

論文 2003-40TC-4-1

# 하향링크 광대역 CDMA 이동통신 시스템을 위한 새로운 채널추정 방법

## (A Novel Channel Estimation Method for Downlink Wideband CDMA Mobile Communication Systems)

任 敏 中 \*

(MinJoong Rim)

## 요 약

CDMA 시스템에서는 일반적으로 파일럿채널이 존재하며 이를 이용하여 채널추정을 한다. 그러나 CDMA 시스템이 고속전송을 위해 광대역을 사용하면서 한 칩(chip)의 크기가 작아지게 되었고 이에 따라 다경로 분해능력이 커지게 됨에 따라 수신 다이버시티 경로수가 증가하게 되었다. 수신 경로수의 증가에 따라, 주어진 전체 신호대잡음비에서, 이전보다 각 경로의 수신전력은 미약해지고 파일럿만으로는 정확한 채널추정이 힘들어졌다. 파일럿의 에너지가 충분치 않을 경우, 보다 정확한 채널추정을 위해서 파일럿뿐만 아니라 데이터를 사용하는, 결정지향 채널추정방법을 사용할 수 있으나 결정지향 채널추정방법에서는 결정오류의 발생으로 인해 시스템의 성능을 보장하지 못한다. 이 논문에서는 CDMA 시스템을 위해서, 파일럿채널과 함께 데이터채널을 같이 이용하여 채널추정을 할 때의 최적의 채널추정방법을 제안한다. 제안된 방법은 신호대잡음비와 심벌오류확률을 이용하여 파일럿채널과 데이터채널의 채널추정값을 최적의 비로 결합하여 사용한다. 실험결과에서, 제안된 방법은 파일럿채널만으로 충분한 성능을 얻지 못하는 경우에도 잘 동작한다는 것을 보였다.

## Abstract

Many CDMA systems provide pilot channels in order to help channel estimation process. Especially in wideband CDMA systems, the number of receive diversity paths can be large due to small chip duration and high multi-path resolution capability. Hence, the received signal power of each path is small for a given total SNR (signal-to-noise ratio) and the pilot power of each path may not be sufficiently large for accurate channel estimation. When the pilot power is small, one can use decision-directed channel estimation to utilize more energy of the received data. However, the decision errors can deteriorate the quality of decision-directed channel estimation. This paper proposes a novel channel estimation method that optimally utilizes receiver decisions as well as pilot symbols with the help of estimated SER (symbol error rate) and SNR. The proposed method computes two channel estimates using the pilot and the data channel filters and optimally combines them. The simulation results show that the proposed method is robust and outperforms the conventional pilot-symbol-aided channel estimation method.

**Keywords** : Channel estimation, Decision-directed, Pilot-symbol-aided, CDMA, Wireless

\* 正會員, 東國大學校 情報通信工學科  
(Department of Information and Communication Engineering, Dongguk University)

※ 이 논문은 한국과학재단 특정기초 연구과제 [R01-2001-000-00349-0(2002)]의 지원결과입니다.  
接受日字:2003年1月15日, 수정완료일:2003年3月18日

## I. 서론

고속 무선통신 시스템은 채널의 왜곡으로 인한 심벌 간 간섭의 발생 문제가 심각하게 작용하여 수신기의 등화기를 복잡하게 할 수 있으며 근래의 시스템들은 심벌 간 간섭 문제를 일으키지 않는 CDMA 방식이나 OFDM 방식을 선호하고 있다<sup>[1-2]</sup>. CDMA 방식은 딜레이 스프레드(delay spread)에 존재하는 다경로를 구분해낼 수 있으며<sup>[1]</sup>, OFDM 방식은 하나의 반송파를 여러 개의 부반송파로 나누어 심벌구간이 딜레이 스프레드에 비해 길도록 함으로써 심벌간 간섭을 회피한다<sup>[2]</sup>. CDMA나 OFDM을 사용하는 경우 복잡한 등화기는 필요하지 않지만 채널에 의해서 신호가 왜곡되는 것을 보상해주는 단일 탭 등화기 형태의 채널추정(channel estimation) 및 채널보상(channel compensation)이 필요하다<sup>[3-6]</sup>. 채널추정 방법은 파일럿(pilot)이라고 불리는 약정된 신호를 보내어 이를 이용해서 채널추정을 하는 파일럿심벌 이용 채널추정방법(pilot-symbol-aided channel estimation, PSACE)<sup>[7-9]</sup>과 파일럿심벌뿐만 아니라 일반 데이터를 같이 이용하여 채널추정을 하는 결정지향 채널추정 방법(decision-directed channel estimation, DDCE)<sup>[10-13]</sup>으로 나눌 수 있다. 결정지향 채널추정방법은 결정된 데이터를, 결정이 정확하다는 가정하에, 파일럿처럼 사용하는 것으로 결정오류가 발생하지 않을 경우, 보다 많은 양의 정보를 활용함으로써, 파일럿심벌이용 채널추정방법보다 좋은 결과를 얻을 수 있으나 결정오류가 많이 발생하는 경우에는 그 성능을 보장할 수 없다<sup>[14-15]</sup>.

하향링크 CDMA 시스템은 일반적으로 파일럿채널을 제공하므로 파일럿신호를 이용하여 채널을 추정한다. CDMA방식이란 전통적으로 여러 사용자들의 데이터가 코드에 의해 구별되면서 동시에 전송되는 것이므로 하나의 사용자를 고려할 때 데이터보다 파일럿의 전력이 더 크게 되어 결정오류가 존재하는 데이터를 활용한 결정지향 채널추정방법의 사용은 커다란 의미를 가지지 못했다. 그러나 이동통신 시스템이 3세대 및 3.5세대로 진화하면서 다음과 같은 여러 가지 이유들에 의해서 파일럿만을 이용한 채널추정방법만으로는 충분한 성능을 얻지 못하는 경우가 발생하게 되었다. 첫째, 이동통신 시스템이 서킷전송에서 패킷전송의 형태로 바뀌어가면서 CDMA 시스템의 데이터전송이 시분할전송방식과 유사한 형태로 변하게 되어 한 순간의 하나의 사용자에

대해서 파일럿채널보다 데이터채널이 매우 큰 전송전력을 가지게 되었다. 둘째, 고속전송을 위해 광대역을 사용하면서 CDMA 시스템의 한 칩(chip)의 크기가 작아지게 되고 이에 따라 다경로 분해능력이 커지게 되어 수신 다이버시티 경로수가 증가하게 되었다. 수신 경로수의 증가에 따라, 주어진 전체 신호대잡음비에서, 이전보다 각 경로로 들어오는 수신전력은 미약해지고 파일럿만으로는 정확한 채널추정이 힘들어졌다. 셋째, 스마트 안테나, TxAA(transmit adaptive array) 등의 빔포밍기술의 사용이 빈번해졌으며, 이 때 각 사용자별로 송신데이터의 크기와 위상을 조절하므로, 공유된 파일럿채널의 사용이 힘들어졌으며 상대적으로 전력이 미약한 제 2의 파일럿 채널이나 임베디드(embedded) 파일럿심벌을 사용하는 경우가 빈번하게 되었다. 넷째, 고주파대역에서 고속전송 등 이전보다 고속으로 이동하는 경우를 지원해야 하므로 고려하는 도플러주파수가 커졌으며 따라서 작은 크기의 채널추정필터로도 잘 동작할 수 있는 알고리즘이 필요해졌다.

결정지향 채널추정방법은 파일럿뿐만 아니라 일반 데이터를 채널추정에 활용함으로써 파일럿전력이 미약하거나 충분히 활용하기 힘들 때에도 우수한 성능을 낼 수 있는 가능성을 가지고 있다. 그러나 결정지향 채널추정방법은 결정오류가 많이 발생할 경우 시스템의 성능을 보장할 수 없으므로 CDMA 시스템에서 사용이 용이하지 않다. 이 논문은 모든 환경에서 기존의 파일럿심벌 이용 채널추정방법이나 결정지향 채널추정방법보다 우수한 성능을 낼 수 있는 새로운 채널추정방법을 제안한다. 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 파일럿심벌 이용 채널추정방법과 결정지향 채널추정방법을 비교하고 이들의 문제점에 대해서 논하며 III장에서는 파일럿채널과 함께 데이터채널을 채널추정에 이용할 때의 최적의 채널추정방법을 소개한다. IV장은 컴퓨터 모의실험을 통하여 파일럿채널만으로는 충분한 성능을 낼 수 없는 경우에서도 제안된 방법은 우수한 성능을 낼 수 있다는 것을 보여주며 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 파일럿심벌이용 채널추정방법과 결정지향 채널추정방법

CDMA 시스템은 일반적으로 파일럿채널 신호와 데이터채널 신호가 병렬로 전송된다. 파일럿채널을 통한 파일럿신호의 전송은 식 (1)과 같이 표현될 수 있다.

$$r_i^{PILOT} = hx_i^{PILOT} + n_i^{PILOT} \quad (1)$$

식 (1)에서  $r_i^{PILOT}$  는 파일럿의 수신신호,  $h$  는 채널 응답,  $x_i^{PILOT}$  는 파일럿의 전송신호,  $n_i^{PILOT}$  은  $(\sigma_n^{PILOT})^2$  의 분산을 가지는 복소수백색잡음이다. 데이터채널을 통한 데이터신호의 전송도 유사하게 표현될 수 있다.

$$r_i^{DATA} = hx_i^{DATA} + n_i^{DATA} \quad (2)$$

식 (2)에서  $r_i^{DATA}$  는 데이터의 수신신호,  $x_i^{DATA}$  는 데이터의 전송신호,  $n_i^{DATA}$  는  $(\sigma_n^{DATA})^2$  의 분산을 가지는 복소수백색잡음이다. 파일럿심벌의 경우 수신측에서 송신신호를 정확히 알고 있으므로 수신된 신호를 전송된 신호로 나눔으로써 식 (3)과 같은 순간채널추정값을 얻을 수 있다.

$$\bar{h}_i^{PILOT} = \frac{r_i^{PILOT}}{x_i^{PILOT}} = h + \frac{n_i^{PILOT}}{x_i^{PILOT}} \quad (3)$$

데이터심벌의 경우에는 수신측에서 송신신호를 정확히 알 수 없으므로 정확한 송신신호 대신 수신기에서 결정된 데이터를 이용하여 순간채널추정값을 얻는다.  $x_i^{DATA}$  의 결정값이  $\hat{x}_i^{DATA}$  이며  $\Delta x_i^{DATA} = x_i^{DATA} - \hat{x}_i^{DATA}$  이라고 할 때 순간채널추정값을 식 (4)와 같다.

$$\bar{h}_i^{DATA} = \frac{r_i^{DATA}}{\hat{x}_i^{DATA}} = h + \frac{\Delta x_i^{DATA}}{\hat{x}_i^{DATA}} h + \frac{n_i^{DATA}}{\hat{x}_i^{DATA}} \quad (4)$$

잡음분산을 줄이기 위하여 식 (3)과 (4)에서 얻어진 순간채널추정값들을 선형결합을 하여 보다 향상된 채널 추정값  $\tilde{h}$  를 식 (5)와 같이 얻을 수 있다.

$$\tilde{h} = \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} a_i^{PILOT} \bar{h}_i^{PILOT} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} a_i^{DATA} \bar{h}_i^{DATA} \quad (5)$$

식 (5)에서  $N^{PILOT}$  은 고려하는 윈도우 안에 있는 파일럿심벌의 수이며,  $N^{DATA}$  은 윈도우 안의 데이터심벌의 수이고,  $a_i^{PILOT}$  과  $a_i^{DATA}$  는 필터의 계수이다. 식 (5)는 파일럿을 이용한 순간채널추정값을 선형결합하는 파일럿필터와, 데이터의 결정값을 이용한 순간채널추정값을 선형결합하는 데이터필터의 합으로 생각할 수 있다. 만일 윈도우의 크기가 충분히 작아서 채널값이 윈도우

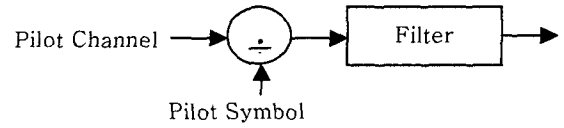


그림 1. 파일럿심벌이용 채널추정방법  
Fig. 1. Pilot-symbol-aided channel estimation method.

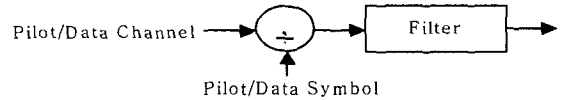


그림 2. 결정지향 채널추정방법  
Fig. 2. Decision-directed channel estimation method.

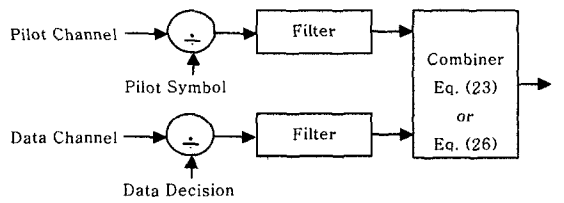


그림 3. 제안된 채널추정방법  
Fig. 3. Proposed channel estimation method.

안에서 변화가 없이  $h$  로 일정하다고 가정한다면 파일럿필터와 데이터필터는 다음과 같이 정의된다.

$$\tilde{h}^{PILOT\_FILTER} = \frac{1}{N^{PILOT}} \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \bar{h}_i^{PILOT} \quad (6)$$

$$\tilde{h}^{DATA\_FILTER} = \frac{1}{N^{DATA}} \sum_{i=1}^{N^{DATA}} \bar{h}_i^{DATA} \quad (7)$$

파일럿심벌이용 채널추정방법은 <그림 1>과 같이,  $\bar{h}_i^{DATA}$  를 사용하지 않고  $\bar{h}_i^{PILOT}$  만을 사용하므로 필터 계수가

$$\begin{aligned} a_i^{PILOT} &= 1 / N^{PILOT} \quad (i=1, \dots, N^{PILOT}) \\ a_i^{DATA} &= 0 \quad (i=1, \dots, N^{DATA}) \end{aligned} \quad (8)$$

와 같이 정해지며 따라서 식 (9)와 같이 쓰여질 수 있다.

$$\tilde{h}^{PSACE} = \frac{1}{N^{PILOT}} \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \bar{h}_i^{PILOT} = \tilde{h}^{PILOT\_FILTER} \quad (9)$$

이에 반해서 결정지향 채널추정방법은 <그림 2>와 같이,  $\bar{h}_i^{PILOT}$  뿐만 아니라  $\bar{h}_i^{DATA}$  도 함께 이용하는 방

법으로서 필터 계수를

$$\begin{aligned} a_i^{PILOT} &= 1/(N^{PILOT} + N^{DATA}) \quad (i=1, \dots, N^{PILOT}) \\ a_i^{DATA} &= 1/(N^{PILOT} + N^{DATA}) \quad (i=1, \dots, N^{DATA}) \end{aligned} \quad (10)$$

와 같이 정하며 따라서 식 (11)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{h}^{DDCE} &= \frac{1}{N^{PILOT} + N^{DATA}} \left( \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \tilde{h}_i^{PILOT} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} \tilde{h}_i^{DATA} \right) \\ &= \frac{N^{PILOT} \tilde{h}^{PILOT\_FILTER} + N^{DATA} \tilde{h}^{DATA\_FILTER}}{N^{PILOT} + N^{DATA}} \end{aligned} \quad (11)$$

파일럿심벌이용 채널추정방법의 경우  $\tilde{h}_i^{DATA}$  를 사용하지 않으므로써  $\tilde{h}_i^{PILOT}$  의 에너지가 충분치 않은 경우에는 우수한 성능을 얻을 수 없으며, 결정지향 채널추정방법의 경우에는 부정확한  $\tilde{h}_i^{DATA}$  를  $\tilde{h}_i^{PILOT}$  와 같은 중요도를 주어서 사용함으로써 성능감소가 생길 수 있다. 필터에 있는  $\tilde{h}_i^{PILOT}$  의 에너지가 충분하지 않은 환경에서는 파일럿심벌이용 채널추정방법의 성능이 좋지 못하며, 결정오류가 많이 발생하여  $\tilde{h}_i^{DATA}$  의 정확성이 떨어지는 환경에서는 결정지향 채널추정방법은 잘 동작하지 못한다. 보다 좋은 채널추정값을 얻기 위해서는  $a_i^{DATA}$  는 0과  $a_i^{PILOT}$  사이의 적당한 중간값을 가져야 하며 그 값은 환경에 따라 달라질 수 있음을 예측할 수 있다. 파일럿심벌이용 채널추정방법이나 결정지향 채널추정방법은  $a_i^{DATA}$  와  $a_i^{PILOT}$  의 비를 임의로 설정한 방법인데 반해서, 이 논문에서는  $a_i^{DATA}$  와  $a_i^{PILOT}$  의 최적의 비를 찾으므로써, 모든 환경에 대해서 기존의 파일럿심벌이용 채널추정방법이나 결정지향 채널추정방법에 비해서 우수한 성능을 가지는 채널추정방법을 제안한다.

### III. 제안된 방법

순간채널추정값의 선형결합식인 식 (5)는 식 (3)과 식 (4)를 이용하여 다음과 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{h} &= \left( \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} a_i^{PILOT} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} a_i^{DATA} \right) h + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} a_i^{DATA} \frac{\Delta x_i^{DATA}}{\hat{x}_i^{DATA}} h \\ &+ \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} a_i^{PILOT} \frac{n_i^{PILOT}}{x_i^{PILOT}} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} a_i^{DATA} \frac{n_i^{DATA}}{\hat{x}_i^{DATA}} \end{aligned} \quad (12)$$

바이어스되지 않은(unbiased) 채널추정값을 얻기 위해서 데이터의 심벌오류확률  $SER^{DATA}$  가 작다는 가정하에서

$$\sum_{i=1}^{N^{PILOT}} a_i^{PILOT} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} a_i^{DATA} = 1 \quad (13)$$

으로 정하면 식 (12)는 추정하고자 하는 채널값  $h$  에 결정오류에 의한 항목과 잡음에 의한 항목이 더해져 있는 것으로 생각할 수 있다. CDMA 수신기는 수신 다이버시티 경로가 많이 존재하므로  $\Delta x_i^{DATA}$  와  $n_i^{DATA}$  가 독립적이라고 가정한다면 임의의  $i$  와  $j$  에 대해서  $E\{\Delta x_i^{DATA} n_j^{DATA}\} = 0$  이 되어 채널추정값의 잡음분산은 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{|\tilde{h} - h|^2\} &\approx \sum_{i=1}^{N^{DATA}} (a_i^{DATA})^2 \frac{|h|^2}{|\hat{x}_i^{DATA}|^2} E\{|\Delta x_i^{DATA}|^2\} \\ &+ \sum_{i \neq j} a_i^{DATA} a_j^{DATA} |h|^2 E\left\{ \frac{\Delta x_i^{DATA}}{\hat{x}_i^{DATA}} \left( \frac{\Delta x_j^{DATA}}{\hat{x}_j^{DATA}} \right)^* \right\} \\ &+ \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} (a_i^{PILOT})^2 \frac{(\sigma_n^{PILOT})^2}{|x_i^{PILOT}|^2} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} (a_i^{DATA})^2 \frac{(\sigma_n^{DATA})^2}{|\hat{x}_i^{DATA}|^2} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)의 두번째 항목은 심벌오류확률  $SER^{DATA}$  이 작다고 가정한다면 다른 항목들에 비해서 매우 작아서 무시할 수 있으므로 식 (14)는 식 (15)와 다시 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{|\tilde{h} - h|^2\} &\approx \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} (a_i^{PILOT})^2 \frac{(\sigma_n^{PILOT})^2}{|x_i^{PILOT}|^2} \\ &+ \sum_{i=1}^{N^{DATA}} (a_i^{DATA})^2 \frac{|h|^2 E\{|\Delta x_i^{DATA}|^2\} + (\sigma_n^{DATA})^2}{|\hat{x}_i^{DATA}|^2} \end{aligned} \quad (15)$$

식 (15)를 최소화하는 최적의 필터계수는 신호의 변조 방식에 따라 달라질 수 있다. 먼저 BPSK 변조방식을 고려하면 오류값  $|\Delta x_i^{DATA}|$  는  $1 - SER^{DATA}$  (오류가 일어나지 않을 확률)의 확률로 0이며  $SER^{DATA}$  (오류가 발생할 확률)의 확률로  $2|x^{DATA}|$  (BPSK에서의 두 신호점 사이의 거리)이므로

$$E\left\{|\Delta x_i^{DATA}|^2\right\} = 0(1 - SER^{DATA}) + |2x^{DATA}|^2 SER^{DATA} = 4|x^{DATA}|^2 SER^{DATA} \quad (16)$$

이 성립한다. 따라서 식 (15)는 식 (17)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$E\left\{|\tilde{h} - h|^2\right\} \approx \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} (a_i^{PILOT})^2 \frac{(\sigma_n^{PILOT})^2}{|x^{PILOT}|^2} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} (a_i^{DATA})^2 \frac{4|x^{DATA}|^2 |h|^2 SER^{DATA} + (\sigma_n^{DATA})^2}{|x^{DATA}|^2} \approx \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} (a_i^{PILOT})^2 \frac{|h|^2}{SNR^{PILOT}} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} (a_i^{DATA})^2 \frac{|h|^2 (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}{SNR^{DATA}} \quad (17)$$

식 (17)에서  $SNR^{PILOT} = |h|^2 |x^{PILOT}|^2 / (\sigma_n^{PILOT})^2$  은 파워렛 수신신호의 신호대잡음비이며  $SNR^{DATA} = |h|^2 |x^{DATA}|^2 / (\sigma_n^{DATA})^2$  는 데이터 수신신호의 신호대잡음비이다. 식 (17)의 해를 구하기 위해  $(N^{PILOT} + N^{DATA})$  차원의 벡터  $\mathbf{f}$ 와  $\mathbf{g}$ 를 다음과 같이 정의한다.

$$f_i = a_i^{PILOT} \sqrt{\frac{|h|^2}{SNR^{PILOT}}} \quad (i = 1, \dots, N^{PILOT})$$

$$f_{N^{PILOT}+i} = a_i^{DATA} \sqrt{\frac{|h|^2 (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}{SNR^{DATA}}} \quad (i = 1, \dots, N^{DATA}) \quad (18)$$

$$g_i = \sqrt{\frac{SNR^{PILOT}}{|h|^2}} \quad (i = 1, \dots, N^{PILOT})$$

$$g_{N^{PILOT}+i} = \sqrt{\frac{SNR^{DATA}}{|h|^2 (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}} \quad (i = 1, \dots, N^{DATA}) \quad (19)$$

채널추정분산은 Schwarz's inequality에 의해서 식 (20)과 같은 관계를 얻을 수 있다.

$$E\left\{|\tilde{h} - h|^2\right\} \approx (\mathbf{f}, \mathbf{f})$$

$$\geq \frac{(\mathbf{f}, \mathbf{g})^2}{(\mathbf{g}, \mathbf{g})} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N^{PILOT}} a_i^{PILOT} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} a_i^{DATA}\right)^2}{\sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \frac{SNR^{PILOT}}{|h|^2} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} \frac{SNR^{DATA}}{|h|^2 (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}} \quad (20)$$

식 (20)에 식 (13)을 적용하면 채널추정분산의 최소값은

$$\min E\left\{|\tilde{h} - h|^2\right\} = \frac{1}{\frac{N^{PILOT} SNR^{PILOT}}{|h|^2} + \frac{N^{DATA} SNR^{DATA}}{|h|^2 (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}} = \frac{|h|^2 (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) + N^{DATA} SNR^{DATA}} \quad (21)$$

이며 그 최소값은 상수  $k$ 에 대해서  $\mathbf{f} = k\mathbf{g}$ 일 때 얻을 수 있으므로 최적의 필터계수는 식 (22)와 같이 얻어진다.

$$a_i^{PILOT} = \frac{SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA})}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) + N^{DATA} SNR^{DATA}} \quad (i = 1, \dots, N^{PILOT})$$

$$a_i^{DATA} = \frac{SNR^{DATA}}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) + N^{DATA} SNR^{DATA}} \quad (i = 1, \dots, N^{DATA}) \quad (22)$$

식 (22)를 식 (5)에 대입함으로써 다음과 같은 최적의 채널추정값의 식을 얻을 수 있다.

$$\tilde{h}_{opt} = \frac{SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \tilde{h}_i^{PILOT} + SNR^{DATA} \sum_{i=1}^{N^{DATA}} \tilde{h}_i^{DATA}}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) + N^{DATA} SNR^{DATA}} = \frac{N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) \tilde{h}_{PILOT\_FILTER} + N^{DATA} SNR^{DATA} \tilde{h}_{DATA\_FILTER}}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 4SER^{DATA} SNR^{DATA}) + N^{DATA} SNR^{DATA}} \quad (23)$$

비슷한 방법으로 다른 변조방식에 대해서도 최적의 식을 얻을 수 있다. CDMA 시스템이 QPSK 변조방식을 사용한다고 할 때, 만일 대부분의 결정오류가 인접한 신호점 사이에서만 일어난다고 가정하면 오류값  $|\Delta x_i^{DATA}|$ 는  $1 - SER^{DATA}$  (오류가 일어나지 않을 확률)의 확률로 0이며  $SER^{DATA}$  (오류가 발생할 확률)의 확률로  $2|x^{DATA}|$  (QPSK에서의 인접한 두 신호점 사이의 거리)이므로

$$E\left\{|\Delta x_i^{DATA}|^2\right\} \approx 0(1 - SER^{DATA}) + 2|x^{DATA}|^2 SER^{DATA} = 2|x^{DATA}|^2 SER^{DATA} \quad (24)$$

이 성립하며 따라서 채널추정분산은 식 (25)와 같이 나타내질 수 있다.

$$E\left\{\left|\tilde{h}-h\right|^2\right\} \approx \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \left(a_i^{PILOT}\right)^2 \frac{|h|^2}{SNR^{PILOT}} + \sum_{i=1}^{N^{DATA}} \left(a_i^{DATA}\right)^2 \frac{|h|^2 \left(1+2SER^{DATA} SNR^{DATA}\right)}{SNR^{DATA}} \quad (25)$$

식 (25)의 채널추정분산을 최소화시키는 필터계수는 BPSK의 경우와 유사한 방법을 사용하여 찾을 수 있으며 QPSK 변조방식을 위한 최적의 채널추정값의 식은 식 (26)과 같이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \tilde{h}_{optimal} &= \frac{SNR^{PILOT} \left(1+2SER^{DATA} SNR^{DATA}\right) \sum_{i=1}^{N^{PILOT}} \tilde{h}_i^{PILOT} + SNR^{DATA} \sum_{i=1}^{N^{DATA}} \tilde{h}_i^{DATA}}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} \left(1+2SER^{DATA} SNR^{DATA}\right) + N^{DATA} SNR^{DATA}} \\ &= \frac{N^{PILOT} SNR^{PILOT} \left(1+2SER^{DATA} SNR^{DATA}\right) \tilde{h}_{PILOT\_FILTER} + N^{DATA} SNR^{DATA} \tilde{h}_{DATA\_FILTER}}{N^{PILOT} SNR^{PILOT} \left(1+2SER^{DATA} SNR^{DATA}\right) + N^{DATA} SNR^{DATA}} \end{aligned} \quad (26)$$

<그림 3>은 식 (23) 또는 식 (26)의 제안된 채널추정 방법의 차이를 보여준다. 식 (23)과 식 (26)은  $N^{PILOT} SNR^{PILOT}$  이  $N^{DATA} SNR^{DATA}$  보다 매우 큰, 전통적인 하향링크 CDMA시스템에서는  $\tilde{h}_i^{DATA}$ 의 사용이 불필요하다는 것을 보여주며 따라서 전통적인 하향링크 CDMA시스템에서는 파일럿채널을 이용한 파일럿심벌이용 채널추정방법을 사용하는 것이 효과적임을 알 수 있다. 식 (23)과 (26)은 또한,  $N^{PILOT} SNR^{PILOT}$  이 충분치 않고  $SER^{DATA}$ 가 작은 경우, 예를 들어, 다이버시티 경로가 많고 각 경로의 파일럿 전력이 미약한 경우,  $\tilde{h}_i^{DATA}$ 의 사용이 매우 유용하다는 것을 알려준다. 식 (9)의 파일럿심벌이용 채널추정방법이나 식 (11)의 결정지향 채널추정방법은  $\tilde{h}_i^{DATA}$ 와  $\tilde{h}_i^{PILOT}$ 의 필터계수를 임의로 정한 방법으로, 환경에 따라 다른 방식에 비해 열등할 수 있는데 반해서, 식 (23)과 식 (26)의 제안된 방법은 각각 BPSK와 QPSK 변조방식을 사용했을 때의 최적의 채널추정방법의 식으로, 파일럿심벌과 데이터심벌의 신호대잡음비, 심벌오류확률의 예측이 가능하다는 전제하에서, 모든 환경에서 파일럿심벌이용 채널추정방법이나 결정지향 채널추정방법보다 같거나 우수한 성능을 얻게 된다.

#### IV. 실험 및 토의

제안된 방법의 우수성과 CDMA 시스템에서  $\tilde{h}_i^{DATA}$ 의 사용의 필요성을 보이기 위해, WCDMA 하향링크 시스템<sup>[6]</sup>을 기반으로, 실험을 통하여 파일럿심벌이용 채널추정방법과 제안된 채널추정방법을 비교하였다. WCDMA 하향링크 시스템은 QPSK 변조방식을 사용하며 따라서 제안된 방법으로 식 (26)을 사용하였다. 채널추정은 파일럿 채널인 CPICH(common pilot channel)를 사용한다고 가정하였으며 임베디드 파일럿심벌은 고려하지 않았다. 실험에 사용한 채널 모델은 다경로 Rayleigh 페이딩 채널이며 각 경로는 같은 전력을 가진다고 가정하였다. 데이터와 파일럿의 확산인자는 각각 8과 256으로 32배

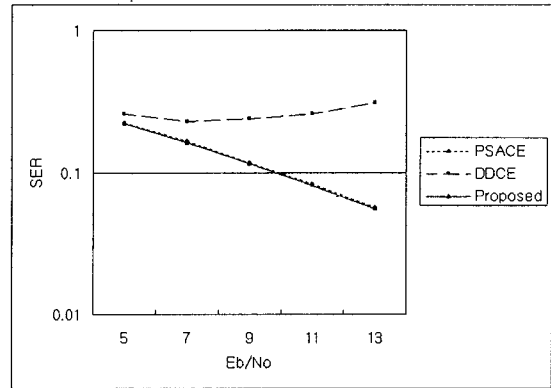


그림 4. 결정지향 채널추정 방법의 불안정성  
Fig. 4. The instability of a decision-directed channel estimation method.

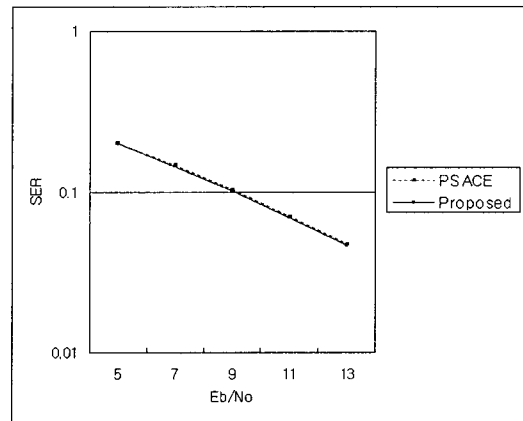


그림 5. 다이버시티가 없을 때의 SER성능  
Fig. 5. SER performance with no diversity.

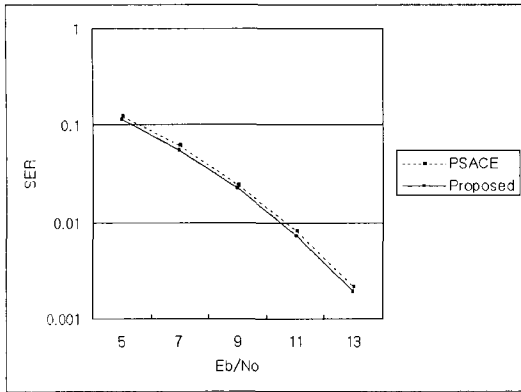


그림 6. 4개의 다이버시티 경로를 사용할 때의 SER 성능  
Fig. 6. SER performance with 4-path diversity.

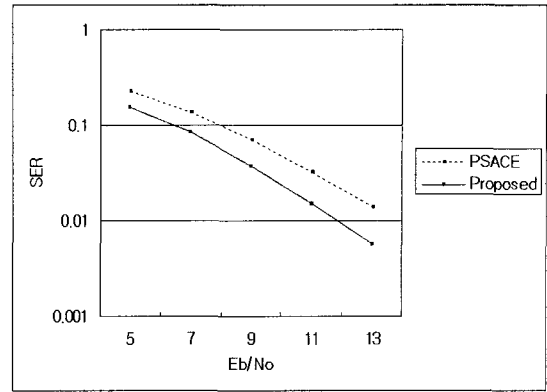


그림 8. 도플러 주파수 500Hz경우의 SER 성능  
Fig. 8. SER performance with Doppler frequency of 500Hz.

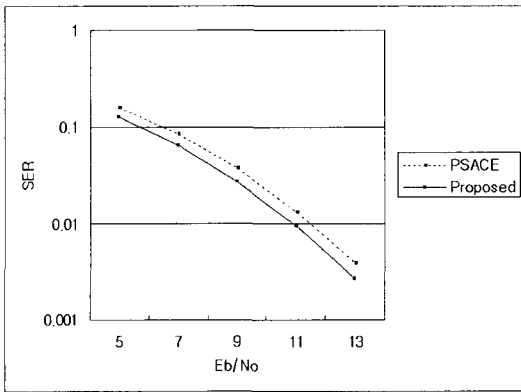


그림 7. 파일럿 심벌 전력을 줄였을 때의 SER 성능  
Fig. 7. SER performance with a reduced pilot symbol power.

차이가 나게 하였으며 파일럿심벌은 데이터심벌보다 4 배 큰 전송전력을 사용한다. 채널추정을 위한 파일럿필터의 크기는 5로 하였으며 데이터필터의 크기는 데이터의 수가 파일럿의 수보다 32배 많으므로  $5 \times 32 = 160$ 으로 하였다. <그림 4>는 도플러주파수 200Hz와 단일 경로 (수신 다이버시티가 없는 경우)에 대한 실험으로 결정지향 채널추정방법은 결정오류로 인해 동작이 보장되지 않는다는 것을 보여주고 있다. 결정된 데이터를 파일럿 심벌과 같은 중요도를 주어 사용하면 시스템의 성능이 보장되지 않는다.

<그림 5>는 도플러 주파수 25Hz와 단일경로일 때의 실험으로 제안된 채널추정방법은 파일럿심벌이용 채널 추정방법보다 우수하기는 하지만 그 차이는 매우 미미하다. 즉, CDMA 시스템에서 수신 다이버시티가 없이 단일경로로 신호를 수신할 때에는  $\bar{h}_i^{DATA}$ 의 사용이 필

요하지 않으며 파일럿심벌이용 채널추정방법만으로 충분한 성능을 얻을 수 있다는 것을 보여준다. <그림 6>은 <그림 5>의 경우에서 다이버시티 경로의 수를 4로 증가했을 때에 대한 실험이다. 다이버시티 경로의 수가 증가하면서, 주어진 전체 신호대잡음비에 대해서 각 경로의 신호대잡음비는 약해져 파일럿 에너지  $N^{PILOT} SNR^{PILOT}$ 는 미약하여 파일럿심벌만으로는 좋은 성능을 낼 수 없다. 이에 반해, 수신 다이버시티 효과에 의하여  $SER^{DATA}$ 는 적어지므로,  $N^{PILOT} SNR^{PILOT} (1 + 2 \cdot SER^{DATA} SNR^{DATA})$ 보다  $N^{DATA} SNR^{DATA}$ 가 매우 커지게 되어, 데이터를 함께 이용하는 경우가 보다 우수한 성능을 얻을 수 있다.

CDMA 시스템이 서킷전송에서 패킷전송의 형태로 진화하면서 시분할방식으로 데이터를 전송하게 되어 하나의 사용자를 위한 데이터의 전력이 파일럿의 전력보다 매우 커지게 되었으며 또한 각 사용자를 위한 빔포밍의 사용은 공유된 파일럿을 사용할 수 없게 함으로써 파일럿 전력을 크게 가져가기 힘들게 한다. <그림 7>은 <그림 6>의 경우에서 파일럿심벌의 전송전력을 데이터 심벌의 4배에서 2배로 줄인 것으로 파일럿의 에너지가 충분하지 않을 경우, 즉  $N^{PILOT} SNR^{PILOT}$ 이  $N^{DATA} SNR^{DATA}$ 보다 매우 작을 경우  $\bar{h}_i^{DATA}$ 의 사용이 매우 유용하다는 것을 보여준다.

반송파 주파수의 증가와 고속이동체로 인한, 높은 도플러 주파수에서는 시간적으로 멀리 떨어져 있는 순간 채널추정값은 상관도가 작으므로 필터의 크기가 작아져야 한다. 따라서 높은 도플러 주파수를 지원하기 위해서

는 작은 크기의 필터로도 동작할 수 있는 채널추정방법이 필요하다. <그림 8>은 <그림 6>의 경우에서 도플러 주파수를 500Hz로 증가시키고 파일럿필터와 데이터필터의 크기를 각각 2,  $2 \times 32 = 64$ 로 줄여 실험을 한 것이다. 제안된 채널추정방법은 파일럿뿐만 아니라 데이터의 에너지를 같이 사용함으로써 필터의 크기를 감소시켜도 안정되게 동작함을 볼 수 있다.

## V. 결 론

CDMA 시스템은 일반적으로 파일럿채널이 존재하며 채널추정을 위해 파일럿채널을 사용한다. 데이터채널을 사용한 결정지향 채널추정방법은 결정오류로 인해 그 성능을 보장할 수 없는데 반해, 파일럿채널의 에너지가 채널추정을 위해 충분하므로 파일럿심벌이용 채널추정방법으로 우수한 성능을 얻을 수 있기 때문이다. 그러나 광대역 패킷전송 CDMA 시스템에서는 다이버시티 경로 수의 증가와 빔포밍의 사용으로 인해 각 경로의 파일럿 에너지가 충분치 않을 수 있는데 반해, 다이버시티 효과에 의해 심벌오류확률은 상대적으로 떨어지게 되어 결정된 데이터를 이용하는 방법이 유용할 수 있다. 이 논문에서는 파일럿심벌과 함께 데이터심벌을 이용할 때의 최적의 채널추정방법을 제안하였다. 제안된 방법은 추정된 신호대잡음비와 심벌오류확률을 이용하여 파일럿심벌과 데이터심벌에 의한 순간채널추정값을 최적의 비로 결합하여 사용하는 방법이다. 실험결과에서 파일럿심벌이용 채널추정방법은 파일럿심벌의 에너지가 적어지거나, 다이버시티 다중경로의 수가 증가하거나, 도플러 주파수가 증가할 때에는 원하는 성능을 내지 못할 수 있음을 보였으며, 제안된 방법은 파일럿채널만으로 충분한 성능을 얻지 못하는 경우에도 잘 동작한다는 것을 보였다.

제안된 방법은 신호대잡음비와 심벌오류확률의 예측을 요구하며 이 논문의 실험에서는 이 값들을 안다고 가정하였다. 그러나 실제 구현에서는 신호대잡음비와 심벌오류확률의 정확한 측정이 어려울 것이다. 제안된 방법이 실제 시스템에 적용되기 위해서는 신호대잡음비와 심벌오류확률을 예측하는 방법에 대한 연구가 더 필요할 것이다.

## 참 고 문 헌

- [1] A. J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication, Addison-Wesley Longman, Inc. 1995.
- [2] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," IEEE Signal Processing Magazine, May 2000.
- [3] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "On Channel Estimation in OFDM Systems," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., pp. 815~819, July 1995.
- [4] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, S. K. Wilson, and P. O. Börjesson, "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition," IEEE Trans. on Communication, Vol. 46, No. 7, pp. 931~939, July 1998.
- [5] Y. Li, L. J. Cimini, N. R. Sollenberger, "Robust Channel Estimation for OFDM Systems with Rapid Dispersive Fading Channels," IEEE Trans. on Communication, Vol. 46, No.7, pp. 902~915, July 1998.
- [6] Y. LI, N. Seshadri, S. Ariyavisitakul, "Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mobile Wireless Channels," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, Vol. 17, No. 3, pp. 461~471, March 1999.
- [7] Y. Li, "Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 49, No. 4, pp. 1207~1215, July 2000.
- [8] J. Rinne, M. Renfors, "Pilot Spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems on Practical Channels," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. 42, No. 4, pp. 959~962, November 1996.
- [9] R. Nilsson, O. Edfors, M. Sandell, P. O. Börjesson, "An Analysis of Two-Dimensional Pilot-Symbol Assisted Modulation for OFDM," ICPWC, 1997.
- [10] P. K. Frenger, N. A. B. Svensson, "Decision-Directed Coherent Detection in Multicarrier Systems on Rayleigh Fading Channels," IEEE Trans. on Vehicular Technology, Vol. 48, No. 2,

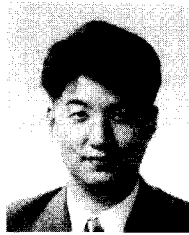


- pp. 490~498, March 1999.
- [11] A. Chini, Y. Wu, M. El-Tanany, and S. Mahmoud, "Filtered Decision Feedback Channel Estimation for OFDM-based DTV Terrestrial Broadcasting System," *IEEE Trans. on Broadcasting*, Vol. 44, No. 1, pp. 2~11, March 1998.
- [12] Y. Li, N. R. Sollenberger, "Adaptive Antenna Arrays for OFDM Systems With Cochannel Interference," *IEEE Trans. on Communication*, Vol. 47, No. 2, pp. 217~229, February 1999.
- [13] G. Auer, G.J.R. Povey, D.I. Laurenson, "Robust Channel Prediction Technique for Decision-Directed RAKE Receivers," *Electronics Letters*, Vol. 32, No. 4, pp. 338~340, February 1998.
- [14] G. T. Irvine, P. J. McLane, "Symbol-Aided Plus Decision-Directed Reception for PSK/TCM Modulation on Shadowed Mobile Satellite Fading Channels," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 10, No. 8, pp. 1289~1299, October 1992.
- [15] A. Zhuang, E.-S. Lohan, M. Renfors, "Comparison of Decision-Directed and Pilot-Aided Algorithms for Complex Channel Tap Estimation in a Downlink WCDMA System," *PIMRC*, 2000.
- [16] H. Holma, A. Toskala, *WCDMA for UMTS*, John Wiley & Sons, 2000.

---

 저 자 소 개
 

---



任 敏 中(正會員)

1987년 2월 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 8월 :

University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering(공학박사). 1993년 9월~2000

년 2월 : 삼성전자 선임연구원.

2000년 3월~현재 : 동국대학교 정보통신공학과 조교수.

&lt;주관심분야 : 이동통신, 통신용 VLSI 설계, 통신용 소프트웨어&gt;