

# LOẠI TRỪ NHIỀU NGOẠI LAI TRÊN CÁC HỆ ĐIỀU KHIỂN NHIỀU ĐẦU VÀO NHIỀU ĐẦU RA CÓ CHỨA BẤT ĐỊNH \*

VŨ NGỌC PHÀN

**Abstract.** The purpose of this paper is to gain insight into the problem of disturbance rejection of MIMO systems with model uncertainty. Disturbance rejection is one of three key problem of the automatic control. After the introduction, in the second section, the disturbance rejection is discussed in cases where the magnitude of manipulating variables are required to be limited. In Section 3, the disturbance rejection of close-loop configuration is to be investigated. Finally, in Section 4, some new results on the disturbance rejection of MIMO systems with model uncertainty are presented.

## 1. MỞ ĐẦU

Ổn định hệ thống, bám theo đại lượng chỉ dẫn và loại trừ nhiễu ngoại lai là ba vấn đề then chốt nhất trong phân tích và thiết kế các hệ thống điều khiển [4]. Vấn đề ổn định hệ thống và bám tiệm cận theo đại lượng chỉ dẫn khi mô hình có chứa bất định đã được tác giả đề cập đến trong [22, 23]. Nhiễu luôn luôn là một cái gì đó gây phiền hà cho cuộc sống đời thường cũng như trong kỹ thuật. Bài này đặt mục đích nghiên cứu vấn đề loại trừ nhiễu một cách có hệ thống và từ đó chỉ ra khả năng có thể đạt tới chỉ tiêu chất lượng điều khiển mong muốn. Với mục đích này, ở đây chỉ đề cập đến nhiễu tiền định. Dễ dàng nhận thấy rằng, những kết luận nêu ra cũng đúng với nhiễu ngẫu nhiên. Khi nghiên cứu các hệ một đầu vào một đầu ra (các hệ SISO), kinh nghiệm thực tế cho chúng ta thấy rằng, có ba nguyên nhân làm ta không thể đạt được chỉ tiêu chất lượng điều khiển hoàn toàn như ý muốn. Những nguyên nhân này là:

- Đối tượng điều khiển là một hệ không cực tiểu pha (có chứa yếu tố trễ và/hoặc có nghiệm nằm ở nửa mặt phẳng phải).
- Đầu vào điều khiển hay đại lượng tác động có năng lượng hạn chế.
- Mô hình đối tượng chứa bất định (bất định cấu trúc và/hoặc bất định tham số).

---

\* Công trình này được hoàn thành với sự tài trợ của đề tài cấp nhà nước KH-04-09/05 thuộc chương trình tự động hóa.

Không giống như hệ SISO, trong hệ MOMO tồn tại tương tác chéo. Các tương tác chéo làm cho tác động của đại lượng chỉ dẫn cũng như đại lượng nhiễu mang tính định hướng (directionality) [4, 5, 14, 21]. Điều này làm cho việc xác định giới hạn vốn có về chỉ tiêu chất lượng điều khiển trở nên khó khăn hơn. Đối với hệ MIMO, hệ số khuếch đại của hệ thống không phải là đại lượng vô hướng. Nó có tính chất hoàn toàn khác và ta tạm gọi là hệ số khuếch đại MIMO. Vì rằng nghiệm của ma trận hàm truyền không giống như nghiệm của hàm truyền trong hệ SISO (xem [21, 18]) nên những nghiệm nằm ở nửa mặt phẳng phải có làm giảm chất lượng điều khiển vòng kín hay không, điều đó không chỉ phụ thuộc vào vị trí mà còn phụ thuộc vào cấu trúc của nó, ngay cả khi các nghiệm này nằm rất gần gốc tọa độ. Ngoài ra ta cũng nhận thấy rằng, nếu như bất định mô hình ở hệ SISO không ảnh hưởng nhiều lắm đến vấn đề loại trừ nhiễu thì ở hệ MIMO nó trở nên rất gay gắt.

Nội dung bài này là sự chọn lọc và mở rộng các tư tưởng đã nêu trong [7 - 12]. Cần phải nhấn mạnh rằng, ngày nay với kỹ thuật tính toán hiện đại cho phép thể hiện những thuật toán điều khiển rất phức tạp, việc nghiên cứu khả năng loại trừ nhiễu ứng với từng cơ cấu điều khiển riêng biệt có lẽ không có ý nghĩa nhiều lắm. Vấn đề quan trọng hơn, có giá trị lý luận hơn là làm sao chỉ ra được những giới hạn mang tính nguyên lý trên cơ sở những đặc tính của đối tượng điều khiển, không phụ thuộc nhiều vào cấu trúc điều khiển cụ thể. Điều này giúp cho các nhà thiết kế có cái nhìn bao quát hơn, tiết kiệm được thời gian và sức lực trong việc làm thỏa mãn những yêu cầu về chất lượng điều khiển cho trước.

## 2. ĐẶC TÍNH GIỚI HẠN KHẢ NĂNG LOẠI TRỪ NHIỄU CỦA CÁC HỆ ĐIỀU KHIỂN

Xét hệ thống điều khiển diễn tả ở hình 1. Đây là sơ đồ điều khiển hai bậc tự do, trong đó  $C(s)$  được thiết kế để đảm bảo tính ổn định và loại trừ nhiễu còn  $R(s)$  được thiết kế thỏa mãn điều kiện bám theo tín hiệu chỉ dẫn. Cấu trúc này được coi là cấu trúc ưu việt nhất, và như ta đã biết, các sơ đồ khác có thể đưa về dạng sơ đồ chuẩn này. Ta cũng đã biết rằng,  $C(s)$  và  $R(s)$  có thể được thiết kế độc lập với nhau.

Trước hết ta xét các tín hiệu ở điểm nút của đầu ra và tạm thời chưa để ý đến bộ điều khiển  $R(s)$  và  $C(s)$ . Ta có

$$y(s) = P(s)u(s) + P_z(s)z(s) \quad (1)$$

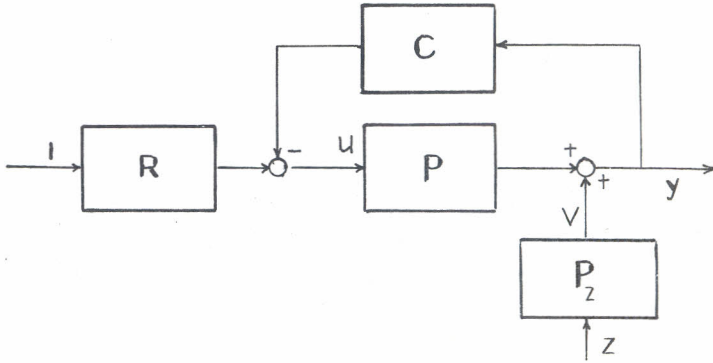
Không làm mất ý nghĩa tổng quát của những điều trình bày dưới đây, trước hết ta giả thiết rằng tín hiệu chỉ dẫn  $r(t) = 0$ . Ở trạng thái cân bằng (steady state), ta mong muốn rằng hệ có khả năng khử nhiễu hoàn toàn, có nghĩa là  $y(t) = 0$ .



Từ biểu thức (1) cho ta thấy điều này đòi hỏi tín hiệu tác động (đầu vào điều khiển)  $u$  phải có dạng

$$u(s) = -P^{-1}(s) P_z(s) z(s) \quad (2)$$

Dễ dàng nhận thấy ngay rằng điều kiện (2) nói chung không thể thỏa mãn. Trước hết ma trận hàm truyền  $P(s)$  thường là suy biến. Khi  $P(s)$  có đặc tính trễ, ma trận  $P^{-1}$  là một hệ phi nhân quả và không có ý nghĩa thực tế. Khi  $P(s)$  là một ma trận hàm truyền chân chính thì  $P^{-1}$  sẽ là một ma trận hàm truyền không chân chính và không thể hiện được một cách trực tiếp. Hơn nữa,  $P(s)$  và  $P_z(s)$  thường chứa các bất định. Tuy nhiên để làm sáng tỏ một số vấn đề như tính bão hòa của tín hiệu tác động, trước mắt ta sử dụng biểu thức (2) và tạm thời gác những điểm vừa nêu sang một bên.



Hình 1. Hệ thống điều khiển với nhiều ngoại lai

Nếu  $P(s)$  có những nghiệm nằm ở nửa mặt phẳng phải thì  $P^{-1}(s)$  sẽ có những cực nằm ở nửa mặt phẳng phải và (2) không diễn tả một quan hệ ổn định. Trong thực tế, tín hiệu tác động thường bị hạn chế ở một giới hạn nào đó. Thí dụ điện áp để điều khiển một động cơ bị giới hạn bởi điện áp lưới, áp lực của dòng hơi điều khiển tuốc bin bị giới hạn bởi áp lực cực đại của lò hơi v.v... hông làm mất tính tổng quát, ta có thể đặt các giới hạn này bằng đơn vị. Trong trường hợp tín hiệu tác động là một vector, ta đặt

$$|u|_{\infty} \leq 1 \quad (3)$$

Vì

$$|u|_{\infty} \leq \|P^{-1} P_z\|_{\infty} |z|_{\infty} \quad (4)$$

nên đòi hỏi

$$\|P^{-1} P_z\|_{\infty} |z|_{\infty} \leq 1 \quad (5)$$

Biểu thức (5) cho thấy rằng, khi tín hiệu tác động bị hạn chế để ngăn ngừa hiện tượng bão hòa thì việc loại trừ nhiễu phụ thuộc vào đối tượng  $P$  và cấu trúc nhiễu  $P_z$ . Vì rằng

$$\|P^{-1} P_z\|_{\infty} \leq \|P^{-1}\|_{\infty} |P_z|_{\infty} \quad (6)$$

nên có thể (5) vẫn thỏa mãn mặc dù  $\|P^{-1}\|_{\infty}$  có thể lớn. Điều này không xảy ra ở hệ SISO.

Bây giờ ta xét biên độ lớn nhất của tín hiệu tác động phải bằng bao nhiêu để không xảy ra hiện tượng bão hòa. Ta sử dụng chuẩn Euclide và lập biểu thức

$$\frac{|u|_2}{|P_z z|_2} = \frac{|P^{-1} P_z z|_2}{|P_z z|_2} \quad (7)$$

Cực tiểu hóa vế phải của (7) ta thu được

$$\min_{|P_z z|_2 \neq 0} \frac{|P^{-1} P_z z|_2}{|P_z z|_2} = \frac{1}{\sigma_{\max}(P)} \quad (8)$$

Công thức (7) và (8) chỉ ra rằng, trong trường hợp thuận lợi nhất, để loại trừ nhiễu, tín hiệu tác động phải có biên độ ít nhất bằng nghịch đảo của giá trị kỳ dị lớn nhất của đối tượng điều khiển. Từ kết luận này ta đưa ra định nghĩa khái niệm *số điều kiện nhiễu của đối tượng điều khiển  $P$*  (Disturbance Condition Number of Plant  $P$ ):

$$k_d(P) = \frac{|P^{-1} P_z z|_2}{|P_z z|_2} \sigma_{\max}(P) \quad (9)$$

Trong trường hợp không thuận lợi, ta có

$$\max_{|P_z z|_2 \neq 0} \frac{|P^{-1} P_z z|_2}{|P_z z|_2} = \sigma_{\max}(P^{-1}) \quad (10)$$

Từ (9) và (10) suy ra

$$k_d(P)_{\max} = \sigma_{\max}(P^{-1}) \sigma_{\max}(P) = k(P) \quad (11)$$

Ta có thể chuẩn hóa các tín hiệu và đặt vế trái của (7) bằng đơn vị. Khi đó từ các kết quả đã trình bày ta thu được:

$$1 \leq k_d(P) \leq k(P) \quad (12)$$

Như vậy số điều kiện nhiễu  $k_d(P)$  có thể xem như là sự mở rộng số điều kiện  $k(P)$  của đối tượng điều khiển  $P$ . Nó cho ta biết mức độ thuận lợi trong vấn đề

loại trừ nhiều ngoại lai. Giá trị  $k_d(P)$  càng lớn thì khả năng loại trừ nhiều càng kém nếu như ta không đưa vào các biện pháp thích hợp khác. Như trong [21] đã trình bày, số điều kiện  $k(P)$  cho biết mức độ khác biệt giữa giá trị kỳ dị lớn nhất và giá trị kỳ dị nhỏ nhất của ma trận hàm truyền  $P(s)$  của đối tượng điều khiển. Khi  $k_d(P)$  lớn, đòi hỏi biên độ của tín hiệu tác động phải lớn để hệ có khả năng loại trừ nhiều mà không gây ra hiện tượng bão hòa. Nói chung không chỉ vấn đề loại trừ nhiều ngoại lai mà cả những bài toán điều khiển khác đều khó đạt được hiệu quả cao khi gặp những đối tượng có số điều kiện  $k(P)$  lớn [24].

### 3. LOẠI TRỪ NHIỀU TRONG CƠ CẤU VÒNG KÍN

Trong phần trên ta đã xét vấn đề loại trừ nhiều nhưng không để ý gì đến vai trò của bộ điều khiển và cơ chế phản hồi. Có nhiều lý do khiến ta không thể sử dụng ma trận nghịch đảo  $P^{-1}(s)$  trong các công thức (4) - (11). Ngoài chức năng như các bộ điều khiển của hệ SISO, các bộ điều khiển sử dụng trong hệ MIMO còn có nhiệm vụ tạo ra sự hòa hợp giữa số đầu vào và số đầu ra của đối tượng điều khiển. Theo một cách nhìn nào đó, bộ điều khiển có tác dụng khử tính chất suy biến của ma trận hàm truyền.

Cũng như trong phần 2, ở đây ta giả thiết rằng  $r(t) = 0$ . Giả thiết này không làm hạn chế những kết quả thu được. Theo hình 1, quan hệ giữa đầu ra  $y$  và tín hiệu nhiễu  $z$  khi  $r = 0$  được diễn tả bởi

$$y(s) = H(s) v(s) s \tag{13}$$

trong đó

$$H(s) = [1 - P(s) C(s)]^{-1} \tag{14}$$

$$v(s) = P_z(s) z(s) \tag{15}$$

Với việc thiết kế bộ điều khiển  $C(s)$  thích hợp ta luôn luôn thu được ma trận hàm truyền  $H(s)$  không suy biến với hầu hết các tần số (trừ các cực và nghiệm của nó). Loại trừ nhiễu hoàn toàn hàm nghĩa  $y(s) = 0$  với mọi  $s$ . Điều này chỉ có thể xảy ra khi các hàng của  $H(s)$  phụ thuộc tuyến tính với nhau và trực giao với  $v(s)$ . Đòi hỏi này đồng thời với điều kiện

$$\text{rank } H(s) = 0 \quad \forall s \tag{16}$$

Nhưng điều kiện (16) tương đương với thực tế  $H(s)$  là ma trận suy biến với mọi  $s$ , trái với đòi hỏi (14). Từ phân tích trên đây ta có thể kết luận rằng, dù sử dụng bộ điều khiển nào đi chăng nữa cũng không thể loại trừ nhiễu hoàn toàn tại mọi tần số. Ta chỉ có thể loại trừ nhiễu theo một nghĩa giới hạn nào đó. Nói cách



khác, ta chỉ cố gắng làm cho ảnh hưởng của nhiễu càng nhỏ càng tốt chứ không cố gắng loại bỏ nhiễu hoàn toàn. Như vậy, đứng trước một đối tượng cho trước, ta có thể hình dung ngay từ đầu chất lượng điều khiển mà ta có thể đạt được.

Để đánh giá khả năng loại trừ nhiễu của hệ, ta tiến hành tương tự như đã làm ở phần 2. Dễ dàng nhận thấy rằng, lượng

$$\alpha(\omega) = \frac{|H(j\omega)v(j\omega)|_2}{|v(j\omega)|_2} \quad (17)$$

không phụ thuộc vào biên độ của nhiễu mà chỉ phụ thuộc vào hướng tác động. Tương tự như trong phần 2, ta định nghĩa số điều kiện nhiễu của  $H$  (Disturbance Condition Number) qua biểu thức

$$k_d(H^{-1}) = \frac{|Hv|_2}{|v|_2} \sigma_{\max}(H^{-1}) \quad (18)$$

và cũng thu được kết quả

$$1 \leq k_d(H^{-1}) \leq k(H^{-1}) = k(H) \quad (19)$$

Nếu bộ điều khiển  $C(s)$  chứa thành phần tích phân (và điều này thường do người thiết kế cố ý tạo ra [7]), hệ số khuếch đại của hệ rất lớn ở các tần số thấp. Khi đó ta có thể xấp xỉ

$$H(s) = (P(s)C(s))^{-1} \quad (20)$$

và định nghĩa

$$k_d(PC) = \frac{|(PC)^{-1}v|_2}{|v|_2} \sigma_{\max}(PC) \quad (21)$$

Nếu  $C(s)$  chứa các thành phần tích phân thì (21) sẽ không xác định khi  $\omega = 0$ . Để khắc phục hạn chế này ta giả sử  $C(s)$  có dạng

$$C(s) = c(s)D(s) \quad (22)$$

trong đó  $c(s)$  là một hàm truyền vô hướng chứa các thành phần tích phân,  $D(s)$  có vai trò như là một bộ tách tương tác chéo. Thay vì (21) ta định nghĩa

$$k_d(PC) = \frac{|(PD)^{-1}v|_2}{|v|_2} \sigma_{\max}(PD) \quad (23)$$

Khi  $D(s) = I$ , có nghĩa là  $C(s) = c(s)I$ ,  $k_d(PC) = k_d(P)$ . Như vậy, như phần 2 đã trình bày,  $k_d(P)$  vẫn có thể được coi là độ đo khả năng loại trừ nhiễu của hệ thống điều khiển.  $k_d(P)$  càng lớn thì khả năng loại trừ nhiễu của hệ càng kém.

Như trên kia đã nói, các nghiệm nằm ở nửa mặt phẳng phải hạn chế khả năng loại trừ nhiễu của hệ. Bây giờ ta sẽ đi sâu tìm hiểu thực trạng này. Trước hết để đơn giản ta giả thiết rằng  $P(s)$  có số chiều  $n \times n$  và không suy biến với mọi  $s$  trừ một số điểm  $s$  là cực hoặc nghiệm của  $P(s)$ . Ta cũng giả thiết rằng các nghiệm  $\zeta_i$  ở nửa mặt phải là các nghiệm đơn. Hai giả thiết trên đây cho kết quả

$$\text{rank}(P(\zeta_i)) = n - 1 \tag{24}$$

Cuối cùng ta giả thiết rằng  $P(s)$  không có cực đồng thời tại các điểm  $\zeta_i$ .

Cho  $\zeta_i$  là một nghiệm của  $P(s)$ . Vector  $\xi_i$  ( $\xi_i \neq 0$ ) thỏa mãn điều kiện

$$(\xi_i)^T P(\zeta_i) = 0 \tag{25}$$

được gọi là hướng của nghiệm  $\zeta_i$ . Vector  $\xi_i$  chính là vector giá trị riêng tương ứng với giá trị riêng của  $P(\zeta_i)$ . Ta gọi  $\xi_i$  là hướng của  $\zeta_i$  vì với một đầu vào có dạng

$$v(t) = k \cdot \exp(\zeta_i t) \tag{26}$$

trong đó  $k$  là một vector tùy ý, thì đầu ra của  $P(s)$  sẽ luôn luôn bằng 0. Vì  $C(s)$  phải là một ma trận hàm truyền ổn định nên cực của nó không thể loại bỏ các nghiệm ở nửa mặt phẳng phải của  $P(s)$ . Nói cách khác, các nghiệm ở nửa mặt phẳng phải của  $P(s)$  vẫn giữ nguyên trong tích  $P(s)C(s)$ . Do đó từ (25) ta có

$$(\xi_i)^T (I - P(\zeta_i)C(\zeta_i)) = (\xi_i)^T \tag{27}$$

Biểu thức (27) chỉ ra rằng, mọi thành phần nhiễu có dạng

$$v(t) = \xi_i \cdot \exp(\zeta_i t) \tag{26}$$

khi chạy theo hướng  $\xi_i$  sẽ giữ nguyên biên độ ở đầu ra và không thể bị ảnh hưởng bởi cơ chế phản hồi.

#### 4. LOẠI TRỪ NHIỄU KHI CÓ BẤT ĐỊNH MÔ HÌNH

Qua các phần trên ta thấy rằng không thể trừ nhiễu hoàn toàn mà chỉ có thể làm ảnh hưởng của nó giảm đi. Đòi hỏi cho ảnh hưởng của nhiễu càng nhỏ càng tốt đưa ta tới ý tưởng của bài toán cực tiểu hóa  $y(s)$  ở biểu thức (13). Hàm mục tiêu ở đây là chuẩn  $N_2(y)$  hoặc  $N_\infty(y)$  (xem phần phụ lục của [23]). Cần nhắc lại rằng  $y(s)$  phụ thuộc vào các tham số của  $C(s)$ . Vì  $C(s)$  là ma trận có phần tử là các phân tử phụ thuộc  $s$  (gọi tắt là các ma trận phân thức) nên hàm mục tiêu

có dạng khá phức tạp. Để đơn giản hóa vấn đề, ta giả thiết rằng  $P(s)$  và  $C(s)$  có thể thừa số hóa. Nghĩa là

$$P(s) = A^{-1}(s) B(s) \quad (27)$$

$$C(s) = T(s) S^{-1}(s) \quad (28)$$

trong đó  $A(s)$ ,  $B(s)$ ,  $S(s)$ , và  $T(s)$  là các ma trận có các phần tử là đa thức phụ thuộc  $s$  (gọi tắt là ma trận đa thức). Khi đó biểu thức (14) sẽ có dạng

$$H(s) = S(s) [A(s) S(s) + B(s) T(s)]^{-1} A(s) \quad (29)$$

Giả sử  $v(s)$  được sinh ra bởi tín hiệu chuẩn  $z(s)$  và đi qua một mô hình nhiễu có ma trận hàm truyền  $P_z(s)$  như đã diễn tả trong biểu thức (15). Dựa vào truyền thống, ta quan tâm đến các tín hiệu nhiễu chuẩn hóa sau đây:

$$M_i(z) := \{z(s) : N_2(z) \leq 1\} \quad (30)$$

Biểu thức (30) mô tả tập các tín hiệu có phổ năng lượng nhỏ hơn hoặc bằng đơn vị. Các tín hiệu nhiễu chuẩn có phổ năng lượng vô cùng lớn không có ý nghĩa thực tế. Tương ứng với (30) ta có các đại lượng nhiễu tác động lên hệ thống:

$$M_i(v) := \{v(s) : N_2(P_z)^{-1} v \leq 1\} \quad (31)$$

Ta có thể nhận thấy qua (31), nếu mật độ phổ của  $v(s)$  nằm trong giải hẹp tập trung tại tần số  $\omega$  thì năng lượng của  $v(s)$  bị hạn chế bởi

$$[(P_z)^{-1}(j\omega^*) v(j\omega^*)]^T [(P_z)^{-1}(j\omega^*) v(j\omega^*)] \leq 1 \quad (32)$$

Cần nhấn mạnh rằng, trong các biểu thức trên  $S_z(s)$  chứa bất định. Tuy nhiên ta có thể hy vọng  $P_z(s)$  lớn tại các tần số thấp và nhỏ ở các tần số cao. Nói cách khác, ta hy vọng đại lượng nhiễu không biến động quá nhanh theo thời gian.

Chuẩn  $N_2(y)$  và  $N_\infty(y)$  sẽ được thay bằng  $N_2(HP_z z)$  và  $N_\infty(HP_z z)$  trong đó  $H$  được xác định theo (14) và (29). Giả thiết rằng hệ thống điều khiển được khảo sát có  $m$  đầu ra. Dĩ nhiên trong thực tế đòi hỏi  $m$  đầu ra này không như nhau, nói cách khác, tính chất loại trừ nhiễu của các đầu ra có trọng lượng khác nhau. Đó là lý do ta đưa vào hàm trọng  $W(s)$  và thay vì cực tiểu hóa  $N_2(HP_z z)$  hoặc  $N_\infty(HP_z z)$  ta cực tiểu hóa các chuẩn  $N_2(WHP_z z)$  hoặc  $N_\infty(WHP_z z)$ . Việc chọn hàm trọng  $W(s)$  có ảnh hưởng rất lớn tới chất lượng của lời giải tối ưu. Ngoài ra để chắc chắn lời giải tối ưu là bộ điều khiển thể hiện được (ma trận



hàm truyền ổn định) cần phải đưa ra những hạn chế thích hợp và giải bài toán tối ưu có ràng buộc.

Như đã biết, có rất nhiều cách mô tả những bất định trong hệ thống điều khiển. Trong phần này ta giả thiết rằng các bất định của hệ có thể diễn tả bởi:

$$U(v) := \{ \Delta : \Delta = \text{diag}(\Delta_1, \Delta_2, \dots, \Delta_n), \delta_{\max}(\Delta_i) \leq \nu \forall \omega \} \quad (33)$$

Gọi  $\mu(HP_z)$  là giá trị kỳ dị kết cấu của  $HP_z$  (xem [21]). Cách mô tả bất định trên đây không những bao quát được bất định mô hình, bất định đại lượng nhiễu mà còn ghi nhận cả những bất định xuất hiện do sai số tính toán trong quá trình thiết kế. Định lý sau đây cho ta biết đặc tính loại trừ nhiễu khi trong mô hình đối tượng và mô hình nhiễu có chứa bất định.

**Định lý.** *Giả thiết  $HP_z(s)$  ổn định với mọi  $\Delta \in U(v)$  và đầu ra phản ứng nhiễu là lời giải của bài toán cực tiểu hóa  $N_\infty(WHP_z z)$  cho trường hợp không có bất định. Tính chất loại trừ nhiễu của hệ sẽ được bảo toàn khi và chỉ khi*

$$\mu(HP_z) < 1 \forall \omega \quad (34)$$

## KẾT LUẬN

Bài này đề cập đến một vấn đề rất kinh điển nhưng cũng rất quan trọng của điều khiển tự động, đó là vấn đề loại trừ nhiễu ngoại lai (Disturbance Rejection). Về bản chất, không thể loại trừ nhiễu hoàn toàn ở mọi tần số. Việc loại trừ nhiễu bị hạn chế ngay từ đầu bởi số điều kiện nhiễu của mô hình đối tượng. Số điều kiện nhiễu của mô hình đối tượng có thể được xem như căn cứ để xác định mức năng lượng cần thiết cho tín hiệu tác động nếu không muốn gây ra hiện tượng bão hòa. Tuy nhiên một bộ điều khiển phản hồi vẫn có thể được tạo ra để hạn chế ảnh hưởng của nhiễu một cách có hiệu quả nhất.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. G. Roppenecker, H. P. Preub, *Nullstellen und Pole linearer Mehrgrößensysteme*. RT 30 (1982), H.7 und H.8.
2. K. J. Astrom, *Robustness of a Design Method Based on Assignment of Poles and Zeros*. IEE Trans. on AC, AC-25 (3) (1980) 588-591.
3. M. G. Safonov, *Robustness of Multivariable Feedback Systems*. Cambridge, London, MIT Press, 1980.

4. J. Lunze, K. Reinischke, *Analyse unvollständig bekannter Regelungssysteme*. ZKI-Informationen (1981), H.2 und H.3.
5. N. J. Chen, C. A. Desoer, *Necessary and sufficient Condition for Robust Stability of Linear Distributed Feedback Systems*. Int. J. of Control **35** (1982) 255-268.
6. A. Grase, M. Dickmann, W. Neddermeyer, *Robuster Regelkreisentwurf: Das Verfahren von Horowitz und seine Automatisierung*. RT 30 (1982), H.11 und H.12.
7. J. Lunze, *Notwendige Modellkenntnisse zum Entwurf robuster Mehrgößenregler mit l-Charakter*. MSR 25 (1982), H.11.
8. D. H. Owens, A. Chotai, *Robust Stability of Multivariable Feedback Systems with Respect to Linear and Nonlinear Feedback Perturbations*. IEEE Trans. on AC, **AC-27** (1) (1982) 254-256.
9. M. J. Chen, C. A. Desoer, *The Problem of Guaranteeing Robust Disturbance Rejection in Linear Multivariable Feedback Systems*. Int. J. of Contr., **37** (2) (1983) 305-314.
10. Y. S. Hung, *Robust Stability: Parameter Dependent Perturbations*. Int. J. of Contr., **38** (7) (1983) 87-106.
11. J. C. Kantor, R. P. Andres, *Characterization of Allowable Perturbation for Robust Stability*. IEEE Trans. on AC, **AC-28** (1) (1983) 107-109; Int. J. of Contr., **38** (7) (1983) 61-86.
12. Y. S. Hung, D. J. N. Limebeer, *Robust Stability of Additively Perturbed Interconnected Systems*. IEEE Trans. on AC, **AC-29** (12) (1984) 1069-1075.
13. I. Postlethwait, Y. Foo, *Robustness with Simultaneous Poles and Zeros Movement Across the  $j\omega$ -Axis*. Preprint of 9th IFAC World Congress, Budapest, 1984.
14. M. Morari, E. Zafiriou, *Robust Process Control*. Prentice Hall, NJ, 1986.
15. A. Packerd, J. Doyle, *The Complex Structured Singular Value*. Automatica, **29** (1) (1993) 71-109.
16. J. D. Cobb, *Toward a Theory of Robust Compensation for Systems with Unknown Parasitics*. IEEE Trans. on AC, **AC-33** (12) (1988) 1130-1138.
17. S. Skogestad, M. Morari, *Some new Properties of the Structured Singular Value*. IEEE Trans. on AC, **AC-33** (12) (1988) 1151-1154.
18. U. Korn, H. H. Wilfert, *Mehrgrößenregelungen. Modern Entwurfsprinzipien im Zeit- und Frequenzbereich*. VEB Verlag Technik, Berlin, 1982.
19. J. Y. Wong, D. P. Looze, *Robust Performance for Systems with Component-bounded Signals*. Automatica, **31** (3) (1995) 471-475.
20. L. Christian, J. Freudenberg, *Limits on Achievable Robustness Against Coprime Factor Uncertainty*. Automatica, **30** (11) (1994) 1693-1702.
21. Vu Ngoc Phan, *Multi-Input Multi-Output Control Systems*. Document of Research Project KC-02-09, 1994.
22. Vu Ngoc Phan, *Robustness of Multi-Input Multi-Output Control Systems*. Document of Research Project CS-21, 1994.
23. Vu Ngoc Phan, *Robust Control of MIMO Systems with Reference Input Uncertainty*. Proceeding of the Vietnam Conference on Automation (1996).
24. S. Skogestad, M. Morari, J. C. Doyle, *Robust Control of III-Conditioned Plants: High-Purity Distillation*. IEEE Trans. on AC, **AC-33** (12) (1988) 1092-1104.