

# 사전등화를 이용하는 상향링크 MC-CDMA/TDD 시스템의 성능분석

남기호, 오성근, 선우명훈  
아주대학교 전자공학부

## Performance Analysis of an Uplink MC-CDMA/TDD System with Pre-Equalization

Ki Ho Nam, Seong Keun Oh and Myung Hoon Sunwoo  
Department of Electrical & Computer Engineering, Ajou University  
{aquanam, oskn, sunwoo}@ajou.ac.kr

### Abstract

본 논문에서는 사전등화를 이용하는 상향링크 MC-CDMA(multicarrier-code division multiple access)/TDD(time division duplexing) 시스템에서 사전등화를 위한 상향링크 채널을 추정하는 방법들을 제안하고 시스템의 성능분석을 수행한다. 제안된 방법들에서는 하향링크 슬롯구간에서의 채널변화를 적절한 차수의 다항식으로 모델링하고, 이 다항식을 상향링크 슬롯구간으로 확장함으로써 상향링크 슬롯구간의 채널을 추정한다. 하향링크 슬롯구간에서의 채널변화는 MMSE(minimum mean squared error) curve fitting 방법이나 Lagrange 보간법 등이 사용되며 1차, 2차, 3차 다항식으로 근사화 된다. 성능지표로 정확도보다 시스템 성능이 중요 하므로 BER (bit error rate)을 사용한다. 다양한 시스템 및 채널환경에서의 모의실험 결과로부터 Lagrange 보간법은 하향링크 채널정보가 정확한 경우에는 MMSE 방법보다 성능이 다소 우수하지만 하향링크 채널추정 오류에 매우 민감하며, 2차 다항식을 사용한 MMSE curve fitting 방법은 다양한 환경에서 우수한 성능을 가질 뿐만 아니라 채널추정 오류에도 매우 강인함을 알 수 있다.

### I. 서론

MC-CDMA 시스템은 차세대 이동통신 시스템을 위한 유망한 다중접속 기술 중의 하나로 주목을 받고 있으며, 사용자의 요구에 따라 상호 직교하는 코드를 사용자 별로 한 개 또는 그 이상을 할당하여 각 사용자 신호를 주파수 영역으로 확산시키고 다른 사용자 신호와 다중화하여 OFDM 전송하는 방식이다 [1]. MC-CDMA 시스템의 하향링크에서는 모든 사용자 신호들이 채널의 영향을 동일하게 받으므로 수신기에서 등화기를 사용하면 셀 내의 사용자 신호들간의 직교성 복원이 가능하다. 그러나, 상향링크에서는 사용자 신호들이 독립된 채널을 통하여 수신되므로 사용자들 간의 직교성 복원을 할 수 없으며, 따라서 수신단에서 복잡한 다중 사용자 검출기가 필요하다. 이러한 문제는 각 사용자 단말기에서 상향링크 슬롯구간 동안 사전등화를 통하여 해결할 수 있다. 채널상태의 변화가

느린 경우에는 사전등화를 위한 상향링크 채널정보를 채널정보 궤환이나 TDD 방식을 사용하여 얻을 수 있다. 본 논문에서는 별도의 채널정보 궤환이 필요치 않는 MC-CDMA/TDD 시스템을 다룬다. 하향링크와 상향링크 슬롯구간의 채널상태 변화가 비교적 느린 경우에는 하향링크 슬롯구간의 채널정보를 상향링크 슬롯구간의 사전등화에 직접 사용할 수 있다. 하지만, 채널변화가 빨라지거나 상향링크 슬롯구간이 길어질수록 시스템 성능은 떨어지게 된다.

본 논문에서는 하향링크 슬롯구간에서의 채널변화를 적절한 차수의 다항식으로 근사화하고, 이를 상향링크 슬롯구간으로 확장하여 상향링크 채널을 추정함으로써 시스템 성능을 크게 향상시킬 수 있는 채널추정 방법들을 제안하고 성능을 분석한다. 하향링크 슬롯구간의 채널변화는 MMSE curve fitting 방법이나 Lagrange 보간법을 사용하여 1차, 2차, 3차 다항식으로 근사화 한다 [3]. 제안된 채널추정 방법들의 성능을 분석하기 위하여, 채널추정 방법, 다항식의 차수, 상향링크 슬롯구간 길이, 하향링크 근사화 구간, 도플러 주파수, 채널추정 오류의 분산, 변조방식에 따른 다양한 시스템 및 채널 환경에서 모의실험을 수행한다.

### II. 시스템 모델

본 논문에서는 하향링크 슬롯구간의 채널정보를 바탕으로 상향링크 슬롯구간 채널추정에만 국한하기 위하여 단일 셀 환경을 고려한다. 또한  $M$  명의 사용자와 사용자당 하나의 직교코드를 할당한다.

$m$ -번째 사용자의  $i$ -번째 상향링크 데이터 심벌  $d_m^{[i]}$ 는 부반송파 개수 ( $N_c$ )와 동일한 길이를 갖는  $m$ -번째 직교코드  $\mathbf{c}_m = [c_{m,0}, \dots, c_{m,N_c-1}]$ 에 의하여 전체 주파수 대역으로 균등하게 분산된다. 이 때, 확산된 정보신호는 추정된 상향링크 채널정보를 사용하여 사전등화하여 OFDM 전송된다. 따라서 사전등화된  $k$ -번째 부반송파 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_{m,k}^{[i]} = d_m^{[i]} c_{m,k} g_{m,k}^{[i]}, \quad i=1, \dots, N_{up}, \quad k=0, \dots, N_c-1. \quad (1)$$

여기서,  $g_{m,k}^{[i]}$ 은  $m$ -번째 사용자의  $i$ -번째 상향링크 데이터 심벌의  $k$ -번째 부반송파 채널의 등화기 계수이며,  $N_{up}$ 은 상향링크 구간의 심벌 개수들

나타낸다. MMSE 방법을 사용하면 다음과 같이 결정된다.

$$g_{m,k}^{[i]} = \frac{(\hat{H}_{m,k}^{U[i]})^*}{\left( \left| \hat{H}_{m,k}^{U[i]} \right|^2 + 1/\gamma \right)}, \quad i=1, \dots, N_{up}, \quad k=0, \dots, N_c-1. \quad (2)$$

여기서,  $\hat{H}_{m,k}^{U[i]}$  는  $m$ -번째 사용자의  $i$ -번째 상향링크 데이터 심벌의  $k$ -번째 부반송파 채널의 상향링크 채널추정 값을 나타내며,  $\gamma$  는 신호대 잡음 전력비로 잡음에 대한 민감도를 결정하는 파라미터이고, 위 첨자 \*는 복소공액 연산자이다.

기지국의 수신기에서 모든 사용자 신호의 동기가 완벽하다고 가정하고 FFT (fast Fourier transform)과 역다중화 과정을 거친후,  $j$ -번째 사용자의  $i$ -번째 심벌에 대한 수신기에서의 상관기 통과 후 결정변수는 다음과 같다.

$$v_j^{[i]} = \underbrace{d_j^{[i]} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} g_{j,k}^{[i]} H_{j,k}^{[i]}}_{\lambda_j^{[i]}} + \underbrace{\sum_{m \neq j} d_m^{[i]} \sum_{k=0}^{N_c-1} c_{m,k}^* c_{j,k}^* g_{m,k}^{[i]} H_{m,k}^{[i]} + \eta_j^{[i]}}_{\gamma_j^{[i]}}. \quad (3)$$

여기서,  $H_{j,k}^{[i]}$  은  $j$ -번째 사용자의  $i$ -번째 상향링크 데이터 심벌의  $k$ -번째 부반송파 채널의 실제 상향링크 채널 값을 나타내며,  $\lambda_j^{[i]}$ ,  $\gamma_j^{[i]}$ ,  $\eta_j^{[i]}$  는 각각 신호성분, 간섭성분, 잡음성분을 나타낸다.

하향링크 구간에 채널정보가 완벽하고 상향링크 구간에 채널변화를 무시할 수 있다면 간섭성분은 완전히 제거된다. 그러나, 하향링크 구간에 채널추정 오류가 존재하고, 상향링크 구간에 채널이 상대적으로 크게 변하면 신호성분에 전력은 감소하게 된다. 또한, 사용자의 수가 증가하거나 상향링크 슬롯구간이 길어지면 간섭성분은 증가한다. 그러므로 하향링크 슬롯구간의 정확한 채널추정 값과 정확한 상향링크 슬롯구간의 채널변화 추정이 요구된다.

### III. 상향링크 채널추정

일정구간 동안의 하향링크 슬롯구간에 채널변화는 MMSE curve fitting 방법이나 Lagrange 보간법을 사용하여 1 차, 2 차, 3 차 다항식으로 근사화 된다. 이때, 그림 1 과 같이 근사화된 다항식을 확장하여 상향링크 슬롯구간에 채널변화를 추정한다. 그림 1 에서  $T_s$  와  $T_{sw}$  은 각각 심벌 주기와 슬롯 변환 시간이다.

MMSE curve-fitting 방법에서  $i$ -번째 심벌에  $n$  차 다항식은 다음과 같다.

$$p_{m,k}^{[n]}(i) = q_{m,k}^{[n]} \cdot i^n + q_{m,k}^{[n-1]} \cdot i^{n-1} + \dots + q_{m,k}^{[0]}. \quad (4)$$

여기서,  $q_{m,k}^{[n]}$  은  $m$ -번째 사용자의  $k$ -번째 부반송파의  $\eta$ -번째 다항식 계수이다. 다항식 계수  $\{q_{m,k}^{[n]}\}$ ,  $\eta=0,1,\dots,n$  는 다음과 같은 MSE(mean squared error)를 최소화하는 값이다.

$$\varepsilon_{m,k} = \sum_{i=0}^{I_{fit}} \left\{ q_{m,k}^{[n]} \cdot i^n + q_{m,k}^{[n-1]} \cdot i^{n-1} + \dots + q_{m,k}^{[0]} - \hat{H}_{m,k}^{D[N_{down}-I_{fit}+i]} \right\}^2, \quad (5)$$

여기서,  $I_{fit}+1$  은 하향링크 슬롯구간에서 채널 근사화 구간을 추정 심벌구간을 나타내며, 최소한  $n+1$  보다 는 같거나 커야한다. Lagrange 보간법의  $n$  차 다항식은

다음과 같다.

$$p_{m,k}^{[n]}(i) = \sum_{u=0}^n \hat{H}_{m,k}^{D[x_u]} \cdot \frac{\prod_{j=0, j \neq u}^n (i-x_j)}{\prod_{j=0, j \neq u}^n (x_u-x_j)}. \quad (6)$$

여기서,  $\{x_j\}$ ,  $j=0, \dots, n$  는 근사화 구간의  $n+1$  개의 시점에서의 채널 추정값을 나타낸다 [3]. 본 논문에서는 다음 두가지 조건을 가정한다. (i)  $x_n = N_{down}$ , (ii)  $I_{fit} = x_n - x_0$ .

상향링크 채널은 식 (4)과 (6)에서 주어진 하향링크 채널 근사화 다항식을 상향링크 구간으로 다음과 같이 확장함으로써 추정할 수 있다.

$$\hat{H}_{m,k}^{U[i]} = p_{m,k}^{[n]}(I_{fit} + i), \quad i=1, 2, \dots, N_{up}. \quad (7)$$

### IV. 모의실험 및 분석

본 절에서는 제안된 채널추정 방법을 사용하여 사용자별로 단말기에서 사전동화를 수행하는 상향링크 시스템의 성능을 분석한다. BER 성능을 성능지표로 사용하여 다양한 시스템 및 채널 환경에서 모의실험을 통하여 성능을 분석한다. 비교를 위해서, 하향링크 구간의 마지막 심벌의 채널 추정값을 사용한 기존의 방법에서 zero-filling 방법대신 MMSE 방법을 사용하였다 [2]. 또한 하향링크 채널추정 오류 분산의 영향도 고려 하였으며, 문제를 단순화하기 위하여 채널추정 오류가 가우시안 분포를 따른다고 가정하였다. 도플러 주파수에 의한 변조 방식에 따른 채널추정 부정확성의 영향을 분석하기 위해 QPSK 와 16-QAM 방식을 고려하였다.

모든 모의실험의 BER 은 64 명의 독립된 사용자 와 40 개의 상향링크 슬롯 구간의 모든 심벌들을 평균하여 측정하였다. 모의실험 파라미터는 다음과 같다.

표 1. 모의실험 파라미터

변조방식	QPSK, 16-QAM			
부반송파 수 ( $N_c$ )	64 개			
사용자 수 ( $M$ )	64 명			
신호대 잡음비 ( $1/\gamma$ )	0.01			
주반송파 주파수 ( $f_c$ )	5.2 GHz			
전송 대역폭 ( $BW$ )	20 MHz			
샘플링 주기 ( $t_s$ )	50 ns			
유효 심벌 주기 ( $T_u$ )	3.2 $\mu$ s			
순환 접두부 주기 ( $T_{cp}$ )	500 ns			
OFDM 심벌 주기 ( $T_s$ )	3.7 $\mu$ s			
채널	BRAN A [4]			
최대 도플러 주파수 ( $f_{d,max}$ ) [Hz]	43.33	86.67	173.3	260
Coherence time ( $t_c$ ) [ms]	23.08	11.54	5.77	3.85
확산 코드	Walsh-Hadamard			

여기서, coherence time 은 채널 임펄스 응답이 거의 변하지 않는 구간으로 최대 도플러 주파수의 역수로 정의하였다. 그림 2~7 에서는 QPSK, 그림 8,9 에서는 16-QAM 을 사용하였다.

그림 2 은 채널추정 방법별로 다항식의 차수에 따른 성능을 나타낸다. 이때, 상향링크 슬롯구간은  $N_{up}=300$  심벌을 사용하였으며, 최대 도플러 주파수는 86.67

Hz 이다. 따라서, 슬롯주기는 1.11 ms 이며  $t_c$  의 9.62% 인 경우이다. 하향링크 채널추정이 정확한 경우를 가정하였으며, 채널근사를 위하여 하향링크 300 심벌 구간의 채널을 이용하였다. 이 경우 MMSE curve fitting 방법과 Lagrange 보간법의 성능이 거의 동일함을 알 수 있다. 그림 3 는 그림 2 의 경우와 동일한 환경에서 채널근사 구간을 5 심벌로 감소시킨 경우의 성능을 나타낸다. 두 방법 모두 성능이 크게 개선되는 것을 볼 수 있다. 이는 상향링크 채널의 변화는 하향링크 마지막 부분의 채널변화에 의하여 결정이 되므로 근사 구간을 하향링크의 마지막 부분으로 한정하는 경우에 상향링크 채널추정 정확도를 높일 수 있다. 그림 2 와 3 에서 2 차 다항식을 사용한 근사화 성능이 가장 우수함을 알 수 있다.

그림 4 는 하향링크 채널의 추정오류가 0.01 일 때, 두 가지 추정방법에서 성능이 가장 좋은 2 차 다항식으로 근사화하는 경우의 성능을 나타낸다. 이때 채널근사 구간은 225 심벌이다. 하향링크 채널정보를 정확히 이용 가능한 경우와는 달리 Lagrange 보간법의 성능이 크게 저하 됨을 알 수 있다. 이는 보간법은 기본적으로 추정오류를 포함하는 채널 추정치들을 평균하기 보다는 직접 다항식으로 근사화 함으로써 채널추정 오류에 매우 민감하다. 반면, MMSE curve fitting 방법은 일정 구간동안의 채널추정 치들을 MMSE 기준에 따라 평균하여 근사화 함으로써 잡음의 영향을 줄일 수 있어 근사화 정확도를 유지할 수 있다. 그림 5 은 하향링크 채널추정 정확도에 따른 성능을 나타낸다. 하향링크 채널추정 오류가 증가함에 따라 최적 채널근사 구간이 달라지게 되는데, 각 그래프는 잡음의 분산에 따라 최적의 성능을 갖는 하향링크 채널근사 구간을 사용하여 얻은 성능이다. 이때 각 채널추정 오류 분산 0.1, 0.01, 0.001 에 따른 최적 근사 구간은 297, 225, 177 이었고 잡음의 분산이 감소할수록 근사구간이 짧아지는 것을 알 수 있었다.

그림 6 은 상향링크 슬롯길이에 따른 성능을 나타낸다. 그림 5 과 6 의 성능 비교를 통하여 하향링크 채널추정 오류의 증가보다 상향링크 슬롯길이의 증가로 인한 성능 저하가 더 큰 것을 알 수 있다. 그림 7 은 최대 도플러 주파수에 따른 성능을 나타낸다. 하향링크 채널추정 오류가 존재하는 경우로써 분산이 0.01 이고, 2 차 다항식의 MMSE curve fitting 방법을 이용하였다. 이 경우, 도플러 주파수가 증가함에 따라 시스템 성능이 급격히 나빠지는 것을 볼 수 있으며, 도플러 주파수가 2 배로 증가하면 상향링크 슬롯구간의 길이를 대략 1/2 로 줄여야 한다는 것을 알 수 있다. 그러나  $f_{d,max}=173.3$  Hz,  $N_{up}=100$  인 경우가  $f_{d,max}=86.7$  Hz,  $N_{up}=200$  경우보다 성능이 약간 나쁘게 나온 이유는 채널추정 오류를 줄이기 위해서는 최적의 근사구간이 좀 더 길어져야 하기 때문이다.

그림 8 은 16-QAM 변조에서 최대 도플러 주파수에 따라서 2 차 MMSE curve-fitting 방법으로 근사화된 다항식과 채널추정 오류의 분산이 0.01,  $N_{up}=200$  일때 성능을 나타낸다. 여기서 각 최대 도플러 주파수 43.33 Hz, 86.67 Hz, 173.3 Hz 에 따른 최적 근사구간은 각각 300, 225, 140 개의 하향링크 구간 심벌을 사용하였다.

그림 9 은 그림 8 과 동일한 조건에서 최대 도플러 주파수가 86.67 Hz 일때 채널추정 오류에 따른 성능을 나타내고 있다. 그림 8 과 9 에서 볼 수 있듯이 16-QAM 변조에서 성능은 채널추정 오류에서 보다는 최대 도플러 주파수에 더 크게 영향을 받음을 알 수 있다. 16-QAM 변조 방식이 QPSK 변조 방식보다 더 높은 error floor 를 보이고 있는데, 16-QAM 방식이 QPSK 방식보다 채널 정확도에 민감하므로 도플러 영향과 채널추정 오류에 더 민감하게 된다.

### V. 결론

본 논문에서는 사전동화를 이용하는 MC-CDMA/TDD 시스템의 성능 개선을 위해 상향링크 채널추정 방법을 제안하고 성능분석을 수행하였다. 먼저, 하향링크 슬롯구간의 채널변화를 MMSE curve fitting 방법이나 Lagrange 보간법을 이용하여 적절한 차수의 다항식으로 근사화하고, 상향링크 채널은 다항식을 상향링크 슬롯구간으로 확장하여 추정하는 방법이다. 다양한 환경에서의 성능분석 결과를 종합해 보면, Lagrange 보간법은 채널추정 오류에 매우 민감하며, 2 차 다항식을 사용한 MMSE curve fitting 은 채널추정 오류가 존재하는 경우에도 강인한 성능을 보임을 알 수 있었다. 또한, 채널 정확도에 대한 민감성으로 인하여 16-QAM 방식에서는 QPSK 방식보다 더 큰 error floor 갖는다.

### 참고문헌

- [1] A. C. McCormick and E. A. Al-Susa, "Multicarrier CDMA for future generation mobile communication," *Electron. Commun. Eng. J.*, vol. 14, no. 2, pp. 52-60, Apr. 2002.
- [2] S. Nobilet and J.-F. Hélaré, "A pre-equalization technique for uplink MC-CDMA systems using TDD and FDD modes," in *Proc. IEEE VTC '2002-Fall*, vol. 1, pp. 346-350, Oct. 2002.
- [3] E. Kreyszig, *Advanced engineering mathematics*, 7<sup>th</sup> ed., John Wiley & Sons, 1993.
- [4] J. Medbo, "Channel models for HIPERLAN/2 in different indoor scenarios," *ETSI BRAN doc. 3ER1085b*, Mar. 1998.

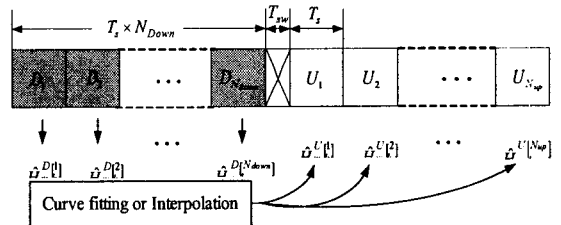


그림 1. 제안된 채널 근사화 방법들을 이용한 상향링크 채널추정 개념도.

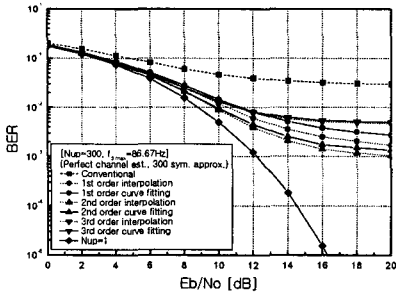


그림 2. 채널 근사화 방법별 다항식의 차수에 따른 성능. [채널 근사 구간: 300 심벌]

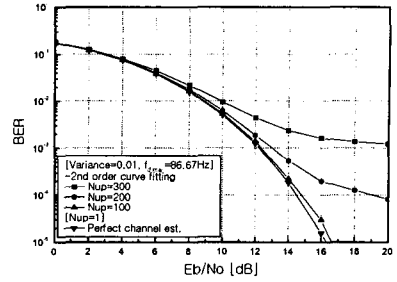


그림 6. 상향링크 슬롯 길이에 따른 성능.

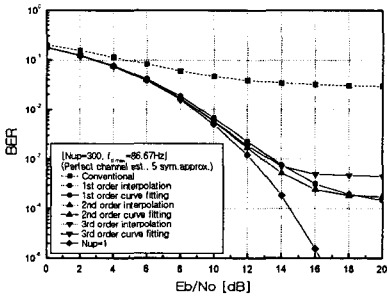


그림 3. 채널 근사화 방법별 다항식의 차수에 따른 성능. [채널 근사 구간: 5 심벌]

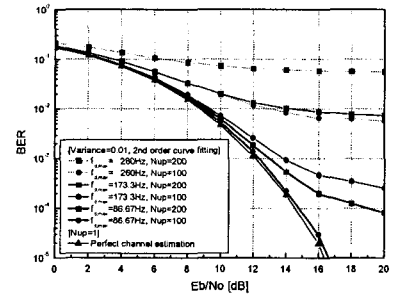


그림 7. 도플러 주파수와 상향링크 길이에 따른 성능.

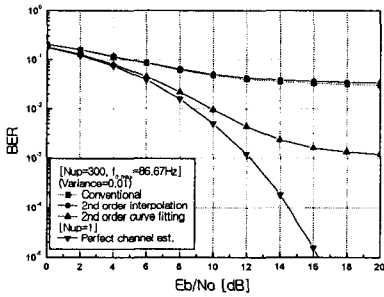


그림 4. 채널추정 오류가 있는 경우, 채널 근사화 방법에 따른 성능.

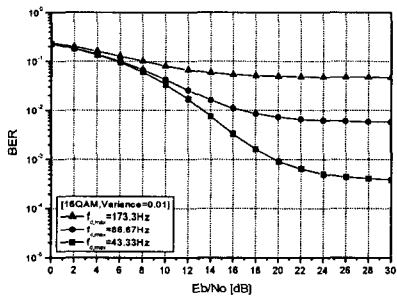


그림 8. 도플러 주파수에 따른 성능. [ $N_{up} = 200$ , 2차 MMSE curve fitting]

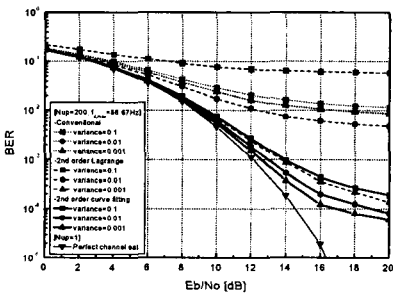


그림 5. 채널추정 방법별 추정오류 분산에 따른 성능.

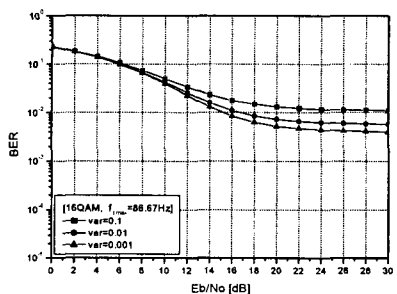


그림 9. 채널 추정오류 분산에 따른 성능. [ $N_{up} = 200$ , 2차 MMSE curve fitting]