

페이딩 환경에서의 적응형 MMSE 수신기를 위한 새로운 구조 및 알고리즘

正會員 김 성 락*, 정 영 균*, 이 정 구*, 최 인 경*

A New Structure and Algorithm for Adaptive MMSE Receivers in Fading Environments

Seong Rag Kim*, Young Gyun Jeong*, Jeong Goo Lee*, In Kyeong Choi* *Regular Members*

요 약

적응형 MMSE (Minimum Mean Square Error) 수신기는 고정된 채널 환경에서 기존의 단일 사용자 CDMA (Code Division Multiple Access) 수신기에 비해 좋은 성능을 보이며 다른 다수 사용자 CDMA 수신기에 비해 간단한 구조를 가진다. 그러나 실제 무선 채널은 페이딩 채널이며, 수신 신호의 크기와 위상이 시간에 따라 변하고 충분한 신호 대 잡음 비가 항상 보장되지는 않는다. 이 경우 적응형 MMSE 수신기들은 그의 성능이 급격히 저하된다. 적응형 MMSE 수신기의 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 본 논문에서는 새로운 구조와 적응 알고리즘을 갖는 적응형 MMSE 수신기를 제안하였으며, 컴퓨터 모의 실험을 통하여 제안된 수신기가 페이딩 환경에서 기존의 MMSE 수신기들에 비해 좋은 성능을 가짐을 확인하였다.

ABSTRACT

It is known that adaptive minimum mean square error (MMSE) receivers exhibit better performance than conventional single-user code division multiple access (CDMA) receivers in fixed (or static) channels and have the simple structure compared to other multi-user CDMA receivers. In practice, the radio channels are fading channels where the amplitude and phase of the received signal are time-varying and the sufficient signal-to-noise ratio is not always guaranteed. Thus, the performance of adaptive MMSE receivers is severely degraded in fading environments. We propose a new structure and adaptation algorithm for an adaptive MMSE receivers. Based on computer simulation results, it is observed that the proposed receiver demonstrates substantial performance improvement over currently available adaptive MMSE receivers in fading environments.

I . 서 론

기존의 단일사용자 CDMA 수신기 (CSUCR : Conventional Single-User CDMA Receiver)는 다른 사용자에게 의한 간섭잡음 (MAI : Multiple Access Interference)에 의해 용량 및 성능이 제한된다. 그러

* 한국전자통신연구원
論文番號 : 98062-0213
接受日字 : 1998年 2月 13日

나 이러한 제한은 CDMA 방식 자체의 문제점이 아니라 기존의 단일사용자 CDMA 수신기가 다른 사용자의 신호 정보를 무시하기 때문이다. CDMA시스템에서 다중간섭잡음의 영향을 줄여 그의 성능을 개선시키는 많은 연구들이 행해지고 있으며, 그 중 다수 사용자 검출방식 (multi-user detection)이 유력한 접근방식으로 관심을 모으고 있다 [1]. 근본적으로 CDMA 방식은 최적 다수사용자 검출방식 (optimal multi-user detection)을 적용할 때 MAI에 의해 제한 받지 않는다 [2]. 그러나 최적 다수 사용자 검출 방식은 복잡도가 매우 높아 실제 시스템에서는 적용이 불가능하다. 따라서 이를 보완한 준 최적 검출 방식들(suboptimal multi-user detection)이 제안되었으며, 그들 중에는 감산형 간섭 잡음 제거 방식 (subtractive interference cancellation)과 선형 검출 방식 (linear detection)이 포함된다. 감산형 간섭 잡음 제거 방식은 다른 사용자에 대한 정보가 요구되어 기지국에서만 구현이 가능하고, 다른 셀에서 발생한 MAI는 제거하지 못하는 단점을 가지고 있다. Decorrelating Detector나 MMSE Detector를 포함하는 선형 검출 방식도 최적 다수사용자 검출 방식에 비해 복잡도는 많이 줄었으나 실제 상용 시스템에 실현하기에는 아직도 어려움이 있다. 이러한 단점을 개선하기 위하여 MMSE Detector를 적응형으로 바꾼 적응형 MMSE 수신기 (adaptive MMSE receiver)가 제안되었다 [3-11]. 적응형 MMSE 수신기는 다른 사용자들의 신호정보를 요구하지 않기 때문에 기지국 뿐만 아니라 단말기에서도 실현이 가능하며, 간단한 구조를 가지므로 실제 시스템에 적용하기가 매우 용이하다. 적응형 MMSE 수신기는 고정된 채널환경에서 SNR이 높을 때에는 탁월한 성능을 보인다 [3-5]. 그러나 신호의 크기와 위상이 급격히 변화하고 충분한 SNR이 보장되지 않는 페이딩 채널에서는 그 성능이 급격히 저하된다. 최근에 이러한 문제점을 보완하기 위한 연구가 활발히 진행되어, 페이딩 환경에서 성능을 개선한 여러 가지 변형된 적응형 MMSE 수신기 구조 [6-8]와 효율적인 알고리즘 [9-11]이 제안되고 있다. 본 논문에서는, 페이딩 환경에서 기존의 제안된 적응형 MMSE 수신기들보다 우수한 성능을 가지는 새로운 적응형 MMSE 수신기의 구조와 적응 알고리즘을 제안하고자 한다.

II. 시스템 모델

최근에 CDMA 시스템의 역방향 링크에서 수신 성능, 시스템 복잡도, 간섭 잡음 제거기 적용 등을 고려하여 동기식 변조 (coherent modulation) 방식이 상용 PCS (Personal Communication Services) 시스템과 IMT-2000 시스템에 채택되고 있다. 동기식 변조 방식은 파일럿 신호를 전송하는 방식에 따라 파일럿 채널의 도움을 받는 방식 (pilot channel aided)과 파일럿 심벌의 도움을 받는 방식 (pilot symbol aided) 등으로 나누어진다. 본 논문에서는 적응형 MMSE 수신기를 위한 송신기로서 그림 1과 같은 파일럿 심벌의 도움을 받는 동기식 BPSK (PSA-BPSK: Pilot Symbol Aided Binary Phase Shift Keying) 변조 방식을 고려하였다.

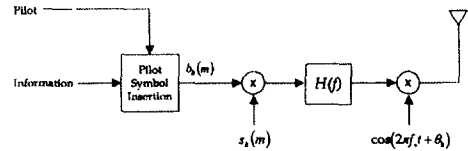


그림 1. 파일럿 심벌의 도움을 받는 동기식 BPSK 송신기

이 경우, k 번째 사용자가 송신하는 복소수 기저 대역 (complex baseband) 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_k(m)s_k(t - mT_b) \quad (1)$$

여기서 $b_k(m)$ 은 k 번째 사용자의 전송 데이터를 나타내는 것으로 정보 비트와 파일럿 비트로 이루어지며, 각 비트 길이는 T_b 이다. $s_k(t)$ 는 k 번째 사용자의 확산 코드 파형이며 다음과 같이 주어진다.

$$s(t) = \sum_{n=1}^N s_{k,n} h(t - nT_c) \quad (2)$$

여기서 k 번째 사용자의 확산 부호열 벡터는 $s_k = [s_{k,1}, s_{k,2}, \dots, s_{k,N}]^T$ 로 주어지며, 칩 길이는 T_c 이다. 이때 N 은 처리 이득 (processing gain)을 나타내며, $N = T_b/T_c$ 이다. $h(t)$ 는 구형과 칩 성형 파형의 임펄스 응답이다. 파일럿 심벌은 그림 2와 같이 매 $M-1$ 데이터 심벌 마다 1

개씩 삽입된다. 전송되는 파일럿 심벌은 항상 '+1'의 값을 가지며, 적응형 MMSE 수신기에서의 채널추정과 페이딩 환경에서 Decision Directed 방식의 단점을 보완하기 위해 사용된다. 중요한 점은 제안된 수신기의 적용을 위하여 송신기의 구조를 변경 할 필요가 없다는 점이다.

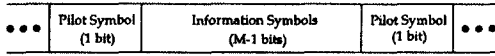


그림 2. 전송되는 데이터 심벌의 배열

전송된 신호는 채널을 통과하여 임의의 지연시간을 가지고 기저국에 수신되며, 이 때 수신된 복소수 기저대역 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_k(m) \alpha_k(t) e^{j\phi_k(t)} s_k(t - mT_b - \tau_k(t)) + n(t) \quad (3)$$

여기서 K 는 한 기저국이 서비스 중인 사용자 수이며, $\alpha_k(t), \phi_k(t), \tau_k(t)$ 는 각각 k 번째 사용자에게 대한 채널의 크기, 위상, 지연시간을 나타내고, $n(t)$ 는 평균이 0 이고 분산이 σ^2 인 복소 AWGN이다. 표현의 편의를 위하여 채널을 $f_k(t) = \alpha_k(t) e^{j\phi_k(t)}$ 라 두며, 1번째 사용자 신호를 원하는 신호라고 가정한다. 칩 정합 여파기 (matched filter)를 거친 다음 1번째 사용자 신호에 동기를 맞춘 상태에서 매 칩마다 한번 씩 샘플링 할 때, m 번째 비트 동안 샘플된 수신 신호 $r_1(m) = [r((mN + 1)T_c) \ r((mN + 2)T_c) \ \dots \ r((m+1)NT_c)]^T$ 은 다음과 같이 주어진다 (칩자 T는 Transpose를 의미한다).

$$r_1(m) = S_1 F b + n_1 \quad (4)$$

여기서, S_1 는 각 사용자의 확산 부호 배열을 표현하는 $N \times 3K$ 행렬이며, F 는 $3K \times 3K$ 채널 행렬이며, b 는 $3K \times 1$ 인 전송된 데이터 심벌 벡터이고, n_1 은 $N \times 1$ 인 잡음 벡터이다. $\tau_k^c = \left\lfloor \frac{\tau_k + 0.5T_c}{T_c} \right\rfloor$ 라 정의하고 이해를 돕기 위하여 $N=4, K=3, \tau_1^c=0, \tau_2^c=2, \tau_3^c=-1$ 인 경우를 예로 들면, 식 (4)의 S_1, b, F 는 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_1 = \begin{bmatrix} 0 & s_{2,3} & 0 & s_{1,1} & 0 & s_{3,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & s_{2,4} & 0 & s_{1,2} & 0 & s_{3,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{1,3} & s_{2,1} & s_{3,4} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_{1,4} & s_{2,2} & 0 & 0 & 0 & s_{3,1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$b = [b_1(m-1) \ b_2(m-1) \ b_3(m-1) \ b_1(m) \ b_2(m) \ b_3(m) \ b_1(m+1) \ b_2(m+1) \ b_3(m+1)]^T \quad (6)$$

$$F = \text{diag}[\alpha_1(m-1)e^{j\phi_1(m-1)} \ \alpha_2(m-1)e^{j\phi_2(m-1)} \ \alpha_3(m-1)e^{j\phi_3(m-1)} \ \alpha_1(m)e^{j\phi_1(m)} \ \alpha_2(m)e^{j\phi_2(m)} \ \alpha_3(m)e^{j\phi_3(m)} \ \alpha_1(m+1)e^{j\phi_1(m+1)} \ \alpha_2(m+1)e^{j\phi_2(m+1)} \ \alpha_3(m+1)e^{j\phi_3(m+1)}] \quad (7)$$

III . 적응형 MMSE 수신기

그림 3은 파일럿 심벌의 도움을 받는 기본적인 적응형 MMSE 수신기 (PSA-SAMR : Pilot symbol Aided Standard Adaptive MMSE Receiver)의 구조를 보여주고 있다. Decision Directed Mode (DDM)로 동작하는 SAMR (DDM-SAMR : DDM-Standard Adaptive MMSE Receiver)은 그림 3에서 점선으로 표시된 부분이 없는 구조로서, 학습기간 (training) 이후에는 DDM으로 동작한다. 이 경우 원하는 신호가 오랫동안 페이딩에 빠졌을 경우에 비트 판정이 부정확하여 적응 여파기의 탭 계수가 잘못 갱신되어 수신기의 성능이 크게 저하된다. 이에 반하여 PSA-SAMR는 페이딩 구간 동안에도 주기적으로 삽입된 파일럿 심벌을 이용하기 때문에 이러한 심각한 성능 저하를 피할 수 있다. PSA-SAMR의 적응 여파기를 통과한 출력은 다음과 같다.

$$z_1(m) = w_1^H(m) X_1(m) \quad (8)$$

여기서 $w_1^H(m)$ 는 $w_1(m)$ 의 Hermitian Transpose이다. 또한 $w_1(m)$ 과 $x_1(m)$ 는 각각 적응 여파기의 탭 계수와 입력신호를 나타내며 아래 식과 같이 표현된다.

$$w_1(m) = [w_{1,1}(m) \ w_{1,2}(m) \ \dots \ w_{1,N}(m)]^T \quad (9)$$

$$x_1(m) = [x_{1,1}(m) \ x_{1,2}(m) \ \dots \ x_{1,N}(m)]^T = r_1(m) \quad (10)$$

최종적으로 데이터 비트 $\hat{b}_1(m)$ 은 다음과 같이 판정된다.

$$\hat{b}_1(m) = \text{sgn}[z_1(m)] \quad (11)$$

만일 적응형 MMSE 수신기의 $w_1(m)$ 이 s_1 과 같으면, 그림 3의 수신기는 CSUCR이 된다.

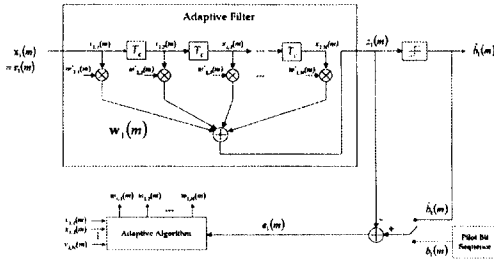


그림 3. 파일럿 심벌의 도움을 받는 기본적인 적응형 MMSE 수신기

적응형 MMSE 수신기를 위한 적응 알고리즘으로 여러 알고리즘들이 제안되고 있으나 실제 시스템에서는 계산량이 가장 적은 LMS (Least Mean Square) 알고리즘이 가장 많이 쓰여진다. PSA-SAMR 구조에서 LMS 알고리즘은 $|b_1(m) - z_1(m)|^2$ 을 최소화하기 위해 매 심벌마다 다음과 같이 탭 계수를 갱신한다.

$$w_1(m+1) = w_1(m) + \mu x_1(m) e_1^*(m) \quad (12)$$

$$w_1(0) = s_1$$

여기서 $e_1^*(m)$ 는 $e_1(m)$ 의 Complex Conjugate을 의미하며, μ 는 스텝 크기를 나타내며, 오차 신호 $e_1(m)$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$e_1(m) = \begin{cases} \hat{b}_1(m) - w_1^H(m)x_1(m), & \text{for training or pilot} \\ \hat{b}_1(m) - w_1^H(m)x_1(m), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

DDM-SAMR에서 오차 신호는 학습기간 이후에 항상 $e_1(m) = \hat{b}_1(m) - w_1^H(m)x_1(m)$ 이다.

이러한 DDM-SAMR과 PSA-SAMR은 채널이 고정되고 SNR이 높을 때 효율적으로 적응 여파기의 탭 계수를 갱신하여 CSUCR보다 월등한 성능을 보여준다. 그러나 페이딩 채널에서는 진폭과 위상이 시간에 따라 변하므로 적응형 수신기는 고정된 채널에서 행해졌던 기본적인 기능과 아울러 위상과 진폭의 보상 기능도 가져야 한다. 특히 원하는 신호가 매우 적어

충분한 SNR이 보장되지 않을 때 DDM 구간에서 부정확한 판정 확률이 높아지며, 이로 인하여 식 (13)에서 보듯이 부정확한 오차 신호를 유발시키고, 이는 탭 계수를 잘못된 방향으로 갱신하게 하여 수신기 성능을 급격히 저하시킨다.

최근에 페이딩 채널환경에서 이러한 적응형 수신기의 문제점을 해결하기 위하여 몇 가지 변형된 구조들이 제안되었다 [6-8]. 참고 문헌 [6]에서는, 기존의 적응형 MMSE 수신기들이 페이딩 채널에서 위상 추적이 부정확하여 성능이 감쇄된다고 생각하여, 적응 여파기 전단에서 위상을 보상을 구조를 제안하였다. 그림 4는 참고 문헌 [6]에서 제안된 적응형 MMSE 수신기를 약간 변형시킨 구조이며, 본 논문에서는 이를 파일럿 심벌의 도움을 받는 위상보상이 결합된 적응형 MMSE 수신기 (PSA-AMR-PC: PSA-Adaptive MMSE Receiver with Phase Compensation)라 부른다. (참고 문헌 [6]에서 제안된 적응형 MMSE 수신기는 Decision Directed Mode로 동작하고 위상보상이 완전하다고 가정하여 적응 여파기부터는 실수 (real value)로 처리하였다). 이러한 위상 보상은 원하는 신호를 거의 실수처럼 보이게 하며 다른 가입자 신호의 위상을 변화시키지만 그의 특성 (확률 분포 함수)은 변화시키지 않는다. 이 때, 위상 추정에는 MAI가 상당 부분 제거된 적응 여파기 출력에서 이루어진다.

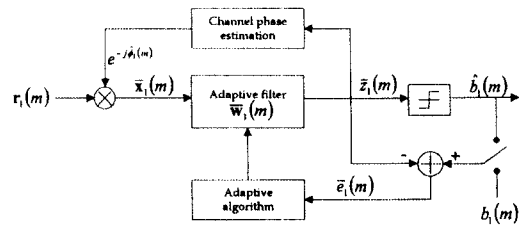


그림 4. 파일럿 심벌의 도움을 받는 위상보상이 결합된 적응형 MMSE 수신기

PSA-AMR-PC에서 적응 여파기의 출력은 $\tilde{z}_1(m) = w_1^H(m)x_1(m)$ 이며, 최종적인 비트 결정은 $\hat{b}_1(m) = \text{sgn}[\tilde{z}_1(m)]$ 와 같이 얻어진다. 적응 여파기의 탭 계수는 $|\hat{b}_1(m) - \tilde{z}_1(m)|^2$ 를 최소화 하도록 매 심벌마다 다음과 같이 갱신된다.

$$\begin{aligned} \bar{w}_1(m+1) &= \bar{w}_1(m) + \mu \bar{x}_1(m) \bar{e}_1^*(m) \\ \bar{w}_1(0) &= s_1 \end{aligned} \quad (14)$$

여기에서 적응 여파기 입력 신호 $\bar{x}_1(m)$ 은 식 (10)과 달리 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{x}_1(m) = e^{-j\hat{\theta}_1(m)} r_1(m) \quad (15)$$

그리고, 오차 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{e}_1(m) = \begin{cases} b_1(m) - \bar{w}_1^H(m) \bar{x}_1(m), & \text{for training or pilot} \\ \hat{b}_1(m) - \bar{w}_1^H(m) \bar{x}_1(m), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (16)$$

한편, 페이딩 채널 환경에서 적응형 수신기의 성능을 개선하기 위하여 적응 알고리즘에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다. 일반적으로 스텝 크기를 입력 신호의 전력으로 나누어주는 Normalized LMS (NLMS) 알고리즘이 LMS 알고리즘에 비해 성능을 개선시키고 보고되고 있다 [9, 10]. 그러나 페이딩 환경에서 NLMS 알고리즘은, 입력 신호가 작아서 비트 판정 오류가 증가될 때에 스텝 크기를 증가시켜 적응 여파기의 탭 계수를 불안정하게 변화 시킴으로 LMS 알고리즘에 비해 성능을 크게 개선시키지 못하며, 특히 사용자가 많을 때 더욱 악화시킬 수도 있다.

IV. 제안된 적응형 MMSE 수신기

전 장에서 설명된 PSA-AMR-PC는 PSA-SAMR의 적응 여파기의 채널 보상 기능을 분리시켜 적응 여파기의 부담을 줄임으로 성능을 개선시켰다고 생각할 수 있다. 그러나 이 방식은 위상 성분만을 보상하고 진폭 성분은 보상하지 않기 때문에 페이딩 채널 환경에서 수신기 성능이 여전히 저하되는 단점을 가지고 있다. 만일 이러한 단점을 보완하기 위해서 PSA-AMR-PC에서 적용되었던 것처럼 적응 여파기 전단에서 진폭 보상을 수행하면, 적응 여파기 입장에서 원하는 신호는 고정된 신호처럼 보이게하나 원하는 신호의 크기에 따라 다른 사용자의 신호 크기 특성을 변화시킨다. 예를 들면, 원하는 신호의 크기가 아주 작을 경우 다른 사용자의 신호를 너무 크게 증폭시켜 적응

여파기의 하드웨어 입력 최대치를 넘어가게 될 것이다. 하드웨어 입력 최대치를 고려하지 않는다 하더라도 적응 여파기의 입력신호의 SNR을 높이지는 못한다.

그림 5는 이러한 문제점을 보완한 파일럿 심벌의 도움을 받는 채널보상이 결합된 적응형 MMSE 수신기 (PSA-AMR-CC : PSA-Adaptive MMSE Receiver with Channel Compensation)의 구조를 보여주고 있다. PSA-AMR-CC에서 위상 보상은 PSA-AMR-PC 구조와 동일하게 적응 여파기 전단에서 수행하나, 진폭 보상은 적응 여파기 출력에서 수행한다.

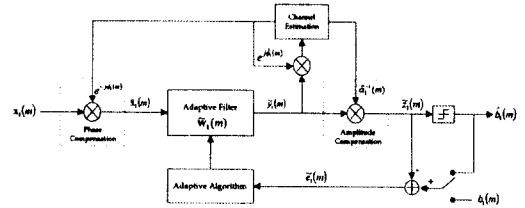


그림 5. 파일럿 심벌의 도움을 받는 채널보상이 결합된 적응형 MMSE 수신기

그림 4와 그림5를 비교하면 PSA-AMR-PC의 탭 계수와 PSA-AMR-CC의 탭 계수의 관계는 다음과 같이 주어지는 것을 알 수 있다.

$$\bar{w}_1(m) = \hat{w}_1(m) \hat{\alpha}_1^{-1}(m) \quad (17)$$

즉, PSA-AMR-CC는 PSA-AMR-PC의 적응 여파기 $\bar{w}_1(m)$ 를 적응 여파기 $\hat{w}_1(m)$ 와 채널 보상 $\hat{\alpha}_1^{-1}(m)$ 으로 분리한 시스템으로 생각할 수 있다. 적응 여파기 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \hat{y}_1(m) &= \hat{w}_1^H(m) \bar{x}_1(m) = \hat{w}_1^H(m) \left(e^{-j\hat{\theta}_1(m)} x_1(m) \right) \\ &\approx \alpha_1(m) b_1(m) + \text{residual MAI} + \text{noise} \end{aligned} \quad (18)$$

위 식에서 알 수 있듯이, 적응 여파기 출력에서 진폭 보상을 수행하면 적응 여파기에 의해 MAI가 상당 부분 제거되기 때문에 가능한 한 다른 가입자 신호에 적은 영향을 미치면서 진폭 보상을 수행할 수 있다. 즉 SNR을 높은 상태에서 진폭 보상을 수행한다. 만

일 식 (18)에서 잔여 MAI가 전혀 존재하지 않는다면 PSA-AMR-CC는 적응 여파기 입장에서 원하는 신호는 고정된 신호로 바꾸고 다른 가입자 신호의 특성은 변화시키지 않은 수신기로 볼 수 있다.

위상을 보상하기 위한 채널 추정은 PSA-AMR-PC와 동일하게 간섭잡음의 영향이 감소된 적응 여파기 출력에서 이루어진다. 채널추정 방식으로는, 가장 간단하면서도 보편적으로 많이 이용되고 있는 일정기간 파일럿 심벌을 평균하는 방식 [12]이 이용되었다. 파일럿 심벌이 존재하는 $m = nM$ (n 은 정수) 구간에서는 식 (19)와 같이 채널을 추정하며, 파일럿 심벌이 존재하지 않는 $m = nM+1, nM+2, \dots, nM+(M-1)$ 구간에서는 $m = nM$ 구간에서 얻어진 값을 이용한다.

$$\begin{aligned} \hat{c}_1(m) &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} e^{j\hat{\phi}_1(m-iM)} \hat{y}_1(m-iM) \\ &= \frac{1}{N_p} \sum_{i=0}^{N_p-1} \tilde{w}_1^H(m-iM) r_1(m-iM) \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $N_p T_b$ 는 채널이 상대적으로 변하지 않는 시간을 나타낸다.

앞에서 설명한 바와 같이, 페이딩 환경에서 좋은 성능을 가지기 위해서는 적절한 구조와 적응 알고리즘이 필요하다. PSA-AMR-CC를 위해 제안된 적응 알고리즘은 식 (17)을 식 (14)에 대입하여 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{w}_1(m+1) &= \tilde{w}_1(m) + \mu \hat{\alpha}_1(m) \bar{x}_1(m) \tilde{e}_1^*(m) \\ \tilde{w}_1(0) &= s_1 \end{aligned} \quad (20)$$

여기에서 은 식 (15)와 동일하며, 오차 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\tilde{e}_1(m) = \begin{cases} b_1(m) - \hat{\alpha}_1^{-1}(m) \tilde{w}_1^H(m) \bar{x}_1(m), & \text{for training or pilot} \\ \hat{b}_1(m) - \hat{\alpha}_1^{-1}(m) \tilde{w}_1^H(m) \bar{x}_1(m), & \text{otherwise} \end{cases} \quad (21)$$

여기서, PSA-AMR-CC의 최종적인 비트 결정은 $\hat{b}_1(m) = \text{sgn}[\tilde{z}_1(m)]$ 와 같이 얻어진다. 식 (20)에서 주의할 점은 스텝 크기 $\mu \hat{\alpha}_1(m)$ 이 식 (12)와 (14)와 달리 원하는 사용자 신호 크기에 따라 변한다는 점이

다. 본 논문에서 제안된 알고리즘을 Weighted LMS (WLMS) 알고리즘이라 부르며, 이는 $|\alpha_1(m)b_1(m) - \tilde{w}(m)\bar{x}_1(m)|^2$ 을 최소화 시키는 LMS 알고리즘이다. 적응 수신기들이 갖는 페이딩 환경에서의 성능 저하의 근본적인 문제점들 중 하나는, 페이딩 상태에서 신호판정이 부정확하게 되고 이는 탭 갱신을 부정확하게 하며, 잘못된 탭 갱신은 더욱 판정을 부정확하게 하는 악순환이 페이딩 기간동안 계속된다는 것이다. 그러나 제안된 WLMS 알고리즘은 원하는 신호 크기가 적어서 판정이 부정확할 때 스텝 크기를 작게 함으로써 탭 계수의 갱신 정도를 적게 하여 부정확하게 갱신되는 것을 방지하고, 반대로 자신의 신호크기가 충분히 커서 신호 판정이 정확할 때는 스텝 크기를 크게 함으로써 수신기 성능을 향상시킨다.

제안된 PSA-AMR-CC는 페이딩 환경에서 기존에 제안된 방식들에 비해 매우 향상된 성능을 보인다. 그러나 PSA-AMR-CC의 경우에도 원하는 사용자의 신호가 오랫동안 깊은 페이딩 상태에 있는 경우 여전히 Bit Error Rate (BER)이 커져서 수신기 성능이 저하된다. 이 경우 안테나 다이버시티 기법을 이용하면 한 개의 안테나 신호가 페이딩에 빠졌을 경우 페이딩에 빠지지 않은 다른 안테나 신호를 이용하여 원하는 신호를 복원할 수 있으므로 향상된 성능을 얻을 수 있다. 그림 6은 안테나가 두개일 경우에 제안된 수신기의 구조를 보여준다.

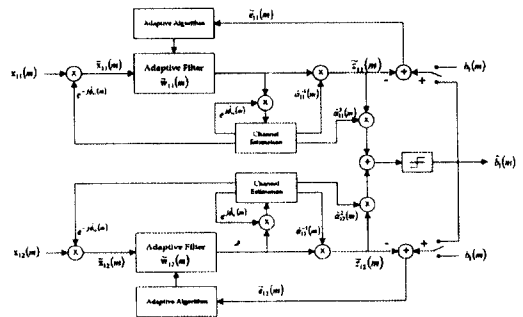


그림 6. 안테나 다이버시티 기법을 이용한 PSA-AMR-CC의 구조

그림 6에서 각 수신기의 적응 여파기 출력은 $\tilde{z}_i(m) = \hat{\alpha}_i^{-1}(m) \tilde{w}_{i1}^H(m) \bar{x}_i(m)$, $i=1,2$,로 주어지며, 최종적인

비트는 각 수신기의 출력을 최대 비 결합 (maximal ratio combining)하여 $\hat{b}_i(m) = \text{sgn}[\hat{\alpha}_{i1}^2(m)\bar{z}_{i1}(m) + \hat{\alpha}_{i2}^2(m)\bar{z}_{i2}(m)]$ 와 같이 얻어진다. 각 수신기에 사용되는 적응 알고리즘은, 각 $i=1, 2$ 에 대하여 $|b_i(m) - \bar{z}_i(m)|'$ 을 최소화 시키는 것이며, 이때 각 수신기의 탭 계수 변화는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{w}_{ii}(m+1) &= \bar{w}_{ii}(m) + \mu \hat{\alpha}_{ii}(m) \bar{x}_{ii}(m) \bar{e}_{ii}^*(m) \\ \bar{w}_{ii}(0) &= s_i \end{aligned}, \text{ for } i=1, 2 \quad (22)$$

여기에서 각 수신기를 위한 오차 신호는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{e}_{ii}(m) = \begin{cases} b_i(m) - \hat{\alpha}_{ii}^{-1}(m) \bar{w}_{ii}^H(m) \bar{x}_{ii}(m), & \text{for training or pilot} \\ \hat{b}_i(m) - \hat{\alpha}_{ii}^{-1}(m) \bar{w}_{ii}^H(m) \bar{x}_{ii}(m), & \text{otherwise} \end{cases}, \text{ for } i=1, 2 \quad (23)$$

V. 성능 분석

제한된 수신기의 성능을 평가하기 위하여, 안테나 수와 단말기 속도의 변화에 따른 CSUCR, PSA-SAMR, PSA-AMR-PC, PSA-AMR-CC의 BER을 컴퓨터 모의실험을 통하여 비교하였다. 실제 DSSS-CDMA 시스템의 역방향 링크를 고려하여 채널은 비동기 레일리 (Rayleigh) 페이딩 채널을 사용하였고, 반송 주파수(carrier frequency)는 IMT-2000 시스템을 고려하여 2.0 GHz로 설정하였다. 송신기에서 파일럿 심벌은 데이터 4비트 마다 1비트 씩 삽입되었으며 ($M=5$), 칩 속도는 3.968 MHz이고, 확산 코드로는 31 칩 길이를 가지는 Gold 코드가 사용되었다. BER은 임의의 구간 동안 학습을 수행한 후 안정된 상태에서 측정되었다.

그림 7은 안테나가 1개이고, 단말기 속도가 50 Km/h 일 경우의 결과를 보여주고 있다. 레일리 페이딩 채널 환경에서 PSA-SAMR은 CSUCR보다 오히려 성능이 떨어지지만, PSA-AMR-PC와 PSA-AMR-CC는 CSUCR에 비해 성능이 향상됨을 알 수 있다. 특히, 본 논문에서 제안된 PSA-AMR-CC는 진폭보상 기능의 삽입과 새로운 적응 알고리즘에 기인해 PSA-AMR-PC보다 향상된 결과를 보이며, 사용자 수가 적어질수록 PSA-AMR-CC의 성능이 다른 수신기에 비해 훨씬

좋아짐을 알 수 있다.

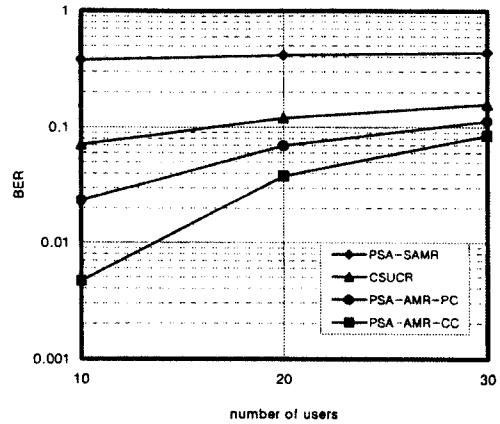


그림 7. 사용자 수에 따른 수신기들의 BER 성능

그림 8은 안테나가 1개일 경우, 단말기의 속도를 5, 50, 100 Km/h로 변화 시키며 측정된 결과를 보여준다. 편의상 PSA-SAMR이나 CSUCR보다 성능이 뛰어난 PSA-AMR-PC와 PSA-AMR-CC를 비교 대상으로 선정하였다. 그림에서와 같이 PSA-AMR-PC의 경우에는 단말기 속도가 낮아질수록 성능이 나빠짐을 알 수 있다. 이는 단말기의 속도가 낮아질수록 페이딩 상태에 있는 시간이 길어지며 이 기간 동안 부정확한 비트

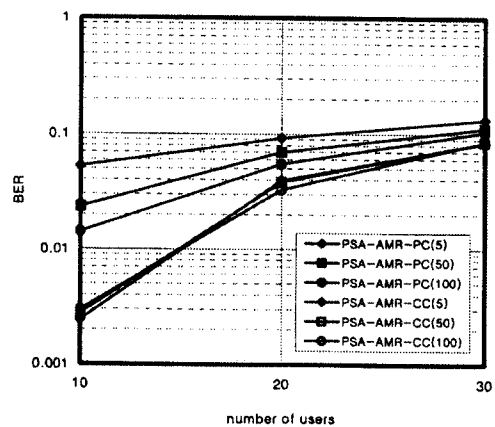


그림 8. 사용자 수와 단말기 속도에 따른 적응 수신기들의 BER 성능

판정으로 인하여 PSA-AMR-PC의 적응 여파기 탭 계수가 잘못된 방향으로 오랫동안 갱신되기 때문이다. 반면, 단말기의 속도가 빨라지면 페이딩에 빠지는 시간이 짧기 때문에 PSA-AMR-PC의 적응 여파기 탭 계수의 상태가 심하게 악화되기 전에 다시 복원됨으로 성능이 좋아진다. 그러나 제안된 PSA-AMR-CC의 경우에는 채널 보상과 WLMS의 효과로 인하여 단말기의 속도에 관계없이 그 성능이 비슷하며, 모든 경우에 PSA-AMR-PC보다 우수한 결과를 보인다.

PSA-AMR-PC와 PSA-AMR-CC의 성능 차이를 분석하기 위한 한 방법으로 각 수신기의 적응 여파기 탭 계수의 수렴 특성을 관찰하였다. 그림 9는 안테나 1개, 단말기 속도 50 Km/h일 경우, 두 수신기의 적응 여파기 내의 31 (N=31)개 탭 계수 중에서 하나의 탭 계수의 변화를 나타낸다. 그림에서와 같이 PSA-AMR-PC의 경우에는 위상 보상을 수행하기 때문에 채널의 변화에 따라서 탭 계수의 변화가 매우 심하다. 그러나 제안된 PSA-AMR-CC의 경우에는 진폭 보상의 효과로 인하여 채널의 변화와 관계없이 탭 계수의 변화가 크지 않음을 알 수 있다. 따라서 PSA-AMR-CC는 PSA-AMR-PC에 비해 채널의 변화에 덜 민감하다는 결론을 얻을 수 있다.

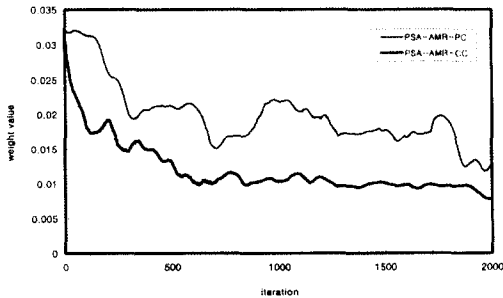


그림 9. 적응 여파기 탭 계수의 수렴특성

그림 10은 안테나가 2개이고, 단말기 속도가 50 Km/h일 경우의 BER을 보여주는 것으로, 성능 향상 정도의 비교를 위해 안테나가 1개일 때의 결과를 함께 도시하였다. 그림에서 PSA-SAMR의 성능 개선은 다른 수신기에 비해 적다. 이는 PSA-SAMR가 채널

보상 기능을 갖지 않고 안테나 다이버시티가 이를 대신해 주지 못하기 때문이다. 반면, CSUCR은 BER이 상당히 줄어들었고, 특히 제안된 PSA-AMR-CC은 다른 수신기에 비해 성능 향상의 정도가 매우 큼을 알 수 있다. 이는 안테나 다이버시티 기법을 사용함으로 정확한 판정과 이에 따른 정확한 탭 갱신의 반복 순환 과정에 기인한 것이다.

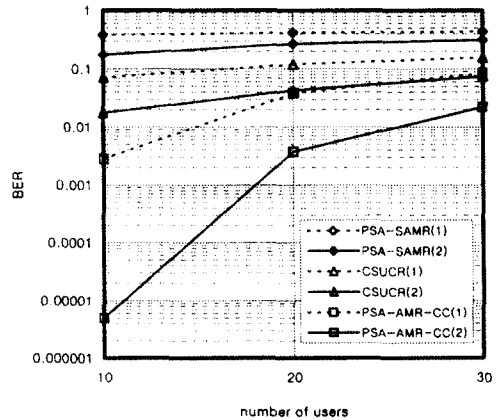


그림 10. 사용자 수에 따른 각 수신기의 BER 성능

VI. 결 론

본 논문에서는 페이딩 채널환경에서 기존의 적응형 MMSE 수신기가 갖는 문제점을 해결한 새로운 적응형 MMSE 수신기의 구조와 적응 알고리즘을 제안하였고, 실제 이동 무선 환경을 고려한 컴퓨터 모의실험을 통하여 제안된 적응형 MMSE 수신기가 기존의 방식에 비해 크게 향상된 성능을 가짐을 확인하였다. 제안된 방식의 성능 향상은 다음과 같은 여러 가지 이유에 기인한다. (1) 파일럿 심벌의 도움을 받는 방식을 사용하여 수신신호가 깊은 페이딩에 빠졌을 경우에도 파일럿 심벌이 존재하는 구간에는 정확한 비트판정을 한다. (2) 적응 여파기 전단에서 위상을 보상하고 적응 여파기 출력에서 진폭을 보상하여, 다른 사용자 신호의 특성은 최대한 변화 시키지 않고 원하는 신호만을 고정된 신호로 보이게 하여 적응 여파기의 탭 계수 변동 폭을 줄인다. (3) WLMS 알고리즘을 사용하여 수

신 신호의 크기가 작아서 판정이 불확실 할 때에는 스텝 크기를 작게 하여 적응 여파기의 탭 계수가 잘못 갱신되는 것을 방지한다. (4) 안테나 다이버시티 기법을 사용하여, 신호의 정확한 판정과 이에 따른 정확한 탭 갱신의 순환 과정을 반복한다.

중요한 점은 제안된 방식을 수용하기 위하여 송신기의 변경은 전혀 요구되지 않으며 수신기에서도 새로운 하드웨어나 소프트웨어를 크게 요구하지 않기 때문에 상용 시스템에 적용이 용이하다는 것이다.

참 고 문 헌

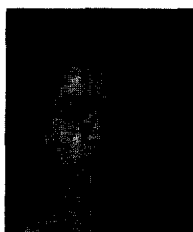
1. S. Moshavi, "Multi-User Detection for DS-CDMA Communications", IEEE Commun. Magazine, pp. 124-136, Oct. 1996.
2. S. Verdu, "Minimum Probability of Error for Asynchronous Gaussian Multiple-access channels," IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. IT-32, pp. 85-96, Jan.1986.
3. U. Madhow and M. L. Honig, "MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread-Spectrum CDMA", IEEE Trans. on Commun., Vol. 42, No. 12, pp. 3178-3188, Dec. 1994.
4. P. B. Rapajic and B. S. Vucetic, "Adaptive Receiver Structures for Asynchronous CDMA Systems", IEEE J. on Select. Areas in Commun., Vol. 12, No. 4, pp. 685-697, May 1994.
5. S. L. Miller, "An Adaptive Direct-Sequence Code-Division Multiple-Access Receiver for Multiuser Interference Rejection", IEEE Trans. on Commun., Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 1746-1755, Feb./Mar./Apr. 1995.
6. S. L. Miller and A. N. Barbosa, "A Modified MMSE Receiver for Detection of DS-CDMA Signals in Fading Channels", Proc. MILCOM' 96, pp. 898-902.
7. M. Latva-aho and M. Juntti, "Modified Adaptive LMMSE Receiver for DS-CDMA Systems in Fading Channels", Proc. PIMRC' 97, pp. 554-558.
8. S. C. Park and J. F. Doherty, "A Constrained Adaptive Algorithm for Multiple Access Interference Suppression in DS/CDMA Communication Systems", Proc. MILCOM' 96, pp. 592-596.
9. H. Elders-Boll, M. Herper, and A. Busboom, "Adaptive Receivers for Mobile DS-CDMA Communication Systems", Proc. VTC' 97, pp. 2128-2132.
10. G. Woodward, P. Rapajic, and B. S. Vucetic, "Adaptive Algorithms for Asynchronous DS-CDMA Receivers", Proc. PIMRC' 96, pp. 583-587.
11. G. Woodward and B. S. Vucetic, "Adaptive Lattice Algorithms for MMSE DS-CDMA Receivers", Proc. APCC' 97, pp. 739-743.
12. S. R. Kim, S. B. Kang, J. G. Lee, and J. S. Ha "Pilot Symbol Aided Dual-Channel QPSK (PSADC QPSK) for CDMA Reverse Links", Proc. CIC' 97, Vol. 2, pp. 174-178.



김 성 락 (Seong Rag Kim) 정회원
 1981년 : 경북대학교 공과대학 전
 자공학과 (학사)
 1985년 : 한국과학기술원 전자공
 학과 (석사)
 1992년 3월~1994년 5월: Univer-
 sity of Illinois at Chicago
 (박사)

1985년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 이동통신기술
 부, 책임연구원 팀장
 주관심분야 : CDMA Interference Cancellation,
 Statistical Communication, Non-Gaussian
 Signal Processing

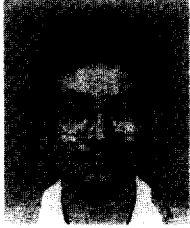
e-mail: srkim@etri. re. kr



정 영 균 (Young Gyun Jeong) 정회원
 1991년 : 전북대학교 전자공학과
 (공학사)
 1993년 : 연세대학교 전자공학과
 (공학석사)
 1994년 5월~현재 : 한국전자통신
 연구원

주관심분야 : CDMA Interference Cancellation, CDMA
 MODEM, Digital Signal Processing

e-mail: ygjeong@amadeus. etri. re. kr



이 정 구 (Jeong Goo Lee) 정회원

1983년 : 연세대학교 공과대학 전
자공학과 (학사)

1985년 : 한국과학기술원 전자공
학과 (석사)

1993년 3월 1995년 5월 : Univer-
sity of Illinois at Chicago
(박사)

1985년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 이동통신기술
부, 책임연구원, 팀장

주관심분야 : Mobile Communication, Channel Coding,
Random Access Protocol

e-mail:jglee@amadeus.etri. re. kr



최 인 경 (In Kyeong Choi) 정회원

1983년 : 경북대학교 자연과학대
학 수학과 (이학사)

1985년 : 경북대학교 대학원 통계
학과 (이학석사)

1991년 : 미국 Oregon State Uni-
versity 수학과 (Ph.D)

1992년~1995년 : 한국과학기술원 수학과 대우교수

1995년 7월~1995년 12월 : 한국전자통신연구원 박사
후연수

1996년~1997년 : 미국 Oregon State University 수학
과 박사후연수

1997년 12월 ~ 현재 : 한국전자통신연구원

주관심분야 : CDMA Interference Cancellation,
Network Reliability, Signal Processing,
Probability Theory

e-mail:ikchoi@etri. re. kr