

순방향 링크의 CDMA통신 시스템에 적용 가능한 적응 MMSE 레이크 수신기

정희원 안 태 기*, 이 병 섭**

A Study on Adaptive MMSE RAKE Detector for Forward-link CDMA Communication Systems

Tae-Ki Ahn*, Byung Seub Lee** *Regular Members*

요 약

CDMA 통신 시스템에서 적응 MMSE 수신기는 다중접속간섭을 제거하는데 사용될 수 있다. 그러나 일반적인 적응 MMSE 수신기의 구조는 빠른 페이딩 채널 환경으로 인해 실제 이동환경에는 적용이 불가능 하다. 또한 다중 경로 수신 상황은 최적 탭 계수값으로의 수렴을 더욱 어렵게 한다. 본 논문에서는 CDMA 순방향 링크의 다중 경로 페이딩 환경에 대해 논의해 보고 이러한 환경에서 이동국에 적용할 수 있는 적응 MMSE 레이크 수신기 구조를 제안하고 있다. 제안된 적응 MMSE 수신기는 수신 신호의 지연값과 신호의 진폭, 위상 변동과 같은 복소 채널 계수값의 추정이 요구된다. 이러한 문제는 순방향 링크에 존재하는 공동 파일럿 채널을 이용함으로써 해결 가능하다. 파일럿 채널은 일반적으로 통화 채널보다 높은 송신 전력 레벨을 가지게 되므로 이를 이용할 경우 보다 정확한 채널 추정이 가능하게 된다. 게다가 레이크 구조를 사용할 경우 다중경로 페이딩 환경에서 신뢰할 수 있는 참조 신호로 사용될 수 있을 정도의 정확하고 안정된 결과를 제공하게 된다. 이러한 구조를 사용함으로써 LMS나 NLMS와 같은 일반적인 적응 알고리즘이 적응 MMSE 수신기에 적용이 가능하게 해준다.

ABSTRACT

An adaptive MMSE detector can be used to cancel the MAI in CDMA system. But standard adaptive MMSE detector cannot be used in real mobile environment due to fast fading channel. Furthermore multipath reception make it more difficult to converge to optimum weight values. In this paper we discuss and model the multipath fading environment in Forward-link Synchronous CDMA channels and propose adaptive MMSE RAKE detector structure which can be applied in the mobile station. A proposed adaptive MMSE detector requires estimation of received signal delay and complex channel coefficients such as amplitude and phase variation. These burden can be solved by utilizing the common pilot channel. The pilot channel may have higher power than the traffic channel, which give more exact channel estimation. Moreover RAKE structure gives more accurate and stable result which can be used as reliable reference signal in multipath fading channel environment. With this structure, conventional adaptive algorithm such as LMS or NLMS can be applied in adaptive MMSE detector.

* 아라리온 (주) DTV 개발팀 (tkahn@aralion.co.kr)

** 한국항공대학교 항공통신정보공학과(lbs@mail.hankong.ac.kr)

논문번호 : 99143-0413, 접수일자 : 1999년 4월 13일

I. 서론

최근 CDMA 시스템에서 다중접속간섭 (MAI : multi-access interference)의 제거에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다. 현재의 IS-95 시스템에서는 다중접속간섭의 영향을 줄이기 위해 모든 사용자 신호의 전력 레벨을 동일하게 제어하는 전력제어방식 (power control) 을 사용하고 있다. 하지만 이러한 전력제어만으로는 근본적으로 확산부호열 (spreading sequence) 간의 상호상관값 (corss-correlation) 에 의해 발생하는 간섭의 제거는 불가능하고 단지 그 영향을 최소화할 수 밖에 없다. 앞으로 21세기에서 서비스할 예정인 IMT-2000 시스템에서는 서비스의 속도나 질, 용량면에서 현재의 IS-95 시스템보다 우수한 성능을 제공하여야 한다. 따라서 제한된 주파수 영역을 가지는 무선 통신 시스템에서 보다 우수한 스펙트럼 효율을 제공하는 문제가 중요한 관심의 대상이 되고있다. 최근의 연구 동향을 보면 이러한 다중접속간섭의 영향을 줄이기 위해 적응간섭제거기 (adaptive interference canceller) 와 적응 배열 안테나 (adaptive array antenna) 를 사용하는 방식에 관한 연구가 주를 이루고 있다.^[1,2,3,4] 역방향 링크 (reverse link) 의 경우 적응배열안테나를 사용하여 공간적인 신호처리를 통해 간섭의 제거를 수행할 수 있다.^[4] 또한 기지국 (base station) 에서는 현재 통신하고 있는 모든 사용자의 확산부호열과 채널 파라미터 (channel parameter), 신호 수신 지연 등의 정보를 알고 있으므로 SIC (Successive Interference Canceller) 나 PIC (Parallel Interference Canceller) 와 같은 감산 기반 간섭 제거기의 적용이 용이하게 된다. 하지만 순방향 링크 (forward link) 의 경우 시스템의 복잡도에 큰 영향을 받기 때문에 원하는 사용자에 대한 정보만을 가질 수 있으므로 이러한 기존의 감산 기반 간섭제거 방식을 그대로 적용하기는 힘이 든다. 따라서 순방향 링크의 경우 원하는 신호에 대한 정보만을 이용하면서 간단히 간섭을 제거할 수 있는 새로운 구조가 필요하다. 이러한 조건을 만족시키는 대표적인 구조가 적응 알고리즘을 사용하는 적응 MMSE (minimum mean square error) 수신기이다.^[5,6,7]

일반적으로 순방향 링크에서는 모든 사용자 신호는 동기 (synchronous) 모드로 전송되고, 사용자 구분 확산 부호로는 각 부호열 상호간에 직교성을 가지는 왈쉬 부호열 (walsh sequence) 을 사용한다.^[10]

따라서 이론상으로는 각 사용자 신호는 부호열간의 직교성으로 인해 동일셀내에서의 간섭은 존재하지 않게 된다. 하지만 CDMA 통신 시스템에서와 같이 전송 신호의 대역이 넓은 경우 전송 채널의 물리적인 영향에 의해 전송 신호는 다중경로 성분으로 수신되게 된다. 이러한 경우 각 경로의 신호는 서로 직교성을 잃게 되고 따라서 서로 간섭으로 영향을 미치게 된다. 특히 IMT-2000에 사용되는 W-CDMA (wideband-CDMA) 방식의 경우 광대역으로 신호가 전송되므로 이러한 다중경로 성분의 영향은 더욱 커지게 된다. 따라서 순방향 링크에서도 간섭 성분은 중요한 성능 제약 요인이 된다.^[6]

본 논문에서는 CDMA 순방향 링크에서 다중경로 페이딩 (multi-path fading) 의 영향을 받는 경우 적용 가능한 적응 MMSE 레이크 수신기 (이하 적응 레이크 수신기) 를 제안하고 이때의 성능을 시뮬레이션을 통해 분석한다. 제안한 시스템은 간섭의 제거와 다중경로 성분의 합성을 위해 적응 MMSE 수신기와 레이크 (rake) 수신기를 혼합한 구조를 가진다. 이때 각 경로의 신호는 독립적으로 간섭의 제거가 이루어지고, 이 결과는 각 경로의 채널 파라미터 값들을 이용하여 위상변동의 보상과 합성 가중치 (combining weight) 를 곱하여서 합성된다. 이때 각 경로를 통한 채널 파라미터는 강한 전력을 가지는 단일 파일럿 채널 (pilot channel) 을 이용하여 추정된다. 일반적으로 적응 수신기는 이동 환경에서는 빠른 페이딩의 영향으로 극심한 수렴 문제를 가지게 되어 적용이 불가능한 것으로 알려져 있다. 하지만 본 논문에서와 같이 파일럿 채널을 이용하거나 파일럿 심볼 (pilot symbol) 을 이용하여 채널 변동의 보상을 수행하는 구조를 사용할 경우 적응 수신기는 이동 환경에 의한 채널의 변동에는 큰 영향을 받지 않고 간섭 신호의 제거만을 수행할 수 있다. 따라서 이동 환경에서는 적용하기 어려운 일반적인 적응 알고리즘도 이용할 수 있게 된다. 본 논문에서 사용한 알고리즘은 수신 전력에 따라 적응 스텝의 크기를 가변 시키면서 동작하는 NLMS (normalized least mean square) 알고리즘을 사용하였다. 결과는 고정된 채널과 이동 환경으로 나누어서 시뮬레이션을 수행해 그 결과의 출력 SIR (signal to interference ratio) 값과 BER (bit error rate), scattering plot 등을 통해 성능을 분석해 본다.

II. 신호 및 채널 모델링

1. 송신신호모델

본 논문에서는 CDMA 순방향 링크에서 다중경로 페이딩의 영향을 받는 경우 적용 가능한 적응 레이크 수신기의 구조를 알아보고, 이때의 성능 개선을 시뮬레이션을 통해 확인 해본다. 먼저 CDMA 순방향 링크에서 K명의 사용자가 동시에 데이터를 전송하는 경우의 기저대역 송신 신호모델을 살펴보면 식 (1)과 같다. 이때 순방향 링크에서 수신신호의 기준 위상 정보를 제공하기 위해 강한 전력을 가지는 무변조된 파일럿 채널이 존재하는 경우를 고려하고 있다.

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^I \sqrt{P_k} b_k(i) c_k(t - iT_b) \quad (1)$$

이 식에서 P_k 는 k번째 사용자의 송신 전력을 나타내고 $b_k(i)$ 는 전송 데이터를 나타내며 $c_k(t)$ 는 확산 신호를 나타내는 것으로 다음의 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$c_k(t) = \sum_{n=1}^N c_k(n) \Psi(t - nT_c) \quad (2)$$

여기서 $c_k(n)$ 는 확산 부호열을 나타내는 것으로 기저구분용 PN-code와 각 사용자당 직교성을 제공하는 사용자 구분용 알파 부호열이 곱해져서 생성된다. 이때 확산 부호열은 전송 데이터 심볼당 한 주기의 확산 부호열이 곱해지는 심볼 간격 short-code를 사용하는 경우를 나타내고 있다. 또한 이 식에서 T_b, T_c 는 전송데이터 주기와 칩 주기를 나타내는 것으로 이때의 처리이득은 $N = T_b/T_c$ 와 같이 나타낼 수 있으며, $\Psi(t)$ 는 칩 파형 (chip pulse shape) 을 나타내는 것으로 여기서는 간단히 사각 펄스 (rectangular pulse) 를 사용하는 것으로 가정하고 있다.

2. 이동환경에서의 CDMA 다중경로 채널모델 및 수신신호

무선 이동환경에서 CDMA 시스템과 같이 광대역 신호를 전송하는 경우 수신된 신호는 다중경로 페이딩의 영향을 받게 된다. 이때의 채널 모델은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \exp(j\phi_l) \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

이 식에서 L은 전체 다중경로의 수를 나타내고 있고, α_l 은 l번째 경로의 진폭변동을 나타내는 것으로 NLOS (Non Line of Sight) 환경에서는 레일리 (Rayleigh) 분포를 따르게 된다. 또한 ϕ_l 은 페이딩에 의한 위상변동을 나타내는 것으로 $[0 \sim 2\pi]$ 에서 일양분포하게 되며, τ_l 은 전송지연을 나타내는 것으로 CDMA통신 시스템의 경우 실외 (outdoor) 환경에서는 일반적으로 한 칩 이상의 지연값을 가지게 된다. 이때 이동국에서의 수신신호는 식 (4)와 같이 송신신호모델과 채널 임펄스 응답함수와의 컨볼루션 (convolution) 연산에 의해 구해진다.

$$x(t) = s(t) * h(t) + n(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \exp(j\phi_l) s(t - \tau_l) + n(t) \quad (4)$$

이 식에서 $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산값으로 σ^2 을 가지는 AWGN (additive white Gaussian noise) 을 나타내고 있다. 이렇게 수신된 신호는 각 경로별로 동기가 맞추어져서 칩과형정합필터 (chip pulse matched filter) 를 통과하면서 확산 신호를 생성하게 된다. 이 변환 과정을 식 (5)에서 나타내고 있다.

$$x(n) = \int_{nT_c - \tau_l}^{(n+1)T_c - \tau_l} x(t) \Psi(t - nT_c - \tau_l) dt \quad (5)$$

여기서는 l번째 경로의 수신 신호에 동기화된 경우를 나타내고 있다. 식(5)의 칩과형정합필터를 통과한 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$x_{k,l}(n) = \alpha_l \exp(j\phi_l) s_k(n) + I_{Sf}(n) + I_{Mf}(n) + n(n) \quad (6)$$

이 식에서 첫번째 식은 원하는 k번째 사용자의 l번째 경로 신호를 나타내고 있으며 $I_{Sf}(n)$ 과 $I_{Mf}(n)$ 은 각각 동일한 경로를 통한 동일경로간섭과 다른 경로를 통한 다중경로간섭 성분을 각각 나타내고 있다.

$$I_{Sf}(n) = \sum_{k=1, k \neq k}^K \alpha_l \exp(j\phi_l) s_k(n) \quad (7)$$

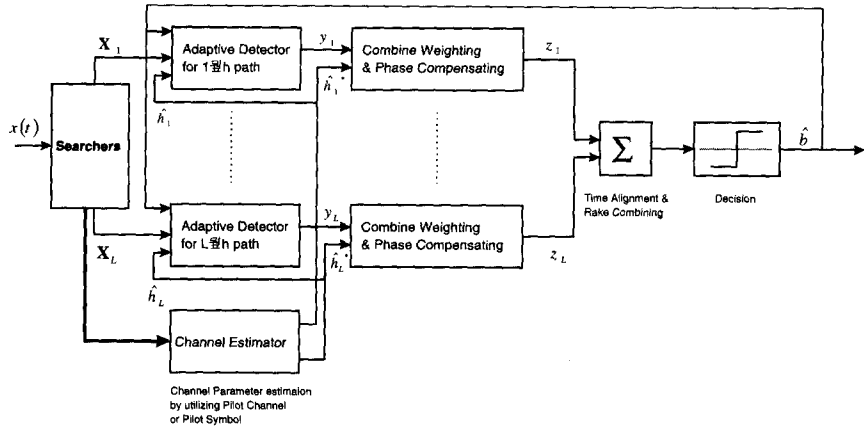


그림 1. 제안된 적응 MMSE 레이크 수신기의 구조

$$I_{MF}(n) = \sum_{r=1}^L \sum_{l \neq r}^L \sum_{k=1}^K a_r \exp(j\phi_r) \int_{nT_c - \tau_l}^{(n+1)T_c - \tau_l} s_k(t - \tau_r) \Psi(t - nT_c - \tau_r) dt \quad (8)$$

식 (8)에서와 같이 다른 경로를 통한 신호는 원하는 신호 또한 간섭으로 영향을 미치게 됨을 나타내고 있다.

III. 적응 MMSE 레이크 수신기 (Adaptive MMSE Rake Receiver)

그림 1은 다중경로 페이딩 환경에서 순방향 CDMA시스템에 적용 가능한 적응 MMSE 레이크 수신기의 구조를 보여주고 있다. 그림에서와 같이 제안한 시스템은 각 분리 가능한 경로별로 독립된 적응 MMSE 수신기를 적용하여서 이 출력을 레이크 수신기를 이용해 합성함으로써 보다 우수한 성능을 제공하게 된다. 이러한 구조는 일반적인 레이크 수신기에서 각 경로별 일반적인 정합필터 수신기 (conventional matched filter) 대신 적응 MMSE 수신기를 사용하는 것으로 구현이 가능하다. 또한 각 경로의 적응 MMSE 수신기의 초기 가중치로 원하는 사용자의 확산 부호열을 사용함으로써 초기에는 일반적인 레이크 수신기와 동일한 동작을 제공하게 된다. 이때 각 적응 MMSE 수신단에는 순시 MSE (mean square error) 를 지속적으로 측정하여서 투

정 레벨이상으로 올라갈 경우 가중치를 원래의 사용자 확산 부호열로 초기화 하여 일반적인 정합필터 수신기로 동작하는 구조를 사용한다. 이는 극심한 페이딩 환경이나 잘못된 참조신호가 제공될 경우 적응 MMSE 수신기는 원하는 값으로 수렴하지 못하고 이로 인해 일반적인 정합필터 수신기를 쓰는 경우보다 나쁜 성능을 가지게 되기 때문이다. 따라서 본 논문에서 제안한 구조를 사용하는 경우 이러한 성능 저하 현상을 방지하게 된다.

빠른 페이딩 환경에서 간섭의 제거를 위해 LMS와 같은 일반적인 적응 알고리즘만을 사용하는 적응간섭제거기는 적용이 거의 불가능하다. 이는 페이딩 환경에서 적응간섭제거기를 적용할 경우 간섭 제거기는 간섭의 제거 뿐만 아니라 페이딩에 의한 진폭과 위상 변동의 보상까지 수행해야 하므로 이들은 수신기에 큰 부담이 된다. 따라서 일반적인 적응 알고리즘만을 사용할 경우에는 아주 느린 페이딩 환경 외에는 적용이 거의 불가능하게 된다. 본 논문에서는 이러한 문제를 해결하기 위해 순방향 링크에 있는 강한 전력의 파일럿 채널을 이용하는 구조를 적용하고 있다. 수신단에서는 파일럿 채널을 이용하여 채널 파라미터를 제공함으로써 각 경로의 적응 MMSE 수신기는 채널의 변동에는 큰 영향을 받지 않고 동작하게 된다. 이때 각 적응 MMSE 수신기의 출력은 파일럿 채널을 통해 추정된 채널 파라미터들을 이용하여 위상변동의 보상과 신호의 합성이 수행된다. 일반적으로 레이크 수신기는 신호의 합성으로 주로 MRC (maximal ratio combining) 합성을 사용하게

되는데 이때 각 경로신호의 합성 가중치로는 추정된 채널 파라미터의 진폭값을 사용하게 된다. 따라서 위상 변동의 보상과 합성 가중치의 곱은 간단히 추정된 채널 파라미터의 conjugation을 출력 신호에 곱함으로써 MRC 합성을 수행하게 된다.

적용 MMSE 수신기를 사용할 경우 결정지향 모드 (decision directed mode) 에서 잘못된 결정신호를 제공하는 경우 성능은 크게 떨어지게 된다. 하지만 본 논문에서 적용한 구조를 사용하는 경우 적용 MMSE 수신기의 결과를 각 경로별로 가중치를 주어서 레이크 합성된 신호를 생성하게 되고 이를 이용하여 결정신호 (decision signal) 을 얻어서 각 경로의 적용 MMSE 수신기에서의 참조 신호로 사용하게 된다. 따라서 이러한 구조를 사용할 경우 단일 적용 MMSE 수신기만을 사용하는 경우에 비해 훨씬 높은 신뢰도와 안정성을 제공하게 된다.

본 논문에서 제안된 적응 MMSE 레이크 수신기의 동작을 수식을 통해 알아본다. 먼저 l 번째 경로에 동기화된 신호인 식 (6)의 신호를 심볼 간격의 벡터로 표현하면 다음의 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{x}_l(i) = [x_l^1(i) \ x_l^2(i) \ \dots \ x_l^N(i)]^T \quad (9)$$

또한 적용 MMSE 수신기의 가중치는 다음의 식 (10)과 같은 벡터로 표현이 가능하다.

$$\mathbf{w}_{k,l}(i) = [w_{k,l}^1(i) \ w_{k,l}^2(i) \ \dots \ w_{k,l}^N(i)]^T \quad (10)$$

이때 가중치 벡터의 초기치 값은 식 (11)과 같이 원하는 사용자의 확산 부호열 벡터를 그대로 사용한다. 따라서 각 경로의 적용 MMSE 수신기는 초기에는 일반적인 정합필터 수신기와 동일한 동작을 하게 된다.

$$\mathbf{w}_{k,l}(0) = \mathbf{c}_k \quad (11)$$

식 (12)는 에리신호를 나타내고 있는데 여기서는 참조 신호를 그대로 결정 신호로 이용하지 않고 채널 파라미터와의 곱을 이용한다. 이렇게 되면 원하는 사용자의 수신신호와 참조 신호는 동일한 진폭과 위상 변동값을 가지게 된다. 이로 인해 적응 알고리즘은 원하는 사용자 신호의 변동에는 관계없이 간섭의 제거만을 수행 할 수 있게 된다. 따라서 이러한 구조를 가지는 경우 페이딩 환경에서도 적용 MMSE 수신기의 적용이 가능하게 된다.

$$e(i) = \widehat{h}_l \widehat{b}_k(i) - \mathbf{w}_{k,l}^H(i) \mathbf{x}_l(i) \quad (12)$$

본 논문에서 사용한 적응 알고리즘은 NLMS 알고리즘을 사용하였고 이 알고리즘의 동작은 식 (13)에 나타나 있다.^[12]

$$\mathbf{w}_{k,l}(i+1) = \mathbf{w}_{k,l}(i) + \frac{\mu}{a + \|\mathbf{x}_l(i)\|^2} \mathbf{x}_l(i)e^*(i) \quad (13)$$

$$0 < \mu < 2$$

$a = \text{small positive constant}$

식 (13)과 같이 NLMS알고리즘은 LMS알고리즘과는 달리 입력 신호의 전력에 따라 적용 Step Size를 가변함으로써 보다 빠르고 안정된 적응 동작을 제공해 준다. 이때 적용 MMSE 수신기의 출력신호는 다음의 식 (14)와 같은 동작을 통해 얻을 수 있다.

$$y_{k,l}(i) = \mathbf{w}_{k,l}^H(i) \mathbf{x}_l(i) \quad (14)$$

각 적용 MMSE 수신기를 통해 얻은 각 경로의 신호는 시간 정렬되어서 레이크 합성이 이루어진다. 레이크 합성시 각 경로의 수신기 출력 신호는 수신 전력값을 가중치로 하여 합성하는 일반적인 MRC 합성을 수행하게 된다. 또한 레이크 합성시 파일럿 채널에서 추정된 위상변동 정보를 이용해 위상 변동의 보상이 이루어 지게 된다. 이러한 레이크 합성은 다음의 식 (15)와 같은 과정을 통해 수행된다.

$$\begin{aligned} z_{k,Rake}(i) &= \sum_{l=1}^L z_{k,l}(i) \\ &= \sum_{l=1}^L \widehat{h}_l^* \times y_{k,l}(i) \end{aligned} \quad (15)$$

이렇게 레이크 합성된 신호는 다음의 과정을 통해 결정신호를 생성하게 된다.

$$\widehat{b}_k(i) = \text{sgn}(z_{k,Rake}(i)) \quad (16)$$

식 (16)의 결정 신호는 초기 교육 모드 (training mode) 이후에는 식 (12)의 참조 신호로 사용 되어서 적용 신호처리는 결정지향 모드로 동작하게 된다.

IV. 성능평가

순방향 CDMA 시스템에서의 송신 신호는 동기모

드로 전송이 되지만 다중경로 페이딩에 의해 신호는 여러 개의 다른 지연값을 가지고 수신되므로 각 경로를 통한 수신 신호들은 비동기 전송 신호로 모델링 할 수 있다. 이때 각 신호처리 과정과 결정 과정은 심볼 단위로 수행되므로 올바른 성능분석을 위해서는 등가 동기화 (equivalent Synchronous) 모델링 과정이 필요하다.^[5]

수식의 간소화를 위해 원하는 신호를 첫번째 사용자의 첫번째 경로라고 가정하고, 이때 수신된 신호의 지연값을 0이라고 하면 다른 경로를 통한 신호성분의 지연값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tau_l = (\gamma_l + \delta_l) \quad (17)$$

여기서 γ_l 은 l 번째 경로의 신호에 대한 칩단위 지연 시간을 나타내는 것으로 칩 구간의 정수배의 값을 가지게 되며, δ_l 은 칩구간 내에서의 지연값을 나타내는 것으로 식 (18)과 같은 값을 가지게 된다.

$$\delta_l = \frac{\tau_l}{T_c} - \gamma_l \quad (18)$$

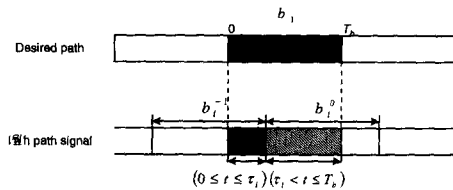


그림2. 원하는 경로의 신호와 1번째 다중경로 신호 성분의 신호 배치도

이때의 신호 배치를 그림 2에서 나타내고 있다. 그림에서와 같이 원하는 경로의 신호 입장에서 보면 다른 경로를 통해 수신된 신호는 두개의 심볼 구간이 동시에 영향을 미치게 됨을 알 수 있다. 이때 올바른 성능분석을 위해서는 두개의 심볼에 의한 독립된 간섭의 영향을 모두 고려하여야 한다. 따라서 여기서는 하나의 다중경로 간섭 신호를 두개의 심볼 구간을 가지는 독립된 간섭성분으로 나타낼 수 있다. 이러한 과정을 여기서는 등가 동기화 모델링 과정이라고 한다. 이러한 등가 동기화 모델링 과정을 표현하기 위해 다중경로 신호의 확산 부호열은 식 (19)와 같이 두개의 구간으로 나누어서 따로 표현해야 한다.

$$c_{k,l}^{-1} = \varphi_{1,l} c_k^{(N-\gamma_l)} + \varphi_{2,l} c_k^{(N-\gamma_l-1)} \quad (0 \leq t \leq \tau_l) \quad (19.a)$$

$$c_{k,l}^0 = \varphi_{1,l} c_k^{(-\gamma_l)} + \varphi_{2,l} c_k^{(-\gamma_l-1)} \quad (\tau_l < t \leq T_b) \quad (19.b)$$

여기서 $c_k^{(\gamma)}$ 는 칩 간격의 지연에 의한 영향을 모델링 하는데 이는 k 번째 사용자의 확산 부호열 벡터 c_k 를 γ 만큼 위로 쉬프트 (shift) 하고 나머지 부분에 0을 삽입함을 의미한다. 또한 φ 는 칩집합필터를 통과할 때 칩간격내의 지연값 차이에 의한 영향을 모델링하는데 사용되는 것으로 다음의 식 (20)과 같이 정의할 수 있다.

$$\varphi_{1,l} = \int_0^{T_c} \Psi(t) \Psi(t + \delta_l T_c) dt \quad (20.a)$$

$$\varphi_{2,l} = \int_0^{T_c} \Psi(t) \Psi(t + (1 - \delta_l) T_c) dt \quad (20.b)$$

이때 칩 파형으로 사각 펄스를 사용하고 이것의 전력이 1이라면 간단히 다음의 값을 가지게 된다.

$$\varphi_{1,l} = 1 - \delta_l \quad (21.a)$$

$$\varphi_{2,l} = \delta_l \quad (21.b)$$

이때 식 (14)의 과정을 통해 얻어진 신호는 다음의 식 (22)와 같다. 여기서는 첫번째 경로의 첫번째 사용자 신호가 적용 MMSE 수신기를 통과한 결과를 나타내고 있다.

$$\begin{aligned} y_{1,1}(i) &= \mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{x}_1(i) \\ &= \sqrt{P_1} a_1 \exp(j\phi) b_1(i) \mathbf{w}_{1,1}^H(i) c_1 \\ &+ \sum_{k=2}^K \sqrt{P_k} a_k \exp(j\phi_k) \mathbf{w}_{1,1}^H(i) c_k \\ &+ \sum_{l=2}^L \sum_{k=1}^K \sqrt{P_k} a_k \exp(j\phi_k) \{ b_{k,l}^0(i) \mathbf{w}_{1,1}^H(i) \\ & c_{k,l}^0 + b_{k,l}^{-1}(i) \mathbf{w}_{1,1}^H(i) c_{k,l}^{-1} \} \\ &+ \mathbf{w}_{1,1}^H(i) \mathbf{n}(i) \end{aligned} \quad (22)$$

이때 초기모드는 $w_{1,1} = c_1$ 인 정합필터 수신기로 동작하게 된다.

CDMA시스템은 잡음보다는 간섭에 의해 성능이 제한되는 Interference-limited 시스템이다. 따라서 시스템의 성능 분석을 위해 출력 SIR값을 비교하는 방식을 자주 사용한다. 이때 출력 SIR값은 원하는 신호의 전력대 간섭신호의 전력의 비로 나타내게 된다. 먼저 식 (22)에서와 같이 첫번째 경로의 첫번째 사용자 수신기 결과의 SIR값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$SIR = \frac{P_{Desired}}{P_{SI} + P_{MI} + P_{AWGN}} \quad (23)$$

여기서 $P_{Desired}$ 는 원하는 경로를 통한 원하는 사용자의 전력, P_{SI} 는 동일 경로를 통한 간섭신호에 의한 간섭 전력, P_{MI} 는 다른 경로를 통한 신호의 간섭전력을 나타내고 P_{AWGN} 은 AWGN에 의해 발생된 간섭으로 각 간섭 성분은 식 (24)에서와 같이 수신 전력과 적응 MMSE 수신기의 가중치 벡터와 각 사용자의 확산 부호열 벡터간의 상호상관값에 의해 결정된다.

$$P_{Desired} = P_1 \alpha_1^2 (w_{1,1}^H c_1)^2 \quad (24.a)$$

$$P_{SI} = \sum_{k=1}^K P_k \alpha_k^2 (w_{1,1}^H c_k)^2 \quad (24.b)$$

$$P_{MI} = \sum_{l=2}^L \sum_{k=1}^K P_k \alpha_k^2 \{ (w_{1,1}^H c_{k,l}^0)^2 + (w_{1,1}^H c_{k,l}^{-1})^2 \} \quad (24.c)$$

$$P_{AWGN} = (w_{1,1}^H n)^2 \quad (24.d)$$

이때 각 경로의 적응 MMSE 수신기의 출력은 레이크 수신기에 의해 신호의 합성이 이루어진다. 이때 주로 사용하는 합성 방식으로 MRC 합성이 주로 사용된다. MRC합성과 위상변동의 보상은 파일럿 채널을 통해 구해진 채널 파라미터를 이용하여 간단히 수행되는데 이는 식 (15)와 같이 각 경로의 적응 MMSE 수신기의 출력에 채널 파라미터의 conjugation을 곱함으로써 이루어진다. 이때 채널 파라미터의 conjugation을 곱한 신호는 다음의 식(25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$z_{1,1}(i) = \hat{h}_i^* \times y_{1,1}(i) \quad (25)$$

따라서 레이크 수신기를 사용할 경우의 출력 SIR값은 다음과 같이 나타낼 수 있다.^[9]

$$SIR_{Adpt-Rake} = \frac{\sum_{l=1}^{L'} (A_l \sqrt{P_{l,Desired}})^2}{\sum_{l=1}^{L'} A_l^2 (P_{l,SI} + P_{l,MI} + P_{l,AWGN})} \quad (26)$$

여기서 A_l 은 레이크 합성 가중치로써 MRC 합성시 $A_l = \alpha_l$ 과 같이 된다. 또한 L' 은 총 레이크 합성 경로수를 나타내고 있다.

CDMA 시스템과 같이 많은 수의 간섭성분이 존재할 때 출력단에서의 간섭 성분의 합은 Gaussian으로 근사화할 수 있다. 간섭 성분의 합의 분포를 Gaussian으로 모델링할 경우의 순시 BER은 간단히 다음의 식 (27)을 통해 얻어질 수 있다.^[9]

$$P_e = Q(\sqrt{SIR}) \quad (27)$$

이때 $Q()$ 는 정규화된 Gaussian 랜덤 변수의 complementary CDF로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Q(x) = \int_x^{INF} \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-t^2/2} dt \quad (28)$$

V. 시뮬레이션을 통한 성능분석

1. 시뮬레이션 모델

시뮬레이션은 CDMA 시스템의 순방향 링크에서 다중경로 페이딩의 영향을 받는 경우에 제안한 적응 레이크 수신기의 성능을 분석해 보았다. 이때 사용된 시뮬레이션 파라미터들은 표 1 과 같다. 간단히 살펴 보면 반송파 주파수로 1.8 GHz를 사용하고, 처리이득은 16이며, 사용자수는 4~16, 적응 알고리즘으로는 NLMS알고리즘을 사용하고 다중경로중 두개의 주요 경로를 적응 레이크 수신기를 통해 합성하도록 하였다.

채널 모델은 ITU-R IMT-200 TG 8/1 Vehicular channel B를 변형한 6-path 레일리 페이딩 채널 모델을 사용하였다.^[8] 이때의 채널

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Parameter	Value
Number of Iterations	4000
Number of Rake Branchs	2
Spreading Code	Channel : 16 Walsh Code BS : 16 Gold Code PG : 16
Adaptive Algorithm	NLMS channel compensated by using Pilot channel
Modulation	QPSK/BPSK (Data/Spread)
Data Rate	32 Ksps (64 Kbps)
Number of users	4 ~ 16
Channel	Synchronous Downlink 6-path Rayleigh Fading (ITU-R IMT-2000 TG 8/1 veh. B를 변형)
Mobile Speed	45 Km/h (Doppler Shift : 75 Hz) or Fixed channel

모델이 표 2에 잘 나타나 있다. 본 논문에서 사용한 확산 부호열은 처리이득이 16이므로 이를 사용할 경우에는 협대역 전송 특성을 가지게 된다. 하지만 본 논문에서는 광대역 환경을 모델링하므로 각 다중경로 성분들이 서로 상관되지 않은 (uncorrelated) 상태로 수신되어야 한다. 따라서 각 지연값을 칩간격 이상의 값으로 차이가 나도록 설정하여 광대역 환경에서의 주파수 선택성 페이딩의 영향을 받도록 모델링 하였다. 또한 이때의 사용자의 45 km/h의 속도 - Doppler shift가 약 75 Hz정도 - 로 이동할때와 고정되어 있는 경우로 나누어서 이동환경과 고정환경에서의 성능을 비교해 보았다.

표 2. IMT-2000 TG 8/1 veh. channel model B를 변형한 다중 경로 채널모델

Path	Delay (chip)	Power (dB)
1	0	0.0
2	3	-1.0
3	5	-9.0
4	6	-10.0
5	7	-15.0
6	9	-20.0

2. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 결과는 출력 SIR값과 BER값 그리고 Scattering plot을 통해 성능을 분석하고 있다. 먼저 그림 3은 45 km/h의 속도로 이동할 경우의 각 수신기별 출력 SIR값을 나타내고 있다. 이때의 결과는 엄격한 전력제어가 수행되지 않은 결과이다. 10명의 사용자가 존재하는 경우를 살펴보면 일반적인 정합 필터 수신기를 통해 얻을 수 있는 평균 SIR값은 3.1dB이고, 2-path 레이크 수신기를 사용하는 경우는 약 4.3dB이며, 단일 적용 MMSE 수신기는 6.0 dB, 적용 레이크 수신기는 7.9dB정도의 출력 SIR값을 가지게 되었다.

그림 4에는 고정된 단말기를 사용하는 경우와 45 km/h의 속도로 이동하는 경우 레이크 수신기와 제안한 적용 레이크 수신기를 사용하는 경우의 출력 SIR값을 비교하고 있다. 그림 4에서와 같이 일반적인 레이크 수신기만을 사용하는 경우에는 고정 채널 환경과 이동 환경사이에는 큰 성능의 차이가 없었지만 적용 레이크 수신기를 사용하는 경우에는 많은 성능의 차이를 보이고 있음을 확인할 수 있다. 10명의 사용자가 동시에 통신하고 있는 경우 이동 환경에서는 적용 레이크 수신기가 약 7.9dB정도의 출력 SIR값을 가지지만 고정 채널에서는 동일한 다중경로 채널이 존재하더라도 17.8dB정도의 우수한 성능을 가짐을 확인할 수 있다. 따라서 적용 레이크 수신기는 이동 환경에서도 일반적인 레이크 수신기에 비해 우수한 성능을 제공할 수 있지만 고정된 채널환경에 적용할 때 훨씬 더 우수한 성능을 제공할 수 있다.

그림 5는 이동 환경에서 각 수신기별 BER을 나타내고 있다. 이 결과는 채널 코딩이나 인터리빙 과정 없이 순수한 데이터 전송시의 결과를 나타내는 것으로 인터리빙이나 Viterbi Decoding을 채용할 경우 훨씬 우수한 성능을 가질 수 있을 것이다. 또한 그림 6에서는 실제 시뮬레이션 결과와 평균 출력 SIR값을 Gaussian 근사화 했을때의 BER값을 나타내고 있다. 그림 6에서와 같이 일반적인 레이크 수신기만을 사용하는 경우 근사화된 결과는 거의 시뮬레이션 결과와 일치하지만 적용 레이크 수신기를 사용하는 경우에는 근사화된 결과와는 약간의 차이를 가짐을 확인할 수 있었다.

마지막으로 그림 7에서는 10명의 사용자가 신호를 전송하고 있는 경우 출력 심볼의 Scattering plot을 나타내고 있다. 이때 일반적인 레이크 수신기와 적용

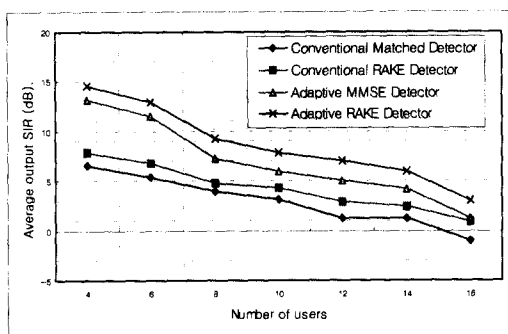


그림 3. 각 수신기별 출력 SIR값 (45 km/h)

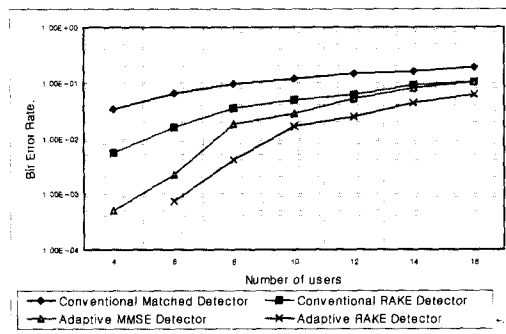


그림 5. 각 수신기별 출력 BER (45 km/h)

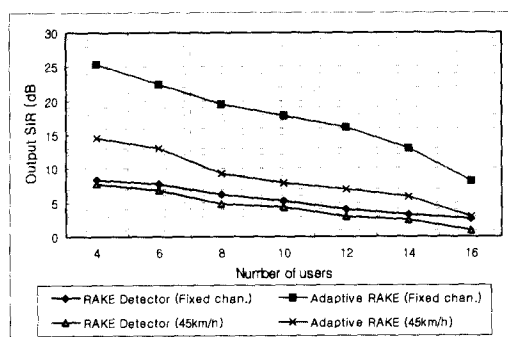


그림 4. 채널 환경별 출력 SIR값 비교 (Fixed channel vs 45 km/h mobile)

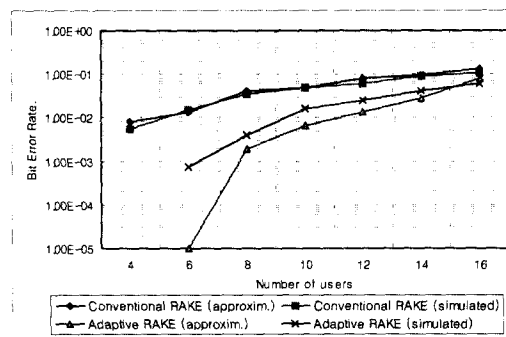


그림 6. 실제 시뮬레이션 결과와 Gaussian 근사화 결과 BER

(Gaussian approximation vs simulation)

레이크 수신기를 쓰는 경우에는 평균 전력으로 정규화한 결과를 나타내고 있다. 그림 7.(a)(b)에서와 같이 일반적인 정합필터 수신기나 레이크 수신기를 사용하는 경우 간섭 성분의 영향으로 신호점이 넓게 퍼짐을 알 수 있다. 그림 7.(c)(d)는 단일 적응 MMSE 수신기와 적응 레이크 수신기를 사용하는 경우의 결과를 나타내는데 그림에서 알 수 있듯이 1/4, 3/4, 5/4, 7/4쪽으로 밀집함을 알 수 있다. 이때 신호점이 원점을 기준으로 각 신호점 방향으로 퍼져 있는데 이는 페이딩의 영향으로 신호의 진폭이 가변하기 때문이다. 또한 적응 레이크 수신기를 사용하는 경우 MRC합성을 수행한 결과로 보다 안정된 결과를 제공함을 알 수 있다. 만약 고정된 채널 환경이나, 엄격한 전력제어가 수행된 이후에 적응 신호처리가 수행될 경우 원하는 신호점으로 밀집하게 될 것이다.

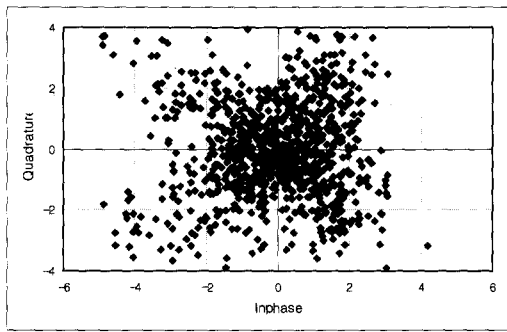
VI. 결론

본 논문에서는 CDMA 시스템의 순방향 링크에서

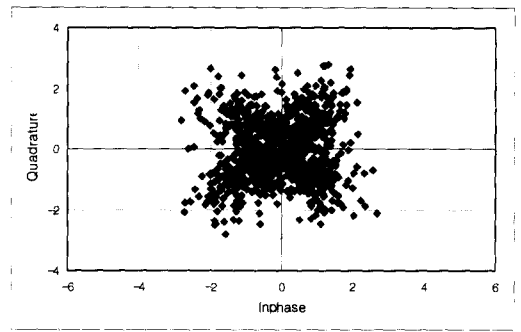
다중경로 페이딩의 영향을 받는 경우에 적용 가능한 적응 MMSE 레이크 수신기를 제안하고 이때의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 수행해 보았다.

시뮬레이션 모델은 64 Kbps QPSK 변조된 신호가 처리이득이 16인 직교 확산 부호열에 의해 확산되어서 전송될 때 다중경로 페이딩의 영향을 받는 경우를 가정하였다. 이때 사용한 채널 모델은 ITU-R IMT-2000 TG8/1 Vehicular Channel Model B를 변형하여 적용하였다. 또한 시뮬레이션은 고정 채널환경과 45 Km/h의 속도로 이동하는 경우로 나누어서 수행하여 성능을 분석해 보았다. 이때 시뮬레이션은 다중경로 성분중 두개의 주요 경로 신호만을 합성하는 구조를 사용하였다.

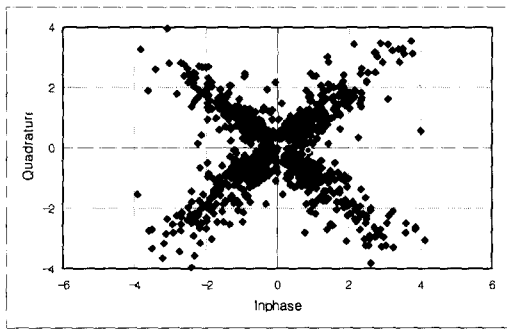
시뮬레이션 결과를 살펴보면 10명의 사용자가 45 Km/h 정도의 속도로 이동하며 통신하는 경우 제안한 적응 레이크 수신기는 일반적인 정합필터 수신기와 레이크 수신기에 비해 약 4.8dB, 3.6dB 높은 출력 SIR값을 가짐을 알 수 있다. 그리고 출력 BER값과 Scattering plot을 통해서도 제안한 시스템이 일반적



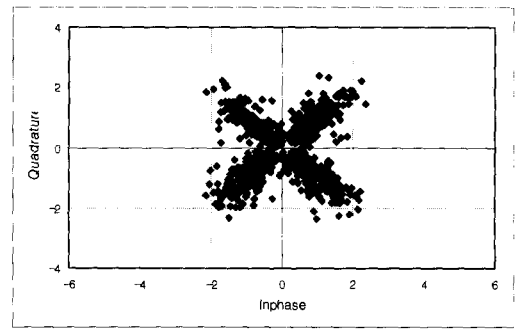
(a) Conventional Matched Detector



(b) Conventional RAKE Dector



(c) Adaptive MMSE Detector



(d) Adaptive RAKE Detector

그림 7. 각 수신기별 Scattering Plot (45 km/h, 10-user, MRC Combining)

인 수신기 구조에 비해 우수한 성능을 제공함을 알 수 있었다. 또한 제안한 시스템은 고정 채널에서는 이동채널환경에 비해 같은 조건에서 약 10dB 정도 높은 SIR값을 가질 수 있었다. 따라서 고정 채널환경에서 훨씬 더 우수한 성능을 가짐을 알 수 있다.

본 논문의 결과는 엄격한 전력제어가 이루어지지 않은 상황을 모델링 한 결과이다. 따라서 적응 신호 처리 판단에 보다 정확한 전력제어가 수행될 경우 고정 채널 환경과 유사한 우수한 성능을 제공할 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 논 문

[1] R. Lupas, S. Verdú, Linear Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple- Access Channels, *IEEE Trans. on Information Theory*, vol. 35, no.1, Jan. 1989, pp. 123 ~ 136

[2] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, Z. Zvonar, Multiuser Detection for CDMA Systems, *IEEE Personal Communications*, vol. 2, no. 2, Apr. 1995, pp. 45 ~

58

[3] S. Moshavi, Bellcore, Multiuser Detection for DS-CDMA Communications, *IEEE Communications Magazine*, Oct. 1996, pp. 124 ~ 136

[4] G. V. Tsoulos, M. A. Beach, S. C. Swales, Adaptive Antennas for Third Generation DS-CDMA Cellular Systems, *Proc. of VTC95*, Jul. 1995, pp. 45 ~ 49

[5] Madhow, M. L. Honig, MMSE interference suppression for direct-sequence spread- spectrum CDMA, *IEEE Trans. Communi- cations*, vol. 42, no. 12, Dec. 1994, pp. 3178 ~ 3188

[6] M. Latva-aho, M. Juntti, Modified Adaptive LMMSE Receiver for DS-CDMA Systems in Fading Channels, *Proc. of VTC97*, 1997, pp. 554 ~ 558

[7] S. Yoshida, A. Ushirokawa, CDMA - AIC : Highly Spectrum-Efficient CDMA Cellular System Based on Adaptive Interference Cancellation, *IEEE Trans. on Communications*, Vol. E79 B, No. 3, Mar. 1996, pp. 353 ~ 360

- [8] ITU-R TG 8-1 rec. M. 1225
- [9] Y. Wang, J. R. Cruz, Performance Analysis of CDMA Cellular Radio System Employing Adaptive Antenna in Multipath Environments, Proc. of ICC96, Apr. 1996, pp. 536 ~ 540
- [10] A. J. Viterbi, *CDMA Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison-Wesley, 1995
- [11] S. Sampei, *Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications*, Prentice Hall, 1997
- [12] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory Third Edition*, Prentice-Hall Inc., 1996

안 태 기(Tae-Ki Ahn)

정회원



1997. 2 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
(공학사)

1997.3~1999.2 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과
대학원 졸업 (공학석사)

1999.1~현재 : Aralion Inc. 시스템 개발실 DTV개발
팀 연구원

<주관심 분야> CDMA 이동통신, Smart Antenna,
Multiuser Detector, Digital TV

이 병 섭(Byung Seub Lee)

정회원



1979. 2 : 한국항공대학교
항공통신정보공학과 (학사)

1981.2 : 서울대학교 전자공학과
대학원 (석사)

1981.2~1992.1 : 한국전자통신
연구소

1990.5 : New Jersey Institute of Technology (박사)

1992.9~현재 : 한국항공대학교 항공통신정보공학과
부교수

<주관심 분야> 위성통신, 신호처리, Adaptive Array