

ĐIỀU KHIỂN CÁC HỆ THỐNG CÓ TRỄ

NGUYỄN HỒNG SƠN

Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông

Abstract. The most popular and very effective delay time compensator in use today is the Smith predictor. Several modified structures have been proposed to reject load disturbance for unstable processes. This paper presents design methods, analyses advantages and disadvantages of the Smith predictor and its modifications.

Tóm tắt. Bộ bù thời gian trễ rất hiệu quả và được ưa chuộng nhất hiện đang sử dụng là bộ dự báo Smith. Nhiều cấu trúc cải tiến đã được đề xuất nhằm loại bỏ nhiễu tải cho các quá trình không ổn định. Bài này trình bày phương pháp thiết kế, phân tích những ưu, khuyết điểm của bộ dự báo Smith và các phiên bản.

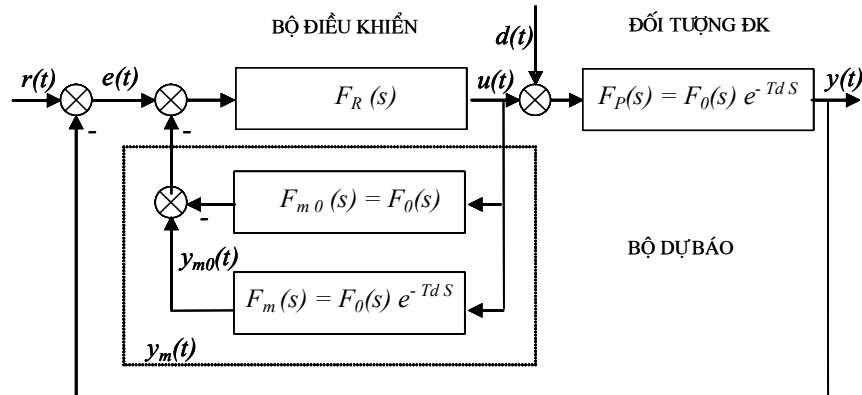
1. MỞ ĐẦU

Trễ điều khiển T_d sinh ra do truyền tín hiệu điều khiển, hoặc tín hiệu đo đi xa, $T_d = L/v$, trong đó L là khoảng cách giữa bộ điều khiển và đối tượng điều khiển, v là tốc độ trung bình. Cho hệ thống điều khiển số còn phải cộng thêm thời gian tính của bộ vi xử lý và thời gian xử lý của các bộ biến đổi tương tự/số, số/tương tự. Trong những hệ thống như thế, phải sau thời gian T_d đầu ra $y(t)$ mới bắt đầu phản ứng theo thay đổi của đầu vào điều khiển $u(t - T_d)$, hoặc bộ điều khiển mới nhận được kết quả đo gửi từ đối tượng điều khiển đến. Thời gian T_d còn có tên là trễ vận tải (Transport Delay), hoặc thời gian chết (Dead Time), vì trong khoảng $t \in (0, T_d)$ hàm đặc tính quá độ $y(t) = 0$. Về lý thuyết, trễ điều khiển luôn tồn tại, do quãng đường $L > 0$ và tốc độ v hữu hạn. Tuy nhiên, để đơn giản trong thực tế ta chỉ tính đến ảnh hưởng của nó khi giá trị T_d không thể bỏ qua so với các tham số khác của hệ thống (như thời gian trễ quán tính...). Đối tượng điều khiển sẽ có hàm truyền dạng siêu việt và phương trình trạng thái với đối số lệch.

Đối với lớp hệ thống đặc biệt này, các phương pháp thiết kế thông thường hầu như không áp dụng được, trừ một số ít như phương pháp thực nghiệm chỉnh định bộ điều khiển PID của Ziegler, Nichols... Các công trình ([3, 8]) giải bài toán điều khiển tối ưu theo hướng xét trực tiếp hàm truyền siêu việt hoặc phương trình vi phân với đối số lệch cho kết quả rất phức tạp. Cách tiếp cận khai triển hàm $e^{-T_d s}$ ra chuỗi cũng không đảm bảo độ chính xác yêu cầu mặc dù phải lấy đến những số hạng bậc cao. Nghiên cứu các đối tượng điều khiển ổn định có trễ, Smith đã đề xuất sử dụng thêm bộ dự báo có tác dụng như bộ bù trễ, do đó cho phép thiết kế bộ điều khiển như trong trường hợp hệ thống không trễ ([7]). Ý tưởng này gọi là nguyên lý Smith. Cho đến nay, phương pháp vẫn được sử dụng rộng rãi, rất được ưa chuộng do tính hiệu quả và đơn giản ([4]). Trong bài này, chúng tôi phân tích những ưu, khuyết điểm của phương pháp Smith cũng như các phiên bản cải tiến khác làm cơ sở cho các bài tiếp theo về những ứng dụng trong mạng viễn thông - một lĩnh vực đang được giới điều khiển tự động quan tâm đặc biệt vì những lý do kinh tế, kỹ thuật ([5]).

2. BỘ DỰ BÁO SMITH VÀ CÁC PHIÊN BẢN

2.1. Bộ dự báo Smith



Hình 1. Bộ dự báo Smith

Bộ dự báo gồm 2 phần: $F_m(s)$ là mô hình của đối tượng điều khiển, $F_{m0}(s)$ là mô hình phần không trễ của nó. Nếu các mô hình trên chính xác thì tín hiệu phản hồi $y(t)$ bị triệt tiêu bởi $y_m(t)$ và tín hiệu vào bộ điều khiển $r(t) - y_m(t)$ giống như trong trường hợp đối tượng không trễ, do đó, ta có thể tính toán bộ điều khiển $F_R(s)$ theo các phương pháp thông thường. Thật vậy, theo hình 1, ta có phương trình biểu diễn quan hệ giữa đầu ra $y(t)$ với đầu vào chủ đạo (qui chiếu) $r(t)$ và nhiễu $d(t)$ nhờ biến đổi Laplace:

$$y(s) = [(r(s) - y(s))F_{RPR}(s) + d(s)]F_0(s)e^{-Tas}, \quad (1)$$

trong đó, $F_{RPR}(s)$ là hàm truyền chung của bộ điều khiển và bộ dự báo, được tính theo qui tắc đại số sơ đồ khối:

$$F_{RPR}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{F_R(s)}{1 + F_R(s)F_0(s)(1 - e^{-Tas})}. \quad (2)$$

Thay vào biểu thức (1), sau khi biến đổi ta nhận được kết quả:

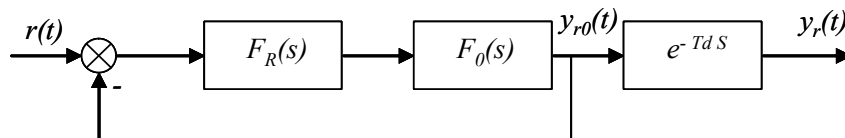
$$y(s) = F_r(s)r(s) + F_d(s)d(s), \quad (3)$$

trong đó các hàm truyền

$$F_r(s) = \frac{y_r(s)}{r(s)} = \frac{F_R(s)F_0(s)e^{-Tas}}{1 + F_R(s)F_0(s)}, \quad (4)$$

$$F_d(s) = \frac{y_d(s)}{d(s)} = \frac{F_0(s)e^{-Tas}[1 + F_R(s)F_0(s)(1 - e^{-Tas})]}{1 + F_R(s)F_0(s)}, \quad (5)$$

$y_r(s)$ và $y_d(s)$ là biến đổi Laplace của $y_r(t)$ và $y_d(t)$, là ký hiệu đầu ra thành phần, sinh ra do đầu vào $r(t)$ và $d(t)$. Bộ điều khiển được thiết kế để biến thiên đường quá độ $y(t)$ đối với thay đổi bước nhảy đơn vị của tín hiệu chủ đạo $r(t)$ đạt một số yêu cầu chất lượng. Theo (4) ta vẽ được sơ đồ hệ thống kín tương đương sau:



Hình 2. Hệ thống tương đương

Trên hình 2, ta thấy thành phần trễ $e^{-T_d s}$ nằm ngoài vòng điều khiển. Nó chỉ tác động tịnh tiến đầu ra $y_r(t) = y_{r0}(t - T_d)$ mà không làm thay đổi đáng kể các giá trị như độ quá điều khiển, sai số tĩnh,... cũng như các nghiệm của phương trình đặc trưng hệ thống kín $1 + F_R(s)F_0(s) = 0$. Rõ ràng, thời gian trễ không còn ảnh hưởng đến tính toán bộ điều khiển nữa. Kết luận này cũng đúng cho các hệ thống điều khiển số ([2, 9]).

Thực tế, ứng dụng trong công nghiệp đã xác nhận tính ưu việt của bộ dự báo. Tuy nhiên, người ta cũng sớm nhận ra nhược điểm của nó khi điều khiển các đối tượng không ổn định (Hang, Wong, 1979; Watanabe, Ito, 1981). Trong trường hợp này nhiều dạng bước nhảy đơn vị $d(t)$ gây ra sai số tĩnh đầu ra. Thật vậy, ta có thể tính $y_d(\infty)$ nhờ định lý về giá trị cuối cùng trong biến đổi Laplace:

$$y_d(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} y_d(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s y_d(s) = \lim_{s \rightarrow 0} F_d(s). \quad (6)$$

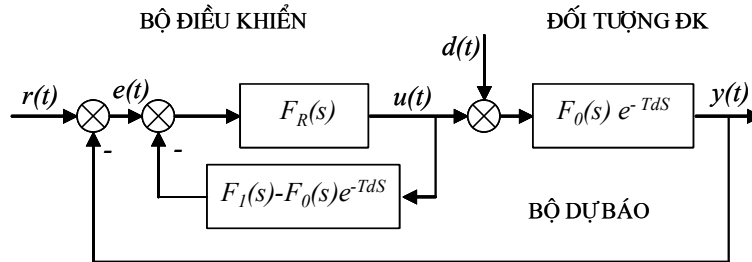
Ta xét trường hợp:
$$F_0(s) = \frac{b_m s^m + \dots + b_1 s + b_0}{s(a_n s^n + \dots + a_1 s + a_0)} \quad \dots n \geq m. \quad (7)$$

Bởi vì, $\lim_{s \rightarrow 0} F_0(s) = \infty$ nên có thể lấy gần đúng $1 + F_R(s)F_0(s) \cong F_R(s)F_0(s)$ và hàm truyền (5) trở thành:

$$F_d(s) \cong F_0(s)(e^{-T_d s} - e^{-2T_d s}). \quad (8)$$

Thay vào (6) và thực hiện phép tính lấy giới hạn với chú ý đến dạng $0/0$, ta nhận được kết quả $y_d(\infty) = T_d b_0 / a_0$. Bộ dự báo Smith không thích hợp cho điều khiển những quá trình không ổn định, đòi hỏi không có sai số tĩnh. Để khắc phục nhược điểm này, một số cải tiến đã được đề xuất.

2.2. Bộ dự báo Watanabe, Ito



Hình 3. Bộ dự báo Watanabe, Ito

Đối chiếu với hình 1, ta thấy bộ dự báo Smith là trường hợp $F_1(s) = F_0(s)$. Ở đây, Watanabe và Ito chọn:

$$F_1(s) = \frac{F_0(s)}{T_d s + 1}. \quad (9)$$

Các hàm truyền của bộ điều khiển-dự báo và hệ thống sẽ là tổng quát hoá của (2), (4), (5):

$$F_{RPR}(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = \frac{F_R(s)}{1 + F_R(s)(F_1(s) - F_0(s)e^{-T_d s})}, \quad (10)$$

$$F_r(s) = \frac{y_r(s)}{r(s)} = \frac{F_R(s)F_0(s)e^{-T_d s}}{1 + F_R(s)F_1(s)}, \quad (11)$$

$$F_d(s) = \frac{y_d(s)}{d(s)} = \frac{F_0(s)e^{-T_d s} [1 + F_R(s)(F_1(s) - F_0(s)e^{-T_d s})]}{1 + F_R(s)F_1(s)}. \quad (12)$$

Ta xét trường hợp hay gặp trong thực tế: điều khiển đối tượng không ổn định bậc nhất có trễ bằng bộ điều khiển PI hoặc PID:

$$F_P(s) = F_0(s)e^{-T_d s} = \frac{1}{s}e^{-T_d s}. \quad (13)$$

a. Điều khiển PI

$$F_R(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s}\right). \quad (14)$$

Đáp ứng của đầu ra đối với nhiễu được xác định bởi hàm truyền:

$$F_d(s) = \frac{\left[s^2(T_d s + 1) + K_P \left(s + \frac{1}{T_I}\right) \left(1 - (T_d s + 1)e^{-T_d s}\right)\right] e^{-T_d s}}{s(T_d s^3 + s^2 + K_P s + \frac{K_P}{T_I})}. \quad (15)$$

Theo đó, có thể xác minh ảnh hưởng của nhiễu (ở chế độ xác lập) đã bị khử:

$$y_d(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} F_d(s) = 0.$$

Thiết kế bộ điều khiển dựa vào hàm truyền đối với tín hiệu chủ đạo $r(t)$:

$$F_r(s) = \frac{K_P \left(s + \frac{1}{T_I}\right) \left(s + \frac{1}{T_d}\right) e^{-T_d s}}{s^3 + \frac{1}{T_d} s^2 + \frac{K_P}{T_d} s + \frac{K_P}{T_d T_I}} = F_{r0} e^{-T_d s}. \quad (16)$$

Ta thấy thành phần trễ $e^{-T_d s}$ đã bị tách riêng, chỉ có tác dụng tịnh tiến đầu ra; hàm truyền $F_{r0}(s)$ mới có ảnh hưởng quyết định đến tính chất của hệ thống. Ta có thể tính các tham số K_P , T_I để $F_{r0}(s)$ thỏa mãn các chỉ tiêu chất lượng nhờ những phương pháp quen thuộc như đặt cực, đa thức chuẩn,... Từ (16) ta tính được:

$$y_r(\infty) = \lim_{s \rightarrow 0} F_r(s) = 1,$$

nghĩa là đầu ra $y_r(t)$ sẽ đạt giá trị yêu cầu $r(t)$ sau một thời gian quá độ.

b. Điều khiển PID

$$F_R(s) = K_P \left(1 + \frac{1}{T_I s} + T_D s\right). \quad (17)$$

Ta có các hàm truyền:

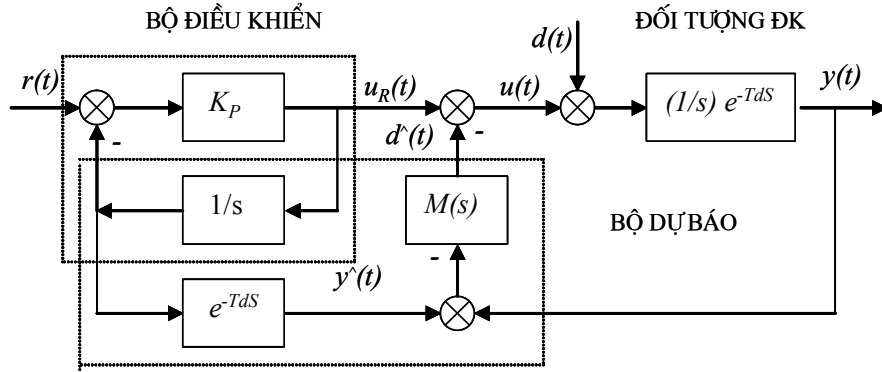
$$F_r(s) = \frac{K_P \left(s + \frac{1}{T_d}\right) \left(s^2 T_D + s + \frac{1}{T_I}\right) e^{-T_d s}}{s^3 + \frac{1 + K_P T_D}{T_d} s^2 + \frac{K_P}{T_d} s + \frac{K_P}{T_d T_I}}, \quad (18)$$

$$F_d(s) = \frac{\left[s^2(T_d + 1) + K_P \left(s^2 T_D + s + \frac{1}{T_I}\right) \left(1 - (T_d s + 1)e^{-T_d s}\right)\right] e^{-T_d s}}{s \left(T_d s^3 + (1 + K_P T_D) s^2 + K_P s + \frac{K_P}{T_I}\right)}. \quad (19)$$

Tương tự, ta cũng chứng minh được rằng, đầu ra bám theo tín hiệu chủ đạo và không chịu sai số tĩnh đối với nhiễu hằng.

2.3. Bộ dự báo Astrom, Hang, Lim

Ý tưởng ở đây là tạo ra ước lượng $d^\wedge(t)$ để khử nhiễu $d(t)$. Ta có hàm truyền giữa đầu ra $y(t)$ và đầu vào $r(t)$:



Hình 4. Bộ dự báo Astrom, Hang, Lim

$$F_r(s) = \frac{K_P \left(1 + M(s) \frac{1}{s} e^{-T_d s}\right) e^{-T_d s}}{s + K_P \left(1 + M(s) \frac{1}{s} e^{-T_d s}\right)} = \frac{K_P}{s + K_P} e^{-T_d s}. \quad (20)$$

Ta thấy $M(s)$ không ảnh hưởng đến $F_r(s)$ (trong trường hợp mô hình đối tượng là chính xác $y^{\wedge}(t) = y(t)$). Hàm truyền này dùng để cải thiện đáp ứng đối với nhiễu. Thật vậy:

$$F_d(s) = \frac{\frac{1}{s} e^{-T_d s}}{1 + M(s) \frac{1}{s} e^{-T_d s}}. \quad (21)$$

Ví dụ, có thể chọn ([1]):

$$M(s) = \frac{k_4 + \frac{k_3}{s}}{1 + k_1 + \frac{k_2}{s} + \frac{k_3}{s^2} - \left(\frac{k_4}{s} + \frac{k_3}{s^2}\right) - \left(\frac{k_4}{s} + \frac{k_3}{s^2}\right) e^{-T_d s}}, \quad (22)$$

trong đó k_1, k_2, k_3 là các tham số hiệu chỉnh được và $k_4 = k_2 + k_3 T_d$. Hàm truyền đối với nhiễu sẽ là:

$$F_d(s) = \frac{[s^2(1 + k_1) + k_2 s + k_3 - (k_4 s + k_3) e^{-T_d s}] e^{-T_d s}}{s(s^2(1 + k_1) + k_2 s + k_3)}. \quad (23)$$

Dễ dàng nhìn thấy hệ thống không có sai số tĩnh đối với nhiễu hằng. Đa thức ở mẫu số có bậc bằng 3 (trong khi bộ dự báo Watanabe, Ito cho bậc 4), và có thể đặt cực tùy ý bằng cách chọn k_1, k_2, k_3 thích hợp. Tương tự, hàm truyền đối với đầu vào (20) cũng cho các đặc tính động học tốt hơn (16), (18). Một ưu điểm nữa là các đáp ứng đối với đầu vào và nhiễu được tách rời không liên quan với nhau, tức là có thể tối ưu hoá hoàn toàn độc lập.

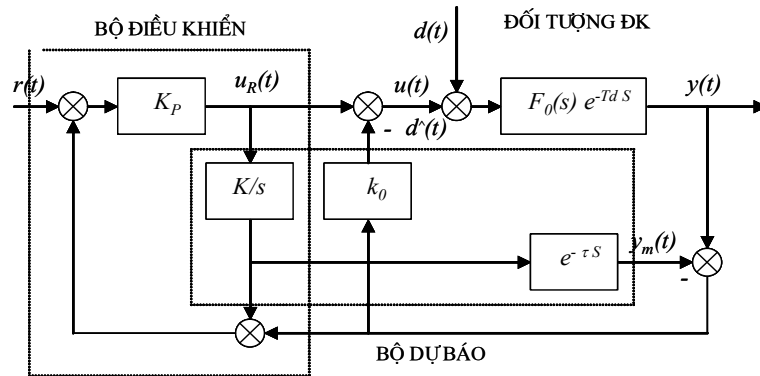
2.4. Bộ dự báo Matausek, Micis

Phát triển bộ dự báo cải tiến của Hagglund (1992), Matausek và Micis đã xấp xỉ quá trình không ổn định có trễ bằng mô hình đơn giản:

$$F_P(s) = F_0(s) e^{-T_d s} \cong \frac{K}{s} e^{-\tau s}, \quad (24)$$

trong đó, hệ số K và thời gian trễ T_d được xác định nhờ đo hoặc từ phương trình động học; τ có thể lấy bằng tổng của T_d và các hằng số thời gian trễ quán tính ([6]). Các tham số K_P, k_0

cần tính để đáp ứng của hệ thống thỏa mãn những chỉ tiêu chất lượng yêu cầu. Ta có các hàm truyền:



Hình 5. Bộ dự báo Matussek, Micic

$$F_r(s) = \frac{e^{-\tau s}}{1 + \frac{K_P K}{s}}, \quad (25)$$

$$F_d(s) = \frac{K[s + K_P K(1 - e^{-\tau s})]e^{-\tau s}}{(s + K_P K)(s + k_0 K e^{-\tau s})}. \quad (26)$$

Từ (25), ta thấy hệ số tỷ lệ K_P của bộ điều khiển có thể tính từ điều kiện áp đặt hằng số thời gian $1/K_P K$ bằng T cho trước. Từ đó ta có:

$$K_P = \frac{1}{KT}. \quad (27)$$

Nhiều thí nghiệm mô phỏng chỉ ra rằng có thể lấy T bằng tổng các hằng số thời gian, hoặc đơn giản chỉ là hằng số thời gian lớn nhất của $F_0(s)$.

Tham số k_0 được tính từ điều kiện ổn định của hàm truyền $F_d(s)$, tức là của nghiệm phương trình:

$$s + k_0 K e^{-\tau s} = 0. \quad (28)$$

Để áp dụng tiêu chuẩn Nyquist, ta chuyển về dạng:

$$1 + \frac{k_0 K}{s} e^{-\tau s} = 0. \quad (29)$$

Giá trị lớn nhất k_{0max} đảm bảo các nghiệm của (28), (29) vẫn ổn định được xác định từ các điều kiện sau:

$$\left| \frac{k_0 K}{j\omega} e^{-j\tau\omega} \right| = 1, \quad (30)$$

$$\arg \left(\frac{k_0 K}{j\omega} e^{-j\tau\omega} \right) = -\pi. \quad (31)$$

Từ đó tính được:

$$k_{0max} = \frac{\pi}{2K\tau}. \quad (32)$$

Trong thực tế, có thể chọn độ dự trữ ổn định về pha khoảng 60° ([6]) ứng với:

$$k_0 = \frac{1}{2K\tau}. \quad (33)$$

Cuối cùng, có thể chứng minh rằng bộ dự báo đảm bảo khử được sai số tĩnh của nhiễu hằng $d(t)$ và đầu ra $y(t)$ bám theo tín hiệu chủ đạo $r(t)$. Ưu điểm ở đây là tính toán tương đối đơn giản.

3. KẾT LUẬN

Trên đây, chúng tôi đã trình bày phương pháp tính toán và phân tích những ưu, khuyết điểm của bộ dự báo Smith cùng các phiên bản cải tiến. Cho các hệ thống điều khiển số có trễ, ta còn biết phương pháp trạng thái mở rộng ([9]) dựa vào đặt các giá trị quá khứ của đại lượng điều khiển làm các trạng thái mới để chuyển về xét hệ thống không trễ tương đương. Nhưng, phương pháp này không áp dụng được, nếu thời gian trễ rất lớn làm tăng kích thước của ma trận hệ thống tương đương lên quá. Phương pháp Zigler, Nichols cũng không thể mang lại kết quả thỏa mãn trong các trường hợp đối tượng bậc cao hoặc thời gian trễ lớn. Hiện nay bộ dự báo Smith được đánh giá là kỹ thuật công hiệu cho điều khiển lớp hệ thống đặc biệt này ([4]). Trong viễn thông, các hệ thống điều khiển lưu lượng mạng ATM (Asynchronous Transfer Mode), Internet, điều khiển công suất trong thông tin di động... thuộc loại trên-do trễ truyền tín hiệu đo và tín hiệu điều khiển đi xa (tính cả thời gian xếp hàng, xử lý các gói tin ...). Ứng dụng các phương pháp nêu trên sẽ góp phần đảm bảo chất lượng dịch vụ yêu cầu ngày một cao ([5]).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] K. J. Astrom, C. C. Hang, B. C. Lim, A new Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time, *IEEE Trans. Automat. Contr.* **39** (2) (1994) 133–135.
- [2] H. Gorecki, *Analiz i sintez sistem upravljenia s zapazduvanjem*, Mashinostroenie, Moskva, 1974, (tiếng Nga).
- [3] S. J. Lee, W. H. Kwon, S. W. Kim, LQG/LTR methods for linear input-delayed systems, *Int. J. Contr.* **47** (5) (1988) 1179–1194.
- [4] S. Majhi, D. P. Atherton, Obtaining controller parameters for a new Smith predictor using autotuning, *Automatica* **36** (2) (2000) 1651–1658.
- [5] S. Mascolo, Congestion control in high-speed communication networks using the Smith principle, *Automatica* **35** (1999) 1921–1935.
- [6] M. R. Matussek, A. D. Micis, A modified Smith predictor for controlling a process with an integrator and long dead-time, *IEEE Trans. Automat. Contr.* **41** (48) (1996) 1199–1203.
- [7] O. J. Smith, A controller to overcome dead time, *ISA. J.* **6** (2) (1959) 28–33.
- [8] J. Sularz, Parametric optimization problem for control systems with time delay, *Int. J. Syst. Sci.* **19** (1) (1988) 41–48.
- [9] Chu Văn Hỷ, Cao Tiến Huỳnh, “DESIM- a program for design and simulation of digital control systems with control delays, IFAC/IMACS Workshop”, 20-24 June, 1989, lma-Ata, USSR.

Nhận bài ngày 26 - 3 - 2003