

基于动态输出反馈控制的主动队列管理算法

葛 龙^{1,2}, 孙金生¹, 王执铨¹

(1. 南京理工大学自动化学院, 江苏南京 210094; 2. 常熟市科学技术局, 江苏常熟 215500)

摘 要: 针对网络拥塞控制的不确定时滞特性, 提出了一种基于动态输出反馈控制(DOFC)的主动队列管理(AQM)算法. 建立了 TCP/AQM 系统的时滞有界模型, 给出了判定闭环 AQM 系统稳定的充分性条件, 以及基于线性矩阵不等式的动态输出反馈控制器参数设计方法. 仿真结果表明, 该算法在大时滞的网络环境中, 能迅速地将队列长度收敛到目标长度附近, 且在特征参数变化的网络环境中具有较强的鲁棒性.

关键词: 网络拥塞控制; 主动队列管理; 时滞系统; 动态输出反馈

中图分类号: TP393 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 12-2816-06

Active Queue Management Algorithm Based on Dynamic Output Feedback Control

GE Long^{1,2}, SUN Jin-sheng¹, WANG Zhi-quan¹

(1. School of Automation, Nanjing University of Science and Technology, Nanjing, Jiangsu 210094, China;

2. Changshu Science and Technology Bureau, Changshu, Jiangsu 215500, China)

Abstract: Considering the uncertain time-delay characteristic of network congestion control, a novel Active Queue Management (AQM) algorithm based on Dynamic Output Feedback Control (DOFC) is proposed. The model of TCP/AQM is converted into a linear system with bounded time-delay, sufficient condition to judge the stability of the closed-loop system is deduced, and approach to design the parameter of DOFC based on linear matrix inequality is recommended. Simulation results show that the proposed algorithm is able to stabilize the queue length to the target value quickly in condition that network configuration parameters are large delay, and is more robust in dynamic network environment with uncertain characteristic parameters.

Key words: network congestion control; active queue management; time-delay systems; dynamic output feedback

1 引言

随着 Internet 网络规模的急剧膨胀, 网络拥塞问题日益严重, 特别是大量多媒体实时业务的广泛应用对服务质量的要求越来越高^[1], 在网络中实施拥塞控制就显得尤其重要. 主动队列管理(Active Queue Management, AQM)策略对降低丢包率, 提高链路利用率, 减少排队时延, 抑制速率振荡等方面发挥了重要作用, 是目前解决网络拥塞问题的重要手段之一.

随机早期检测(Random Early Detection, RED)算法是最早提出的 AQM 算法, 通过监测队列长度来探测拥塞, 发现拥塞逼近时就随机地选择分组进行丢弃, 从而通知源端减小拥塞窗口, 降低发送速率, 从而缓解网络拥塞, 但是其参数设置问题一直没有得到有效解决. 就本质而言, 网络拥塞控制模型可以看作是一个反馈控制系统, 故从控制理论的角度来研究网络拥塞控制可以得到较

有效的结果^[2,3]. 如基于 PI^[2], PD^[3], PID 控制的主动队列管理算法, 在固定网络参数的前提下给出了控制器参数的设计方法. 其主要思想是在 AQM 算法中加入比例、微分、积分等环节以缩短响应时间, 提高稳态精度, 把队列长度控制在目标长度附近. 大多数 AQM 算法是在小时延网络下设计的, 在忽略时延的情况下, 这些算法能够获得很好的稳定性和瞬态响应性能, 但是当时延增大时, 系统的稳定性则受到很大的影响^[4]. 由于网络流量具有突发性和时变性, 导致网络模型参数的不确定性, 在实际情况下, 时延尤其是大的不确定时延确实能导致 AQM 系统的不稳定. 随着时滞系统稳定性分析和鲁棒控制理论的发展, 将时滞系统控制方法应用于网络拥塞控制中, 可望建立基于严格理论推导基础上的控制算法. 如 SFC^[5]和 KSFC^[6]通过求解线性矩阵不等式的方法得到了 AQM 系统的状态反馈控制率, 但是由于需要获取系统状态向量(含 TCP 拥塞窗口尺寸), 给系统增加了

额外的负担,实际使用中难以实现. SOFC^[7]通过对时滞系统稳定性分析给出了 AQM 系统的静态输出反馈控制率,但是当网络参数(如往返时间)变化范围较大时,该控制算法的性能并不能令人满意.

针对以上问题,本文推导了 TCP/AQM 系统的时滞有界模型,对闭环系统的稳定性进行了研究,提出了一种基于动态输出反馈控制的主动队列管理算法,给出了判定闭环 AQM 系统稳定的时滞上限条件,以及动态输出反馈控制器的参数设计方法. 该算法实现相对简单,在大时滞网络条件下的仿真表明,该算法能迅速地将队列长度收敛到目标长度附近,其队列长度、丢弃概率和链路利用率等指标均优于上述算法^[6,7].

2 TCP/AQM 系统模型

2.1 TCP/AQM 的动态模型

在分析连续数据流和随机微分方程的基础上,文献[8]建立了 TCP/AQM 的动态模型. 此模型的简化形式描述为

$$\begin{cases} \dot{W}(t) = \frac{1}{R(t)} - \frac{W(t)W(t-R(t))}{2R(t-R(t))}p(t-R(t)) \\ \dot{q}(t) = \frac{N(t)}{R(t)}W(t) - C(t) \end{cases} \quad (1)$$

其中 $W(t)$ 表示拥塞窗口尺寸, $q(t)$ 表示路由器缓存中的队列长度, $p(t)$ 表示路由器中使用 AQM 算法时分组丢弃的概率, $N(t)$ 表示 TCP 会话数, $C(t)$ 表示链路容量, $R(t)$ 表示往返时间 ($R(t) = q(t)/C(t) + T_p$), $C(t)$ 表示链路容量, T_p 表示传播时延).

假定 $N(t) \equiv N$, $C(t) \equiv C$, 定义工作点 (W_0, q_0, p_0) 为 $\dot{W}(t) = 0, \dot{q}(t) = 0$, 即 $W_0 = R_0 C/N, p_0 = 2/W_0^2, R_0 = q_0/C + T_p$. 将非线性微分方程在工作点附近线性化,得线性微分方程

$$\begin{cases} \delta \dot{W}(t) = -\frac{N}{R_0^2 C}(\delta W(t) + \delta W(t-R_0)) - \frac{1}{R_0^2 C}(\delta q(t) - \delta q(t-R_0)) - \frac{R_0 C^2}{2N^2} \delta p(t-R_0) \\ \delta \dot{q}(t) = \frac{N}{R_0} \delta W(t) - \frac{1}{R_0} \delta q(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中 $\delta W(t) = W(t) - W_0, \delta q(t) = q(t) - q_0, \delta p(t) = p(t) - p_0$. 其状态空间描述为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{A}_d\mathbf{x}(t-r) + \mathbf{B}u(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{A}_c\mathbf{x}(t) \\ \mathbf{x}(t) &= \boldsymbol{\varphi}(t), t \in [-r^*, 0] \end{aligned} \quad (3)$$

其中状态向量 $\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \delta W(t) \\ \delta q(t) \end{bmatrix}$, 输出 $\mathbf{y}(t) = \delta q(t)$, 控制输入 $u(t) = \delta p(t-r)$, 时延 $r = R_0, \mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix}$,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{N}{R_0^2 C} & -\frac{1}{R_0^2 C} \\ \frac{N}{R_0} & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_d = \begin{bmatrix} -\frac{N}{R_0^2 C} & \frac{1}{R_0^2 C} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -\frac{R_0 C^2}{2N^2} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

2.2 TCP/AQM 的时滞有界模型

在 AQM 系统中,由于信号的传输、排队、处理等必然导致时延,而且随着网络环境的变化,时延也会不断变化. 对于系统式(3),常用的控制器为状态反馈控制器(State Feedback Control, SFC),形式如 $\mathbf{u}(t) = \mathbf{K}\mathbf{x}(t)$. 由于 AQM 系统中的状态向量 $\mathbf{x}(t) = [\delta W(t) \ \delta q(t)]^T$, 在实际网络的路由器中可以方便地获得队列长度 $q(t)$,而难以获得拥塞窗口尺寸 $W(t)$,所以选取 AQM 系统的输出为 $\mathbf{y}(t) = \delta q(t)$,下面考虑采用一种动态输出反馈控制器(Dynamic Output Feedback Control, DOFC).

设计全维动态输出反馈控制器

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{K}_{11}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}_{12}\mathbf{y}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{K}_{21}\tilde{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{K}_{22}\mathbf{y}(t) \end{aligned} \quad (4)$$

使得对于 $r \in [0, r^*]$ (因为网络的超时重传机制,所以存在时滞上限 r^* , 即 RTO), 系统式(5)是稳定的.

$$\dot{\bar{\mathbf{x}}}(t) = \bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{x}}(t) + \bar{\mathbf{A}}_d\bar{\mathbf{x}}(t-r) \quad (5)$$

其中

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{x}}(t) &= \begin{bmatrix} \mathbf{x}(t) \\ \tilde{\mathbf{x}}(t) \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} + \mathbf{B}\mathbf{K}_{22}\mathbf{A}_c & \mathbf{B}\mathbf{K}_{21} \\ \mathbf{K}_{12}\mathbf{A}_c & \mathbf{K}_{11} \end{bmatrix}, \bar{\mathbf{A}}_d = \mathbf{J}\mathbf{A}_d, \\ \mathbf{J} &= \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

由于 $\bar{\mathbf{x}}(t) - \bar{\mathbf{x}}(t-r) = \int_{t-r}^t \dot{\bar{\mathbf{x}}}(\tau) d\tau$, 系统式(5)可

变换为

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\mathbf{x}}}(t) &= (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{A}}_d)\bar{\mathbf{x}}(t) - (\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{A}}_d + \mathbf{M})\boldsymbol{\eta}_t(-r) \\ &\quad - N \int_{t-r}^t [(\bar{\mathbf{A}} + \bar{\mathbf{A}}_d)\bar{\mathbf{x}}(\tau) - \bar{\mathbf{A}}_d\boldsymbol{\eta}_\tau(-r)] d\tau \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\boldsymbol{\eta}_t(\tau) = \bar{\mathbf{x}}_t(0) - \bar{\mathbf{x}}_t(\tau)$, $\tau \in [-r, 0]$, 矩阵 $\mathbf{M}$ 和 N 满足

$$\mathbf{M} + \mathbf{N} + \bar{\mathbf{A}} = \mathbf{0} \quad (7)$$

3 动态输出反馈控制器设计

3.1 AQM 系统稳定性判别

引理 1^[9] 给定向量 $\mathbf{a}, \mathbf{b} \in \mathbf{R}^n$, 正定对称矩阵 $\mathbf{P} \in \mathbf{R}^{n \times n}$, 则有 $-2\mathbf{a}^T \mathbf{b} \leq \mathbf{a}^T \mathbf{P} \mathbf{a} + \mathbf{b}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{b}$.

定理 1 考虑由 AQM 系统式(3)及全维动态输出反馈控制器式(4)构成的闭环系统式(5), 如果存在正定对称矩阵 $\mathbf{P}, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3 \in \mathbf{R}^{4 \times 4}, \mathbf{S}_4 \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$, 满足不等式

(8), 则对于任意 $r \in [0, r^*]$, 系统式(5)是稳定的.

$$\begin{aligned} & (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P + P(\bar{A} + \bar{A}_d) + P(\bar{A} + \bar{A}_d) S_1^{-1} (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P \\ & + PMS_2^{-1} M^T P + r^* (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) \\ & + r^* PMS_3^{-1} N^T P + r^* PNJS_4^{-1} J^T N^T P < 0 \end{aligned} \quad (8)$$

证明 仿照文献[10]的证明方法, 构造 Lyapunov-Krasovskii 泛函

$$V(\bar{x}) = V_1(\bar{x}) + V_2(\bar{x}) + V_3(\bar{x}) + V_4(\bar{x}) \quad (9)$$

其中

$$V_1(\bar{x}) = \bar{x}^T(t) P \bar{x}(t),$$

$$V_2(\bar{x}) = \int_{-r}^0 \eta_i^T(\tau) (S_1 + S_2 + r^* \bar{A}_d^T S_4 \bar{A}_d) \eta_i(\tau) d\tau,$$

$$V_3(\bar{x}) = \int_{-r}^0 \int_{t+\theta}^t \bar{x}^T(\tau) (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(\tau) d\tau d\theta,$$

$$V_4(\bar{x}) = \int_{-r}^0 \int_{t+\theta}^t \eta_\tau^T(-r) \bar{A}^T S_4 \bar{A}_d \eta_\tau(-r) d\tau d\theta.$$

$V_1(\bar{x})$ 沿着系统式(6)解轨迹的导数为

$$\begin{aligned} \dot{V}_1(\bar{x}) &= 2\bar{x}^T(t) P [(\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(t) - (\bar{A} + \bar{A}_d + M) \eta_i(-r)] \\ &+ 2\bar{x}^T(t) P N \int_{t-r}^t [(\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(\tau) - \bar{A}_d \eta_\tau(-r)] d\tau \\ &= \bar{x}^T(t) [(\bar{A} + \bar{A}_d)^T P + P(\bar{A} + \bar{A}_d)] \bar{x}(t) \\ &+ \dot{V}_{11}(\bar{x}) + \dot{V}_{12}(\bar{x}) + \dot{V}_{13}(\bar{x}) + \dot{V}_{14}(\bar{x}) \end{aligned} \quad (10)$$

由引理 1, 可知

$$\begin{aligned} \dot{V}_{11}(\bar{x}) &= -2\bar{x}^T(t) P(\bar{A} + \bar{A}_d) \eta_i(-r) \\ &\leq \eta_i^T(-r) S_1 \eta_i(-r) + \bar{x}^T(t) P(\bar{A} + \bar{A}_d) \\ &\quad \cdot S_1^{-1} (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P \bar{x}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{12}(\bar{x}) &= -2\bar{x}^T(t) P M \eta_i(-r) \\ &\leq \eta_i^T(-r) S_2 \eta_i(-r) + \bar{x}^T(t) PMS_2^{-1} M^T P \bar{x}(t) \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{13}(\bar{x}) &= -2 \int_{t-r}^t \bar{x}^T(\tau) P N (\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(\tau) d\tau \\ &\leq r^* \bar{x}^T(t) PMS_3^{-1} N^T P \bar{x}(t) \\ &\quad + \int_{-r}^0 \bar{x}^T(t+\tau) (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(t+\tau) d\tau \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{14}(\bar{x}) &= 2 \int_{t-r}^t \bar{x}^T(t) P N \bar{A}_d \eta_\tau(-r) d\tau \\ &\leq r^* \bar{x}^T(t) P NJS_4^{-1} J^T N^T P \bar{x}(t) \\ &\quad + \int_{-r}^0 \eta_\tau^T(\tau-r) \bar{A}_d^T S_4 \bar{A}_d \eta_\tau(\tau-r) d\tau \end{aligned} \quad (14)$$

由式 $\eta_i(0) = 0 (t \geq 0)$ 可知, 泛函(9)中其余各项的导数分别为

$$\dot{V}_2(\bar{x}) = -\eta_i^T(-r) (S_1 + S_2 + r^* \bar{A}_d^T S_4 \bar{A}_d) \eta_i(-r) \quad (15)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_3(\bar{x}) &= r \bar{x}^T(t) (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(t) \\ &\quad - \int_{-r}^0 \bar{x}^T(t+\tau) (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(t+\tau) d\tau \end{aligned} \quad (16)$$

$$\dot{V}_4(\bar{x}) = r \eta_i^T(-r) \bar{A}_d^T S_4 \bar{A}_d \eta_i(-r)$$

$$- \int_{-r}^0 \eta_i^T(\tau-r) \bar{A}_d^T S_4 \bar{A}_d \eta_i(\tau-r) d\tau \quad (17)$$

结合式(10)~(17)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(\bar{x}) &\leq \bar{x}^T(t) [(\bar{A} + \bar{A}_d)^T P + P(\bar{A} + \bar{A}_d) \\ &\quad + P(\bar{A} + \bar{A}_d) S_1^{-1} (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P + PMS_2^{-1} M^T P \\ &\quad + r^* (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) + r^* PMS_3^{-1} N^T P \\ &\quad + r^* P NJS_4^{-1} J^T N^T P] \bar{x}(t) < 0 \end{aligned} \quad (18)$$

证毕.

3.2 AQM 控制器参数设计

定理 2 考虑由 AQM 系统式(3)及全维动态输出反馈控制器式(4)构成的闭环系统式(5), 如果存在正定对称矩阵 $\hat{S}_1 \in R^{4 \times 4}$, $\hat{S}_2, S_4, X, Y \in R^{2 \times 2}$, 以及适当维矩阵 R, U, V, W , 满足线性矩阵不等式(19)和(20), 则系统式(5)是稳定的, 且动态输出反馈控制器参数由式(21)给出.

$$\begin{bmatrix} \Gamma_1^T + \Gamma_1 & \Gamma_1 & \Gamma_2 & \Gamma_1^T & \Gamma_1 & \Gamma_3 \\ * & -\hat{S}_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -\hat{S}_2 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -(r^*)^{-1} \hat{Q} & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -(r^*)^{-1} \hat{Q} & 0 \\ * & * & * & * & * & -(r^*)^{-1} S_4 \end{bmatrix} < 0 \quad (19)$$

$$\hat{Q} = \begin{bmatrix} X & I_2 \\ I_2 & Y \end{bmatrix} > 0 \quad (20)$$

$$\begin{bmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_4 & BW - Y^{-1} V \\ (-WA_c X + U) Z^{-1} & W \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中

$$\Gamma_1 = \begin{bmatrix} (A + A_d)X + BU & A + A_d + BWA_c \\ R & Y(A + A_d) + VA_c \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_2 = \begin{bmatrix} A_d \\ YA_d \end{bmatrix}, \Gamma_3 = \begin{bmatrix} A + A_d + BWA_c \\ Y(A + A_d) + VA_c \end{bmatrix},$$

$$\Gamma_4 = (-BWA_c X + BU + Y^{-1} VA_c X - Y^{-1} R + (A + A_d)X) Z^{-1},$$

$$Z = X - Y^{-1}.$$

证明 为求解使得系统式(5)稳定的动态输出反馈控制器参数, 设 $M = \bar{A}_d$, $N = -(\bar{A} + \bar{A}_d)$, 则系统式(6)可表示为

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}(t) &= (\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(t) - (\bar{A} + 2\bar{A}_d) \eta_i(-r) \\ &\quad + (\bar{A} + \bar{A}_d) \int_{t-r}^t [(\bar{A} + \bar{A}_d) \bar{x}(\tau) - \bar{A}_d \eta_\tau(-r)] d\tau \end{aligned} \quad (22)$$

将参数化控制器式(21)代入系统式(6)的系数矩阵得

$$\bar{A} + \bar{A}_d = \begin{bmatrix} (A + A_d) + BWA_c & (-BWA_c X + BU) Z^{-1} \\ BWA_c - Y^{-1} VA_c & \Gamma_4 \end{bmatrix} \quad (23)$$

设 $S_2 = \text{diag}\{\hat{S}_2 \quad S_{22}\}$, $\hat{S}_2, S_{22} \in \mathbf{R}^{2 \times 2}$, 则不等式(8)可转化为

$$\begin{aligned} & (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P + P(\bar{A} + \bar{A}_d) + P(\bar{A} + \bar{A}_d) S_1^{-1} (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P \\ & + P J A_d \hat{S}_2^{-1} A_d^T J^T P + r^* (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 (\bar{A} + \bar{A}_d) \\ & + r^* P(\bar{A} + \bar{A}_d) S_3^{-1} (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P \\ & + r^* P(\bar{A} + \bar{A}_d) J S_4^{-1} J^T (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P < 0 \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} (\bar{A} + \bar{A}_d)^T P + P(\bar{A} + \bar{A}_d) & P(\bar{A} + \bar{A}_d) & P J A_d & (\bar{A} + \bar{A}_d)^T S_3 & P(\bar{A} + \bar{A}_d) & P(\bar{A} + \bar{A}_d) J \\ * & -S_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -\hat{S}_2 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -(r^*)^{-1} S_3 & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -(r^*)^{-1} S_3 & 0 \\ * & * & * & * & * & -(r^*)^{-1} S_4 \end{bmatrix} < 0 \quad (25)$$

$$\begin{bmatrix} L^T Q(\bar{A} + \bar{A}_d)^T + (\bar{A} + \bar{A}_d) Q L & L^T(\bar{A} + \bar{A}_d) Q L & L^T J A_d & L^T Q(\bar{A} + \bar{A}_d)^T L & L^T(\bar{A} + \bar{A}_d) Q L & L^T(\bar{A} + \bar{A}_d) J \\ * & -L^T Q S_1 Q L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & * & -\hat{S} & 0 & 0 & 0 \\ * & * & * & -(r^*)^{-1} L^T Q L & 0 & 0 \\ * & * & * & * & -(r^*)^{-1} L^T Q L & 0 \\ * & * & * & * & * & -(r^*)^{-1} S_4 \end{bmatrix} < 0 \quad (26)$$

将系数矩阵式(23)代入式(26), 逐项计算可得 $L^T(\bar{A} + \bar{A}_d) Q L = \Gamma_1$, $L^T J A_d = \Gamma_2$, $L^T(\bar{A} + \bar{A}_d) J = \Gamma_3$.

设 $\hat{S}_1 = L^T Q S_1 Q L$, 可知式(26)等价于式(19). 另外, 由 $L^T Q L = \hat{Q}$, 可知 Q 的正定性等价于 $\hat{Q}$ 的正定性, 即式(20)成立. 因此, 系统式(5)稳定的充分条件为式(19)与(20)成立.

证毕.

4 数值仿真

4.1 数值算例

由式(4)可知, 动态输出反馈控制器 DOFC 的传递函数为

$$G_{\text{DOFC}}(s) = \frac{U(s)}{Y(s)} = K_{21}(sI_2 - K_{11})^{-1} K_{12} + K_{22} \quad (27)$$

设网络参数 $N = 60$, $C = 3750$ packets/s (即 15Mbps), $R_0 \leq 0.4$ s, 利用 Matlab 中的 LMI 工具箱求解线性矩阵不等式(19)和(20), 并将结果代入式(21)和(27), 从而得到

$$G_{\text{DOFC}}(s) = \frac{-3.275 \times 10^{-6} s^2 - 5.336 \times 10^{-6} s + 9.397 \times 10^{-8}}{s^2 + 1.893 s + 1.073} \quad (28)$$

设定采样频率为 $f = 160$ Hz, 采用双线性变换得到 Z 域中的传递函数

$$G_{\text{DOFC}}(z) = \frac{-3.272 \times 10^{-6} z^2 + 6.511 \times 10^{-6} z - 3.239 \times 10^{-6}}{z^2 - 1.988 z + 0.988} \quad (29)$$

根据 Schur 补引理, 式(24)等价于式(25).

令 $S_3 = P$, $Q = P^{-1} = \begin{bmatrix} X & Z \\ Z & Y \end{bmatrix}$, $L = \begin{bmatrix} I_2 & Y \\ 0 & -Y \end{bmatrix}$, 并设变换矩阵 $T_1 = \text{diag}\{Q \quad Q \quad I_2 \quad Q \quad Q \quad I_2\}$, $T_2 = \text{diag}\{L \quad L \quad I_2 \quad L \quad L \quad I_2\}$, 将式(25)左右分别乘以 T_1^T 和 T_1 , 在参数化控制器式(21)条件下, 再左右分别乘以 T_2^T 和 T_2 , 则式(25)等价于式(26).

离散化的动态输出反馈控制率为

$$\begin{aligned} \delta p(k) = & f_1 \delta q(k) + f_2 \delta q(k-1) + f_3 \delta q(k-2) \\ & + f_4 \delta p(k-1) + f_5 \delta p(k-2) \end{aligned} \quad (30)$$

其中 $f_1 = -3.272 \times 10^{-6}$, $f_2 = 6.511 \times 10^{-6}$, $f_3 = -3.239 \times 10^{-6}$, $f_4 = 1.988$, $f_5 = -0.988$.

基于动态输出反馈控制的 AQM 算法, 可以表示为在每个采样周期 $T = 1/f$ 内, 处理以下事件.

(1) 采样当前队列长度 $q(k)$, 并计算队列长度增量 $\delta q(k) = q(k) - q_0$.

(2) 根据式(30)计算当前控制率 $\delta p(k)$, 并按照概率 $p(k) = p_0 + \delta p(k)$ 对分组进行随机丢弃.

(3) 更新数据, $\delta q(k-2) = \delta q(k-1)$, $\delta q(k-1) = \delta q(k)$, $\delta p(k-2) = \delta p(k-1)$, $\delta p(k-1) = \delta p(k)$.

该算法在实现过程中, 仅需保存最近的三个队列长度增量 $\delta q(k)$, $\delta q(k-1)$, $\delta q(k-2)$, 最近的三个丢弃概率增量 $\delta p(k)$, $\delta p(k-1)$, $\delta p(k-2)$, 和五个控制器参数 f_i ($i = 1, \dots, 5$), 足见该算法的实现较简单.

4.2 仿真研究

为了验证所提 AQM 算法 DOFC 在网络中的性能, 采用网络仿真器 NS2 对图 1 所示的网络进行仿真分析. 源端为 60 个持久性 FTP, 源端与路由器 A、接收端与路由器 C 之间的链路容量均为 10Mbps, 路由器 B 与路由器 C 之间的链路容量为 45Mbps, 时延均为 10ms, 路由器 A 与 B 之间为瓶颈链路, 容量为 15Mbps, 时延为 20ms,

网络的往返时间至少为 100ms. 分组长度 500bytes, 缓存区大小 1000packets, 目标队列长度 300packets, 仿真持续运行 200s.

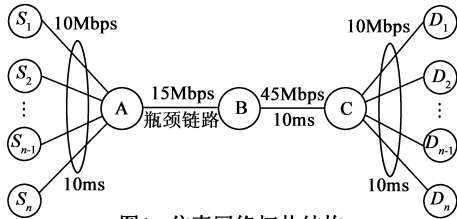


图1 仿真网络拓扑结构

瓶颈路由器 A 中分别使用 KSFC、SOFC 和本文提出的动态输出反馈控制器 DOFC, 其它路由器中均使用 DropTail 算法. 由文献[6, 7]可得 KSFC 和 SOFC 的控制率分别为:

$$K_{KSFC} = [0.2393 \quad 4.2736],$$
$$K_{SOFC} = [3.6989 \times 10^{-6} \quad -3.6958 \times 10^{-6}],$$

DOFC 采用数值算例中的控制器参数, 其它仿真参数采用默认值.

仿真结果如图 2 所示, 其中图 2(a) 与图 2(b) 分别表示 KSFC 和 SOFC 作用下的

表 1 队列长度均值与标准差比较

	KSFC	SOFC	DOFC
均值	316.93	278.59	295.84
标准差	58.35	46.82	22.71

队列长度, 图 2(c) 表示 DOFC 作用下的队列长度. 暂态过程比较, DOFC 作用下队列收敛到目标队列长度的时间最短, 即响应速度最快. 稳态过程比较, 计算仿真结束前 100s 的队列长度均值和标准差, 结果如表 1 所示, DOFC 作用下的队列长度均值为 295.84, 最接近目标值 300, 且在三种算法中具有最小的标准差, 即稳态波动最小.

仿真对比分析变化时延网络环境下的算法性能. 改变图 1 中瓶颈链路时延大小, 使整个网络的往返时间从 0.1s 到 0.4s 连续变化, 而保持其它参数不变. 对比三种控制算法作用下的丢包率和链路利用率指标, 结果如图 3 所示. 图 3(a) 表明时延变化情况下,

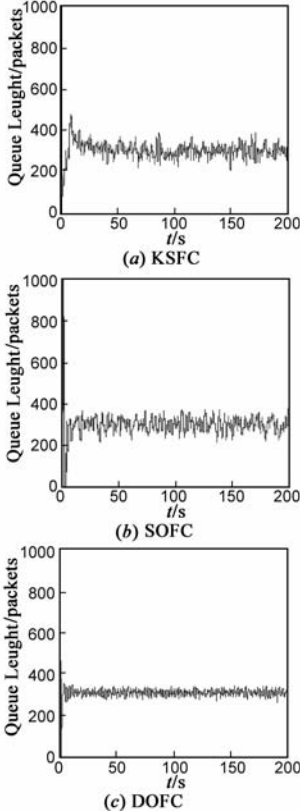


图2 三种算法控制队列长度比较

DOFC 作用下的丢包率始终比 KSFC 和 SOFC 作用下的丢包率要小. 图 3(b) 表明 SOFC 作用下的链路利用率指标较其它两种算法都高. 这说明本文提出的 DOFC 算法在变化时延的网络中, 性能优于另外两种算法, 对时延变化具有较强的适应性.

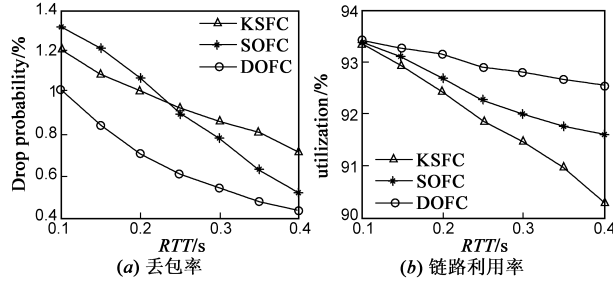


图3 时延变化网络环境下三种算法性能比较

仿真分析不确定参数网络环境下的算法鲁棒性. 改变图 1 所示的网络配置, DOFC 算法作用下的队列长度如图 4 所示. 图 4(a) 为改变瓶颈链路的时延, 使整个网络的往返时间在 0.1s ~ 0.2s 之间变化. 图 4(b) 为在仿真开始 80s 后, 新加入 20 个 FTP 源, 持续发送数据, 40s 后停止. 图 4(c) 为在仿真开始 80s 后, 新加入一个 HTTP 源, 发送 UDP 干扰数据, 链路容量 1Mbps, 40s 后停止. 由图 4 可知, 当网络特征参数发生变化时, 该算法依然发挥较好的控制效果, 说明该算法能适应一定程度的网络环境变化, 具有良好的鲁棒性能.

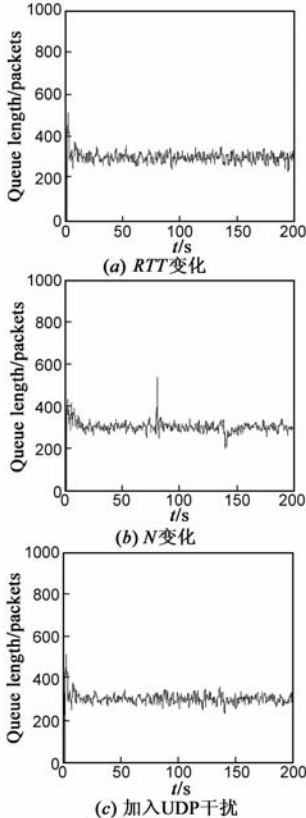


图4 变化网络环境下算法的鲁棒特性

5 结论

近年来, 基于控制理论的 AQM 算法相继被提出, 特别是基于鲁棒控制理论的算法设计已成为研究热点. 本文在对经典网络动态模型线性化的基础上, 给出了时延有界的 TCP/AQM 系统模型, 推导了判定闭环 AQM 系统稳定的充分性条件, 设计了基于线性矩阵不等式求解的动态输出反馈控制器参数, 并通过 NS2 仿真对

比试验,验证了该算法在大时延网络环境下具有较好的暂态性能和稳态性能,对变化的网络时延和不确定的网络特征参数具有较强的鲁棒性。

参考文献:

- [1] 蒋翊,吴春明,姜明.一种拥塞感知的 TFRC 协议慢启动算法[J].电子学报,2009,37(5):1025 – 1029.
JIANG Yi, WU Chun-ming, JIANG Ming. A congestion aware slow-start algorithm for TFRC protocol[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(5): 1025 – 1029. (in Chinese)
- [2] Holot C V, Misra V, Towsley D, et al. Analysis and design of controllers for AQM routers supporting TCP flows[J]. IEEE Trans on Automatic Control, 2002, 47(6): 945 – 959.
- [3] Sun J, Chen G, Ko K T, et al. PD-Controller: A new active queue management scheme[A]. Proc of IEEE GLOBECOM 2003[C]. San Francisco, USA: IEEE Press, 2003. 3103 – 3107.
- [4] 陆锦军,王执铨.基于粒子群优化的网络拥塞控制新算法[J].电子学报,2007,35(8):1446 – 1451.
LU Jin-jun, WANG Zhi-quan. A new network congestion control algorithm based on particle swarm optimization[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(8): 1446 – 1451. (in Chinese)
- [5] Gao Y, Hou J C. A state feedback control approach to stabilizing queue for ECN-enabled TCP connections[A]. Proc of IEEE INFOCOM 2003[C]. San Francisco, USA: IEEE Press, 2003. 2301 – 2311.
- [6] Zhu R, Yang B, Wang W. LMI-based state feedback control for AQM router supporting TCP with ECN[A]. Proc of 6th WCI-CA[C]. Dalian, China: IEEE Press, 2006. 1123 – 1126.
- [7] 杨歆豪,王执铨.基于静态输出反馈控制器的主动队列管理[J].信息与控制,2008,37(6):709 – 715.
YANG Xin-hao, WANG Zhi-quan. Active queue management based on static output feedback controller[J]. Information and Control, 2008, 37(6): 709 – 715. (in Chinese)
- [8] Misra V, Gong W, Towsley D. Fluid-based analysis of a network of AQM routers supporting TCP flows with an application

to RED[A]. Proc of SIGCOMM 2000[C]. Stockholm, USA: ACM Press, 2000. 386 – 399.

- [9] Moon Y S, Park P, Kwon W H, et al. Delay-dependent robust stabilization of uncertain state-delayed systems[J]. International Journal of Control, 2001, 74(14): 1447 – 1455.
- [10] 钱伟,沈国江,孙优贤.基于 LMI 的线性时滞系统输出动态反馈镇定[J].控制与决策,2008,23(5):546 – 550.
QIAN Wei, SHEN Guo-jiang, SUN You-xian. LMI-based output dynamical feedback stabilization for linear time-delay systems[J]. Control and Decision, 2008, 23(5): 546 – 550. (in Chinese)

作者简介:



葛 龙 男,1981 年出生于吉林公主岭.博士研究生,主要研究方向为复杂网络化系统的分析与控制,智能信息处理等.

E-mail: gelong@mail.njust.edu.cn



孙金生 男,1967 年出生于吉林伊通.教授,博士生导师,主要研究方向为网络拥塞控制,故障检测与容错控制,信息安全等.



王执铨 男,1939 年出生于湖北武汉.教授,博士生导师,主要研究方向为非线性控制,混沌控制,鲁棒控制,容错控制等.