

M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서의 채널 추정 방식

정희원 윤석현*, 김진일**, 강성진***, 강창언*

Channel Estimation Technique in a DS/CDMA with M-ary Orthogonal Modulation

Sun-Hyon Yoon*, Jin-Il Kim**, Sung-Jin Kang**, Chang-Eon Kang* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서 파일럿 신호의 첨가없이 기존 RAKE 수신기의 상관기의 최대 출력값을 이용한 채널 추정 방식을 제안한다. 그리고 추정된 채널값을 이용하여 수신 신호의 위상을 복원한 후 검파하는 수신기 구조를 제안한다. 실험 결과로 부터 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서 파일럿 채널의 도움없이 RAKE 수신기의 최대 상관 출력값을 이용한 채널 추정이 가능함을 알수 있다. 또한 제안된 채널 추정 방식을 이용한 동기 검파 방식은 기존의 비동기 검파 방식에 비해 향상된 성능을 보임을 알수 있다.

I. 서 론

지금까지 제안된 많은 다중 사용자 검파 방식은 신호가 전송되는 채널에 관한 정보를 필요로 한다. 그러나 실제 사용되고 있는 CDMA 시스템의 역방향 채널에서는 전력 소모 등의 이유로 파일럿 신호의 전송을 하지 않기 때문에, 채널 정보를 이요하는 동기(coherent) 검파 방식은 사용 불가능하다. 그 대신에 역방향 채널에서는 비동기(noncoherent) 검파가 사용되고 있으며, M-ary 직교 변조 방식이 이러한 비동기식 전송에 적합한 변조 방식으로 알려져 있다^[1]. 그러나 이 방식에서는 채널 정보를 얻을 수 없기 때문에, 현재 상용 시스템에서는 다중 사용자 검파가 사용되고 있지 않다. 일반적으로 다중 사용자 검파에 있어서 신호 결정은 연판정과 경판정이 사용된다. 연판정 방식은 데이터와 신호 크기를 동시에 추정하기 위하여 데이터 값을 사용하며, 구현하기에도 수월하다. 반면에 경판정 방식은 신호 결정을 제환하는 비선형 방식으로써 다중 사용자 간섭(MAI)의 추정값을 생성하기 위하여 수신

신호의 크기를 정확하게 추정해야 한다. 만약 신뢰성있는 추정값을 얻을 수 있다면, 경판정을 이용한 간섭 제거는 일반적으로 연판정 검출기보다 우수하다. 그러나 경판정 검출기에서 사용되는 추정기의 신뢰성은 검출기 자체의 신뢰성에 직접 영향 미친다^{[2][3]}. 특히 사용자 간섭을 동시에 제거하는 PIC의 경우에는 정확한 채널 추정이 매우 중요하다.

본 논문에서는 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서 파일럿 신호의 첨가없이 기존 RAKE 수신기의 최대 상관 출력값을 이용한 채널 추정 방법과 추정된 채널값을 이용하여 수신 신호의 위상을 복원한 후 검파하는 수신기 구조를 제안한다. 상관기의 최대 출력값에는 추정하려고 하는 채널값과 여러 간섭 신호가 혼합되어 있기 때문에 이로부터 원하는 신호의 채널값을 추출해낼 수 있다. 본 논문에서 성능 분석은 사용자의 평균 비트 오율을 기준으로 하여 기존의 비동기 검파 방식과 제안한 시스템을 다경로 레일리 페이딩 채널에서 비교한다. 실험 결과로 부터 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서 파일럿 채널의 도움없이 기존의 RAKE 수

* 연세대학교 전자공학과(shyoon@sunlight.yonsei.ac.kr)

** 현대전자산업주식회사

*** 한국전자통신연구원

논문번호 : 98220-0512, 접수일자 : 1998년 5월 12일

신기의 최대 상관 출력값을 이용한 채널 추정이 가능함을 확인할 수 있다. 또한 제안된 채널 추정 방식을 이용한 동기검파 방식은 기존의 비동기 검파 방식에 비해 평균 비트 오류의 관점에서 향상된 성능을 보임을 알 수 있다.

II. M-ary 직교 변조 CDMA 시스템의 채널 추정 방식

2.1 M-ary 직교 변조 CDMA 시스템 및 채널 모델링

그림 1은 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템의 송신부 부분을 나타낸다. 먼저 M 비트의 정보 비트열은 심볼 그룹되어 2M개의 직교 왈쉬-하다마드 코드중 하나로 매핑된다. 이후 각 심볼은 PN 코드에 의해 확산되며, k번째 사용자의 전송 신호 $s_k(t)$ 는 식 (1)과 같이 표시된다.

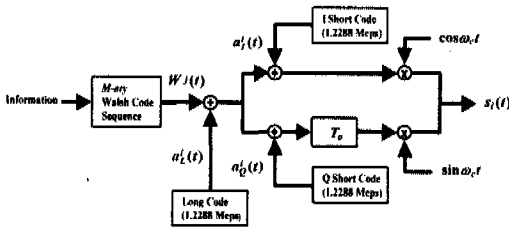


그림 1. M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템의 송신부

$$s_k(t) = \sqrt{P_w} [\Psi_I^{k,j}(t) \cos \omega_c t + \Psi_Q^{k,j}(t - T_0) \sin \omega_c t], \quad 0 \leq t \leq T_w \quad (1)$$

여기서 P_w 는 전송 전력, ω_c 는 반송 주파수, T_w 는 심볼 구간, $T_0 = T_c/2$ 는 시간 오프셋, 그리고 $\Psi_X^{k,j}(t)$ 는 다음과 같이 정의 된다.

$$\Psi_X^{k,j}(t) = W^j(t) a_X^k(t) \quad (2)$$

여기서 첨자 X는 I 채널과 Q 채널을 의미하며, $W^j(t)$ 는 전송 심볼의 j번째 ($j=1, 2, \dots, M$) 직교 함수이고, M은 변조 공간의 차원을 나타낸다. $a_I^k(t)$ 와 $a_Q^k(t)$ 는 각각 k번째 사용자의 I 채널 및 Q 채널의 확산열을 나타내며, 다음과 같이 표현된다.

$$a_X^k(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_X^{Q,k} \delta(t - hT_c) \quad (3)$$

$$a_Q^k(t) = \sum_{h=-\infty}^{\infty} a_Q^{Q,k} \delta(t - hT_c) \quad (4)$$

여기서 $a_I^{I,k}$ 와 $a_Q^{Q,k}$ 는 1/2의 확률로 +1과 -1의 값을 가지는 랜덤 변수이며, $\delta(t)$ 는 T_c 구간 동안 크기 1을 가지는 사각파이다.

전송된 k번째 사용자의 신호는 다음과 같은 임펄스 응답을 가지는 페이딩 채널을 통과하게 된다.

$$h_k(t) = \sum_{n=1}^N a_n^k(t) e^{-j\theta_n^k(t)} \delta(t - \tau_n) \quad (5)$$

여기서 N는 페이딩 채널의 경로수, $a_n^k(t)$ 와 τ_n 는 각각 n번째 다중 경로의 신호 크기 및 시간 지연 성분을 의미한다. 일반적으로 채널 변수들은 신호의 심볼 구간 T_w 에 비해서 천천히 변화하기 때문에, 심볼 구간에 대해서 상수로 볼 수 있다.

2.2 제안된 채널 추정 방식

송신단에서 j번째 직교 심볼 $W^j(t)$ 이 전송되었다고 가정하면, 수신단에서 수신되는 신호는 모든 사용자들의 신호와 잡음 성분의 합으로 표시된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sqrt{P} a_n^k [\Psi_I^{k,j}(t - \tau_n^k) \cos(\omega_c t - \theta_n^k) + \Psi_Q^{k,j}(t - T_0 - \tau_n^k) \sin(\omega_c t - \theta_n^k)] + n(t) \quad (6)$$

여기서 K는 사용자수, $\theta_n^k = \phi_n^k + \omega_c \tau_n^k$, 그리고 $n(t) = \text{Re}\{n_c(t) + jn_s(t)\}e^{j\omega_c t}$ 는 평균이 영이고 스펙트럼 밀도가 $N_0/2$ 인 가우시안 잡음을 나타낸다. a_n^k , θ_n^k , τ_n^k 는 각각 k번째 사용자의 n번째 다중 경로의 신호 크기, 위상 및 시간 지연 성분을 의미하며, $n_c(t)$ 와 $n_s(t)$ 는 각각 저역 통과 여파기를 통과한 후의 가우시안 잡음의 동위상 및 직교 위상 성분을 나타낸다.

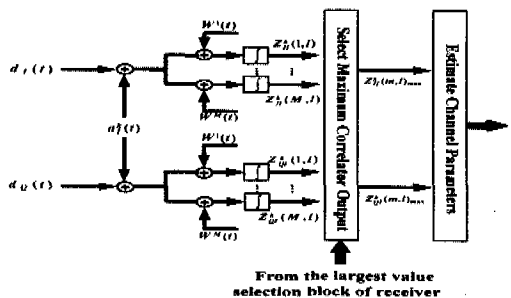


그림 2. M-ary 직교 변조 CDMA 시스템의 채널 추정 방식

그림 2는 M-ary 직교 변조 CDMA 시스템에서 제안된 채널 추정 방식을 나타낸다. 그림에서 저역 통과 여파기를 통과한 후의 I 채널과 Q 채널의 신호 성분은 다음과 같이 표현된다.

$$d_I(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^M \sqrt{P} a_n^k \left[w_{n,I}^{k*}(t-t_n) \frac{\cos \theta_n^k}{2} - w_{n,Q}^{k*}(t-T_o-t_n) \frac{\sin \theta_n^k}{2} \right] + \frac{n_c(t)}{2} \quad (7)$$

$$d_Q(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^M \sqrt{P} a_n^k \left[w_{n,I}^{k*}(t-t_n) \frac{\sin \theta_n^k}{2} + w_{n,Q}^{k*}(t-T_o-t_n) \frac{\cos \theta_n^k}{2} \right] + \frac{n_c(t)}{2} \quad (8)$$

먼저 각 경로를 통하여 수신된 신호 $d_I(t)$ 는 전송 신호와 동기가 맞추어진 동위상 채널의 PN 코드 $a_n^k(t)$ 와 곱해진 후, M개의 Walsh 코드와 상관 관계를 취하게 된다. 이때 m번째 Walsh 코드와의 상관기의 출력은 다음과 같다.

$$Z_{II}^k(m, l) = \begin{cases} a_n^k \sqrt{E_w} \frac{\cos \theta_n^k}{2} + I_{1,n}^k(l) + I_{2,n}^k(l) + I_{3,n}^k(l) + N_{II}^k & ; m=j \\ I_{1,n}^k(l) + I_{2,n}^k(l) + I_{3,n}^k(l) + N_{II}^k & ; m \neq j \end{cases} \quad (9)$$

여기서 $I_{1,n}^k(l)$ 는 다경로 성분에 의한 RAKE 수신기의 l번째 브랜치의 자기 간섭 성분, $I_{2,n}^k(l)$ 는 Q 채널 확산열에 의한 자기간섭 성분, $I_{3,n}^k(l)$ 는 MAI 성분, 그리고 N_{II}^k 는 가우시안 잡음에 의한 영향을 포함하는 성분을 의미한다.

같은 방법으로 $d_Q(t)$ 에 동위상 채널의 채널의 PN 코드를 곱함 후, M개의 Walsh 코드와 상관 관계를 취하면, m번째 Walsh 코드와의 상관기의 출력 을 얻게 된다.

$$Z_{IQ}^k(m, l) = \begin{cases} -a_n^k \sqrt{E_w} \frac{\sin \theta_n^k}{2} + I_{1,n}^k(l) + I_{2,n}^k(l) + I_{3,n}^k(l) + N_{IQ}^k & ; m=j \\ I_{1,n}^k(l) + I_{2,n}^k(l) + I_{3,n}^k(l) + N_{IQ}^k & ; m \neq j \end{cases} \quad (10)$$

식 (9)와 식 (10)을 보면, 상관기의 출력 $Z_{II}^k(m, l)$ 와 $Z_{IQ}^k(m, l)$ 는 $m=j$ 일 때 (앞 심볼의 결정이 올바른 결정일 때), 우리가 추정하려고 하는 채널 값과 간섭 신호의 합으로 나타나게 된다. 일반적으로 올바른 심볼의 결정은 상관기의 출력값 중 최대의 값을 취했을 때 얻을 확률이 크므로, M개

의 상관기 출력중 가장 큰 출력값을 취하면 된다. 이와 같은 과정은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$Z_{II}^k(m, l)_{\max} = \underset{i=1, \dots, M}{\text{Max}} Z_{II}^k(i, l) \quad (11)$$

$$Z_{IQ}^k(m, l)_{\max} = \underset{i=1, \dots, M}{\text{Max}} Z_{IQ}^k(i, l) \quad (12)$$

앞에서 정의한 결정 변수들에 포함되어 있는 채널 정보들 중에서, ω_c 와 τ_n 은 알 수 있는 값이기 때문에 $\theta_n^k = \phi_n^k + \omega_c \tau_n$ 도 역시 알 수 있는 값이다. 또한 $I_{1,n}^k(l)$, $I_{2,n}^k(l)$, $N_{II}^k(l)$ 은 모두 평균 0을 갖는 가우시안 분포이기 때문에 [1], $Z_{II}^k(m, l)_{\max}$ 와 $Z_{IQ}^k(m, l)_{\max}$ 에 기초를 둔 치우치지 않은 추정 (unbiased estimation)을 할 수 있다.

$Z_{II}^k(m, l)_{\max}$ 는 채널 정보 이외에 가우시안 잡음의 영향을 포함하고 있으며 이전 채널 추정값을 이용하는 적용 방식을 사용하여 가우시안 잡음으로 인한 영향을 제거할 수 있다. 또한 현재 추정하려고 하는 채널 계수의 값은 한 심볼 전의 채널 계수 값과 매우 큰 상관 관계를 유지하고 있으므로, 상관 관계를 이용하여 채널 추정의 정확도를 높일 수 있다. 즉, 페이딩 채널 계수의 값은 '1차 가우스-마코프 과정(first-order Gauss-Markov process)'으로 표현될 수 있다[4]. 이러한 관계를 이용하여 다음과 같이 채널 계수 추정값을 얻어낸다.

$$\widehat{c}_{k,I}^{n,l} = \beta \widehat{c}_{k,I}^{n,l-1} + (1-\beta) Z_{II}^k(m, l)_{\max} \quad (13)$$

여기서 $\widehat{c}_{k,I}^{n,l}$ 는 k번째 사용자 신호를 검파를 위한 시간 t에서의 n번째 경로에 대한 동위상 채널 계수 추정값이며, β 는 망각 상수(forgetting factor)이다. 마찬가지로 $Z_{IQ}^k(m, l)_{\max}$ 를 이용하여 직교 위상 채널 계수를 구할 수 있다.

$$\widehat{c}_{k,Q}^{n,l} = \beta \widehat{c}_{k,Q}^{n,l-1} + (1-\beta) Z_{IQ}^k(m, l)_{\max} \quad (14)$$

III. 채널 추정을 적용한 RAKE 수신기 성능

추정된 채널 계수를 이용하는 RAKE 수신기의 구조가 그림 3에 나타나 있다. 그림 3에서 $d_I'(t)$ 와 $d_Q'(t)$ 는 각각 $d_I(t)$ 와 $d_Q(t)$ 에서 위상 왜곡을 복원한 값으로, 위상 복원단에서 추정된 채널 계수 값을 이용하여 얻는다. 만약 채널 계수의 추정이 완

변하다고 가정한다면, $d_I'(t)$ 와 $d_Q'(t)$ 는 각각 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$d_I'(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sqrt{P_w} \left(\frac{\alpha_n^k}{2} \right)^2 \Psi_T^{k,i}(t - \tau_n^k) + \frac{n_c(t)}{2} \quad (15)$$

$$d_Q'(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sqrt{P_w} \left(\frac{\alpha_n^k}{2} \right)^2 \Psi_T^{k,j}(t - T_o - \tau_n^k) + \frac{n_s(t)}{2} \quad (16)$$

식 (15)에 동기가 맞추어진 동위상 채널의 PN 코드 $d_I^k(t - \tau_n^k)$ 를 곱한 후 m 번째 Walsh 코드와의 상관 관계를 취하고 나면 다음과 같은 결정 변수값을 얻게 된다.

$$Z_H^k(m, l) = \begin{cases} \left(\frac{\alpha_{n_l}^k}{2} \right)^2 + I_H^{k,k}(l) + I_H^{k,i}(l) + N_H^k(l) & ; m=j \\ I_H^{k,k}(l) + I_H^{k,i}(l) + N_H^k(l) & ; m \neq j \end{cases} \quad (17)$$

마찬가지로 방식으로 식 (16)에 $d_Q^k(t - T_o - \tau_n^k)$ 를 곱한 후 m 번째 Walsh 코드와의 상관 관계를 취한 뒤 직교 위상 결정 변수값을 얻게 된다.

$$Z_{QO}^k(m, l) = \begin{cases} \left(\frac{\alpha_{n_l}^k}{2} \right)^2 + I_{QO}^{k,k}(l) + I_{QO}^{k,i}(l) + N_{QO}^k(l) & ; m=j \\ I_{QO}^{k,k}(l) + I_{QO}^{k,i}(l) + N_{QO}^k(l) & ; m \neq j \end{cases} \quad (18)$$

그림 3에서 알 수 있듯이 k 번째 사용자의 l 번째 경로로부터의 결정 변수는 다음과 같이 표현된다.

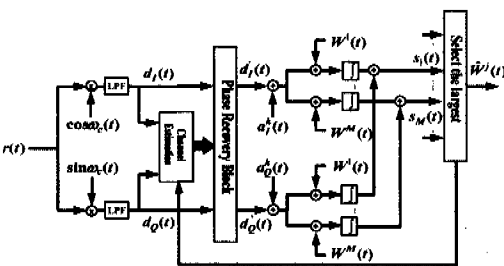


그림 3. 채널 추정기를 적용한 수신기 구조

$$s_m^k(l) = Z_H^k(m, l) + Z_{QO}^k(m, l) \quad (19)$$

최대비 결합 RAKE 수신기의 경우, L_m 개의 경

로에 대해서 다음과 같이 k 번째 사용자의 결정 변수를 얻을 수 있다

$$s_m^k = \sum_{l=1}^{L_m} s_m^k(l) \quad (20)$$

식 (17)과 같이 표시되는 결정변수 $Z_H^k(m, l)$ 을 살펴보자. $I_H^{k,k}(l)$ 로 표시되는 자기 간섭항은 다음과 같다.

$$I_H^{k,k}(l) = \sum_{n=1}^N \left(\frac{\alpha_n^k}{2} \right)^2 \sqrt{\frac{P_w}{T_w}} \int_{\tau_n}^{\tau_n + T_w} [\Psi_T^{k,i}(t - \tau_n^k) \Psi_T^{k,i}(t - \tau_n^k)] dt \quad (21)$$

여기서 $\Psi_T^{k,i}(t - \tau_n^k) \times \Psi_T^{k,m}(t - \tau_n^k)$ 은 평균이 0이고 분산을 $1/3N_c$ 로 하는 가우시안 분포의 랜덤 이산 열임을 알 수 있다^[1]. 따라서 적분항은 이들의 상호 상관이므로 평균이 0이고 다음과 같은 분산을 갖는 가우시안 랜덤 변수가 된다.

$$\text{Var}(I_H^{k,k}(l)) = (\alpha_{n_l}^k)^2 \frac{E_w}{6N_c} E \left[\sum_{n=1}^N (\alpha_n^k)^2 \right] \quad (22)$$

여기서 N_c 는 처리 이득이다. 다중 사용자 간섭항 $I_H^{k,i}(l)$ 은 다음과 같이 표시된다.

$$I_H^{k,i}(l) = \sum_{i=1}^K \sum_{n=1}^N \left(\frac{\alpha_n^i}{2} \right)^2 \sqrt{\frac{P_w}{T_w}} \int_{\tau_n}^{\tau_n + T_w} [\Psi_T^{k,i}(t - \tau_n^i) \Psi_T^{k,i}(t - \tau_n^i)] dt \quad (23)$$

따라서 $I_H^{k,i}(l)$ 는 평균이 0이고, 아래와 같은 분산을 가지는 가우시안 랜덤 변수임을 알 수 있다.

$$\text{Var}(I_H^{k,i}(l)) = (\alpha_{n_l}^k)^2 \frac{E_w}{\rho N_c} \sum_{i=1}^K E \left[\sum_{n=1}^N (\alpha_n^i)^2 \right] \quad (24)$$

결과적으로 식 (21)에서 식 (24)으로부터 결정 변수 $Z_H^k(m, l)$ 는 평균이 $(\alpha_{n_l}^k/2)^2$ 이고, 아래와 같은 분산을 가지는 가우시안 랜덤 변수임을 알 수 있다.

$$\text{Var}[Z_H^k(m, l)] = \frac{N_o}{4T_w} + \frac{P_w}{48N_c} \left[\sum_{n=1}^N E\{(\alpha_n^k)^4\} + \sum_{i=1}^K \sum_{n=1}^N E\{(\alpha_n^i)^4\} \right] \quad (25)$$

위와 같은 방법으로 $Z_{Q0}^k(m, l)$ 과 식 (19)에 정의된 결정 변수의 분산을 쉽게 구할 수 있다. 결과적으로 식 (20)의 결정 변수는 $m \neq j$ 일때는 평균이 영이고, $m = j$ 일때는 평균이 $\sum_{n=1}^K (a_{n,i}^k)^2 \sqrt{E_w}/2$ 이며, 각각의 분산은 다음과 같이 주어진다.

$$Var[s_m^k] = \sum_{i=1}^K \left[(a_{n,i}^k)^2 \left\{ \frac{N_0}{2} + \frac{E_w}{3N_c} \left(\sum_{i \neq k}^K \sum_{n=1}^N E[(a_{n,i}^k)^2] + \sum_{n \neq n_i}^N E[(a_{n,i}^k)^2] \right) \right\} \right] \quad (26)$$

IV. 제안된 채널 추정기의 성능 분석

이 장에서는 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서의 채널 추정의 성능을 살펴본다. 실험에 사용된 변조 방식은 QPSK 방식에 64-Walsh 코드를 사용하는 64-ary 직교 변조 방식을 사용한다. 실험에 사용되는 변수는 표 1과 같다.

표 1. 시스템 파라미터

비트 전송률	9.6 kbps
칩 전송률	1.2288 Mcps
처리 이득	43.33..
채널 경로수	3 ~ 5
도플러 주파수	30 ~ 50 Hz
변조 방식	QPSK, 직교 부호변조
Long PN 레지스터 수	41
Short PN 레지스터 수	15

그림 4는 β 값을 여러가지로 취하여 채널 추정을 하였을 경우의 채널 추정 에러의 확률 밀도 함수를 나타내고 있다. 그림에서 확률 밀도 함수는 추정 에러의 PDF가 평균이 0인 가우시안 분포를 따르고 있음을 알 수 있다. 이것은 우리가 채널 추정값으로 취한 상관기의 최대 출력값이 추정할려고 하는 채널값과 가우시안 잡음으로 볼 수 있는 간섭 성분으로 이루어져 있기 때문이다.

그림 4을 보면 β 의 값이 0.7일 때 추정 에러의 분산이 가장 작고, 0.9일 때가 가장 큰 것을 볼 수 있다. β 의 값이 0.3, 0.5, 0.7로 갈수록 점점 분산이 작아지는 것은, 채널의 도플러 주파수가 30Hz로 비교적 느린 페이딩으로 볼 수 있기 때문이다. 따라서 전 심볼의 페이딩 채널의 영향을 많이 받게 함

으로써, 좀 더 정확한 채널 추정값을 얻을 수 있다. 그런데 β 가 0.9일 때 분산이 가장 큰 것은 전 심볼의 페이딩 채널의 영향을 많이 취함으로써 추정 채널이 실제 채널에 비해 많이 이동해서 생기는 결과로 볼 수 있다.

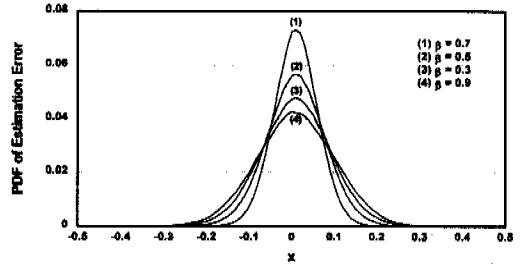


그림 4. β 값에 따른 채널 추정 에러의 확률 밀도 함수

그림 5는 사용자 1명일때, 도플러 주파수 30Hz이고 경로수 3개의 환경에서 기존의 비동기 검파 방식과 β 의 값을 달리해가며 얻은 채널 추정값을 이용하여 위상 복원을 한 후 검파한 방식의 성능을 나타낸다. 그림에서 이상적 채널 추정인 경우 채널 추정이 완벽하다고 가정한 후 검파한 경우이다. β 값을 0.5, 0.7로 취하고 채널 추정을 수행하였을 경우, 비동기 검파에 비해 제안된 검파 방식이 성능 향상을 보임을 알 수 있다. 그러나 β 값이 0.9인 경우에는, 비동기 검파보다 성능이 떨어짐을 확인할 수 있다.

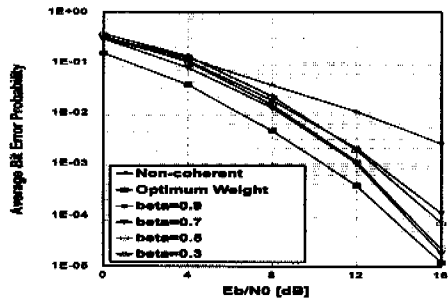


그림 5. 채널 추정 방식의 성능 비교 (사용자 수 : 1명, 페이딩율 : 30Hz, 경로수 : 3)

그림 6과 7에서는 각각 도플러 주파수 30Hz와 50Hz인 레일리 페이딩 채널에서, 사용자 5명이고 채널 경로수를 1, 3, 5개로 하였을 때 기존의 비동기 검파 방식과 채널 추정을 통한 검파 방식의 성능을 비교한다. 도플러 주파수 30Hz인 경우, 경로수가 1일 때 β 를 0.8로 취하였고 3, 5 경로수에서는 β 를 0.7로 취하였다. 이는 같은 도플러 주파수

라 하더라도 경로수 및 사용자 수에 따라 β 값의 결정이 영향을 받기 때문이다. 50Hz인 경우는 경로수에 따라 각각 0.7, 0.8, 0.9의 β 값을 취하였다. 그림에서 알 수 있듯이 10^{-2} 의 에러 성능을 얻기 위하여, 채널 추정 후 검파하는 방식이 기존의 비동기 검파 방식에 비해 적게는 0.5 [dB]에서 많게는 2 [dB]의 성능 향상을 보임을 알 수 있다. 그림을 보면, 도플러 주파수 30Hz일 때가 50Hz에 비해 채널 추정의 효과를 더 볼 수 있다. 이것은 채널 추정의 방법, 즉 전 심볼의 채널값을 이용해 현재 심볼의 채널값을 추정하는 방법으로 인해 빨리 변하는 채널 환경에서는 느리게 변하는 채널 환경에 비해 채널 추정이 덜 정확하기 때문이다.

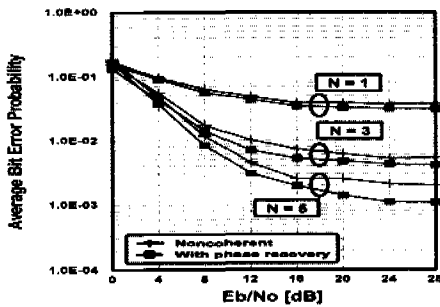


그림 6. 경로수에 따른 채널 추정 방식의 성능 분석 (사용자수 : 5명, 도플러 주파수 : 30Hz)

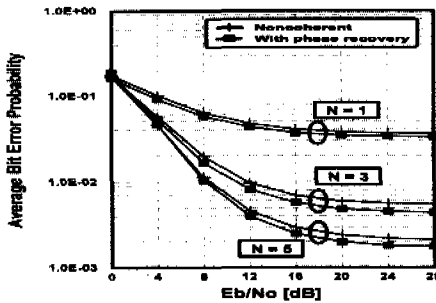


그림 7. 경로수에 따른 채널 추정 방식의 성능 분석 (사용자수 : 5명, 도플러 주파수 : 50Hz)

V. 결론

본 논문에서는 비동기 M-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템에서 채널 추정 방식을 제안한다. 제안된 채널 추정 방식은 파일럿 채널이 없는 상태에서 기존 RAKE 수신기의 최대 출력 상관값을 이용하여 채널 추정을 하는 방식이다. 본 논문에서 성능

분석은 사용자의 평균 비트 오류율을 기준으로 하여 기존의 비동기 검파 방식과 제안한 시스템을 다경로 레일리 페이딩 채널에서 비교하였다. 실험 결과로부터 제안한 채널추정방식을 이용한 동기 검파 방식은 기존의 비동기 검파 방식에 비해, 경로수에 따라 0.5 [dB] ~ 2 [dB]의 성능 향상이 있음을 확인할 수 있었다. 또한 도플러 주파수가 작고 경로수가 증가하는 경우에 더욱 큰 채널 추정 효과를 볼 수 있었다.

참고 문헌

- [1] L. Jalloul and J. Holtzman, "Performance Analysis of DS/CDMA System with Noncoherent M-ary Orthogonal Modulation in Multipath Fading Channels", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 12, no. 5, pp.862-870, June 1994.
- [2] S. D. Gray, M. Kocic, and D. Brady, "Multi-user detection in mismatched multiple-access channels," IEEE Trans. on Commun., vol. 43, no. 12, pp. 3080-3089, Dec. 1995.
- [3] H. Y. Wu and A. Duel-Hallen, "Performance comparison of multi-user detectors with channel estimation for flat rayleigh fading CDMA channels," Wireless Pers. Commun., July/Aug. 1996.
- [4] S.M. Kay, Fundamentals of Statistical Signal Processing. New Jersey : Prentice Hall, 1st Ed. 1993.
- [5] J. G. Proakis, Digital Communications. New York:Wiley, 3rd Ed. 1995.
- [6] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of a Simple Successive Interference Cancellation Scheme in a DS/CDMA System," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 12, No. 5, pp. 796-807, June 1994.
- [7] P. Patel and J. Holzman, "Performance comparison of a DS/CDMA system using a successive interference cancellation (IC) scheme and a parallel IC under fading," in Proc. ICC '94, pp. 510-514, 1994.
- [8] M. K. Varanasi and B. Aazhang. "Multistage Detection in Synchronous CDMA Communications," IEEE Trans. on Commun., vol.

