

論文2003-40TC-5-1

# 광대역 CDMA 이동통신 시스템의 결정지향 채널추정기를 위한 필터크기 결정 방법

## (Filter Size Determination Algorithms for Decision-Directed Channel Estimators in Wideband CDMA Mobile Communication Systems)

任 敏 中 \* , 柳 哲 \* , 安 宰 民 \*\*

(Min-Joong Rim, Chul Ryu, and Jae-Min Ahn)

### 요 약

CDMA(Code Division Multiple Access) 이동통신 시스템은 페이딩에 의한 왜곡을 보상하기 위해 수신기에서 정확한 채널추정을 요구한다. 순간채널추정값은 수신된 신호를 전송된 신호로 나누어 줌으로써 얻게 되며, 추정분산을 줄이기 위하여 필터를 통과함으로써 보다 정확한 채널추정값을 얻는다. 채널추정필터에서 필터 크기의 결정은 채널추정값의 정확도에 매우 큰 영향을 미치는 중요한 일이다. 기존의 논문들은 필터의 크기 결정을 위해서 일반적으로 속도 추정기만을 사용하지만, 이 논문에서는 결정지향 채널추정 방법의 채널추정필터를 위해서 단말기의 속도뿐만 아니라 심벌오류확률과 신호대잡음비를 고려한 필터 크기 결정 방법을 제안한다. 이 논문은 심벌오류확률과 신호대잡음비가 필터 크기를 결정할 때의 중요한 요소임을 보인다.

### Abstract

CDMA(Code Division Multiple Access) mobile communication systems require accurate channel estimation in the receiver to compensate the fading distortions. Instantaneous channel estimates are obtained by dividing the received symbol by the transmitted symbol and then refined by filtering to reduce the estimation variance. In the channel estimation filter, the determination of the filter size is a very important task which greatly affects the estimation quality. While conventional methods usually use only velocity estimators to determine the channel estimation filter size, this paper proposes a filter size determination method for decision-directed channel estimators considering the symbol error rate and the signal-to-noise ratio in addition to the velocity of the mobile station. This paper shows that the symbol error rate and the signal-to-noise ratio are important factors for the determination of the channel estimation filter size.

**Keywords** : Channel Estimation, Decision-Directed, Filter Size, CDMA, Symbol Error Rate, Signal-to-Noise Ratio

\* 正會員, 東國大學校 情報通信工學科

(Department of Information and Communication Engineering, Dongguk University)

\*\* 正會員, 忠南大學校 情報通信工學部

(School of Electrical and Computer Engineering, Chung-

nam National University)

※ 이 논문은 한국과학재단 특정기초 연구과제 [R01-2001-000-00349-0(2002)]의 지원결과입니다.

接受日字:2003年4月7日, 수정완료일:2003年5月14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(Code Division Multiple Access) 방식이나 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식을 선호하고 있다. CDMA 방식은 딜레이 스프레드(delay spread)에 존재하는 다경로를 구분해 낼 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 채널 추정(channel estimation) 및 채널보상(channel compensation)이 필요하다<sup>[3-8]</sup>. 채널추정 알고리즘은 파일럿 심벌이용 채널추정 방법(pilot-symbol-aided channel estimation)과 결정지향 채널추정 방법(decision-directed channel estimation)의 두 종류로 분류할 수 있다<sup>[3-6]</sup>. 파일럿 심벌이용 채널추정방법은 데이터의 중간에 주기적으로 파일럿(pilot)이라고 불리는 약정된 신호를 보내어 이를 이용해서 채널추정을 하는 방법이고 결정지향 채널추정 방법은 파일럿 심벌뿐만 아니라 일반 데이터를 같이 이용하여 채널추정값의 잡음분산을 줄이도록 한다.

근래의 광대역 CDMA 시스템에서는 다경로 분해 능력의 증가와 안테나 다이버시티의 사용으로, 매우 많은 수의 수신 다이버시티 경로수가 존재할 수 있다<sup>[9]</sup>. 수신 다이버시티 경로가 많은 경우, 전체 신호대잡음비는 충분하다고 하더라도 각 경로의 신호대잡음비는 매우 낮아서 파일럿 심벌 에너지만으로는 충분히 좋은 채널추정값을 얻기 힘들다. 이에 반해서 심벌의 결정은 수신 다이버시티 경로를 결합하여 이루어지므로 각 경로의 신호대잡음비에 비해서 결정 오류는 상대적으로 작다. 이러한 환경에서는 채널추정값의 분산을 줄이기 위해서 결정지향 채널추정 방법을 사용하는 것이 유리하다<sup>[10]</sup>. 상관관계가 높은 인접한 채널값들을 이용하여 양질의 채널추정값을 얻기 위해서는 채널추정 필터가 사용되며 필터의 크기의 결정은 채널추정기의 성능에 지대한 영향을 미친다<sup>[11-14]</sup>. 일반적으로 채널추정기의 필터 크기는 이동체의 속도 추정을 이용하여 결정하지만<sup>[12-14]</sup>, 필터 크기를 결정짓는 요소는 이동체의 속도만 있는 것은 아니다.

이 논문에서는 결정지향 채널추정 방법을 위해서 이동체의 속도뿐만 아니라 심벌오류확률과 신호대잡음비를 고려한 필터 크기 결정 방법을 제안한다. 기존의 논문들은 필터의 크기를 결정할 때 심벌오류확률이나 신호대잡음비는 무시하였지만 이 논문에서는 이러한 요소들이 필터 크기의 결정에서 중요한 요소임을 보인다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 필터크기를 결정짓는 요소들을 나열하고 최적의 필터 크기를 결정짓는 방법에 대해 설명하며 III장에서는 특수 경우에 대한 몇 가지 예를 제시한다. IV장은 컴퓨터 모의실험을 통하여 이동체의 속도, 심벌오류확률, 신호대잡음비에 따른 필터 크기의 변화를 보여주며 V장에서는 결론을 맺는다.

## II. 결정지향 채널추정 방법을 위한 필터 크기 결정 방법

## 1. 결정지향 채널추정 방법의 추정 분산

CDMA 시스템의 수신기에서 하나의 수신 다이버시티 경로를 고려할 때  $i$ 번째 수신 신호는 식 (1)과 같이 기술될 수 있다.

$$r_i = h_i x_i + n_i \quad (1)$$

식 (1)에서  $r_i$ 는 수신신호,  $h_i$ 는 채널응답,  $x_i$ 는 송신신호,  $n_i$ 는  $\sigma^2$ 의 분산을 가지는 복소백색잡음이다. 식 (1)에서 단일  $x_i$ 의 수신기에서의 결정값이  $\hat{x}_i$ 라면 순간채널추정값  $\bar{h}_i$ 는 식 (2)와 같이 얻어질 수 있다.

$$\bar{h}_i = \frac{r_i}{\hat{x}_i} = h_i + \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h_i + \frac{n_i}{\hat{x}_i} \quad (2)$$

식 (2)에서  $\Delta x_i = x_i - \hat{x}_i$ 는 결정오류값이다. 식 (2)의 분산을 줄이기 위해서 인접한 순간채널추정값을 선형결합을 하여 식 (3)과 같은 향상된 채널추정값을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{h} &= \sum_{i=1}^M b_i \bar{h}_i \\ &= \sum_{i=1}^M b_i h_i + \sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h_i + \sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i} \\ &= h + \sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i + \sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h + \sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i} + \sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} \Delta h_i \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에서  $M$ 은 필터크기이며  $b_i$ 는  $\sum_{i=1}^M b_i = 1$ 을 만족하는 채널추정 필터의 계수이며  $h$ 는 추정하고자 하는 채널값, 그리고 채널 변화  $\Delta h_i \equiv h_i - h$ 이다. 식 (3)에서 마지막 항목  $\sum_{i=1}^M b_i \Delta x_i \Delta h_i / \hat{x}_i$ 는 결정오류와 채널 변화의 곱의 형태로 이루어져 있으며, 심벌오류확률이 작고, 주어진 필터 내에서 채널의 변화가 작다는 가정하에서  $\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i$ 나  $\sum_{i=1}^M b_i \Delta x_i h / \hat{x}_i$  등의 다른 항목들에 비해서 작으므로 무시될 수 있다. 따라서 식 (3)은 식 (4)와 같이 근사화된다.

$$\tilde{h} \approx h + \sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i + \sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h + \sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i} \quad (4)$$

식 (3)의 채널추정값은 4개의 항목으로 구성되어 있으며, 첫 번째 항목  $h$ 는 구하고자 하는 채널값, 두 번째 항목  $\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i$ 는 채널 변화에 의한 오류, 세 번째 항목  $\sum_{i=1}^M b_i \Delta x_i h / \hat{x}_i$ 는 결정오류에 의한 오류, 네 번째 항목  $\sum_{i=1}^M b_i n_i / \hat{x}_i$ 는 잡음에 의한 오류이다. 식 (4)의 채널추정값의 분산(Mean Squared Error)은 식 (5)와 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{\tilde{h} - h\}^2 \approx & E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i\right\}^2 + E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h\right\}^2 + E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i}\right\}^2 \\ & + 2E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i \sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h\right\} \\ & + 2E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i \sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i}\right\} + 2E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h \sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i}\right\} \end{aligned} \quad (5)$$

수신신호의 결정은 여러 수신 다이버시티 경로의 신호를 결합하여 이루어지는 것이므로 수신 다이버시티 경로가 많다고 가정할 때 결정오류는 특정 경로의 페이딩(fading)이나 잡음에 독립적이라고 가정할 수 있으며 따라서 식 (5)는 식 (6)과 같이 근사화될 수 있다.

$$\begin{aligned} E\{\tilde{h} - h\}^2 \approx & E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i\right\}^2 + E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h\right\}^2 \\ & + E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i}\right\}^2 \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)은 채널 변화에 의한 분산, 결정오류에 의한 분산, 잡음에 의한 분산의 합으로 표현되어 있다. 따라서 채널추정 분산을 최소화시키는 필터의 크기는 이들 3가지의 분산을 더해서 최소가 되는 크기로 결정하게 된다. 지금까지의 논문들은 주로 속도 추정에 의한 필터의 크기에 결정에 대해서 논하였지만 채널추정 분산을 최소화시키는 변수는 식 (6)에서 보는 것과 같이 채널 변화만이 있는 것은 아니다. 무선통신 시스템에서의 수신신호의 신호대잡음비는 송신기와 수신기의 거리에 의해서 커다란 차이를 가지며, 전력 제어를 하는 경우에도 하나의 수신 다이버시티 경로에서의 신호대잡음비는 다중 경로의 수가 몇 개인가에 따라서 매우 큰 변화를 가질 수 있다. 신호대잡음비의 합계 필터 크기의 결정에서 고려해야 하는 또 하나는 심벌오류확률(결정오류확률)이다. 근래의 강력한 채널부호화 방법의 사용과 물리계층에서의 복잡한 재전송 기법의 사용은 무선통신 시스템이 무시할 수 없는 심벌오류확률(uncoded SER(Symbol Error Rate))에서 동작하도록 한다. 결정지향 채널추정 방법을 사용할 때에는 결정오류에 의한 부분이 채널추정 분산에 적지 않은 영향을 미칠 수 있으며 따라서 필터의 크기의 결정에서 무시되어서는 안 된다.

식 (6)에서 채널 변화에 의한 분산은 도플러 주파수  $f_d$ 와 상관이 있으며, 결정오류에 의한 분산은 심벌오류확률 SER와 상관이 있고, 잡음에 의한 분산은 그 수신 다이버시티 경로에서의 평균 신호대잡음비 SNR(signal-to-noise ratio)과 상관이 있으므로 정규화된 채널추정 분산은 식 (7)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned} V(f_d, SER, SNR, M) \approx & V_{FADING}(f_d, M) \\ & + V_{DECISION}(SER, M) + V_{NOISE}(SNR, M) \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 정규화된 채널추정 분산  $V(f_d, SER, SNR, M)$ , 채널 변화에 의한 분산  $V_{FADING}(f_d, M)$ , 결정오류에 의한 분산  $V_{DECISION}(SER, M)$ , 잡음에 의한 분산  $V_{NOISE}(SNR, M)$ 은 식 (8)과 같이 정의된다.

$$V(f_d, SER, SNR, M) \equiv \frac{E\{\tilde{h} - h\}^2}{E\{|h|^2\}}$$

$$\begin{aligned}
 V_{FADING}(f_d, M) &\equiv \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \Delta h_i\right\}^2}{E\{h^2\}} \\
 V_{DECISION}(SER, M) &\equiv \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h\right\}^2}{E\{h^2\}} \\
 V_{NOISE}(SNR, M) &\equiv \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M b_i \frac{n_i}{\hat{x}_i}\right\}^2}{E\{h^2\}}
 \end{aligned} \quad (8)$$

이동체의 속도 (또는 도플러 주파수), 수신기의 심벌 오류확률, 수신 다이버시티 경로의 신호대잡음비가 주어졌을 때 식 (7)을 최소화(Minimum Mean Squared Error)하는  $M$ 이 그 수신 다이버시티 경로의 채널추정 필터의 최적의 필터 크기가 된다.

## 2. 필터 크기의 결정 방법

<그림 1>은 결정지향 채널추정기를 위한 필터 크기 결정 방법을 보여준다. 필터 크기는 도플러 주파수, 심벌오류확률, 신호대잡음비와 상관이 있으므로 최적의 필터 크기를 결정하기 위해서는 매우 커다란 표가 필요하다. 그러나 식 (7)을 사용하면  $V_{FADING}(f_d, M)$ ,  $V_{DECISION}(SER, M)$ ,  $V_{NOISE}(SNR, M)$ 에 대한 3개의 2차원 표를 만들면 충분하다. 이들은 수학적 분석을 이용하거나 모의 실험을 통해 찾아낸다. 채널추정기는 속도 추정기, SER 추정기, SNR 추정기 등의 도움을 얻어 도플러 주파수, 심벌오류확률, 신호대잡음비를 구하며, 각 필터 크기  $M$ 에 대해서  $V_{FADING}(f_d, M)$ ,  $V_{DECISION}(SER, M)$ ,  $V_{NOISE}(SNR, M)$ 의 값을 찾고 세 개의 분산을 더해서  $V(f_d, SER, SNR, M)$ 의 값을 얻는다. 여러 가지  $M$ 에 대해서 분산을 구하고 이들 중 가장 작은 분산값을 가지게 하는 필터 크기  $M$ 을 선정한다.

최적의 필터 크기를 결정하기 위해서는 속도 추정기, SNR 추정기, SER 추정기가 필요하다. 속도의 추정은 필터 크기 결정의 가장 중요한 부분으로 많은 연구가 이루어지고 있다<sup>[12-13]</sup>. 신호대잡음비와 심벌오류확률의 추정은 시스템의 운영을 위해서 요구되는 이동통신 시스템의 필수 사항이므로<sup>[15]</sup> 이를 위한 추가적인 부담은 없다. 신호대잡음비 추정은 전력 제어 등을 위해서 많이 연구되어 왔으며 심벌오류확률의 추정은 파일럿 심벌의

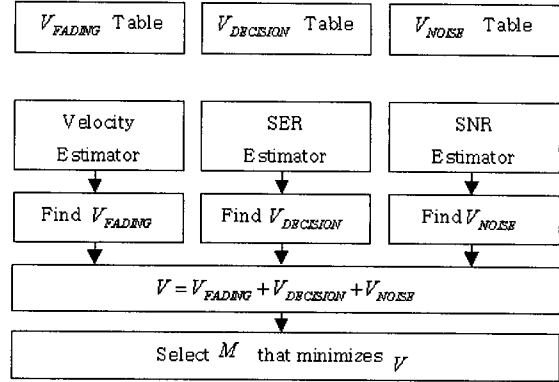


그림 1. 결정지향 채널추정 필터의 크기 결정 방법  
Fig. 1. Filter size determination for decision-directed channel estimators.

심벌오류확률을 이용하거나 채널복호화된 데이터를 다시 채널부호화하여 채널복호화되기 전의 데이터와 비교하는 방법을 사용하여 예측한다.

## III. 몇 가지 특수 경우의 예

이 장에서는 몇 가지 간단한 경우에 대해서 채널추정 분산에 대해서 분석한다.

### 1. 일정한 필터 계수를 가지는 FIR 필터를 사용하는 경우

먼저 신호점의 크기가  $d$ 인 BPSK 변조 방식과 일정한 필터 계수  $1/M$ 을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터를 가정해보자. 채널의 변화  $\Delta h_i$ 는 도플러 주파수의 함수이므로 도플러 주파수  $f_d$ 에 대한 채널 변화는  $\Delta h_i f_d$ 로 표시한다고 하자. 만일 특정한 낮은 도플러 주파수  $f_1$ 에 대해서  $V_{FADING}(M) \equiv V_{FADING}(f_1, M)$ 을 구해서 알고 있다면 임의의 정수  $N$ 에 대해서  $f_d = Nf_1$ 이 성립하는 도플러 주파수  $f_d$ 에 대해서  $V_{FADING}(f_d, M)$ 는 채널의 변화 속도가 크지 않아서 interpolation에 의한 오류가 크지 않다고 가정할 때 식 (9)와 같이 쓰여질 수 있다.

$$V_{FADING}(f_d, M) = \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M \frac{1}{M} \Delta h_i(f_d)\right\}^2}{E\{h^2\}}$$

$$\begin{aligned}
 & \approx \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M \frac{1}{M} \Delta h_{N_i}(f_1)\right\}^2}{E\{|h|^2\}} \\
 & \approx \frac{E\left\{\sum_{j=1}^{NM} \frac{1}{NM} \Delta h_j(f_1)\right\}^2}{E\{|h|^2\}} \\
 & = V_{FADING}(NM) \\
 & = V_{FADING}(f_d M / f_1)
 \end{aligned} \tag{9}$$

채널의 변화량  $\Delta h_i$ 의 크기는  $i$ 가 증가함에 따라 커지는 경향이 있을 것이므로 채널변화에 의한 분산은  $M$ 이 커짐에 따라서, 그리고  $f_d$ 가 커짐에 따라서 증가한다. 한편, 잡음에 의한 채널추정 분산은 식 (10)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{NOISE}(SNR, M) &= \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M \frac{1}{M} \frac{n_i}{\hat{x}_i}\right\}^2}{E\{|h|^2\}} \\
 &= \frac{1}{M^2} \frac{M\sigma^2}{d^2} \frac{1}{E\{|h|^2\}} \\
 &= \frac{1}{M SNR}
 \end{aligned} \tag{10}$$

식 (10)에서  $SNR \equiv d^2 E\{|h|^2\} / \sigma^2$ 은 이 수신 다이버시티 경로의 평균 신호대잡음비이다. 잡음에 의한 채널추정분산은 신호대잡음비에 반비례하며  $M$ 이 증가함에 따라서 감소하여  $M$ 이 무한대로 감에 따라 0으로 가는 것을 알 수 있다.

결정오류에 의한 채널추정분산은 결정오류가 불규칙하게 발생하며 수신 다이버시티 경로가 많아서 특정 수신 경로의 페이딩과 결정오류가 독립적이라고 가정할 때 식 (11)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{DECISION}(SER, M) &= \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M \frac{1}{M} \frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i} h\right\}^2}{E\{|h|^2\}} \\
 &= \frac{E\left\{\sum_{i=1}^M (\Delta x_i)^2 + \sum_{i \neq j} |\Delta x_i \Delta x_j|\right\}}{M^2 d^2}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\sum_{i=1}^M E\{(\Delta x_i)^2\} + \sum_{i \neq j} E\{|\Delta x_i|\} E\{|\Delta x_j|\}}{M^2 d^2} \\
 &= \frac{M SER (2d)^2 + (M^2 - M) SER^2 (2d)^2}{M^2 d^2} \\
 &= \frac{4 SER + 4(M-1) SER^2}{M} \\
 &= 4 SER \left( SER + \frac{1-SER}{M} \right)
 \end{aligned} \tag{11}$$

식 (11)에서 결정오류에 의한 분산은 필터의 크기  $M$ 이 1일 경우에는  $V_{DECISION}(SER, 1) = 4SER$ 이 되며 필터의 크기가 무한대로 갈 때에는  $V_{DECISION}(SER, \infty) = 4SER^2$ 이 되고 있으며  $M$ 이 증가할수록 감소한다. 결정오류에 의한 채널추정분산은 심벌오류확률이 작을수록, 그리고  $M$ 이 증가할수록 감소하지만 잡음에 의한 채널추정분산과는 달리,  $M$ 이 무한대로 가더라도 0으로 가지 않는다. 식 (9), (10), (11)을 대입하면 식 (7)은 식 (12)와 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V(f_d, SER, SNR, M) &\approx V_{FADING}(f_d M / f_1) + \\
 & 4 SER \left( SER + \frac{1-SER}{M} \right) + \frac{1}{M SNR}
 \end{aligned} \tag{12}$$

식 (12)를 사용하면 실험을 통해서 미리 얻어야 하는 값은  $V_{FADING}(M) \equiv V_{FADING}(f_1, M)$  뿐이므로 준비해 두어야 하는 테이블이 매우 간단해진다.

### 2. 1차 IIR 필터를 사용하는 경우

이 번에는 BPSK 변조방식을 사용하면서 forgetting factor가  $\alpha$ 인 1차 IIR(Infinite Impulse Response) 필터를 사용한다고 하자. 식 (7)과 식 (8)에서의 필터 크기  $M$ 은 1차 IIR 필터에서는 forgetting factor  $\alpha$ 에 해당되므로 식 (13)과 식 (14)와 같이 다시 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V(f_d, SER, SNR, \alpha) &\approx V_{FADING}(f_d, \alpha) + V_{DECISION}(SER, \alpha) \\
 & + V_{NOISE}(SNR, \alpha)
 \end{aligned} \tag{13}$$

$$V(f_d, SER, SNR, \alpha) \equiv \frac{E\left\{\left[\tilde{h} - h\right]^2\right\}}{E\{|h|^2\}}$$

$$\begin{aligned}
V_{FADING}(f_d, \alpha) &\equiv \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\Delta h_i\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
V_{DECISION}(SER, \alpha) &\equiv \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i}h\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
V_{NOISE}(SNR, \alpha) &\equiv \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\frac{n_i}{\hat{x}_i}\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}}
\end{aligned} \quad (14)$$

만일 특정한 낮은 도플러 주파수  $f_1$ 에 대해서  $V_{FADING}(\alpha) \equiv V_{FADING}(f_1, \alpha)$ 을 실험을 통해 알고 있다면 임의의 정수  $N$ 에 대해서  $f_d = Nf_1$ 이 성립하는 도플러 주파수  $f_d$ 에 대해서  $V_{FADING}(f_d, \alpha)$ 는 채널의 변화 속도가 크지 않다고 할 때 식 (15)와 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
V_{FADING}(f_d, \alpha) &= \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\Delta h_i(f_d)\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
&\approx \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\Delta h_{N_i}(f_1)\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
&\approx \frac{E\left\{\left|\frac{1-\alpha}{N}\sum_{j=0}^{\infty}\alpha^{jN}\Delta h_j(f_1)\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
&= \left(\frac{1-\alpha}{1-\alpha^{1/N}}\frac{1}{N}\right)^2 \frac{E\left\{\left|(1-\alpha^{1/N})\sum_{j=0}^{\infty}\alpha^{jN}\Delta h_j(f_1)\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
&= \left(\frac{1-\alpha}{1-\alpha^{1/N}}\frac{1}{N}\right)^2 V_{FADING}(\alpha^{1/N}) \\
&= \left(\frac{1-\alpha}{1-\alpha^{f_1/f_d}}\frac{f_1}{f_d}\right)^2 V_{FADING}(\alpha^{f_1/f_d})
\end{aligned} \quad (15)$$

한편 잡음에 의한 채널추정 분산은 식 (16)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$V_{NOISE}(SNR, \alpha) = \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\frac{n_i}{\hat{x}_i}\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}}$$

$$\begin{aligned}
&= (1-\alpha)^2 \sum_{i=0}^{\infty} \alpha^{2i} \frac{\sigma^2}{d^2} \frac{1}{E\{|h|^2\}} \\
&= \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \frac{1}{SNR}
\end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)에서 잡음에 의한 채널추정 분산은 필터의 크기가 커짐에 따라 즉  $\alpha$ 가 1로 감에 따라 작아지게 된다. 결정오류에 의한 채널추정 분산은 결정오류가 불규칙하게 발생하며 수신 다이버시티 경로가 많아서 특정 수신 경로의 페이딩과 결정오류가 독립적이라고 가정할 때 식 (17)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
V_{DECISION}(SER, \alpha) &= \frac{E\left\{\left|(1-\alpha)\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^i\frac{\Delta x_i}{\hat{x}_i}h\right|^2\right\}}{E\{|h|^2\}} \\
&= \frac{(1-\alpha)^2 E\left\{\sum_{i=0}^{\infty}\alpha^{2i}(\Delta x_i)^2 + \sum_{i \neq j}\alpha^i\alpha^j|\Delta x_i\Delta x_j|\right\}}{d^2} \\
&= (1-\alpha)^2 \left( \frac{4SER}{1-\alpha^2} + \left( \frac{1}{(1-\alpha)^2} - \frac{1}{1-\alpha^2} \right) 4SER^2 \right) \\
&= \frac{1-\alpha}{1+\alpha} (4SER - 4SER^2) + 4SER^2
\end{aligned} \quad (17)$$

식 (17)에서 결정오류에 의한 분산은 FIR 필터의 경우와 마찬가지로 필터의 크기가 1일 때, 즉  $\alpha$ 가 0일 경우에는  $V_{DECISION}(SER, 0) = 4SER$ 이 되며 필터의 크기가 무한대로 갈 때, 즉  $\alpha$ 가 1일 때는  $V_{DECISION}(SER, 1) = 4SER^2$ 이 되고 있다. 식 (15), (16), (17)을 식 (13)에 대입하면 식 (18)과 같이 쓰여질 수 있다.

$$\begin{aligned}
V(f_d, SER, SNR, M) &\approx \left( \frac{1-\alpha}{1-\alpha^{f_1/f_d}} \frac{f_1}{f_d} \right)^2 V_{FADING}(\alpha^{f_1/f_d}) \\
&\quad + \frac{1-\alpha}{1+\alpha} (4SER - 4SER^2) + 4SER^2 + \frac{1-\alpha}{1+\alpha} \frac{1}{SNR}
\end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서도 역시 준비해 두어야 하는 테이블은  $V_{FADING}(\alpha) \equiv V_{FADING}(f_1, \alpha)$  뿐이다. 식 (12)나 식 (18)을 이용하면 적은 크기의 테이블만을 가짐으로써 쉽게 최적의 필터 크기를 결정할 수 있다. 변조 방식과 필터의 모양이 복잡해지면 수식적인 접근은 가능하지 않을 수 있으며 이 때에는 실험을 통하여 표를 작성하여 이용하게 된다.

IV. 실험 및 토의

실험은 WCDMA의 상향링크 DPCCH 채널<sup>[9]</sup>의 형태를 기본 틀로 하여 필터 크기에 따른 채널추정분산을 구하였다. 상향링크 DPCCH 채널은 물리계층의 컨트롤 정보를 전송하는 채널로서 BPSK 변조방식을 사용하며 한 심벌은 0.0667ms의 길이를 가진다. 상향링크 DPCCH 채널은 파일럿을 포함하지만 이 실험의 결정 오류 발생에서는 파일럿을 무시하였으며 결정오류가 불규

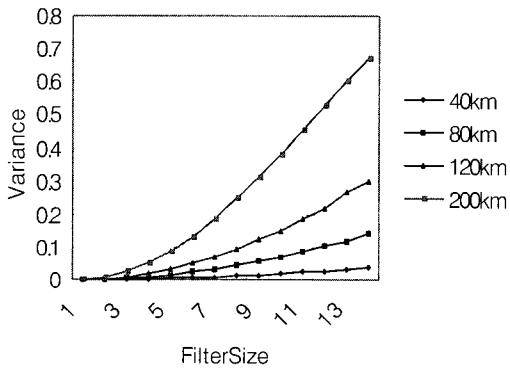


그림 2. 여러 속도에 대해 필터크기를 변화시켰을 때의 채널추정 분산  
Fig. 2. Channel estimation variances with various filter sizes and velocities

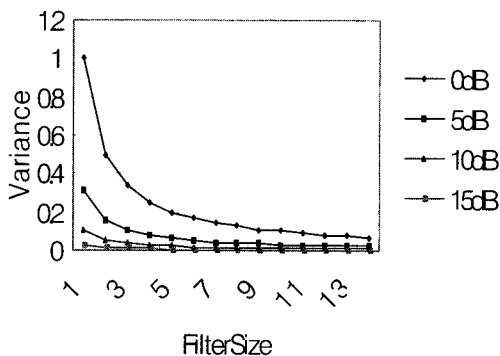


그림 3. 여러 Eb/No에 대해 필터크기를 변화시켰을 때의 채널추정 분산  
Fig. 3. Channel estimation variances with various filter sizes and Eb/No.

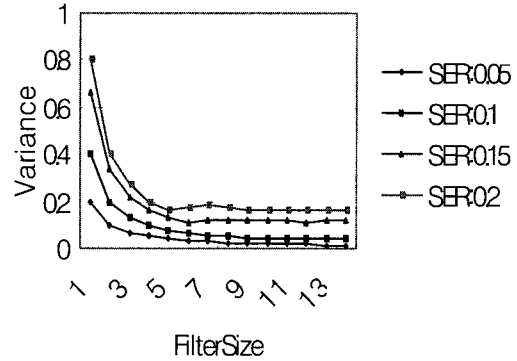


그림 4. 여러 심벌오류확률에 대해 필터크기를 변화시켰을 때의 채널추정 분산  
Fig. 4. Channel estimation variances with various filter sizes and SER

칙하게 발생하도록 하였다. 실험에서 사용한 필터는 같은 크기의 계수를 가지는 FIR 필터를 가정하였으며 과거(causal) 데이터만을 사용하였다. 일반적으로 많은 논문들이 채널추정기의 필터 크기의 결정을 위해서 속도 추정기만을 사용하지만<sup>[12-14]</sup> 필터의 추정분산은 속도 이외에도 심벌오류확률과 신호대잡음비에 의해 영향을 받는다. <그림 2, 3, 4>는 추정채널값의 분산에 영향을 미치는 각각의 요소들이 필터크기에 따라 분산을 어떻게 변화시키는지 보여준다. <그림 2>는 결정오류(심벌오류)와 잡음이 없을 때 여러 가지 속도와 필터 크기에 따른 분산의 변화를 보여주고 있으며 필터 크기가 증가할수록 그리고 속도가 증가할수록 필터에 있는 순간채널추정값들의 변화가 커져서 추정하고자 하는 채널값과의 차이가 커지게 된다. <그림 3>은 이동체의 속도가 0이고 결정오류가 없을 때 잡음과 필터 크기의 상관관계를 나타낸 실험으로 신호대잡음비가 커질수록 그리고 필터 크기가 증가할수록 분산이 작아지게 된다. <그림 4>는 속도가 0이고 잡음이 없을 때 결정오류와 필터 크기의 상관관계를 나타낸 것으로서 심벌오류확률이 작아지고 필터의 크기가 커짐에 따라 분산이 작아진다. 이와 같이 세 가지 요소 중 하나는 필터 크기가 커짐에 따라 분산을 크게 하며 다른 둘은 필터 크기가 커짐에 따라 분산을 작게 한다.

<그림 5>는 추정된 채널값의 분산에 영향을 미치는 요소들의 각각의 분산을 더한 값이 실제의 분산값과 유사함을 보여준다. 그림에서 속도, 결정오류, 잡음에 의한

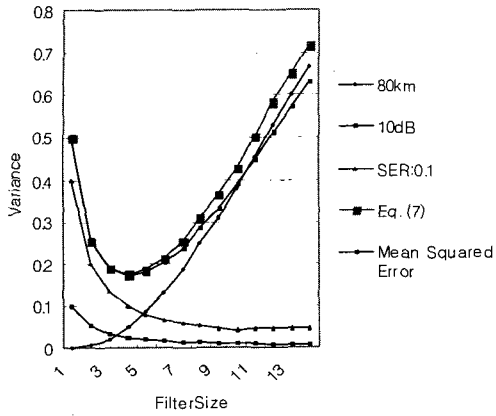


그림 5.  $V$ 와  $V_{FADING} + V_{DECISION} + V_{NOISE}$  의 비교  
 Fig. 5. Comparisons between  $V$  and  $V_{FADING} + V_{DECISION} + V_{NOISE}$ .

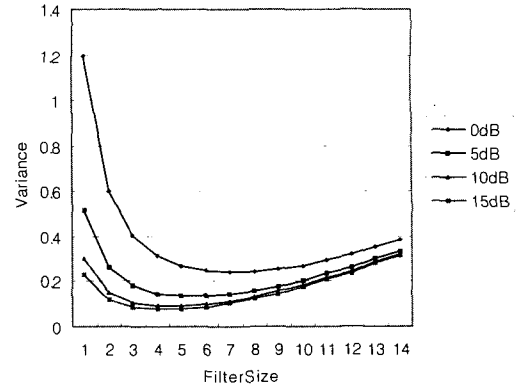


그림 7. 속도와 SER을 고정하고  $E_b/N_0$ 를 변화시켰을 때의 채널추정 분산  
 Fig. 7. Channel estimation variances with varying  $E_b/N_0$  and fixed velocity and SER.

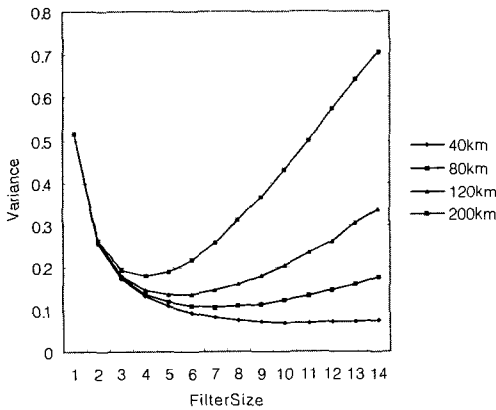


그림 6. SER과  $E_b/N_0$ 를 고정하고 속도를 변화시켰을 때의 채널추정 분산  
 Fig. 6. Channel estimation variances with varying velocities and fixed SER and  $E_b/N_0$ .

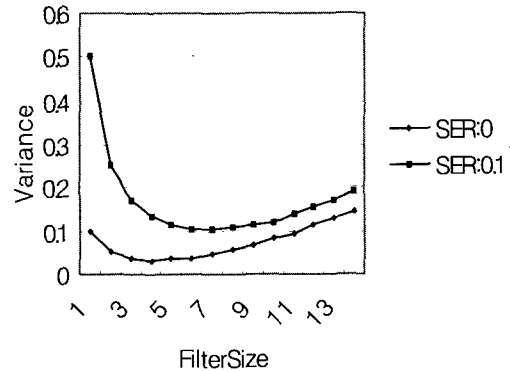


그림 8. 속도와 SNR을 고정하고 SER을 변화시켰을 때의 채널추정 분산  
 Fig. 8. Channel estimation variances with varying SER and fixed velocity and SNR.

분산값들을 다른 영향이 없다는 가정하에 각각 구하고 이들을 더한 값을 표현하였으며 이를 실제의 분산값과 비교하였다. 그림에서 채널 변화에 의한 분산이 매우 큰 부분은 식 (3)에서  $\sum_{i=1}^M b_i \Delta x_i \Delta h_i / \hat{x}_i$ 의 항목이 더 이상 무시될 수 없으므로 식 (7)이 옳지 않다. 그러나 관심이 있는 부분, 즉 분산값의 크기가 작은 부분에서는 실제의 분산값과 식 (7)의 분산값이 거의 차이가 없을 볼 수 있다. 최소의 분산값을 가지는 필터 크기를 결정할 때에는 식 (7)과 같은 근사값을 사용하여도 크기 결정에 영향이 없음을 볼 수 있다.

<그림 6, 7, 8>은 분산에 미치는 여러 요소들을 고려 하면서 하나의 요소를 변화시키고 다른 요소들은 고정 했을 때의 필터 크기에 따른 채널추정분산의 변화를 보여준다. <그림 6>을 SER과 한 경로의  $E_b/N_0$ 를 0.05, 5dB로 고정하고 속도를 변화시킬 때의 실험이며 <그림 7>은 속도와 SER을 각각 120Km/h와 0.05로 고정하고  $E_b/N_0$ 만 변화시켰을 때에 대한 실험이고 <그림 8>은 속도와  $E_b/N_0$ 를 80Km/h와 10dB로 고정하고 SER을 변화시켰을 때의 실험이다. 기존의 논문들은 필터 크기를 결정하기 위해 속도 추정만을 하였지만 속도뿐만 아니



라 세 가지 요소 중 하나라도 변화하면 추정된 채널값의 분산에 영향을 주어 최적의 필터크기가 변할 수 있게 된다는 것을 볼 수 있다.

## V. 결 론

이 논문에서는 결정지향 채널추정 방법의 채널추정필터를 위한 최적의 필터 크기를 결정하는 방법에 대해 논하였다. 결정지향 채널추정 방법에서 필터 크기를 결정하기 위해서는 이동체의 속도뿐만 아니라 심벌오류확률과 신호대잡음비가 중요한 요소가 된다. 정확한 필터 크기의 결정을 위해서는 각각의 속도(또는 도플러 주파수), 신호대잡음비, 심벌오류확률에서의 표를 만들어야 하지만 이는 표의 크기를 매우 크게 할 수 있으므로 현실적이지 않다. 이 논문에서 제안하는 방법은 먼저 각 필터 크기에 대해서, 도플러 주파수에 따른 분산의 표, 결정오류에 따른 분산의 표, 잡음에 의한 분산의 표 등 3개의 2차원 표를 만드는 것이다. 채널추정기에서는 속도추정기, SER 추정기, SNR 추정기 등을 이용하여 속도(또는 도플러 주파수), 심벌오류확률, 신호대잡음비를 추정된 후 각 필터 크기에 따라 채널 변화에 따른 분산, 결정오류에 의한 분산, 잡음에 의한 분산을 더해서 채널추정분산을 구하고 최소의 채널추정분산을 얻는 필터 크기를 선택한다. 이 논문에서는 이전의 논문들이 채널추정 필터 크기의 결정을 위해서 속도 추정만을 사용하는데 비해 이동체의 속도와 함께 심벌오류확률과 신호대잡음비의 사용이 필터 크기 결정에 중요함을 보였다.

## 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, Vol.17, No.3, pp. 29~48, May 2000.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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, pp. 1121~1125, 2000.
- [7] E.-S. Lohan, A. Zhuang, M. Renfors, "Robustness of Practical Downlink Wideband CDMA Channel Estimation Algorithms to Delay Estimation Errors," ICC, pp. 540~544, 2001.
- [8] H. Andoh, M. Sawahashi, F. Adachi, "Channel Estimation using Time Multiplexed Pilot Symbols for Coherent RAKE Combining for DS-CDMA Mobile Radio," PIMRC, pp. 954~958, 1997.
- [9] H. Holma, A. Toskala, WCDMA for UMTS, John Wiley & Sons, 2000.
- [10] 임민중, "하향링크 광대역 CDMA 이동통신 시스템을 위한 새로운 채널추정 방법," 전자공학회지, 제40권 TC편 제4호, pp. 1~9, April 2003
- [11] M.-A.R. Baissas, A.M. Sayeed, "Pilot-Based Estimation of Time-Varying Multipath Channels for Coherent CDMA Receivers," IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 50, No. 8, pp. 2037~2049, August 2002.
- [12] G. Li, Y. Jin, "A Speed Estimation Based Two-Stage Symbol Aided Channel Estimator for Frequency Nonselective Variant Fading Channel," Personal Wireless Communications, pp. 109~113, 2000.
- [13] H.J. Oh, J.M. Cioffi, "An Adaptive Channel Estimation Scheme for DS-CDMA Systems," VTC, pp. 2839~2843, 2000.
- [14] Z. Chunhui, M. Lin, L. Gan, W. Jing, L. Weidong, "An Order-Adaptive Filter for Channel

Estimation in DS-CDMA Mobile Systems,” [15] 3GPP TS25.215: Physical Layer - Measurements  
Communication Technology Proceedings. pp. 355 ~358, 2000. (FDD).

---

 저 자 소 개
 

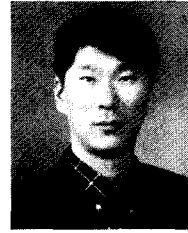
---



任敏中(正會員)

1987년 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 : University of Wisconsin-Madison, Electrical and Computer Engineering(공학박사). 1993년~2000년 : 삼성전자 선임연구원. 2000년~현재 : 동국대학교

정보통신공학과 조교수. <주관심분야 : 이동통신, 통신 VLSI, 통신 소프트웨어>



安宰民(正會員)

1987년 : 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1989년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학석사). 1994년 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(공학박사). 1994년~1999년 : 삼성전자 선임연구원.

1999년~현재 : 충남대학교 전기정보통신공학부 조교수. <주관심분야 : 차세대 이동통신 물리계층 및 Radio Resource management>



柳哲(正會員)

1989년 : Florida Institute of Technology 컴퓨터공학과(공학사). 1991년 : Polytechnic University 전기공학과(공학석사). 1997년 : Polytechnic University 전기공학과(공학박사). 1998년~1999년 : LG 정보통신연구소 선임연구원. 1999년~현재 : 동국대학교 정보통신공학과 조교수. <주관심분야 : visual communications, error control, data compression>

1999년~현재 : 동국대학교 정보통신공학과 조교수. <주관심분야 : visual communications, error control, data compression>