优化求解时,NMPC在线计算变量的维数与系统的大小和预测时域长度无关. 另一方面,用稳定结构预先估计NMPC的稳定区域,并证明在稳定域内CNMPC的可行性和闭环稳定性与目标函数的优化无关. 因此,CNMPC不仅提高了在线优化的计算效率,而且增加了控制器应用的灵活性. 最后,本文以2阶振荡器方程的控制仿真验证了CNMPC的有效性.

2 构造性模型预测控制

考虑如下连续时间定常非线性约束系统:

$$\dot{x}(t) = f(x(t)) + G(x(t))u(t),$$
$$x(0) = x_0,\ x(t) \in X,\ u(t) \in U. \qquad (1)$$

其中:系统状态 $x(t) \in R^n$;控制输入 $u(t) \in R^m$; x_0 为系统初始状态; $f(\cdot)$ 和 $G(\cdot)$ 分别为定义在 X 上的已知光滑向量场; U 和 X 分别为控制约束和状态约束,且都是包含原点的紧凸集. 不失一般性,设原

收稿日期: 2007-08-31; **修回日期**: 2008-01-18.
基金项目: 国家自然科学基金项目(60674029); 国家863计划项目(2007AA04Z195).
作者简介: 何德峰(1979—),男,浙江义乌人,博士,从事模型预测控制、优化控制等研究; 季海波(1964—),男,安徽巢湖人,教授,博士生导师,从事非线性控制、随机与混合系统等研究.

点为系统 (1) 的平衡点.

假设 1 系统(1) 对任意的初始条件 $x_0 \in X$ 和分段右连续输入 $u(\cdot): R_+ \to U$ 有唯一的连续解,且系统状态是完全可测的.

定义 1 考虑控制律 $u = h(x,\mu)$,其中 μ 为恰当维数的可调参数向量. 若存在非空集合 M 使对 $\forall \mu \in M$ 都有:1) 当系统无约束时, $h(x,\mu)$ 全局镇定;2) 当系统有约束时,存在区域使 $h(x,\mu)$ 在该区域内稳定约束系统. 则 $h(x,\mu)$ 称为系统(1) 的可行稳定控制类.

设系统(1) 的可行稳定控制类 $h(x,\mu)$ 已构造,且 t 时刻系统状态 $x(t) = x_t$,则构造性模型预测控制可描述为如下有限时域最优控制问题:

$$\min_{\mu(t) \in M} \left\{ J(x_t, u, t) = \int_t^{t+T} l(x(s), u(s))\, \mathrm{d}s \right\},$$
$$\text{s.t.}\ \dot{x}(s) = f(x(s)) + G(x(s))u(s),$$
$$x(t) = x_t,\ u(s) = h(x(s), \mu(t)),$$
$$x(s) \in X,\ u(s) \in U,\ t \le s \le t + T. \quad (2)$$

其中:预测时域 $T > 0$,函数 J 为目标函数,函数 l 是状态 x 的非负定、输入 u 的正定函数. 若优化可行,则可得最优参数 μ^*,对应的控制律记为 $u = h(x, \mu^*)$. 设系统的采样周期为 $0 < \delta < T$,那么根据滚动优化原理,NMPC 控制律定义为

$$u^{rh}(s) = h(x(s), \mu^*(t)),\quad \forall s \in [t, t+\delta), \quad (3)$$

对应的闭环系统为

$$\dot{x}(s) = f(x(s)) + G(x(s))u^{rh}(s),$$
$$\forall s \in [t, t+\delta). \quad (4)$$

由定义 1 可知,存在区域不仅使控制律(3) 满足约束且闭环系统(4) 稳定. 考虑到闭环系统的稳定性是由离线构造的可行稳定控制类保证,故将上述 NMPC 策略称为构造性非线性模型预测控制 (CNMPC),简称构造性预测控制.

显然,CNMPC 的稳定性是由可行稳定控制类保证与目标函数无关,即实现了闭环稳定性与性能指标优化的分离. 因此,设计人员可在线调整目标函数以满足不同的控制要求,同时并不影响闭环系统的稳定性. 其次,不同于一般的 NMPC 算法[1,2], CNMPC 将对控制变量的直接优化转变为对控制器参数的优化,即实现了优化变量维数与系统维数和时域长度的分离. 因此当采用数值求解式(2) 时,可减少在线优化的计算维数,而延长时域 T 又可提高闭环系统的性能. 最后,CNMPC 得到一个显式闭环控制律,所有这些结果都将利于 NMPC 取得更好的性能和更广泛的应用范围.

3 辅助结论

本节利用系统(1) 的控制 Lyapunov 函数 (CLF) 实现可行稳定控制类的构造.

定义 2[12] 正定函数 $V(x)$ 称为系统(1) 的控制 Lyapunov 函数(CLF),若 $V(x)$ 是连续可微的、径向无界的且满足

$$L_G V(x) = 0,\ x \ne 0,$$

则

$$L_f V(x) < 0. \quad (5)$$

其中

$$L_f V(x) = \frac{\partial V(x)}{\partial x} f(x),\ L_g V(x) = \frac{\partial V(x)}{\partial x} g(x).$$

令 $\alpha(x) = L_f V(x)$, $\beta(x) = L_G V(x)$,构造如下可调反馈控制律:

$$u = h(x,\theta) = \begin{cases} -k(x,\theta)\beta(x)', & \|\beta(x)\| \ne 0; \\ 0, & \|\beta(x)\| = 0. \end{cases} \quad (6)$$

其中:θ 是单变量的可调参数;“增益”

$$k(x,\theta) = \frac{\alpha(x) + \theta\sqrt{\alpha(x)^2 + \|\beta(x)\|^4}}{\|\beta(x)\|^2},$$
$$\forall \theta \ne 0. \quad (7)$$

显然,当 $\theta = 1$ 时,控制律(6) 就退化为标准的 Sontag 公式[12,13].

定理 1 考虑控制律(6) 对应的离散采样控制,即

$$u(t) = h(x(k\delta), \theta),\ k\delta \le t < (k+1)\delta,$$
$$k = 0, 1, \cdots,$$

其中 δ 为采样周期. 若假设 1 成立,则存在区域

$$\Theta(c) = \{x \in X : V(x) \le c\}. \quad (8)$$

对于任意 $\theta \ne 0$,存在常数 $\Delta > 0$ 使 $h(x(k\delta), \theta) \in U$, $x(t) \in \Theta(c)$, $t \ge 0$, $\forall \delta \in (0, \Delta]$ 和 $x(0) \in \Theta(c)$,且 $\lim\sup_{t\to\infty} \|x(t)\| \le d$,其中 $d \ge 0$ 为充分小实数.

证明 定义区域(8) 使系统(1) 对 $\forall x(0) \in \Theta(c)$ 满足 $h(x(k\delta), \theta) \in U$, $x(t) \in \Theta(c)$, $t \ge 0$. 由于约束集 X 和 U 的性质,这样的区域总是存在且非空. 考虑到 CLF $V(x)$ 的性质:对于任意给定的 $d \ge 0$,存在正数 $c_1 = c_1(d)$ 满足 $V(x) \le c_1 \Rightarrow \|x\| \le d$. 定义原点的同心圆环 $\Omega(c_2) = \{x \in R^n : c_2 \le V(x) \le c\}$,其中 $0 \le c_2 \le c$. 给定正数 Δ_1 并离散化控制律(6) 得 $u(t) = u(x_0) = u_0$, $0 \le t \le \Delta_1$,其中 x_0 为系统当前状态. 则在时间 $[0, \Delta_1]$ 内, $V(x)$ 的时间导数

$$\dot{V}(x(t)) = \alpha(x(t)) + \beta(x(t))u_0 =$$
$$\alpha(x_0) + \beta(x_0)u_0 + \alpha(x(t)) -$$
$$\alpha(x_0) + \beta(x(t))u_0 - \beta(x_0)u_0. \quad (9)$$

若控制律(6) 连续时间输入,则有

$$\dot{V}(x_0) = \alpha(x_0) + \beta(x_0)u_0 =$$

$$-\theta\sqrt{\alpha(x_0)^2+\|\beta(x_0)\|^4}. \qquad (10)$$

令 $\rho(c_2)=\min_{x\in\Omega(c_2)}(\alpha(x)^2+\|\beta(x)\|^4)$, 则式(10)满足

$$\dot V(x_0)=-\theta\sqrt{\rho(c_2)}. \qquad (11)$$

因为系统(1)连续且假设1成立, 故可找到正数 C_1 对所有 $x_0\in\Omega(c_2)$ 有 $\|x(t)-x_0\|\le C_1\Delta_1(0\le t\le\Delta_1)$ 成立. 同理, 存在正数 C_2 和 C_3 对所有 $x_0\in\Omega(c_2)$ 分别有 $\|\alpha(x(t))-\alpha(x_0)\|\le C_1C_2\Delta_1$ 和 $\|\beta(x(t))u_0-\beta(x_0)u_0\|\le C_1C_3\Delta_1(0\le t\le\Delta_1)$ 成立. 将这些不等式联同式(11)一起代入方程(9)可得

$$\dot V(x(t))\le-\theta\sqrt{\rho(c_2)}+C_1(C_2+C_3)\Delta_1. \qquad (12)$$

令不等式(12)小于零, 可得采样周期上界

$$\Delta_1<\frac{\theta\sqrt{\rho(c_2)}}{C_1(C_2+C_3)}. \qquad (13)$$

从而, 对于常数 $c_1,c_2\le c_1$ 和 $\rho(c_2)$, 若采样周期满足条件(13), 则 $V(x)$ 的时间导数在时间 $[0,\Delta_1]$ 内为负, 即离散采样控制律可镇定系统(1)且闭环轨迹保持在 $\Omega(c_2)$ 内.

定义 $V(x)$ 的两个水平集 $\Theta(c_1)=\{x\in R^n: V(x)\le c_1\}$ 和 $\Theta(c_2)=\{x\in R^n:V(x)\le c_2\}$, $c_1\le c$. 求解正数 Δ_2 使

$$v=\max_{\Delta_2}\{V(x(t))\mid u_0\in U,\ x_0\in\Theta(c_2),$$
$$0\le t\le\Delta_2\} \qquad (14)$$

满足 $v=c_1$. 因为系统(1)连续且假设1成立, 故对于任意 $c_2\le c_1$, 存在充分小的正数 Δ_2 满足 $v=c_1$.

令 $\Delta=\min\{\Delta_1,\Delta_2\}$, 当 $x_0\in\Theta(c_1)\cap\Theta(c_2)=\Theta(c_2)$ 时, 由式(14)可知, 在 $[0,\Delta]$ 内有 $x(t)\in\Theta(c_1)$; 当 $x_0\in\Theta(c_1)-\Theta(c_2)$, $x_0\in\Omega(c_2)$ 时, 在 $[0,\Delta]$ 内有 $x(t)\in\Theta(c_1)$. 因此, 对于任意 $x(0)\in\Theta(c_1)$, 总有 $x(t)\in\Theta(c_1)$, $t\ge0$. 另一方面, 当 $x_0\in\Theta(c)-\Theta(c_1)$, $x_0\in\Omega(c_2)$ 时, 函数 $V(x)$ 单调递减, 从而 $x(t)$ 趋于 $\Theta(c_1)$. 综上所述, 所有始于 $\Theta(c)$ 的系统状态轨迹在离散采样控制作用下必收敛于 $\Theta(c_1)$, 从而所有状态满足 $\lim\sup_{t\to\infty}\|x(t)\|\le d$. □

由定理1可知, 对于充分小的采样周期, 控制律(6)在区域 $\Theta(c)$ 内可镇定系统(1)且满足系统约束. 因为 $V(x)$ 是径向无界的, 故控制律(6)可全局镇定无约束时的系统(1). 从而根据定义1, $h(x,\theta)$ 在离散时间作用下是系统(1)的一个可行稳定控制类.

区域 $\Theta(c)$ 的大小与系统的约束有关且通常不易求解. 为了使 $\Theta(c)$ 的范围最大化, 求解如下参数规划问题:

$$\max_{\theta\neq0} c,$$
$$\text{s.t. } h(x,\theta)\in U,\ \forall x\in\Theta(c)\subset X. \qquad (15)$$

求解得到极值 $\hat c$ 和对应的解 θ_0, 则数值对 $(\hat c,\theta_0)$ 定义了 $\Theta(c)$ 的一个最大估计集

$$\Theta(\hat c)=\{x\in R^n:V(x)\le\hat c\}\subset\Theta(c). \qquad (16)$$

4　稳定性分析

由式(10), (11)可知, 参数 θ 类似于闭环系统的"衰减率", 调整 θ 可调节闭环系统的衰减程度. 同时, 为保证采样周期 δ 有意义(见不等式(13)), 令 θ 满足 $|\theta|\ge\varepsilon$, 其中 ε 是充分小的正数. 下面给出 CNMPC 算法的设计步骤.

Step1: 给定设计参数 (l, T) 和充分小的采样周期 $0<\delta<T$;

Step2: 由方程(6)构造系统的可行稳定控制类 $h(x,\theta)$, 并优化计算式(15), 得到数值对 $(\hat c,\theta_0)$;

Step3: 以 $\theta=\theta_0$ 为优化初始解, 在线计算优化问题(2), 得到最优解 $\theta=\theta^*$;

Step4: 设 t 时刻的系统状态为 x_t, 将控制量 $u^{rh}(s)=h(x_t,\theta^*)$, $s\ge t$, 作用于系统(1), 并在 $t+\delta$ 时刻测量系统状态 $x_{t+\delta}$;

Step5: 用 $x_{t+\delta}$ 更新优化问题(2)的初始条件, 并令 $t=t+\delta$, 然后返回 Step3.

定义 3　集合 S 称为 MPC 的稳定域, 系指对 $\forall x(t)\in S$, 优化问题(2)至少存在一个可行控制(即满足优化(2)的所有约束)可镇定约束系统(1).

定理 2　若假设1成立, 则对于充分小的采样周期 $\delta>0$, CNMPC 闭环系统(4)在区域 $\Theta(\hat c)$ 上是稳定的且 $\lim\sup_{t\to\infty}\|x(t)\|\le d$, $\forall x(0)\in\Theta(\hat c)$, 其中 $d\ge0$ 为一充分小实数. 从而, $\Theta(\hat c)$ 是 CNMPC 的一个稳定域.

证明　由 $\Theta(\hat c)$ 的定义(15)可知, θ_0 是优化问题(2)的一个可行解, 从而在每个时刻优化问题(2)总是可行的. 若假设1成立, 则由定理1可知, 对于充分小的采样周期 $\delta>0$, 控制律 $h(x(k\delta),\theta)(k=0,1,\cdots)$ 在 $\Theta(\hat c)$ 内对 $\forall\theta\neq0$ 都是可行稳定的. 记 $t=k\delta$ 时刻的 θ 最优值为 $\theta(k\delta)^*$, 则 CNMPC 控制律 $h(x(k\delta),\theta(k\delta)^*)(k=0,1,\cdots)$ 在 $\Theta(\hat c)$ 内镇定系统(1), 即始于 $\Theta(\hat c)$ 内的所有闭环状态轨迹满足 $\lim\sup_{t\to\infty}\|x(t)\|\le d$, 其中 $d\ge0$ 为充分小实数. 进一步, 由定义3可得, $\Theta(\hat c)$ 是 CNMPC 的一个稳定域. □

通常初始解 θ_0 不是优化问题(2)的最优解, 然而, 可用 $h(x,\theta_0)$ 估计 MPC 的稳定域 $\Theta(\hat c)$. 因此, CNMPC 算法增强了控制器在线运行的确定性. 另外, 可用多 CLF 和增益调度等[6,8]技术扩展 MPC 稳

定域 $\Theta(\bar{c})$ 的范围.

5　数值仿真

考虑如下开环不稳定 2 阶振荡器方程[4]：

$$\dot{x}_1 = x_2,$$

$$\dot{x}_2 = -x_1\left(\frac{\pi}{2} + \arctan(5x_1)\right) - \frac{2.5x_1^2}{1+25x_1^2} + 4x_2 + 3u. \quad (17)$$

令状态和控制约束分别为 $X = \{x \in R^2 : |x_1| \le 4, |x_2| \le 5\}$ 和 $U = \{u \in R^1 : |u| \le 8\}$，目标函数为

$$J(x_t, u, t) = \int_t^{t+T} (5x_1(s)^2 + x_2(s)^2 + u(s)^2)\,\mathrm{d}s,\ t \ge 0. \quad (18)$$

选定如下的正定二次型函数[4]：

$$V(x) = \frac{\pi}{2}x_1^2 + x_2^2 \quad (19)$$

作为系统(17) 的 CLF，则由式(15) 可得数值对 $(\bar{c}, \theta_0) = (18.2, 0.08)$，进一步得 MPC 稳定域 $\Theta(18.2) = \{x \in R^2 : V(x) \le 18.2\}$，如图 1 所示.

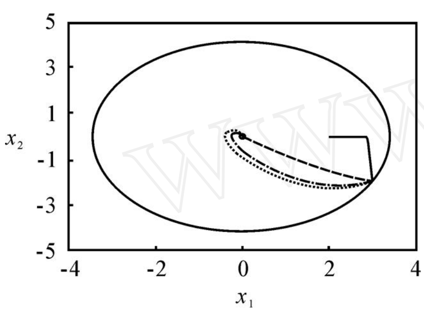

图 1　闭环系统相位

在仿真中，取系统初始状态为(3，-2)，采样周期 $\delta = 50$ ms，由 CNMPC 算法得到的仿真结果如图 1 和图 2 所示. 其中图 1 为闭环系统相位图，图 2 为控制输入曲线图. 由图可知，CNMPC 不仅满足系统约束而且具有更好的性能，如图中点划线和虚线所示(分别对应 $T = 300$ ms 和 $T = 1000$ ms). 也可验证，Sontag 控制器($\theta = 1$) 需 150 s 后才能镇定系统且控制量违反约束，如图中实线所示. 此外，为了适用于高速系统，可缩短 T 以满足系统的快速性. 一种极端是令 T 趋于零，此时可直接取初始解 θ_0 作为优化

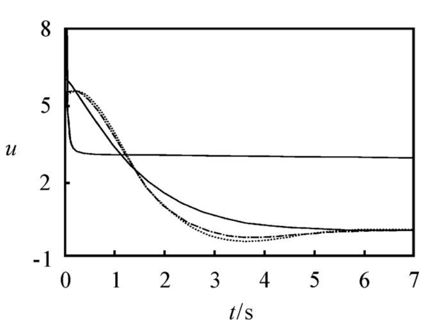

图 2　控制输入曲线

解，其仿真结果如图中点线所示. 但同时也注意到，$\Theta(\bar{c})$ 的大小依赖于系统 CLF 的选择，因此，如何设计系统的 CLF 以降低 $\Theta(\bar{c})$ 的保守性将是下一步要研究的问题.

6　结　　论

本文对连续时间约束非线性系统提出了一种新的 MPC —— 构造性非线性模型预测控制. CNMPC 将对控制变量的直接优化转化为对预测器中可调参数的间接优化，从而降低了 MPC 在线计算的维数，提高了算法实施的快速性. 进一步，借鉴 Sontag 公式，构造了一个近似反映闭环系统"衰减率"的单变量可调预测控制器. 在 MPC 稳定域内，CNMPC 的可行性和稳定性与目标函数无关，并且在离散采样时间作用下，CNMPC 同样镇定系统. 从而，CNMPC 对于在线调整目标函数具有良好的"自适应性"，并增加了 NMPC 应用的灵活性和实用性. 最后，仿真结果表明了本文算法的可行性和优越性.

参考文献(References)

[1] Mayne D Q, Rawlings J B, Rao C V, et al. Constrained model predictive control: Stability and optimality[J]. Automatica, 2000, 36(6): 789-814.

[2] Kwon W H, Han S, Ahn C K. Advances in nonlinear predictive control: A survey on stability and optimality [J]. Int J of Control, Automations and Systems, 2004, 2(1): 15-22.

[3] Chen H, Allgöwer F. A quasi-infinite horizon nonlinear model predictive control scheme with guaranteed stability[J]. Automatica, 1998, 34(10): 1205-1217.

[4] Primbs J A, Nevistic V, Doyle J C. A receding horizon generalization of pointwise min-norm controllers [J]. IEEE Trans on Automatica Control, 2000, 45(5): 898-909.

[5] El-Farra N H, Mhaskar P, Christofides P D. Uniting bounded control and MPC for stabilization of constrained linear systems[J]. Automatica, 2004, 40(1): 101-110.

[6] Mhaskar P, El-Farra N H, Christofides P D. Stabilization of nonlinear systems with state and control constraints using Lyapunov-based predictive control[J]. Systems and Control Letters, 2005, 55(8): 650-659.

[7] 沈永良，胡致强，赵建华. 基于动态非线性逼进的非线性系统预测控制[J]. 控制与决策，2007，22(1)：100-104.
(Shen Y L, Hu Z Q, Zhao J H. Predictive control for nonlinear systems based on dynamic approximate nonlinearization[J]. Control and Decision, 2007, 22(1): 100-104.)

(下转第 1310 页)

时、精确”定位导航的可行性. 将 INS/ MM 与网络 RTK 技术相结合,增强了列车的自主性能. 移动闭塞系统是当今先进列车控制技术,属于分散递阶的大规模复杂系统,下一阶段将结合轨道运输网络的拓扑结构和管理特点继续深入研究.

参考文献(References)

[1] 刘进, 吴汶麒. 轨道交通列车定位技术[J]. 城市轨道交通研究, 2001, 4(1): 30-35.
(Liu J, Wu W Q. Train positioning technology of railway and mass transit[J]. Urban Mass Transit, 2001, 4(1): 30-35.)

[2] 汪希时. 智能铁路运输系统[M]. 北京: 中国铁道出版社, 2004: 218-222.
(Wang X S. Intelligent railway transport system[M]. Beijing: China Railway Press, 2004: 218-222.)

[3] 富立, 范耀祖. 车辆定位导航系统[M]. 北京: 中国铁道出版社, 2004: 6-14.
(Fu L, Fan Y Z. Positioning and navigation system for vehicle[M]. Beijing: China Railway Press, 2004: 6-14.)

[4] 袁建平, 罗建军, 岳晓奎, 等. 卫星导航原理与应用[M]. 北京: 中国宇航出版社, 2004: 224-263, 131-136.
(Yuan J P, Luo J J, Yue X K, et al. Satellite navigation system: Principle and Application[M]. Beijing: China astronautic Publishing House, 2004: 224-263, 131-136.)

[5] 王文忠, 郑国宁, 郑生春, 等. GPS 参考站网络技术[J]. 测绘学院学报, 2002, 19(3): 171-173.
(Wang W Z, Zheng G N, Zheng S C, et al. GPS virtual reference station network[J]. J of Institute of Surveying and Mapping, 2002, 19(3): 171-173.)

[6] 王志豪. 虚拟参考站技术在工程测量中的应用[J]. 测绘通报, 2004, 33(11): 64-65.
(Wang Z H. Application of virtual reference station to engineering survey[J]. Bulletin of Surveying and Mapping, 2004, 33(11): 64-65.)

[7] 王广运, 郭秉义, 李洪涛. 差分 GPS 定位技术与应用[M]. 北京: 电子工业出版社, 1996: 127-134.
(Wang G Y, Guo B Y, Li H T. Differential GPS positioning technology and its application[M]. Beijng: Publishing House of Electronics Industry, 1996: 127-134.)

[8] Goad C. Robust technique for determining GPS phase ambiguities[C]. Proc of the 6th Int Geodetic Symposium on Satellite Positioning. Columbus, 1992: 245-254.

[9] Mader G L. ambiguity function techniques for GPS phase initialization and kinematic solutions[C]. Proc of the 2nd Int Symposium on Precise Positioning System. Ottawa, 1990: 1233-1247.

[10] Frei E, Beutler G. Rapid static positioning based on the fast ambiguity resolution approach ‘FARA’: Theory and first results[M]. New York: McGraw-Hill Publishing Company, 1990: 325-356.

[11] Teunissen P J G. The least-squares ambiguity decorrelation adjustment: A method for fast GPS integer ambiguity estimation[J]. J of Geodesy, 1995, 70(1/2): 65-82.

[12] 朱战立. 数据结构——使用 C++ 语言[M]. 西安:西安电子科技大学, 2001: 63-73.
(Zhu Z L. Data structure: Use of C++ language[M]. Xi’an: Xidian University Press, 2001: 63-73.)

[13] 张正烜, 张其善. 基于 GPRS 的车载信息平台的研制与关键技术[J]. 北京航空航天大学学报, 2005, 31(1): 98-101.
(Zhang Z X, Zhang Q S. In-vehicle information platform based on GPRS[J]. J of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 2005, 31(1): 98-101.)

(上接第 1304 页)

[8] 王蓬, 李少远. 一类非线性系统的多模型预测控制[J]. 控制与决策, 2007, 22(10): 1113-1118.
(Wang P, Li S Y. Multiple model-based predictive control for a class of nonlinear systems[J]. Control and Decision, 2007, 22(10): 1113-1118.)

[9] 郑涛, 何德峰, 陈薇, 等. 快速阶梯式非线性预测控制[J]. 系统仿真学报, 2007, 19(22): 5206-5029.
(Zheng T, He D F, Chen W, et al. Fast stair-like nonlinear model predictive control algorithm[J]. J of System Simulation, 2007, 19(22): 5206-5209.)

[10] Cannon M. Efficient nonlinear model predictive control algorithms[J]. Annual Reviews in Control, 2004, 28(2): 229-237.

[11] Zheng A, Zhang W H. Computationally efficient nonlinear model predictive control algorithm for control of constrained nonlinear systems[C]. Nonlinear Predictive Control: Theory and Practice. London: The Institution of Electrical Engineers, 2001: 173-187.

[12] Sontag E D. A ‘universal’ construction of Artstein’s theorem on nonlinear stabilization[J]. Systems and control Letters, 1989, 13(2): 117-123.

[13] Sepulchre R, Jankovic M, Kokotovic P. Constructive nonlinear control[M]. Heidelberg: Springer-Verlag Berlin, 1997.