

## ĐÁNH GIÁ BỀN VỮNG CÁC THÔNG SỐ CỦA BỘ LỌC THÍCH NGHI TRONG THÔNG TIN VÔ TUYẾN

PHẠM HỒNG LIÊN, NGUYỄN HOÀNG MINH, NGUYỄN KỲ TÀI

*Khoa Điện, Trường Đại học Bách khoa T.p Hồ Chí Minh*

**Abstract.** Channel estimation of parameters of adaptive filters in communication receivers is much concerning by many researches and scientists. A digital signal processing technique for compensating both the I/Q mismatch and the DC offset in communication receivers is derived with an emphasis on direct - conversion architectures. The I/Q mismatch and DC offset are estimated in a least - squares sense using a training sequence. Also, a group of training sequences that minimizes the mean square error of the estimate is determined.

**Tóm tắt.** Việc đánh giá các thông số bộ lọc thích nghi đã được nhiều nhà khoa học lớn trên thế giới quan tâm. Kỹ thuật xử lý tín hiệu số cho việc cân bằng trong bộ thu cả về độ sai lệch I/Q và bù DC. Độ sai lệch I/Q và bù DC được đánh giá bằng dãy huấn luyện. Đồng thời dãy huấn luyện sẽ giảm độ lỗi trung bình bình phương của việc đánh giá này. Đồng thời trên độ sai lệch I/Q, chúng ta dùng giải thuật mù cho bộ cân bằng chia pha. Kỹ thuật này thay đổi hàm giá trị của thuật giải mù làm cho hai bộ lọc của bộ cân bằng chia pha tạo ra cặp Hilbert.

### 1. ĐẶT VẤN ĐỀ

Bài toán đánh giá các thông số của bộ lọc thích nghi đã được nhiều nhà khoa học lớn trên thế giới đặc biệt quan tâm.

Ta xét hệ thống điều khiển được mô tả bởi phương trình sau [3]:

$$A(z^{-1})y_k = z^{-d}B(z^{-1})u_k + g + n_k. \quad (1)$$

Ta gọi  $y_k, u_k$  là đầu ra và đầu vào của hệ thống. Các đa thức  $A(z^{-1}), B(z^{-1})$  có dạng như sau:

$$A(z^{-1}) = 1 + \sum_{i=1}^n a_i z^{-i}; \quad B(z^{-1}) = 1 + \sum_{j=1}^n b_j z^{-j},$$

ở đây,  $z^{-1}$  là toán tử chậm,  $d \geq 0$  là chậm trễ của hệ thống,  $n_k$  là nhiễu gausse,  $g$  là hằng số chặn động,  $m \leq n$ .

Ta đưa vào (1) các ký hiệu:

$$\theta_0 = (a_1, a_2, \dots, a_n \ ; \ b_1, b_2, \dots, b_m \ ; \ g)^T \quad (2)$$

là véc tơ thông số cần phải đánh giá.

$$\phi_{k-d} = (y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-n} \ ; \ u_{k-d-1}, u_{k-d-2}, \dots, u_{k-d-m} \ ; \ 1)^T \quad (3)$$

là véc tơ quan sát.

Từ (2) và (3), hệ thống điều khiển (1) có thể đưa về dạng:

$$y_k = (\theta_0)^T \phi_{k-d} + n_k. \quad (4)$$

Bài toán đặt ra là từ các dữ liệu quan sát được (3), với điều kiện  $0 \leq d, m$ , phải nhận dạng bền vững các thông số của hệ thống điều khiển chịu các tác động ngẫu nhiên.

## 2. MÔ HÌNH NHẬN DẠNG

Ta xét mô hình nhận dạng với các hệ số thay đổi ở thời điểm  $k$

$$\hat{y}_{t/k} = \sum_{i=1}^n \hat{a}_i(t/k) \hat{y}_{(t-i)/k} + \sum_{j=1}^n \hat{b}_j(t/k) u_{(t-d-i)/k} + \hat{y}(t/k) = \hat{\theta}^T(t/k) \phi(t/(k-d)). \quad (5)$$

Ở đây,  $t \geq n + m + 1 + d$ ,  $t$  là số quan sát cần có,  $\hat{y}_{t/k}$  là đánh giá của  $y_k$ ,  $\hat{\theta}(t/k)$  là đánh giá  $\theta_0$ .

Các véc tơ  $\phi(1/(k-d))$ ,  $\hat{\theta}(t/k)$  có dạng:

$$\phi(t/(k-d)) = (\hat{y}_{(t-1)/k}, \hat{y}_{(t-2)/k}, \dots, \hat{y}_{(t-n)/k} : u_{(t-d-1)/k}, u_{(t-d-2)/k}, \dots, u_{(t-d-m)/k} : l)^T, \quad (6)$$

$$\hat{\theta}(t/k) = (\hat{a}_1(t/k), \hat{a}_2(t/k), \dots, \hat{a}_n(t/k) : \hat{b}_1(t/k), \hat{b}_2(t/k), \dots, \hat{b}_m(t/k) : g(t/k))^T. \quad (7)$$

Ta giả thiết trong (5), các hệ số thay đổi chậm, ta có

$$\hat{\theta}(k/k) \approx ((k-1)/k) \approx \dots \approx \hat{\theta}((k-n-m-1-d)/k).$$

Ta lập sai số đánh giá:  $e_k = y_k - \hat{y}_{t/k}$  và đánh giá tối ưu của véc tơ thông số cần tìm  $\theta_0$  trong (1) nhờ sử dụng phương pháp bình phương tối thiểu

$$\hat{\theta}(k/t) = \arg \min_{\theta} J, \quad (8)$$

$$J = \sum_{k=1}^{1+N} e_k^2 + \alpha_k \|\hat{\theta}(k/k) - \hat{\theta}((k-1)/k)\|^2, \quad N \geq 1, \quad \alpha_k > 0, \quad (9)$$

$\alpha_k$  là thông số chỉnh hóa Tikhonop.

Để tìm đánh giá  $\hat{\theta}$  của véc tơ cần tìm  $\theta_0$  trong mô hình nhận dạng (1), ta có thể xét mô hình nhận dạng (5) ở dạng đơn giản hơn.

$$\hat{y}_k = \hat{\theta}^T \phi_{k-d} = \phi_{k-d}^T \hat{\theta}. \quad (10)$$

Lập tiêu chuẩn đánh giá tối ưu

$$J = \sum_{k=1}^t e_k^2 + \alpha \|\hat{\theta}(k)\|, \quad (11)$$

$$e_k = y_k - \hat{y}_k = y_k - \phi_{k-d}^T \hat{\theta}, \quad (12)$$

$$\phi_{k-d} = (\phi_{1,k-d}, \phi_{2,k-d}, \dots, \phi_{M,k-d})^T = (y_{k-1}, y_{k-2}, \dots, y_{k-d-m}, 1)^T, \quad (13)$$

$M = n + m + 1$ ,  $0 < \alpha \ll 1$  - thông số bé Tikhonop.

Ta có thuật toán đánh giá thích nghi sau đây

$$\hat{\theta}(k+1) = (1-\alpha)\hat{\theta}(k) + \frac{\phi_{k-d}[y_k - \phi_{k-d}^T \hat{\theta}(k)]}{I + \sum_{j=1}^M \|\phi_{j,k-d}\|^2}, \quad (14)$$

$I$  là ma trận đơn vị  $M \times M$ .

**Đánh giá kênh:**

$$y = Bh + w, \quad (15)$$

$$\hat{y} = B\hat{h}, \quad (16)$$

$$e = y - \hat{y} = y - B\hat{h}, \quad (17)$$

$$J = \sum e^2 + \alpha \|\hat{h}\|^2, \quad (18)$$

$$\hat{h}(k+1) = (1-\alpha)\hat{h}(k) + \frac{B^H[y - B\hat{h}(k)]}{I + \sum_{k=0}^{L-1} \|b_{i-k+L-1}\|^2}, \quad (19)$$

$$0 < \alpha \ll 1, \quad B = [b_0, b_2, \dots, b_{n-1}]^T.$$

### 3. ĐÁNH GIÁ KÊNH DÙNG DÃY HUẤN LUYỆN TỐI ƯU

Ta biết trong hệ thống thông tin vô tuyến dùng trong hệ thống OFDM phát dữ liệu theo khối. Một phương pháp hay dùng để tách kênh là dãy huấn luyện để chèn giữa những khối dữ liệu.

Giả sử một kênh nào đó đáp ứng xung hữu hạn:

$$h = [h_0, \dots, h_{L-1}]^T.$$

Khi ta muốn chèn dãy huấn luyện  $B = [b_0, b_2, \dots, b_{n-1}]^T$ , ta sẽ thu được:

$$y(i) = \sum_{k=0}^{L-1} b(i-k)h_k + n_i + g. \quad (20)$$

Hay viết theo dạng ma trận Teoptiz

$$Y = Bh + n_i + g, \quad (21)$$

và

$$\hat{y} = B\hat{h}. \quad (22)$$

$$\text{Ta thu được sai số: } e = y - \hat{y} = y - B\hat{h}. \quad (23)$$

Theo tiêu chuẩn đánh giá tối ưu

$$J = \sum_{k=1}^l e_k^2 + \alpha \|\hat{h}\|^2. \quad (24)$$

Từ đó ta thu được thuật toán đánh giá thích nghi sau đây

$$\hat{h}(k+1) = (1-\alpha)\hat{h}(k) + \frac{B^H[y - B\hat{h}(k)]}{I + \sum_{k=0}^{L-1} \|b_{i-k+L-1}\|^2}. \quad (25)$$

Để đạt được dãy huấn luyện tối ưu, ta cần đạt được dãy huấn luyện lớn hơn  $b^H \cdot b$ . Khi ta định nghĩa các hệ số chiều dài  $L$ , ma trận dãy huấn luyện  $B$ , phương sai  $\sigma^2$ , ta được:

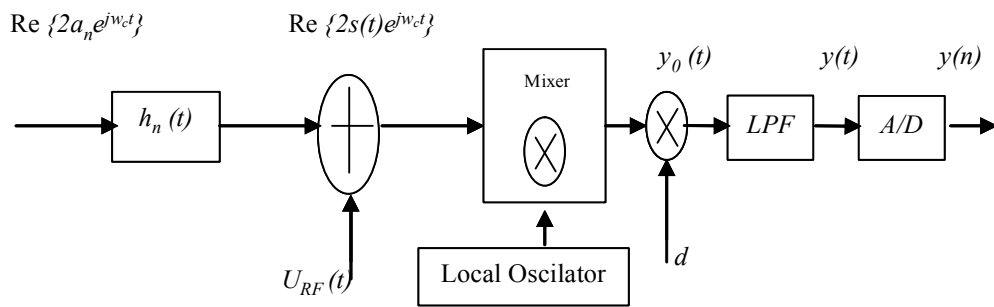
a) Khi  $b^H \cdot b = \lambda$ , ta được  $E\|\hat{h} - h\|^2 \geq \sigma^2 \lambda^{-1} L$ .

b) Dãy huấn luyện  $b$  là tối ưu khi và chỉ khi  $B^H \cdot B = (b^H \cdot b) \cdot I$ . Khi đó biên dưới  $E\|\hat{h} - h\|^2 = \sigma^2 \lambda^{-1} L$  và thêm điều kiện  $b_k = 0$  khi  $k < L$  và  $k > n - L + 1$ .

c) Khi  $2L - 1 \leq n \leq 3L - 2$ , khi đó  $b$  tối ưu khi  $b = a\sigma(i - c)$  đối với  $a \in c$  và  $c \in \{L, \dots, n - L + 1\}$ .

#### 4. KỸ THUẬT BÙ DC

Theo mô hình thu:



Ta định nghĩa véctor  $g$

$$g = [h^T, \alpha \cdot h^H, d]^T, \quad (26)$$

$d$ : nguồn nhiễu.

Từ mô hình trên ta được

$$y = Bg + z, \quad (27)$$

$$B = [A, A^*, 1],$$

$$\hat{g} = (B^H \cdot B)^{-1} \cdot B^H y. \quad (28)$$

Theo công thức (19) ta thu được:

$$\hat{g}(k+1) = (1 - \alpha)\hat{g}(k) + \frac{B^H [y - B\hat{g}(k)]}{1 + \sum_{l=0}^{2L} \|\hat{g}(l, k)\|^2}, \quad (29)$$

ta tính được thông số  $\hat{\beta}_k$  là thông số đánh giá sai lệch:

$$\hat{\beta}(k) = \arg \min \{ (\hat{g} - \hat{\beta} h^*)^H (\hat{g} - \alpha \hat{h}^*) \},$$

khi đó

$$J = \|\hat{g} - \hat{\beta} h^*\|^2 + \alpha \|\hat{\beta}\|^2. \quad (30)$$

Ta suy ra:

$$\hat{\beta}(k+1) = (1 - \alpha)\hat{\beta}_k + \frac{B^H (y - B\hat{g}(k))}{1 + \sum_{l=0}^{2L} \|\hat{g}(l, k)\|^2}. \quad (31)$$

## 5. BỘ CÂN BẰNG CHIA PHA DÙNG KỸ THUẬT HỘI TỤ MÙ

Những bộ phận cân bằng mù đang được sử dụng rộng rãi hiện nay cho các ứng dụng truyền dữ liệu tốc độ cao như mạng LAN tốc độ cao hay XDSL, thường được gọi bộ cân bằng chia pha tỉ lệ theo không gian (PS-FSE).

Đối với bộ cân bằng truyền thống, ngõ vào của nó là số phức, ngược lại bộ PS-FSE dùng tín hiệu ngõ vào là tín hiệu băng thông thực. Vì vậy, cấu trúc bộ cân bằng mù không thực hiện việc biến đổi Hilbert để chia pha. Trái lại, chức năng chia pha được đưa để chia pha được đưa vào những hệ số của bộ cân bằng bởi vì bộ cân bằng PS-FSE ghép biến đổi Hilbert và cân bằng vào trong một cấu trúc, nó có thể tối ưu chất lượng của hai chức năng này đối với những đặc tính kênh truyền khác.

Cuối cùng, PS-FSE luôn có thể cung cấp chất lượng gần như tối ưu không thay đổi, mặc dù bộ biến đổi Hilbert chưa đạt và nó có khả năng ảnh hưởng bộ FSE truyền thống.

Ngoài ra PS-FSE bao gồm những bộ cân bằng hai giá trị thực khi so sánh với những bộ cân bằng truyền thống có 4 giá trị ngõ vào thực.

### Thuật toán mù không đổi (Cous Trained)

Kỹ thuật này thay đổi hàm giá trị của thuật toán mù bằng hai bộ lọc thích nghi bằng cách hai bộ lọc thích nghi sẽ bị thay đổi sao cho những bộ lọc này có đáp truyền tần số dạng Hilbert. Ta dùng thuật toán mù dạng thuật toán giản đồ mắt (reduced constellation algorithm).

Hoặc có thể dùng thuật toán mù dạng module không đổi.

Ta có hàm giá trị của RCA:

$$J = E\{|y_n - b_n|^2\} = E\{|e_n - j\tilde{e}_n|^2\} = E\{e_n^2 + \tilde{e}_n^2\}, \quad (32)$$

$y_n$ : giá trị ngõ ra của bộ cân bằng dạng phức (1) tại khoảng thời gian lấy mẫu bậc  $n$ ,

$b_n$ : điểm mắt suy giảm gần bằng  $y_n$  nhất.

Ví dụ,  $b_n = \pm 2, 5 \pm j2, 5$  cho 16 CAP/QAM.

Khi đó mẫu dữ liệu phát  $A_n = \{\pm 1, \pm 3\} + j\{\pm 1, \pm 3\}$ .

Tham số lọc RCA dạng thập phân có thể thu được khi tối thiểu hóa hàm giá trị trên

$$C_{n+1} = C_n - \alpha e_n r_n, \quad (33)$$

$\alpha$ : độ rộng bước,

$e_n$ : giá trị đồng pha của bộ lọc thích nghi dạng phức:  $C_n + jd_n$  của PS-FSE,

$r_n$ : véctơ tín hiệu thu.

*Chú ý:* Công thức dành cho tín hiệu vuông pha cũng tương tự.

Bởi vì thuật toán mù RCA hội tụ hai bộ lọc thích nghi này riêng lẻ nên có khả năng hai bộ lọc này có hàm truyền đạt giống nhau, tạo ra đáp ứng xung và giản đồ mắt sai, nên hai bộ lọc này tạo ra một cặp dạng Hilbert chúng luôn vuông góc  $c_n^T d_n = 0$ .

Vì vậy khi dùng hàm vuông góc của cặp Hilbert, hàm giá trị RCA thay đổi như sau:

$$J_1 = J + \mu_1 \left( \sum_{i=0}^{2N-1} C_{i,n} d_{i,n} \right)^2, \quad (34)$$

$\mu_1$ : hằng số,  $2N$ : tham số của bộ cân bằng,

$c_{i,n}$  và  $d_{i,n}$  thành phần thứ  $i$  của  $c_n$  và  $d_n$  tương ứng.

Khi đó từ (33) và (34) ta thu được:

$$C_{n+1} = C_n - \alpha e_n r_n - \alpha \mu_1 \gamma_n d_n, \quad (35)$$

$$\gamma_n = \sum_{i=0}^{2N-1} c_{i,n} d_{i,n}.$$

Tuy nhiên, với thuật giải mù dạng phương trình (35) vẫn có khả năng không tạo cặp Hilbert, khi hai bộ lọc là vuông góc nhưng chưa đồng bộ. Khi đó bộ lọc cùng pha trễ so với bộ lọc vuông góc, làm cho ngõ ra bộ cân bằng không có giá trị dữ liệu đúng. Để đạt được tính đồng bộ, thông số khác được đưa vào:

$$J_1 = J + \mu_1 \left( \sum_{i=0}^{2N-1} C_{i,n} d_{i,n} \right)^2 + \mu_2 \left[ \left( \sum_{i=0}^{N-1} c_{i,n}^2 - \sum_{i=N}^{2N-1} c_{i,n}^2 \right)^2 + \left( \sum_{i=0}^{N-1} d_{i,n}^2 - \sum_{i=N}^{2N-1} d_{i,n}^2 \right)^2 \right], \quad (36)$$

$\mu_2$ : hằng số.

Khi đó tham số lọc:

$$C_{i,n+1} = C_{i,n} - \alpha e_n r_{i,n} - \alpha \mu_1 \gamma_n d_{i,n} - \alpha \mu_2 \delta_n c_{i,n}, \quad 0 \leq i < 2N, \quad (37)$$

Khi đó:

$$\delta_n = \sum_{i=0}^{N-1} c_{i,n}^2 - \sum_{i=N}^{2N-1} c_{i,n}^2.$$

Dựa trên kết quả tính toán ta thấy khi dùng thuật giải này, lỗi trung bình nhỏ nhất MMSE giảm 0,11 dB khi so sánh với thuật giải mù truyền thống.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Andreas Muller, Jaafar M. H. Elmirghani, Blind channel estimation and echo cancellation using chaotic code signals, *IEEE Communications Letters* **3** (3) (1999).
- [2] E.W Bai, Mr. Fu, Blind system identification and channel equalization of IIR system without statistical information, *IEEE Transactions Signal Processing* **47** (1999).
- [3] Hong Wang, Jian Hua Zhang, Bounded stochastic distributions control for pseudo-ARMAX stochastic systems, *IEEE Transactions on Automatic Control* **46** (3) (2001).
- [4] Il-Hyun Sohn, Student Member, IEEE, Eui-Rim Jeong, and Yong H. Lee, Senior Member, IEEE, Data-Aided approach to I/Q mismatch and DC offset compensation in communication receivers, *IEEE Communications Letters* **6** (12) (2002).
- [5] Gi-Hong Im, Senior Member, IEEE, A reliable blind convergence technique for phase-splitting equalizers, *IEEE Communications Letters* **6** (3) (2002).
- [6] T. Wiegand, N. J. Fleige, Equalizer for transmultiplexers in orthonogonal multiple carrier data transmission, *Annals Telecommun* **52** (1997).

Nhận bài ngày 21 - 7 - 2003