

# ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT DỰ ĐOÁN CHO HỆ THỐNG THÔNG TIN DI ĐỘNG DS-CDMA

NGUYỄN THANH HẢI, PHẠM ĐẠO

*Học viện Công nghệ - Bưu chính - Viễn thông*

**Abstract.** Power control plays an important role in Direct-Sequence Code Division Multiple Access DS-CDMA. Without a proper power control, the near-far effect will severely deteriorate the capacity of DS-CDMA systems. In order to control the power effectively, the power control command should closely follow the changes of the conditions of mobile channels. However, in reality because power control commands have to go through the process of processing and transmission delays so that power control can not closely follow the conditions of mobile channels. In this paper, the authors propose a channel predictor for controlling the power of the reverse link of mobile DS-CDMA systems to improve the quality of DS-CDMA system.

**Tóm tắt.** Điều khiển công suất đóng vai trò đặc biệt quan trọng trong các hệ thống Đa truy nhập phân chia theo mã trải phổ dây trực tiếp DS-CDMA. Nếu không có điều khiển công suất, hiệu ứng gần xa sẽ làm suy giảm nghiêm trọng dung lượng của hệ thống DS-CDMA. Để điều khiển công suất một cách hiệu quả thì lệnh điều khiển công suất phải bám sát với sự thay đổi điều kiện kênh của máy di động. Tuy nhiên trong thực tế do lệnh điều khiển cho máy di động phải trải qua quá trình xử lý và trễ đường truyền nên lệnh điều khiển công suất có thể không bám sát điều kiện kênh. Bài báo này đề xuất sử dụng bộ dự đoán kênh để điều khiển công suất tuyến về cho hệ thống thông tin di động DS-CDMA nhằm cải thiện chất lượng của hệ thống DS-CDMA.

## 1. MỞ ĐẦU

Trong các hệ thống DS-CDMA, điều khiển công suất nhanh, mạnh và hiệu quả đóng vai trò quan trọng, đặc biệt là trên kênh chiều về nhằm tăng dung lượng của hệ thống và đảm bảo chất lượng cho cả tín hiệu thoại và dữ liệu ([1]). Nếu không có điều khiển công suất thì với một máy di động có công suất lớn cũng có thể làm nghẽn toàn bộ tế bào. Dung lượng của hệ thống sẽ được cải thiện đáng kể nếu như ta sử dụng các sơ đồ điều khiển công suất phù hợp. Cơ cấu điều khiển công suất trong các hệ thống CDMA gồm có hai phần. Thứ nhất là điều khiển công suất vòng mở, theo đó máy di động sẽ tự động điều chỉnh mức công suất phát dựa trên cường độ tín hiệu thu trên kênh chiều đi. Điều khiển công suất vòng mở ước lượng sơ bộ suy hao đường truyền dựa trên tín hiệu kênh chiều đi. Ước lượng này có độ chính xác thấp vì pha đỉnh nhanh về bản chất không tương quan giữa kênh chiều đi và kênh chiều về do có sự khác biệt lớn về tần số giữa các băng tần kênh chiều đi và chiều về. Điều khiển công suất vòng mở trong các hệ thống CDMA chỉ để đặt mức công suất thô ban đầu cho máy di động vào thời điểm bắt đầu kết nối. Thành phần thứ hai là điều khiển công suất vòng đóng. Giải pháp điều khiển công suất trong các hệ thống CDMA là điều khiển công

suất vòng đóng nhanh. Trong điều khiển công suất vòng đóng, trạm gốc điều khiển máy di động điều chỉnh công suất dựa trên mức tỷ lệ tín hiệu trên can nhiễu (SIR) trên kênh chiều về. Trạm gốc thực hiện ước lượng thường xuyên SIR thu được và so sánh với SIR mục tiêu. Nếu SIR thu được cao hơn SIR mục tiêu, trạm gốc sẽ điều khiển máy di động giảm công suất xuống. Nếu mức SIR là quá thấp trạm gốc sẽ điều khiển máy di động tăng công suất lên. Chu kỳ đo-điều khiển-đáp ứng được thực hiện với tốc độ 1500 lần / 1 giây (1,5 kHz) cho mỗi máy di động và hoạt động nhanh hơn bất kỳ một sự thay đổi đáng kể có thể xảy ra nào của suy hao đường truyền và còn nhanh hơn cả pha đỉnh Rayleigh nhanh đối với trường hợp tốc độ chuyển động ở mức thấp hoặc trung bình. Do đó điều khiển công suất vòng đóng sẽ chống lại bất kỳ sự mất cân bằng nào về công suất giữa các tín hiệu trên kênh chiều về thu được tại trạm gốc ([2]). Trong điều khiển công suất vòng đóng, do có trễ vòng phản hồi là tổng thời gian từ lúc kênh được ước lượng tại đầu thu cho tới khi lệnh điều khiển công suất nhận được ở đầu phát và thực hiện điều chỉnh công suất nên lệnh điều khiển công suất được đưa ra không hoàn toàn bám sát điều kiện kênh vì điều kiện kênh có thể thay đổi rất nhanh đặc biệt là khi ảnh hưởng Doppler tăng lên. Do đó, điều chỉnh công suất tại máy di động là không cập nhật và không bù được điều kiện kênh hiện thời. Trễ phản hồi xảy ra là vì một số nguyên nhân khác nhau. Thứ nhất, việc đo/ước lượng SIR cần thời gian và gây ra trễ do phép đo. Sau khi SIR ước lượng được so sánh với SIR mục tiêu để đưa ra bit lệnh điều khiển công suất, bit lệnh điều khiển được chèn vào chuỗi dữ liệu trên kênh chiều đi có thể không được phát đi ngay vì việc phát các kênh chiều đi và chiều về là không đồng bộ với nhau trong hệ thống FDD. Đây cũng là một nguyên nhân góp phần gây ra trễ. Một yếu tố khác gây ra trễ là thời gian cần thiết để truyền bit lệnh điều khiển giữa trạm gốc và máy di động. Do đó, tổng trễ phụ thuộc vào thời gian đo SIR, đồng bộ giữa kênh chiều đi và kênh chiều về và trễ do truyền lan các bit lệnh điều khiển. Vì chu kỳ điều khiển công suất được chuẩn hoá, trễ phản hồi có thể được biểu diễn bằng  $D$  là bội số của chu kỳ điều khiển công suất. Trong các hệ thống thực ta thường giả thiết  $D = 2T_p$  hoặc  $D = 3T_p$ . Do trễ phản hồi nên trong hệ thống điều khiển công suất truyền thống, SIR thu tại trạm gốc sẽ dao động xung quanh SIR mục tiêu. SIR được điều khiển công suất dao động xung quanh SIR mục tiêu với biên độ dao động lớn hơn khi kênh đi vào pha đỉnh sâu. Khi kênh đi vào pha đỉnh sâu, trạm gốc liên tục gửi các lệnh tăng công suất tới máy di động và máy di động liên tục tăng công suất phát để bù pha đỉnh sâu. Tuy nhiên khi kênh ra khỏi pha đỉnh, máy di động vẫn tiếp tục tăng công suất phát vì các lệnh điều khiển bị trễ do trễ phản hồi. Tình trạng này gây ra sự tăng quá SIR sau khi có pha đỉnh sâu và gây ra nhiễu giao thoa không cần thiết cho những người sử dụng khác.

Để khắc phục hạn chế của điều khiển công suất gây ra do trễ phản hồi, ta cần đưa ra biện pháp để bù trễ phản hồi. Bù trễ phản hồi nhằm mục tiêu cho phép máy di động điều chỉnh công suất phát theo điều kiện kênh hiện tại. Vấn đề trễ phản hồi đã được đề cập tới trong [3, 4, 6]. Kỹ thuật để bù trễ phản hồi được đề xuất trong [6] sử dụng phương pháp bù trễ thời gian. Trong phương pháp này, SIR ước lượng được tại trạm gốc được điều chỉnh theo các lệnh điều khiển công suất đã được trạm gốc gửi đi nhưng không có ảnh hưởng tại máy di động.

Trong [3], vấn đề trễ phản hồi được khắc phục bằng cách sử dụng bộ lọc dự đoán tuyến tính tại trạm gốc để dự đoán cường độ kênh trong tương lai. Bộ lọc dự đoán sử dụng tương quan kênh trong quá khứ và hiện tại để thực hiện việc dự đoán. Các hệ số của bộ lọc có thể được tính theo các cách khác nhau ([7]). Trong [5] thuật toán bình phương tối thiểu đệ quy

(RLS) được sử dụng để tính toán các hệ số của bộ lọc. [8] trình bày phương pháp dự đoán tuyến tính và các hệ số ước lượng được tính toán sử dụng nguyên lý trực giao theo chuẩn MMSE.

Các hệ số bộ dự đoán cho pha đỉnh kênh chiều về có thể được xác định thông qua tương quan với pha đỉnh kênh chiều đi ([9]) vì hàm tự tương quan của cả hai kênh chiều đi và chiều về là xấp xỉ như nhau mặc dù tần số sóng mang chênh lệch nhau khoảng vài chục MHz. Trong phương pháp này, các hệ số bộ dự đoán được tính toán sử dụng hàm tự tương quan của kênh chiều đi. Sau đó các hệ số của bộ dự đoán có được từ kênh chiều đi có thể được sử dụng để dự đoán kênh chiều về. Tuy nhiên phương pháp dự đoán này cần phải được triển khai tại máy di động và tăng tính phức tạp cho các máy di động.

Bài báo này đề xuất bộ lọc dự đoán tuyến tính để có thể dự đoán kênh hoặc cường độ tín hiệu và do đó có thể dự đoán được SIR tại trạm gốc. Với bộ lọc này thuật toán điều khiển công suất thay vì sử dụng cường độ kênh hiện tại sẽ sử dụng cường độ kênh dự đoán. Phần đầu bài báo trình bày tính tương quan của kênh pha đỉnh, sau đó dựa trên tính tương quan của kênh pha đỉnh ta sẽ đề xuất bộ dự đoán kênh. Bộ dự đoán kênh được sử dụng cho thuật toán điều khiển công suất trong phần sau.

## 2. TÍNH TƯƠNG QUAN CỦA KÊNH PHA ĐỈNH RAYLEIGH

Trong phần này ta sẽ xác định hàm tự tương quan thời gian - tần số của kênh pha đỉnh Rayleigh. Hàm tự tương quan của kênh pha đỉnh Rayleigh được bộ dự đoán mà ta đề xuất sử dụng để khắc phục trễ phản hồi. Hệ số pha đỉnh của kênh được biểu diễn như sau:

$$\beta(\omega, t) = \sum_{l=1}^L C_l e^{j\phi_l(t)} \quad (1)$$

Ở đây  $\beta(\omega, t)$  biểu diễn pha đỉnh trong miền tần số thời gian của kênh,  $C_l$  biểu diễn cường độ kênh,  $L$  là số tia đa đường,  $\phi_l = \omega_D \cos \psi_l t - \omega \tau_l$  là biến phân bố đồng nhất độc lập (i.i.d) và phân bố đều trong đoạn  $[0, 2\pi]$ . Giả thiết trễ thời gian  $\tau_l$  là biến phân bố đồng nhất độc lập với hàm mật độ xác suất  $f_T(\tau)$ , ở đây  $f_T(\tau)$  là khác không với  $0 \leq \tau < \infty$  và bằng không với những giá trị khác. Tương quan tần số thời gian của hệ số pha đỉnh  $\beta(\omega, t)$  khi đó là:

$$\rho_\beta(\omega_1, \omega_2, t, t+v) = E[\beta(\omega_1, t)\beta^*(\omega_2, t+v)] = E\left[\sum_{i=1}^L \sum_{l=1}^L C_i C_l e^{j(\phi_i(\omega_1, t) - \phi_l(\omega_2, t+v))}\right]. \quad (2)$$

Hệ số này triệt tiêu với  $i \neq l$ . Trong trường hợp  $i = l$  hoặc  $\phi_i(\omega_1, t) - \phi_l(\omega_2, t+v) = \omega_D \cos \psi_i v - \Delta\omega \tau_i$ , ở đây  $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_2$ , hàm tự tương quan trở thành:

$$\rho_\beta(\omega_1, \omega_2, t, t+v) = \rho_\beta(\Delta\omega, v) = \sum_i E[C_i^2] e^{j(\omega_D \cos \psi_i v - \Delta\omega \tau_i)}, \quad (3)$$

ở đây  $E[C_i^2]$  là giá trị trung bình của một phần công suất vào ở tia thứ  $i$  và có thể được biểu diễn như sau:

$$E[C_i^2] = \sigma^2 f_\psi(\psi_i) f_T(\tau_i) d\psi_i d\tau_i, \quad (4)$$

ở đây,  $\sigma^2$  là tổng công suất phát xạ từ máy di động và  $f_\psi(\psi_i) f_T(\tau_i) d\psi_i d\tau_i$  biểu diễn một phần trung bình của công suất tới trong phạm vi  $d\psi_i$  của góc  $\psi_i$  và trong khoảng thời gian  $d\tau_i$  của thời gian  $\tau_i$ .

Đối với số  $L$  lớn (giả sử  $L \rightarrow \infty$ , tổng trong (3) có thể được thay thế bằng các tích phân độc lập với  $i$  như sau:

$$\begin{aligned}\rho_{\beta}(\Delta\omega, v) &= \frac{\sigma^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\infty} e^{j(\omega_D \cos \psi v - \Delta\omega\tau)} f_T(\tau) d\psi d\tau \\ &= \frac{\sigma^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{j(\omega_D \cos \psi v)} d\psi \cdot \int_0^{\infty} e^{-j\Delta\omega\tau} f_T(\tau) d\tau \\ &= \sigma^2 J_0(\omega_D v) \cdot \int_0^{\infty} e^{-j\Delta\omega\tau} f_T(\tau) d\tau \\ &= \sigma^2 J_0(\omega_D v) \cdot F_T(j\Delta\omega),\end{aligned}\quad (5)$$

ở đây  $J_0$  là hàm Bessel bậc không,  $F_T(s)$  là hàm đặc tính của trễ thời gian  $\tau$  và cũng là biến đổi Fourier của hàm mật độ xác suất  $f_T(\tau)$  được định nghĩa như sau:

$$F_T(s) = \int_0^{\infty} S^{-st} f_T(\tau) d\tau. \quad (6)$$

Đối với kênh pha đình Rayleigh không lựa chọn tần số, chỉ tương quan thời gian được xem xét và hàm tự tương quan của pha đình Rayleigh được biểu diễn như sau:

$$\rho_{\beta} = \sigma^2 J_0(2\pi f_D v), \quad (7)$$

ở đây  $f_D$  là trải Doppler cực đại và  $v$  là dịch chuyển thời gian.

### 3. BỘ DỰ ĐOÁN KÊNH

Bộ dự đoán kênh được đề xuất là bộ lọc dự đoán tuyến tính dựa trên bộ lọc đáp ứng xung hữu hạn. Ta sử dụng bộ dự đoán tuyến tính bậc  $V$  để dự đoán hệ số kênh (hệ số pha đình) tại khe thời gian thứ  $i$ ,  $\beta(i)$ , sử dụng các hệ số pha đình  $V$  trong quá khứ tới khe thời gian thứ  $(i - D)$ ,  $[\beta(i - D)\beta(i - D - 1)\dots\beta(i - D - V + 1)]$ , ở đây  $D$  là dải dự đoán được biểu diễn dưới dạng các mẫu (các bước) sẽ được dự đoán. Hình 1 biểu diễn bộ dự đoán gồm có một bộ lọc tuyến tính và các hệ số bộ lọc hay là các véc tơ trọng số của kích thước  $V$ ,  $\mathbf{a}(i) = [a_0, a_1, \dots, a_{V-1}]^T$ .

Trong dự đoán tuyến tính  $D$  bước bậc  $V$ , hệ số pha đình dự đoán được biểu diễn bằng kết hợp tuyến tính các mẫu trước  $\{\beta(i - D), \beta(i - D - 1), \dots, \beta(i - D - V + 1)\}$  như sau:

$$\beta_p = \sum_{v=0}^{V-1} a_v(i) \beta(i - D - v), \quad (8)$$

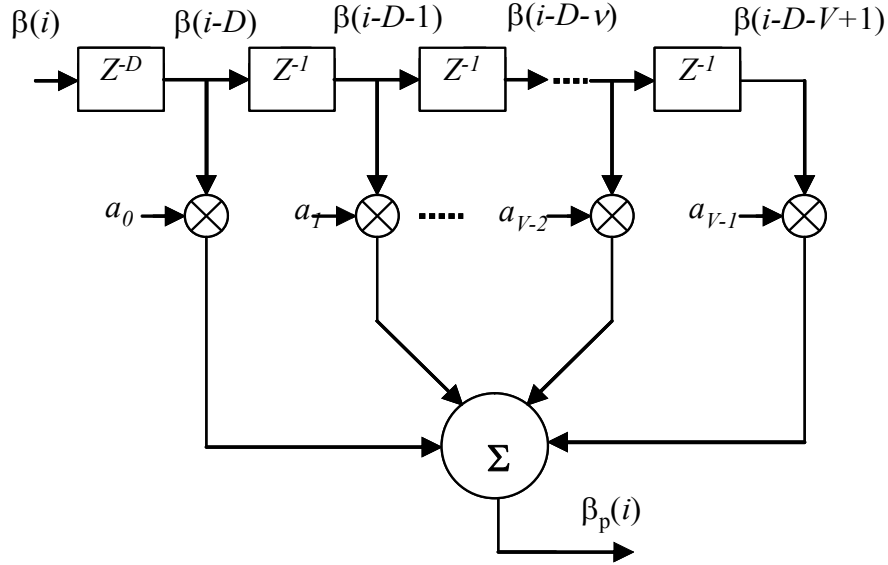
ở đây  $a_v(i)$ ,  $v = 0, 1, \dots, V - 1$  là các hệ số dự đoán tuyến tính cho khe thời gian thứ  $i$ . Sử dụng nguyên lý trực giao, véc tơ  $\mathbf{a}(i) = [a_0(i) a_1(i) \dots a_{V-1}(i)]^T$  theo tiêu chuẩn MMSE có thể được tính như sau:

$$\mathbf{a}(i) = \mathbf{R}^{-1}(i) \mathbf{r}(i), \quad (9)$$

ở đây  $\mathbf{R}(i)$  là ma trận tự tương quan  $V \times V$  của các mẫu đầu vào với các phần tử của ma trận là:

$$r(i)_{u,v} = E[(\beta(i - D - v) \beta^*(i - D - u))], \quad v, u = 0, 1 \dots V - 1. \quad (10)$$

Véc tơ  $\mathbf{r}(i)$  là tương quan giữa các mẫu đầu vào và đáp ứng mong muốn. Các phần tử của véc tơ  $\mathbf{r}(i)$  là  $r(i)_v = E[\beta(i) \beta^*(i - D - v)]$ ,  $v = 0, 1 \dots V - 1$ ,  $E[\cdot]$  là toán tử kỳ vọng.



Hình 1. Bộ dự đoán tuyến tính  $D$  bước

Để tính các hệ số véc tơ  $a(i)$  của bộ ước lượng ta cần phải biết hàm tự tương quan của các mẫu đầu vào. Trong các kênh pha đình Rayleigh, hàm tự tương quan được biểu diễn trong (7). Do đó nếu ta biết trải Doppler của kênh pha đình thì cũng biết được ma trận tương quan  $\mathbf{R}(i)$ . Bằng cách coi chu kỳ điều khiển công suất như là chỉ số thời gian, khi đó ta có thể viết lại hàm tự tương quan như sau:

$$E[\beta(i)\beta^*(i-v)] = \sum_{n=1+v}^{N_t} \beta(n)\beta^*(n-v), \quad v = 0, 1, \dots, V-1, \quad (11)$$

ở đây  $N_t$  là tổng chiều dài của các chuỗi thời gian đầu vào với  $N_t \gg M$ .

Ta nhận thấy, trong hệ thống sử dụng điều khiển công suất, tính tương quan của các mẫu thu được bị thay đổi do điều khiển công suất. Nói cách khác, điều khiển công suất phá vỡ tính tương quan của kênh. Do đó các mẫu trong quá khứ của các tham số pha đình có điều khiển công suất  $\beta(i-D-v)$ ,  $v = 0, 1, \dots, V-1$  cần phải được bù bằng chính hệ số mà điều khiển công suất đưa ra tại mỗi chu kỳ điều khiển công suất để khôi phục đặc tính tương quan của nó. Hệ số pha đình được khôi phục có thể biểu diễn như sau:

$$\beta(i-D-v) = \prod_{u=1}^v 10^{\text{sign}[e(i-D-u)]\Delta p/20} \beta'(i-D-v), \quad (12)$$

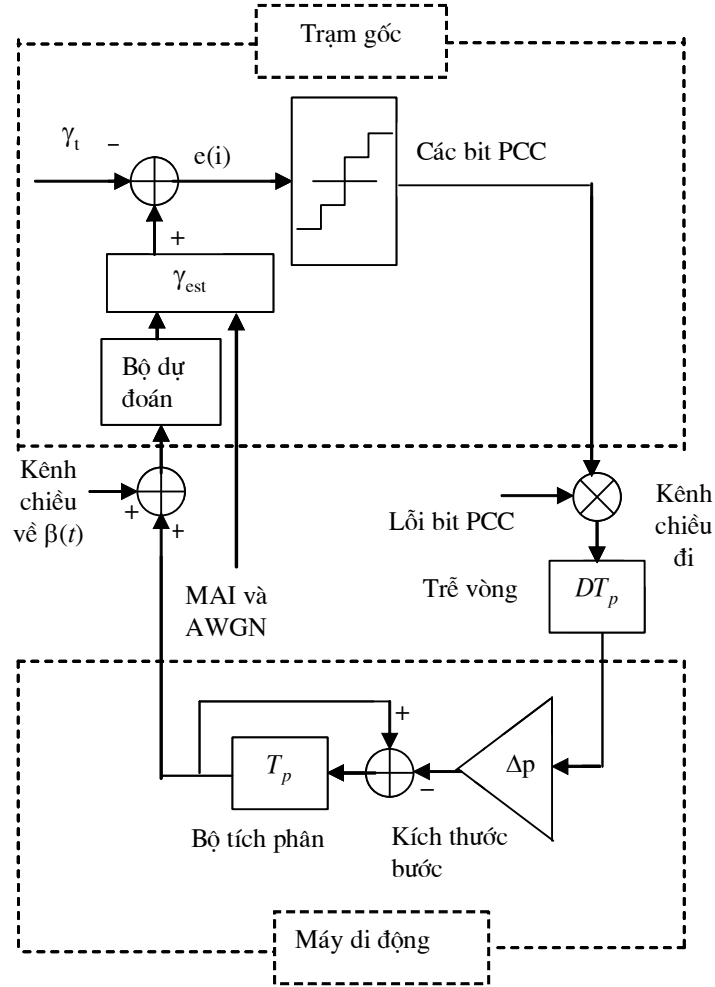
ở đây  $\beta'(i-D-v)$  là hệ số pha đình có điều khiển công suất và  $\beta(i-D-v)$  là hệ số pha đình không có điều khiển công suất được sử dụng như là các mẫu đầu vào của bộ dự đoán. Số hạng tích trong vế phải của (12) biểu diễn các hệ số điều khiển công suất tích lũy lại trong khoảng thời gian điều khiển công suất  $v$ .

Có một số phương pháp khác nhau có thể được sử dụng để tính các hệ số bộ dự đoán. Phương pháp nghịch đảo ma trận trực tiếp như trong (9) là phương pháp đơn giản nhất. Tuy nhiên trong thực tế phương pháp này không hay được dùng vì khối lượng tính toán rất lớn do phải làm phép toán nghịch đảo ma trận. Do đó các thuật toán đệ quy chẳng hạn như

thuật toán Levinson-Durbin ([8]) hay các phương pháp RLS hay được dùng trong thực tế ([5]).

#### 4. ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT SỬ DỤNG BỘ DỰ ĐOÁN KÊNH

Sơ đồ điều khiển điều khiển công suất sử dụng bộ dự đoán kênh được trình bày trong hình 2. Trong sơ đồ điều khiển công suất này, SIR được ước lượng như sau:



Hình 2. Sơ đồ điều khiển công suất sử dụng bộ dự đoán kênh tại trạm gốc

$$\gamma_k(i) = \frac{[y_k(i)]^2}{\frac{1}{B} \sum_{m=1}^{MB} |y_a(n)|^2 - \frac{1}{M} [y_k(i)]^2}, \quad (13)$$

ở đây  $\gamma_k(i)$  là tỷ lệ tín hiệu trên can nhiễu của người sử dụng thứ  $k$ ,  $y_k(i)$  là biến quyết định của người sử dụng thứ  $k$ ,  $y_a(n)$  là tín hiệu can nhiễu tại mức ký hiệu,  $M$  là hệ số trải phổ,  $B$  là độ rộng băng tần tín hiệu. Ta có:

$$y_k(i) = \sum_{v=0}^{V-1} a_v(i)y_k(i - D - v) \quad (14)$$

và

$$y_k(i - D - v) = \prod_{u=1}^V 10^{\text{sign}[e^{(i-D-u)}]\Delta p/20} y'_k(i - D - v), \quad (15)$$

ở đây  $y'_k(i - D - v)$  là tín hiệu thu được ước lượng thực và  $y_k(i - D - v)$  là các đầu vào tín hiệu cho bộ dự đoán kênh trong đó tương quan pha đỉnh đã được khôi phục tại khe thời gian thứ  $(i - D - v)$ ,  $u, v = 1, 2 \dots V$ , của người sử dụng thứ  $k$ . Sau đó bộ dự đoán kênh sử dụng (14) để dự đoán tín hiệu trước  $D$  bước. Trong trường hợp này ta dự đoán cường độ tín hiệu mong muốn và sau đó tính SIR theo công thức (13). Ma trận tương quan pha đỉnh  $\mathbf{R}(i)$  được tính theo công thức (10).

Để đánh giá đặc tính của sơ đồ điều khiển sử dụng bộ dự đoán kênh được đề xuất ta thực hiện mô phỏng với bậc  $V$  của bộ dự đoán được chọn đủ lớn sao cho bộ nhớ dự đoán vượt quá thời gian kết hợp kênh để cho dự đoán có thể khai thác đầy đủ tương quan pha đỉnh. Trong mô phỏng ta sử dụng  $V = 10$  mẫu cho tất cả các trường hợp kênh pha đỉnh được xem xét. Véc tơ hệ số bộ dự đoán  $\mathbf{a}(i)$  được tính sử dụng kỹ thuật nghịch đảo ma trận trực tiếp để đơn giản hoá mô phỏng.

Để giảm độ phức tạp tính toán ta có thể giảm bậc  $V$  của bộ dự đoán. Trong trường hợp này số các mẫu  $V$  có thể được giảm xuống  $V_r (V_r \ll V)$  sử dụng kỹ thuật ánh xạ lựa chọn. Do đó kích thước của ma trận  $\mathbf{R}$  cũng được giảm xuống. Kỹ thuật giảm độ phức tạp này cũng có thể được áp dụng trong hệ thống điều khiển công suất dự đoán, chẳng hạn như bộ dự đoán kênh có thể sử dụng ít các phép đo kênh hơn để dự đoán kênh pha đỉnh so với yêu cầu điều khiển công suất. Trong bài báo này ta sử dụng toàn bộ tất cả các phép đo kênh cần thiết cho điều khiển công suất trong bộ dự đoán kênh.

Để so sánh ta cũng thực hiện mô phỏng điều khiển công suất theo cách tiếp cận tương tự như phương pháp bù trễ thời gian trình bày trong [6]. Theo cách tiếp cận này, ảnh hưởng của trễ phản hồi được giảm bớt vì trễ do các lệnh điều khiển đã được trạm gốc gửi đi nhưng chưa có hiệu lực tại máy di động sẽ được bù. Việc này được thực hiện bằng cách điều chỉnh SIR ước lượng như sau:

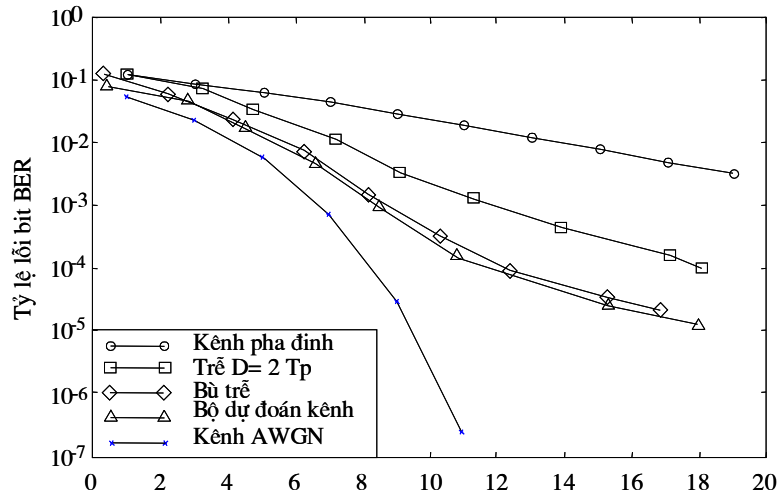
$$\gamma_{comp}(i) = \gamma_{est}(i) + \Delta p \sum_{i=1}^D z^{-i} \cdot (PCC), \quad (16)$$

ở đây  $z^{-i}$  là toán tử trễ  $i$  bước,  $PCC$  là các bit lệnh cho mỗi chu kỳ điều khiển công suất,  $\Delta p$  là kích thước bước cập nhật công suất, và  $\gamma_{comp}$  là SIR sau khi bù trễ. Quyết định điều khiển công suất được dựa trên  $\gamma_{com}$ . Ta nhận thấy bù trễ  $D$  trong cách tiếp cận này không tính tới thời gian đo SIR (bằng 1 khe thời gian).  $PCC$  trong (16) là bit lệnh điều khiển công suất.

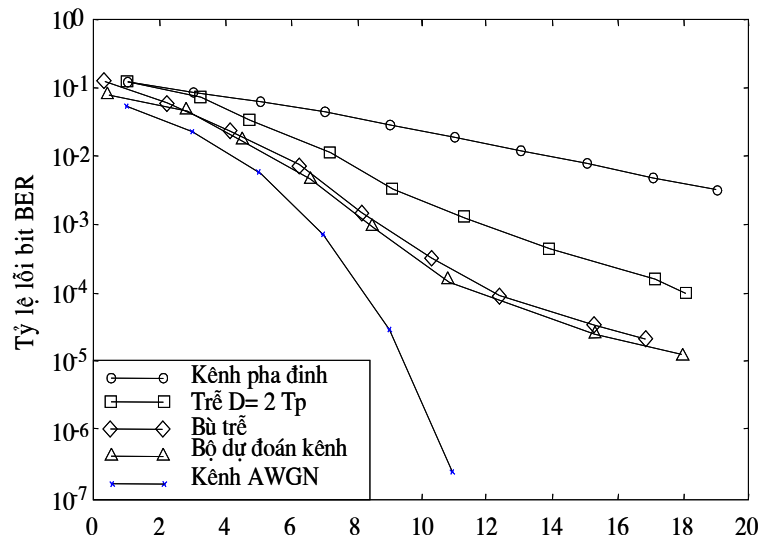
Trong mô phỏng này, kênh phản hồi được coi như không bị lỗi. Đặc tính của các thuật toán điều khiển công suất bước cố định và bước biến đổi với  $f_D T_p = 0,01$  trong đó  $f_D$  là tần số Doppler cực đại và  $T_p$  là chu kỳ điều khiển công suất, trễ phản hồi  $D = 2T_p$  sử dụng bộ dự đoán kênh (điều khiển công suất dự đoán) và bù trễ được trình bày trong hình 3.

Trong hình 3 (a) ta thấy đặc tính được cải thiện nhiều nhờ sử dụng bộ dự đoán kênh (thuật toán dự đoán). Ta cũng thấy phương pháp dự đoán kênh hoạt động tốt hơn kỹ thuật

bù trễ. Đó là vì kỹ thuật bù trễ không bù được trễ do thời gian đo SIR gây ra. Trong hình 3(b) ta có thể thấy bộ dự đoán kênh đóng vai trò quan trọng hơn trong việc khắc phục vấn đề trễ phản hồi bởi vì thuật toán bước biến đổi nhảy với trễ phản hồi hơn thuật toán bước cố định. Tính ưu việt hơn của điều khiển công suất dựa trên dự đoán kênh so với bù trễ càng thể hiện rõ trong trường hợp thuật toán bước biến đổi. Bộ lọc dự đoán có tính năng tốt cho cả trễ ngắn ( $D = 1$  khe thời gian) và trễ dài (tới  $D = 3$  khe thời gian).



(a)



(b)

Hình 3. Điều khiển công suất có bộ dự đoán kênh và bù trễ thời gian ( $f_D T_p = 0,01$ )

(a) Thuật toán bước cố định; (b) Thuật toán bước biến đổi ( $q = 4$ )



## 5. KẾT LUẬN

Bài báo đề xuất phương pháp điều khiển công suất vòng đóng kênh chiều về của hệ thống thông tin di động DS-CDMA sử dụng bộ ước lượng điều kiện kênh. Kết quả cho thấy bộ dự đoán này có thể khắc phục được vấn đề trễ phản hồi trong điều khiển công suất và cho phép tạo ra bộ điều khiển công suất có đặc tính tốt hơn so với các bộ điều khiển công suất thông thường.

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1] J. Blom, F. Gunnarsson, Power Control in Cellular Radio Systems, Licentiate Thesis, Department of Electrical engineering, Linköpings Universitet, Sweden, 1998.
- [2] ETSI, "The ETSI UMTS Terrestrial Radio Access (UTRA) ITU-R RTT Candidate Submission," June 1998, available at <http://www.itu.int/imt/2-radiodev/proposals/>
- [3] M. L. Sim, E. Gunawan, C. B. Soh, and B. N. Soong, Characteristics of closed loop power control algorithm for a cellular DS/CDMA system, *IEEE Proceedings- Communications* **145** (5) (1998) 355-362.
- [4] J. M. A. Tanskanen, J. Mattila, M. Hall, T. Korhonen, and S. J. Ovaska, Predictive closed loop power control for mobile CDMA systems, *Proceedings IEEE Vehicular Technology Conference* **2** (1997) 934-938.
- [5] M. L. Sim, E. Gunawan, B. H. Soong, and C. B. Soh, Performance study of closed-loop power control algorithm for a cellular CDMA system, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **48** (3) (1999) 911-921.
- [6] F. Gunnarsson, Power Control in Cellular Radio Systems: Analysis, Design, and Estimation. PhD dissertation, Department of Electrical Engineering, Linköpings University, Sweden, 2000.
- [7] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1991.
- [8] J. Choi, S. Perreau, and Y. U. Lee, Semi-blind method for transmit antenna array in CDMA systems, *Proceedings of IEEE Vehicular Technology Conference- 2000*, Boston, USA, CD ROM, 4.5.4.4, September 2000.
- [9] D. M. Ionescu, A. Boariu, Predictive closed-loop power control for frequencydivision duplex wireless systems, *IEEE Communications Letters* **5** (6) (2001) 248-250.
- [10] G. R. Cooper, R. W. Nettleton, A spread spectrum technique for high- capacity mobile communications, *IEEE Transactions on Vehicular Technology* **VT-27** (4) (1978) 264-275.
- [11] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, and L. A. Weaver, Jr., Increase capacity using CDMA for mobile satellite communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications* **8** (4) (1990) 503-513.

Nhận bài ngày 04 - 6 - 2004