
W-CDMA 통신 시스템에서 새로운 롱 코드 MMSE 검파기 구성 및 성능 분석

강명구*

Structure and Performance Analysis of a New Long Code MMSE Detectors in a W-CDMA
Communication System

Myoung-ku Kang*

이 논문은 2010년도 인천대학교 자체 연구비를 지원 받았음

요 약

본 연구에서는 지금까지 연구된 레일리 페이딩 하에서 가장 우수한 성능을 갖는 파일럿 채널을 사용한 새로운 롱 코드 MMSE 검파기 구성을 제안 하였다. 수신기의 웨이트 벡터(전파진로 안내)의 안정성유지 방법을 분석 설명하였고, 구성된 전파간섭 제거 수신 시스템 동작에서는 신호의 에러를 보상하여 페이딩이 존재하는 채널의 수신된 신호 벡터 왜곡을 좋게 달성하였다. 이러한 수신 신호의 응답 특성은 왜곡이 있을 경우, 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 일반적인 정합 필터보다 더 우수한 것을 보였으며, 본 연구에서 제안한 롱 코드 MMSE 수신기는 페이딩 환경에서 $16 \times T_c$ 만큼 주기를 만족하게 연장할 수 있다.

ABSTRACT

This study proposed the composition of a new long-code MMSE detector using the pilot channel that demonstrated the most excellent performance under Rayleigh fading in the previous studies. It analyzed and explained how to maintain the stability of the weight vector(introduction to the course of radio waves) in the receiver. In the operation of the receiver system to remove radio interference, the signal vector distortion received in the channel where fading was present achieved good results by compensating for signal errors. When there was distortion, the response characteristics of the received signals were superior to the common matching filter according to the computer simulation. The long-code MMSE receiver proposed in the study was able to prolong the cycle by $16 \times T_c$ in the fading environment to fulfill the satisfaction.

키워드

WCDMA, Long code, MMSE

* 인천대학교 정보통신공학과(mykang@incheon.ac.kr)

접수일자 : 2011. 02. 21

심사(수정)일자 : 2011. 03. 22

게재확정일자 : 2011. 04. 12

1. 서론

디지털 융합 통신 시스템 시대에 무선인터넷과 멀티미디어 서비스 등을 지원하기 위한 대용량의 정보를 지원하는 광대역 무선접속 방식 중에서 WCDMA 통신 시스템은 유비쿼터스 시대 무선통신을 주도하게 되고, 통신 속도 측면에서 선호되는 심볼(신호) 수준의 MMSE(Minimum Mean Square Error) 수신기가 CDMA방식 수신기 중에서 최적으로 알려져 있다.[8] 또한 디지털 통신용 수신기는 2개로 구분된 필터 역할을 하여야 한다. 그 하나는 부가잡음의 영향을 감소시키는 필터이며, 정합필터가 이에 해당한다. 다른 하나는 전송로의 왜곡에 의하여 발생하는 부호 간 간섭 영향을 감소시키는 필터이다. 이러한 2가지 필터의 사용을 고찰하고 그 특성을 이용한다.

일반적으로 전파는 간섭의 특성을 가지고 있어 두 개의 신호가 동일한 주파수를 이용할 경우 서로 간섭을 일으켜 두 신호 모두 통신을 할 수 없으나 셀룰러 이동통신 방식은 전파의 감쇄 특성을 이용하여 일정한 거리의 떨어진 지점에서 주파수를 다시 사용하게 된다. FDMA와 TDMA 기술에서는 인접한 셀에서 동일한 주파수를 사용하지 못하였으나 CDMA 기술에서는 인접한 기지국에서 동일한 주파수를 사용하게 함으로써 비약적으로 동일한 주파수를 가지고 제공할 수 있는 가입자 수용 용량을 높였다. 즉 여러 사람이 같은 셀에서 같은 주파수를 사용하여도 두 사람만 알고 있는 특정한 코드를 이용하여 통신함으로써 간섭이 일어나지 않도록 한다.

사용하는 것이 아니라 3가지를 쓰는데 용도가 각각 다르다. 동일한 주파수를 사용하더라도 슷 코드라는 것으로 기지국마다 다른 코드를 갖도록 하고, 같은 기지국에서 여러 사람이 같은 주파수를 사용하더라도 알시 코드로 다른 코드를 갖도록 하여 서로 간섭을 주지 않게 한다. 또한 다른 사람이 나의 통화 내용을 도청하지 못하도록 롱 코드라는 코드로 다시 한 번 확산하게 한다. CDMA 시스템은 순방향 링크와 역방향 링크로 구성되어 있다. 기지국과 단말기는 각 링크에서 정해진 코드를 활용하여 기지국에서 단말기로 그리고 단말기에서 기지국으로 신호를 반복하여 주고 받으면서 서로 통화할 수 있는 채널을 설정하게 된다. 본 논문은 기지국 신호를 단말기에서 롱코드 MMSE 음성신호로 변환하는 과정을 분석하고 그 시스템을 구성하였다.

II. 시스템 구성 모델

2.1 순방향 이동 수신 과정

IMT-2000 시스템으로 개발된 CDMA2000과 W-CDMA는 IS-95A보다 훨씬 다양한 서비스 제공을 위해 채널의 종류가 더욱 많아졌다. CDMA 방식의 과정을 쉽게 이해할 수 있도록 IS-95 A/B의 음성 데이터 수신과정을 설명하면 다음과 같다.[9]

표 1. CDMA 시스템의 확산 코드
Table 1. Spread Code of CDMA System

Code	순방향 링크	역방향 링크	사용 비트
Long	암호화 및 전력비트 사용	기지국이단말기 구분(ESN 번호)	42bit (2n)
Walsh	단말기가 채널을 구분하는데 사용	64ary 직교변조 신호의 직교성	64bit
Short	단말기가기지국 구별 하는데 사용	송신 시점을 결정 기지국 찾는 도움	15bit (2n)

CDMA 디지털 이동통신은 이러한 코드를 한번만

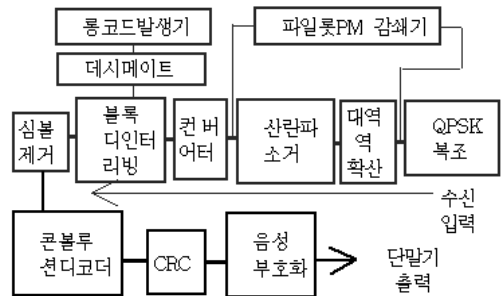


그림 1. 이동 수신기 수신 과정
Fig. 1 Block Diagram of the Mobile Receiver

단말기는 기지국으로 부터 들어오는 신호 가운데 자신의 신호를 찾아 기지국에서 수행한 신호처리 과정의 역 과정을 수행하여 음성 신호를 복원한다.

○블록인터리빙: Bust Error를 랜덤화한 것을 역으

로 하여 에러를 쉽게 정정한다.

○ 롱 코드 발생기 및 데시메터: EX-OR 방식으로 음성 데이터를 채널별 고유 롱 코드로 암호화 한다.

○ 대역 역 확산: 음성 데이터의 각 bit마다 64bit를 곱한 1.2288 Mbps 신호에서 음성 데이터 bit를 만든다.

○ QPSK 복조: 기지국 고유코드(115bit)와 대역확산 신호를 곱한 QPSK 변조 신호에서 고유코드 신호를 만든다. CDMA 통신 시스템에서 MMSE 수신기는 다중접속간섭을 제거하는데 사용될 수 있다. 그러나 일반적인 적용 MMSE 수신기의 구조는 빠른 페이딩 채널 환경으로 인해 실제 이동 환경에는 적용이 불가능하다. 그리고 다중경로 수신 상황은 최종 탭 계수 값으로 수렴을 더욱 어렵게 한다. 따라서 CDMA 다중경로 페이딩 환경에 대해 논의해 보고 이러한 환경에서 이동국에 적용할 수 있는 롱 코드 MMSE 수신기 구조를 제안한다.

2.2 롱 코드 MMSE 수신기 해석

제안하려는 롱 코드 MMSE 수신기는 수신 신호의 지연 값과 신호의 진폭, 위상 변동과 같은 복소 채널 계수 값의 추정이 요구된다. 이러한 문제는 순방향 링크에 존재하는 공동 파일럿 채널을 이용함으로써 해결 가능하다. 파일럿 채널은 일반적으로 통화 채널보다 높은 송신전력 레벨을 가지게 되므로 이를 이용할 경우보다 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 알고리즘이 롱 코드 MMSE 수신기에 적용이 가능하게 하여준다.

또한 전력제어를 적용한 일반적인 정합필터 변조기는 DS/CDMA 수신기에서 폭넓게 적용한다. 전력레벨을 변환하여 제어하는 변환기 사용 수신기로부터 케환 채널은 수신동작 포인트에서 아주 만족한 시스템 구성을 한다. 전력제어 없이하는 DS/CDMA 수신기에서 여러 가지 전파간섭을 제거하는 구성은 참고논문 [1]에서 제안하였다. MMSE 수신기에서 MMSE 검파 기준은 회로 구성의 큰 이득을 갖게 되므로 미래의 DS/CDMA 시스템에서 일반적인 정합필터 레시버를 대신할 수 있다. 지금까지 이전에 다른 비교는 간섭을

제거하는 구성에서 간섭 파라미터들의 뚜렷한 기술을 요구하지 않았다. 따라서 이미 발표된 여러 개의 논문 [3]을 통해 MMSE 기준을 만족하기 위한 간단한 응용이 있다. 수신 신호는 적당한 멀티패스 채널과 AWGN에 의한 왜곡이 있을 때 일반적인 정합필터 레시버 보다 좋다는 것을 증명하였다.

그러나 MMSE를 별로 사용하지 않는 일반적인 정합필터 수신기들은 MMSE 각 심볼마다 웨이트 벡터를 계산한다. 만약에 채널변환 방식의 특성과 MAI는 멀티패스 페이딩이 너무 빨리 변화하면 적용 수신기 웨이트 벡터는 목적 이동 무브먼트 내에 있다. 예를 들면, 멀티패스 환경에서 시간당 100km에서 이동 수단에 의한 수신된 신호는 레일리 페이딩의 종류에 따라서 토폴러 주파수 $f_d \approx 100$ [2]에 수신신호 주파수의 레벨이 20dB p-p 오르내리고 있는 것을 보였다. 수신기의 실행은 일반적 정합필터 레시버 보다 더 나쁠지도 모른다. 왜냐하면 그것은 웨이트 벡터 속성에 적합한 것이다. 가장 나쁜 경우, 그것들은 초기설정 웨이트 벡터와 정적인 동작 후에 다른 연속적인 트레이닝이 필요할 수도 있다.

R-95는 디지털 셀룰러 전화통화 범을 위한 CDMA 규격이다. 따라서 롱 코드 MMSE 수신기의 경우에 수신기 웨이트 벡터의 융합 문제는 code-on pulse 보다 나빠질 수 있다. 확산 부호는 모든 심볼(부호)에서 반복된다. 이 논문에서는 페이딩이 있는 동안 전술한 장점은 이용하고 단점은 보완하는 보정신호 찌그러짐에 파일럿 채널을 갖춘 새로운 롱 코드 MMSE 수신기에 대해서 제안한다. 또한 수신기 웨이트 벡터의 안정과 융합에 보상을 어떻게 하는지 이론적 해석과 시뮬레이션을 통해 보였다. 그리고 마지막으로 MMSE 수신기의 BER 동작이 향상된 것을 보였으며, 융합한 정합필터 수신기와 비교하였다. 페이딩 없이 수신된 신호는 CDMA 전송 화이트 가우시안 노이즈를 추가하고, 동시 존재하는 CDMAK의 함으로 표현할 수 있다.

$$r_j(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \sqrt{2P_j} b_{l,j} s_j(t - lT - \nu_j) \cos(\omega_c t + \theta_j) \quad (1)$$

$$1 \leq j \leq K$$

T 는 심볼간격, $b_{j,i} \in \{1, -1\}$ 는 j 차 사용자의 i 차 심볼, $\rho_j, \nu_j, \theta_j, \omega_c$ 그리고 $s_j(t)$ 는 전원, 지연, 위상, 반송주파수 그리고 각각의 확산 신호이다. 확산 파형은 T 로 주어진다.

$$s_j(t) = \sum_{k=0}^{N-1} a_j[k] \Pi(t - kT_c) \quad (2)$$

여기서 $a_j[k] \in \{1, -1\}$ 는 j 차 사용자의 k 차 확산 부호이다. $\Pi(t)$ 는 사각형 파형이고 단위 에너지를 갖는다. 그리고 T_c, N 은 프로세싱 이득, $T_c = T/N$ 는 지속 시간이다. 수신신호는 다음과 같다.

$$r(t) = \sum_{j=1}^K r_j(t) + n(t) \quad (3)$$

단 여기서 $n(t)$ 는 단순하게 $\nu_j = \theta_j = 0$ 되게 하는 전력 스펙트럼의 화이트 가우시안 잡음으로 수신을 송신에 동기를 맞추게 한다. 칩 정합 필터의 출력에서 k 차 샘플은 다음과 같다.

$$r[k] = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} r(t) \Pi(t) \cos \omega_c t dt \quad (4)$$

따라서 만약에 MMSE 검파기의 다른 횡단(복수)필터라 한다면 $\mathbf{r}^T = (r[0], \dots, r[N-1])$ 가 된다. 칩 정합필터 출력의 수신된 샘플은 식(4)에 의해서 설명된다. 보통 사용하는 조립된 멀티패스 모델은 독립적으로 레일리 분배를 하는 2레이 모델이다. 그리고 그 모델의 임펄스 응답은 다음 식(5)와 같이 처리된다.

$$h(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) + \alpha_2 \exp(j\phi_2) \delta(t - \tau) \quad (5)$$

여기서 α_1 과 α_2 는 독립적 그리고 레일리 분배이다. ϕ_1 와 ϕ_2 는 독립적이고 $[0, 2\pi]$ 로 균일하다. 그리고 τ 는 "0"와 같게 일치시킨 α_2 에 의한 2레이 사이의 지연 시간이다. 특별한 케이스로 플랫(flat) 레일레이

채널은 다음 식(6)과 같이 구한다. 여기서 α_1 과 α_2 는 레일레이 페이딩 환경에서 칩 정합 필터의 출력에서 k 차 샘플이다. α_1 과 α_2 는 독립적이고 레일리 분포이고, ϕ_1 과 ϕ_2 는 독립적이고 다음 식(6)(7)과 같다.

$$h^*(t) = \alpha_1 \exp(j\phi_1) \delta(t) \quad (6)$$

$$r_j[k] = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \left\{ \sum_{j=1}^K (r_j(t) * h_j(t)) + n(t) \right\} \Pi(t) \cos \omega_c t dt \quad (7)$$

레일리 페이딩 환경에서 칩 정합 필터의 출력의 k 차 샘플은 식(7)과 같이 될 것이다. 여기서 $h_j(t)$ 는 j 차를 위한 레일리 페이딩 전송 함수이다.

III. 페이딩이 없는 MMSE 수신기 시스템 능력

MMSE 수신기 함수의 효과는 벡터 검파된 시스템 기능수행 분석을 갖는 \mathbf{r} 로부터 수신되는 전송 심볼 $b_j \in \{1, -1\}$ 이다. 그것은 필요한 b_j 벡터 \mathbf{r} 로 표현된다.

$$\mathbf{r} = \sum_{j=1}^K b_j \mathbf{v}_j + \mathbf{n} \quad (8)$$

트랜스버설 필터의 지수는 처리이득 N 과 같다. 따라서 필터의 샘플링 기간은 칩 기간과 같다. 페이딩이 없는 필터 \mathbf{v}_j 는 T_c 타임 간격에서 샘플링 j 차 확산 신호 $s_j(t)$ 에 의해서 연속적으로 달성할 수 있다. b_j 을 가정하면, \mathbf{v}_1 은 우리가 요구하는 심볼이다. 그리고 바라는 신호벡터 응답이다. $b_j, 2 \leq j \leq K$ 는 방해 심볼 벡터이다. 그것들은 또한 전송된 심볼들이 독립적이며, 잡음벡터 \mathbf{n} 은 제로를 의미하는 가우시안 잡음과 같다. 웨이트벡터 \mathbf{C} 와 수신된 신호벡터 \mathbf{r} 의 내부 곱으로 표현되는 적용신호함수, 수신된 심볼들은 다음 식(9)으로 나타낼 것이다.

$$\hat{b}_1 = \text{sgn}(\mathbf{c}^T \mathbf{r}) \quad (9) \quad \mathbf{p}_j = (\rho_j(1), \dots, \rho_j(K)) \quad (16)$$

여기서 T 는 벡터의 위치추정 심볼의 제곱(사각)에라를 뜻하며 그 전송 심볼은 다음과 같다.

$$\rho_j(k) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} \left\{ \frac{(r_j(t) * h_j(t))}{b_j} \right\} \Pi(t) \cos \omega_c t dt \quad (17)$$

$$MSE = E(\mathbf{c}^T \mathbf{r} - b_1)^2 = (\mathbf{c}^T \mathbf{v}_1 - 1)^2 + \sum_{j=2}^K (\mathbf{c}^T \mathbf{v}_j)^2 + \mathbf{c}^T \Gamma \mathbf{c} \quad (10)$$

IV. 개선된 DRM 시스템

여기서 Γ 는 노이즈 벡터 \mathbf{n} 의 공분산(公分散), 매트릭스이다. 참고문헌[7]에서 SNIR과 BER 출력 같이 방해(혼신) 심볼 $\mathbf{b}_j = (b_2, \dots, b_K)^T$ 의 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$SNIR = \frac{(\mathbf{c}^T \mathbf{v}_1)^2}{\mathbf{c}^T \Gamma \mathbf{c} + \sum_{j=2}^K (\mathbf{c}^T \mathbf{v}_j)^2} \quad (11)$$

$$P_e(\mathbf{b}_j) = Q \left(\frac{\mathbf{c}^T \mathbf{v}_1 + \sum_{j=2}^K b_j (\mathbf{c}^T \mathbf{v}_j)}{(\mathbf{c}^T \Gamma \mathbf{c})^{1/2}} \right) \quad (12)$$

페이딩이 존재할 경우에 일시적으로 MSE_j , $SNIR_j$, $P_e(\mathbf{b}_j)_j$ 는 페이딩이 없는 경우와 같다. 그러나 벡터 \mathbf{v}_j 는 벡터 \mathbf{p}_j 에 의해서 전치된다.

$$MSE_j = E(\mathbf{c}^T \mathbf{r} - b_j)^2 = (\mathbf{c}^T \mathbf{p}_1 - 1)^2 + \sum_{j=2}^K (\mathbf{c}^T \mathbf{p}_j)^2 + \mathbf{c}^T \Gamma \mathbf{c} \quad (13)$$

$$SNIR_j = \frac{(\mathbf{c}^T \mathbf{p}_1)^2}{\mathbf{c}^T \Gamma \mathbf{c} + \sum_{j=2}^K (\mathbf{c}^T \mathbf{p}_j)^2} \quad (14)$$

$$P_e(\mathbf{b}_j)_j = Q \left(\frac{\mathbf{c}^T \mathbf{p}_1 + \sum_{j=2}^K b_j (\mathbf{c}^T \mathbf{p}_j)}{(\mathbf{c}^T \Gamma \mathbf{c})^{1/2}} \right) \quad (15)$$

IS-95는 연속적 확산의 경우 code-on-pulse 보다 더 긴 코드이다. 주기적인 $m \times T_b$ (T_b 는 심볼 기간)의 룬 코드 시스템, 모든 m 차 심볼이 반복되어도 확산 부호는 모든 심볼에서 확산하지 않는다. 만약 각 채널의 MAI 전송함수의 특성 또는 변화가 빠른 룬 코드 기간 $m \times T_b$, 수신기 웨이트 벡터는 이전에 심볼이 너무 멀리 떨어질지라도 벡터공간에서 정상적으로 도착한 웨이트 벡터의 업데이트는 MMSE 연구의 가장주된 이유의 하나로 기본적인 code-on-pulse 경우이다.

룬 코드 MMSE 수신기에 대한 문제를 제기하고 평탄한 페이딩 채널에서 동작한다는 것을 진지하게 언급하는 연구가 적다[4]. 본 연구에서는 파일럿 채널을 갖는 MMSE 수신기 구조를 제시하고, 빠른 시간 변화와 MAI(Multipule Access Interference) 영향을 극복하는 파일럿 채널을 활용한 룬 코드 MMSE 수신기의 개선된 시스템에 대해 연구한다. 이시스템을 구현하기 위해서는 웨이트 벡터 업데이트 LMS 알고리즘(MMSE 수신기 시스템에 적용할 수 있는 알고리즘)이 필요하다. j 차 사용자는 다음과 같다.

$$\mathbf{c}_{i+1} = \mathbf{c}_i - \mu \left\{ \mathbf{c}_i^T \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{p}_j \right) - b \right\} \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{p}_j \right) \quad (18)$$

식 (18)에서 내부 지속시간, 호, 에러 신호를 사용 다시 해석하면

$$e = \mathbf{c}_i^T \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{p}_j \right) - b = (\mathbf{c}_i^T \mathbf{p}_1 - b) + \mathbf{c}_i^T \left(\sum_{j=2}^K \mathbf{p}_j \right) = (\mathbf{c}_i^T \mathbf{p}_1 - b) + l_m \quad (19)$$

식 (20)에서 l_m 는 식 (19)를 사용시 다중접속 혼신이며, 순간 기율기 ∇_{ins} 는 다음과 같다.

$$\nabla_{ins} = \left\{ \left(\mathbf{c}_i^T \mathbf{p}_i - b \right) + l_m \right\} \left(\mathbf{p}_i + \sum_{j=2}^K \mathbf{p}_j \right) \quad (20)$$

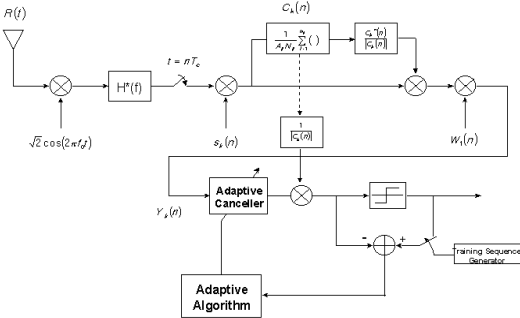


그림 2. 제안한 수신기 블록선도
Fig. 2 Proposed receiver block diagram

CSMA에서 파일럿 채널을 사용하는 채널 전송함수 전송함수 추정은 비교적 간단하다. 이산변형은 추정 채널 전송함수 $h(n) = \alpha \exp(-j\phi) \delta(n)$ 이다. 채널 페이딩 함수를 실현하는 것으로부터 요구되는 신호를 위한 채널을 비교하는 함수 W 가 쉽게 얻어진다.

$$W = \frac{h^*(n)}{|h(n)|^2} = \frac{1}{\alpha_1} \exp(-j\phi) \delta(n) \quad (21)$$

각 추정된 심볼(부호)의 보상 왜곡은 멀티패스 페이딩에 적당하다. W 는 다중부호 출력, 따라서 페이딩에서 보상된 요구되는 신호를 얻을 수 있다. 그 에라 신호는 식 (22)와 같다.

$$e' = W \mathbf{c}_i^T \left(\sum_{j=1}^K \mathbf{p}_j \right) - b = \left(W \mathbf{c}_i^T \mathbf{p}_i - b \right) + W \mathbf{c}_i^T \left(\sum_{j=2}^K \mathbf{p}_j \right) \quad (22)$$

적교 특성에 적당한 \mathbf{p}_i 그리고 \mathbf{c}_i 와 \mathbf{p}_i 사이 상관관계 특성, 식 (22)안에서 향상된 효과를 갖는 요구되는 신호는 방해를 나타내는 $l'_m - l_m$ 의 불필요한 증가보다 많고 크다. 이런 식으로 수신된 부호 신호에서 보상 페이딩 효과를 구한다. 그래야만 에어 신호의 요구되지 않는 파동을 피할 수 있다. 이것은 업데이트하

는 MMSE 수신기의 한계이다. 따라서 에러신호 파동이 비교 값으로 직접 나타난다. 그것은 안전한 에러신호 보상에 중요하다. 에러신호만이 아니라 수신된 신호 벡터도 그 자신들의 순간적 기율기를 결정하는 것에 영향을 준다. 이것은 식 (20)에서 보였다. 그래서 그 자신들을 위한 보상된 수신신호가 필요하다. 그러나 그것은 단지 요구되는 신호벡터를 위한 이득 보상을 만드는 것은 가능하다. 때문에 수신신호 벡터는 모든 사용자 신호 k 의 합이 요구된다. 요구된 신호와 MAI로 구성된 경우, $1/\alpha$ 는 요구된 신호의 보상된 이득 왜곡에서 수신된 신호 벡터를 다중 한 것일 때, 보상은 요구된 신호의 보상이득 왜곡뿐만이 아니라도 보상된다.

또한 co채널 방해 신호에는 무선방해 신호 기간 동안 장점이 없다. 그러나 위상보상은 다르다. 수신된 신호에서 $W_p = h^*(n) / |h(n)| = \exp(-j\phi)$ 의 다중위상 보상함수에 의해서 가장 작은 위상 보상을 한 요구되는 신호를 얻을 수 있다. MAI의 사이에서 이 위상 보상된 요구되는 신호벡터는 레일레이 페이딩 상태에서 안정된 웨이트 벡터를 지키기 위해서 부분적으로 기여할 수 있다.

V. 새로운 비선형 룽 코드 MMSE 수신기 실행

파일럿 채널을 사용한 룽 코드 MMSE 수신기 구성 블록선도를 그림 1에 제시하였다. 월시코드는 트래픽 채널로부터 파일럿 채널을 구별하는데 디스크리미네이터를 사용한다.

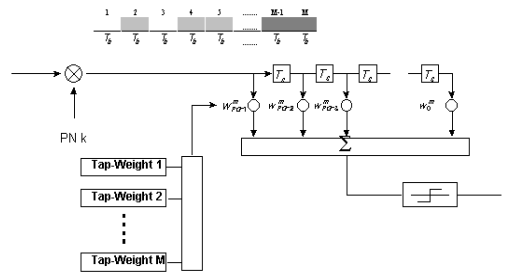


그림 3. 다중 탭 웨이트를 갖는 MMSE 수신기
Fig. 3 MMSE Detector with multiple tap weight

레이리 페이딩이 존재할 경우 채널 전송함수라도 확산부호 m 차 심볼을 넘어 확장된다. 저장과 검색에 의하여 특별한 서브기간 웨이트와 메모리로부터 code-on-pulse의 같은 트랜버설 필터 구조는 그림3에 보인 것 같이 사용할 수 있다.

롱 코드 MMSE 수신기의 실행 검사, ALTA에 의한 SPW 부호가 사용되는 컴퓨터 시뮬레이션 파라미터들은 아래와 같이 된다. co-users의 수는 10, 토폴러 변이 주파수의 레인지는 70Hz에서 130Hz, 변조타입은 BPSK 그리고 E_b/N_o 는 20dB와 같으며, 특별하게 레일레이 페이딩 내에서 허용할 수 있는 롱 코드 최대 기간을 체크하고, 기간4, 8 그리고 $16 \times T_b$ 의 롱 코드를 분리 사용하는 컴퓨터 시뮬레이션을 수행한다.

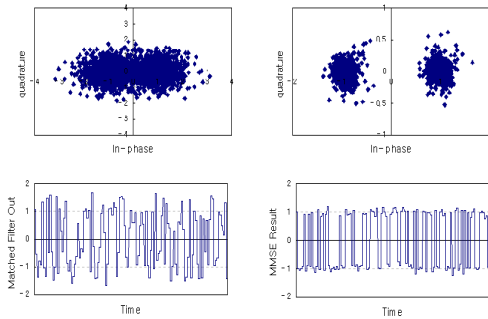


그림 4. 레일레이 페이딩 채널 환경의 전송함수 판단(크기와 위상)

Fig. 4 The estimated transfer function of Rayleigh fading channel environment (Magnitude and Phase)

컴퓨터 시뮬레이션에서 레일레이 페이딩 채널 사용의 전송함수는 그림 4와 같이 산정한다. 신호 특성의 컴퓨터 시뮬레이션 결과와 일반적인 정합 필터를 위한 심볼 산정의 산란과 $16 \times T_b$ 롱 코드 파일럿 채널을 사용하는 MMSE 수신기 신호를 그림 5에 보였다. 그림 5에서 MMSE 수신기의 신호특성 산정이 일반적 정합필터 수신기보다 더 좋은 것을 알 수 있다.

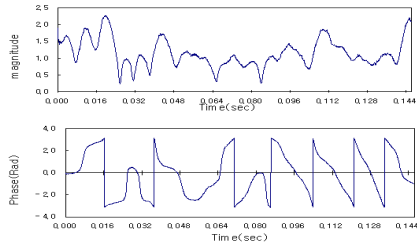


그림 5. 정합필터 출력과 MMS 검파기출력(산란과 신호모양)

Fig. 5 Matched filter output and Adaptive MMSE Detector output (scattering plot and signal plot)

그림6, 7에서 수신신호 벡터의 보상 기간이 어떻게 되는지 나타내었다. 그리고 에러 신호가 수신기 웨이트 벡터와 최종 수신기의 BER 안정성 영향에 대해 그림 7에서 BER 수행을 면밀히 보면 롱 코드의 길이가 $16 \times T_b$ 보다 길지 않다는 것을 알 수 있다. 따라서 MMSE 롱 코드 수신기는 일반적인 정합필터 수신기보다 수행이 더 좋은 결과를 얻을 수 있었다.

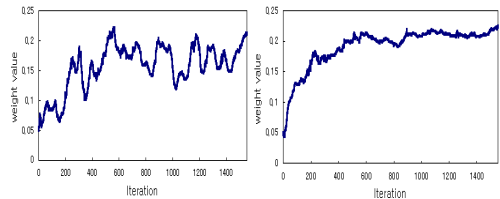


그림 6. 탭 웨이트 융합(왼쪽: 오로지 위상보상 경우 오른쪽: 위상과 이득 보상)

Fig. 6 Tap weight convergence (left : with only phase compensation, right : phase & gain compensation)

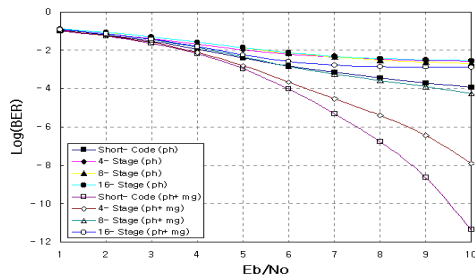


그림 7. 비트 에라 비율(ph : 위상보상, ph+mg: 위상과 크기 보상)

Fig. 7 Bit error rate (ph : phase compensation, ph+mg : phase & magnitude compensation)

VI. 결 론

디지털 셀룰러 전화 통신을 위한 CDMA 표준과 룡 코드 확산 부호에 대해서 상술하였다. MMSE 수신기의 웨이트 벡터 계산은 MAI에 의한 방법으로 파워 제어가 없이 CDMA의 문제를 간단하게 해결할 수 있으며, 계속 MMSE 수신기를 연구하는 기술자들에 의해서 일반적인 정합 필터를 대체하는 기능의 하나가 될 수 있다. 레일리 페이딩이 다중 사용자 검파를 어렵게 하는 문제를 해결하기 위해 본 논문은 채널배열 시도로 파일럿 채널을 갖는 룡코드 MMSE 수신기에서 웨이트 벡터의 연속확산 기간의 확장효과가 컴퓨터 시뮬레이션으로 $16 \times T_b$ 정도 확장된 결과를 얻었다. 또한 파일럿 채널을 참고하면 원하는 신호의 채널 전송함수의 시간 변화를 예측할 수 있고, 페이딩 채널에 의해 나타나는 왜곡을 보상할 수 있으며, LMS 알고리즘을 기반으로 하는 수신기 웨이트 벡터는 에러 신호를 좋게 하는 동시에 수신 신호도 양호하게 한다. 따라서 룡코드 MMSE 수신기가 보상이 없는 일반적 정합필터 수신기보다 수행이 더 안정되고 좋은 결론을 얻게 되었다.

REFERENCES

[1] A.Duel-Hallen, "Decorrelating decision- feedback multiuser detector for synchronous code-division multiple-access channel," IEEE Trans. Comm., vol. 41, pp. 285-290, Feb. 1993.

[2] T.S. Rappaport: Cellular Radio & Personal Communications, IEEE, 2008.

[3] U. Madhow, M.L Honig, "MMSE Interference Suppression for Direct-Sequence Spread- Spectrum CDMA" IEEE Trans. on Com. vol. 42, No. 12, pp. 3178-3188, Dec. 1994.

[4] U. Madhow, "MMSE Interference Suppression for Joint Acquisition and Demodulation of Direct-Sequence CDMA Signal" Report of ECE DEPT. and Coordinated Science Lab. Univ. of Illinois, pp. 105-107, 2005.

[5] Nitin R. Mangalvedhe, J.H. Reed, "Blind CDMA Interference Rejection in Multipath Channels" ,Proc. of VTC'97, pp. 21-25, 2008.

[6] Urbashi Mitra, H. Vincent Poor, "Adaptive

Receiver Algorithms for Near-Far Resistant CDMA", IEEE Part 11: Wireless LAN medium access control Physical Layer Specification amendment 4: Further higher data rate extension in the 2.4GHz Band, IEEE Trans. on Comm. vol. 4, pp. 105-108, Jun, 2003.

- [7] 강명구, "무선인식 기술기반 멀티미디어 서비스 플랫폼 설계에 관한 연구", 한국전자통신학회 논문지, 4권, 1호, pp. 24-27, 3월, 2009.
- [8] 김경연, "MMIMO MC-CDMA 시스템에서 MMSE 수신기 출력의 접근적 양상", 한국통신학회 논문집, 44tc-4-2, pp. 150-158, 2007.
- [9] 강병권, "고속 무선통신을 위한 비선형 MMSE 검출기를 갖는 터보처리 다중 입출력 시스템", 한국전자과학회 논문집, 제17권, 제12호, pp. 88-90, 2008.

저자 소개



강명구(Myoung-ku Kang)

1970년 광운대학교 무선통신학과 졸업(공학사)

1981년 건국대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사)

2001년 경희대학교 대학원 전파공학과 졸업(공학박사)

2001년 현재 인천대학교 정보통신공학과 교수

2000년 정보통신 특급 감리원

* 관심분야 : 디지털 전파방송 시스템