

Design of Optimal Controller for the Congestion in ATM Networks

丁 宇 彩* · 金 瑛 中** · 林 畝 澤†
 (Woo-Chae Jung, Young-Joong Kim, Myo-Taeg Lim)

Abstract - This paper presents an reduced-order near-optimal controller for the congestion control of Available Bit Rate (ABR) service in Asynchronous Transfer Mode (ATM) networks. We introduce the model, of a class of ABR traffic, that can be controlled using a Explicit Rate feedback for congestion control in ATM networks. Since there are great computational complexities in the class of optimal control problem for the ABR model, the near-optimal controller via reduced-order technique is applied to this model. It is implemented by the help of weakly coupling and singular perturbation theory, and we use bilinear transformation because of its computational convenience. Since the bilinear transformation can convert discrete Riccati equation into continuous Riccati equation, the design problems of optimal congestion control can be reduced. Using weakly coupling and singular perturbation theory, the computation time of Riccati equations can be saved, moreover the real-time congestion control for ATM networks can be possible.

Key Words : ATM Network, Congestion Control, Optimal Control, Weakly Coupling, Singular Perturbation

1. 서 론

Available Bit Rate (ABR) 서비스는 Resource Management (RM) 셀을 통하여 페루프 피드백 정보를 제공한다. 이를 이용하여 전송률 기반 네트워크를 통해 각각의 소스가 보내는 데이터의 전송률을 제어 할 수 있다. 이러한 RM 셀은 데이터 셀과 같은 경로를 통해서 전달되고 RM 셀을 전송받은 제어기는 Explicit Rate (ER) 방식으로 정보를 전달 받는다. 이는 예측 할 수 없는 트래픽 흐름의 통계적 변동과 망 내의 고장 등에 따른 체증 하에서도 체증의 영향을 최소화 하고 체증 확산을 방지하면서 최적의 망 성능을 유지하고 최소의 셀 손실과 최대의 자원 활용성을 보장하기 위해서 ABR 체증 제어를 가능하게 한다[1]. 현재 전송률 기반의 ER 제어기에 대한 다양한 알고리즘이 제시되어 있으며 이 알고리즘들은 전송률 지시 방법과 모델 기반에 의한 방법의 두 가지로 구분할 수 있다. 전송률 지시 방법은 큐 길이와 현재의 셀 전송률을 통해서 각 링크별로 공정한 전송률을 추정하거나, 각 링크마다 가능한 전송률을 측정하는 방법이 있다[2]. 이 방법은 폭 넓게 사용될 수 있으나 효과적인 수학적 모델링이 어렵다는 제약조건이 있다. 모델 기반에 의한 방법은 제어 이론을 기반으로 하는 방법으로 선형 시스템의 제어를 위한 선형 제어기법을 이용한 연구가 제안 되었으나 동작점 부근

으로 그 응용반경이 제한되는 등 아직도 이 문제는 계속 연구 되어야 할 과제로 남아 있다[3].

본 논문에서는 ABR 스위치에 최적 제어 기법을 도입하기 위해 [4]에서 제안한 ABR 스위치 모델의 상태 방정식을 사용한다. 이러한 ABR 스위치 모델의 상태 방정식은 정규섭동이나 특이섭동의 구조를 갖는다. 따라서 정규 및 특이섭동 이론의 적용이 가능하다. 이는 각각의 계통에 대해 병렬 연산 수행을 가능하게 하여 최적 제어기 설계 시 필요한 고차의 Riccati 방정식의 해를 구하는 문제를 저차화된 Riccati 방정식들의 해를 구하는 문제로 축소할 수 있다. 이는 병렬 연산에 따른 연산시간을 축소할 수 있으며 정규 및 특이 섭동에 따른 수치적인 연산의 어려움을 해결할 수 있다[5][6]. 이는 실시간 전송에 보다 적합한 제어기의 설계를 가능하게 한다. 본 논문에서는 최적 제어기를 설계하기 위해 LMI 기법을 이용하여 이산시 Riccati 방정식의 해를 구한다. 또한 정규 및 특이 섭동 이론을 이용한 이산시 대수 Riccati 방정식을 저차의 분할된 형태는 수학적으로 상당히 복잡하므로 [7]에서 도입된 양선형 변화식(bilinear transformation)을 이용하여 해를 구한다. 제안하는 제어기의 성능을 입증하기 위하여 최적 제어기가 체증 상태에서 ABR 소스의 전송 비트율을 효율적으로 제어하고 저차화된 근최적(Near-Optimal) 제어기들도 같은 성능을 보임을 모의실험을 통하여 확인한다.

2. 본 론

2.1 ABR 스위치의 동특성 모델

ABR 스위치 내의 ER 제어기는 큐의 길이(버퍼 점유율) Q 와 제어 목표로 설정하는 큐의 포화점 Q_0 를 주기적으로

† 교신저자, 正 會 員 : 高麗大學 電氣工學科 教授 · 工博
 E-mail : mlim@korea.ac.kr

* 學生會員 : 高麗大學 電氣工學科 碩士課程

** 正 會 員 : 高麗大學 電氣工學科 博士課程

接受日字 : 2005年 1月 31日

最終完了 : 2005年 4月 18日

모니터링 한다. Q 와 Q_0 사이의 값을 통해서 제어기는 가상 회선이 가지게 될 다음 전송률을 계산하게 되고, 이 정보는 소스로 돌아가는 RM 셀에 담겨서 트래픽 소스로 전달된다. 그러면 트래픽 소스는 그 RM 셀의 ER 정보를 통해서 다음 전송률을 결정하게 된다. ER은 T 초 마다 계산되는데, 여기서 T 는 C 개의 셀을 전송하는데 걸리는 시간이다. 즉 새로운 ER은 매 C 개의 셀마다 생산된다. 본 논문에서는 다음의 특성을 가지는 네트워크 모델에 대한 ABR 스위치를 고려한다.

가정 1 본 논문의 네트워크 모델은 다음의 조건하에서 동작한다고 가정한다.

- 1) 하나의 체중 노드를 가진다.
- 2) 스위치의 버퍼는 선입선출방식을 따른다. (FCFS: First-Come-First-Serve)
- 3) 체중 노드의 출발지는 도착지의 계수와 동일하며 일반적으로 M 개다.
- 4) 모든 소스는 최대 전송 가능한 전송률을 갖는다.
- 5) 체중노드의 ABR 전송 대역폭은 b_0 이다.
- 6) 고정된 샘플링 시간 T 를 갖는다.
- 7) 가상회선들은 동일한 전송지연 시간을 가진다.

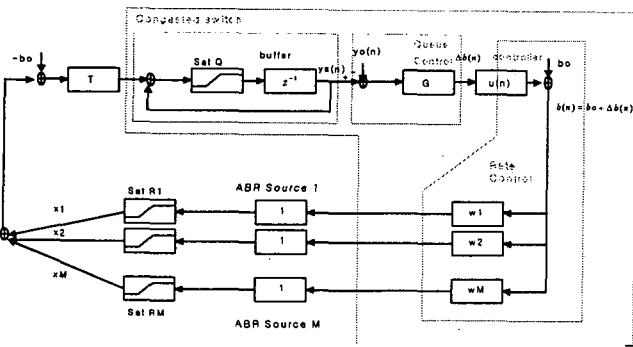


그림 1. 다중 소스를 가진 ABR 모델
Fig. 1 An ABR modeling with multi-source.

그림 1은 다중 소스를 갖는 ABR 모델을 보여주고 있다. M 개의 소스를 가지고 매 샘플링 주기 T 마다 체중 스위치에서 주기적으로 모니터링 한다. 체중 스위치 모델은 한정된 버퍼, 큐, 그리고 전송 제어 부분으로 구성된다. 버퍼는 모든 소스로부터 들어오는 데이터를 받는다. 데이터의 전송률은 샘플링 주기 T 마다 변하게 된다. 각 n 단위 시간에서의 버퍼의 크기 $y_s(n)$ 는 이전 버퍼의 크기 $y_s(n-1)$ 에 M 개의 소스로부터 새로이 들어오는 데이터의 양 $\sum_{i=1}^M z_i T$ 을 더하고 처리된 데이터의 크기 $b_0 T$ 를 빼준 것이다. 여기서 z_i 는 i 번째 소스에서 전송률을 나타낸다. 즉

$$y_s(n) = \text{sat}_Q [y_s(n-1) + \sum_{i=1}^M z_i T - b_0 T] \quad (1)$$

여기서

$$\text{sat}_Q(y) = \begin{cases} 0, & \text{if } y < 0 \\ y, & \text{if } 0 \leq y \leq y_{\max} \\ y_{\max}, & \text{if } y_{\max} < y \end{cases} \quad (2)$$

버퍼는 제한된 큐의 길이와 한정된 버퍼의 크기 때문에 한계점을 갖게 되어 위와 같은 비선형인 성질을 갖는다. 스위치는 버퍼의 길이가 원하는 고정점에 머물도록 하게 만들기 위해 각 소스에 대한 바람직한 전송률을 계산한다. i 번째 소스의 상태를 x_i 라고 할 때, i 번째 소스에서의 전송률 z_i 는 다음과 같다. 여기서, x_i 는 체중 스위치에서 소스까지의 RM 셀과 소스에서 체중 스위치까지의 데이터 셀의 전송을 포함한다.

$$x_i(n+1) = w_i(n)b(n) \quad (3)$$

$$z_i(n) = \text{sat}_Q[x_i(n)] \quad (4)$$

여기서

$$\text{sat}_Q(x) = \begin{cases} 0, & \text{if } x < 0 \\ x, & \text{if } 0 \leq x \leq x_{\max} \\ x_{\max}, & \text{if } x_{\max} < x \end{cases} \quad (5)$$

$$b(n) = b_0 + \Delta b(n), \quad \Delta b(n) = y_s(n) - y_0 \quad (6)$$

w_i 는 소스에 할당되는 대역폭의 공정한 분할 폭을 나타낸다. w_i 는 각 소스의 중요도에 따라서 각각 다르게 할당되며 유동적이다[9]. 큰 중요도를 가진 소스에는 큰 w_i 가 할당되고 작은 중요도를 가진 소스에는 작은 w_i 가 할당된다. 또한 체중 스위치의 상태 변화에 따라 수시로 변한다. w_i 들의 합은 항상 1이어야 한다.

$$\sum_{i=1}^M w_i(n) = 1 \quad (7)$$

전송률 $b(n)$ 은 체중 스위치에 들어오는 전체 전송률을 표현한다. 또한 고정된 전송률 b_0 는 모든 ABR 소스들의 전송에서 사용가능한 출력 대역폭을 나타낸다. 큐를 안정하게 유지하기 위해서 들어오는 전송률과 나가는 전송률을 대등하게 해준다. 큐의 제어 요소인 $\Delta b(n)$ 은 큐의 길이를 고정된 크기인 y_0 로 유지 주는 것을 목적으로 한다. G 는 큐 제어 이득을 나타낸다.

(1)-(7)을 이용하여 전체적인 폐루프 시스템은 다음과 같은 이산시 상태 공간 선형 계통으로 표현된다.

$$x(n+1) = Ax(n) + Bu(n) \quad (8)$$

$$y(n) = Cx(n) \quad (9)$$

여기서 상태 변수 $x(n) \in R^n$ 은 큐의 길이, 큐의 포화점, 큐의 제어 요소, 고정된 전송률, 그리고 각 소스의 상태로 다음과 같이 구성되며

$$x(n) = [y_s(n) \ y_0 \ \Delta b(n) \ b_0 \ z_1(n) \ \dots \ z_M(n)]^T \quad (10)$$

$y(n) \in R$ 은 큐의 길이를 표현하는 출력이며 $u(n) \in R^m$ 은 제어 입력이고 계통을 표현하는 각각의 행렬 $A \in R^{n \times n}$, $B \in R^{n \times m}$, $C \in R^{1 \times n}$ 들은 다음과 같다.

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & -T & T & \dots & T \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ -G & G & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -w_1 & -w_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -w_2 & -w_2 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & -w_M & -w_M & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$B = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ w_1 \ \dots \ w_M]^T, \quad C = [1 \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (12)$$

이러한 계통은 A , B 행렬들의 스케일 차이로 인해 정규 및 특이 섭동 구조를 갖는다. 따라서 정규 및 특이 섭동 이론을 적용할 경우 각각의 계통에 대해 병렬 연산 수행이 가능하게 되어 고차인 Riccati 방정식의 해를 구하는 문제는 저차화된 Riccati 방정식들의 해를 구하는 문제로 축소되어 연산 시간을 크게 감소시킬 수 있을 뿐만 아니라 섭동에 따른 연산상의 수치적인 어려움을 해결할 수 있다.

2.2 이산시 선형 모델에 대한 최적 제어기 설계

(8)-(12)으로 표현되는 이산시 선형 모델에 대한 최적 제어기를 설계하기 위해서는 정리 1의 이산시간 대수 Riccati 방정식의 해를 구하여야 한다.

정리 1 (A, B)가 안정화 가능하고 감지 가능(Stabilizable-Detectable)하면 다음의 이산시간 대수 Riccati 방정식 (DARE: Discrete Algebraic Riccati Equation)의 해 $P > 0 \in R^{n \times n}$ 가 존재한다.

$$P = A^T P A + Q - A^T P B (B^T P B + R)^{-1} B^T P A, \quad R > 0, \quad Q \geq 0 \quad (13)$$

하지만 본 연구에서 고려하고 있는 모델의 경우 위의 가정을 만족시키지 못해 일반적인 방법으로는 위의 이산시 대수 Riccati 방정식의 해를 구할 수 없다. 따라서 우리는 선형 행렬 부등식(LMI: Linear Matrix Inequality)을 이용하여 방정식의 해를 구한다. 선형 부등식 $S_1 > 0, S_3 - S_2 S_1^{-1} S_2^T > 0$ 을 만족하는 임의의 행렬 S_1, S_2, S_3 에 대해서는 Shur 변환에 의해 $\begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_2^T & S_3 \end{bmatrix} > 0$ 인 LMI형태로 변환할 수 있다. (13)을 이용하여 구한 다음의 Riccati 부등식을 Shur 변환을 이용하여 다음과 같은 LMI 형태로 변환할 수 있다.

$$A^T P A + Q - P - A^T P B (B^T P B + R)^{-1} B^T P A < 0, \quad P > 0, \quad (14)$$

$$\Leftrightarrow \begin{bmatrix} A^T P A + Q - P & A^T P B \\ B^T P A & B^T P B + R \end{bmatrix} > 0$$

여기서 LMI의 해를 구하는 문제는 가능성 문제(Feasibility

Problem)로 귀결된다. 이는 Matlab의 "feasp"함수를 이용하여 구할 수 있다. (14)식의 해 P 로부터 구해지는 최적 제어 입력은 다음과 같다.

$$u(n) = -(R + B^T P(n) B(n))^{-1} B^T(n) P(n) A x(n) \quad (15)$$

2.3 이산시 정규섭동 선형 모델에 대한 저차화된 근최적제어기 설계

다음의 이산시 정규 섭동 선형 계통을 고려하자.

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & \epsilon A_2 \\ \epsilon A_3 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 & \epsilon B_2 \\ \epsilon B_3 & B_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1(n) \\ u_2(n) \end{bmatrix} \quad (16)$$

여기서 $x_1(n) \in R^{n_1}, x_2(n) \in R^{n_2}$ 는 상태 변수이고 $u_1(n) \in R^{m_1}, u_2(n) \in R^{m_2}$ 는 제어입력이며 $n_1 + n_2 = n, m_1 + m_2 = m$ 이다. 계통을 표현하는 각각의 행렬들은 적절한 차원을 갖으며 ϵ 는 섭동을 표현하는 작은 양의 상수이다. 그리고 평가 지수는 다음과 같이 주어진다.

$$J = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} [x^T(n) Q x(n) + u(n)^T R u(n)] \quad (17)$$

여기서

$$x(n) = \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix}, \quad u(n) = \begin{bmatrix} u_1(n) \\ u_2(n) \end{bmatrix}, \quad Q = \begin{bmatrix} Q_1 & \epsilon Q_2 \\ \epsilon Q_2^T & Q_3 \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} R_1 & 0 \\ 0 & R_2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

위의 계통에서의 최적 제어 입력은 다음과 같이 주어진다.

$$u(n) = -(R + B^T P(n) B(n))^{-1} B^T(n) P(n) A x(n) \quad (19)$$

식 (19)에서, $P(n)$ 은 다음의 이산시 Riccati 방정식(13)으로부터 구할 수 있으며 구해진 $P(n)$ 은 다음과 같이 ϵ 에 의하여 섭동성질을 갖는다.

$$P = \begin{bmatrix} P_1 & \epsilon P_2 \\ \epsilon P_2^T & P_3 \end{bmatrix} \quad (20)$$

정규 섭동 시스템 이론의 주된 목적은 저차의 문제는 부계통(subsystem)의 해를 얻는 것이다. 이산시 대수 정규 섭동 Riccati 방정식인 경우에 (13)식의 저차의 분할된 형태로의 확장은 수학적으로 상당히 복잡하므로 여기서는 [7]에서 도입된 양선형 변환식(bilinear transformation)을 이용한다. 이에 따라 이산시 Riccati 방정식 문제는 다음의 연속시 Riccati 방정식의 문제로 바꾸어 풀 수 있다.

$$A_c^T P_c + P_c A_c + Q_c - P_c B_c R_c^{-1} B_c^T P_c = 0, \quad S_c = B_c R_c^{-1} B_c^T \quad (21)$$

가정 2 역행렬 $(I+A)^{-1}$ 이 존재한다.

가정 3 계통 행렬 A 는 -1에서 고유 값을 갖지 않는다.

가정 2와 3 하에서 (21)의 해는 다음의 관계가 성립될 때 (13)식과 동일한 해를 갖는다[7].

$$A_c(n) = I - 2D^{-T},$$

$$Q_c(n) = 2 D^{-1} Q (I + A)^{-1}, \quad (22)$$

$$D(n) = (I + A)^T + Q (I + A)^{-1} S_d(n)$$

(21)의 해는 각각의 부계통에 안정성과 감지성 조건을 부가하여 다음의 저차화된 문제로 축소할 수 있으며 최적 제어 문제를 대변하는 (13)식의 해와 $O(\epsilon^2)$ 의 오차를 갖는 근접한 해를 다음의 저차화된 Riccati 방정식들로부터 얻어진다.

$$P_1(n)A_{11}(n) + A_{11}^T(n)P_1(n) + Q_1(n) - P_1(n)S_{11}(n)P_1(n) = 0 \quad (23)$$

$$P_3(n)A_{22}(n) + A_{22}^T(n)P_3(n) + Q_2(n) - P_3(n)S_{22}(n)P_3(n) = 0 \quad (24)$$

$$P_2(n)(A_{22}(n) - S_{22}(n)P_3(n)) + (A_{11}(n) - S_{11}(n)P_1(n))^T P_2(n) + P_1(n)A_{12}(n) + A_{21}^T(n)P_3(n) + Q_{12}(n) - P_1(n)S_{12}(n)P_3(n) = 0 \quad (25)$$

이는 다음의 가정 4 하에서, 대수 Riccati 방정식 (23)-(25)은 유일한 양의 준정부호의 안정한 해 P_1, P_2, P_3 를 갖는다. 이를 이용하여 근최적 제어 입력 (19)를 구할 수 있다.

가정 4 ($A_{ii}(n), \sqrt{S_{ii}(n)}, \sqrt{Q_{ii}(n)}$)이 $i=1, 2$ 에 대하여 안정 가능하며 감지 가능하다.

앞의 식을 이용한 Riccati 방정식의 해는 정확한 해인 (13)식의 해와 $O(\epsilon^2)$ 의 오차를 갖으며 근접한 해이다. 보다 정확한 해는 고정점 반복 알고리즘(fixed-point algorithm)[10]을 통해 얻을 수 있다.

2.4 이산시 특이 섭동 선형 모델의 저차화된 근최적 제어기 설계

다음의 이산시 특이 섭동 계통을 고려하자.

$$\begin{bmatrix} x_1(n+1) \\ x_2(n+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I + \epsilon A_1 & \epsilon A_2 \\ A_3 & A_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \epsilon B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(n),$$

$$\begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_1^0 \\ x_2^0 \end{bmatrix} \quad (26)$$

여기서 $x_1(n) \in R^{n_1}$ 은 느린 상태 변수, $x_2(n) \in R^{n_2}$ 는 빠른 상태 변수이고 $u(n) \in R^m$ 는 제어 입력이며 ϵ 은 섭동을

표현하는 작은 양의 상수이다. 그리고 평가 지수는 (17) 그리고 근최적 제어 입력은 (19)와 같다. (19)에서 $P(n)$ 은 이산시 Riccati 방정식 (13)으로부터 구할 수 있으며 구해진 $P(n)$ 는 다음의 형태를 갖는다.

$$P = \begin{bmatrix} P_1/\epsilon & P_2 \\ P_2^T & P_3 \end{bmatrix} \quad (27)$$

이산시 대수 Riccati 방정식의 경우 (27)의 분할된 형태로의 해를 얻는 것은 어려우므로 정규 섭동의 경우와 마찬가지로 양선형 변환식(bilinear transformation)을 통해서 연속시변 Riccati 방정식의 형태로 표현한다[7][10].

$$A_c^T P + P A_c + Q_c - P S_c P = 0, \quad S_c = B_c R_c^{-1} B_c^T \quad (28)$$

양선형 변환식(bilinear transformation)을 통해서 (13)과 (28)은 가정 3과 4를 만족하고 다음과 같은 관계가 성립할 때 동일한 해를 갖는다.

$$A_c(n) = I - 2D^{-T},$$

$$S_c(n) = 2 (I + A)^{-1} S_d(n) D^{-1},$$

$$S_d(n) = B(n) R^{-1} B^T(n), \quad (29)$$

$$Q_c(n) = 2 D^{-1} Q (I + A)^{-1},$$

$$D(n) = (I + A)^T + Q (I + A)^{-1} S_d(n)$$

여기서 $D(n)$ 는 비특이(nonsingular)행렬이므로 계통의 특이 섭동 구조는 보존된다. 즉 (28)은 특이 섭동 구조를 갖는다 [7]. (28)을 이용하여 얻어진 행렬의 구조는 연속시 특이 섭동 LQ(Linear Quadratic)제어기 문제의 빠른 시간 스케일에서의 표현식이다. (28)의 느린 시간 스케일에서의 표현은 $A_c(n)$ 에 $1/\epsilon$ 을 S_c 에 $1/\epsilon^2$ 을 곱하여 얻을 수 있다. 이를 통해 행렬의 기호(notation)를 다시 도입하면 다음과 같이 표현된다.

$$A_c^s = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21}/\epsilon & A_{22}/\epsilon \end{bmatrix},$$

$$S_c^s = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21}^T/\epsilon^2 & S_{22}/\epsilon^2 \end{bmatrix}, \quad Q_c^s = Q_c = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{12}^T & Q_{22} \end{bmatrix}$$

$$R_c^s(n) = 0.5 [R + B_c^{sT}(n)(I + A_c^{sT})^{-1} Q_c^s (I + A_c^s)^{-1} B_c^s(n)]$$

$$B_c^s(n) = \frac{B_c^s(n)}{\epsilon} = \begin{bmatrix} B_1(n) \\ B_2(n) \\ \epsilon \end{bmatrix} \quad (30)$$

또한 구하는 해 $P(n)$ 은 ϵ 의 곱에 의해 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$P(n) = \begin{bmatrix} P_1(n) & \epsilon P_2(n) \\ \epsilon P_2^T(n) & \epsilon P_3(n) \end{bmatrix} \quad (31)$$

(28)의 해는 각각 느린 부계통과 빠른 부계통에 안정성과

감지성 조건인 가정 4를 만족하면 부과하여 저차의 문제의 관점으로 얻을 수 있다. (28)를 푸는 효과적인 알고리즘은 [5]의 결과를 시변의 경우로 확장하여 얻을 수 있다. 식 (30)의 분할 행렬을 이용한 (28)의 근사화 된 해는 다음의 저차의 대수 Riccati방정식으로부터 얻을 수 있다.

$$P_1(n)A_{11}(n) + A_{11}^T(n)P_2(n) + P_2(n) - P_1(n)S_{11}(n)P_1(n) - P_1(n)S_{12}(n)P_2(n)^T - P_2(n)S_{22}(n)P_2(n)^T + Q_{11}(n) = 0 \quad (32)$$

$$P_1(n)A_{12}(n) + P_2(n)A_{22}(n) - P_1(n)S_{12}(n)P_3(n) + A_{21}^T(n)P_3(n) - P_2(n)S_{22}(n)P_3(n) + Q_{12}(n) = 0 \quad (33)$$

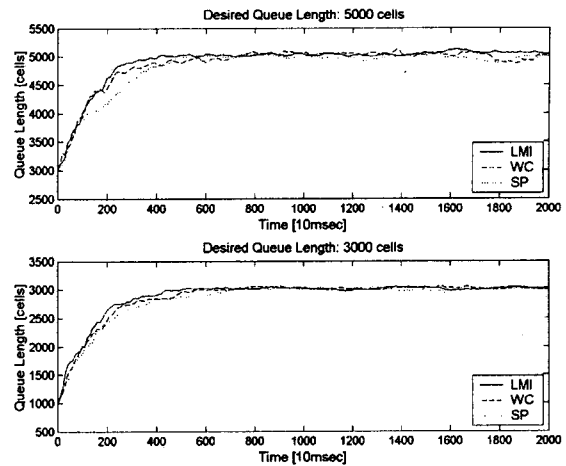
$$P_3(n)A_{22}(n) + A_{22}^T(n)P_3(n) - P_3(n)S_{22}(n)P_3(n) + Q_{22}(n) = 0 \quad (34)$$

(32)-(34)는 가정 4하에서 유일한 양의 준정부호의 안정화 해 P_1, P_2, P_3 를 갖는다. 이는 정확한 해인 (13)식의 해와 $\alpha(\epsilon)$ 의 오차를 갖는 근접한 해이다. 보다 정확한 해는 고정점 반복 알고리즘(fixed-point algorithm)[10]을 통해 얻을 수 있다.

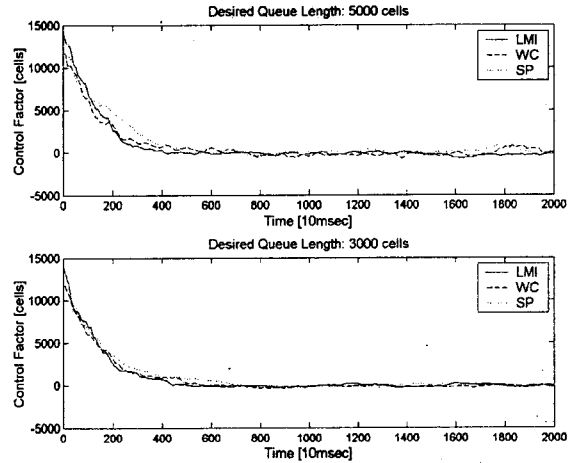
2.5 모의 실험

ATM 스위치 모델에 본 논문에서 제안하는 최적제어의 성능을 확인하기 위하여, ATM 스위치의 체증 현상에 최적제어를 적용하는 모의실험을 하였다. 본 논문에서는 실제 ATM 스위치를 다음과 같은 가정된 환경에서 모의실험을 하였다. 각각의 모의 실험에서 ER 정보를 전달하는 RM 셀의 손실은 발생하지 않는다고 가정하였으며 RM 셀을 전송받은 소스가 RM 셀의 ER 정보를 통해서 전송률을 갱신할 때는 지연시간이 없다고 가정하였다[7]. LMI 기법을 이용한 최적제어, 정규 및 특이 섭동 이론을 이용한 근최적 제어기에 대해서 각각 Matlab을 이용하여 모의실험을 하였고 제안하는 최적제어기와 근최적 제어기들간의 성능을 비교하였다.

본 논문에서는 샘플링 주기를 $T=0.01$ 초로 작은 변수 ϵ 는 0.01로 가정하였다. 다양한 환경에 따른 모의실험 결과인 체증 스위치 버퍼의 양과 정제 제어 요소인 $\Delta b(n)$ 의 양을 각각 그림 2, 3과 4의 (a)와 (b)에서 보여준다. LMI 기법을 이용한 최적제어기의 결과를 직선(—)으로 정규 섭동 기법을 이용한 근최적 제어기의 결과를 파선(- -)으로 특이 섭동 기법을 이용한 근최적 제어기의 결과를 점선(· · ·)으로 나타내었다. 그림 2과 3의 모의실험에서는 큐 제어기에서의 이득 $G=6$ 으로 망을 하나의 병목·노드(bottleneck node)에 여섯 개의 ABR 소스가 연결된 계통으로 가정하였다. 즉 $M=6$ 이고 계통의 차수 $n=10$. 각각의 ABR 소스에 할당되는 초기의 대역폭을 $w_1=0.72, w_2=0.01, w_3=0.08, w_4=0.01, w_5=0.11, w_6=0.09$ 로 두고 샘플링 주기 T 마다 변화시켰다. 또한 그림 4의 모의실험에서는 큐 제어기에서의 이득 $G=3$ 으로 망을 하나의 병목 노드(bottleneck node)에 열 개의 ABR 소스가 연결된 계통으로 가정하였다. 즉 $M=10$ 이고 계통의 차수 $n=14$. 각각의 ABR 소스에 할당되는 초기의 대역폭을 $w_1=0.32, w_2=0.14, w_3=0.16, w_4=0.02, w_5=0.11, w_6=0.09, w_7=0.08, w_8=0.04, w_9=0.01, w_{10}=0.03$ 으로 두고 샘플링 주기 T 마다 변화시켰다.



(a)

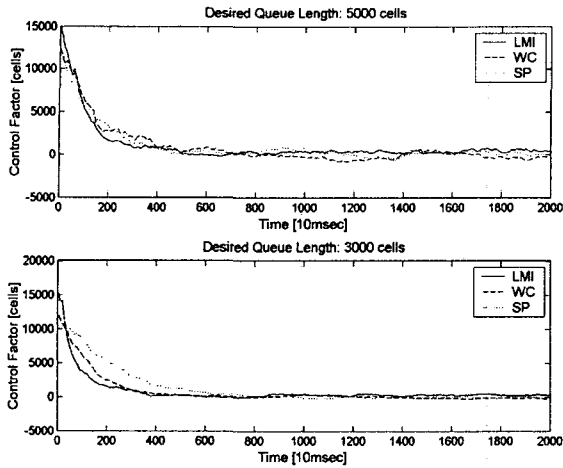


(b)

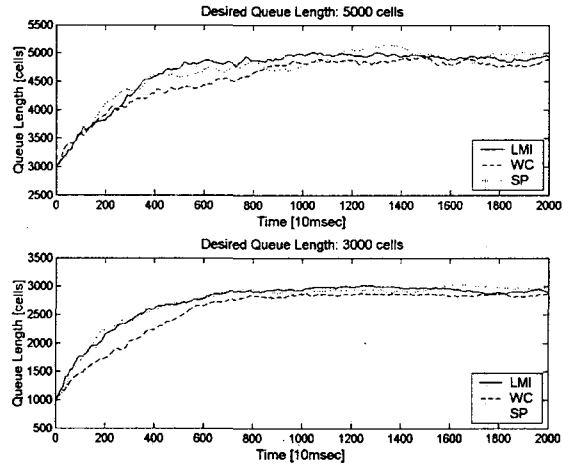
그림 2. 6개의 ABR 소스를 사용 ($R=150, Q=I$): (a) 체증 스위치 버퍼의 양 (b) 정제 제어 요소 $\Delta b(n)$ 의 양
Fig. 2 Using 6 ABR sources $\{R=150, Q=I\}$: (a) Congestion switch buffers. (b) Congestion control elements $\Delta b(n)$.

그림 2, 3과 4의 위쪽 그림의 모의실험에서는 초기의 큐의 길이 $y_s(0)$ 을 3000 셀, ABR 체증 스위치에서 큐의 포화점 y_0 는 5000 셀이고 고정된 전송률 b_0 을 3000 [cells/s]로 설정하였다. 그림 2, 3과 4의 아래쪽 그림의 모의실험에서는 초기의 큐의 길이 $y_s(0)$ 을 1000 셀, ABR 체증 스위치에서 큐의 포화점 y_0 는 3000 셀이고 고정된 전송률 b_0 을 1500[cells/s]로 설정하였다.

모든 그림에서 알 수 있듯이 제어기의 큐의 포화점이나 큐의 초기치 등에 큰 영향을 받지 않는 것을 알 수 있다. 하지만 ABR 소스의 증가는 큐의 포화점에 도달하는 시간을 증가시키는데 이것은 계통이 복잡해짐에 따른 당연한 결과라 할 수 있다. 그림 2와 3의 차이는 각각의 제어기들의 제어 파라미터를 $R=150, Q=I$ 를 $R=1, Q=100I$ 로 변화 시켜 구한 결과들이다. 상태 변수에 가중치를 많이 준 경우에 수렴 속도가 빨라지는 것을 그림 3과 같이 알 수 있었다. 다양한 환경에 따른 각각의 제어기들은 성능 면에 있어서 큰 차이가 없음을 알 수 있다.

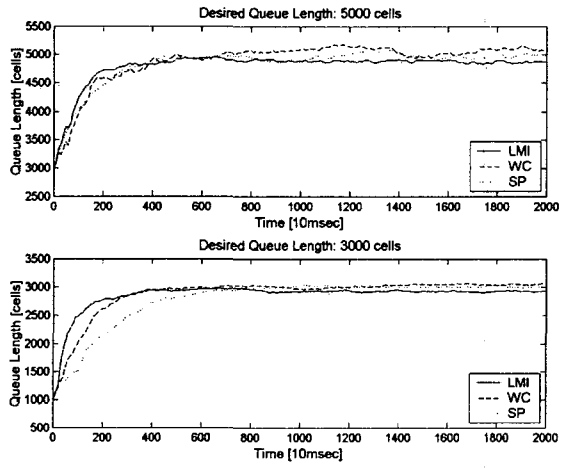


(a)

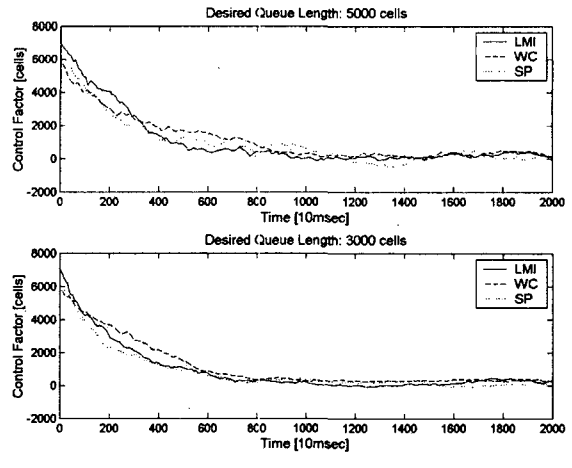


(b)

그림 3. 6개의 ABR 소스를 사용 ($R=1, Q=100$): (a) 체증 스위치 버퍼의 양 (b) 정체 제어 요소 $\Delta b(n)$ 의 양
Fig. 3. Using 6 ABR sources ($R=1, Q=100$): (a) Congestion switch buffers. (b) Congestion control elements $\Delta b(n)$.



(a)



(b)

그림 4. 10개의 ABR 소스를 사용 ($R=150, Q=1$): (a) 체증 스위치 버퍼의 양 (b) 정체 제어 요소 $\Delta b(n)$ 의 양
Fig. 4 Using 10 ABR sources ($R=150, Q=1$): (a) Congestion switch buffers. (b) Congestion control elements $\Delta b(n)$.

하지만 최적 제어를 설계하기 위하여 Riccati 방정식의 해를 구하기 위해서는 대략 $200n^3$ (여기서, n 은 행렬의 차수) 번의 연산을 필요로 한다. 이에 반하여 저차화된 Riccati 방정식은 $200N^3n^3$ ($n=Nn_i, N$ 은 하위 시스템의 계수, $\sum_{i=1}^N n_i = n$)의 연산만이 요구된다[11]. 실제 모의실험에서 사용된 각각의 제어 설계 기법들에 따른 연산 시간을 표 1에서 보인다. 여기서 LMI는 LM[기법의 이용한 최적제어를 위하여 소비된 시간이고 WC와 SP는 각각 정규 및 특이 섭동이론을 이용한 근최적 제어를 위하여 소비된 시간이다.

표 1에서 알 수 있듯이 정규 및 특이 섭동 이론을 이용한 근최적 제어기는 일반적인 최적 제어기와 달리 제시된 알고리즘에 의해 저차화된 Riccati 방정식의 해를 구함으로써 LMI 기법을 이용한 최적제어기보다 Riccati 방정식의 계산 시간에서 큰 이득이 있음을 알 수 있다. ATM망은 광대역 종합 통신망으로 수많은 소스를 가진다. 따라서, 광역 최적제어를 사용할 경우 고차의 Riccati 방정식의 해를 구하는데 긴 시간이 걸리는 것은 실시간 전송에 장애가 될 수 있다. 따라서 정규 및 특이 섭동 이론을 이용한 근 최적제어를 사용하는 것은 ATM망의 실시간 정체 제어를 보다 가능하게 할 것이다.

표 1. 제안하는 제어기들의 ABR 소스와 전송시간 변화에 따른 연산시간

Table 1. Computational times of proposed control laws according to variation of ABR sources and a transmission time.

제어기 설계 기법		LMI	WC	SP
6개의 ABR 소스 사용	전송시간 20초중 연산에 소비된 시간	6.490초	3.440초	3.120초
	전송시간 60초중 연산에 소비된 시간	20.800초	10.290초	9.800초
10개의 ABR 소스 사용	전송시간 20초중 연산에 소비된 시간	10.940초	5.120초	5.010초
	전송시간 60초중 연산에 소비된 시간	34.760초	16.360초	15.740초

3. 결 론

본 논문에서는 ABR 스위치 모델의 상태 방정식을 구하고 체중 제어를 위해 최적 제어기를 설계하였다. 이를 바탕으로 최적 제어기 설계시 필요한 Riccati 방정식의 해를 구는 기법을 제안하였다. 또한 Riccati 방정식의 해를 구하기 위한 연산 시간을 줄이기 위하여 정규 및 특이 섭동 이론을 적용하여 근최적 제어기를 설계하였다. 최적 제어기 설계에 있어서 ABR 스위치 모델이 DARE(Discrete Algebraic Riccati Equation)의 가정을 만족시키지 못하기 때문에 일반적인 방법으로 Riccati 방정식의 해를 구할 수 없었기 때문에 LMI 이론을 적용 Riccati 부등식의 해를 구함으로써 이런 문제점을 해결하였다. ATM망은 광대역 통신망이기 때문에 계통의 차수가 매우 커져 최적 제어기를 적용할 경우 Riccati 방정식을 구하기 위한 연산시간은 매우 커 실시간 통신의 정체 제어에는 적합하지 않다. 이런 문제점을 극복하기 위해서 정규 및 특이 섭동 이론을 도입하여 저차화된 Riccati 방정식을 계산함으로써 연산 시간을 큰 비율로 감소하여 보다 실시간 정체 제어에 적합한 제어기를 설계하였다. 모의실험을 통하여 최적제어기와 저차화된 근최적 제어기를 이용한 방법을 비교하였다. 근 최적 제어기들은 성능상의 미미한 차이를 보이는 반면 연산 시간에서는 큰 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

감사의 글

이 논문은 2002년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음 (KRF-2002-041-D00209)

참 고 문 헌

[1] R. Jain, "Congestion Control and Traffic Management in ATM Networks: Recent Advances And A Survey", Comp. Net. ISDN Syst., vol. 28, pp. 1723-1738, Oct. 1996

[2] R. Jain, S. Kalaynaraman, R. Goyal, S. Fahmy and R. Viswanthan, ERICA Switch Algorithm: A Complete Description", ATM Forum/96-1172, 1996.

[3] K. P. Laberteaux and C. E. Rohrs, "A Discrete Adaptive Controller for ATM ABR Congestion Control," IEEE ACC, pp. 2448-2452, 2000.

[4] M. L. Sichitiu, Peter H. Bauer and K. Premaratne, "The effect of Uncertain Time-Variant Delays in ATM Networks With Explicit Rate Feedback: A Control theoretic Approach", IEEE/ACM Transactions on Networking, vol.11, no.4, August 2003

[5] X. M. Shen and Z. Gajic, "Optimal Reduced-Order of the Weakly Coupled Discrete Riccati Equation," IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 35, no. 10, Oct. 1990.

[6] Z. Gajic, D. Petkovski, and X. Shen. Singularly Perturbed and Weakly Coupled Linear Control

Systems - A Recurcive Approach. Springer-Verlag, New york, 1990

[7] R. Kondo and K. Furuta, "On The Bilinear Transformation of Riccati Equations", Trans. on Automatic Control, AC-31:50-54, 1986

[8] W. Stalling, High-Speed Networks And Internets, 2nd Edition, Prentic-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 2002.

[9] A. Arulambalab, X. Chen, and N. Ansari, "Allocating Fair Rates for Available Bit Rate Service in ATM Networks," IEEE Commun. Mag., pp. 92-100, Nov. 1996.

[10] Z. Gajic, "Numerical Fixed Point Solution for Near-Optimum Regulators of Linear Quadratic Gaussian Control Problems for Singularly Perturbed Systems", Int. J. Control, vol. 43, pp. 373-387, 1986.

[11] M. Lim and Z. Gajic, "Subsystem-Level Optimal Control of Weakly Coupled Linear Stochastic Systems Composed of N Subsystems," Optim. Control Appl. Meth., 20, 93-112, 1999.

저 자 소 개



정 우 채(丁宇彩)

1978년 11월 19일 생. 2003년 고려대학교 전기공학과 졸업. 2005년 고려대학교 전기공학과 석사과정 졸업.



김 영 중(金瑛中)

19973년 4월 22일 생. 1999년 고려대학교 전기공학과 졸업. 2001년 고려대학교 대학원 전기공학과 석사과정 졸업. 2001년 9월 ~ 현재 고려대학교 대학원 전기공학과 박사과정.



임 묘 택(林敏澤)

1963년 3월 26일 생. 1985년 고려대학교 전기공학과 졸업. 1987년 고려대학교 대학원 전기공학과 석사과정 졸업. 1990년 Rutgers Univ. (미국) 공학석사학위 취득. 1994년 Rutgers Univ, (미국) 공학박사학위 취득. 1994년 7월 ~ 1995년 2월 삼성종합기술원 선임 연구원. 1996년 3월 ~ 1996년 8월 창원대학교 제어계측공학과 전임강사. 1996년 9월 ~ 현재 고려대학교 전기공학과 교수.