

M진 직교 신호화를 적용한 DS-CDMA 시스템의 동기 검파 기법

正會員 김 기 준*, 권 순 일*, 김 호 준*, 황 금 찬*

Coherent Detection Scheme for DS-CDMA System with M_ary Orthogonal Signaling

Ki-Jun Kim*, Soon-Yil Kwon*, Ho-Joon Kim*,
Keum-Chan Whang* *Regular Members*

요 약

DS-CDMA 시스템에서 수용 용량을 증가시키기 위해서는 전력 효율적인 전송과 수신 방식을 이용하여야 한다. 본 논문에서는 M진 직교 신호화를 적용한 DS-CDMA 시스템에서 동기 검파를 고려하였으며, 이를 위한 채널 추정기로서 다단 판정 지원 방식을 제안하였다. 다단 판정 지원 방식은 기존의 판정 지원 동기 검파기의 최종 판정을 또 다시 채널 추정기에서 사용하여 더 나은 추정치를 얻을 수 있다는 사실에 기초하여, 전송 심볼 판정과 채널 추정을 번갈아 가며 사용하는 방식이다. 시뮬레이션을 통해 제안된 다단 판정 지원 동기 검파 방식이 시변율이 빠르고 다이버시티 차수가 높은 채널에서 신호 대 잡음비가 낮은 경우에 기존의 판정 지원 동기 검파기보다 특히 더 높은 성능 이득을 얻을 수 있음을 보였다.

ABSTRACT

DS-CDMA system requires a power-efficient transmission and reception scheme to increase capacity. In this paper, coherent detection of DS-CDMA system with M_ary orthogonal signaling is considered, and multistage decision-directed channel estimator is proposed. The multistage decision-directed channel estimator is based on the fact that better channel estimation can be obtained by using the final decisions of the detector with a conventional decision-directed channel estimator. In this scheme, symbol detector and channel estimator operate alternately. By simulation, it is shown that the proposed method achieves performance gain compared to conventional method, specially at low signal to noise ratio over fast time-variant channel with diversity.

*연세대학교 전기공학과
論文番號: 97289-0818
接受日字: 1997年 8月 18日

I. 서 론

DS-CDMA(Direct sequence code division multiple access) 시스템은 셀룰라 환경에서 높은 수용 용량을 갖는다는 연구 결과들에 의해 현재 이동 통신 시스템 및 개인 휴대 통신 시스템에서 다중 접속 방식으로 사용되고 있다. DS-CDMA 시스템에서 다중 사용자 신호 검파기 또는 사용자간의 동기를 유지하는 방식을 적용하지 않은 경우에, 수용 용량은 특정 오류 확률을 얻기 위해 요구되는 신호대 잡음비에 반비례하는 것으로 알려져 있다[1][2]. 그러므로 DS-CDMA 시스템에서는 낮은 신호대 잡음비에서 동작 가능하도록 하는 전송 전력 효율적인 변조 및 채널 부호화 방식에 대한 연구가 중요시되고 있다.

그 중에서 M진 직교 변조는 DS-CDMA 시스템에서 추가적인 대역폭을 요구하지 않으면서 직교 신호의 수를 증가시켜 더 나은 수신 성능을 얻을 수 있다는 사실에 의해 적합한 방식으로 알려져 있다[1][3]. M진 직교 변조는 수신 신호의 위상 및 크기에 대한 정보를 요구하지 않는 비동기 검파가 가능하며, 가우시안 채널에서 M이 증가함에 따라 동기 검파기와 비동기 검파기의 성능 차이가 줄어들어 특성을 갖는다[7]. 그러나 페이딩 채널에서 다이버시티 수신을 이용할 경우, 또는 추가적인 채널 부호화에 의해 낮은 신호대 잡음비 영역에서 동작할 경우에 동기 검파기와 비동기 검파기의 성능 차이는 무시할 수 없다. 따라서, 이러한 환경에서 DS-CDMA 시스템의 성능을 향상시키기 위한 동기 검파 기법에 대한 연구가 요구된다.

동기 검파를 위하여 수신기에서는 수신 신호의 위상에 대한 정보가 요구되며, 다이버시티 수신기에서는 최대비 결합(maximum-ratio combining) 규칙을 적용한 동기 검파를 위해 수신 신호의 크기에 대한 정보도 요구된다. 즉, 페이딩 채널에서 채널 임펄스 응답의 추정을 요구한다. 채널 추정의 정확도는 채널의 시변율과 데이터 전송율의 비에 의해 영향을 받는다. 일반적으로 채널 추정은 추가적인 파일럿 심볼 또는 신호를 이용하여 쉽게 이루어질 수 있으나, 채널의 시변율이 빠른 경우에는 파일럿 전송에 더욱 많은 에너지가 요구되므로 유용한 방법은 아니다[4]. 이와 달리 데이터 변조된 M진 직교 신호 자체에서 채널 추정을 수행할 수 있는 방법으로 [5]에서는 Maximum

likelihood sequence estimation (MLSE) 방법을 이용하여 채널 추정 및 데이터 판정을 동시에 수행하였으며, [6]에서는 판정 지원(decision-directed) 채널 추정기를 사용하여 동기 검파를 수행하였다. MLSE 방식은 관측 구간의 증가에 따라 복잡도가 지수 함수적으로 증가함으로 구현이 어려운 단점을 갖고 있으며, 판정 지원 방식은 비교적 간단히 채널 추정을 수행할 수 있으나 채널의 시변율이 빠른 경우에 또는 낮은 신호대 잡음비 영역에서의 동작이 요구되는 경우에 판정 오류에 따른 성능 저하가 심하게 발생한다.

본 논문에서는 [6]의 판정 지원 채널 추정기를 수정한 다단 판정 지원 채널 추정기를 제안하고, 이를 이용한 M진 직교 신호화의 동기 검파 성능을 알아보기 위해 오류 확률을 시뮬레이션을 통해 구하였다. 제안된 다단 판정 지원 방식은 기존의 판정 지원 동기 검파기의 최종 판정을 또 다시 채널 추정기에서 사용하여 더 나은 추정치를 얻을 수 있다는 사실에 기초하여, 전송 심볼 판정과 채널 추정을 반복 사용하는 방식이다. 2장에서는 M진 직교 신호화를 적용한 시스템 모델에 대해 설명하고 3장에서는 채널 추정 방식에 대해 설명하였다. 4장에서는 시뮬레이션을 통해 제안된 방식의 성능을 분석하고 마지막으로 5장에서 결론을 서술하였다.

II. 시스템 모델

M진 직교 신호화를 이용한 시스템에서 전송 신호는 복소수 기저 대역 형태로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sqrt{2PW} a[n] (t - n \cdot T_s) \exp(j\theta). \quad (1)$$

여기서 P 는 전송 신호 전력을, T_s 는 심볼 지속 시간을, θ 는 반송파의 위상을, j 는 $\sqrt{-1}$ 을 각각 나타낸다. $a[n]$ 는 n 번째 전송 심볼로써 전송 정보에 따라 1부터 M 사이의 값을 갖는다. W_m 는 M 개의 직교 신호 중 m 번째 신호를 나타낸다. $W_m(t) = \int |W_m(t)|^2 dt = T_s$ 이도록 정규화되어 있으며, 표의상 $[0, T_s]$ 의 구간에서만 정의되어 있다고 가정한다.

다중 경로 다이버시티, 안테나 다이버시티 등에 의

해 전체 L 개의 독립적인 다이버시티 채널을 활용할 수 있는 수신기를 고려하여, l 번째 다이버시티 단에 수신된 신호는 다음과 같이 복소수 기저 대역 형태로 나타낼 수 있다.

$$r_l(t) = \beta_l(t) \exp[j\phi_l(t)]s(t) + z_l(t); l = 1, \dots, L. \quad (2)$$

여기서 $z_l(t)$ 는 l 번째 채널의 간섭 신호로서 다중 경로 및 다중 접속 간섭 신호와 가우시안 잡음 등을 모두 포함한다. 이러한 $z_l(t)$ 는 가우시안 근사화에 근거하여 양측 전력 스펙트럼 밀도 $2I_0$ 를 갖는 평균 영인 독립적인 복소수 가우시안 프로세스로 모델링될 수 있다[1]. $\beta_l(t)$ 와 $\phi_l(t)$ 는 각각 l 번째 채널의 감쇄 및 위상 천이를 나타낸다. 가우시안 채널에서 $\beta_l(t)$ 는 $\beta_l(t) = \sqrt{\sigma}$ 로서 고정된 값을 갖으며 $\phi_l(t)$ 는 독립적인 임의의 고정된 값을 갖는다. 또한, 이동통신 환경에서 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널을 가정하면, $\beta_l(t)$ 는 레일리 프로세스로서 모델링되며, $\beta_l(t) \exp[j\phi_l(t)]$ 는 자기 상관 함수 $\sigma \cdot J_0(2\pi f_d t)$ 를 갖는 평균 영인 독립적인 복소수 가우시안 프로세스로 모델링된다[7][8]. 여기서 σ 는 $\beta_l(t)$ 의 평균 에너지를, f_d 은 최대 도플러(Doppler) 주파수를, 그리고 $J_0(\cdot)$ 는 영차 일종 베셀(zeroth order first kind Bessel) 함수를 나타낸다. 일반적으로 f_d 은 심볼 전송률 $1/T_s$ 보다 작은 값이므로 일정 구간에서 $\beta_l(t) \exp[j\phi_l(t)]$ 는 고정된 값을 갖는다고 가정할 수 있다.

수신기에서 식 (2)의 수신 신호는 $L \cdot M$ 개의 복소수 상관기의 입력에 가해지며, 수신 신호에 심볼 타이밍 동기를 정확히 알고 있다고 가정하면, n 번째 심볼 수신 시간에 각 다이버시티 단마다 다음과 같이 M 개의 상관기 출력을 얻는다.

$$\lambda_{l,m}[n] = \frac{1}{\sqrt{2T_s}} \int_{T_s}^{(n+1)T_s} r_l(t) W_m^*(t - nT_s) dt; \quad (3)$$

$l = 1, \dots, L \quad m = 1, \dots, M.$

여기서 $(\cdot)^*$ 는 (\cdot) 의 켈레 복소수를 나타낸다. n 번째 전송 심볼이 $a[n]$ 이므로 $W_{a[n]}(t)$ 에 정합된 L 개의 상관기 출력은 신호 에너지 및 잡음 성분으로 구성되며 다음과 같이 정의된다.

$$\lambda_{l,a[n]}[n] = \alpha_l(nT_s) \cdot \sqrt{E_s} + \eta_{l,a[n]}[n]; l = 1, \dots, L, \quad (4)$$

여기서 $\alpha_l(t) = \beta_l(t) \exp[j\phi_l(t) + j\theta]$ 이며, $E_s = \sigma \cdot PT_s$ 로서 채널당 평균 수신 심볼 에너지를 나타내며 전체 평균 비트 에너지와 $E_s = (\log M) \cdot E_b L$ 의 관계를 갖는다. $\eta_{l,m}$ 은 분산 I_0 를 갖는 복소수 가우시안 랜덤 변수로 모델링된다. 그리고 그 이외의 $L \cdot (M-1)$ 개의 상관기 출력은 다음과 같이 잡음 성분으로만 구성된다.

$$\lambda_{l,m}[n] = \eta_{l,m}[n]; l = 1, \dots, L \quad m \neq a[n]. \quad (5)$$

비동기 수신기에서는 차승 결합 규칙(square-law combining)을 적용하여 $L \cdot M$ 개의 상관기 출력으로부터 다음과 같이 M 개의 판정 변수를 얻는다.

$$\Lambda_m[n] = \sum_{l=1}^L |\lambda_{l,m}[n]|^2; m = 1, \dots, M. \quad (6)$$

이와 달리 동기 수신기에서는 수신 신호의 크기 및 위상 즉, $\alpha_l(t)$ 에 대한 추정치 $\hat{\alpha}_l(t)$ 를 사용하여 최대비 결합 규칙에 의해 다음과 같이 M 개의 판정 변수를 얻는다.

$$\Lambda_m[n] = \sum_{l=1}^L \text{Re}\{\lambda_{l,m}[n] \cdot \hat{\alpha}_l^*(nT_s)\}; m = 1, \dots, M. \quad (7)$$

식 (6)과 (7)을 비교해 보면 비동기 수신기는 채널 추정치 $\hat{\alpha}_l(nT_s)$ 대신 $\lambda_{l,m}[n]$ 를 사용하고 있음을 알 수 있다. 이는 m 번째 판정 변수 $\Lambda_m[n]$ 는 전송 심볼이 $a[n] = m$ 이라는 가설에 근거를 두고 있기 때문에, $\Lambda_m[n]$ 을 발생시키는 과정에서 $\lambda_{l,m}[n]$ 이 수신 신호의 크기 및 위상에 대한 정보를 포함한다고 가정하고 채널 추정치로서 $\lambda_{l,m}[n]$ 를 사용한다는 해석에 기초한다. 판정 규칙은 두 경우 모두 최대 판정 변수에 해당하는 심볼 $\hat{a}[n]$ 을 n 번째 전송 심볼로 판정한다.

$$\hat{a}[n] = \max_m \Lambda_m[n]. \quad (8)$$

III. 채널 추정 방식

본 장에서는 기존의 판정 지원 채널 추정기들의 동작에 대해 설명하고 이에 기초한 개선된 채널 추정 방식을 제안한다. 편의상, 채널 응답이 $(2H+1)$ 개의 심볼 지속 시간 동안 일정하다고, 즉 $(n-H)T_s \leq t < (n+H+1)T_s$ 동안 $\alpha_l(t) \approx \alpha_l(nT_s)$ 이라고 가정한다.

실제적으로 채널 응답은 천천히 변화하며, 따라서 채널 추정기 안에서 잡음 억압 필터로서 채널 응답의 도플러 스펙트럼과 잡음 신호의 전력 스펙트럼으로부터 얻어진 wiener 필터를 사용하는 것이 최적의 채널 추정 성능을 얻을 수 있으나[9], 본 논문에서는 제안된 방식의 성능을 간단히 살펴보기 위해, 위 가정에 근거하여 잡음 억압 필터로서 슬라이딩 윈도우 필터의 사용을 고려하였다.

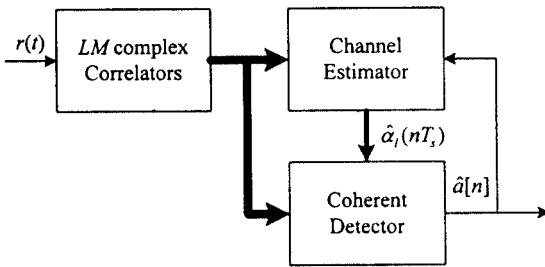


그림 1. 동기 판정 지원 채널 추정기를 적용한 수신기 구성도
Fig. 1. Receiver using coherent decision directed channel estimator

그림 1은 동기 판정 지원 채널 추정기를 사용한 수신기의 구성도이다. 이 방식은 BPSK 등의 위상 변조 신호를 위해 일반적으로 사용되는 판정 지원 채널 추정 방식과 유사하다[7]. 그림 1의 채널 추정기는 선택기와 슬라이딩 윈도우 필터로 구성되어 있으며, 동기 검파기의 판정치 $\hat{a}[n]$ 이 채널 추정기로 회귀하여 상관기의 출력을 선택하는데 사용되어진다. 검파기의 판정치가 정확했다면 즉 $\hat{a}[n]=a[n]$ 이면, $\lambda_l \hat{a}[n]$ 은 l 번째 채널 응답에 대한 정보를 포함하고 있으므로, 채널 추정기는 $\lambda_l \hat{a}[n]$ 을 슬라이딩 윈도우 필터에 통과시켜 다음의 채널 추정치를 얻는다.

$$\hat{a}_l(nT_s) = \sum_{h=1}^H \lambda_l \hat{a}[n-h] ; l=1, \dots, L. \quad (9)$$

동기 판정 지원 채널 추정기는 초기 채널 추정을 위해 전송 프레임의 앞부분이 수신단에 미리 알려진 전치 부호로 구성되어 있어야 하며, 동일 채널 응답의 영향을 받은 $(2H+1)$ 개의 수신 심볼 중에서 H 개의 수신 심볼만이 채널 추정기에서 사용된다는 단점을 갖고 있다.

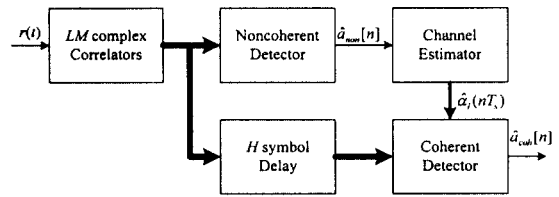


그림 2. 비동기 판정 지원 채널 추정기를 적용한 수신기 구성도
Fig. 2. Receiver using noncoherent decision directed channel estimator

이러한 단점을 보완하기 위해 [6]에서는 비동기 판정 지원 채널 추정기의 사용을 제안하였다. 이는 M진 직교 변조가 위상 변조와 달리 비동기 검파가 가능하기 때문이다. 그림 2는 비동기 판정 지원 채널 추정기를 사용한 수신기의 구성도이다. 동기 판정 지원 방식과 다르게 추가적인 비동기 검파기의 판정치 $\hat{a}_{non}[n]$ 이 채널 추정기로 전달된다. 이 경우 채널 정기의 추정치는 다음과 같이 정의된다.

$$\hat{a}_l(nT_s) = \sum_{h=-H}^H \lambda_l \hat{a}_{non}[n-h] ; l=1, \dots, L. \quad (10)$$

이 방식은 H 심볼 지연기를 사용하므로 전치 부호가 불필요하며, 또한 채널 추정기에서 동일 채널 응답의 영향을 받은 $(2H+1)$ 개의 수신 심볼을 모두 이용하여 잡음에 의한 추정 오차를 줄일 수 있다. 그러나 낮은 신호대 잡음비 영역에서 비동기 판정 오류가 동기 판정 오류보다 특히 높으므로 판정 오류에 의한 추정 오차가 증가된다.

본 논문에서는 성능 향상을 위해 비동기 판정 지원 채널 추정기에서 변형된 그림 3의 다단 판정 지원 채널 추정기를 제안한다. 그림 2와 비교해 보면 동기 검파기의 판정치가 또 다른 채널 추정기의 입력으로 가해져 더 나은 채널 추정치 $\hat{a}_l^{(2)}(nT_s)$ 을 얻는데 사용되어진다. $\hat{a}_l^{(2)}(nT_s)$ 은 두 번째 동기 검파기에서 사용되어져 더 나은 판정치 $\hat{a}^{(2)}[n]$ 을 얻는다. 이러한 방식을 반복 적용하여 k 번째 단에서 채널 추정기는 전 단의 전송 심볼 판정치를 이용하여 채널 추정치를 얻으며, k 번째 단의 검파기는 얻어진 추정치를 사용하여 판정치 $\hat{a}^{(k)}[n]$ 를 얻는다 즉 채널 추정기와 심볼 판정기로 구성되어진 K 개의 단이 직렬 연결되어 있는 경우에

최종 심볼 판정치 $\hat{\alpha}_{(K)}[n]$ 를 얻을 수 있다. 각 단계에서 사용되어지는 추정기의 잡음 억압 필터는 식 (10)과 동일하게 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$\hat{\alpha}_l^{(k)}(nT_s) = \sum_{h=-H}^H \lambda_{l, \hat{a}_{(k-1)}[n-h]} [n-h]; l=1, \dots, L, k=1, 2, \dots \quad (11)$$

그러므로 [6]의 판정 지원 추정 방식은 $K=1$ 인 경우로 취급할 수 있다.

식 (7)과 (11)을 결합하여 살펴보면 k 번째 단계에서 m 번째 판정 변수 $\Lambda_m^{(k)}[n]$ 을 얻기 위해 사용된 채널 추정치 $\hat{\alpha}_l^{(k)}(nT_s)$ 가 $\lambda_{l, \hat{a}_{(k-1)}[n]}$ 의 함수임을 알 수 있다. 결과적으로 $\Lambda_m^{(k)}[n]$ 의 발생이 $\hat{a}_{(k-1)}[n]$ 에 의존함을 의미한다. 그러므로 만약 $\hat{a}_{(k-1)}[n] \neq a[n]$ 이었다면 k 번째 단계에서도 잘못된 판정을 내릴 가능성이 증가된다. 또한 이는 $\Lambda_m^{(k)}[n]$ 의 발생이 $a[n]=m$ 이라는 가설에 근거를 두고 있다는 사실과 위배된다. 그러므로 오류의 전파 현상을 방지하면서 가설을 만족시키기 위해 채널 추정식과 판정 변수 발생식은 다음과 같이 수정한다.

$$\hat{\alpha}_l^{(k)}(nT_s) = \sum_{\substack{h=-H \\ h \neq 0}}^H \lambda_{l, \hat{a}_{(k-1)}[n-h]} [n-h]; l=1, \dots, L, k=1, 2, \dots \quad (12)$$

$$\Lambda_m^{(k)}[n] = \sum_{l=1}^L \text{Re} \left\{ \lambda_{l, m}[n] \cdot \left(\lambda_{l, m}[n] + \hat{\alpha}_l^{(k)}(nT_s) \right)^* \right\}; m=1, \dots, M. \quad (13)$$

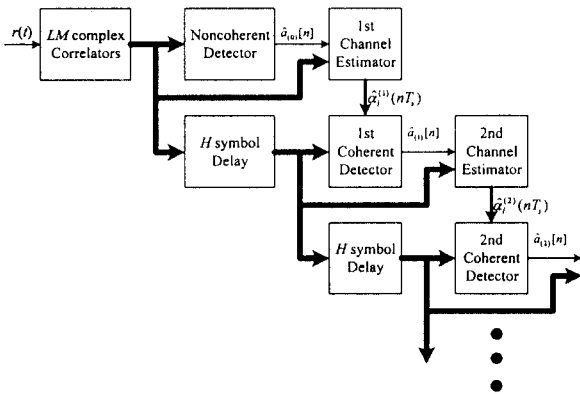


그림 3. 다단 판정 지원 채널 추정기를 적용한 수신기 구성도
Fig. 3. Receiver using multistage decision directed channel estimator

그림 3으로부터 K 개의 채널 추정기와 심볼 판정기로 구성되어진 K 단 판정 지원 채널 추정 방식은 최종 판정을 위해 전체 $K \cdot H$ 의 심볼 지연이 요구되며 K 의 증가에 따라 수신기의 복잡도가 선형적으로 증가됨을 알 수 있다. 그러므로 [6]의 판정 지원 방식에 비해 대략 K 배 만큼 복잡도가 증가된다.

이러한 판정 지원 검파 방식은 이론적인 방법으로 정확히 성능을 분석할 수 있는 방법이 존재하지 않으며, 또한 판정 오류를 고려한 근사적 성능 해석의 어려움으로 인해, 다음 장에서는 시뮬레이션을 통해 얻어진 결과로 제안된 시스템의 성능을 고찰한다.

IV. 시뮬레이션 결과

본 장에서는 시뮬레이션을 통해 제안된 채널 추정 방법을 IS-95[10]에 사용된 64진 직교 변조 시스템에 적용하여 그 성능을 고찰하고자 한다. 먼저 가우시안 채널에서 다이버시티 채널 수 및 채널 추정기의 추정 구간 및 단 수에 따른 성능 이득을 살펴보았다. 그림 4에는 단일 다이버시티 채널에서 채널 추정 구간이 $H=3$ 인 경우에 비트 오류 확률(BER: bit error rate)이 E_b/I_0 에 따라 제시되어 있다. 비교를 위해 채널 추정치의 오류가 없는 이상적인 동기 검파와 비동기 검파, 그리고 [6]의 판정 지원 채널 추정기를 사용한 수신기의 BER이 함께 나타나 있다. $K=1$ 인 경우와 [6]의 결과를 비교해 보면 1단 판정 지원 방식에서 식 (12), (13)의 수정을 가하여 약간 개선된 성능을 얻을 수 있음을 알 수 있으며, 제안된 채널 추정 방식의 단 수 K 가 증가됨에 따라 BER 성능이 개선됨을 알 수 있다. 그러나 $K=1$ 인 경우의 성능과 이상적인 동기 검파의 성능의 차이 크지 않으므로 K 증가에 따른 성능 개선의 정도가 미약하다. 이러한 현상은 특히 높은 E_b/I_0 영역에서 두드러진다. 결과적으로 이러한 환경에서는 기존의 판정 지원 동기 방식으로도 충분한 성능을 얻을 수 있음을 의미한다. 그림 5는 $L=4$ 인 다이버시티 채널에서의 BER을 나타내고 있다. 그림 4와 비교해 볼 때 동기 검파 방식의 성능은 동일한 반면, 비동기 검파 방식의 성능은 비동기 결합 손실로 [7] 인해 저하되어 있음을 확인할 수 있다. 이 경우에 제안된 채널 추정 방식을 적용한 수신기의 성능 개선 정도가 K 의 증가에 따라 확연히 드러난다. 0.1의 BER

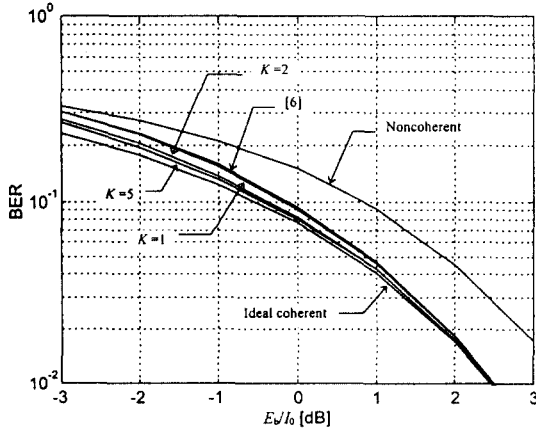


그림 4. 가우시안 채널에서 64진 직교 신호의 비트 오류 확률. ($L=1, H=3$)

Fig. 4. Bit error rate for 64_ary orthogonal signaling over gaussian channel. ($L=1, H=3$)

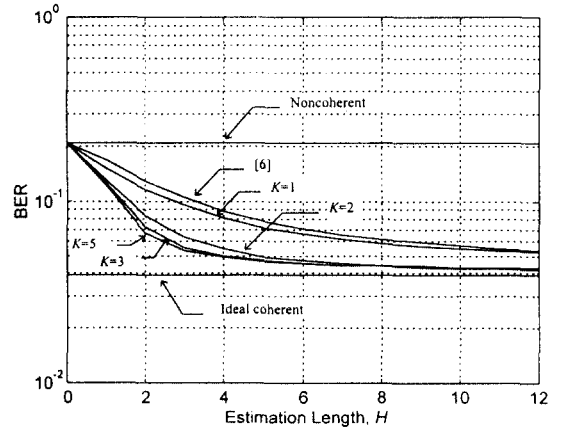


그림 6. 추정 구간에 따른 가우시안 채널에서 64진 직교 신호의 비트 오류 확률. ($L=4, E_b/I_0=1\text{dB}$)

Fig. 6. Bit error rate for 64_ary orthogonal signaling over gaussian channel as a function of estimation length. ($L=4, E_b/I_0=1\text{dB}$)

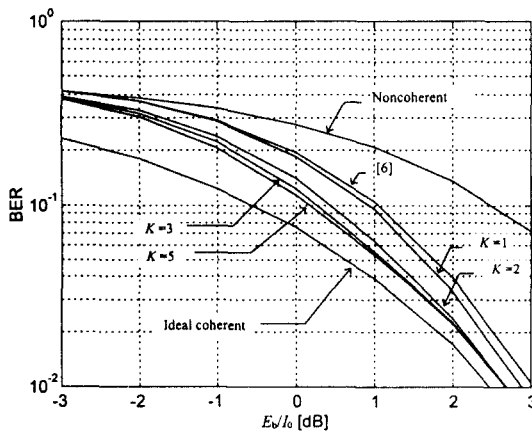


그림 5. 가우시안 채널에서 64진 직교 신호의 비트 오류 확률. ($L=4, H=3$)

Fig. 5. Bit error rate for 64_ary orthogonal signaling over gaussian channel. ($L=4, H=3$)

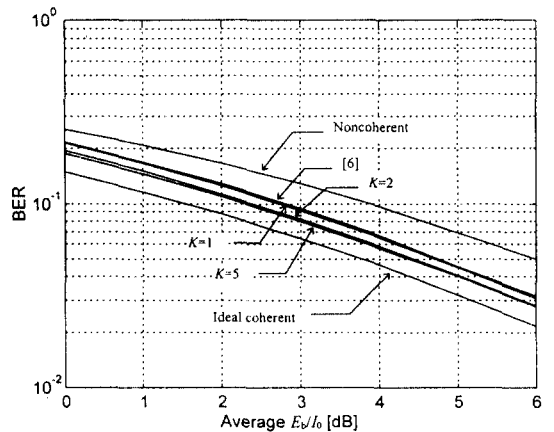


그림 7. 레일리 페이딩 채널에서 64진 직교 신호의 비트 오류 확률. ($L=2, H=3$)

Fig. 7. Bit error rate for 64_ary orthogonal signaling over Rayleigh fading channel. ($L=2, H=3$)

을 위해 요구되는 E_b/I_0 측면에서 $K=1$ 보다 $K=2$ 일 때 약 0.6dB의 성능 이득이 $K=3$ 일 때 약 0.75dB의 성능 이득이 있음을 보인다. 그리고 비동기 방식보다는 2dB 이상의 성능 이득이 있음을 알 수 있다. 그림 4와 5는 제안된 다단 판정 지원 동기 검파 방식이 다이버시티 차수가 높은 환경 및 낮은 E_b/I_0 에서 동작이 요구되는 경우에 큰 성능 이득을 얻을 수 있음을 보인다. 그림 6은 $L=4$ 인 다이버시티 채널에서 E_b/I_0 가 1dB인 경우에 추정 구간 H 의 변화에 따른 성능을 나타내고 있다. 그림에서 H 가 낮은 영역에서 K 의 증가에 따른 성능 향상 정도가 큼을 알 수 있다. 그리고 H 가 높은 영역에서는 $K=2$ 인 채널 추정 방식으로도 충분함을 알 수 있다. 결과적으로 빠른 시변 채널에서 $H < 5$ 이도록 설정하여야 할 경우에는 3단 판정 지원 방식으로, 그리고 시변 현상이 조금 느려서 $H > 5$ 이도록 설정할 수 있는 경우에는 2단 판정 지원 방식으로 성능을 향상시킬 수 있다.

그림 7과 8은 레일리 페이딩 채널에서 다이버시티 차수가 $L=2$ 와 $L=4$ 인 경우에 BER을 평균 E_b/I_0 에 따라 나타내었다. 이 경우에 [8]의 Jakes 모델을 이용하여 L 개의 독립적인 페이딩 프로세스를 발생시켰으며, 전송 심볼률은 5Ksps(symbol per second)로 최대 도플러 주파수는 200Hz로 설정하였다. 이러한 환경

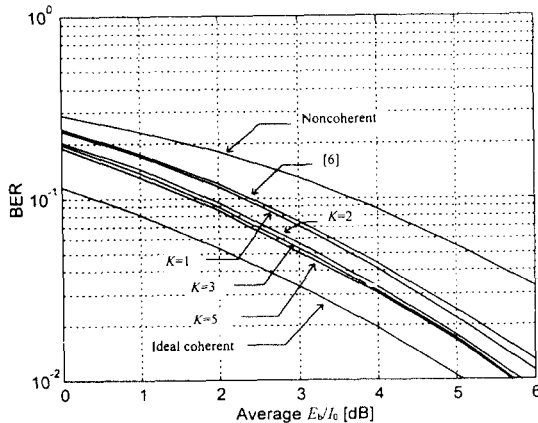


그림 8. 레일리 페이딩 채널에서 64진 직교 신호의 비트 오류 확률. ($L=4, H=3$)

Fig. 8. Bit error rate for 64_ary orthogonal signaling over Rayleigh fading channel. ($L=4, H=3$)

에서 채널 추정 구간 H 가 증가하면 채널의 시변 현상으로 성능이 저하되며, H 가 감소하면 잡음 억압 능력의 감소로 성능이 저하된다. 그러므로 최적 성능을 위해 전송 심볼률과 최대 도플러 주파수에 따라 그리고 사용된 잡음 억압 필터에 따라 H 의 적절한 선택이 요구된다. 고려된 환경에서는 $H=3$ 일 때 최적의 성능을 얻을 수 있었으며, 그 결과를 그림 7과 8에 나타냈다. 다이버시티 차수가 $L=2$ 일 때보다 $L=4$ 인 경우에 K 의 증가에 따른 성능 향상 정도가 큼을 알 수 있으며, 가우시안 채널에서의 결과와 유사하게 $L=4$ 인 경우에 E_b/I_0 측면에서 $K=1$ 보다 $K=2$ 일 때 약 0.5dB의 성능 이득이 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 M진 직교 신호화를 적용한 DS-SS-CDMA 시스템에서 수용 용량 향상을 위해 동기 검파 방식을 고려하였다. 이를 위해 데이터 변조된 M진 직교 신호 자체에서 채널 추정을 수행하여 동기 검파를 가능하게 하는 다단 판정 지원 채널 추정기를 제안하였다. 다단 판정 지원 채널 추정기를 이용한 수신기는 전송 심볼 판정기와 채널 추정기를 반복 사용하여 보다 나은 채널 추정치를 얻는 방식이다. 시뮬레이션을 통해 시변율이 빠르고 다이버시티 차수가 높은 채널에서 신호 대 잡음비가 낮은 경우에, 기존의 판정 지원 채널 추정기를 이용한 경우보다 제안된 2단 판정 지원 채널 추정기를 이용하여 최대 0.5dB의 성능 이득을 얻을 수 있음을 보였다. 그리고 현재 IS-95에서 사용되는 비동기 방식보다 최대 2dB의 성능 이득을 얻을 수 있음을 보였다. 이러한 이득량은 각각 12%와 58%의 수용 용량 증가에 해당한다[1]. 결론적으로, 이동 통신 환경에서 제안된 방식이 현재 서비스 중인 CDMA 시스템의 성능 향상 및 수용 용량 증가를 위해 활용될 수 있음을 의미한다. 추가적으로 채널 부호화 방식에 따른 제안된 채널 추정기의 적용 가능성 및 변형에 대한 연구가 요구된다.

참 고 문 헌

1. A. J. Viterbi, "CDMA, Principles of Spread Spectrum Communication," Addison-Wesley, 1995.

2. K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, et al., "On the Capacity of a Cellular CDMA System," *IEEE Trans. On Veh. Technol.*, vol. VT-40, pp. 303-312, May 1991.
3. E. K. Hong, K. J. Kim, and K. C. Whang, "Performance Evaluation of DS-CDMA System with M-ary Orthogonal signaling," *IEEE Trans. On Veh. Technol.*, vol. VT-45, pp. 57-63, Feb. 1996.
4. K. J. Kim, S. Y. Kwon, S. H. Hwang, C. H. Pak, and K. C. Whang, "Comparison of coherent and noncoherent CDMA system in time-varying fading channel," *IEEE VTC*, pp. 884-888, 1996.
5. R. Walton, M. Wallace, "Near Maximum Likelihood Demodulation for M-ary Orthogonal Signaling," *IEEE VTC*, pp. 5-8, 1993.
6. P. Schramm, J. Huber, "Coherent Demodulation for IS-95 Uplink," *IEEE ISSSTA*, pp. 1073-1077, 1996.
7. J. Proakis, *Digital Communications*, third edition, New York: McGraw-Hill, 1995.
8. William C. Jakes, Jr., *Microwave Mobile Communications*, Jone Wiley & Sons, Inc., 1974.
9. A. Papoulis, *Probability, random variables and stochastic processes*, third edition, New York: McGraw-Hill, 1991.
10. TIA/EIA/IS-95 Interim Standard, "Mobile station-base station compatibility standard for dual-mode wideband spread spectrum cellular system," TIA, July 1993.



김기준(Ki-Joon Kim) 정회원
 1968년 7월 4일생
 1991년 2월:연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1993년 2월:연세대학교 본대학원 전기공학과 졸업(석사)
 1993년 3월~현재:연세대학교 본

대학원 전기공학과 박사과정
 ※주관심 분야:이동통신시스템, 코딩 이론, 디지털 신호처리



권순일(Soon-Yil Kwon) 정회원
 1969년 8월 31일생
 1992년 2월:연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1994년 2월:연세대학교 본대학원 전기공학과 졸업(석사)
 1994년 3월~현재:연세대학교 본

대학원 전기공학과 박사과정
 ※주관심 분야:CDMA 이동통신시스템, 초기 동기, RAKE 수신기, 디지털 신호처리



김호준(Ho-Joon Kim) 정회원
 1963년 6월 6일생
 1986년 2월:연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1988년 2월:연세대학교 본대학원 전기공학과 졸업(석사)
 1988년 3월~1993년 4월:삼성종합기술원 근무

1993년 3월~현재:연세대학교 본대학원 전기공학과 박사과정
 ※주관심 분야:멀티미디어 네트워크, 이동통신시스템, 디지털 신호처리

황금찬(Keum-Chan Whang) 정회원
 1944년 7월 18일생
 1967년 2월:연세대학교 전기공학과 졸업(공학사)
 1979년 6월:Polytechnic Institute of New York Electrical Eng.(Ph.D)
 1980년 9월~현재:연세대학교 전기공학과 교수
 ※주관심분야:이동무선통신, 대역확산 통신, 무선 패킷망, 광대역 통신망, 탄성표면과 소자 및 그 응용 분야