
DS-CDMA 하향링크에서 파일럿지원 채널등화기를 이용한 단일사용자 수신기

남옥우*, 김재형*, 김응배**

A Single-User Receiver using Pilot-Assisted Channel Equalizer for DS-CDMA Downlink

Ock-Woo Nam, Jae-Hyung Kim, Eung-Bae Kim

요 약

DS-CDMA 하향링크에서는 직교확산부호에 의하여 사용자들을 구분하는데 다중경로 페이딩(multipath fading)에 의한 다중접속간섭(MAI)과 주파수 선택적 페이딩에 의하여 확산부호의 직교성은 깨어지게 되고 시스템의 성능열화를 가져온다. 따라서 본 논문에서는 선형 채널 등화기를 사용하여 다중경로 페이딩 채널을 등화 시킴으로써 직교부호의 직교성을 복구한 후 부호-정합 필터(code-matched filter)를 통하여 데이터를 복조하는 단일사용자 수신기를 제안하였다. 기존의 연구는 주로 이상적인 채널정보를 가정하였는데 본 논문에서는 채널추정 방법으로 병렬기준전송(transmission of a parallel reference)방법인 파일럿 채널지원(pilot channel assisted)방법을 사용하였으며, 특히 채널 추정의 정확도를 높이기 위하여 사용자 신호에 주기적으로 보호심볼(guard symbol)을 삽입하였다. 성능분석결과 정확한 채널추정으로 인하여 이상적인 채널정보를 사용한 경우에 비해 성능저하가 크지 않았으며, MMSE criterion에 의한 채널등화로 기존의 수신기에 비해 특히 사용자가 많을 경우에 우수한 성능을 보임을 알 수 있었다.

Abstract

DS-CDMA downlink distinguishes actual user by orthogonal spreading codes ,but its orthogonality may be lost by the multiple access interference(MAI) caused by the multipath channel. Therefore in this paper, we

* 창원대학교

** 한국전자통신연구원

접수일자 : 2000년 7월 3일

proposed the single-user receiver, which use linear channel equalizer to eliminate the interference due to multipath channel and to recover orthogonality and then use code-matched filter to detect transmitted data.

Unlike existing research, which mainly assumed ideal channel information, we use pilot channel assisted methods that is a kind of transmission of a parallel reference method to estimate the channel coefficients. Especially we use guard symbols which are inserted periodically to estimate channel coefficients exactly without interference from user signal. The results show that we accepted an approximately ideal channel information and achieved excellent performance improvement using proposed receiver compared with the conventional receiver especially user populations are high.

I. 서 론

현재 상용화 표준인 IS-95의 하향링크에서는, 사용자들이 직교확산부호(orthogonal spreading codes)에 의해 다중화(multiplexing)되고 있다. 그러나 다중경로 전파(multipath propagation)와 주파수-선택적 페이딩(frequency-selective fading)에 의해, 사용자 부호들간의 직교성이 깨어지게 되고 다중접속간섭(multiple access interference)에 의해 수신기의 성능이 크게 열화 된다. 이러한 MAI를 제거하기 위한 방법으로 stochastic gradient methods 나 minimum mean-squared-error(MMSE) criterion에 기초한 여러 가지의 적응알고리즘이 제안되었다.^[1-3]

지금까지 제안된 알고리즘들은 주로 상향링크에 대한 것이었다. 하향링크의 경우는 상향링크의 특수한 경우로 볼 수 있기 때문에 상향링크에 대한 복조 알고리즘을 하향링크에 적용할 수 있고 다음과 같은 하향링크의 독특한 특성 때문에 하향링크에만 적용할 수 있는 특수한 알고리즘의 개발이 가능하다.^[6-10]

- 하향링크에서는 상향링크와는 반대로 동일한 채널을 통하여 전송된 모든 K 명의 사용자 신호가 이동국(mobile station)에 나타난다.
- 하향링크의 경우에는 기지국으로부터 다른 이동국으로 전송하는데 사용된 사용자 부호를 개개의 이동국에서 사전에 알지 못하고, 단지 사용자 자신의 부호만을 이용하여 데이터가 검파된다.
- 이동국에서 복조 알고리즘을 단순하게 설계해야 단말기를 소형 경량으로 할 수 있고 전력 소비도 작다.

본 논문에서는 파일럿지원 채널 등화기를 이용하여 다중경로 페이딩 채널을 등화 시킴으로써 MAI를 효과적으로 제거하고 직교부호의 직교성을 복구한 후 부호-정합 필터(code-matched filter)를 통하여 데이터를 복조하는 단일사용자 수신기를 제안하고자 한다. 본 수신기의 구조적인 특징으로는 다음과 같다. 먼저 사용자 데이터에 주기적으로 보호심볼(guard symbol)을 삽입함으로써 보호심볼 구간에서는 사용자 신호의 송신전력을 최소화 시켜 채널 추정의 정확도를 높이고, 보호구간에서 추정된 채널계수를 이용하여 파일럿 신호를 재구성한 후 수신신호에서 감산을 함으로써 채널 등화기의 계산량이 줄어들게 하였다. 또한 파일럿 채널의 전력 최적화를 통하여 채널추정의 정확도를 높였으며, 보호심볼 구간에서의 채널추정이 매우 정확할 경우 파일럿 채널 신호를 거의 완벽하게 제거할 수 있어 사용자 신호에는 거의 간섭을 야기시키지 않는다. 이렇게 추정된 정보를 이용하여 MMSE criterion에 의한 채널등화와 부호정합필터에 의한 데이터 복조를 수행하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 하향링크의 수신신호 모델을 설명하고 III장에서 파일럿 지원 채널등화기를 이용한 단일사용자 수신기 구조에 대하여 설명한다. 제안된 수신기에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 IV장에서 제시하고, V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 하향링크 수신신호 모델

그림 1은 CDMA 시스템의 하향링크 수신신호 모델을 나타낸 것이다.

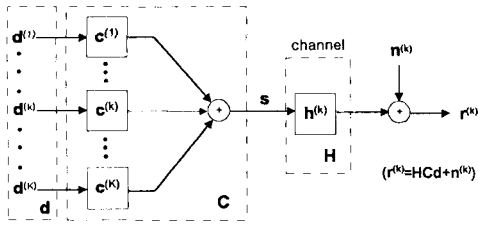


그림 1. CDMA 시스템의 하향링크 모델

여기서 $\mathbf{d}^{(k)}, k=1...K$ 는 k 번째 사용자에게 의해 전송된 데이터 벡터로써 $d \in \{+1, -1\}$ 이며 K 는 사용자수를 나타낸다. 따라서

$$\mathbf{d} = (\mathbf{d}^{(1)T}, \mathbf{d}^{(2)T}, \dots, \mathbf{d}^{(K)T})^T \dots\dots\dots (1)$$

이다.

$\mathbf{c}^{(k)}, k=1...K$ 는 사용자 k 의 확산부호로써 $c \in \{+1, -1\}$ 이며

$$\mathbf{C} = [\mathbf{c}_0^{(k)}, \mathbf{c}_1^{(k)}, \dots, \mathbf{c}_{Q-1}^{(k)}]^T \dots\dots\dots (2)$$

이다. 즉, \mathbf{C} 는 $(NQ) \times (KN)$ 의 크기를 가지는 행렬로써, N 은 데이터 블록의 길이, Q 는 확산계수를 의미한다.

\mathbf{h} 는 채널 임펄스응답을 나타내는 행렬이며, k 번째 사용자의 채널 임펄스응답을 $\mathbf{h}^{(k)}$ 라 표현하면

$$\mathbf{h}^{(k)} = [h_0, h_1, \dots, h_{W-1}]^T \dots\dots\dots (3)$$

(3)이다. 여기서 W 는 칩주기로 주어지는 최대 다중 경로 지연시간을 의미한다. 하향링크의 경우 모든 사용자 신호는 동일한 채널을 경험하기 때문에 $\mathbf{h}^{(k)} = \mathbf{h}$ 라 둘 수 있다. 즉 \mathbf{H} 는 $(NQ + W - 1) \times (NQ)$ 의 크기를 가지는 행렬로써

$$\mathbf{H} = (\mathbf{H}_{i,j}) ; i=1, \dots, NQ+W-1, j=1, \dots, NQ \dots\dots\dots (4)$$

이다.

$\mathbf{n}^{(k)}$ 은 셀간간섭과 열잡음을 나타내는 잡음벡터

이다.

결과적으로 수신된 벡터는

$$\mathbf{r}^{(k)} = \mathbf{H}\mathbf{C}\mathbf{d} + \mathbf{n}^{(k)} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}^{(k)} \dots\dots\dots (5)$$

으로 표현될 수 있다. 단, $\mathbf{s} = \mathbf{C}\mathbf{d}$ 이다.

III. 파일럿지원 채널등화기 및 단일사용자 수신기

그림 2는 제안된 파일럿지원 채널등화기를 이용한 단일사용자 수신기의 블록도를 나타낸 것이다.

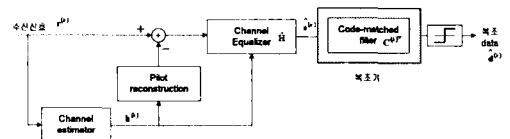


그림 2. 파일럿지원 채널 등화기를 이용한 단일사용자 수신기의 블록도

1. 파일럿 채널을 이용한 채널추정기

다중경로 페이딩의 경우, 채널의 임펄스응답은 시변적이며 파일럿 신호를 이용하여 수신기에서 추정이 가능하다. 파일럿 신호는 수신신호에 주기적으로 삽입하는 다중화방식과 별도의 파일럿채널을 사용하는 파일럿 채널방식을 들 수 있는데, DS/CDMA의 하향링크의 경우 별도의 파일럿 신호를 병렬로 전송하는 파일럿 채널 방식이 매우 효과적이다^[12].

그림 3은 채널추정을 위한 파일럿채널과 데이터 채널을 나타낸 것이다.

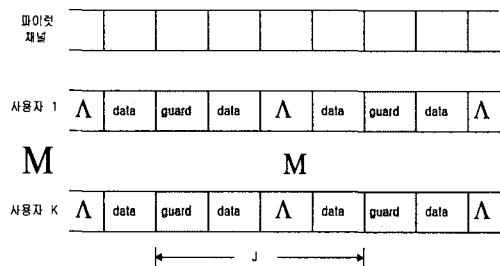


그림 3. 파일럿 채널과 보호구간을 삽입한 데이터 프레임구조

전송 데이터들은 J 개의 심볼을 갖는 블록으로 나누어 진다. 보호심볼(guard symbol)을 두는 목적 중의 하나는 정확한 채널추정을 위한 것인데, 편의 상 모든 파일럿 심볼이 $\{+1\}$ 의 값을 가진다고 가정하면, 채널 추정기는 채널이득에 대한 추정값을 만들어 내고 이 채널 추정값에 대한 시퀀스가 데이터 블록구간에서의 페이딩 이득을 얻기위하여 보간된다.

그림 4는 보호심볼 구간에서의 수신신호 구조를 보여준 것이다.

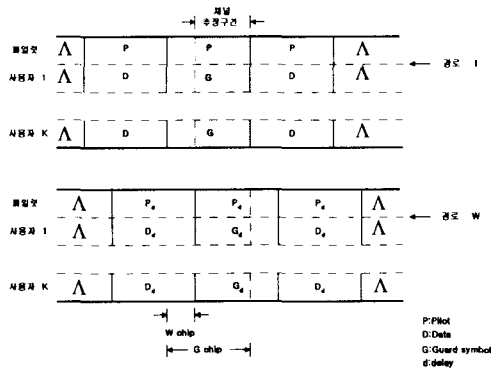


그림 4. 보호심볼 구간에서의 수신신호 구조

그림에서 볼 수 있듯이 채널추정 구간($G-W$)에서는 사용자 신호에 의한 간섭이 존재하지 않으므로 RAKE수신기 형태의 채널 추정기를 이용하여 상관시킨 채널 추정기의 출력은

$$\hat{\mathbf{g}} = \mathbf{C}_p \mathbf{g} + \mathbf{n}_p \quad \dots\dots\dots (6)$$

이다.

여기서 $\hat{\mathbf{g}}$ 는 보호심볼 구간에서의 채널추정 벡터로 $\hat{\mathbf{g}} = [\hat{g}_1, K, \hat{g}_W]^T$ 이고, \mathbf{g} 는 보호심볼 구간내의 채널추정 구간에서의 채널계수벡터로 $\mathbf{g} = [g_1, K, g_W]^T$ 이다. 단, W 는 분리된 다중경로의 개수를 나타내고 \mathbf{n}_p 는 분산이 σ_n^2 인 부가성 잡음 벡터를 의미한다. 그리고 \mathbf{C}_p 는 채널추정 구간에 포함된 파일럿 채널 확산부호의 부분 상관계수 행

렬이다. $\hat{\mathbf{g}}$ 에는 다중경로 페이딩에 의한 경로간 간섭신호가 포함되어 있으며 역상관기(decorrelator)를 이용하여 경로간 간섭을 제거시킨다. 즉, 경로간 간섭이 제거된 채널 추정값은

$$\mathbf{Z} = \mathbf{C}_p^{-1} \hat{\mathbf{g}} = \mathbf{g} + \mathbf{C}_p^{-1} \mathbf{n}_p \quad \dots\dots\dots (7)$$

에 의하여 얻을 수 있다. 여기서 부분상관행렬 \mathbf{C}_p 의 크기는 $(W \times W)$ 인데 보호구간의 일부분에서 부분적인 부호를 이용하여 상관시킨 값에 의하여 채널을 추정하므로 본 논문에서는 추정의 신뢰도를 높이기 위하여 칩 당 m 회의 부분 샘플링(fractional sampling)을 이용하는 것으로 가정하였다. 따라서 채널 추정기에서의 역상관기는 $(mW \times mW)$ 의 크기를 가진다.

그림 5는 채널 추정기의 블록도를 보여준 것이다.

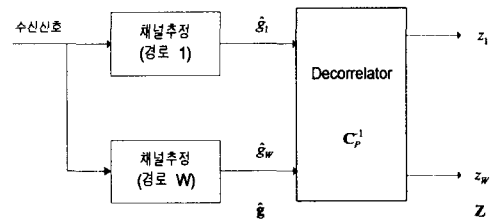


그림 5. 채널 추정기의 블록도

보호구간에서의 추정된 채널계수는 MMSE-보간기에 의하여 다른 구간에서의 채널계수들을 계산한다. 즉, n 번째 프레임에서 채널이득의 추정치들은

$$\hat{\mathbf{H}}[n] = \mathbf{W} \cdot \mathbf{Z}[n] \quad \dots\dots\dots (8)$$

으로 보간된다. 여기서

$\hat{\mathbf{H}}[n] = \left[\hat{\mathbf{h}}[1], \hat{\mathbf{h}}[2], \dots, \hat{\mathbf{h}}[p] \right]^T$ 는 n 번째 블록에서의 페이딩 이득에 대한 보간기 출력이며, \mathbf{W} 는 $(p \times J)$ 의 크기를 가지는 보간기 이고 $\mathbf{Z}[n]$ 은 $(J \times 1)$ 의 크기를 가지는 보간기 입력벡터이다. 단, $p = NQ + W - 1$ 이다.

표 1은 SNR과 칩 당 샘플수에 따른 채널추정의 평균-자승오차(mean-square error)를 보여준 것이고 그림 6은 보간기에 의한 전구간에 대한 채널추정치를 이상적인 채널정보와 비교한 것이다.

표 1. SNR과 칩 당 샘플수에 따른 채널추정의 평균-자승오차

samples/chip	SNR (× 10 ⁻³)			
	5 dB	10 dB	15 dB	20 dB
1	12.11	3.86	1.24	0.40
3	4.07	1.35	0.43	0.17

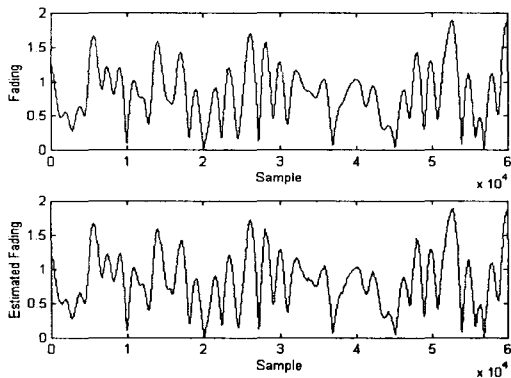


그림 6. 전 구간에 대한 채널추정치 비교

(mse = 0.38 × 10⁻³)

상 : 이상적인 채널정보

하 : 보간기를 통한 채널추정

2. 다중경로 채널 등화기

수신된 벡터 $\mathbf{r}^{(k)}$ 가 채널 등화기에 입력되어 \mathbf{s} 의 추정치 $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$ 이 출력된다. 편의상 잡음벡터의 공분산 행렬 \mathbf{R}_n 을 $\sigma^2\mathbf{I}$, 데이터 벡터의 공분산 행렬 \mathbf{R}_d 를 \mathbf{I} 라 두면 \mathbf{s} 의 추정치는 다음과 같이 표현될 수 있다. 즉,

$$\hat{\mathbf{s}}^{(k)} = \hat{\mathbf{H}} \mathbf{r}^{(k)} \dots\dots\dots (9)$$

이다. 단, \mathbf{I} 는 단위행렬이고, σ^2 은 잡음의 분산이

며 $\hat{\mathbf{H}}$ 은 Zero Forcing(이하 ZF) 또는 MMSE criterion에 의하여 설계가 가능하다. 먼저, ZF criterion을 이용할 경우 \mathbf{s} 의 추정치는

$$\hat{\mathbf{s}}_{ZF}^{(k)} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{r}^{(k)} \dots\dots\dots (10)$$

이다. 여기서 $(\cdot)^T$ 는 전치행렬을 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 복소수의 공액값을 나타낸다. 또한 MMSE criterion에 의한 \mathbf{s} 의 추정치는

$$\hat{\mathbf{s}}_{mmse}^{(k)} = (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{R}_s^{-1})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{r}^{(k)} \dots\dots\dots (11)$$

로 주어진다. 여기서 \mathbf{R}_s 는 $(NQ) \times (NQ)$ 의 행렬로써 \mathbf{s} 의 공분산 행렬이다.

3. 부호-정합 필터에 의한 데이터 복조

하향링크 데이터 복조는 관심이 있는 k 번째 사용자에게 관련된 출력 $\mathbf{d}^{(k)}$ 만을 처리한다. 채널 등화기로부터 $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$ 이 출력되면 부호-정합 필터 또는 적응형 부호-정합 필터에 의하여 $\mathbf{d}^{(k)}$ 의 복조값 $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ 을 출력한다. 먼저 ZF 블록 선형등화기에 의한 $\mathbf{d}^{(k)}$ 의 추정치는

$$\mathbf{d}_{ZF}^{(k)} = \mathbf{C}^{(k)T} (\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{r}^{(k)} \dots\dots\dots (12)$$

로 표현되며, MMSE 블록 등화기에 의한 $\mathbf{d}^{(k)}$ 의 추정치는

$$\mathbf{d}_{mmse}^{(k)} = \mathbf{C}^{(k)T} (\mathbf{H}^T \mathbf{H} + \sigma^2 \mathbf{R}_s^{-1})^{-1} \mathbf{H}^T \mathbf{r}^{(k)} \dots\dots\dots (13)$$

로 표현된다.

식(13)에서 볼 수 있듯이 MMSE 블록 등화기의 경우 공분산 행렬 \mathbf{R}_s 는 사용자 k 와 부호 $\mathbf{c}^{(k)}$, $k=1\dots K$ 에 의존하기 때문에 사용자가 전송을 시작하고 멈춤에 따라 새로 계산되어야 한다. 여기서 공분산 행렬 \mathbf{R}_s 는 band 구조이고 블록 구조이며 Hermitian행렬인데, 만약 특별한 경우로 모

든 $n=1...K, k=1...K$ 에 대하여 $E[|d^{(k)}|^2]$ 이 1이고, 모든 $q=1...Q, k=1...K$ 에 대하여 $|c^{(k)}|^2$ 이 1 이라면 \mathbf{R}_s 의 모든 대각 요소는 K 가 되고 $Q-1$ 개의 대각 요소들의 절대값은 0이 아닌 K 보다 작은 값을 가진다. 이러한 \mathbf{R}_s 에 대한 역변환은 대단히 어렵기 때문에 \mathbf{R}_s 를 다음과 같이 근사적으로 계산하는 것이 바람직하다. 즉, $\mathbf{R}_s \approx K\mathbf{I}$ 로 근사화하면 MMSE 블록 등화기에 의한 데이터 복조는

$$\tilde{\mathbf{d}}_{mmse}^{(k)} = \mathbf{C}^{(k)*T} \left(\mathbf{H}^{*T} \mathbf{H} + \frac{\sigma^2}{K} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}^{*T} \mathbf{r}^{(k)} \dots\dots\dots (14)$$

와 같이 된다.

IV. 성능 평가

본 절에서는 제안된 파일럿지원 채널등화기를 이용한 단일 사용자 수신기의 성능에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 결과를 제시한다. 채널 등화기는 Zero Forcing 등화기 및 MMSE 등화기를 고려하였고, 데이터 복조기로는 부호-정합 필터방식의 수신기를 고려하여 성능을 비교하였다. 성능분석에 사용된 수신기는 아래와 같고 사용자 수 및 SNR에 따라 비교하였다.

- ZF 채널 등화기 / 부호-정합 필터 수신기 (ZFE-MF)
- MMSE 채널등화기 / 부호-정합 필터 수신기 (MMSE-MF)

시뮬레이션을 수행하는데 가정한 조건은 다음과 같다.

- 동등한 전력을 가지는 2 경로 페이딩 채널
- 정규화된 최대 페이드율 $f_d \cdot T$ 는 0.01
- 최대 경로 지연은 칩 주기 단위로 10칩이내
- 주기가 32인 Walsh부호를 확산부호로 사용
- 보호심볼 삽입주기 = 5

먼저 그림 7은 이상적인 채널 정보를 이용할 경우 채널등화기를 적용하지 않은 기존의 RAKE 수신기와 ZFE-MF 그리고 MMSE-MF 수신기의 BER 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 보여준 것이

다.(이하 그림 7, 8, 9, 10에서 X축은 Average Eb/No [dB]이고 Y축은 BER이다.) 채널 등화기를 적용시키는 데이터 블록의 길이는 4심볼(N=5), 정규화된 도플러 주파수 $f_d \cdot T = 0.01$ 을 가정하였다.

제안된 수신기의 경우 기존의 RAKE 수신기에 비해 SNR이 높고 사용자수가 많을수록 양호한 성능을 보이고 있으며, 특히 MMSE-MF의 경우 성능이 훨씬 좋음을 알 수 있다. ZFE-MF의 경우 사용자의 변화에 따른 수신기의 성능차이가 거의 없었으며 MMSE-MF의 경우 ZFE-MF보다 훨씬 뛰어난 성능을 보임을 알 수 있다.

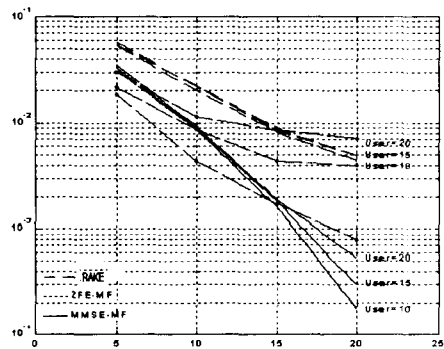


그림 7. 이상적인 채널 정보에서의 수신기의 성능평가

그림 8은 설계된 채널 추정기를 적용하여 ZFE-MF, MMSE-MF 수신기의 성능을 비교한 결과이다.

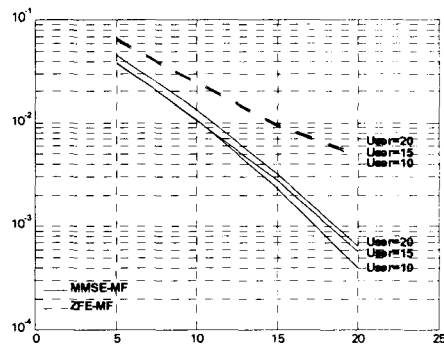


그림 8. 채널 추정기를 적용한 수신기의 성능평가

MMSE-MF 수신기의 경우 ZFE-MF 수신기를 사용한 경우보다 매우 우수한 성능을 보이고 있으며 정확한 채널추정으로 인하여 이상적인 채널정보를 사용하는 경우에 비해 성능저하가 크지 않음을 알 수 있다.

그림 9는 RAKE수신기의 각 가지에 MMSE를 적용한 LMMSE 수신기(적응형 RAKE 수신기) [6]와 MMSE-MF 수신기의 성능을 이상적인 채널정보를 가정하여 비교한 결과이다.

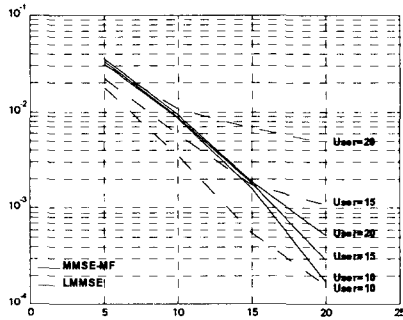


그림 9. LMMSE 수신기와 MMSE-MF 수신기의 성능비교 (이상적인 채널정보)

결과에서 보듯이 사용자 수가 확산이득 $G(=32)$ 의 2/3 이상일 경우 MMSE-MF 수신기의 성능이 LMMSE 수신기에 비해서 크게 개선됨을 볼 수 있다. 또한 MMSE-MF 수신기의 성능은 사용자수에 크게 의존하지 않음을 역시 알 수 있다.

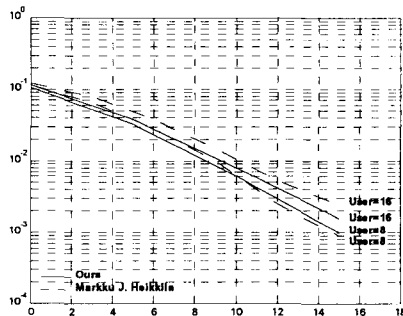


그림 10. Heikkilä의 수신기와 MMSE-MF 수신기의 성능비교

마지막으로 그림 10에서 Markku J. Heikkilä가 제안한 수신기[9]와 본 논문에서 제안한 MMSE-MF와의 성능 비교 결과를 제시한다.

Heikkilä 수신기의 경우 동등한 전력을 가지는 3개의 경로로 구성된 다중경로 페이딩 환경의 가정 하에서 Griffiths'알고리즘을 이용한 칩 분리(chip separation)방법으로 채널을 등화시키는 수신기이다. 성능비교결과 사용자가 확산계수 $G(=32)$ 의 1/2 이상이 되면 본 논문에서 제안된 MMSE-MF가 약 1 dB이상의 성능향상을 보임을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 DS-CDMA 하향링크에 적용할 수 있는 파일럿 채널지원 단일사용자 수신기에 관하여 연구하였다. DS-CDMA 하향링크에서는 직교확산부호(Wallsh code)를 사용하는데 다중경로 페이딩(multipath fading)에 의한 다중접속간섭(MAI)과 주파수 선택적 페이딩에 의하여 확산부호의 직교성이 깨어지게 되고 시스템의 성능열화를 가져온다. 본 논문에서는 파일럿지원 채널 등화기를 사용하여 다중경로 페이딩 채널을 등화 시킴으로써 직교부호의 직교성을 복구한 후 부호-정합 필터(code-matched filter)를 통해 데이터를 복조하는 단일사용자 수신기를 제안하였다. 기존의 연구는 주로 이상적인 채널정보를 가정하였는데 본 논문에서는 채널추정 방법으로 병렬기준전송(transmission of a parallel reference) 방법인 파일럿 채널지원(pilot channel assisted)방법을 사용하였으며, 특히 채널 추정의 정확도를 높이기 위하여 사용자 신호에 주기적으로 보호심볼(guard symbol)을 삽입하였다.

성능 분석결과 파일럿지원 채널등화기에 의하여 다중 경로 페이딩 효과를 제거 시킨후 부호-정합 필터를 사용하여 데이터를 복조할 경우 MMSE-MF 수신기가 ZFE-MF 수신기보다 성능이 훨씬 뛰어났으며, 기존의 LMMSE 수신기와 비교했을 경우 사용자수가 확산계수의 2/3이상에서 MMSE-MF 수신기가 훨씬 뛰어난 성능을 보였다. Heikkilä 수신기와 비교했을 경우에도 사용자 수가 확산계수의 1/2이상일 경우에 성능이 우월함을 알 수 있었다.

참고문헌

[1] S.L. Miller, "An Adaptive Direct-Sequence code-Division Multiple Access Receiver for Multiuser Interference Rejection", IEEE transactions on Communications, vol.43, pp. 1746-1775, Feb.-Apr. 1995

[2] M.Latva-aho, "Advanced receivers for wideband CDMA systems", Doctoral thesis, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, Finland 1998

[3] M.L. Honig, U. Madhow and S. Verdú, "Blind adaptive multiuser detection", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 41, pp.944-960, July 1995

[4] N. Zecevic and J. H. Reed, "Blind adaptation algorithms for direct-sequence spread-spectrum CDMA single-user detection", IEEE International Vehicular Technology Conference, VTC'97, May 1997, pp.2133-2137

[5] P. Komulainen, Y. Bar-Ness and J. Lilleberg, "Simplified bootstrap adaptive decorrelator for CDMA downlink", IEEE International Conference on Communications, ICC'98 Atlanta, USA, June 1998, pp.380-384

[6] Matti Latva-aho, "Modified LMMSE Receiver for DS-CDMA-PartI; Performance Analysis and Adaptive Implementations", Proceedings of ISSSTA98 conference, Vol. 2, pp.652-662, Sum city, South Africa, 1998.

[7] Kemin Li and Hui Liu, "Blind Channel Equalization for CDMA Forward Link", Proceedings of VTC 1999-Fall, Vol.4, pp.2353-2357, Amsterdam, The Netherlands, 1999.

[8] Stefan Werner and Jorma Lilleberg, "Downlink channel decorrelation in CDMA systems with long codes", Proceedings of VTC'99 Vol. 2, pp.1614-1617, Hoston, USA, 1999.

[9] Markku J. Heikkilä, "Adaptive channel equalization", Proceedings of VTC 1999-Fall Vol.2, pp. 978-982, Amsterdam, The Netherlands, 1999

[10] Petri Komulainen and Markku J. Heikkilä, "Adaptive channel equalization based on chip separation for CDMA downlink", PIMRC'99 Vol.3, pp.1114-1118, Osaka, Japna, 1999

[11] Matti Latva-aho, Markku Juntti and Ian Oppermann, "reconfigurable Adaptive RAKE receiver for Wideband CDMA Systems", Proceedings of VTC'98, Vol.III, pp.1740-1744, Ottawa, Canada, 1998.

[12] Rafal Krenz, Flavio Muratorea and Giovanni Romano, "Channel estimation for a DS-CDMA mobile radio system with a coherent reception' IEEE, pp.724-728, 1994.

[13] John G. Proakis, "Digital Communicati-ons-third edition", McGraw-Hill,Inc., 1995.

[14] S.Verdu, "Multiuser Detection", Cambridge University Press, 1998

남 옥 우(Ock-Woo Nam)

1993년 2월 : 창원대학교 제어계측공학과 공학사
 1994년 3월~ 1995년 4월 : 한국전력공사
 1998년 2월 : 창원대학교 전기전자제어공학과 공학 석사
 1998년 2월~현재 : 창원대학교 전기전자제어공학과 박사과정
 *주관심 분야 : 이동통신, CDMA시스템, TDMA 시스템, IMT-2000, B-WLL

김 재 형(Jae-Hyung Kim)

1983년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사
 1985년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학석사
 1989년 8월 : 고려대학교 전자공학과 공학박사
 1991년 9월 ~현재 : 창원대학교 제어계측공학과 부 교수
 1994년 3월~1995년 2월 : 캐나다 Simon Fraser

Univ. 방문교수

*주관심 분야 : 이동통신, 디지털무선통신, B-WLL

김 응 배(Eung-Bae Kim)

1981년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학사

1983년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학석사

1999년 2월 : 고려대학교 전자공학과 공학박사

1983년 2월~1988년 3월 : 금성전기연구소 연구원

1988년 3월~1989년 11월 : 한국통신진흥(주) 과장

1989년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 무선방송연
구소 광대역 무선멀티미디어팀장

*주관심 분야 : 이동통신, B-WLL, IMT-2000