DBpia

논문 01-26-4A-7 한국통신학회논문지 '01-4 Vol.26 No.4A

DS/CDMA *M*-ary 직교 변조를 사용하는 역 방향 링크에서 결정 궤환 채널 추정 방식

정회원 홍 대 기*, 윤 석 현**, 김 성 연**, 원 세 호**, 홍 대 식*, 강 창 언*

Decision Feedback Channel Estimation Technique for *M*-ary DS/CDMA Reverse Links

Dae-Ki Hong*, Suk-Hyon Yoon**, Sung-Youn Kim**, Se-Ho Won**, Daesik Hong*, Chang-Eon Kang*
Regular Members

요 약

M-ary 직교 변조를 사용하는 직접 확산 코드 분할 다중 접속(DS/CDMA : Direct Sequence/Code Division Multiple Access) 시스템은 일반적으로 전력 소비를 최소화하기 위해 파일럿(pilot) 신호를 사용하지 않는 비동기 검파(noncoherent demodulation)를 사용한다. 그러나 이로 인해 비동기 검파기를 사용하는 DS/CDMA 시스템은 동기 검파(coherent detection)기를 사용하는 시스템에 비해 현저한 성능의 저하를 겪게 된다. 본 논문에서는 *M*-ary 직교 변조(orthogonal modulation)를 사용하는 DS/CDMA 시스템의 성능 저하 문제를 해결하기 위해, 파일럿 채널의 삽입 없이 채널 추정이 가능한 결정 궤환 채널 추정(Decision Feedback Channel Estimation : DFCE) 방식을 제안한다. 또한 이를 이용한 동기 검파기를 구성한다. 실험 결과에 의하면 제안된 DFCE는 여분의 전력 소비 없이 채널 계수(channel coefficient)를 추적할 수 있었다.

ABSTRACT

On the reverse link for a commercial DS/CDMA system(IS-95), *M*-ary orthogonal modulation has been employed without a pilot signal. However, since the transmitted signal is typically detected using noncoherent techniques, the performances of the non-coherent detection are not comparable to those of the coherent detection. In this paper, we focus on the development and the analysis of a channel estimator for DS/CDMA with *M*-ary orthogonal modulation. From the results, it is observed that the channel coefficients(amplitude, phase) are able to be estimated without an insertion of the pilot signal. By using the estimated coefficients, the coherent detector can be implemented and make improvement on the performance.

Ⅰ. 서 론

PSK(Phase-Shift Keying)와 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)은 채널의 위상 정보를 필요로 하는 동기 검파 방식을 사용한다[1]. 이러한 복조 방식은 위상 정보를 얻기 위한 파일럿 채널 혹은 심벌을 필요로 하게 된다[2]. 이를 피하기 위한 방식으로 차등 부호화와 *M*-ary 직교 변조 방식의 두 가지 방식이 제안되었다. 이 중에서 *M*-ary 직교 변조 방식을 사용하는 코드 분할 다중 접속(Direct Sequence/Code Division Multiple Access : DS/CDMA) 시스템은 요구되는 신호 전력을 최소화하는 방식으로 알려져 있다. 현재 국내에서 상용화 중인 IS(Interim Standard)-95 규격의 역 방향 링크에

* 연세대학교 전기·전자공학과 (hongdk@sunlight.yonsei.ac.kr),
** LG전자정보통신 차세대통신연구소, *** 한국전자통신연구원
논문번호 : 00482-1221, 접수일자 : 2000년 12월 21일
※ 본 논문은 두뇌한국21사업 핵심분야 및 한국전자통신연구원의 지원에 의하여 수행되었습니다

www.dbpia.co.kr

서 기저 대역 변조 방식으로서 64-ary 직교 변조 방식을 사용하고 있다[3][4]. 64진 비동기 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템의 다 경로 페이딩 채널에서의 성능은 참고 문헌 [4]에서 분석된 바 있다. 그러나 *M*-ary 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템이 비동기로(즉 수신 신호의 반송파 위상 정보 및 크기 정보를 사용하지 않고) 검파할 경우의 성능은 동기로 검파(coherent demodulation)되는 경우에 비해 현저히 떨어진다. 더군다나, 수신 신호의 크기 정보를 사용하지 못하는 비동기 검파기의 경우에는 RAKE 수신기에서 최적의 결합(combining)방식인 최대 비 결합(Maximal Ratio Combining : MRC) 방식 대신에 준 최적의 결합 방식인 동일 이득 결합(Equal Gain Combining : EGC) 방식을 사용해야 하므로 성능의 저하가 발생한다[4]. 그러므로 *M*-ary 직교 변조 신호를 동기 검파 하기 위한 새로운 방법이 요구된다.

DS/CDMA 시스템의 용량을 증대시키기 위해서 필요한 다양한 신호 처리 기법들의 대부분은 채널에 관한 정보를 필요로 한다[5]. 즉 채널 추정을 하지 않는 비동기 검파를 사용할 경우 다중 사용자 검파 기법 같은 신호 처리 기법들을 수용할 수 없게 된다. 그러므로 이와 같은 신호 처리 기법들을 수용하기 위해서는 파일럿 신호가 없는 상황에서 블라인드로 채널을 추정하는 기법이 요구된다[6][7]. 블라인드 채널 추정 기법은 신호의 통계적 특성을 이용하므로, 송·수신기간에 이미 알려진 신호의 전송이 없더라도 채널 추정이 가능하다.

본 논문에서는 DS/CDMA 시스템의 변조 방식인 *M*-ary 직교 변조에서 파일럿 신호 없이 트래픽만을 이용하여 채널 추정이 이루어질 수 있음을 보인다. 제안된 시스템은 결정 궤환 채널 추정 방식(Decision Feedback Channel Estimation : DFCE)을 이용하며, 결정 궤환을 위하여 요구되는 결정 값은 RAKE 수신기의 최대 결합 출력을 이용한다. 또한 이와 같이 이루어진 DFCE를 이용하여 동기식 검파기를 구성함으로서, *M*-ary 직교 변조된 신호가 비동기 검파 되면서 발생되는 성능 저하를 극복하고자 한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 *M*-ary 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템에서 DFCE와 동기 검파기에 대해 알아본다. 그리고 3장에서는 동기 검파기의 성능을 분석한다. 4장에서는 제안된 DFCE 및 동기 검파기의 성능을 컴퓨터 모의 실험을 통해 살펴본다. 5장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

Ⅱ. *M*-ary 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템에서 비동기 검파기의 성능 개선을 위한 DFCE와 동기 검파기

본 장에서는 먼저 2-1절에서는 간단하게 *M*-ary 직교 변조 DS/CDMA 시스템의 송·수신 신호 및 채널 모델에 대해 살펴본다. 2-2절에서는 현재 상용화되고 있는 IS-95 시스템의 역 방향 링크에서 파일럿 심벌이나 채널의 삽입 없이 DFCE를 통하여 채널 추정이 가능함을 보인다. 2-3절에서는 제안된 DFCE를 이용한 동기 검파기에 대해 살펴본다.

Ⅱ-1. 송·수신기 및 채널 모델

M-ary 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템에서는 먼저 전송하고자 하는 데이터는 우선 *M*-ary 직교 변조가 이루어진다[4][8]. 그리고 I-, Q-채널에 대해 주어지는 랜덤 코드에 의해 확산된다. 확산된 신호는 전송을 위해 반송파 주파수로 변조된다. 결국 i 번째 사용자의 송신 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$s^i(t) = \sqrt{P}W^m(t)a_I^i(t)\cos\omega_c t + \sqrt{P}W^m(t)a_Q^i(t)\sin\omega_c t \quad 0\le t\le T_w \tag{1}$$

여기에서 P는 심벌당 전송 전력, T_w는 심벌 구간, ω_c는 반송 주파수이다. $W^m(t)$는 전송된 심벌을 나타내는 m번째 왈쉬 직교 함수이다. $m=1,2,\cdots,M$이며, M은 변조 공간의 차원을 나타낸다. $a_I^i(t)$와 $a_Q^i(t)$는 각각 동 위상(in-phase)과 직교 위상(quadrature-phase)의 확산 파형을 나타낸다.

i 번째 사용자에게 나타나는 채널 응답의 복소 기저 대역 표현은 다음과 같이 나타난다[1].

$$\widetilde{h}^i(t) = \sum_{n=1}^{N} a_n^i(t)e^{-j\phi_n^i(t)}\delta(t-\tau_n) \tag{2}$$

여기에서 $a_n^i(t)$, $\phi_n^i(t)$, τ_n은 각각 i번째 사용자에 대한 n번째 사용자에 대한 번째 다중 경로 성분의 크기(amplitude), 위상(phase), 지연(delay)을 나타낸다. N은 분해 가능한 다중 경로 성분의 총 개수이다. 채널이 충분히 느리게 변한다고 가정하면 수신기의 입력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{i=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{P}a_n^i\times [W^m(t-\tau_n^i)a_I^i(t-\tau_n^i)\cos(\omega_c t-\theta_n^i) + W^m(t-\tau_n^i)a_Q^i(t-\tau_n^i)\sin(\omega_c t-\theta_n^i)] + n(t) \tag{3}$$

www.dbpia.co.kr

여기에서 Γ^i를 i번째 사용자의 랜덤 지연이라 할 때, $\theta_n^i=\phi_n^i+\omega_c(\tau_n+\Gamma^i)$이며, $\tau_n^i=\Gamma^i+\tau_n$이다. 그리고 $n(t)$는 평균은 0, 양 대역 전력 밀도(two-sided power spectral density)는 $N_0/2$인 가산 백색 가우시안 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)이다.

II-2. RAKE 수신기의 최대 결합 출력을 이용하는 DFCE

k번째 사용자가 m번째 왈쉬 함수를 전송하였다고 가정하자. 이 때, I-채널의 저역 통과 필터의 출력 $x_I(t)$는 그림 1로부터 다음과 같이 주어진다.

$$x_I(t) = \sum_{i=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{P}a_n^i W^m(t-\tau_n^i)\left[a_I^i(t-\tau_n^i)\frac{\cos\theta_n^i}{2} - a_Q^i(t-\tau_n^i)\frac{\sin\theta_n^i}{2}\right]+\frac{n_c(t)}{2} \quad (4)$$

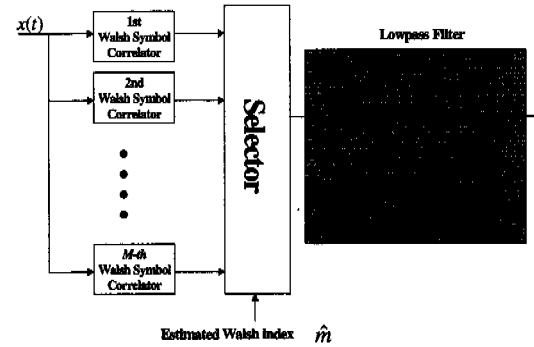
유사하게 $x_Q(t)$도 아래와 같이 구할 수 있다.

$$x_Q(t) = \sum_{i=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{P}a_n^i W^m(t-\tau_n^i)\left[a_Q^i(t-\tau_n^i)\frac{\cos\theta_n^i}{2} + a_I^i(t-\tau_n^i)\frac{\sin\theta_n^i}{2}\right]+\frac{n_s(t)}{2} \quad (5)$$

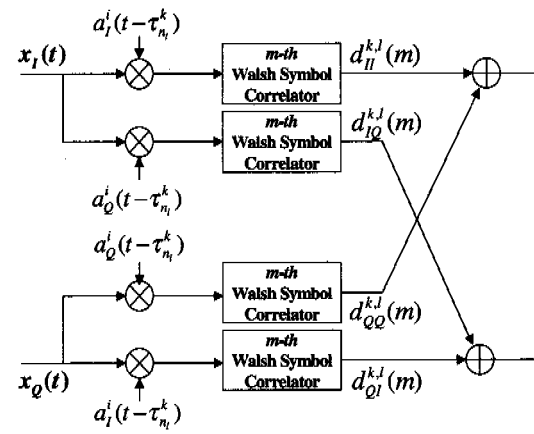
그림 1. (b)에서 보는 바와 같이, 채널 추정을 위해 출력 $x_I(t)$에 동 위상 확산 코드를 이용하여 역 확산하면 다음과 같은 수신 신호의 동 위상 성분을 얻게된다.

$$\begin{aligned} x_{II}^{k,i}(t) &= \sqrt{P}a_{n_l}^k W^m(t-\tau_{n_l}^k)\frac{\cos\theta_{n_l}^k}{2} \\ &+ \sum_{\substack{n=1\\ n\neq n_l}}^{N}\sqrt{P}a_n^k W^m(t-\tau_n^k)\left[a_I^k(t-\tau_n^k)\frac{\cos\theta_n^k}{2} + a_Q^k(t-\tau_n^k)\frac{\sin\theta_n^k}{2}\right]a_I^k(t-\tau_{n_l}^k) \\ &+ \sum_{i=1}^{K}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{P}a_n^i W^j(t-\tau_n^i)\left[a_I^i(t-\tau_n^i)\frac{\cos\theta_n^i}{2} + a_Q^i(t-\tau_n^i)\frac{\sin\theta_n^i}{2}\right]a_I^k(t-\tau_{n_l}^k) \\ &+ \frac{n_c(t)}{2}a_I^k(t-\tau_{n_l}^k) \\ &\equiv \sqrt{P}a_{n_l}^k W^m(t-\tau_{n_l}^i)\frac{\cos\theta_{n_l}^k}{2} + x_{II,ICI}^{k,l} + x_{II,MAI}^{k,l} + x_{II,AWGN}^{k,l} \end{aligned} \quad (6)$$

다른 항들, 즉 송신 신호의 동 위상 성분에서 직교 위상으로 회전되어 수신된 성분 $x_{IQ}^{k,i}(t)$, 직교 위상 성분에서 동 위상으로 회전되어 수신된 성분 $x_{QI}^{k,i}(t)$, 수신 신호의 직교 위상 성분 $x_{QQ}^{k,l}(t)$ 들도



(a) 결정 궤환 값을 이용하는 제안된 DFCE 및 페이딩 채널 변화를 추적하기 위한 LPF



(b) DFCE내에서 수신 신호의 동 위상 성분과 직교 위상 성분을 얻기 위한 왈쉬 심벌 상관기

그림 1. M-ary 직교변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템을 위해 제안된 DFCE 구조

위 식과 비슷하게 나타낼 수 있으나 지면 관계상 생략한다. 여기에서 첨자 ICI, MAI, AWGN은 각각 다중 경로에 의한 칩간 간섭(Inter-Chip Interference : ICI), MAI, AWGN에 의해 생성되는 역 확산된 수신 신호 성분을 나타낸다.

위의 식 (6)을 통해 볼 수 있듯이 전송된 왈쉬 심벌 $W^m(t)$(혹은 왈쉬 심벌 지수 m)에 대한 사전 정보를 얻을 수 있다면, 역 확산된 신호를 통해 채널 계수에 대한 정보를 완벽하게 얻을 수 있다. 전송된 왈쉬 심벌 $W^m(t)$의 정보는 수신단의 결정기를 통해서 얻을 수 있으며, 이는 다음절에서 알아볼 것이다. 이와 같이 수신단로부터 추정된 왈쉬 심벌 $W^m(t)$를 이용하여 역 확산된 신호를 복조하면 다음과 같은 변수를 얻을 수 있다.

www.dbpia.co.kr

$$d_{II}^{k,l}(\hat{m}) = \frac{C}{\sqrt{T_w}} \int_{\tau_{n_l}^k}^{T_w+\tau_{n_l}^k} x_{II}^{k,l}(t)\, W^{m}(t-\tau_{n_l}^k)dt$$

$$= \begin{cases} a_{n_l}^k \cos\theta_{n_l}^k + d_{II,ICI}^{k,l} + d_{II,MAI}^{k,l} + d_{II,AWGN}^{k,l} & \hat{m}=m \\ d_{II,ICI}^{k,l} + d_{II,MAI}^{k,l} + d_{II,AWGN}^{k,l} & \hat{m}\neq m \end{cases} \quad (7)$$

여기에서 $C=2/\sqrt{E_w}$이다. 또한 $x_{IQ}^{k,l}(t)$, $x_{QI}^{k,l}(t)$, $x_{QQ}^{k,l}(t)$에 대응되는 나머지 항, $d_{IQ}^{k,l}(m)$, $d_{QI}^{k,l}(m)$, $d_{QQ}^{k,l}(m)$도 식 (7)과 유사하게 얻을 수 있다. 위와 같이 얻어진 복조 신호를 이용하여 다음과 같은 DFCE를 구성할 수 있다.

$$\hat{h}^{k,l} = \{d_{II}^{k,l}(\hat{m}) + d_{QQ}^{k,l}(\hat{m})\} + j\{d_{QI}^{k,l}(\hat{m}) - d_{IQ}^{k,l}(\hat{m})\} \quad (8)$$

식 (8)은 순시적인 관점에서의 DFCE에 해당한다.

이동 통신 환경에서 페이딩 채널 계수는 시변 특성을 가지며, 이와 같은 시변 특성은 이전 시간의 페이딩 채널 계수와 상관 관계를 갖고 변한다고 알려져 있다[1]. 그러므로 페이딩 채널의 변화를 추적하기 위해서는 그림 1 (a)에서 볼 수 있는 바와 같이 다음의 갱신 과정을 가질 수 있다.

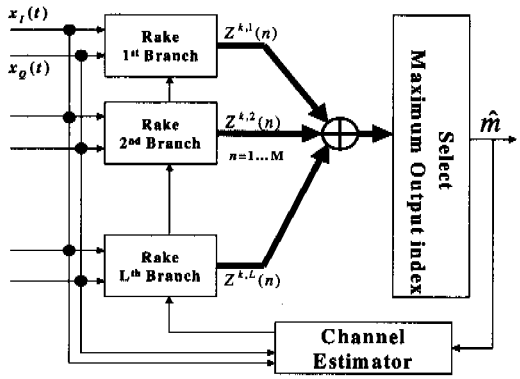
$$\hat{h}^{k,l} = \beta\, \hat{h}^{k,l} + (1-\beta)[\{d_{II}^{k,l} + d_{QQ}^{k,l}\} + j\{d_{QI}^{k,l} - d_{IQ}^{k,l}\}] \quad (9)$$

여기에서 β는 갱신 과정을 위한 망각 인자(forgetting factor)이다. 식 (9)의 갱신 과정은 1차 PLL(phase locked loop)의 루프 필터(loop filter)와 유사한 구조를 갖는다[1]. 이와 같은 구조는 저역 통과 필터의 역할을 하며, 추정된 순시적인 채널 계수에 대한 평균을 취하게 된다. 그러므로 잡음에 의한 채널 추정 오류의 정도를 감소시킬 수 있다.

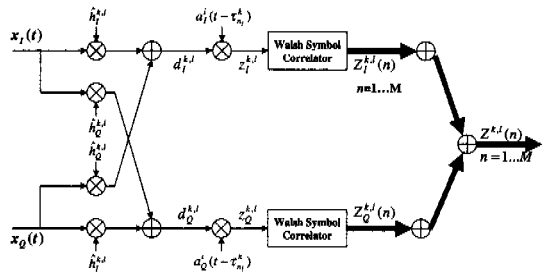
DFCE의 설계에 있어서 β의 선택은 매우 중요하다. 즉, β가 작을 경우, 루프 필터의 대역폭이 작아지게 되므로 추적할 수 있는 채널의 변화량은 작아지게 된다. 하지만 필터를 통과하는 잡음의 양이 작아지게 되어 채널 추정 오류도 작아지게 된다. 반대로 β가 클 경우, 빨리 변하는 채널의 추적은 용이하지만 채널 추정 오류는 커지게 된다.

II-3. DFCE로부터 추정된 채널 값을 이용하는 동기 RAKE 수신기

그림 2. (a)는 동기식 검파를 위한 전체적인 RAKE수신기의 구조를 나타내며, 그림 2. (b)는 각



(a) DFCE로부터 추정된 채널 계수를 이용하는 동기 검파기



(b) MRC 결합을 하는 동기 RAKE 수신기의 각 가지

그림 2. M-ary 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템의 동기 검파기 구조

RAKE 수신기 가지의 내부 구조를 나타내고 있다. 위상 복원기는 DFCE에서 얻어진 각 다중 경로 성분의 채널 응답을 이용하여, 채널로부터 생기는 위상의 왜곡을 보상하게 된다. 더불어 각 다중 경로 성분의 크기 응답을 통해 MRC 방식의 RAKE 수신기의 구성을 가능하게 한다.

수신하고자 하는 사용자를 k번째 사용자라고 하고, k번째 사용자의 l번째 다중 경로 성분에 대해 위상 복원기를 통과한 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} d^{k,l}(t) &= x(t)\, \hat{h}^{k,l}(t) \\ &= \{x_I(t) + jx_Q(t)\}\{\hat{h}_I^{k,l} - j\hat{h}_Q^{k,l}\} \\ &= \{x_I(t) + jx_Q(t)\}\{(h_I^{k,l} - jh_Q^{k,l}) + (\varepsilon_I^{k,l} - j\varepsilon_Q^{k,l})\} \\ &= \{x_I(t) + jx_Q(t)\}\{h_I^{k,l} - jh_Q^{k,l}\} + \{x_I(t) + jx_Q(t)\}\{\varepsilon_I^{k,l} - j\varepsilon_Q^{k,l}\} \\ &= d_h^{k,l}(t) + d_\varepsilon^{k,l}(t) \end{aligned} \quad (10)$$

여기에서 $\hat{h}_I^{k,l}$와 $\hat{h}_Q^{k,l}$은 각각 DFCE로부터 얻어진 k번째 사용자에 대한 l번째 다중 경로 성분

www.dbpia.co.kr

의 I-채널과 Q-채널 계수이고 $h^{k,l}$과 $\varepsilon^{k,l}$은 각각 k 번째 사용자의 l번째 다중 경로 성분의 실제 채널 계수와 채널 오류 계수를 나타낸다.

식 (11)에서 $d_h^{k,l}$은 수신 신호에 정확한 채널 계수의 공액 복소수(conjugate complex)가 곱해진 값으로 정의된다. 유사하게 $d_\varepsilon^{k,l}$은 수신 신호에 채널 오류 계수가 곱해진 값으로 정의되며, 수신기에 대해서 잡음과 동일한 역할을 하게 되고 AWGN으로 모델링할 수 있다. 즉, 채널 추정 오류로 인해 동기식 검파기는 ICI, MAI, AWGN 이외의 부가적인 잡음을 겪게 된다.

식 (5)과 (6)을 이용하면 I-채널에 대해 $d_{h,I}^{k,l}$은 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} d_{h,I}^{k,l}(t) &= \frac{\sqrt{P}}{2}(\alpha_{n_l}^k)^2 W^m(t-\tau_{n_l}^k)a_I^k(t-\tau_{n_l}^k) \\ &+ \sum_{\substack{n=1 \\ n\neq n_l}}^{N} \frac{\sqrt{P}}{2}\alpha_n^k\alpha_{n_l}^k[\,W^m(t-\tau_n^k)a_I^k(t-\tau_n^k)\cos\phi_n^k \\ &+ W^m(t-\tau_n^k)a_Q^k(t-\tau_n^k)\sin\phi_n^k] \\ &+ \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq k}}^{K}\sum_{n=1}^{N}\frac{\sqrt{P}}{2}\alpha_n^i\alpha_{n_l}^k[\,W^m(t-\tau_n^i)a_I^i(t-\tau_n^i)\cos\phi_n^i \\ &+ W^m(t-\tau_n^i)a_Q^i(t-\tau_n^i)\sin\phi_n^i] \\ &+ \frac{1}{2}\alpha_{n_l}^k\,\tilde{n}_c(t) \end{aligned} \tag{11}$$

여기에서 $\tilde{n}_c(t) = n_c(t)\cos\theta_l^k - n_s(t)\sin\theta_l^k$ 이고, $\phi_n^i = \theta_n^i - \theta_{n_l}^k$이다. 위의 식에서 첫 번째 항은 원하는 신호가 되고, 두 번째 항은 ICI, 세 번째 항은 MAI, 마지막 항은 AWGN의 영향으로 발생하는 성분을 나타낸다. 또한 채널 오류 계수로 인해 발생하는 $d_\varepsilon^{k,l}$중 I-채널의 입력 신호에 대해 I-채널의 채널 추정 오류 $\varepsilon_I^{k,l}$로 부터 발생하는 항도 위의 식과 유사하게 다음과 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} d_{\varepsilon,II}^{k,l}(t) &= x_I(t)\varepsilon_I^{k,l} \\ &= \sqrt{P}\alpha_{n_l}^k W^m(t-\tau_{n_l}^k)a_I^k(t-\tau_{n_l}^k)\varepsilon_I^{k,l}\frac{\cos\theta_{n_l}^k}{2} \\ &+ \sum_{\substack{n=1 \\ n\neq n_l}}^{N}\sqrt{P}\alpha_n^k\varepsilon_I^{k,l}\Big[\,W^m(t-\tau_n^k)a_I^k(t-\tau_n^k)\frac{\cos\theta_n^k}{2} \\ &+ W^m(t-\tau_n^k)a_Q^k(t-\tau_n^k)\frac{\sin\theta_n^k}{2}\Big] \\ &+ \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq k}}^{K}\sum_{n=1}^{N}\sqrt{P}\alpha_n^i\varepsilon_I^{k,l}\Big[\,W^m(t-\tau_n^i)a_I^i(t-\tau_n^i)\frac{\cos\theta_n^i}{2} \\ &+ W^m(t-\tau_n^i)a_Q^i(t-\tau_n^i)\frac{\sin\theta_n^i}{2}\Big] \\ &+ \frac{1}{2}\varepsilon_I^{k,l}\,n_c(t) \end{aligned} \tag{12}$$

역 확산된 신호 중 Q-채널의 신호에서 정확한 채널 계수로부터 얻는 신호 $d_{h,Q}^{k,l}$와 채널 추정 오류로부터 발생하는 나머지 잡음 성분인 $d_{\varepsilon,IQ}^{k,l}$, $d_{\varepsilon,QI}^{k,l}$과 $d_{\varepsilon,QQ}^{k,l}$도 각각 식 (11), (12)와 유사하게 표현할 수 있다.

PN 코드가 완벽하게 추적된다고 가정하고, l번째 RAKE 가지에서 역 확산된 신호를 $z_I^{k,l} = d_I^{k,l}a_I^k(t-\tau_l^k)$, $z_Q^{k,l} = d_Q^{k,l}a_Q^k(t-\tau_l^k)$라고 정의하자. 이와 같이 역 확산된 신호 $z^{k,l} = z_I^{k,l} + jz_Q^{k,l}$와 n 번째 왈쉬 함수, $W^n(t)$와의 상관기를 통과시키면, I-채널에 대해 다음과 같은 출력을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} Z_I^{k,l}(n) &= \frac{1}{\sqrt{T_w}}\int_{\tau_l^k}^{T_w+\tau_l^k} z_I^{k,l}(t)\,W^n(t-\tau_{n_l}^k)dt \\ &= \begin{cases} \frac{1}{2}(\alpha_{n_l}^k)^2\sqrt{E_w} + ICI_I^{k,l} + MAI_I^{k,l} + AWGN_I^{k,l} + E_I^{k,l} \\ ICI_I^{k,l} + MAI_I^{k,l} + AWGN_I^{k,l} + E_I^{k,l} \end{cases} \end{aligned} \tag{13}$$

여기에서 $E_w = PT_w$이고, $ICI^{k,l}$, $MAI^{k,l}$, $AWGN^{k,l}$은 각각 ICI, MAI, AWGN에 해당하는 항을 나타낸다. 이중 ICI와 MAI는 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} ICI_I^{k,l} &= \sum_{\substack{n=1 \\ n\neq n_l}}^{N}\frac{\sqrt{P}\alpha_n^k\alpha_{n_l}^k}{2\sqrt{T_w}}\int_{\tau_{n_l}^k}^{T_w+\tau_{n_l}^k} \\ &[\,W^m(t-\tau_n^k)W^n(t-\tau_{n_l}^k)a_I^k(t-\tau_n^i)a_I^k(t-\tau_{n_l}^k)\cos\phi_n^k \\ &+ W^m(t-\tau_n^k)W^n(t-\tau_{n_l}^k)a_Q^i(t-\tau_n^k)a_I^k(t-\tau_{n_l}^k)\sin\phi_n^k]dt \end{aligned} \tag{14}$$

$$\begin{aligned} MAI_I^{k,l} &= \sum_{\substack{i=1 \\ i\neq k}}^{K}\sum_{n=1}^{N}\frac{\sqrt{P}\alpha_n^k\alpha_{n_l}^k}{2\sqrt{T_w}}\int_{\tau_{n_l}^k}^{T_w+\tau_{n_l}^k} \\ &[\,W^m(t-\tau_n^i)W^n(t-\tau_{n_l}^k)a_I^i(t-\tau_n^i)a_I^k(t-\tau_{n_l}^k)\cos\phi_n^i \\ &+ W^m(t-\tau_n^i)W^n(t-\tau_{n_l}^k)a_Q^i(t-\tau_n^i)a_I^k(t-\tau_{n_l}^k)\sin\phi_n^i]dt \end{aligned} \tag{15}$$

또한 $E_I^{k,l} = E_{II}^{k,l} + E_{IQ}^{k,l}$은 I-채널에서 채널 추정 오류로부터 발생하는 잡음의 영향을 나타내는 항이며 아래의 식으로 표현된다.

$$E_{II}^{k,l} = E_{TS,II}^{k,l} + E_{ICI,II}^{k,l} + E_{MAI,II}^{k,l} + E_{AWGN,II}^{k,l} \tag{16}$$

여기에서 첨자 TS, ICI, MAI, $AWGN$은 각각 원하는 신호, ICI, MAI, AWGN 성분이 위상 복원기를 통과하면서 채널 추정 오류로 인해 부가되는 잡음을 나타낸다. 이와 유사하게 Q-채널에 대해서

www.dbpia.co.kr

유사하게 결정 변수를 얻을 수 있다. 자세한 수식은 지면 관계상 생략하고 3장에서 각각의 분산 값에 대해서만 소개하도록 한다.

이와 같이 각각의 RAKE 가지에서 얻어진 값은 RAKE 수신기를 통해 최대 비 결합이 이루어진다. 최종적으로 수신기는 전송된 왈쉬 심벌을 추정하기 위해 최대 근사 결정 규칙(maximum likelihood decision rule)을 사용하면 아래의 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\hat{m} &= \arg\max_{n}\,[s^k(n)] \\ &= \arg\max_{n}\left[\sum_{l=0}^{L}\{Z_I^{k,l}(n)+Z_Q^{k,l}(n)\}\right] \\ &\quad (1\le n\le M)\end{aligned} \tag{17}$$

즉, $s^k(n)$에 대해 최대 값을 선택하여, 그에 해당하는 왈쉬 함수 지수를 출력으로 내보내게 되며, 동시에 DFCE에 궤환 되어 채널 추정을 돕게 된다.

Ⅲ. 완벽한 채널 추정 값을 이용하는 동기식 검파기의 비트 오율 성능 분석

앞서 구한 잡음 성분 $ICI^{k,l}$, $MAI^{k,l}$, $AWGN^{k,l}$은 평균 0을 취하는 가우시안 랜덤 변수로 근사화 될 수 있다. 더불어 RAKE 수신기의 각 가지에서 얻는 결정 변수가 서로 독립이라고 가정하면 식 (17)로부터 k번째 사용자의 결정 변수 $s^k(n)$의 평균은 다음과 같이 구해진다.[1)]

$$E[s^k(n)]=\begin{cases}\sqrt{E_w}\sum_{l=1}^{L}\left(\alpha_{n_l}^k\right)^2 & n=m\\ 0 & n\neq m\end{cases} \tag{18}$$

여기에서 $E[\cdot]$는 랜덤 변수의 기대값을 나타낸다. 그리고 완벽한 채널 추정 값을 사용한다는 가정하에 k번째 사용자의 l번째 가지에서 구한 결정 변수 $s^{k,l}(n)$의 분산은 다음과 같이 주어지게 된다.[2)]

$$\begin{aligned}&Var[s^{k,l}(n)]= \\ &\begin{cases}\left(\alpha_{n_l}^k\right)^2\left\{\frac{N_0}{2}+\frac{2E_w}{\rho N_c}\left(\sum_{\substack{n=1\\ n\neq n_l}}^{N}E[(\alpha_n^k)^2]\right.\right. & \\ \quad\left.\left.+\sum_{\substack{i=1\\ i\neq k}}^{K}\sum_{n=1}^{N}E[(\alpha_n^i)^2]\right)\right\} & \text{for}\quad n=m\\ \left(\alpha_{n_l}^k\right)^2\left\{\frac{N_0}{2}+\frac{2E_w}{\rho N_c}\left(\sum_{\substack{n=1\\ n\neq n_l}}^{N}E[(\alpha_n^k)^2]\right.\right. & \\ \quad\left.\left.+\sum_{\substack{i=1\\ i\neq k}}^{K}\sum_{n=1}^{N}E[(\alpha_n^i)^2]\right)\right\} & \text{for}\quad n\neq m\end{cases}\end{aligned} \tag{19}$$

최종적인 결정 변수 $s^k(n)$의 분산은 RAKE 수신기의 각 가지의 결정 변수들이 서로 독립이라고 가정한다면 쉽게 구할 수 있다. 그러나 실제적으로 ICI에 의해 각 가지의 결정 변수는 서로 상관관계를 갖기 때문에, 각 가지의 결정 변수들은 서로 독립적이지 않다[2]. 하지만 위에서 언급한 바와 같이, 다중 사용자 환경에서는 MAI가 성능을 좌우하는 주요 요소가 되므로 각 가지의 결정 변수가 독립이라는 가정은 사용자가 많은 환경에서는 유효하게 사용될 수 있다. 그러므로 결정 변수 $s^k(n)$의 분산은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Var[s^k(n)]=\sigma_{s^k}^2=\begin{cases}\sum_{l=1}^{L}\left(\sigma_{s_1}^l\right)^2 & n=m\\ \sum_{l=1}^{L}\left(\sigma_{s_2}^l\right)^2 & n\neq m\end{cases} \tag{20}$$

심벌 에러율(Symbol Error Rate : SER)을 구하기 위해, 참고 문헌 [4]에서와 동일한 방식을 적용하면 심벌이 정확히 결정될 확률을 구하면 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned}P_{cs}(c)&=\int_{-\infty}^{\infty}\left\{1-Q\left(\frac{s_1}{\sigma_{s_2}}\right)\right\}^{M-1}p_{s^k(1)}(s_1)ds_1\\ &=\int_{-\infty}^{\infty}\left\{1-Q\left(\frac{s_1}{\sigma_{s_2}}\right)\right\}^{M-1}\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{s_1}^2}}e^{-\frac{(s_1-c)^2}{2\sigma_{s_1}^2}}ds_1\end{aligned} \tag{21}$$

여기에서 $c=\sqrt{E_w}\sum_{l=1}^{L}\left(\alpha_{n_l}^i\right)^2$으로 정의된다. 결국 SER은 $P_M(c)=1-P_{cs}(c)$이 되고, SER로부터 비트 오율 (Bit Error Rate : BER)을 구하면 다음 식과 같이 주어진다.

$$P_b(c)=\frac{2^{h-1}}{M-1}P_M(c) \tag{22}$$

여기에서 $h=\log_2 M$이다. 식 (21)는 c에 관한 조건부 확률이 된다. 즉, 채널 임펄스 응답이 주어졌

1) 이러한 가정들은 DS/CDMA 시스템의 성능 분석에 있어서 항상 유효한 것은 아니다. 하지만 사용자의 수(즉, MAI)가 많아짐에 따라, 중심 극한 정리(Central Limit Theorem)에 의해 유사한 결과를 얻을 수 있다[8].

2) 채널 추정 오류를 수식 분석에 포함할 경우 비선형 방정식이 되기 때문에 수식 분석이 현실적으로 곤란하다.

www.dbpia.co.kr

을 때, SER이 된다. 여기에서 c는 위에서 언급한 바와 같이, 채널의 특성을 나타내는 랜덤 변수이므로, 최종적인 BER은 $P_b(c)$를 c에 대해 평균을 취함으로서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\overline{P_b(c)} = \int_0^{\infty} \frac{2^{k-1}}{M-1}\left[1-\int_{-\infty}^{\infty}\left\{1-Q\left(\frac{s_1}{\sigma_{s_2}}\right)\right\}^{M-1} \times \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{s_1}^2}} e^{-\frac{(s_1-c)^2}{2\sigma_{s_1}^2}} ds_1\right] p_c(c)\,dc \quad (23)$$

Ⅳ. 분석 및 모의 실험 결과

본 장에서는 제안된 DFCE의 성능을 모의 실험을 통해 살펴본다. 또한 제안된 DFCE를 사용하여 구성한 동기식 검파기의 성능을 모의 실험과 3장에서 분석한 수식을 통해 살펴보고, 동기식 검파기와 비동기식 검파기의 성능을 비교한다. 실험에서 사용한 파라미터는 표 1과 같다

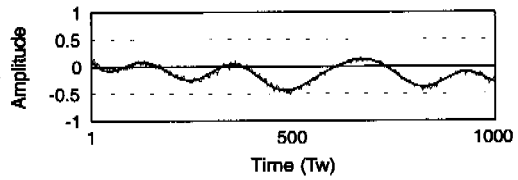
Ⅳ-1. 제안된 DFCE및 정규화 된 채널 추정 오류

그림 3은 본 논문에서 제안한 DFCE가 실제 채널 계수를 잘 추적하는가를 살펴보기 위한 결과이다. 그림에서 굵은 실선은 실제 채널 계수를 나타내며, 빠르게 변하는 실선은 DFCE로부터 추정된 채널 계수를 나타낸다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이 추정된 채널 계수는 실제 채널 계수를 잘 추적해 나가고 있음을 알 수 있다. 사용자 수가 1명일 경우, 실제 채널 계수와 추정된 채널 계수가 거의 완벽하게 일치함을 알 수 있다. 하지만 사용자 수가 30명으로 증가함에 따라, 채널 추정 오류가 증가함을 확인할 수 있다. 이는 DFCE 내부의 상관기 출력에 많은 MAI가 포함되어 있기 때문이다. 그러나 이러한 채널 추정 오류의 증가는 더 정교한 저역 통과 필터를 사용하거나, 다중 사용자 검파 기법을 사용하여 감소시킬 수 있다. 그림 4는 DFCE가 최적으로 동작하기 위한 망각 인자의 값을 구한 결과이다. 도플러 주파수가 커짐에 따라 정규화 된 채널 추정 오류($\varepsilon^2 = (1/L)\sum_{l=1}^{L}|\hat{h}^{k,l}-h^{k,l}|^2/|h^{k,l}|^2$)는 점차 커지게 된다. 이는 루프 필터의 통과 주파수 대역이 커짐에 따라 루프 필터를 통과하는 잡음의 양이 많아지기 때문이다. 그러므로 앞서 언급한 바와 같이 도플러 주파수가 증가하게 되면, 망각 인자의 값을 낮추어야 최적의 성능을 보이게 된다.

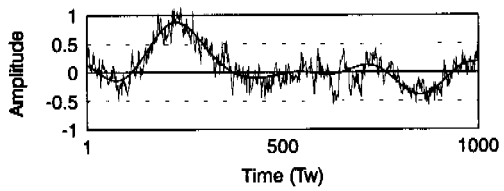
사용자 수가 1명일 때, E_b/N_0와 채널 추정 오류

표 1. 실험에 사용된 파라미터

채널	레일리 다중경로 페이딩 채널
채널 경로수	3
도플러 주파수	30, 50, 80, 100 Hz
데이터 전송률	28,800 bps
왈쉬 함수의 차원	64
확산율 (N_c)	42.667



(a) 사용자 수가 1명일 경우 채널 추정의 정확도



(b) 사용자 수가 30명일 경우 채널 추정의 정확도

그림 3. 실제 채널 계수와 추정된 채널 계수의 비교 ($E_b/N_0 = 20$dB, $f_d = 80Hz$, $\beta = 0.7$)

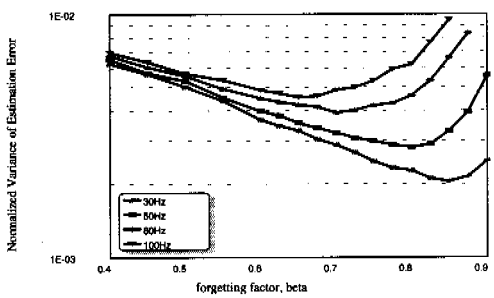


그림 4. 망각 인자에 대한 DFCE의 정규화 된 채널 추정 오류(사용자 수 1명, $E_b/N_0 = 20$dB)

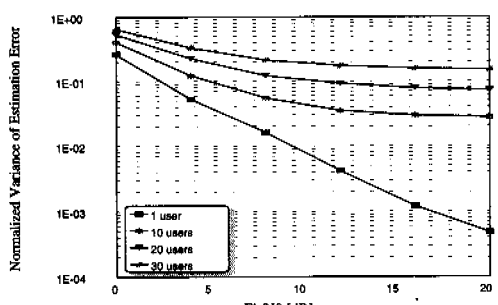


그림 5. Eb/N0에 따른 DFCE의 정규화 된 채널 추정 오류 ($f_d = 80Hz$, $\beta = 0.7$)

www.dbpia.co.kr

는 선형적인 관계를 나타냄을 그림 5에서 알 수 있다. 즉 채널 환경이 좋을수록 제안된 DFCE의 성능은 계속적으로 우수해진다. 사용자 수가 증가함에 따라, 상관기 출력에서 MAI가 커지므로 일정한 값에서 수렴하게 되지만 여전히 낮은 추정 오류를 유지하고 있다. 그림 6은 다양한 사용자 수에 대해 도플러 주파수에 따른 정규화 된 채널 추정 오류를 나타내고 있다. 그림에서 보는 바와 같이 도플러 주파수가 감소함에 따라, 채널 추정 오류는 선형적으로 감소함을 알 수 있다. 이는 루프 필터의 대역폭이 감소함에 따라, 잡음의 필터 통과 성분이 감소하기 때문이다.

Ⅳ-2. 제안된 DFCE를 이용하는 동기식 검파기의 성능 및 비동기식 검파기와의 성능 비교

그림 7은 도플러 주파수 80 Hz에 대해서 모의실험 결과와 수식 분석 결과를 비교하고 있다. 사용자 수가 1명인 경우, 모의실험 결과와 수식 분석 결과가 높은 에서 약간의 차이를 보이는 것을 알 수 있다. 이는 간섭 성분이 ICI와 AWGN만이 존재하므로 간섭 성분의 양이 작기 때문에 가우시안 근사화 과정을 적용하기에 부적합한 환경이 되기 때문이다. 반면에 사용자 수가 5명인 경우, 주 간섭 성분이 MAI가 되므로, 가우시안 근사화를 적용할 수 있게 되어, 수식 분석 결과와 모의실험 결과는 거의 일치하게 된다. 또한 사용자 수가 1명일 때 제안된 DFCE를 사용한 동기 검파기는 비동기 검파기에 비해 15dB의 에서 비트 오율이 2e-4에서 4e-5로 개선되어, 약 7dB의 성능 이득을 얻음을 확인할 수 있다. 또한 동기식 검파기는 완벽한 채널 추정 계수나 혹은 DFCE를 이용한 채널 추정 계수를 사용한 경우 모두 비동기식 검파기에 비해 성능 개선을 보임을 알 수 있다.

그림 8은 다양한 도플러 주파수에 대해 사용자

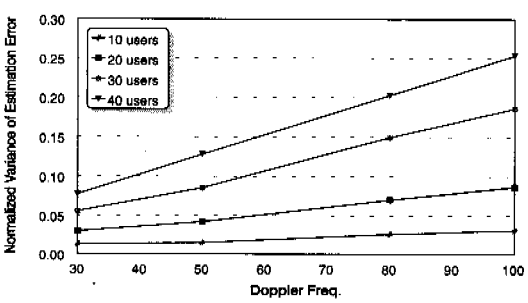


그림 6. 도플러 주파수에 따른 DFCE의 정규화 된 채널 추정 오류

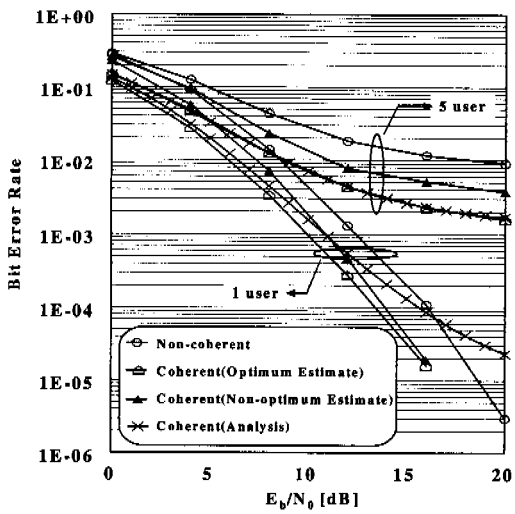


그림 7. E_b/N_0에 따른 제안된 DFCE를 이용하는 동기식 검파기와 비동기식 검파기의 성능 비교

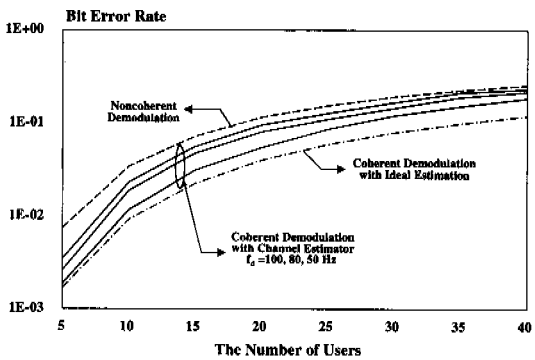


그림 8. 사용자 수에 따른 제안된 DFCE를 이용하는 동기식 검파기와 비동기식 검파기의 성능 비교

수에 따른 동기식 검파기의 비트 오율을 나타내고 있다. 도플러 주파수가 증가함에 따라 동기식 검파기의 성능은 점차 열화됨을 알 수 있다. 이는 앞에서 살펴보았듯이, 도플러 주파수가 커짐에 따라 DFCE의 성능이 저하되기 때문이다. 그러나 어떤 경우라도 DFCE를 이용한 동기 검파기의 성능이 비동기 검파기에 비해서 우수함을 볼 수 있다.

Ⅳ. 결 론

비동기 *M*-ary DS/CDMA 직교 변조는 파일럿 신호를 사용하지 않기 때문에, 동기 검파기를 사용하는 시스템에 비해 성능의 저하가 나타나고, 더불어 사용자 용량의 증대를 위한 다중 사용자 검파 방식

www.dbpia.co.kr

등을 사용하기에 적합하지 못하다는 단점을 갖게 된다. 이러한 문제점을 극복하기 위해, 본 논문에서는 *M*-ary 직교 변조를 사용하는 DS/CDMA 시스템에서 파일럿 신호의 삽입 없이 채널 추정이 가능한 DFCE를 제안하였다. 다음으로 2장에서 제안된 DFCE을 이용하여, 동기 검파기를 통해 성능 향상을 얻을 수 있음을 보였다. 제안된 DFCE는 여분의 전력 소비 없이 채널 계수를 잘 추적하며, DFCE로부터 얻은 채널 계를 이용한 동기식 검파기는 비동기식 검파기에 비해 성능이 우수함을 알 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd Edition, McGraw -Hill, 1995.

[2] M. Sawahashi, Y. Miki, H. Andoh, and K. Higuchi, "Pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller for DS-CDMA mobile radio," IEE Electronics Letters, vol. 32, pages 301-302, February 1996.

[3] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver, and C. E. Wheatley III, "On the capacity of a cellular CDMA system," IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 40, pages 303-311, May 1991.

[4] L. M. A. Jalloul and J. M. Holtzman, "Performance analysis of DS/CDMA with noncoherent *M*-ary orthogonal modulation in multipath fading channels," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 12, pages 862-870, June 1994.

[5] R. Fantacci and A. Galligani, "An Efficient Rake Receiver Architecture with Pilot Signal Cancellation for Downlink Communications in DS-CDMA Indoor Wireless Networks," IEEE Trans. on Commun., vol. 6, pages 823-827, June 1999

[6] G. B. Giannakis and S. D. Halford, "Asymptotically optimal blind fractionally spaced channel estimation and performance analysis," IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 45, pages 1815-1830, July 1997.

[7] Li Kemin and Hui Liu, "Multipath parameter estimation for DS-CDMA with aperiodic spreading codes," in Proc. Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, vol. 2, pages 1868-1872, 1998.

[8] P. Patel and J. Holtzman, "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 12, pages 796-807, June 1994.

홍 대 기(Dae-Ki Hong) 정회원
한국통신학회 논문지 제25권, 제11A호 참조

윤 석 현(Suk-hyon Yoon) 정회원
한국통신학회 논문지 제26권, 제2B호 참조

김 성 연(Sung-Yeon Kim)
한국통신학회 논문지 제25권, 제11A호 참조

원 세 호(Se-Ho Won)
한국통신학회 논문지 제25권, 제11A호 참조

홍 대 식(Dae-sik Hong) 종신회원
한국통신학회 논문지 제21권, 제8호 참조

강 창 언(Chang-eon Kang) 종신회원
한국통신학회 논문지 제23권, 제2호 참조

www.dbpia.co.kr