

레이리 페이딩 환경하에서 DS-CDMA 역방향 링크에 적용 가능한 적응 선형 MMSE 수신기의 연구

A Study on Adaptive Linear MMSE Detector for DS-CDMA Reverse Link in Rayleigh Fading Environment

안태기* · 이병섭* · 김성락** · 이정구**

Tae-Ki Ahn* · Byung-Seub Lee* · Seong-Rag Kim** · Jeong-Goo Lee**

요 약

이동환경의 CDMA 통신 시스템에서 주요한 문제점으로는 다중접속간섭과 페이딩에 의한 빠른 채널 변동을 들 수 있다. 최근에는 CDMA 역방향 링크에서 다중접속간섭을 제거하기 위해 적응 선형 MMSE 수신기의 적용에 대한 관심이 증가하고 있다. 본 논문에서는 각 사용자의 신호가 독립된 레이리 페이딩의 영향을 받는 상황에서 확산 부호로 긴주기 코드를 사용하는 경우에 적용이 가능한 변형된 적응 선형 MMSE 수신기 구조를 제안하고 있다. 여기서는 긴주기 코드의 사용에 따른 인근 심볼간의 확산 부호 패턴의 변동에 대응하도록 독립된 다단 탭계수벡터를 가지는 구조를 사용하였다. 이 경우 벡터의 올바른 수렴을 위해 보다 정확한 위상과 진폭 변화의 추정이 요구된다. 이 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 CDMA 역방향 링크에서 저전력 파일럿 채널을 이용하여 진폭, 위상과 같은 채널의 파라미터를 추정하는 동기식 CDMA 구조를 사용하였다.

Abstract

MAI(Multi-Access Interference) and fast channel variation due to the fading environment are the major problems in the mobile CDMA communication systems. Recently, interest has been increasing in applying the Adaptive Linear MMSE Detector to MAI cancellation in the CDMA reverse link. In this paper, we propose a modified Adaptive Linear MMSE Detector structure which can be used in Long-duration code CDMA system in the presence of independent Rayleigh fading. We use independent multiple tap-weight vector structure to cope with the variation of spreading sequence pattern between neighbor symbols because of the Long-duration code. In this case, more exact channel parameter estimation is required. To solve this problem, we use coherent CDMA structure which can track the channel parameters like amplitude and phase by employing the low power pilot channel in the CDMA reverse link.

* 한국항공대학교 항공통신정보공학과(Dept. of Telecomm. & Inform. Eng., Han-Kuk Avi. Univ.)

** 한국전자통신연구원 이동통신연구단 무선채이연구실(Radio Comm. Design Section, Mobile Comm. Division, ETRI)

· 논문 번호 : 971002-068

· 수정완료일자 : 1998년 3월 4일

I. INTRODUCTION

CDMA 방식은 다른 변조방식과는 달리 여러명의 사용자가 하나의 넓은 주파수 대역을 공유하기 때문에 다른 사용자들의 확산부호간의 상관으로 인한 다중접속간섭(MAI : Multi-Access Interference)이 발생하게 된다. 이때 각 사용자들의 상대위치 등의 요인에 의한 수신 전력의 차이로 인해 낮은 전력을 가지는 사용자의 신호가 다른 사용자들의 간섭으로 인해 정확히 수신할 수 없는 "Near-Far" 문제를 발생시키게 된다.^[1] 현재 사용하고 있는 IS-95 방식에서는 이 문제를 해결하기 위해 엄격한 전력제어(Power control)를 사용하고 있지만 이것으로 이 문제를 해결하는 데에는 한계가 있다.

최근 이러한 문제를 해결하기 위해 많은 연구가 이루어지고 있다. 이중 특히 비교적 적용이 간단하고 우수한 성능을 가지는 적응 선형 MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기에 대한 관심이 증가하고 있다. 적응 선형 MMSE 수신기는 다른 사용자들에 대한 정보없이 일반적인 정합필터에서 필요로 하는 정도의 지식만을 이용하면서도 보다 우수한 성능을 가지는 장점을 가지고 있다.^{[2],[3]} 하지만 이제까지의 적응 선형 MMSE 수신기의 연구는 대부분 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널 환경에서와 같이 진폭과 위상과 같은 채널 파라미터의 변동이 없거나 채널의 변동이 아주 느린 페이딩의 영향을 받는 조건에서 주로 이루어지고 있다.^{[2]~[5]} 또한 몇몇 논문^[6]을 제외한 대부분의 연구는 데이터 심볼 길이와 확산 부호열의 주기가 동일한 'Code-on Symbol'인 경우만을 가정하고 있다. 하지만 실제 사용되고 있는 IS-95 시스템에서는 확산 부호열로 데이터 심볼 주기보다 훨씬 긴 Long code를 사용하고 있다.

본 논문에서는 DS-SS-SSM 시스템의 역방향 링크에서 확산 부호로 긴주기 코드(Long-duration code)를 사용하고 각 사용자의 신호가 서로 독립인

레이리 페이딩(Rayleigh fading)의 영향을 받는 경우에 적용이 가능한 변형된 적응 선형 MMSE 수신기 구조를 제안하고 있다. 먼저 이동 환경의 레일리 페이딩과 같은 빠른 시변 채널에서의 적응 선형 MMSE 수신기의 적용을 위해 각 사용자마다 저전력 파일럿 채널을 부가하여 이를 이용해 채널의 파라미터를 추정하는 동기식 DS-SS-SSM 수신기를 사용하였다.^{[7],[8]} 이때 적응 선형 MMSE 수신기 이전 단에서 파일럿 채널을 통해 구해진 위상 파라미터를 이용하여 위상의 보상이 이루어진다. 또한 진폭의 변동은 적응 선형 MMSE 수신기의 후단에 위치하여 보상이 이루어진다. 위상의 보상은 전단에서 수행되므로 적응 수신기의 위상 보상에 대한 부담을 덜어주게 된다. 이때 주의할 점은 적응 수신기의 경우 일반적인 수신기와는 달리 진폭의 변동에도 민감하게 동작하게 된다는 점이다. 따라서 원하는 사용자의 수신전력레벨을 일정하게 유지함으로써 적응 수신기의 부담을 줄일 수 있다. 하지만 전단에서 진폭 변동의 보상이 이루어질 경우 원하는 사용자의 전력뿐만 아니라 다른 사용자의 신호까지도 보상해주는 역기능이 발생하게 된다. 반면 진폭 변동 보상 과정이 적응 수신기의 후단에 위치하게 되면 초기 적응 과정 이후에는 간섭신호가 제거된 원하는 사용자의 진폭에 대한 보상만이 이루어지기 때문에 보다 우수한 성능을 얻을 수 있다.

또한 본 논문에서는 긴주기 코드의 사용에 따른 인근 심볼간의 확산 부호 패턴의 변동에 대응하도록 독립된 다단 탭계수벡터를 가지는 구조를 사용하였다. 이처럼 다단 탭계수벡터를 가지는 경우 부호열의 길이가 길어 질수록 탭계수벡터의 수렴이 느려지기 때문에 위상과 진폭변화의 정확한 추정이 요구된다.

II. SYSTEM MODEL

2-1 파일럿 채널이 부가된 동기 BPSK-SSM 시스템

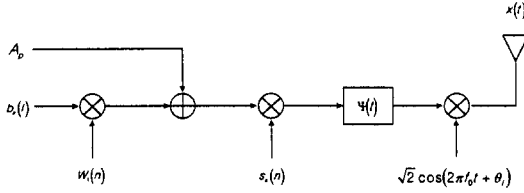


그림 1. 저전력 파일럿 채널이 부가된 동기 BPSK 송신기

Fig. 1. Coherent BPSK transmitter model employing low power pilot channel.

본 연구에서는 역방향 링크에서 채널 파라미터를 추정할 수 있도록 각 송신단에 파일럿 채널이 부가된 동기 BPSK(Coherent Binary Phase Shift Keying) 송신기를 사용한다. 이 시스템에서 사용하는 변조방식은 트래픽 채널에 직교하는 파일럿 채널이 부가된 방식이다.

CDMA 역방향 링크에서 K 명의 사용자가 그림 1의 동기 BPSK 송신기를 통해 전송하는 신호는 아래의 수식으로 나타낼 수 있다.

$$x(t) = \sum_i \sum_n \sum_{k=1}^K \sqrt{2} \{A_p + b_k(i)W_1(n)\} S_k(n)\Psi(t - nT_c) \cos(2\pi f_0 t + \theta_k) \quad (1)$$

이때 식 (1)에서와 같이 k 번째 사용자의 $\{\pm 1\}$ 이진 데이터 신호 $b_k(i)$ 는 파일럿 채널과의 직교성을 부여하기 위해 Walsh 부호 1번 시퀀스 $W_1(n)$ 에 의해 확산되고 무변조된 파일럿 채널의 신호 A_p 와 더해져 k 번째 사용자의 PN-code $S_k(n)$ 로 확산된다. 여기서 파일럿 채널은 진폭이 A_p 인 데이터가 Walsh 0번 부호에 의해 확산된 것과 같은 결과이다. 따라서 파일럿 채널과 원하는 사용자 데이터 신호의 트래픽 채널은 서로 직교성을 유지하게 된다. 이때 확산부호 $S_k(n)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_k(n) = a_{n \bmod N, k}(n) \quad (2)$$

여기서 $a_{n \bmod N, k}(n) \in \{\pm 1\}$ 인 긴주기 코드(long-duration code)를 나타내는데 처리이득 (PG : Processing Gain)이 N 이고 부호 길이가 처리이득보다 긴 코드를 나타내고 있다. $\Psi(t)$ 는 칩 파형을 나타내는 것으로 여기서는 단순한 구형파를 사용하였다. 이렇게 확산된 신호는 반송파와 곱해져서 안테나를 통해 송신된다. 한편 식 (1)에서의 f_0 는 반송파 주파수를 나타내고 θ_k 는 k 번째 사용자의 초기 위상을 나타내고 있으며 여기서는 간단히 0으로 하였다.

2-2 채널 모델

본 연구에서는 각각의 역방향 링크로 전송되는 신호가 상호 독립인 레일리(Rayleigh) 페이딩을 받는 것을 고려하고 있다. 여기서는 단일경로 페이딩 상태로 모델링을 하는데 이때 각 사용자 채널의 임펄스 응답은 다음 식과 같다.

$$h_k(t) = \alpha_k \exp(j\phi_k) \delta(t - \tau_k) \quad (3)$$

이때 α_k 는 페이딩에 의한 진폭의 변동을 나타내는 것으로 다음식과 같은 확률밀도함수를 가지는 레일리 분포를 따른다.

$$P_x(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right], 0 \leq r < \infty \quad (4)$$

또한 ϕ_k 는 위상의 변동을 나타내는 것으로 0에서 2π 사이에 일양분포하게 되며, τ_k 는 경로지연을 나타내는 것으로 $0 \leq \tau_k < T_b$ 의 구간으로 일양분포한다.

본 논문에서 사용된 페이딩 환경에 대해 알아보면 다음과 같다. 먼저 사용 반송 주파수는 2 GHz인 경우를 가정하였고 이동체의 상대 속도는 50 km/h 정도의 속도로 이동하고 사용자 데이터 속도는 64 Kbps로 하였다. 이때의 최저 Doppler Shift를 구해보면 식 (5)와 같다.

$$B_d = \frac{v}{\lambda} \approx 90 \text{ Hz} \quad (5)$$

III. 개선된 적응 선형 MMSE 수신기

본 연구에서는 빠른 채널변동을 가지는 레일리 페이딩 환경하에서 확산 부호열로 긴주기 코드를 사용하는 경우에 사용할 수 있는 적응 선형 MMSE 수신기 구조를 제안한다. 이전에 제안되었던 일반적인 적응 선형 MMSE 수신기로는 아주 느린 페이딩 환경이 아니고서는 적용이 불가능하다.^[6] 따라서 빠른 페이딩 환경과 긴주기 코드를 사용하는 경우에도 적용할 수 있도록 채널 파라미터의 추정치가 부가된 다단 탭계수버터를 갖는 구조의 적응 선형 MMSE 수신기를 제안한다.

각 사용자의 신호가 독립된 레일리 페이딩을 거쳐서 수신될 경우의 신호를 수식으로 나타내면 다음과 같다. 여기서 *는 컨벌루션을 의미한다.

$$R(t) = \sum_{k=1}^K X_k(t) * h_k(t) + n(t) \quad (6)$$

이것은 송신된 신호가 독립된 각 채널을 거쳐서 수신된 신호에 AWGN이 부가된 결과이다. 이렇게 수신된 신호는 그림 2와 같은 수신기를 거치게 된다.

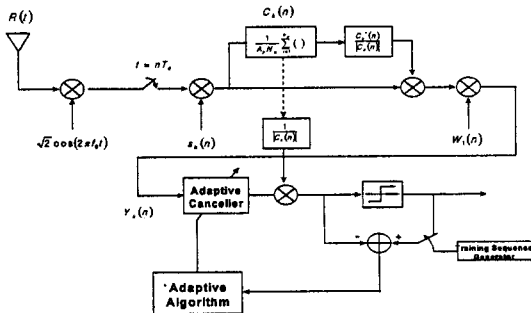


그림 2. 채널 추정기와 보상 블럭을 가지는 수신기 모델

Fig. 2. Proposed receiver model with channel estimator and compensation block.

먼저 원하는 수신신호의 지연 τ_k 를 정확히 안다고 가정을 한다. 우선 수신된 신호는 반송파와 곱해지고 대역통과 필터를 거쳐서 칩 간격으로 샘플링된다. 이렇게 샘플링된 신호는 다시 k 번째 사용자의 긴주기 코드와 곱해져서 역확산 된다. 원하는 사용자가 1이라고 가정할 때 역확산된 후의 신호를 나타내면 다음과 같다.

$$R_1(n) = \alpha_1 \{A_p + b_1(i)w_1(n)\}e^{j\theta_1} + v(n) \quad (7)$$

여기서 $v(n)$ 은 역확산 과정을 거친 후의 다중접속 간섭과 AWGN에 의한 잡음 성분으로 식 (8)과 같다. 이 식에서 $\eta(n)$ 는 AWGN이 대역통과 필터를 통과했을 때의 잡음성분을 나타내며 식의 간소화를 위해 각 사용자의 지연이 모두 동일하다고 가정하였을 경우의 결과이다.

$$v(n) = \sum_i \sum_n \sum_{k=2}^K \alpha_k \{A_p + b_k(i)w_1(n)\} S_k(n) S_1(n) e^{j\theta_k} + \eta(n) S_1(n) \quad (8)$$

본 연구에서 사용된 채널 추정기는 그림 2에서의 $C_k(n)$ 과 같이 간단히 구간평균추정기를 달아서 파일럿 신호를 이용하여 진폭과 위상의 변화를 추정하게 된다. 이것은 채널의 변동이 거의 일정한 구간 내의 in-phase와 quadrature 축 신호의 평균치를 구해서 진폭과 위상의 변동과 같은 채널 파라미터를 식 (9)의 과정을 통해 간단히 구할 수 있다.

$$C_k(n) = \frac{1}{A_p N_p} \sum_{k=n-N_p+1}^n R_1(n) = \frac{1}{A_p N_p} \sum_{k=n-N_p+1}^n [\alpha_1 \{A_p + W_1(n)b_1(i)\} e^{j\theta_1} + v(n)] \quad (9)$$

여기서 N_p 는 채널 변동이 없는 정도의 구간으로 가능한 길게 설정한다. 이 과정을 통해 $W_1(n)b_1(i)$ 값과 간섭 성분은 구간평균과정을 통해 제거되므로 원하는 채널 추정값을 얻을 수 있다. 식 (9)의 과정을 통해 추정된 채널 파라미터 값 $C_k(n)$ 을 구할 수

있는데 이 값은 식 (3)에서 설명한 채널 임펄스 응답의 추정치가 된다.

$$C_k(n) \approx \alpha_k \exp(j\phi_k) \quad (10)$$

이렇게 구해진 채널 파라미터를 이용하여 채널 변동을 원래의 일정한 레벨로 보상하게 된다. 본 시스템에서는 그림 2에서와 같이 적응 선형 MMSE 수신기의 전단에는 위상보상의 과정을 수행하게 되고, 후단에서는 진폭의 변동을 보상하게 된다. 이렇게 진폭의 보상이 필요한 이유는 원하는 사용자의 진폭을 일정한 레벨로 유지하게 함으로서 적응 선형 MMSE 수신기의 진폭 보상에 대한 부담을 줄일 수 있기 때문이다. 이때 진폭보상 과정이 위상보상 과정처럼 전단에 위치하게 되면 원하는 신호는 일정한 진폭레벨을 가지게하지만 간섭잡음의 진폭 또한 크게 변화시키게 된다. 반면 적응 선형 MMSE 수신기의 후단에서 진폭보상이 이루어지면 이미 간섭잡음이 제거된 적응 선형 MMSE 수신기의 출력값에 대한 진폭보상만이 이루어지게 된다. 따라서 이때 적응 선형 MMSE 수신기는 원하는 사용자의 위상이나 진폭의 변화에 대한 보상과정은 수행하지 않아도 되고 다른 사용자의 간섭신호에 대한 직교성만을 유지하도록 동작하게 된다. 따라서 이러한 구조를 가지게 되면 빠른 채널변동을 가지는 페이딩 환경에서 긴주기 코드를 사용하더라도 적응 선형 MMSE 수신기의 적용이 가능하게 된다.

이때 전단의 위상 변화의 보상 과정을 거친 후의 신호는 식 (11)과 같이 된다. 이 과정은 역확산된 신호에 구하여진 채널 파라미터의 정규화된 conjugation을 곱함으로써 위상의 변동만을 보상하게 된다. 따라서 이 과정을 거치더라도 오른쪽 첫번째 식의 $|C_1(n)|$ 과 같이 진폭의 변동은 여전히 존재한다.

$$R_1(n) \frac{C_1^*(n)}{|C_1(n)|} \approx \{A_p + W_1(n)b_1(i)\} |C_1(n)|$$

$$+ \frac{C_1^*(n)}{|C_1(n)|} v(n) \quad (11)$$

식 (11)의 신호는 왈쉬 1번 부호와 곱하여져서 파일럿 채널과 트래픽 채널을 분리하여 적응 선형 MMSE 수신기를 거친 후 진폭보상과정을 수행하여 원하는 정보만을 얻게 된다.

적응 선형 MMSE 수신기는 식 (12)를 통해 원래의 신호를 복원하게 된다. 이때 우리가 수신을 원하는 사용자가 사용자 1이라고 하고, 수식을 간단히 하기 위해 채널의 진폭 변동이 없다고 하면

$$\hat{b}_1[i] = \text{sgn}(\langle \mathbf{W}, \mathbf{Y}_1 \rangle) \quad (12)$$

여기서 $\langle \mathbf{W}, \mathbf{Y}_1 \rangle = \mathbf{W}^H \mathbf{Y}_1$, 이고, 이때 벡터 \mathbf{W} 는 사용자 1의 탭 계수에 해당하는 것으로

$$\mathbf{W} = [W[1] \ W[2] \ \dots \ W[N]]^T \quad (13)$$

으로 나타낼 수 있다. 이때의 MSE는

$$MSE = E \{ (b_1[i] - \langle \mathbf{W}, \mathbf{Y}_1 \rangle)^2 \} \quad (14)$$

으로 나타내는데 이 MSE 값을 최소화 하는 계수의 벡터가 바로 \mathbf{W} 이다.

위에서 살펴본 계수를 적응적으로 구현해 볼 수 있다. 본 논문에서 사용한 적응 알고리즘은 구현하기가 간단한 Gradient Descent Algorithm의 하나인 다음의 LMS(Least Mean Square) 알고리즘을 사용하였다.

$$\mathbf{W}[i+1] = \mathbf{W}[i] - \mu (\langle \mathbf{W}[i], \mathbf{Y}_1[i] \rangle - \hat{b}_1[i]) \mathbf{Y}_1[i] \quad (15)$$

이 식에서 $\hat{b}_1[i]$ 값은 초기에는 Training Sequence 발생기에 의해 제공되고 적응이 이루어진 상태에서는 복조된 신호를 그대로 사용하게 된다. 이때 μ 는 Step Size인데 이 값으로 인해 계수의 수

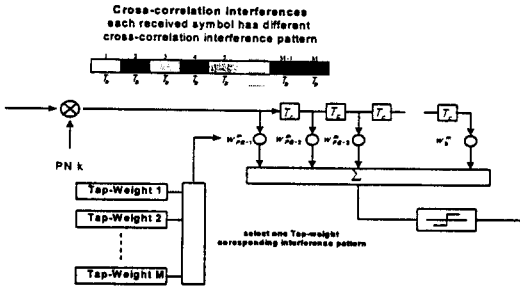


그림 3. 다중 탭 계수를 갖는 적응 선형 MMSE 수신기의 구성도

Fig. 3. Block diagram of Adaptive Linear MMSE Detector with multiple tap weight.

럼 속도와 안정성이 결정되는 중요한 값이다. 여기서 해결해야 할 또 한가지의 문제는 바로 송신단에서 사용하는 확산 부호열로 긴주기 코드를 사용한다는 점이다. 본 논문에서는 그림 3과 같이 다중 탭계수벡터를 가지는 적응 필터를 적용한다. 긴주기 코드를 사용할 경우 확산 부호열의 길이가 $M \times PG$ 즉, 확산 부호열의 길이가 처리이득의 M 배 만큼 길어지게 된다. 이것은 확산 부호열의 주기가 M 배가 됨을 의미한다. 이때 각 인접 데이터 심볼 사이에는 사용되는 확산 부호열의 패턴이 달라지기 때문에 다중접속간섭의 패턴 또한 달라지게 된다. 따라서 올바른 결과를 얻기 위해서는 M 개의 탭계수벡터가 독립적으로 사용되어야 한다.

그림과 같이 수신된 신호가 송신단과 같은 확산 부호열을 곱하여서 역확산 되더라도 긴주기 코드를 사용하기 때문에 각 심볼에서의 간섭 패턴은 서로 다르다. 따라서 긴주기 코드를 사용하는 경우 하나의 탭계수벡터만을 사용하지 못하고 각 패턴마다 서로 다른 탭계수벡터를 이용하여 자기 순서가 되면 그 탭계수벡터를 저장 장치에서 선택하여 사용하게 된다.

IV. 성능 분석

본 연구에서는 CDMA 시스템의 역방향 링크에서 레일리 페이딩이 존재하는 경우 적용할 수 있는 적응 선형 MMSE 수신기의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 분석하고 있다. 이때 각 이동국에서 전송되는 신호들은 독립적인 레일리 페이딩 환경에서 확산 부호열로 긴주기 코드를 사용하는 경우를 가정하였다.

시뮬레이션 환경을 살펴보면 동시 사용자는 10명으로 하였고, 최대 Doppler Shift 값은 원하는 사용자는 90 Hz로 하였고 다른 사용자의 경우는 70~130 Hz 사이의 임의의 값을 사용하였다. 또한 확산부호로는 'Code on Symbol' 형식의 짧은 주기 코드와 긴주기 코드를 사용한 경우로 가정하였고 이때 사용한 긴주기 코드의 주기는 처리이득보다 4 배, 8배, 16배 더 긴 경우로 나누어서 수행하였다. 또한 적응 알고리즘은 적용이 간단한 LMS 알고리즘을 사용하였다.

참고로 본 연구에서의 시뮬레이션은 ALTA사의 신호처리 시뮬레이션 툴인 SPW(Signal Processing Worksystem)를 사용하여 수행하였다.

먼저 채널 추정기를 통한 위상과 진폭 변동의 추정이 필요하다. 여기서는 채널 추정기의 추정구간을 2048 chip 구간으로 하였다. 시뮬레이션 과정에서 2048 chip 구간에서 구하여진 채널의 파라미터는 원래 채널의 변동과 거의 일치하는 값을 가질 수 있었다. 본 시스템에서는 저 전력의 파일럿 채널을 사용하기 때문에 채널 추정 구간이 줄어들 경우 다른 신호의 간섭과 AWGN 등의 영향으로 인해 부적절한 추정 결과를 가지게 된다. 또한 구간이 너무 커지게 되면 추정값은 구간내의 변동을 빠르게 추정하지 못하므로 채널 파라미터의 추정 구간을 적절히 선택해야 한다.

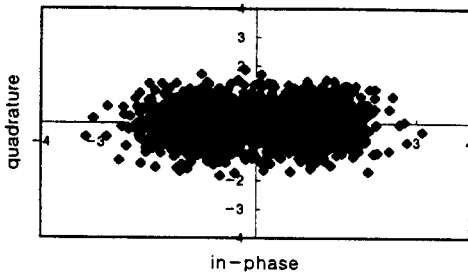
이렇게 구해진 채널의 파라미터를 이용하여 채널의 왜곡을 보상한 후 일반적인 정합필터만을 사용한 경우와 적응 선형 MMSE 수신기를 사용한 경우의 결과는 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. 이때의 결과는 앞에서 설명한 M 의 값이 16 즉, 처리이득의 16배의 길이를 가지는 긴주기 코드를 사용하는 경

우의 결과이다. 또한 이때의 AWGN의 크기는 E_b/N_0 가 20 dB가 되도록 설정하였다. 여기서는 적응 선형 MMSE 수신기가 Steady-State에 도달한 구간에서의 결과이다.

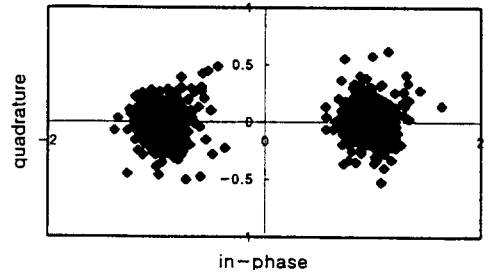
그림 4의 (a)와 (b)를 살펴보면 채널의 위상과 진폭의 추정을 했을 경우의 신호점을 나타내고 있는데 그림에서 확인할 수 있듯이 일반적인 정합필터만을 사용하는 경우 간섭성분이 여전히 존재하기 때문에 신호점이 넓게 퍼져 있음을 확인할 수 있다. 하지만 제안한 적응 선형 MMSE 수신기를 사용하는 경우에는 신호점이 ± 1 의 주위에 밀집해 있음을 확인할 수 있다. 즉 위상과 진폭의 변동을 부가적으로

로 보상하고 적응 선형 MMSE 수신기를 이용하여 간섭잡음을 제거하게 되는 것이다. 그림 4의 (c)와 (d)를 통해 간섭의 제거를 결과파형을 통해 확인할 수 있다. 그림은 특정 시간의 신호를 추출해본 것으로 (c)에 남아있는 간섭잡음성분이 적응 선형 MMSE 수신기를 통과하면서 제거되었음을 보여주고 있다.

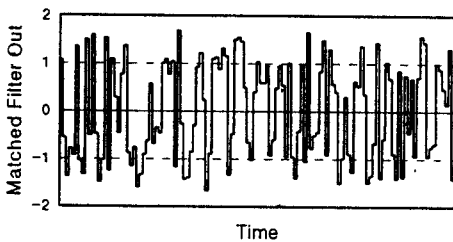
그림 5는 여러가지 상황에 따른 BER을 구하여본 것이다. 그림 5(a)는 일반적인 정합필터 수신기를 사용하는 경우와 위상의 보상을 행하는 경우, 위상뿐만 아니라 후단에 진폭의 보상이 존재하는 경우의 오류를 나타내고 있다. 이 결과는 확산 부호



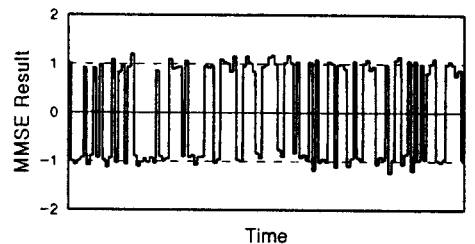
(a) 일반적인 정합필터를 사용했을 때의 결과
(a) Matched Filter result.



(b) 제안한 적응 수신기를 사용했을 때의 결과
(b) Proposed Adaptive Linear MMSE Detector result.



(c) 일반적인 정합필터를 사용했을 때의 신호파형
(c) Matched Filter output pulse shape.



(d) Steady-state 상태에서 적응 선형 MMSE 수신기를 사용한 경우의 파형
(d) Adaptive Linear MMSE Detector output pulse shape in the steady-state.

그림 4. 채널 추정과 적응 선형 MMSE 수신기를 적용한 경우의 출력성능향상

Fig. 4. The output performance enhancement using channel estimation & Adaptive Linear MMSE Detector.

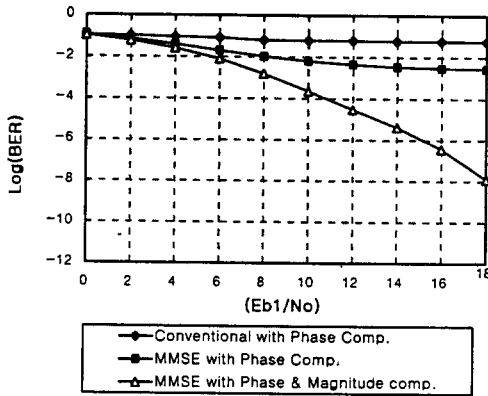


그림 5. (a) 각 상황에 따른 오율특성
(확산 부호열의 길이가 심볼의 4배인 경우)

Fig. 5. (a) Error performance on each situation,
(spreading sequence length is 4 times longer than processing gain)

열로 처리이득의 4배의 길이를 가지는 긴주기 코드를 사용한 결과이다. 또한 그림 5(b)에서는 위상과 진폭의 보상이 모두 이루어지는 경우 확산 부호열의 길이에 따른 성능 특성을 나타내고 있다. 이 경우 각각의 오율은 채널 추정기와 보상 과정을 거친 후에 정합필터만 사용한 경우, 'Code-on Symbol' 상황인 경우, 긴주기 코드일 때에는 길이가 처리이득보다 4배, 8배, 16배인 경우의 오율을 모두 나타내고 있다. 이때는 몇몇의 특정시간 간격을 평균해 구해본 오율 특성으로서 정상상태에서 벗어난 경우도 일부 포함하고 있다.

이때 일반적인 정합필터를 통과한 경우의 오율은 코드의 길이에는 관계없이 거의 일정하였다. 또한 위상과 진폭의 변동을 모두 보상한 경우의 오율이 위상만을 보상하여 구해진 결과보다 훨씬 우수함을 그림 5(a)를 통해 알 수 있다. 또한 확산 부호열의 길이가 길어질수록 적응 선형 MMSE 수신기를 사용하는 경우의 오율이 나빠지고 확산 부호열의 길이가 데이터 심볼주기의 16배 이상의 경우에는 거

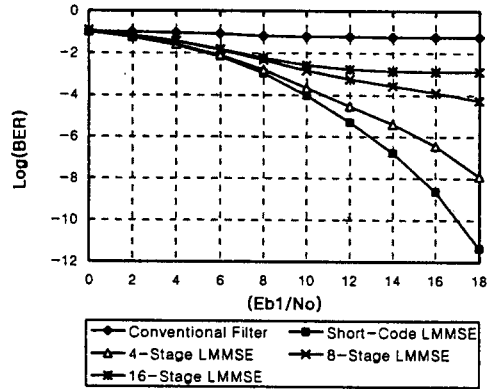


그림 5. (b) 위상 보상과 진폭의 변화를 함께 보상했을 경우의 부호열의 길이에 따른 오율특성

Fig. 5. (b) Error performance of proposed systems that use phase and magnitude compensation about several spreading code length.

의 수렴이 불가능하였다.

시뮬레이션 결과 이동 환경의 레일리 페이딩과 같은 빠른 시변 채널 환경하에서 저전력 파일럿 채널을 사용하여 시스템상에서 위상과 진폭의 변동을 함께 보상해주는 과정과 적응 선형 MMSE 수신기를 사용하여 다중접속간섭을 제거하는 방식이 혼합된 구조를 가질 경우 긴주기 코드를 사용하더라도 어느 정도 우수한 성능을 가질 수 있음을 확인할 수 있었다. 또한 적응 선형 MMSE 수신기가 동작 가능한 확산 부호열의 길이는 본 논문의 구조로는 데이터 심볼의 16배인 경우 정도로 예상이 가능하였다. 이보다 부호열이 길어지는 경우에는 적응 선형 MMSE 수신기 각각의 탭계수백터의 적응이 채널의 변동을 따라잡지 못하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 CDMA 시스템의 역방향 링크에서 용량 저하의 주요 원인이 되고 있는 다중접속 간

섭을 제거하기 위해 적응 선형 MMSE 수신기를 사용하였다. 이때 송수신단은 채널 변동을 추정하기 위해 저전력 파일럿 채널이 부가된 동기식 변복조 방식을 사용하고 있다. 순방향 링크와는 달리 역방향 링크의 경우 모든 사용자의 신호는 각각의 독립된 페이딩을 받게 된다. 수신단에서는 수신된 파일럿 채널의 신호를 이용하여 현재의 채널 상황을 추정하게 되고 이를 이용하여 일정한 수신레벨을 가지도록 채널 왜곡 보상 과정을 거치게 된다. 이후 남아있는 다중접속간섭은 적응 선형 MMSE 수신기를 두어서 제거하게 된다. 이때 적응 선형 MMSE 수신기의 내부에는 역방향 링크에서 사용하는 긴주기 코드로 인해 다단의 탭계수벡터를 가지는 구조를 가지게 된다.

본 논문에서는 채널 추정 구간이 2048 chip구간인 경우에 파일럿 채널을 이용해서 위상 변화와 진폭 변동을 보상하는 구조와 적응 선형 MMSE 수신기를 결합하여서 이 시스템이 레이리 페이딩을 받는 CDMA 역방향 링크에서의 성능을 시뮬레이션을 통해 알아보았다. 이때 시뮬레이션 환경은 처리이득이 16이고 10인의 사용자가 동일 주파수를 사용하고 있는 경우로 하였고, 각 사용자는 독립된 레이리 페이딩에 의해 왜곡되는 경우를 가정하였다.

시뮬레이션 결과 채널의 추정과 보상 과정이 추가될수록 결과는 보다 우수함을 알 수 있었다. 또한 데이터 심볼 구간과 확산 부호열의 주기가 같은 확산부호를 사용하는 경우 아주 우수한 성능을 나타냈지만 확산 부호열의 주기가 길어질수록 성능의 개선 폭은 줄어들었다. 이는 확산 부호열의 주기가 길어질수록 보다 많은 다중 탭의 사용으로 인해 적응 시점의 구간이 길어지게 되고 이에 따른 변동값의 추정 속도가 느려지기 때문에 생기는 결과이다. 본 논문의 구조를 이용하면 확산 부호열이 길어도 어느 정도의 성능은 유지할 수 있지만 적응 시간이 다중 탭의 수에 비례하여 증가되기 때문에 적응 선형 MMSE 수신기를 사용할 경우 긴주기 코드의 길이의 선택에 있어서 신중을 기해야 한다.

참고 문헌

- [1] R. Lupas, S. Verdu, "Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 35, no. 1, pp. 123-136, Jan. 1989.
- [2] U. Madhow, M. L. Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence spread-spectrum CDMA", *IEEE Transactions, Communications*, vol. 42, no. 12, pp. 3178-3188, Dec. 1994.
- [3] H. Ge, "Adaptive Schemes of Implementing the LMMSE Multiuser Detector for CDMA", *Proc. Int'l Conf. On Communications*, pp 615-619, 1997.
- [4] Z. Xie, R. T. Short, C. K. Rushforth, "A Family of Suboptimum Detectors for Coherent Multiuser Communications", *IEEE JSAC*, vol. 8, no. 4, pp. 683-690, May, 1990.
- [5] S. G. Glisic, P. A. Leppanen, *Code Division Multiple Access Communications*, Kluwer Academic Publishers, 1995.
- [6] S. tantikovit, K. C. Li, M. Z. Wang, "Adaptive Receiver for DS-CDMA Systems Over Flat Fading Channels", *Trans. ICUPC*, pp. 215-219, 1996.
- [7] S. Abeta, S. Sampei, N. Morinaga, "DS/CDMA Coherent Detection System with a Suppressed Pilot Channel", *GROBECOM'94*, pp. 1622-26, Nov., 1994.
- [8] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997.
- [9] S. Yoshida, A. Ushirokawa, S. Yanagi, Y. Furuya, "DS/CDMA Adaptive Interfer-

ence Cancellor on Differential Detection in fast Fading Channel”, *Trans. IEICE*, vol. J77-B-II, no. 11, Nov. 1994.

[10] R. Prasad, “CDMA for Wireless Personal Communications”, *Artech House Publishers*, 1996.
 [11] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, Z. Zvonar,

“Multiuser Detection for CDMA Systems”, *IEEE Personal Communications*, vol. 2, no. 2, pp. 45-58, Apr. 1995.

[12] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995. s.
 [13] Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Third Edition, Prentice Hall, 1996.

안 태 기



1992년 3월~1997년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1997년 3월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(석사과정)
 [관심분야] Adaptive Multiuser

Detector for CDMA, Adaptive Array Antenna, Adaptive Signal Processing, Mobile Communication

이 병 섭



1975년 3월~1979년 2월 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과(공학사)
 1979년 2월~1981년 2월 : 서울대학교 전자공학과 대학원(공학석사)

1981년 2월~1992년 1월 : 한국전자통신연구원
 1990년 5월 : New Jersey Institute of Technology(공학박사)
 1992년 9월~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과 부교수
 [관심분야] Adaptive Array, Digital Signal Processing, Satellite Communication

김 성 락



1977년 3월~1981년 2월 : 경북대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1983년 3월~1985년 2월 : 한국과학기술원 전자공학과(공학석사)
 1992년 3월~1994년 5월 : University of Illinois at Chicago

1985년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 이동통신기술부, 책임연구원
 [관심분야] CDMA Interference Cancellation, Statistical Communication Non-Gaussian Signal Processing

이 정 구



1979년 3월~1983년 2월 : 연세대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1983년 3월~1985년 2월 : 한국과학기술원 전자공학과(공학석사)
 1993년 3월~1995년 5월 : University of Illinois at Chicago(공학박사)

1985년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 이동통신기술부, 책임연구원, 실장
 [관심분야] Mobile Communication, Channel Coding, Random Access Protocol