

基于改进PSO的双时间常数伪速率脉冲调制器设计

黄 誉, 王新民

(西北工业大学 自动化学院, 西安 710129)

摘要: 设计一种双时间常数的伪速率调制器, 在分析调制器基本原理的基础上, 给出调制器脉冲时间和描述函数的计算方法. 针对调制器参数众多的问题, 提出一种改进的粒子群优化算法, 将动态惯性权重设计为一种二次指数型函数, 并引入粒子和全局最优点距离量, 使得惯性权重不仅随着迭代次数变化, 而且与其距全局最优点的距离有关. 综合时间最优和燃料最优两项指标, 将粒子群适应度函数设计成与时间和燃料消耗的函数. 最后通过仿真验证了所提出的改进的调制器结构和参数寻优算法的有效性.

关键词: 粒子群优化; 双时间常数; 调制器; 高超音速

中图分类号: V241.62

文献标志码: A

Design of double-time-current pseudo rate modulator based on improved PSO algorithm

HUANG Yu, WANG Xin-min

(School of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710129, China. Correspondent: HUANG Yu, E-mail: hyxbgd86@163.com)

Abstract: A kind of pseudo rate modulator with two-time-constant is designed. The basic working principle is analyzed and the pulse time and describing function are provided. An improved particle swarm optimization algorithm is proposed with several modulator parameters. A quadratic exponent function is designed for the nonlinear dynamic inertia weight. And the distance between particle and the global optima is introduced. Thus the inertia weight changes with the number of iterations as well as the distance from the global optima. The optimal state of time and fuel are combined and the fitness function is scheduled as the function of time and the fuel consuming. Finally, simulation verifies the effectiveness of the improved constructure of the pseudo rate modulator and the parameter-optimizing algorithm.

Keywords: particle swarm optimization; double-time-constant; modulator; hypersonic

0 引 言

高超音速飞行器在再入初期, 由于空气稀薄, 动压不足, 所使用的执行机构主要是反推力器. 工程上反推力器的开关是通过具有离散特性的继电器进行控制的, 因而反推力器也具有离散特性. 用具有离散特性的执行机构来控制高超音速飞行器连续系统, 是要攻克的关键技术. 传统的邦-邦控制或者带死区的邦-邦控制^[1]都面临着消耗燃料较多等重要问题, 而脉冲调制器控制显得更具优势.

目前最常见的脉冲调制器主要有: 施密特触发器 (Schmitt trigger)、脉冲调宽调制器 (PWM)、脉冲调宽调频调制器 (PWPF modulator)、伪速率调制器 (PSR modulator)、积分脉冲调制器 (IPF modulator) 等^[2-5]. 文

献[6]中提出了脉冲调制理论 (PWM), 并指出采用该技术能够对航天器进行有效的最优控制; 文献[7]采用 PWPF 技术对挠性飞行器的姿态进行控制; 文献[8]应用 Lyapunov 直接方法设计了三轴姿态机动控制律, 并给出了脉宽调频调制 (PWPF) 技术, 使所设计的控制律既可以采用连续力矩执行机构控制, 又可以用开关式力矩执行机构控制; 文献[9]综合了前面提到的脉冲调制方案, 对描述函数法分析结果进行了讨论, 并针对伪速率调制器和调频调宽调制器描述函数的近似性提出了几种修正方案, 规定了不确定域, 较好地处理了非线性环节在算法上的鲁棒性问题. 2005年, Krovel^[10]提出了脉宽脉频调制器参数选择原则和参数建议范围.

收稿日期: 2014-11-03; **修回日期:** 2015-03-09.

基金项目: 陕西省自然科学基金项目(2014JQ8342).

作者简介: 黄誉(1986—), 男, 博士生, 从事导航、制导与控制的研究; 王新民(1951—), 男, 教授, 博士生导师, 从事控制理论与控制工程、导航、制导与控制等研究.

近年来,国内学者对该问题进行了相关研究和改进:文献[3]通过PWPF脉冲调制器对侧向反推力器工作状态进行调制,以构造出姿态控制所要求的数字变推力;文献[2]应用PWPF调制技术研究了空间动能拦截器的末制导律设计问题,综合考虑了PWPF调节器的线性工作区要求及脱靶量、燃料消耗量等制导系统的性能指标要求;文献[4]运用PWM技术进行高超音速飞行器再入初期的姿态控制,先将推力器当作连续力矩输出来设计姿态反馈控制律,再根据脉宽调制算法将连续的控制量调制成离散控制量,用以控制反推力器的开启状态和开启时间。

随着研究的不断深入,人们发现脉冲调节器参数的确定也是脉冲调节器设计的核心问题之一.文献[2]利用所提出的优化目标函数,应用遗传算法对PWPF调节器参数进行了优化设计.纵观近几年的研究,在航天领域,智能寻优算法的应用越来越广泛.文献[11]在设计航天器再入轨迹中提出了一种粒子群优化算法;文献[12]提出了一种基于种群熵的粒子群优化算法,用以解决航天器交会轨迹优化设计问题;文献[13]提出了一种自适应粒子群算法,通过自适应调整权重系数来解决航天测控系统的可靠性分配问题。

为了节省燃料,研究设计出既能调宽又能调频的脉冲调制器就更具意义.为了更深入地研究脉冲调制器,突破仅脉冲宽度可调的限制,本文针对控制系统存在高频操纵或高频干扰的特点,提出一种改进的双时间常数伪速率调制器结构,并采用描述函数法分析其非线性特性;针对燃料消耗及快速控制的要求,提出改进的粒子群优化算法对调制器参数进行优化设计;最后,利用改进的伪速率调制器进行闭环仿真,以验证所提出的改进的调制器结构和参数寻优算法的有效性。

1 改进的伪速率调制器

1.1 改进调制器原理

脉冲调频调宽控制是指调制器输出脉冲的频率和宽度都随其输入信号的改变而改变.常见的调频调宽调制器有PSR调制器和PWPF调制器,二者的原理分别如图1(a)和图1(b)所示。

PSR调制器由施密特触发器与一阶惯性环节组成.其中: K_m 为一阶惯性环节的放大系数, T_m 为时间常数; U_{on} 、 U_{off} 分别为继电器的开、关阈值; U_m 为继电器的脉冲幅值,在进行脉冲调制时一般需进行归一化处理,所以 U_m 通常取1,表示无量纲输出;Pulse串为输出推力脉冲串.PSR调制器是PWPF的一种改进,它等价于PWPF调制器与一个PD环节的串联。

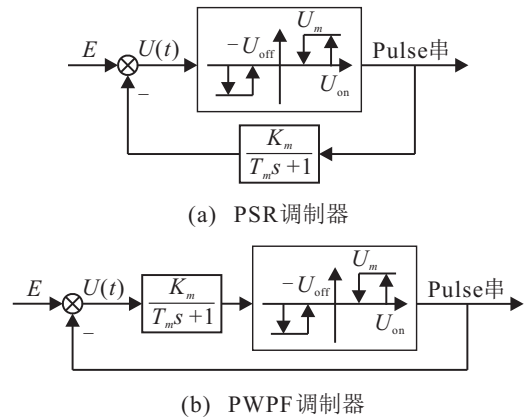


图 1 调制器原理

在高超音速再入阶段,为了更好地发挥反推力器的作用,对原始的PSR调制器进行改进,提出采用双时间常数的PSR伪速率调制器,其结构如图2所示。

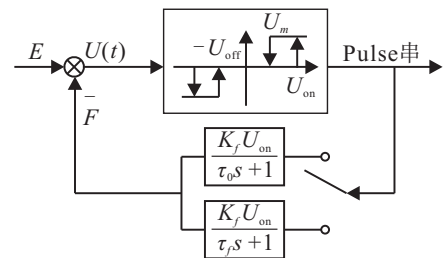


图 2 双时间常数的PSR伪速率调制器

在反馈滞后回路中,增益为 $K_m = K_f U_{on}$, U_{on} 为调制器的死区值.当输出 $y(t) = \pm 1$ 时时间常数为 τ_0 ,输出 $y(t) = 0$ 时时间常数为 τ_f ,且有 $\tau_0 \ll \tau_f$.当输出为 ± 1 时,说明输出值从0变化到 ± 1 ,其时间常数 τ_0 较小,因此反馈信号F会立即跟踪,变为 $\pm K_f U_{on}$,相当于反推力器立刻开启;当输出为0时,说明输出值从 ± 1 变到0,其时间常数 τ_f 比较大,因此反馈的信号不会立即从 $\pm K_f U_{on}$ 变为0,当有高频信号又跳变回来时,反推力器依然正常开启,从而避免了反推力器高频地开关。

1.2 调制器脉冲时间计算

假定调制器输入信号为 $E = x = A \sin(\omega t)$ 时的脉冲开启时间为 t_1, t_2, \dots, t_n , n 为脉冲个数,脉冲开启时间长度为 $\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_n$,则脉冲关闭时间为 $t_1 + \Delta t_1, t_2 + \Delta t_2, \dots, t_n + \Delta t_n$,脉冲关闭的时间长度为

$$t_2 - (t_1 + \Delta t_1), t_3 - (t_2 + \Delta t_2), \dots, t_n - (t_{n-1} + \Delta t_{n-1}). \quad (1)$$

当反推力器输出由0变为1时,反推力器开启的时间为

$$A \sin(\omega t_i) - F(t_i) = U_{on}, i = 2, 3, \dots, n. \quad (2)$$

改进的伪速率调制器的反馈回路是一个惯性环节,具有软化储能作用,且此时 $T_m = \tau_f$,因此式(2)中的

$F(t_i)$ 为

$$F(t_i) = F(t_{i-1} + \Delta t_{i-1})e^{-(t_i - (t_{i-1} + \Delta t_{i-1}))/\tau_f}. \quad (3)$$

当输入为正弦信号时, 系统响应就具有周期性, 且满足“半周期反向同趋势”特性, 即当前时刻与半个周期后时刻信号增大或变小的绝对值趋势相同, 但方向相反, 因此 $F(t)$ 也具有周期性. 输入信号的频率为 w 时, 有

$$F(t_i) = -F\left(\frac{\pi}{w} + t_i\right), \quad (4)$$

则可计算

$$F(t_i) = -F(t_n + \Delta t_n)e^{-(\pi/w + t_i - (t_n + \Delta t_n))/\tau_f}. \quad (5)$$

同理, 当反推力器输出由 1 变为 0 时, 反推力器关闭的时间有

$$\begin{aligned} A \sin(w(t_i + \Delta t_i)) - F(t_i + \Delta t_i) &= U_{\text{off}}, \\ i &= 1, 2, \dots, n, \end{aligned} \quad (6)$$

其中

$$F(t_i + \Delta t_i) = K_m(1 - e^{-\Delta t_i/\tau_0}) + F(t_i)e^{-\Delta t_i/\tau_0}. \quad (7)$$

当输入信号已知, 即 A 和 w 已知时, 进行迭代计算可得到 t_i 和 Δt_i , 即获得了反推力器开启和关闭的时刻, 以及开启和关闭的脉冲时间长度.

1.3 调制器数学描述函数

文献 [14] 给出了傅立叶函数 a_1 和 b_1 的具体计算公式如下:

$$a_1 = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n [\sin(w(t_i + \Delta t_i)) - \sin(wt_i)], \quad (8)$$

$$b_1 = \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^n [\cos(wt_i) - \cos(w(t_i + \Delta t_i))], \quad (9)$$

其中 n 为脉冲个数.

由 1.2 节解算出 t_i 和 Δt_i , 代入式 (8) 和 (9) 便可求得描述函数. 但是, 上述描述函数的表示形式较为复杂.

为了简化描述函数的求解, 当反推力器开启时, 由式 (5) 和 (7) 可得

$$\begin{aligned} F(t_i) &= \\ &- K_m(e^{-(\pi/w - \Delta t_i)/\tau_f} - e^{-(\pi/w - \Delta t_i)/\tau_f - \Delta t_i/\tau_0}) - \\ &F(t_i)e^{-\pi/w\tau_f}e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)}. \end{aligned} \quad (10)$$

求解方程 (3), 可得

$$F(t_i) = -\frac{K_m e^{-\pi/(w\tau_f)} [e^{\Delta t_i/\tau_f} - e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)}]}{1 + e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)}}. \quad (11)$$

由式 (2) 可得

$$F(t_i) = A \sin(wt_i) - U_{\text{on}}, \quad i = 2, 3, \dots, n. \quad (12)$$

联立式 (11) 和 (12) 可得

$$A \sin(wt_i) - U_{\text{on}} +$$

$$\begin{aligned} &e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)} \cdot (A \sin(wt_i) - \\ &U_{\text{on}}) + K_m e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{\Delta t_i/\tau_f} - \\ &K_m e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)} = 0, \end{aligned} \quad (13)$$

即有

$$\begin{aligned} &A \sin(wt_i) - U_{\text{on}} + K_m e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{\Delta t_i/\tau_f} + \\ &e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)} \cdot (A \sin(wt_i) - \\ &U_{\text{on}} - K_m) = 0. \end{aligned} \quad (14)$$

当反推力器关闭时, 将式 (11) 代入 (7) 可得

$$F(t_i + \Delta t_i) = \frac{K_m}{1 + e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)}} (1 - e^{-\Delta t_i/\tau_0}). \quad (15)$$

由式 (12) 可得

$$\begin{aligned} F(t_i + \Delta t_i) &= A \sin(w(t_i + \Delta t_i)) - U_{\text{off}}, \\ i &= 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (16)$$

联立式 (15) 和 (16) 可得

$$\begin{aligned} &A \sin(w(t_i + \Delta t_i)) - U_{\text{off}} = \\ &\frac{K_m(1 - e^{-\Delta t_i/\tau_0})}{1 + e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)}}. \end{aligned} \quad (17)$$

整理可得

$$\begin{aligned} &A \sin(w(t_i + \Delta t_i)) - U_{\text{off}} - K_m + K_m e^{-\Delta t_i/\tau_0} + \\ &e^{-\pi/(w\tau_f)} e^{-\Delta t_i(1/\tau_0 - 1/\tau_f)} [A \sin(w(t_i + \Delta t_i)) - \\ &U_{\text{off}}] = 0. \end{aligned} \quad (18)$$

将指数函数和三角函数进行线性化近似处理, 取

$$\begin{cases} e^{-\Delta t_i/\tau_0} = 1 - \frac{\Delta t_i}{\tau_0}, & e^{\Delta t_i/\tau_f} = 1 + \frac{\Delta t_i}{\tau_f}, & \Delta t_i^2 = 0; \\ \sin(w(t_i + \Delta t_i)) = \sin(wt_i) + w\Delta t_i \cos(wt_i). \end{cases} \quad (19)$$

将式 (19) 代入 (14) 得

$$\begin{aligned} &A \sin(wt_i) \left\{ 1 + e^{-\pi/(w\tau_f)} \left[1 - \Delta t_i \left(\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_f} \right) \right] \right\} + \\ &e^{-\pi/(w\tau_f)} \Delta t_i \left[K_m \frac{1}{\tau_0} + U_{\text{on}} \left(\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_f} \right) \right] - \\ &U_{\text{on}}(1 + e^{-\pi/(w\tau_f)}) = 0; \end{aligned} \quad (20)$$

将式 (19) 代入 (18) 可得

$$\begin{aligned} &A \sin(wt_i) \left\{ 1 + e^{-\pi/(w\tau_f)} \left[1 - \Delta t_i \left(\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_f} \right) \right] \right\} + \\ &\Delta t_i \left[-K_m \frac{1}{\tau_0} + e^{-\pi/(w\tau_f)} U_{\text{off}} \left(\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_f} \right) + \right. \\ &Aw \cos(wt_i)(1 + e^{-\pi/(w\tau_f)}) \left. \right] - \\ &U_{\text{off}}(1 + e^{-\pi/(w\tau_f)}) = 0. \end{aligned} \quad (21)$$

联立式 (20) 和 (21), 略去低次项, 化简可求得

$$\begin{aligned} \Delta t_i &= \\ &\frac{(1 + e^{-\pi/(w\tau_f)})(U_{\text{on}} - \\ &\frac{K_m}{\tau_0} + e^{-\pi/(w\tau_f)}(U_{\text{on}} - U_{\text{off}})\left(\frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_f}\right) -} \end{aligned}$$

$$\leftarrow \frac{U_{\text{off}}}{(1 + e^{-\pi/(w\tau_f)})Aw \cos(wt_i)}, \quad (22)$$

$$\sin(wt_i) =$$

$$\frac{U_{\text{on}}}{A} \left[1 - \frac{e^{-\pi/(w\tau_f)}}{1 + e^{-\pi/(w\tau_f)}} \left(\frac{K_f}{\tau_0} + \frac{1}{\tau_0} - \frac{1}{\tau_f} \right) \Delta t_i \right]. \quad (23)$$

根据文献[14],第 n 个脉冲一般发生在输入信号的幅值开始减小的时刻,将式(23)化简可得到如下公式:

$$U_{\text{on}} + \frac{(n-1)(U_{\text{on}} - U_{\text{off}})}{2} < A < U_{\text{on}} + \frac{n(U_{\text{on}} - U_{\text{off}})}{2}, \quad (24)$$

$$wt_n \leq \pi/2, \quad (25)$$

$$\Delta t_i \approx \frac{(U_{\text{on}} - U_{\text{off}}) \cdot \tau_0}{K_m}, \quad (26)$$

$$\sin(wt_i) \approx$$

$$\frac{U_{\text{on}}}{A} \left[1 - \frac{K_f}{\tau_0} \left\{ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^n \Delta t_k - \sum_{k=1}^{i-1} \Delta t_k \right\} \right]. \quad (27)$$

联立式(24)~(27),求得

$$n = \frac{2(A - U_{\text{off}})}{U_{\text{on}} - U_{\text{off}}}. \quad (28)$$

对式(28)取整数,可得到

$$t_i = \frac{1}{w} \sin^{-1} \left\{ \frac{1}{A} \left[U_{\text{on}} + \left(i - 1 - \frac{1}{2}n \right) (U_{\text{on}} - U_{\text{off}}) \right] \right\}. \quad (29)$$

结合式(26)~(29),可得到描述函数中的参数

$$\begin{cases} a_1 = \frac{2w\Delta t}{\pi} \sum_{i=1}^n \cos(wt_i), \\ b_1 = \frac{2w\Delta t}{\pi} \sum_{i=1}^n \sin(wt_i). \end{cases} \quad (30)$$

2 粒子群优化算法及其改进

粒子群优化(PSO)算法^[15]是一种先进的寻优算法,是一种对鸟类捕食行为进行模拟的群体智能算法。

对于基本粒子群算法,这里不再赘述,可参阅文献[12,14,16-19]。

在PSO算法中,惯性权重 w 是最重要的改进参数。常规的线性递减算法,虽然惯性权重随着迭代次数的增加而减小,但在这种策略下,尽管初期具有较快的收敛速度,但后期容易陷入局部最优,求解精度较低。

本文提出一种二次指数型的非线性的动态惯性权重方法,并引入粒子和全局最优点距离量,使得惯性权重不但随着迭代次数变化,同时每个粒子的惯性权重还与其距全局最优点的距离有关。其权重表达式如下:

$$w(t) = \frac{l_{\text{ig}} - l_{\text{min}}}{l_{\text{max}} - l_{\text{min}}} (w(0) -$$

$$w(n_t)) \exp \left(-k \times \left(\frac{t}{n_t} \right)^2 \right) + w(n_t). \quad (31)$$

其中: n_t 为算法执行迭代时间的最大步数; $w(0)$ 为初始惯性权重, $w(n_t)$ 为最终惯性权重,且满足 $w(0) > w(n_t)$; $w(t)$ 为 t 时刻的权重; k 为控制因子,用于确定迭代惯性权重下降的快慢, k 越小,迭代初期下降得越慢,但后期下降得比较快, k 越大,则迭代初期下降较快,但后期下降平缓; l_{ig} 为第 i 个粒子到最优粒子的距离, l_{max} 和 l_{min} 分别为预先设定的最大距离和最小距离参数。当 $l_{\text{ig}} > l_{\text{max}}$ 时, $w(t) = w(0)$;当 $l_{\text{ig}} < l_{\text{min}}$ 时, $w(t) = w(n_t)$;当 $l_{\text{min}} < l_{\text{ig}} < l_{\text{max}}$ 时, $w(t)$ 随着 l_{ig} 减小而减小,且单调,即当粒子距全局最优点的距离大时, l_{ig} 值大,保持大的惯性权重 $w(t)$,便于提高收敛速度和实现全局搜索,当 l_{ig} 较小时,可以进行局部精确寻优。

改进的粒子群算法的实现步骤如图3所示。

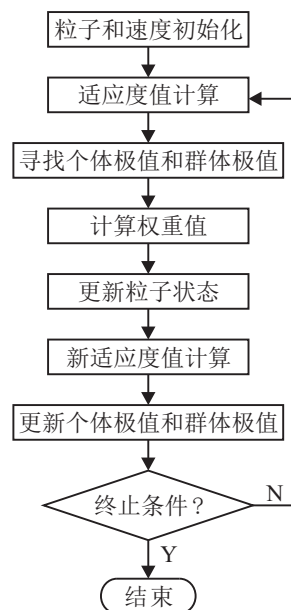


图3 改进PSO算法流程

3 基于改进粒子群算法的调制器仿真验证

参照文献[17]的思想,首先针对所提出的改进的PSO算法进行有效性测试,测试的非线性函数为

$$f(x) = \frac{\sin \sqrt{x^2 + y^2}}{\sqrt{x^2 + y^2}} + e^{(\cos(2\pi x) + \cos(2\pi y))/2} - 2.71289. \quad (32)$$

分析该测试函数可知,该函数有很多局部极大值点,而极限位置为(0,0),在(0,0)附近取得极大值。设计适应度函数为函数本身,适应度值为函数值。种群粒子数为20,每个粒子的维数为2,算法迭代次数设计为300次。因为PSO算法是一种随机进化寻优算法,每执行一次算法并不能确保一定能找到最优解,因此,本文在对算法进行验证时每个实验设置运

行 100 次, 将 100 次的平均值作为最终结果. 测试结果如表 1 所示.

表 1 算法结果对比

算法	最优值	平均值	陷入次优次数	接近最优次数
标准 PSO	1.005 4	0.970 8	23	77
改进 PSO	1.005 4	1.005 3	0	100

通过分析表 1 可知, 在将惯性权重设置为动态变化之后, 极大地提高了算法的局部寻优能力, 利于算法跳出局部最优解而求得最优解, 提高了算法的求解精度.

为验证改进的 PSR 调制器以及改进粒子群算法的有效性, 以高超音速飞行器为研究对象, 基于连续型姿态控制律进行仿真, 其姿态控制系统的结构如图 4 所示.

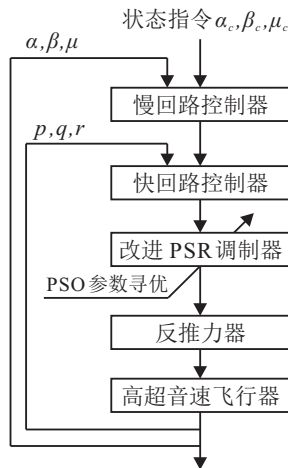


图 4 基于改进 PSO 算法的姿态控制系统结构

在再入飞行的过程中, 需进行大角度的姿态运动. 因此, 本文为了达到时间与燃料的平衡, 将减少调节时间与节约燃料二者加以综合考虑, 设计时间-燃料最优性能指标, 如下式所示:

$$J = \int_0^{t_f} (|u(t)| + \delta) dt. \quad (33)$$

其中: 如果 $\delta = 0$, 则表示不考虑时间的约束, 仅是燃料最优; 如果 δ 趋于无穷大, 则表示不考虑燃料的消耗, 只是追求时间的最短.

考虑再入飞行器的燃料消耗和指令的快速跟踪, 定义适应度函数如下:

$$f = F_{pro} + F_{punish}. \quad (34)$$

其中

$$F_{pro} = \frac{0.3}{m_fl_0 - m_fl} + \frac{0.3}{t_{r0} - t_r} + \frac{0.3}{t_{s0} - t_s} + \frac{0.1}{E_s - E_d}, \quad (35)$$

$$F_{punish} = 10 \times (m_fl > m_fl_min) + 10 \times (t_r > t_{r0}) + 10 \times (t_s > t_{s0}). \quad (36)$$

其中: m_fl_0 为总燃料量, m_fl 为实时燃料量, t_{r0} 为系统上升时间指标, t_r 为系统实时上升时间, t_{s0} 为系统的调节时间指标, t_s 为系统的实时调节时间, E_s 和 E_d 分别为调制器的饱和宽度和死区宽度. F_{punish} 是引入的最小剩余燃料消耗限制、上升时间以及调节时间限制的惩罚算子.

本文是对 5 个参数进行寻优, 取粒子长度为 $N = 5$, 群体域为

$$X = [K_m, U_{on}, U_{off}, \tau_0, \tau_f].$$

为快速获得优化结果, 对粒子进行约束, 设定每一维粒子的粒子范围如表 2 所示.

表 2 粒子搜索范围

参数	K_m	U_{on}	U_{off}	τ_0	τ_f
范围	1 ~ 10	0.3 ~ 0.9	0.1 ~ 0.25	0.1 ~ 2	10 ~ 20

取粒子群优化最大迭代次数为 100, 仿真时间为 30 s, 采样周期为 10 ms, 初始高度为 $H = 120$ km, 速度为 $V = 15$ Ma, 再入飞行器的质量为 $M = 63\,500$ kg, 初始的姿态角为 $\alpha_0 = 10^\circ, \beta_0 = 3^\circ, \mu_0 = 0^\circ$, 其他各量均为零, 主发动机关闭. 仿真仅验证脉冲调制器, 舵面不参与姿态控制. 为引入上升时间和调节时间, 取阶跃控制指令 $\alpha_c = 15^\circ, \beta = 0, \mu = 5^\circ$. 调节时间误差带取 $\pm 10\%$. 寻优实验设置运行 100 次, 优化后的调制器静态参数为

$$[K_m, U_{on}, U_{off}, \tau_0, \tau_f] = [3.12, 0.58, 0.22, 0.83, 17.71],$$

此时适应度函数值的变化如图 5 所示, 在进行迭代 40 次左右时适应度函数达到最优值.

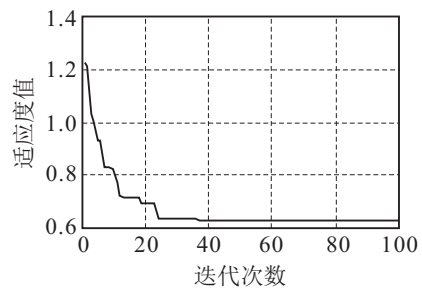


图 5 算法迭代次数

3 个姿态角和角速率的响应如图 6 所示. 由仿真曲线可以看出, 俯仰通道和偏航通道有轻微的震荡, 但超调数值较小, 滚转通道基本没有峰值超调.

3 个通道的反推力器开关序列如图 7 所示. 由图 7 可见, 脉冲调制器能很好地发挥脉冲调频调宽功能. 在控制的初始阶段, 姿态角偏差比较大, 为了达到快速性的效果, 脉冲调制器开关序列相对集中, 不断地控制相应的反推力器工作, 当飞行器的姿态角逐渐跟踪上控制指令时, 脉冲开关序列逐渐趋于分散, 以节省燃料, 并随着姿态角的稳定而逐渐达到稳定.

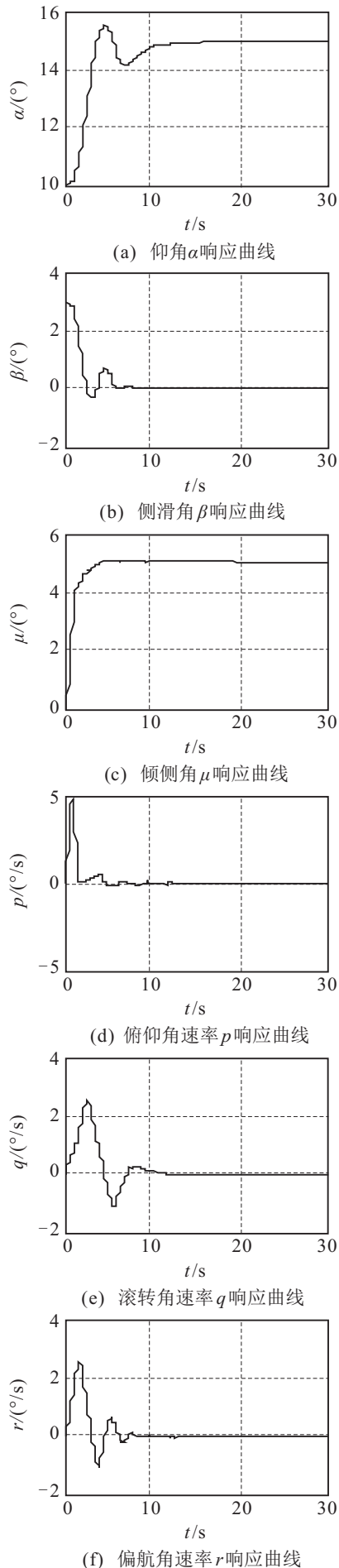


图 6 姿态角和姿态角速率响应曲线

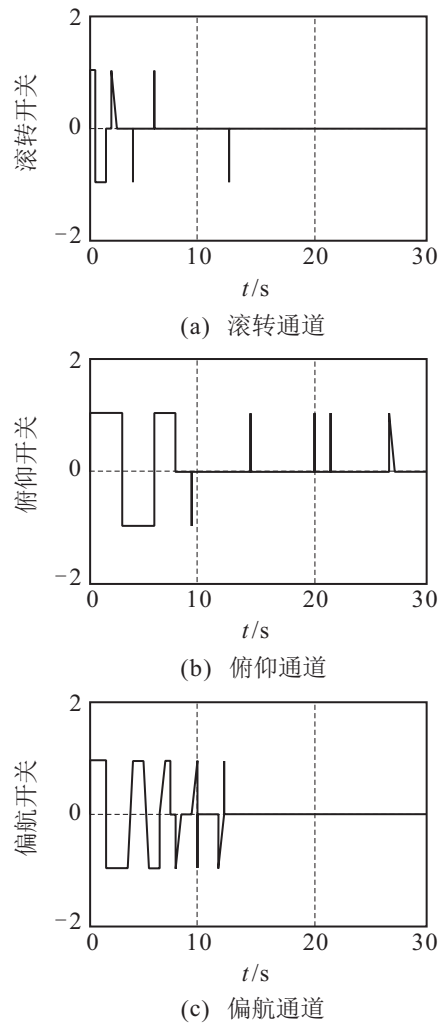


图 7 三通道反推力器开关序列

4 结 论

本文针对再入过程的脉冲调制器进行设计, 提出了一种双时间常数的伪速率调制器, 并分析了调制器基本原理, 给出了调制器脉冲时间和描述函数的计算方法. 针对调制器参数众多的问题, 运用粒子群智能算法对参数进行寻优, 提出了一种改进的粒子群优化算法. 将动态惯性权重设计为一种二次指数型函数, 并引入粒子和全局最优点距离量, 使得惯性权重不但随着迭代次数变化, 同时每个粒子的惯性权重还与其距全局最优点的距离有关; 之后为了综合时间最优和燃料最优两项指标, 将粒子群适应度函数设计成与时间和燃料的函数. 最后通过闭环仿真验证了所提出的改进的调制器结构和参数寻优算法的有效性.

参考文献(References)

[1] Doman D B, Gamble B J, Ngo A D. Quantized control allocation of reaction control jets and aerodynamic control surfaces[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 2009, 16(4): 13-24.

[2] 王清, 杨宝庆, 马克茂. 一种优化PWPF调节器在动能拦截器末制导中的应用研究[J]. 宇航学报, 2005, 26(5):

- 576-580.
(Wang Q, Yang B Q, Ma K M. PWPF optimizing design and its application research to terminal guidance of kinetic killing vehicle[J]. J of Astronautics, 2005, 26(5): 576-580.)
- [3] 周红建, 赵拥军, 吴瑞林. PWPF调节器在空间拦截器侧力控制中的应用[J]. 系统工程与电子技术, 1997(6): 9-12.
(Zhou H J, Zhao Y J, Wu R L. Application of PWPF modulator in space interceptor side force control[J]. Systems Engineering and Electronics, 1997(6): 9-12.)
- [4] 周宇, 黄一敏, 孙春贞. 基于脉宽调制的反作用控制系统技术[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(4): 446-450.
(Zhou Y, Huang Y M, Sun C Z. Control technology based on pulse width modulation of RCS[J]. Information and Electronic Engineering, 2012, 10(4): 446-450.)
- [5] 陆艳辉, 张曙光. 离散RCS的PWPF调制方式改进及混合控制逻辑设计[J]. 航空学报, 2012, 33(9): 1561-1570.
(Lu Y H, Zhang S G. An improvement on PWPF modulation of discrete RCS and design of the blended control logic[J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2012, 33(9): 1561-1570.)
- [6] Nicklas J C, Vivian H C. Derived-rate increment stabilization: Its application to attitude control problem[J]. J of Fluids Engineering, 1962, 84(1): 54-60.
- [7] Bong Wie, Carl T Plesciat. Attitude stabilization of flexible spacecraft during station-keeping maneuvers[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 1984, 7(4): 1-5.
- [8] Bong Wie, Barba P M. Quaternion feedback for spacecraft large-angle maneuver[J]. J of Guidance Control, and Dynamics, 1985, 8(3): 360-365.
- [9] Anthony T, Wie B, Carroll S. Pulse-modulated control synthesis for a flexible spacecraft[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 1990, 13(6): 1014-1021.
- [10] Krovel T D. Optimal tuning of PWPF modulator for attitude control[D]. Trondheim: Department of Engineering Cybernetics, Norway University of Science and Technology, 2005.
- [11] Afshin R, Krishna D K, Hekmat A. Particle swarm optimization applied to spacecraft reentry trajectory[J]. J of Guidance, Control, and Dynamics, 2013, 36(1): 307.
- [12] 冉茂鹏, 王青. 一种基于EPSO的航天器交会轨迹优化方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(9): 1195-1201.
(Ran M P, Wang Q. Spacecraft rendezvous trajectory optimization method based on EPSO[J]. J of Astronautics, 2013, 34(9): 1195-1201.)
- [13] 张新贵, 武小悦. 基于自适应粒子群算法的航天测控系统任务可靠性分配[J]. 航空动力学报, 2012, 27(9): 2147-2153.
(Zhang X G, Wu X Y. Mission reliability allocation of spaceflight TT&C system based on adaptive particle swarm optimization[J]. J of Aerospace Power, 2012, 27(9): 2147-2153.)
- [14] Gelb A, Vander Velde W S. Multiple-input describing functions and non-linear system design[M]. New York: McGraw-Hill, 1968: 52-55.
- [15] Eberhart R, Kennedy J. A new optimizer using particle swarm theory[C]. Proc of the 6th Int Symposium on Micro Machine and Human Science. Nagoya, 1995: 39-43.
- [16] 任子晖, 王坚. 加速收敛的粒子群优化算法[J]. 控制与决策, 2011, 26(2): 201-205.
(Ren Z H, Wang J. Accelerate convergence particle swarm optimization algorithm[J]. Control and Decision, 2011, 26(2): 201-205.)
- [17] Srinivas N, Deb K. Multi objective optimization using nondominated sorting in genetic algorithms[J]. Evolutionary Computation, 1995, 2(3): 221-248.
- [18] 邢科义, 康苗苗, 郜振鑫. 柔性制造系统的改进粒子群无死锁调度算法[J]. 控制与决策, 2014, 29(8): 1345-1353.
(Xing K Y, Kang M M, Gao Z X. Deadlock-free modified particle swarm optimization scheduling algorithm for flexible manufacturing systems[J]. Control and Decision, 2014, 29(8): 1345-1353.)
- [19] 黄芳, 樊晓平. 基于岛屿群体模型的并行粒子群优化算法[J]. 控制与决策, 2006, 21(2): 175-179.
(Huang F, Fan X P. Parallel particle swarm optimization algorithm with island population model[J]. Control and Decision, 2006, 21(2): 175-179.)
- [20] Zhou Feng-qi, He Guang-yu, Zhou Jun, et al. Coupling analysis and robust controller design based on direct force/aerodynamic controlled re-entry aircraft[J]. Fire Control & Command Control, 2010, 35(7): 66-69.
- [21] Pablo A S, Ricardo S S P. Thruster design for position/attitude control of spacecraft[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(4): 1172-1179.
- [22] Pablo A Servidia, Sánchez Peñ, Ricardo. Spacecraft thruster control allocation problems[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2005, 50(2): 245-249.
- [23] Li J H, Lee P M. A neural network adaptive controller design for free-pitch-angle diving behavior of an autonomous underwater vehicle[J]. Robotics and Autonomous Systems, 2005, 52(3): 132-144.