

## KHẢO SÁT CÁC PHƯƠNG PHÁP TRIỆT NHIỀU GIAO THOA ĐA TRUY CẬP TRONG HỆ THỐNG DS-CDMA ĐỒNG BỘ

Phạm Hồng Liên<sup>(1)</sup>, Lê Dũng<sup>(2)</sup>, Võ Quế Sơn<sup>(1)</sup>

<sup>(1)</sup> Trường ĐH Bách Khoa – ĐHQG-HCM, <sup>(2)</sup> Trường ĐH Dân lập Tôn Đức Thắng  
(Bài nhận ngày 20 tháng 06 năm 2003)

**TÓM TẮT:** Sự ra đời của các chuẩn truyền thông 3G mà tiêu biểu hiện nay là W-CDMA và CDMA2000 đã khắc phục được những nhược điểm của các hệ thống trước đó về mặt dung lượng thuê bao, khả năng bảo mật, tốc độ dữ liệu, ... Các phương pháp triệt nhiễu cho các hệ thống này đã và đang được quan tâm rất nhiều. Các loại nhiễu cộng không có ý nghĩa lắm trong hệ thống DS-CDMA bởi vì các hệ thống này sử dụng kỹ thuật trải phổ tiên tiến, nhiễu cộng bị trải phổ tại máy thu nên ảnh hưởng của nó đối với tín hiệu gốc rất bé. Ảnh hưởng lớn nhất đến chất lượng của các hệ thống CDMA là giao thoa đa truy cập (MAI). Việc giảm tối thiểu ảnh hưởng do MAI cũng được nghiên cứu, cải tiến và xử lý bằng các giải pháp co cell trong các hệ thống cũ khi số lượng MS đăng ký vào một BS quá mức cho phép. Bài báo này sẽ khảo sát các kỹ thuật triệt MAI tuyến tính (giải tương quan, MMSE), phi tuyến (PIC, SIC). Đây là các phương pháp cơ sở để cải tiến các phương pháp triệt MAI một cách hiệu quả. Các phương pháp này áp dụng các kỹ thuật tách sóng hiện đại để loại bỏ MAI một cách đáng kể dựa trên các phép biến đổi toán học và các kỹ thuật tách sóng phi tuyến.

**Từ khóa:** Tách sóng đa truy cập, kỹ thuật trải phổ, MAI.

### I. Giới thiệu:

Hệ thống thông tin di động thế hệ thứ 3 (3G) hỗ trợ nhiều dịch vụ truyền thông như thoại băng rộng, hình ảnh và cả video. Mỗi kênh trong hệ thống được sử dụng một chuỗi mã PN để phân biệt nhau, các dãy mã này có thể trực giao hoặc có tương quan chéo khá bé. Băng tần chia sẻ chung của các kênh trong hệ thống W-CDMA là 5MHz. Ngoài các loại nhiễu thông thường thì hệ thống CDMA còn có một loại nhiễu khác, đó là giao thoa đa truy cập. Giao thoa đa truy cập sinh ra khi số kênh đăng ký vào một BS tăng lên, bản chất của loại nhiễu này là do tính chất không trực giao hoàn toàn của bộ mã PN sử dụng (ví dụ W-CDMA sử dụng mã Gold), hoặc do tín hiệu khi truyền trên các kênh bị trễ pha cũng dẫn đến tín hiệu thu được không trực giao. Có thể làm giảm xác suất lỗi trong hệ thống bằng cách tăng hệ số trải phổ hay tăng tốc độ chip trải phổ. Tuy nhiên do băng tần trải phổ là cố định nên tốc độ chip cũng bị giới hạn trên, trong W-CDMA thì giới hạn trên này là 16.384 Mcps. Do vậy việc giảm nhiễu theo hướng này là không triệt để. Việc sử dụng các giải thuật tiên tiến để hạn chế ảnh hưởng do MAI gây ra đang là mục tiêu nghiên cứu quan trọng nhằm đạt được chất lượng dịch vụ tốt hơn. Phần III và IV của bài báo này trình bày các giải thuật đã khảo sát. Phần V là kết quả mô phỏng trên phần mềm MATLAB.

### II. Mô hình tín hiệu:

Trong mọi tài liệu đề cập về mô hình tín hiệu trong hệ thống CDMA đồng bộ đều đưa ra mô hình kênh CDMA có K kênh bao gồm tổng của nhiều dạng sóng đồng bộ được

điều chế lưỡng cực trong nền nhiễu Gauss như sau:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K A_k \cdot b_k \cdot s_k(t) + \sigma \cdot n(t) \quad t \in [0, T] \quad (1.1)$$

trong đó:

- T là nghịch đảo tốc độ data
- $s_k(t)$  là dạng sóng trải phổ xác định kênh thứ k được chuẩn hóa có năng lượng đơn vị:

$$\|s_k\|^2 = \int_0^T s_k(t) \cdot dt = 1 \quad (1.2)$$

dạng sóng  $s_k(t)$  được giả thiết là bằng 0 bên ngoài khoảng  $[0, T]$ , và không có ISI.

- $A_k$  là biên độ tín hiệu nhận được của kênh thứ k.  $A_k^2$  là năng lượng của kênh thứ k.
- $b_k \in [-1, 1]$  là các bit truyền đi của kênh thứ k
- $n(t)$  là nhiễu Gauss có mật độ phổ công suất đơn vị. Nó mô hình hóa nhiễu nhiệt cộng với các nguồn nhiễu khác không tương quan với tín hiệu truyền. Công suất nguồn nhiễu trong dải tần rộng B là  $2\sigma^2 B$ .

Như ta thấy, việc thực hiện các kỹ thuật điều chế khác nhau đều phụ thuộc vào tỉ số tín hiệu trên nhiễu  $A_k/\sigma$ , và tương tự giữa các dạng sóng của các kênh đều có sự tương quan được định nghĩa bởi:

$$\rho_{ij} = \langle s_i, s_j \rangle = \int_0^T s_i(t) \cdot s_j(t) \cdot dt \quad (1.3)$$

chú ý rằng với bất đẳng thức Cauchy-Schwarz:

$$|\rho_{ij}| = \left| \langle s_i, s_j \rangle \right| \leq \|s_i\| \cdot \|s_j\| = 1$$

Ma trận tương quan chéo:

$$R = \{\rho_{ij}\} \quad (1.4)$$

có các thành phần trên đường chéo bằng 1 và đối xứng.

Biểu diễn (1.1) ở dạng vector:

$$Y = R \cdot a + n \quad (1.5)$$

trong đó: R là ma trận tương quan chéo chuẩn hóa

$$y = [y_1, \dots, y_K]^T$$

$$b = [b_1, \dots, b_K]^T$$

$A = \text{diag}\{A_1, \dots, A_K\}$ : ma trận đường chéo

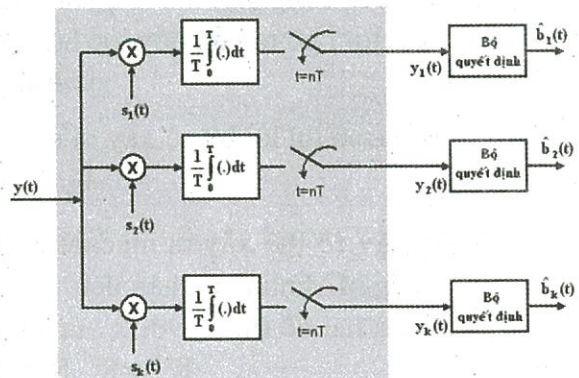
và n là vector biến ngẫu nhiên Gauss có ma trận covariance:

$$E[nn^T] = \sigma^2 \cdot R \quad (1.6)$$

### III. Các phương pháp triệt MAI tuyến tính:

#### 1. Bộ tách sóng đa kênh lọc hòa hợp (Matched filter):

Sơ đồ dãy tách sóng đa kênh cổ điển như hình 1. Ở đó mỗi kênh được tách sóng bằng một bộ tách sóng-lọc-phối hợp.



Hình 1

Ngõ ra dãy lọc hòa hợp là:

$$y_1 = \int_0^T y(t).s_1(t)dt$$

(1.7)

$$\dots$$

$$y_k = \int_0^T y(t).s_k(t)dt$$

Với bộ tách sóng như thế này, không có sự loại bỏ MAI ở tín hiệu thu của mỗi kênh. Bộ tách sóng này chỉ tối đa hóa tỉ số S/N ở ngõ ra.

Ta có thể tổng quát hóa (1.5) thành:

$$y(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + \sigma n(t) \tag{1.8}$$

Khi đó ngõ ra của các bộ lọc lọc hòa hợp:

$$y_k = \langle y, s_k \rangle$$

$$= \int_0^T y(t).s_k^*(t)dt \tag{1.9}$$

$$= A_k b_k + \sum_{j \neq k} A_j b_j \rho_{kj} + n_k$$

trong đó:  $\rho_{kj} = \int_0^T s_k^*(t).s_j(t)dt \tag{1.10}$

$$n_k = \sigma \int_0^T n(t).s_k(t)dt \tag{1.11}$$

$n_k$  là một biến ngẫu nhiên Gauss có trung bình bằng 0 và variance bằng  $\sigma^2$ .

Trong biểu thức (1.9):

- $A_k.b_k$  chính là tín hiệu cần thu thứ  $k$ ,  $\sum_{j \neq k} A_j.b_j.\rho_{jk}$  chính là nhiễu giao thoa đa truy cập MAI của các kênh thứ  $j$  ( $j \neq k$ ) đối với kênh  $k$
- $n_k$  là nhiễu của kênh truyền.

Cuối cùng thì ta có:  $\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k) = \text{sgn}(\langle y, s_k^* \rangle) = \int_0^T y(t).s_k^*(t)dt$

2. Bộ tách sóng giải tương quan (Decorrelating detector):

Vector ngõ ra của dãy lọc hòa hợp có thể viết ở dạng:

$$y = Rab + n \tag{1.12}$$

\* Nếu  $\sigma=0$  thì lỗi bit sẽ xảy ra nếu:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}((RAb)_k) \neq b_k$$

Điều này có thể xảy ra mặc dù không có sự hiện diện của nhiễu nền, bởi vì có giao thoa đa truy cập MAI như đã phân tích.

Nhân cả hai vế (6.21) với  $R^{-1}$  ta được:

$$R^{-1}y = R^{-1}.Rab = Ab \tag{1.13}$$

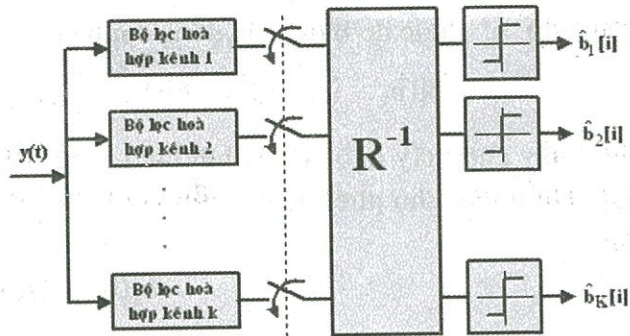
Khi  $\sigma=0$ , ta có thể lấy hàm dấu (sgn) của từng thành phần trong (1.13) để khôi phục data

truyền đi:

$$\begin{aligned} \hat{b}_k &= \text{sgn}((R^{-1}y)_k) \\ &= \text{sgn}((Ab)_k) \\ &= b_k \end{aligned} \quad (1.14)$$

Ngược lại nếu  $\sigma \neq 0$  thì ta thu được:

$$\bar{y} = R^{-1}y = Ab + R^{-1}n = Ab + \bar{n} \quad (1.15)$$



Hình 2

phương trình (1.15) trong trường hợp có nhiễu ( $n \neq 0$ ) vẫn là một giải pháp hiệu quả và tối ưu. Như vậy thành phần thông tin  $y$  được khôi phục nhưng lại gây ra một thành phần nhiễu mới là  $\bar{n}$ . Lúc này quyết định sẽ là:

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(\bar{y}_k) \quad (1.16)$$

Ta thấy rằng bộ tách sóng giải tương quan loại bỏ hoàn toàn MAI, nhưng công suất nhiễu  $\bar{n}$  là  $N_0(R^{-1})_{k,k}$  lớn hơn công suất nhiễu  $N_0$  tại ngõ ra bộ lọc hòa hợp. Sơ đồ bộ tách sóng giải tương quan như hình 2.

### 3. Bộ tách sóng tối thiểu hóa sai số trung bình- bình phương (MMSE: Minimum Mean-Square Error):

Một phương pháp phổ biến trong lý thuyết thông tin để giải quyết bài toán ước lượng biến ngẫu nhiên  $W$  trên cơ sở các thông tin quan sát  $Z$  để chọn ra hàm  $\hat{w}(Z)$  để tối thiểu sai số trung bình-bình phương (MSE):  $E[(W - \hat{w}(Z))^2]$

Dưới một vài điều kiện tổng quát, nó cho thấy rằng giải pháp là sự ước lượng trung bình có điều kiện:

$$\hat{w}(Z) = E[W | Z]$$

Trong hầu hết các bài toán, khó khăn là ở chỗ tìm được các ước lượng trung bình có điều kiện từ phân bố kết hợp của  $W$  và  $Z$ . Với lý do này, thường thì để tối thiểu hóa MSE vào trong một biến đổi tuyến tính của  $Z$ . Phương pháp chung để tối thiểu hóa MSE là tính toán dựa trên các variance và covariance.

Với bài toán của chúng ta: cần phải tối thiểu hóa MSE giữa bit  $b_k$  của kênh thứ  $k$  và ngõ ra của phép biến đổi tuyến tính thứ  $k$   $v_k^T y$ . Mặc dù phép tính gần đúng này không dẫn đến việc tối thiểu hóa tỉ lệ lỗi bit:

$$P[b_k \neq \text{sgn}(v_k^T y)]$$

Bộ tách sóng tuyến tính MMSE cho kênh thứ  $k$  là chọn dạng sóng  $c_k$  trong chu kỳ  $T$  sao cho đạt được:

$$\min_{c_k} E[(b_k - \langle c_k, y \rangle)^2] \quad (1.17)$$

và ngõ ra:  $\hat{b}_k = \text{sgn}(\langle c_k, y \rangle)$

Phép biến đổi tuyến tính MMSE sẽ tối đa hóa tỉ số tín hiệu trên giao thoa tại ngõ ra:

$$\frac{1}{\min_{c_k} E[(b_k - \langle c_k, y \rangle)^2]} = 1 + \max_{c_k} \frac{E[(\langle c_k, A_k b_k s_k \rangle)^2]}{E[(\langle c_k, y - A_k b_k s_k \rangle)^2]} \quad (1.18)$$

Ta có thể diễn đạt phép biến đổi tuyến tính trên:  $c_k = c_k^s + c_k^0$

trong đó  $c_k^s$  được đo bằng các dạng sóng  $s_1, \dots, s_K$  và  $c_k^0$  là trực giao với  $c_k^s$ . Khi đó:

$$E[(b_k - \langle c_k, y \rangle)^2] = E[(b_k - \langle c_k^s, y \rangle)^2] + \sigma^2 \|c_k^0\|^2 \quad (1.19)$$

Điều này cho thấy ngõ ra của bộ tách sóng MMSE là sự kết hợp ngõ ra của các bộ lọc hòa hợp. Điều này cho phép ta chuyển bài toán trở thành tìm K vector  $m_k^T$  sao cho tối thiểu hóa được:

$$E[(b_k - m_k^T y)^2] \quad (1.20)$$

(1.20) tương đương với việc ta có thể tìm một ma trận  $M$ - $K \times K$  có cột thứ  $k$  bằng với  $m_k$  sao cho:

$$\min_{M \in R^{K \times K}} E[\|b - My\|^2] \quad (1.21)$$

ở đó:  $y = Rab + n$  (1.22)

Vì:  $\|x\|^2 = \text{trace}\{xx^T\}$  (tổng các thành phần đường chéo) nên để giải (1.21) thì bước đầu tiên để là tính ma trận covariance của vector sai số:

$$\begin{aligned} \text{cov}\{b - My\} &= E[(b - My)(b - My)^T] \\ &= E[bb^T] - E[by^T]M^T \\ &\quad - ME[yb^T] + ME[yy^T]M^T \end{aligned} \quad (1.23)$$

Dùng (1.22) và một điều hiển nhiên là nhiễu và data không tương quan ta thu được:

$$E[bb^T] = I \quad (1.24)$$

$$E[by^T] = E[bb^T AR] = AR \quad (1.25)$$

$$E[yb^T] = E[Rabb^T] = RA \quad (1.26)$$

$$\begin{aligned} E[yy^T] &= E[RAbb^T AR] + E[nn^T] \\ &= RA^2R + \sigma^2 R \end{aligned} \quad (1.27)$$

Thay thế các biểu thức trên vào (1.23) ta thu được:

$$\begin{aligned} \text{cov}\{b - My\} &= I + M(RA^2R + \sigma^2 R)M^T - ARM^T - MRA \\ &= [I + \sigma^2 ARA]^{-1} + (M - \bar{M})(RA^2R + \sigma^2 R)(M - \bar{M})^T \end{aligned} \quad (1.28)$$

ở đó:  $\bar{M} \stackrel{\text{def}}{=} A^{-1}[R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1}$  (1.29)

Với giả sử A không phải là duy nhất ta có:  $\bar{M}(RA^2R + \sigma^2 R) = AR$

và:  $(I - ARM)(I + \sigma^2 ARA) = I$

Do đó từ (1.28) ta sẽ giải được:

$$\min_{M \in R^{K \times K}} E[\|b - My\|^2] = \min_{M \in R^{K \times K}} \text{trace}\{\text{cov}\{b - My\}\} \quad (1.30)$$

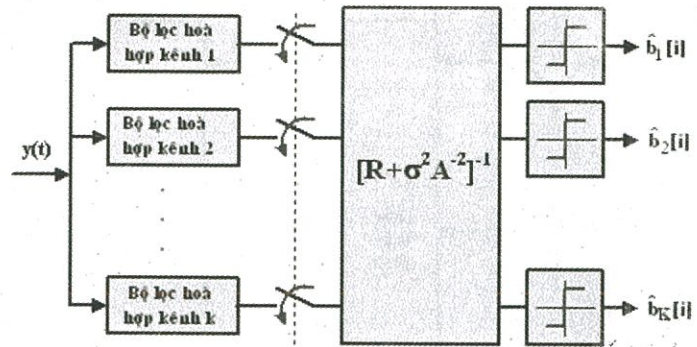
Ma trận  $RA^2R + \sigma^2 R$  được định nghĩa là không âm. Nên tổng các thành phần thứ hai của vế phải (1.28) luôn luôn không âm. Ta thấy  $\bar{M}$  được định nghĩa như (1.29) sẽ đạt được tổng MSE nhỏ nhất:

$$\min_{M \in R^{K \times K}} E[\|b - My\|^2] = \text{trace}\{[I + \sigma^2 ARA]^{-1}\} \quad (1.31)$$

Theo (1.28) thì ngõ ra bộ tách sóng MMSE sẽ cho bởi:

$$\begin{aligned} \hat{b}_k &= \text{sgn}\left(\frac{1}{A_k}([R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1}y)_k\right) \\ &= \text{sgn}\left([R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1}y)_k\right) \end{aligned} \quad (1.32)$$

Do đó, bộ tách sóng MMSE tuyến tính như hình 3 chỉ thay thế biến đổi  $R^{-1}$  của bộ tách sóng giải tương quan bằng:



Hình 3

$$[R + \sigma^2 A^{-2}]^{-1} \quad \text{với:} \quad \sigma^2 A^{-2} = \text{diag}\left\{\frac{\sigma^2}{A_1^2}, \dots, \frac{\sigma^2}{A_K^2}\right\}$$

Bộ tách sóng MMSE chỉ phụ thuộc vào biên độ tín hiệu thu thông qua tỉ số  $S/N=A_k/\sigma$ .

#### IV. Các phương pháp triệt MAI phi tuyến:

##### 1. Bộ tách sóng đa kênh PIC (Parallel Interference Cancellation):

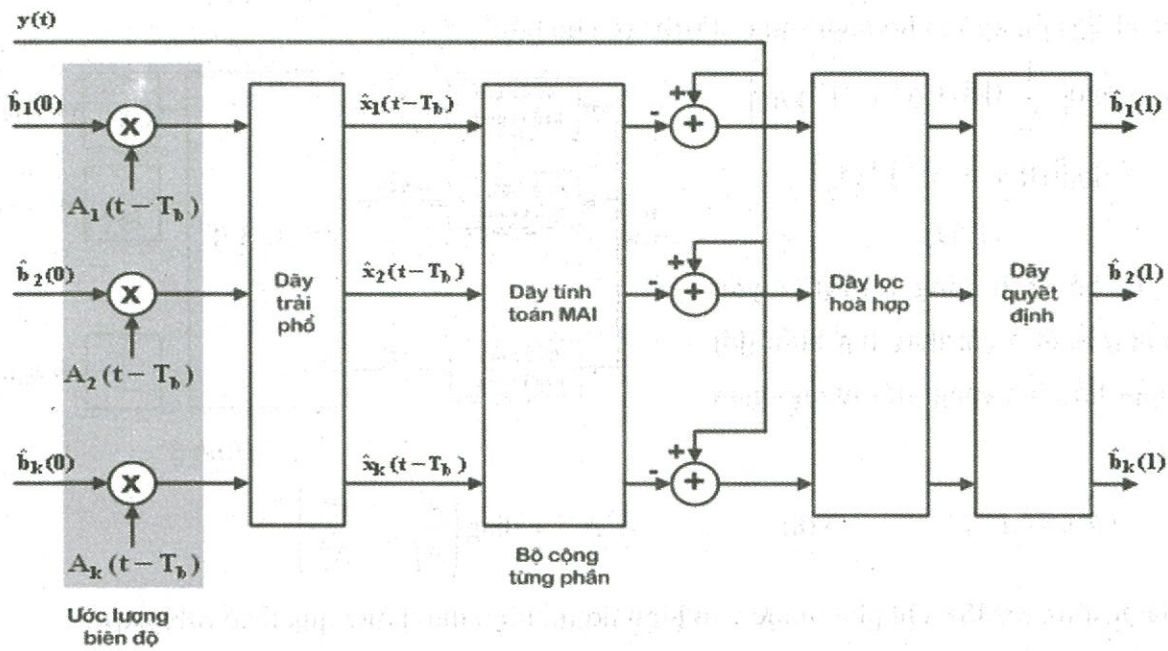
Bộ triệt nhiễu song song hoạt động theo nguyên tắc sẽ tách sóng mọi tín hiệu có trong tín hiệu tổng, sau đó tính toán MAI của các tín hiệu đã ước lượng (chưa tối ưu) này rồi loại bỏ MAI trong tín hiệu tổng bằng cách trừ đi MAI. Như vậy sau mỗi lần loại bỏ MAI ta được một tập các tín hiệu mới tốt hơn các tín hiệu đã ước lượng.

Bằng cách ghép nối tiếp nhiều bộ triệt nhiễu song song ta sẽ thu được tín hiệu ước lượng tốt nhất. Sau mỗi tầng tín hiệu thu sẽ được trừ đi một lượng đúng bằng nhiễu MAI của tập tín hiệu đã được tầng trước đó xác định tối ưu. Với bộ tách sóng dùng PIC như hình 4 có dùng dây lọc hòa hợp để tách sóng từng kênh trước khi cho qua khối PIC thì công thức tổng quát để xác định data cho kênh thứ k là:

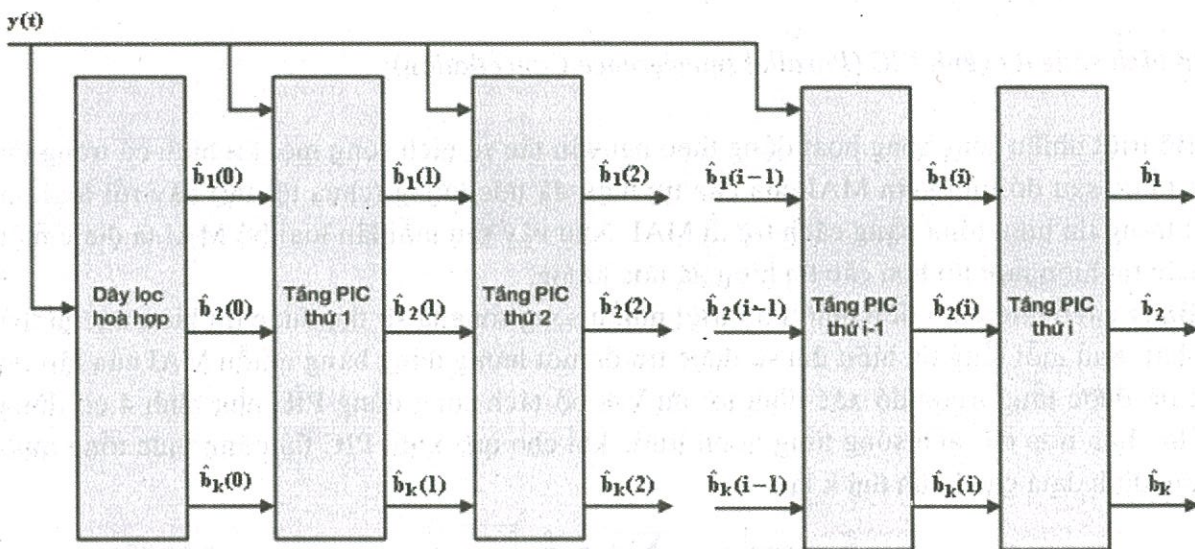
$$\hat{b}_k = \text{sgn}\left(y_k - \sum_{j \neq k} A_j \rho_{jk} \hat{b}_j\right) \quad (1.33)$$

trong đó  $\sum_{j \neq k} A_j \rho_{jk} \hat{b}_j$  chính là thành phần gây MAI cho kênh thứ k. Việc xây dựng nhiều khối

PIC sẽ cho kết quả càng chính xác. Sơ đồ khối bộ triệt nhiễu song song như hình 4 và cách ghép các bộ triệt nhiễu song song như hình 5.



Hình 4



Hình 5

**2. Bộ tách sóng đa kênh SIC (Successive Interference Cancellation):**

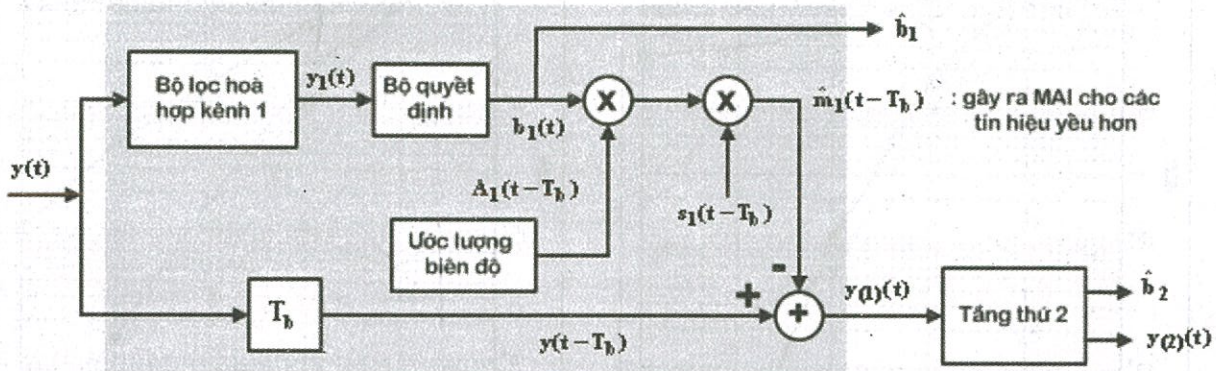
Bộ triệt nhiễu nối tiếp làm giảm ảnh hưởng của MAI trong hệ thống dựa trên nguyên tắc cơ bản của bộ tách sóng đa tầng (multistage-detector) là: máy thu sẽ tách sóng các kênh có cường độ trường mạnh nhất sau đó ước lượng MAI được phân bố cho kênh vừa tách sóng để triệt nhiễu MAI của kênh đó ở tầng tiếp theo.

Không mất tính tổng quát, giả sử rằng kênh thứ K có năng lượng lớn nhất, tiếp theo là kênh thứ K-1, ..., 1. Khi đó cho mô hình bộ tách sóng triệt nhiễu MAI dùng SIC sẽ có công thức tổng quát như sau:

$$\hat{b}_k = \text{sgn} \left( y_k - \sum_{j=k+1}^K A_j \rho_{jk} \hat{b}_j \right) \tag{1.34}$$

trong đó thành phần  $\sum_{j=k+1}^K A_j \rho_{jk} \hat{b}_j$  chính là thành phần gây MAI cho kênh thứ k.

Mô hình bộ triệt nhiễu SIC được mô tả như hình 6.



Hình 6

Tầng thứ 1 của bộ triệt nhiễu nối tiếp trên thực hiện các bước sau:

- 1) Tách tín hiệu mạnh nhất  $y_1(t)$  bằng bộ tách sóng lọc hòa hợp.
- 2) Dựa vào năng lượng thu được để quyết định bit dữ liệu  $\hat{b}_1$  ( $\hat{b}_1 = \text{sgn}(y_1)$ ).
- 3) Với data đã xác định ở bước 2). Giả thiết chuỗi PN đã biết cùng với bộ tách sóng có khả năng ước lượng biên độ, pha, và thời gian thì tầng thứ 1 sẽ ước lượng tín hiệu  $\hat{m}_1(t)$  gần giống  $y_1(t)$  nhất bằng cách trải phổ tín hiệu  $b_1(t)$ .
- 4) Loại bỏ  $\hat{m}_1(t)$  bằng bộ trừ từ tín hiệu tổng  $y(t)$  cho kết quả là  $y_{(1)}(t)$  không bị nhiễu MAI của tín hiệu  $y_1(t)$ .

Như vậy cứ một tầng sẽ làm nhiệm vụ:

- Xác định data trên kênh mạnh nhất có trong tín hiệu tổng ở đầu vào.
- Biến đổi tín hiệu thu không có MAI gây ra bởi kênh mạnh nhất.

Lặp lại quá trình trên bằng cách ghép nối tiếp k tầng: tầng thứ k lấy ngõ vào là tín hiệu được tạo ra bởi tầng trước đó  $y_{(k-1)}(t)$  để tạo ra tín hiệu data  $\hat{b}_k(t)$  và tín hiệu  $y_{(k)}(t)$ .

#### IV. Kết quả mô phỏng:

Các kết quả được thực hiện trên phần mềm MATLAB sử dụng mã trải phổ Gold 31, kênh nhiễu Gauss, tốc độ bit 64kbps cho mỗi kênh. Các kết quả BER đều dựa trên mô phỏng với các bước như sau:

Tạo chuỗi bit ngẫu nhiên cho từng kênh

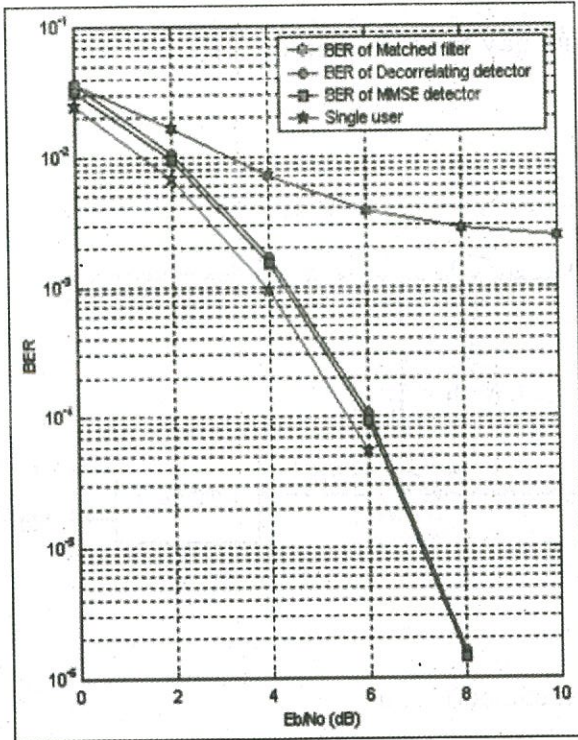
Trải phổ các chuỗi bit dữ liệu của từng kênh với từng mã trải phổ tương ứng.

Truyền tất cả các tín hiệu của các kênh lên kênh truyền, cộng nhiễu đường truyền.

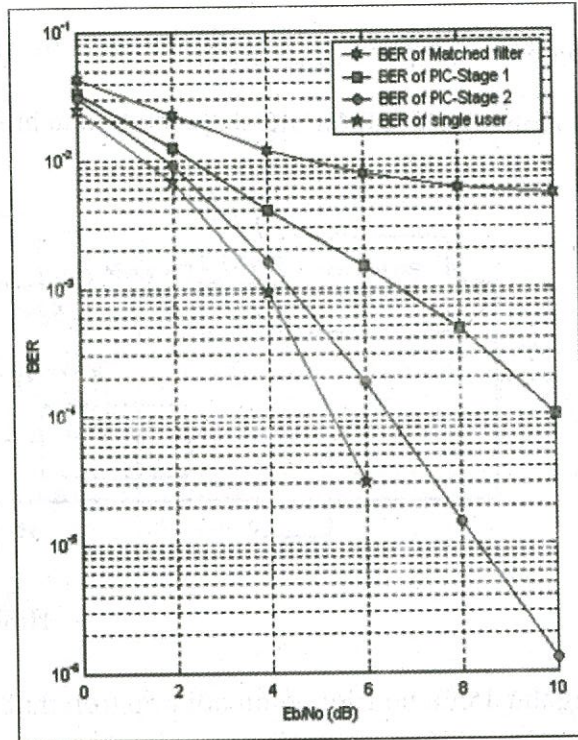
Phía thu: từng kênh sẽ tách sóng, triệt MAI trong tín hiệu thu bằng các phương pháp khác nhau: MMSE, PIC, SIC, giải tương quan.

Tính BER cho mỗi phương pháp triệt nhiễu, đặc biệt đối với phương pháp triệt nhiễu MAI bằng PIC thì tách sóng cho mỗi tầng PIC của bộ tách sóng để thấy rõ được hiệu quả khi ghép nối tiếp nhiều khối PIC lại với nhau.

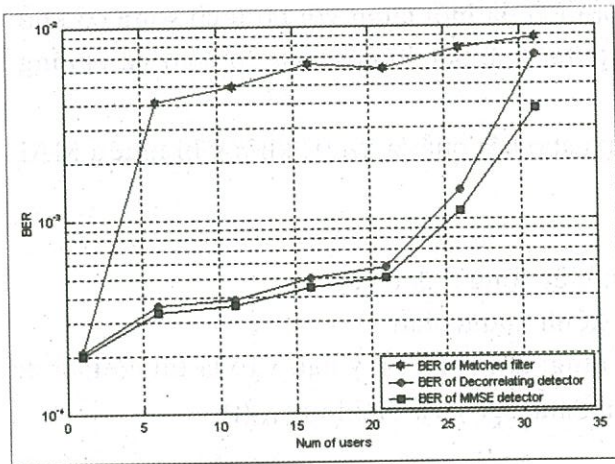




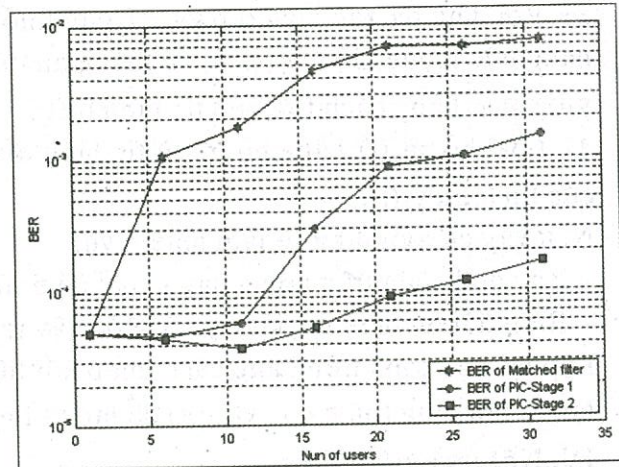
Hình 7



Hình 8



Hình 9



Hình 10

Từ các kết quả trên ta thấy các phương pháp tuyến tính và phi tuyến thực hiện triệt nhiễu rất tốt, phương pháp MMSE triệt nhiễu tốt hơn giải tương quan do MMSE đưa ra được mô hình tối thiểu hóa được BER theo variance  $\sigma^2$  của nhiễu nhưng lại đòi hỏi phải biết được biên độ tín hiệu thu trong khi phương pháp giải tương quan thì không cần thiết. Hơn nữa phương pháp giải tương quan lại làm tăng công suất nhiễu ở ngõ ra. Cả hai phương pháp trên gặp phải trở ngại lớn là cài đặt giải thuật tính ma trận ngược của R bằng phần cứng rất khó khăn, do vậy cả hai phương pháp này ít được sử dụng để triệt MAI trong thực tế.

Ngược lại với các phương pháp phi tuyến loại bỏ MAI thì giải thuật tính toán rất đơn giản, không cần phải tính ma trận ngược. Phương pháp PIC thường được áp dụng trong thực tế vì nó thực hiện loại bỏ MAI của K kênh cùng một lúc, đồng thời việc ghép nối các tầng PIC lại với nhau để tăng chất lượng tín hiệu cũng khá dễ dàng, theo như đã khảo sát thì chỉ cần ghép 2 tầng PIC là xác suất lỗi đã giảm đi đáng kể. Đối với phương pháp triệt MAI bằng

SIC thì hiệu quả triệt giao thoa đa truy cập là tốt nhất, nhưng do nó chỉ tách sóng từng kênh tại mỗi thời điểm, do đó đáp ứng của bộ tách sóng SIC không nhanh bằng bộ tách sóng PIC, do vậy trong thực tế người ta thường kết hợp phương pháp SIC với PIC để tách sóng một lần  $M$  kênh ( $M \leq K$ ),  $M$  tín hiệu này phải có giá trị năng lượng lớn hơn một ngưỡng xác định, sau đó loại bỏ MAI do  $M$  tín hiệu này gây ra cho  $K-M$  tín hiệu còn lại. Việc kết hợp này làm tăng đáp ứng của hệ thống lên rất nhiều. Dựa vào các kết quả đã mô phỏng thì các phương pháp trên có thể áp dụng tại máy thu để đạt được các dịch vụ CDMA chất lượng cao.

#### V. Nhận xét:

Qua các kết quả của các phương pháp đã khảo sát ta thấy các giải thuật tuyến tính tỏ ra hiệu quả trong việc loại bỏ hoàn toàn MAI trong khi các giải thuật phi tuyến lại phải ước lượng năng lượng của các kênh để tách sóng tuần tự hay song song. Tuy nhiên ưu điểm bao giờ cũng đi kèm nhược điểm, các giải thuật tuyến tính rất khó thực hiện trong khi các giải thuật phi tuyến lại thực hiện dễ dàng hơn kể cả phần mềm lẫn phần cứng. Việc cải tiến các giải thuật trên hoặc ghép liên hợp các giải thuật để đưa ra một số giải thuật triệt MAI hiệu quả hơn cũng đang được quan tâm như giải thuật biến đổi Walsh nhanh (FWT) hay giải thuật SIC thích nghi, ...

Tuy rằng bài báo trên chỉ khảo sát kết quả mô hình triệt MAI cho hệ thống CDMA đồng bộ nhưng các phương pháp đã khảo sát vẫn có thể áp dụng cho các hệ thống CDMA bất đồng bộ mà không làm mất đi các đặc tính ưu việt của chúng. Việc mô tả quá trình triệt MAI trên hệ thống bất đồng bộ chỉ là biểu diễn các phương trình đã nêu khi có sự bất đồng bộ giữa bên thu và phát.

## MULTIPLE ACCESS INTERFERENCE CANCELLATION METHODS IN SYNCHRONOUS DS-CDMA SYSTEM

Pham Hong Lien, Le Dung, Vo Que Son

**ABSTRACT:** *The appearance of 3G communication standards represented by W-CDMA and CDMA2000 has overcome difficulties of previous systems about subscriber capacity, security, data rate, ... Interference cancellation methods for these systems have been researched carefully. Additive noise has less effect in DS-CDMA because these systems use modern spectrum spread technique because it has been spread in spectrum at receiver. The largest effect to quality of CDMA services is multiple access interference (MAI). MAI cancellation has been improved and processed by cell-shrinking in the previous system when the number of MSs registered into a BS surpasses over a threshold. This paper introduces linear MAI (decorrelating, MMSE) and nonlinear MAI (PIC, SIC) cancellation methods. These are basic MAI methods to improve many more efficient MAI cancellation algorithms. These methods are the application of using many modern detecting techniques to remove MAI in the received signals significantly based on mathematic transforms and non-linear detecting techniques.*

**Key words:** Multi-user detection, spectrum spread technique, MAI, PIC, SIC.

### TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] Mohamed F.Madkour, Someshwar C.Gupta, Yi-Pin Eric Wang, "Successive interference cancellation Algorithms for Downlink W-CDMA Communications," in

*Proc. IEEE Vol.1, No.1, January 2002*

- [2] Sergio Verdú, *Multichannel Detection*, A.I.T Library, Cambridge University, 1998
- [3] Jeffrey G. Andrews and Teresa H.Y.Meng, Stanford University, "Perfromance of Multicarrier CDMA with Successive Interference Cancellation in a Multipath Fading Channel"
- [4] Guoqiang Xue, Jianfeng Weng, Tho Le Ngoc, Sofièn Tahar, "Adaptive Multistage Parallel Interference Cancellation for CDMA", IEEE Trans. Vol.17, No.10, 1999