

## ĐIỀU KHIỂN RÔ BỐT N BẬC TỰ DO

PHẠM THƯỢNG CÁT

**Tóm tắt :** Bài báo giới thiệu một phương pháp điều khiển lai cho rô bốt n bậc tự do có các tham số và nhiễu không xác định được chính xác trước. Các tín hiệu bù phi tuyến đưa vào vòng điều khiển vị trí của mỗi trục được xác định trên cơ sở kỹ thuật tự thích nghi quy chiếu mẫu. Sau phần giới thiệu mô hình rời rạc của hệ thống điều khiển rô bốt, thuật bù phi tuyến được chứng minh bằng phương pháp Lyapunov bảo đảm độ ổn định đều của toàn hệ thống.

### I - ĐẶT VẤN ĐỀ

Rô bốt đã trở thành một ngành khoa học, một ngành công nghiệp độc lập có ảnh hưởng lớn đến kinh tế, xã hội và cả chính trị của các nước tiên tiến. Hai mươi năm qua rô bốt công nghiệp được phát triển và đã vượt qua quan niệm ban đầu về rô bốt như một "nhân công giản đơn bằng thép". Việc rô bốt hóa một phần hay toàn bộ dây chuyền sản xuất để nâng cao chất lượng và độ tin cậy sẽ là yếu tố tác động trực tiếp đến sự cạnh tranh và chiếm lĩnh thị trường của các hãng [1].

Điều khiển rô bốt là một lĩnh vực rất quan trọng trong kỹ thuật rô bốt. Động học của rô bốt là một quá trình phức tạp, nhiều chiều, phi tuyến có nhiều mối tác động tương hỗ lẫn nhau nên điều khiển nó không đơn giản, nhất là khi phải điều khiển các trục đồng thời song song. Sự ra đời của kỹ thuật vi xử lý mở ra những khả năng mới cho việc áp dụng những thành quả của điều khiển học để rô bốt có độ thông minh cao, đáp ứng được các yêu cầu về độ chính xác và tính mềm dẻo của các ứng dụng [2].

Đa số các rô bốt công nghiệp hiện nay được điều khiển bằng các phương pháp cổ điển (PID, cascade,...) và bù thuận (feedforward) [3], [4]. Có nhiều nghiên cứu về điều khiển tối ưu [5], [6], điều khiển tự thích nghi [7], [8], [9], bù phi tuyến [10], [11], điều khiển phân cấp [12], [13] cho điều khiển rô bốt. Một vấn đề nổi lên trong các hội nghị quốc tế về điều khiển rô bốt gần đây là áp dụng các phương pháp điều khiển khi đối tượng có nhiều tham số không xác định được chính xác hoặc bị thay đổi trong quá trình hoạt động [14], [15]. Bài báo đề cập đến vấn đề này và đưa ra một phương pháp điều khiển lai (hybrid) phù hợp với khả năng kỹ thuật hiện hành.

### II - MÔ HÌNH HỆ THỐNG ĐIỀU KHIỂN RÔ BỐT

Khi điều khiển độc lập mỗi trục không đáp ứng được nhu cầu, ta phải tổ chức điều khiển các trục đồng thời song song. Lúc này ta phải chú ý đến các tác động qua lại giữa các trục. Các tác động tương hỗ này có thể xác định được bằng tính toán từ các phương trình động học của rô bốt hoặc đo lực trực tiếp trên các trục của rô bốt. Thời gian tính toán là một vấn đề cần phải chú ý nhiều trong điều khiển thời gian thực. Động học của rô bốt là một quá trình phi tuyến mà các trạng thái tác động tương hỗ với nhau mạnh, do vậy khi lập mô hình rời rạc của nó ta phải bảo đảm được các yêu cầu về độ chính xác.

Ta biết rằng động học phần cơ của rô bốt có thể mô tả bằng hệ phương trình phi tuyến sau [16]:

$$f_i = \sum_{j=1}^n H_{ij}(q) \dot{q}_j + h_j(q, \dot{q}); \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (1)$$

Ở đây

$n$  là số bậc tự do của rô bốt.

$f_i$  là lực hoặc mômen tác động lên trục thứ  $i$  của rô bốt

$q = [q_1, q_2, \dots, q_n]$  là véc tơ vị trí.

Ta có thể tính  $f_i$  theo công thức (1) trên cơ sở đo được vị trí, tốc độ và gia tốc của mỗi trục. Giá trị tính toán này là phần chính của tổng lực (mômen) tác động lên mỗi trục của động cơ.

Tổng lực (mômen) tác động lên mỗi trục của động cơ có thể mô tả bằng phương trình sau:

$$\tau_i^0 = F_i(f_i) + f_{mi}$$

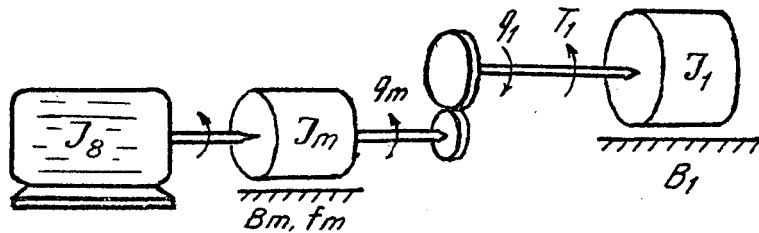
Ở đây  $\tau_i^0$  là tổng lực (mômen) tác động lên trục của động cơ  $i$ ,  $F_i$  là hàm truyền động,  $f_{mi}$  là tổng các lực (mômen) nhiễu lên trục  $i$  (lực ma sát, Coulomb, độ nhớt,...). Thông thường  $f_{mi}$  nhỏ hơn  $f_i$  nhiều lần và không xác định được chính xác. Hàm  $F_i$  có thể là tuyến tính hay phi tuyến tùy thuộc vào cơ cấu truyền động và góc đặt của mô tơ so với trục rô bốt.

Để điều khiển được chính xác ta cần biết  $\tau_i^0$  càng nhiều càng tốt. Ta phân làm hai phần: phần xác định được (do đo hoặc tính) và phần không xác định được chính xác (chỉ biết giá trị trung bình và giá trị min, max)  $\delta\tau_i = f_{mi}$ .

Như vậy ta có:

$$\tau_i^0 = \tau_i + \delta\tau_i \quad (2)$$

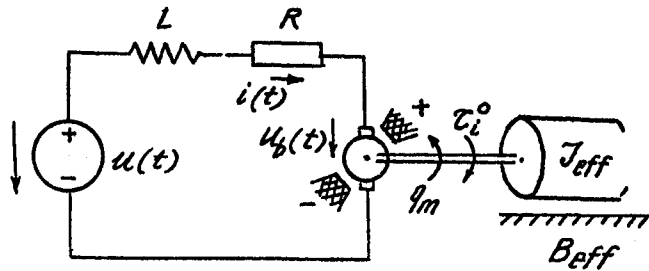
Nếu mỗi trục rô bốt được lắp một động cơ một chiều là cơ cấu động lực ta có thể mô tả cơ cấu truyền động ở một khớp rô bốt như hình 1



Hình 1 : Cơ cấu truyền động ở một khớp rô bốt

- $J_8$  - mô men quán tính của động cơ  $[\text{kg.m}^2]$
- $J_m$  - mô men quán tính của bộ truyền động  $[\text{kg.m}^2]$
- $J_1$  - mô men quán tính của trục rô bốt  $[\text{kg.m}^2]$
- $v$  - hệ số truyền động của bánh răng,
- $B_1$  - độ suy biến phía tải của động cơ  $[\text{Nms/rad}]$
- $B_m$  - độ suy biến phía trục động cơ  $[\text{Nms/rad}]$
- $T_g$  - mô men trọng trường  $[\text{Nm}]$
- $T_c$  - mô men hướng tâm  $[\text{Nm}]$
- $T_1$  - mô men tải  $[\text{Nm}]$
- $f_m$  - mô men ma sát  $[\text{Nm}]$
- $q_m$  - góc quay của trục động cơ  $[\text{rad}]$
- $q_1$  - góc quay của trục rô bốt  $[\text{rad}]$

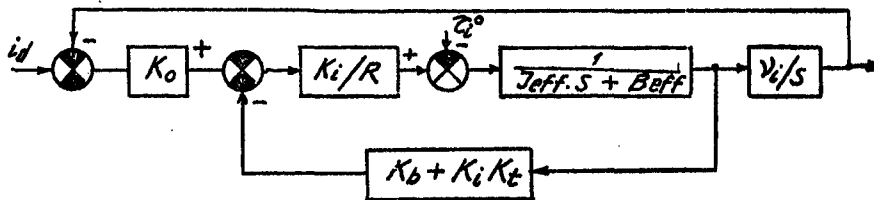
Hình 2 cho ta mô hình động cơ một chiều thông dụng.



Hình 2 : Mô hình động cơ một chiều

- $J_{eff}$  là mô men hiệu dụng [ $kg \cdot m^2$ ]
- $J_{eff} = J_a + J_m + n^2 J_l$
- $B_{eff}$  là độ suy giảm hiệu dụng [ $N \cdot ms / rad$ ]
- $B_{eff} = B_m + n^2 B_l$
- $T_l$  là tổng mô men tác động lên trục của mô tơ,
- $u(t)$  là tín hiệu điều khiển mô tơ [ $V$ ]
- $i(t)$  là cường độ dòng điện phần ứng (armatura) [ $A$ ]
- $L$  là điện cảm của phần ứng,
- $R$  là điện trở của phần ứng.

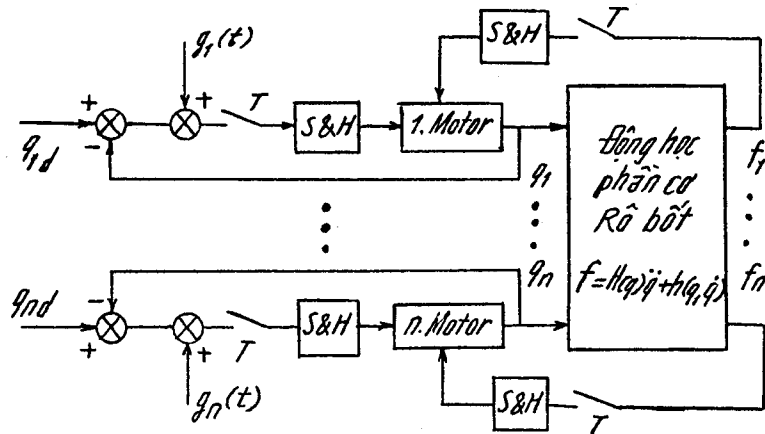
Giả thiết điện cảm  $L$  là không đáng kể, ta có thể xác định được động học của bộ điều khiển servo như hình 3 [17]



Hình 3 : Mô hình bộ điều khiển servo của động cơ một chiều

- $K_0$  - độ khuếch đại công suất [ $V / rad$ ]
- $K_t$  - hằng số chuyển đổi của tachometer [ $V \cdot s / rad$ ]
- $K_b$  - hằng số cảm ứng điện ngược của mô tơ [ $V \cdot s / rad$ ]
- $K_1$  - độ khuếch đại tốc độ [ $V / V$ ]
- $K_i$  - hằng số mô men của mô tơ [ $N \cdot m / A$ ]
- $\alpha_i$  - góc quay mong muốn của trục rô bốt [ $rad$ ]

Ta chọn cấu trúc hệ thống điều khiển rô bốt n bậc tự do như sau (hình 4)



Hình 4 : Điều khiển rô bốt n bậc tự do

Như vậy hệ thống điều khiển rô bốt n bậc tự do của ta là một hệ lai vì ở mỗi mô tơ ta có vòng điều khiển dòng và tốc độ là vòng điều khiển tương tự (analog), còn vòng điều khiển vị trí là vòng điều khiển số (digital). Sở dĩ ta phải chọn phương pháp lai vì tốc độ tính toán của các  $\mu P$  hiện hành (Intel 8086, Motorola 68000...) chưa đáp ứng chỉ số chất lượng/kinh tế (thời gian cắt mẫu cho vòng điều khiển dòng thường đòi hỏi là 1-2 ms).

Các tham số của vòng điều khiển tương tự được thiết kế theo phương pháp thông dụng trên cơ sở giá trị trung bình của các tham số rô bốt và tải. Ở đây ta cho thêm một tín hiệu phản hồi phi tuyến  $g_i$  (sẽ được xác định sau) vào bộ điều khiển servo của mỗi trục để bù tính cho các biến đổi không xác định chính xác được trước.

Với thời gian cắt mẫu T, ta có thể mô tả động học của hệ thống điều khiển rô bốt dưới dạng hàm z như sau [18]:

$$(1 + a_{i1}z^{-1} + a_{i2}z^{-2})q_i(z) = z^{-1}(b_{i0} + b_{i1}z^{-1})[q_{id}(z) + g_i(z)] + z^{-1}(c_{i0} + c_{i1}z^{-1})r_i(z) + z^{-1}\delta r_i(z); \quad (3)$$

$$i = 1, 2, \dots, n.$$

ở đây:

$a_{i1}, a_{i2}, b_{i0}, b_{i1}, c_{i0}, c_{i1}$  là các tham số (giả thiết biết không chính xác hoặc không biết) của vòng điều khiển servo của trục  $i$ ;  $q_{id}, q_i$  là vị trí mong muốn và tức thời của trục  $i$ ;  $g_i$  là tín hiệu bù phi tuyến.

Bài toán điều khiển được đặt ra là xác định  $g_i$  sao cho  $q_i$  (véc tơ vị trí tức thời) đạt được giá trị mong muốn  $q_{id}$ , bảo đảm ổn định và chất lượng cho trước.

### III - XÁC ĐỊNH TÍN HIỆU BÙ $g_i$

Ta dùng phương pháp tự thích nghi quy chiếu mẫu để xác định  $g_i$  là tín hiệu bù phi tuyến cho từng trục. Chỉ tiêu ổn định và chất lượng điều khiển được xác định trong một mô hình mẫu như sau:

$$A_{im}(z)q_{im}(z) = B_{im}(z)q_{id}(z); \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (4)$$

ở đây  $A_{im}(z)$ ,  $B_{im}(z)$  là các polinôm tạo nên hệ động lực mẫu ổn định được chọn sao cho có các điểm cực và điểm không phân bố tối ưu phù hợp với các chỉ tiêu chất lượng đặt ra.

Thông thường ta chọn mẫu là một quá trình bậc 2:

$$A_{im}(z) = 1 + a_{im1}z^{-1} + a_{im2}z^{-2}$$

$$B_{im}(z) = z^{-1}(b_{im0} + b_{im1}z^{-1}).$$

Triển khai dưới dạng phương trình (4) ta có :

$$(1 + a_{im1}z^{-1} + a_{im2}z^{-2})q_{im}(z) = z^{-1}(b_{im0} + b_{im1}z^{-1})q_{id}(z) \quad (5)$$

$$i = 1, 2, \dots, n$$

Ta định nghĩa sai số vị trí giữa mô hình mẫu và rô bốt như sau

$$e_i(k) = q_i(k) - q_{im}(k); \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (6)$$

$$e^T(k) = [e_1(k), e_2(k), \dots, e_n(k)]^T$$

Bài toán điều khiển sẽ được thỏa mãn nếu ta chọn được các  $g_i(k) : i = 1, 2, \dots, n$  thích hợp sao cho

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0 \quad (7)$$

**Định lý.** Nếu ta xác định các tín hiệu điều khiển  $g_i(k)$ ,  $i = 1, 2, \dots, n$  theo phương pháp sau:

$$g_i(k) = \gamma_i^T(k)\omega_i(k) \quad (8)$$

$$\gamma_i(k) = \gamma_i(k-1) + a_i \delta_i(k-1)e_i(k) \quad (9)$$

trong đó

$$\Omega_i^T(k) = [g_i(k-1), q_{id}(k), q_{id}(k-1), q_i(k), q_i(k-1), \tau_i(k), \tau_i(k-1), 1] \quad (10)$$

$0 < a_i < 2/b_{i0max}$  tham số chọn tự do

$$e_i(k) = A_{im}(q^{-1})e_i(k)$$

$$\delta_i(k-1) = \omega_i(k-1)/(1 + \|\omega_i(k-1)\|) \quad (11)$$

thì

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e(k) = 0.$$

**Chứng minh :** Lấy phương trình (6) trừ đi phương trình (3) rồi chuyển sang miền thời gian và sau khi giản ước hai vế ta có :

$$A_{im}(z^{-1})e_i(k) = (a_{i1} - a_{im1})q_i(k-1) + (a_{i2} - a_{im2})q_i(k-2)$$

$$+ (b_{im0} - b_{i0})q_{id}(k-1) + (b_{im1} - b_{i1})q_{id}(k-2) - b_{i0}g_i(k-1)$$

$$- b_{i1}g_i(k-2) - c_{i0}\tau_i(k-1) - c_{i1}\tau_i(k-2) + \delta\tau(k-1)$$

$$i = 1, 2, \dots, n. \quad (12)$$

Chọn  $g_i(k-1)$  theo phương trình sau :

$$\begin{aligned} g_i(k-1) &= \gamma_{i1}(k-1)g_i(k-2) + \gamma_{i2}(k-1)q_{id}(k-1) + \gamma_{i3}(k-1)q_{id}(k-2) + \\ &+ \gamma_{i4}(k-1)q_i(k-1) + \gamma_{i5}(k-1)q_i(k-2) + \gamma_{i6}(k-1)\tau_i(k-1) + \\ &+ \gamma_{i7}(k-1)\tau_i(k-1) + \gamma_{i8}(k-1) \\ &i = 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (13)$$

Viết phương trình (12) dưới dạng véc tơ ta có:

$$A_{im}(z^{-1})e_i(k) = \Phi_i^T(k-1)\Omega_i(k-1), \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (14)$$

ở đây

$$\begin{aligned} \Phi_i^T(k-1) &= [-b_{i1} - b_{i0}\gamma_{i1}(k-1), b_{im0} - b_{i0} - b_{i0}\gamma_{i2}(k-1), b_{im1} - b_{i1} - b_{i0}\gamma_{i3}(k-1), \\ &a_{i1} - a_{im1} - b_{i0}\gamma_{i4}(k-1), a_{i2} - a_{im2} - b_{i0}\gamma_{i5}(k-1), -c_{i1} - b_{i0}\gamma_{i6}(k-1), \\ &-c_{i2} - b_{i0}\gamma_{i7}(k-1), \delta\tau(k-1) - b_{i0}\gamma_{i8}(k-1)] \end{aligned} \quad (15)$$

$$\Omega_i^T(k-1) = [g_i(k-2), q_{id}(k-1), q_{id}(k-2), q_i(k-1), q_i(k-2), \tau_i(k-1), \tau_i(k-2), 1] \quad (16)$$

Ta định nghĩa

$$\Delta\Phi_i(k) = \Phi_i(k) - \Phi_i(k-1) \quad (17)$$

và chọn hàm Lyapunov như sau;

$$V(k) = \sum_{i=1}^n \Phi_i^T(k)\Phi_i(k)/2 > 0 \quad (18)$$

Vi sai của hàm Lyapunov sẽ là

$$\Delta V(k) = V(k) - V(k-1) = \sum_{i=1}^n [\Phi_i^T(k-1) + \Delta\Phi_i^T(k)/2] \Delta\Phi_i(k) \quad (19)$$

Ta định nghĩa ma trận thông tin của trục  $i$  như sau

$$R_i(k-1) = \frac{\Omega_i(k-1)\Omega_i^T(k-1)}{1 + \Omega_i^T(k-1)\Omega_i(k-1)}; \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (20)$$

Ta thấy các ma trận thông tin này đối xứng, xác định không âm và các giá trị riêng của chúng nằm trong vòng tròn đơn vị.

Ta hãy chọn thuật điều chỉnh như sau:

$$\Delta\Phi_i(k) = -p_i R_i(k-1) \Phi_i(k-1); \quad 0 < p_i < 2, \quad i = 1, 2, \dots, n \quad (21)$$

Thay thế phương trình (21) vào phương trình (19) và thực hiện một vài phép biến đổi ta có:

$$\Delta V(k) = \sum_{i=1}^n -p_i \Phi_i^T(k-1) [I - p_i R_i(k-1)/2] R_i(k-1) \Phi_i(k-1) \quad (22)$$

Do  $0 < p_i < 2$  và ma trận  $R_i(k)$  xác định không âm, nên ta có thể chọn một số  $b_i > 0$  mà

$$\{I - p_i R_i(k-1)/2\} \geq b_i I.$$

Thay vào phương trình vi sai của hàm Lyapunov ta có :

$$\Delta V(k) \leq \sum_{i=1}^n -p_i \beta_i \Phi_i^T(k-1) R_i(k-1) \Phi_i(k-1) = \sum_{i=1}^n -p_i \beta_i \frac{e_i^2(k)}{1 + \Omega_i^T(k-1) \Omega_i(k-1)} \quad (23)$$

ở đây ta ký hiệu

$$e_i(k) = \Phi_i^T(k-1) \Omega_i(k-1),$$

$$\text{tức là} \quad e_i(k) = A_{im}(q^{-1}) e_i(k) = e_i(k) + a_{im1} e_i(k-1) + a_{im2} e_i(k-2) \quad (24)$$

Do  $p_i \beta_i > 0$ , từ phương trình (23) ta có

$$\Delta V(k) < 0 \text{ nếu } e_i(k) \neq 0 \text{ và}$$

$$\Delta V(k) = 0 \text{ chỉ khi } e_i(k) = 0; i = 1, 2, \dots, n.$$

Theo định lý Lyapunov [19] khi vi sai của hàm Lyapunov xác định âm,  $e_i(k)$  sẽ tiến tới 0:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} e_i(k) = 0; i = 1, 2, \dots, n, \forall e_i(0) \neq \infty$$

Ta cũng có thể nhìn thấy rõ điều này bằng cách suy diễn như sau:

Với  $V(k) > 0, \Delta V(k) \leq 0; k = 1, 2, 3, \dots$  ta suy ra  $V(k)$  phải là một hàm giảm dần và bị chặn dưới với giá trị chặn lại là 0. Nếu  $V(k)$  dừng ở một hằng số nào đó khác 0 hay bằng 0 thì  $e_i(k) = 0$ . Nói cách khác, khởi hành với bất kỳ  $V(0) \neq \infty$  nào đó sau một thời gian tự chỉnh  $V(k) \rightarrow$  hằng có nghĩa là  $e(k) \rightarrow 0$ .

Một khi  $e_i(k) \rightarrow 0$  thì  $\varepsilon_i(k)$  cũng vậy, bởi do ta đã chọn  $A_{im}(z^{-1})$  là một pôlinôm ổn định. Từ phương trình (24) ta dễ dàng rút ra:

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \varepsilon(k) = 0$$

Điều này có nghĩa là vị trí của các trục rôbốt bám sát các giá trị vị trí của mô hình mẫu.

Trong phần tiếp theo ta phải chứng minh nếu áp dụng cách bù phi tuyến theo công thức (8) và (9) thì thực tế sẽ bảo đảm được thuật tự chỉnh (21).

Ta giả thiết là các tham số  $a_{ij}, b_{ij}$  và  $c_{ij}; i = 1, 2, \dots, n, j = 0, 1, 2$   $\delta T_i$  không được biết trước (trừ giá trị  $b_{i0max}$ ) và có thể thay đổi chậm. Với điều kiện này từ phương trình (17) ta có:

$$\Delta \Phi_i(k) \approx -b_{i0} \Delta \gamma_i(k) \quad (25)$$

Ở đây:

$$\Delta \gamma_i^T(k) = [\Delta \gamma_{i1}(k), \Delta \gamma_{i2}(k), \Delta \gamma_{i3}(k), \dots, \Delta \gamma_{i8}(k)]$$

Thay vào thuật điều chỉnh (21) ta nhận được:

$$\Delta \gamma_i(k) = \frac{p_i}{b_{i0}} R_i(k-1) \Phi_i(k-1); 0 < p_i < 2, i = 1, 2, \dots, n \quad (26)$$

Do có thể chọn  $p_i$  trong khoảng  $0 < p_i < 2$ , ta có  $a_i = p_i/b_{i0}$  thay đổi được trong khoảng  $0 < a_i < a_{imax}; a_{imax} = 2/b_{i0max}$ . Với

$$e_i(k) = \Phi_i^T(k-1) \Omega_i(k-1)$$

thuật toán tự chỉnh (26) có dạng sau:

$$\Delta \gamma_i(k) = a_i \frac{\Omega_i(k-1)}{[1 + \Omega_i^T(k-1) \Omega_i(k-1)]} e_i(k); 0 < a_i < a_{imax} \quad (27)$$

Từ đây

$$\gamma_i(k) = \gamma_i(k-1) + a_i \delta_i(k-1) e_i(k) \quad (28)$$

trong đó

$$\delta_i(k-1) = \Omega_i(k-1) / (1 + \|\Omega_i(k-1)\|)$$

Viết phương trình (13) dưới dạng véc tơ ta có:

$$g_i(k-1) = \gamma_i^T(k-1) \Omega_i(k-1)$$

Thay  $t = kT$

$$g_i(k) = \gamma_i^T(k) \Omega_i(k) \quad (29)$$

mà

$$\Omega_i^T(k) = [g_i(k-1), q_{i,d}(k), q_{i,d}(k-1), q_i(k), q_i(k-1), \tau_i(k), \tau_i(k-1), 1]$$

Biểu thức trên chính là thuật tính tín hiệu bù (8) mà ta cần chứng minh.

#### IV - KẾT LUẬN

Phương pháp điều khiển lai nêu trên có những ưu điểm sau:

- Phù hợp với khả năng kỹ thuật hiện hành, dễ dàng cài đặt thêm vào những rô bốt đang hoạt động trong công nghiệp để tiếp tục nâng cấp.

- Thuật bù phi tuyến đơn giản, dưới dạng rời rạc để đáp ứng yêu cầu thời gian thực khi thực hiện bằng các công cụ vi xử lý quen thuộc. Với công nghệ chế tạo vi mạch LSI và DSP (Digital Signal Processing) hiện nay việc chế tạo các vi mạch chuyên dụng như thuật bù phi tuyến nêu trên cho điều khiển rô bốt không gặp trở ngại.

- Phương pháp nêu trên có tính bền cao (robust). Trong thực tế với một rô bốt cụ thể, ta luôn luôn có thông tin về các giá trị giới hạn (min, max) của các tham số của nó. Do vậy, ta có thể chọn được các tham số tự do của hệ điều khiển lai một cách tối ưu.

Các kết quả mô phỏng trên máy tính điện tử chứng tỏ hiệu quả của phương pháp so với các phương pháp khác. Do khuôn khổ bài báo có hạn chúng tôi sẽ công bố ở các số tiếp.

#### TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Dr. Schweizer M, Robot Application in Germany. IFAC Symposium on Robot Control, SYROCO 88, Oct. 5-7 1988 Karlsruhe FRG.
2. M. Yukobratovic, D. Stokic, N. Kircanki, Scientific Fundamentals of Robotics 5. Non - Adaptive and Adaptive Control of Manipulation Robots. Springer Verlag, New York, 1985.
3. J. S. Luh, Conventional Controller Design for Industrial Robots. A tutorial. IEEE. Trans. Syst, Man, Cybernetics SMC-15(2), 298-316 May/June 1983.
4. R. Paul, Robot Manipulators : Mathematics Programmig and Control. The MIT Press, Cambridge, 1981.
5. O. Egeland, Manipulator Cartesian Trajectory Tracking Using Optimal Control Theory. IFAC Robot Control SYROCO'85, Barchelona Spain, 1985, pp. 63-67.
6. P. Marinov, P. Kiriazov, A Direct Method for Optimal Synthesis of Manipulator Point-to-Point Motion. IFAC 9th Trienal World Cogress Budapest 1984, pp. 453-456.



7. A. Alcaraz, R. Ortega, An Adaptive Computed Torque Controller for Manipulators with Limited Torque. Preprint IFAC/IFIP/IMACS Int. Sym. on Theory of Robots, 1986.

8. I. H. Mufti, Model Reference Adaptive Control for Manipulators - A Review. IFAC Robot Control SYROCO' 85 Barcelona Spain, 1985, pp. 85-94.

9. G. G. Leininger, Adaptive Control of Manipulators Using Self Tuning Methods. Ch. 9, Robotics Research, Edited by M. Brady and R. Paul, 1984.

10. T. Vatanabe, Kavata, K. Tetsuya, A Sliding mode intelligent servo system to improve the path accuracy and power consumption of robot manipulators. Japan-U.S.A. Sym. on Flexible Automation, Osaka Japan, 1986.

11. A. Peltomaa, A. J. Koivo, Compensation of Nonlinearities and Interactions in Robotic Manipulators. IFAC Robot Control SYROCO' 85, Barcelona Spain, 1985, pp. 509-513.

12. M. Vukobratovic, D. Stokic', Scientific Fundamentals of Robotics 2. Control of Manipulation Robots. Theory and Application. Springer Verlag New York, 1982.

13. P. T. Cat, Robust Adaptive Axis Control of Manipulator. Robotics and Computer-Integrated Manufacturing, Vol.3, No. 3, pp. 285-293, New York, 1987.

14. G. L. Luo, G. N. Saridis, Robust Compensation for Robotic Manipulator. IEEE Trans. Vol. AC-29, No. 6, June 1984, pp. 564-567.

15. T. Sugie, T. Yoshikawa, T. Ono, Robust Controller Design for Robot Manipulators. Japan-U.S.A. Sym. on Flexible Automation, Osaka Japan, 1986.

16. M. Vukobratovic, Potkonjak, Scientific Fundamentals of Robotics 1. Dynamics of Manipulation Robots. Theory and Application. Springer Verlag New York, 1982.

17. R. P. Paul, J. Luh, C. E. Campbell et al., Advanced Industrial Robot Control Systems . Reports at School of E. E., Perdue University July, 1981.

18. J. Ackermann, Samples-Data Control System, Robust System Design. Springer-Verlag, Berlin 1985.

19. J. La Salle, The stability of Dynamical Systems. SIAM, Regional Conference Series in Applied Mathematics, 1976.

20. P. T. Cat, J. Somlo, On the Model Reference Adaptive Control of n degree of freedom manipulators. USA-Japan Symposium on Flexible Automation , Minneapolis Minnesota, USA July 18-22, 1988.

## ABSTRACT

A hybrid control scheme is presented in this paper for the control of manipulators which have uncertainties in parameters and disturbances. The robustness is achieved by applying the Model Reference Adaptive Approach in order to obtain the nonlinear compensation laws which do not require the exact knowledge of parameters and disturbances. At first modelling of discrete control system of n degree of freedom robot is analysed. Then using the second method of Lyapunov a control scheme is proposed which results in asymptotically stable system performance.