

# 다중 확산 부호를 사용한 DS-CDMA에 대한 주파수 선택적 페이딩 채널에서 주파수 영역 터보 등화 기법

정회원 이준경\*, 준회원 이택주\*, 정회원 채혁진\*, 김동구\*

## Frequency Domain Turbo Equalization for Multicode DS-CDMA in Frequency Selective Fading Channel

Jun Kyoung Lee\* *Regular Member*, Taekju Lee\* *Associate Member*,  
Hyuk Jin Chae\*, Dong Ku Kim\* *Regular Members*

### 요 약

무선 이동 통신에서 여러 가지 멀티미디어 서비스를 제공하기 위해서는 더 높은 수준의 전송률을 필요로 하게 된다. DS-CDMA에서 전송률을 증가 시키는 방법으로 다중 확산 부호의 사용을 생각할 수 있다. 그러나 다중 경로 채널에서는 사용된 다중 확산 부호 간의 직교성이 파괴되어 코드 간 간섭을 일으키게 된다. 이 코드 간 간섭 현상은 다중 확산 부호를 사용한 DS-CDMA의 비트 오류 성능(BER)을 크게 떨어뜨린다. 일반적인 다중부호 DS-CDMA 시스템은 레이크(Rake) 수신기와 터보 디코더를 사용하는데, 이 방법으로는 코드 간 간섭 현상(ICI)으로 발생하는 오류 마루(error floor)를 극복 할 수 없다. 본 논문에서는 다중 확산 부호를 사용한 DS-CDMA 시스템에 대하여 최소 평균 제곱 오류(MMSE)를 기반으로 한 주파수 영역 터보 등화 기법(FDTE-MMSE)을 제안하고 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 성능을 확인하였다. 시뮬레이션 결과에 따르면 다중 경로 채널의 길이가 1보다 클 경우, 높은  $E_b/N_0$ 에서 FDTE-MMSE의 성능이 레이크 수신기와 터보 디코더를 결합하여 사용한 경우 보다 더욱 우수한 것으로 나타났다.

**Key Words** : Multicode DS-CDMA, Intercode interference, Frequency domain turbo equalization.

### ABSTRACT

The higher data rate of mobile communications has been required for various multimedia services. In DS-CDMA system, one of the solutions to increase the throughput is to use multicode. However, multipath channel destroys the orthogonality of spreading codes, which causes the intercode interference (ICI). ICI gives severe effect on multicode DS-CDMA for BER performance. Conventionally, multicode DS-CDMA system uses the Rake receiver with turbo code, which cannot overcome error floor caused by ICI. In this paper, we propose frequency domain turbo equalization based on minimum mean squared error (FDTE-MMSE) for multicode DS-CDMA in frequency selective channel and evaluate its BER performance by computer simulation. The simulation results show that FDTE-MMSE gives much better performance in high  $E_b/N_0$  than the Rake receiver with turbo code in multipath length  $L > 1$ .

\* 연세대학교 전기전자공학과 이동통신 연구실 (player72@yonsei.ac.kr, leetj@lge.com, kidsknight@yonsei.ac.kr, ddkim@yonsei.ac.kr)  
논문번호 : KICS2007-07-332, 접수일자 : 2007년 7월 26일, 최종논문접수일자 : 2007년 12월 17일

## I. 서 론

세계적으로 널리 사용되고 있는 DS-CDMA는 멀티미디어 서비스 같은 더 높은 수준의 전송률을 요구하는 서비스를 지원하기 위해서 진화하고 있다. 높은 수준의 전송률을 위한 방법의 하나로 직교 다중 코드를 사용(orthogonal multicode multiplexing)하는 방법이 있고, 현재 3GPP의 HSDPA 표준으로 사용되고 있다<sup>[1][2]</sup>. 그렇지만 수십 Mbps 같은 고속 데이터 전송시스템에서는 다중 경로 지연이 증가되고 코드 간섭(ICI)과 심볼간 간섭(ISI)를 일으키게 된다. 이로 인하여 확산 코드의 직교성이 깨지게 된다<sup>[3]</sup>. 다중 경로의 수가 증가함에 따라 주파수 선택성(frequency selectivity)이 증가하게 되고, 코드 간 간섭은 더 심해진다. 결과적으로 레이크 수신기는 다중 경로의 수의 증가로 더 많은 레이크 핑거(finger)를 사용해야만 하고 이는 곧 복잡도의 증가로 이어진다<sup>[4]</sup>. 실질적으로 HSDPA에서 레이크 수신기는 터보코드(turbo code)와 함께 사용되는데 터보코드의 강력한 성능에도 불구하고 여러마루는 다중 경로의 수가 1보다 크면 발생하게 된다.

최소평균 제곱오류 방식을 기반으로 하는 주파수 영역 등화기(FDE-MMSE)는 깨어진 다중코드의 직교성을 어느 정도 복구하고 복잡도도 줄일 수 있는 것으로 알려져 있다. FDE-MMSE 방식의 비트오류 성능은 일반적인 레이크 수신기보다 더 좋다<sup>[4]</sup>. 그러나 FDE-MMSE 자체만으론 멀티미디어 서비스를 지원할 만큼 좋은 품질을 보장 할 수 없다. [3]에서 고속 데이터 전송에서도 좋은 품질을 갖도록 FDE-MMSE에 터보코드를 결합하여 주파수 선택적 채널에서도 향상된 전송률(throughput)을 갖도록 하였다.

본 논문에서는 ICI로 인한 여러 마루를 극복하기 위해서 그리고 멀티미디어 서비스의 고품질을 지원하기 위해서 일반적으로 사용하는 터보코드 대신에 MMSE 기반의 주파수 영역 터보 등화기(FDTE-MMSE)를 제안한다. 터보 등화기는 등화기와 디코딩이 결합된 반복적인 수신기 알고리즘 중의 하나이다. 터보 등화기는 선택적 주파수 페이딩 채널에서 노이즈 레벨을 증가 시키지 않고 우수한 성능을 갖도록 한다는 장점을 가지고 있다<sup>[5]</sup>. 그러므로 FDTE-MMSE는 주파수 선택성이 없는 가우시안 채널에서는 코딩 방법에 따른 성능을 갖는다. MAP(maximum a posteriori) 기반의 터보 등화기를 사용한 것과 계산의 복잡도 면에서 비교할 때 FDE-MMSE 기반의 터보 등화기는 복잡도를 더 낮

출 수 있다<sup>[6]</sup>.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. II절에서는 다중코드 DS-CDMA에 대한 FDTE-MMSE 시스템에 대하여 설명하고 III절에서 FDTE-MMSE의 과정과 소프트 결정을 위한 Log-Likelihood-Ratio(LLR)을 구하는 과정을 보인다. IV절에서 일반적으로 WCDMA(Wideband CDMA)에서 사용되는 레이크 수신기와 터보코드의 결합 성능과 FDTE-MMSE의 성능을 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 비교하고, 마지막으로 V절에서 결론을 서술하였다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 송수신 신호

다중코드 DS-CDMA 시스템의 FDTE-MMSE 송수신기는 그림 1에 나타나 있다. 이진(binary) 정보 시퀀스는 채널 인코더와 인터리버를 거쳐 변조된다. 본 논문에서는 복잡도를 고려하여 BPSK 변조 방식을 사용 하였다(예:  $x_c = (+1, -1)$ ). 변조된 데이터  $\{x_c; c=0, \dots, C-1\}$ 를 병렬화 시키고 시간 영역에서의 확산을 위해 여러 개의 직교 확산 코드  $\{c_{SF,c}(i); c=0, \dots, C-1, i=0, \dots, SF-1\}$ 를 사용한다. 확산된 데이터의 다중화 과정(multiplexing) 이후에 긴 스크램블 코드(long scrambling code)  $\{c_{scr}(i); c= \dots, -1, 0, 1, \dots\}$ 가 곱해져서 결국에 다중코드 DS-CDMA 신호는 노이즈 같은 신호로 전환된다. 전송되는 다중 코드 DS-CDMA 신호는 다음과 같이 표현 된다.

$$s(i) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{c=0}^{C-1} x_c c_{SF,c}(i) c_{scr}(i) \quad (1)$$

여기에서  $i=0, \dots, SF-1$ 이고  $P$ 는 코드 당 전송 파워,  $SF$ 는 확산 인자,  $C(\leq SF)$ 는 사용되는 직교 확산 코드의 수이다. 그리고 식(1)에서,  $|x_c| = |c_{SF,c}(i)| = |c_{scr}(i)| = 1$  이다. 직교 확산 코드와 긴 스크램블 코드는 다음과 같은 특성을 가지고 있다.

$$\begin{cases} \frac{1}{SF} \sum_{i=0}^{SF-1} c_{SF,c}(i) c_{SF,c'}^*(i) = \delta(c-c') \\ E[c_{scr}(i) c_{scr}^*(\tau)] = \delta(i-\tau) \end{cases} \quad (2)$$

여기에서  $(\cdot)^*$ ,  $E[\cdot]$ ,  $\delta(\cdot)$ 는 각각 복소수 켤레화, 앙상블 평균, 델타 함수를 의미한다.

모든 다중 코드 DS-CDMA 심볼 블록마다 앞부

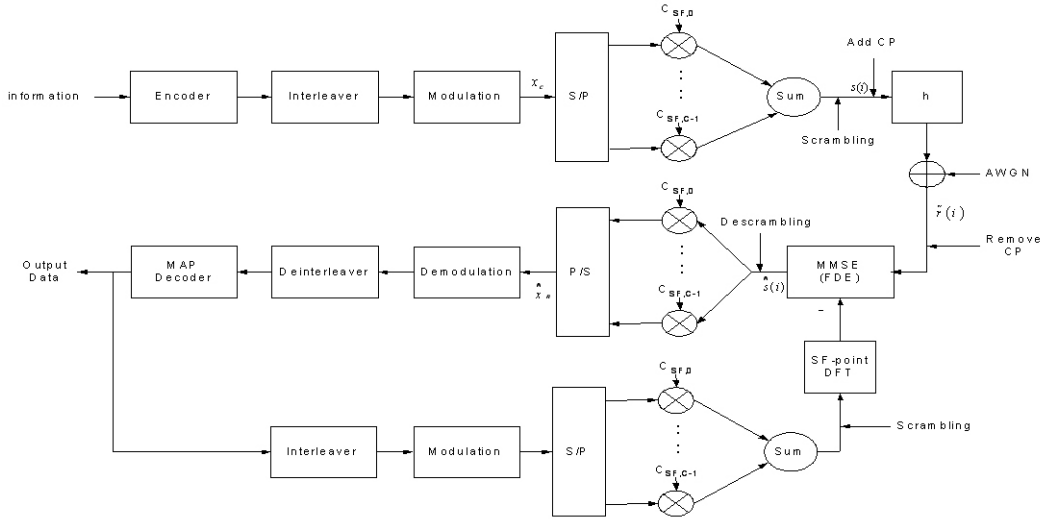


그림 1. 다중 코드 DS-SS-CDMA 시스템의 FDTE-MMSE 송수신기 모델

분에 보호 구간(Guard Interval)이  $N_g$  칩만큼 삽입이 된다. 여기에서  $N_g = T_g/T_c$ 이고  $T_c$ 는 칩의 길이 이다. 그러므로 한 블록의 길이는  $T = T_g + T_s$ 이다.  $T_s$ 는 심볼의 길이 이고  $T_g$ 는 보호 구간의 길이이다. 앞의 식으로부터 FDE-MMSE의 사용 시에는 보호 구간으로 인하여  $(1 + N_g/N_c)$  만큼의 전송률을 잃어버림을 알 수 있다. 여기서  $N_c = T_s/T_c$  이다. 최종적으로 다중 코드 DS-SS-CDMA 신호  $\{\tilde{s}(i); i = -N_g, \dots, SF-1\}$ 가 다중 경로 채널을 통해서 전송된다. 여기서  $\tilde{s}(i) = s(i \bmod SF)$ 이다.

$L$ 개의 독립적인 지연 경로로 존재한다고 가정하면 채널은 다음과 같이 표현된다.

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n - lT_c) \quad (3)$$

여기서  $h_l$ 는  $l$ 번째 경로에 대한 복소수 경로 이득이고  $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l|^2] = 1$ 인 특성을 갖는다. FDE-MMSE를 사용할 경우, 심볼 블록 간 간섭(inter-block interference)를 제거하기 위해서 보호 구간을 사용하므로 본 논문에서는  $N_g \geq L$ 를 가정하였다.

이상적으로 샘플링(sampling)되어 수신된 다중코드 DS-SS-CDMA 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{r}(i) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \tilde{s}(i-l) + n(i), \text{ for } i = -N_g, \dots, SF-1 \quad (4)$$

여기에서  $n(i)$ 는 백색 가우시안 잡음(AWGN)이고 분산은  $2N_0/T_c$ 이다.  $N_0$ 는 한쪽 파워 스펙트럼 밀도(one-sided power spectral density) 이다.

주파수 영역에서 등화과정을 수행하기 위해서 수신된 신호의 보호구간을 제거하고 확산 코드 길이의 DFT를 실행한다.  $k$ 번째 부반송파는 다음과 같이 표현된다.

$$R(k) = \sum_{i=0}^{SF-1} \tilde{r}(i) \exp\left(\frac{-j2\pi ki}{SF}\right) = H(k)S(k) + N(k) \quad (5)$$

여기에서  $k = 0, \dots, SF-1$ 이고  $H(k)$ ,  $S(k)$ ,  $N(k)$ 는 각각 다음과 같이 계산된다.

$$\begin{cases} H(k) = \sum_{i=0}^{SF-1} h(i) \exp\left(\frac{-j2\pi ki}{SF}\right) \\ S(k) = \sum_{i=0}^{SF-1} s(i) \exp\left(\frac{-j2\pi ki}{SF}\right) \\ N(k) = \sum_{i=0}^{SF-1} n(i) \exp\left(\frac{-j2\pi ki}{SF}\right) \end{cases} \quad (6)$$

### 2.2 MMSE 기반의 주파수 영역 등화기

본 논문에서, MMSE 기반의 주파수 영역 등화기(FDE-MMSE)는 에러를 최소화 하기 위해서 선택되었다. 그리고 이 등화기의 계수는 다음과 같이 알려져 있다<sup>[2]</sup>.

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left[ \frac{C}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right]^{-1}} \quad (7)$$

여기에서  $E_s = PT_s$ 는 평균 수신 심볼 에너지이다.

등화기가 실행된 후, 확산 코드 길이의 IDFT를 통해 얻어진 추정된 시간영역 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{s}(i) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} w(k) R(k) \exp\left(\frac{-j2\pi ki}{SF}\right) \\ &= \frac{1}{SF} \left\{ s(i) \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{H}(k) + \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{H}(k) \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq i}}^{SF-1} s(n) \right. \\ &\quad \left. \cdot \exp\left(\frac{j2\pi k(i-n)}{SF}\right) \right\} + \tilde{n}(i) \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $i=0, \dots, SF-1$ 이고,  $\tilde{H}(k)$ ,  $\tilde{n}(i)$ 는 각각 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{cases} \tilde{H}(k) = \frac{H^*(k) \cdot H(k)}{|H(k)|^2 + (C/SF)^{-1} (E_s/N_0)^{-1}} \\ \tilde{n}(i) = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} w(k) N(k) \exp\left(\frac{j2\pi ki}{SF}\right) \end{cases}$$

다음은 추정된 시간 영역 신호로부터 다중 코드 역확산(despreading)이 실행된다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_c &= \sum_{i=0}^{SF-1} \hat{s}(i) \{c_{SF,c}(i)c_{scr}(i)\}^* \\ &= \sum_{i=0}^{SF-1} s(i) \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{H}(k) \{c_{SF,c}(i)c_{scr}(i)\}^* \\ &\quad + \mu_{ICL,c} + \mu_{noise,c} \\ &= \sqrt{\frac{2P}{SF}} \hat{H}x_c + \mu_{ICL,c} + \mu_{noise,c} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $c=0, \dots, C-1$ 이고,  $\hat{H} = \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{H}(k)$ 이고,

$\mu_{ICL,c}$ 는 주파수 선택적 페이딩 채널에 의한 코드 간 간섭 신호이고,  $\mu_{noise,c}$ 는 백색 잡음(AWGN)에 의한 노이즈이다. 코드 간섭 신호와 이 노이즈는 다음과 같이 계산된다.

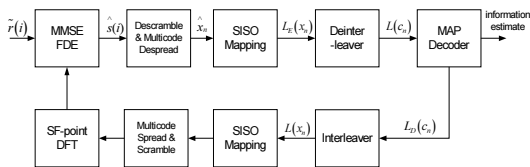


그림 2. 다중 코드 DS-CDMA 시스템의 FDTE-MMSE 구조

$$\begin{cases} \mu_{ICL,c} = \frac{1}{SF} \sum_{i=0}^{SF-1} \{c_{SF,c}(i)c_{scr}(i)\}^* \frac{1}{SF} \cdot \\ \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{H}(k) \sum_{\substack{n=0 \\ n \neq i}}^{SF-1} s(n) \exp\left(\frac{j2\pi k(i-n)}{SF}\right) \\ \mu_{noise,c} = \frac{1}{SF} \sum_{i=0}^{SF-1} \{c_{SF,c}(i)c_{scr}(i)\}^* \tilde{n}(i) \end{cases} \quad (10)$$

식(9)로부터, 추정된 데이터가 등가 채널 이득( $\hat{H}$ )을 가지고 코드 간 간섭과 노이즈가 결합된 새로운 형태의 노이즈가 존재하는 것으로 생각 할 수 있다. 추정하는 심볼  $\{\hat{x}_c; c=0, \dots, C-1\}$ 은 복조와 검출을 위해서 역다중화(demultiplexing) 과정을 겪게 된다. III절에서 추정하는 역확산 심볼  $\hat{x}_c$ 에 대한 Log-Likelihood-Ratio(LLR)을 구하기 위해  $\mu_{ICL,c}$ 와  $\mu_{noise,c}$ 의 합에 대한 분산을 계산한다.

### III. MMSE 기반의 주파수 영역 터보 등화기

그림 2로부터 역확산 심볼( $\hat{x}_n$ )를 추정하기 전에 추정된 시간 영역 신호  $\{\hat{s}(i); i=0, \dots, SF-1\}$ 가 사전 정보(priori information)  $L(x_n)$ 를 이용하여 반드시 계산되어야 한다.

먼저 등화과정을 위한  $s(i)$ 의 평균값을 아래와 같이 계산해야 한다.

$$\begin{aligned} E\{s(i)\} &= E\left\{ \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{n=0}^{C-1} x_n c_{SF,n}(i) c_{scr}(i) \right\} \\ &= \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{n=0}^{C-1} E\{x_n\} c_{SF,n}(i) c_{scr}(i) \\ &= \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{n=0}^{C-1} \tanh\left\{ \frac{L(x_n)}{2} \right\} c_{SF,n}(i) c_{scr}(i) \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)에서  $\{E\{x_n\}; n=0, \dots, C-1\}$ 은 [6]을 참조하여 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{x_n\} &= \sum_{k \in \{+1, -1\}} \Pr(x_n = k) \cdot k \\ &= \frac{e^{L(x_n)}}{1 + e^{L(x_n)}} - \frac{1}{1 + e^{L(x_n)}} = \tanh\left(\frac{L(x_n)}{2}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

다음으로 FDTE-MMSE는 아래와 같은 과정을 통과 하게 된다.

$$\begin{aligned} [A_0 \dots A_{SF-1}] &= DFT\{E\{s(0)\} \dots E\{s(SF-1)\}\} \\ \hat{S}(k) &= w(k) R(k) + (\hat{H} - \tilde{H}(k)) A_k \\ \hat{s}(i) &= IDFT\{\hat{S}(k)\} \end{aligned} \quad (13)$$

마지막으로 역확산 심볼  $\hat{x}_n$ 는  $\hat{s}(i)$ 를 역스크램블 (descrambling)과 역확산 과정에 의해서 얻어질 수 있다.

FDE-MMSE로부터 추정된 역확산 심볼  $\hat{x}_n$ 은 MAP 디코더를 위해서 소프트 값인 LLR로 변환되어야 한다. 코드 간 간섭과 노이즈의 결합으로 생긴 새로운 형태의 노이즈가 복소 가우시안 노이즈로 근사화 된다면 그 LLR 값  $L_E(x_n)$ 은 다음과 같이 계산 된다.

$$\begin{aligned}
 L_E(x_n) &= \ln \frac{P(x_n = +1 | \hat{x}_n)}{P(x_n = -1 | \hat{x}_n)} - \ln \frac{P(x_n = +1)}{P(x_n = -1)} \quad (14) \\
 &= \ln \frac{P(\hat{x}_n | x_n = +1)}{P(\hat{x}_n | x_n = -1)} \\
 &= \ln \left[ \frac{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n,+}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\pi\sigma_{n,+}^2} \left| \hat{x}_n - \sqrt{\frac{2P}{SF}} \hat{H} \right|^2\right)}{\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{n,-}^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\pi\sigma_{n,-}^2} \left| \hat{x}_n + \sqrt{\frac{2P}{SF}} \hat{H} \right|^2\right)} \right] \\
 &= \frac{2x_n \mu_{n,+1}}{\sigma_{n,+}^2}, \text{ for } n=0, \dots, C-1
 \end{aligned}$$

그리고 새로운 형태의 노이즈 통계 특성  $\mu_{n,+1}$ 과  $\sigma_{n,+1}^2$ 은 [7]을 참조하여 계산할 수 있다.

$$\begin{cases}
 \mu_{n,+1} = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \hat{H}(n) \\
 \sigma_{n,+1}^2 = \frac{1}{SF} \frac{N_0}{T_s} \left[ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |w(k)|^2 + \left( \frac{C}{SF} \frac{PT_s}{N_0} \right) \right. \\
 \left. \times \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} |\tilde{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \tilde{H}(k) \right|^2 \right\} \right]
 \end{cases} \quad (15)$$

MAP 디코더는 인코딩 비트의 LLR  $L(c_n)$ 를 위해서 사후 확률(a posteriori probability)을 계산하고 다음과 같이 정의된 그 차이  $L_D(c_n)$ 를 출력한다.

$$\begin{aligned}
 L_D(c_n) &= \ln \frac{P(c_n = +1 | L(c_1), \dots, L(c_k))}{P(c_n = -1 | L(c_1), \dots, L(c_k))} \quad (16) \\
 &\quad - \ln \frac{P(c_n = +1)}{P(c_n = -1)}
 \end{aligned}$$

여기서  $\{c_n; n=1, \dots, K\}$ 은 RSC(Recursive Systematic Convolutional code) 인코더로부터 온 코드 비트이다.

MAP 디코더 출력물  $L_D(c_n)$ 는 인터리버를 통과하고 FDE-MMSE의 사전정보로 이용되는  $L(x_n)$ 로 변환된다. 단, 반복과정에서 첫 번째에는 사전 정보가 없으므로  $L(x_n) = 0$ 이다.

#### IV. 성능 분석 및 고찰

시뮬레이션 조건이 표 1에 있다. 시뮬레이션에 사용된 채널은  $L$ 개의 균일한 파워 지연을 갖는 느린 주파수 선택적 레일리 페이딩 채널을 사용하였다. 그러므로  $l$ 번째 경로의 시간적 지연은  $\{\tau_l = lT_c; l=0, \dots, L-1\}$ 이다. 시간 영역 등화기는 주파수 영역의 등화기와 동일한 성능과 더 높은 복잡도를 갖는다. 시간 과 주파수 영역 등화기의 복잡도는 각각  $O(N_c^3)$ 과  $2 \times N_c \log_2 N_c + N_c$ 이다. 그러므로  $N_c$ 가 커짐에 따라 복잡도 측면에서 주파수 영역 등화기의 사용이 더욱 유리하다.

[4]의 결과로부터, 다중코드 DS-CDMA의 레이크 수신기는 주파수 영역 등화기보다 더 낮은 성능을 보이는 것으로 알려져 있다. 레이크 수신기의 이러한 단점을 보완하고 현실적인 사용을 위해서, MRC(maximal ratio combining) 기법과 터보 디코더를 결합하여 사용하였다.

반면에 제안하는 방식은 FDE-MMSE와 MAP 디코더를 결합하여 사용하였다. 성능 비교를 위해서 같은 확산 인자(SF), 코딩 비율(coding rate), 같은 수의 코드 수를 사용하였다. 본 논문에서는 코드 수를 모두 사용하였다. 그러므로  $C/SF=1$ 이다. 전송률 관점에서 FDTE-MMSE의 보호구간 삽입으로 인하여 레이크 수신기를 사용한 경우가  $(1+N_g/N_c)$ 만큼 더 빠르다. 그러므로 성능 검증을 위한 시뮬레이션 과정에서 보호구간 만큼의 전력 손실을 고려하였다.

그림 3은  $L=1$ 인 경우의 시뮬레이션 결과이다. 즉 코드 간 간섭이 없는 경우 레이크 수신기와 터보 코드의 결합이 BER 성능에서는 FDTE-MMSE보다 더 좋은 결과를 보인다. 반면에 코딩 기법을 사용하지 않은 FDE-MMSE와 레이크 수신 성능이

표 1. 시뮬레이션 파라미터

DS-CDMA	SF	64
	FFT size	$N_c=64$
	GI	$N_g=8$
	Spread code	Hadamard-Walsh
Turbo Equalizer	R=1/2 RSC encoder	
	Iteration=5	
Data modulation	BPSK	
Interleaver	Block interleaver	

동일함을 확인할 수 있다. 결과적으로 터보 코드가 터보 등화기에 비해 기본적으로 더 큰 코딩 이득(coding gain)을 갖는다고 생각할 수 있다. 이는 2개의 MAP을 사용하는 터보 코드가 1개의 MAP을 사용하는 FDTE 보다 우수한 성능을 갖기 때문이다.

그림 4, 5, 6에서  $L > 1$ 인 경우에 대해서 시뮬레이션을 수행하였다. 즉, 코드 간 간섭이 존재하는 경우, 채널 경로의 수가 더 많을수록 코드 간 간섭이 커지는 것을 확인할 수 있다. 왜냐하면 레이크 수신기의 경우  $L$ 이 커질수록 성능이 더 낮아짐을 확인할 수 있기 때문이다. 그러나 FDE-MMSE는 반대로  $L$ 이 증가함에 따라 더 좋은 성능을 갖는다. 즉 FDE-MMSE는 다중 경로 채널을 통해서 다중화(diversity) 이득을 얻고 있다.

반복(iterative) 구조를 사용할 경우, 터보 코드를 사용한 레이크 수신기의 경우가 더 큰 코딩 이득을 얻도록 설계되었음에도 불구하고,  $L$ 이 커짐에 따라 FDTE-MMSE 수신기의 성능이 더 좋다. 특히 레이크 수신기는 터보 코드를 사용하였음에도 높은 신호 대 잡음비( $E_b/N_0$ )에서 에러마루가 극복될 수 없음을 알 수 있다. 이에 반해 FDTE-MMSE는 에러마루가 발생하지 않아  $E_b/N_0$ 가 높아짐에 따라 더 좋은 성능을 갖는다.

또한 주파수 영역 등화기 간의 성능을 비교하면,  $L > 1$ 일때 터보 등화기의 사용으로 인한 이득으로 FDTE-MMSE가 FDE-MMSE 보다 BER= $10^{-3}$ 에서 약 4dB 정도 우수함을 보인다.

레이크 수신기와 터보 코드의 결합과 FDTE-MMSE 시스템에 대하여 곱셈기 사용 수에 대한 복잡도를 비교하였다. 먼저 레이크 수신기와 터보 코드의 결합 시스템의 중요 요소는 레이크 수신기, 역확산기, 터보 디코더(decoder)가 되며 각각  $L \times N_c$ ,  $N_c \times SF$ ,  $2 \times 6 \times 2^{K-1} \times N_c \times R$ 로 근사적인 곱셈기의 수를 계산할 수 있다. 여기에서  $K$ 는 인코더의 메모리 수이다. 위 계산에서 레이크 수신기의 핑거는 복잡도에 계산되지 않았다. 이는 구현 방법에 따라 많은 차이를 보이기 때문이다. 그리고 신호 검출을 위한 반복 과정에서 터보 디코더 부분만 반복한다. 반면에 FDTE-MMSE의 중요 요소는 주파수 영역 등화기, 역확산기, MAP 디코더, 확산기로 구성되며 각각  $2 \times N_c \log_2 N_c$ ,  $N_c \times SF$ ,  $6 \times 2^{K-1} \times N_c \times R$ ,  $N_c \times SF$ 로 근사적인 곱셈기의 수를 계산할 수 있다. 반복 과정에서 FDTE-MMSE는 등화기와 MAP 디코더가 연동하므로 모든 구성요소가 반복 시에 필요하다.

이를 바탕으로 본 논문에서 사용된 시뮬레이션 환경에서의 두 시스템의 복잡도는 비슷하다. 그러나  $SF$ 와  $K$ 에 따라서 각 시스템 복잡도는 많은 차이를 가져올 수 있다. 예를 들면 낮은  $SF$ 와 높은  $K$ 를 사용한다면, 레이크 수신기와 터보 코드의 결합은 FDTE-MMSE보다 매우 높은 복잡도를 갖게 될 것이다.

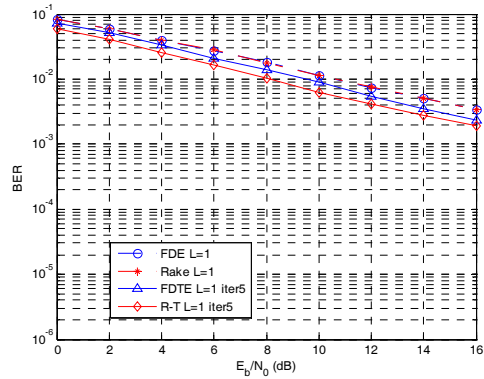


그림 3. L=1인 경우의 BER 성능 비교

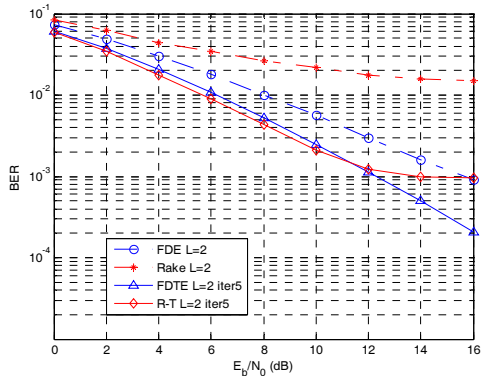


그림 4. L=2인 경우의 BER 성능 비교

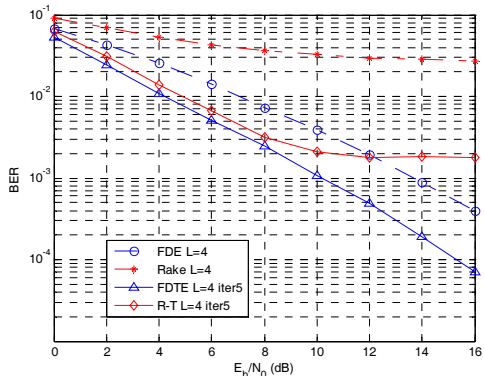


그림 5. L=4인 경우의 BER 성능 비교

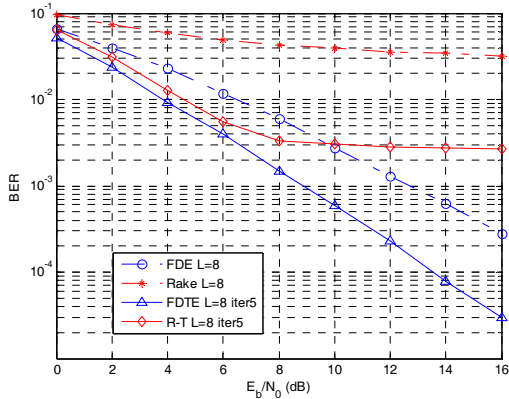


그림 6. L=8인 경우의 BER 성능 비교

### V. 결론

본 논문에서, 다중코드 DS-CDMA 시스템에 대하여 FDTE-MMSE를 제안하였고 연판정(soft decision)을 위한 LLR과 추정 심볼을 구하였다. 제안한 방법은 FDE-MMSE와 터보 등화기를 결합함으로써 ICI를 극복하고 멀티미디어 서비스를 가능하도록 좋은 BER 성능을 갖는다. 시뮬레이션 결과로서 주파수 영역 등화기 간의 성능 비교에서 FDTE-MMSE는  $L > 1$ 일때 FDE-MMSE 시스템 보다 BER=10<sup>-3</sup>에서 약 4dB 정도 우수하다. 이는 터보 등화기의 사용으로 인한 이득이라 할 수 있다. 그리고 주파수 선택적 채널( $L > 1$ )에서, WCDMA에서 일반적으로 사용하는 레이크와 터보 코딩을 결합한 시스템보다 FDTE-MMSE가 높은  $E_b/N_0$ 에서 더욱 우수한 성능을 가짐을 보여준다. 왜냐하면 제안한 방법은 확산코드 간의 직교성의 파괴를 극복하기 때문이다. 그리고 시뮬레이션을 통하여 다중 경로의 수가 증가함에 따라 제안한 방법이 다중화 이득으로 인하여 점차적으로 BER 성능이 더 좋아짐을 확인할 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] 3GPP, "High speed downlink packet access: Physical layer aspects," TR25.858, version 5.0.0
- [2] E. Hardouin and C. Laot, "Iterative channel equalization for the multicode DS-CDMA downlink," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf.*, vol. 3, pp. 1857-1861, Apr. 2003.
- [3] Deepshikha Grag and Fumiyuki Adachi, "Packet access using DS-CDMA with frequency-

domain equalization," *IEEE J. Select. Areas In Commun.*, vol. 24, no. 1, pp. 161-170, Jan. 2006.

- [4] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in frequency selective fading channel," *Electronics letter*, vol. 39, no. 2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [5] A. Glavieux, C. Laot, and J. Labat, "Turbo equalization over a frequency selective channel," in *Proc. Int. Symp. Turbo Codes*, Brest, France, pp. 96-102, Sept. 1997.
- [6] Michael Tüchler, Ralf Koetter, and Andrew C. Singer, "Turbo equalization: Principles and new results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
- [7] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E-87-B, no. 10, pp. 1954-1963, Oct. 2004.

이 준 경 (Jun Kyoung Lee)

정회원



1998년 2월 홍익대학교 전자공학 학과 졸업  
 2000년 2월 한양대학교 전자통신공학과 석사  
 2000년 1월~현재 삼성전자 통신연구소 책임연구원  
 2005년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정 재학중  
 <관심분야> 이동통신 시스템, 채널 추정, MIMO, OFDM

이 택 주 (Taekju Lee)

준회원



2000년 2월 한양대학교 전기전자공학과 졸업  
 2000년 3월~현재 LG 전자 MC 연구소 선임연구원  
 2006년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 석사과정  
 <관심분야> 이동통신, MIMO 송수신기 설계

채 혁 진 (Hyuk Jin Chae)

정회원



2005년 2월 연세대학교 전기전자공학부 졸업  
2005년 3월~현재 연세대학교 전기전자공학과 석박사 통합과정  
<관심분야> 이동통신, MIMO, OFDM

김 동 구 (Dong Ku Kim)

정회원



1983년 2월 한국항공대학교 통신공학과 졸업  
1985년 U.S.C. Dept. of Electrical Engineering 석사  
1992년 U.S.C. Dept. of Electrical Engineering 박사  
1999년~현재 연세대학교 공과대학 전기전자공학과 교수  
<관심분야> CDMA 이동통신, 다중접속 기술, 변조 및 채널 부호화 기술, 스케줄링/MAC기술, 순방향링크 빔성형 기술 및 MIMO기술, UWB, Binary CDMA