

論文2002-39TC-11-3

QAM 변조방식의 OFDM 시스템을 위한 결정지향 채널추정 방법

(Decision-directed Channel Estimation for QAM-modulated OFDM Systems)

任 敏 中 * , 安 宰 民 ** , 金 延 洙 ***

(Min Joong Rim, Jae Min Ahn, and Yeon Soo Kim)

요 약

QAM-OFDM 시스템에서 결정지향 채널추정을 위해 사용하는 2차원 필터의 최적의 크기와 모양은 도플러 주파수, 신호의 지연확산, 신호 대 잡음비 등 채널의 특성과 함께 송신 심벌의 크기에 의해서 결정된다. 기존의 채널 추정방법들은 QAM 변조 방식에서의 송신 심벌의 크기의 다양성을 고려하지 않고 채널 특성만을 고려한 고정된 형태의 필터를 취하는 데 반해서 이 논문에서는 단순하면서도 송신 심벌의 크기의 다양성을 고려한 필터를 제안한다. 제안된 채널추정방법은 작은 크기의 필터로 예측잡음을 효과적으로 줄일 수 있으므로 구현 복잡도를 줄일 수 있는 가능성을 가질 뿐만 아니라 채널의 변화에 의한 성능 감소 효과도 적어 더 우수한 성능을 나타낼 수 있다.

Abstract

When decision-directed channel estimation is used for QAM-OFDM systems, the optimal shape of the two-dimensional filter depends on the amplitudes of the modulated symbols as well as the channel characteristics such as delay spread, Doppler frequency, and signal-to-noise ratio. While most conventional channel estimation methods did not consider the amplitudes of the modulated symbols because of the large computational complexity, we propose a simple channel estimation method for multi-level-amplitude-modulated systems. The proposed method can effectively reduce the noise variance of the estimates with small-sized filtering and there is a possibility of reducing the implementation cost and producing better results by avoiding the bias due to large filter sizes.

Keywords : Channel estimation, Decision-directed, QAM, OFDM, Wireless

* 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, Chungnam National University)

*** 正會員, 韓國通信 서비스開發研究所

(Service Development Lab., Korea Telecom)

接受日字:2002年2月25日, 수정완료일:2002年10月23日

I. 서 론

OFDM 방식은 하나의 반송파를 여러 개의 부반송파로 나누어 심볼 구간이 지연확산(delay spread)에 비해 길도록 함으로써 심벌간 간섭을 회피하는 방식으로 고속 무선통신 시스템에서 그 사용처가 점차 증대되고 있다^[1]. OFDM에서는 복잡한 시간축의 등화기는 필요하지 않지만 채널에 의해서 신호가 왜곡되는 것을 보상해주는 단일 탭 등화기 형태의 채널추정(channel estimation) 및 채널보상(channel compensation)이 필요하다^[2-6]. 채널

널추정이란 채널에 심벌간 간섭이 없다는 가정 하에서 채널에 의해서 신호의 크기와 위상이 변하는 정도인 채널응답값(channel response)을 예측하는 것이며, 채널보상이란 신호를 결정하기 위해서 채널추정값을 이용하여 채널의 영향을 제거하는 것을 말한다.

채널추정기는 송신신호를 알고 있다는 가정 하에서 송신신호와 수신신호의 비를 이용하여 채널을 추정한다. 수신된 신호를 송신된 신호로 나누어 줌으로써 얻는 순간채널추정값은 잡음분산이 크므로 상관관계가 높은 인접한 순간채널추정값들을 이용하여 필터를 통과시킴으로써 보다 정확한 값을 얻을 수 있다. OFDM 시스템에서는 시간축뿐만 아니라 주파수축에서도 채널값의 상관관계가 크므로 시간축, 주파수축의 2차원 필터를 이용한다. 채널추정 방법에는 주기적으로 삽입된 파일럿(pilot)을 이용하여 채널추정을 하는 파일럿 심벌이용 채널추정 방법(pilot-symbol-aided channel estimation)^[7-9]과 결정된 데이터를 파일럿처럼 사용하는 결정지향 채널추정 방법(decision-directed channel estimation)^[10-11]이 있다.

결정지향 채널추정 방법에서 사용하는 2차원 필터의 형태와 크기는 여러 가지 변수에 영향을 받는다. PSK 변조 방식처럼 변조된 송신신호의 크기가 일정한 경우에는 도플러 주파수(Doppler frequency), 지연확산, 신호대 잡음비 등 채널 특성에 의해서 필터의 크기와 모양이 결정되므로 채널 특성의 변화가 없는 한 고정된 필터를 사용하는 것이 가능하다. 그러나 QAM 등과 같이 송신심벌의 크기가 다양한 변조방식을 사용하는 경우에는 순간채널추정값의 신뢰도가 신호의 크기에 좌우되게 되어 필터의 크기와 형태가 채널특성뿐만 아니라 송신심벌에 의해서도 영향 받게 된다. QAM 방식은 최근까지 주로 무선에서 사용되었으나 특히 채널환경이 좋은 경우 무선채널에서도 사용되기 시작하였다. 지금까지의 결정지향 채널추정 방법들은 PSK 방식을 고려하여 일정한 신뢰도의 순간채널추정값들을 위한 필터에 대해서 논하였으나 이 논문에서는 QAM 변조 방식을 사용한 OFDM 시스템의 결정지향 채널추정 방법에 대해서 논한다. 2장에서는 PSK 변조방식의 OFDM 시스템에서 사용될 수 있는 일반적인 결정지향 채널추정 방법에 대해서 논하며 3장에서는 2장의 결정지향 채널추정 방법의 문제점을 보완한 QAM 변조방식의 OFDM 시스템을 위한 결정지향 채널추정 방법을 소개한다. 4장에서는 실험 결과에 대해서 논하며 5장에서는 결론을 맺는다.

II. PSK-OFDM 시스템을 위한 결정지향 채널추정 방법

OFDM 시스템은 각 부반송파의 수신신호는 심벌간 간섭이 없으므로 다음과 같이 입력과 잡음, 그리고 채널응답값의 조합으로 기술될 수 있다.

$$r_{ij} = h_{ij}x_{ij} + n_{ij} \quad (1)$$

식 (1)에서 r_{ij} 는 i 번째 OFDM 심벌의 j 번째 부채널(subchannel)의 수신신호, h_{ij} 는 채널응답, x_{ij} 는 송신신호, n_{ij} 는 σ_n^2 의 분산을 가지는 복소수 백색잡음이다. 만일 수신측에서 송신신호 x_{ij} 의 값에 대해서 알고 있다면 h_{ij} 를 추정하기 위한 순간채널추정값 \bar{h}_{ij} 는 다음과 같이 얻어질 수 있다.

$$\bar{h}_{ij} = \frac{r_{ij}}{x_{ij}} = h_{ij} + \frac{n_{ij}}{x_{ij}} \quad (2)$$

이 값은 단지 하나의 수신신호만을 사용하여 채널을 추정한 것이므로 채널추정값의 잡음 분산이 크며 이는 수신성능에 영향을 미칠 수 있다. 채널추정값의 잡음분산을 줄이기 위해 시간, 주파수적으로 인접하여 상관관계가 높은 순간채널추정값 $\bar{h}_{kl}^{ij} \equiv \bar{h}_{(i+k-N_T/2)(j+l-N_F/2)}$ ($k=1, \Lambda, N_T; l=1, \Lambda, N_F$)을 선형결합을 하여 사용할 수 있다. 보다 향상된 채널추정값 \hat{h}_{ij} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{h}_{ij} = \sum_{k=1}^{N_T} \sum_{l=1}^{N_F} a_{kl}^{ij} \bar{h}_{kl}^{ij} = \bar{\mathbf{a}} \mathbf{h} \quad (3)$$

식 (3)에서 N_T 와 N_F 는 시간, 주파수축의 필터 윈도우 크기이고 $\bar{\mathbf{h}} = [h_{11}^{ij} \ \Lambda \ h_{1N_F}^{ij} \ h_{21}^{ij} \ \Lambda \ h_{N_T N_F}^{ij}]$ 는 편의상 행렬을 벡터로 표시한 채널응답 추정벡터이며 $\mathbf{a} = [a_{11}^{ij} \ \Lambda \ a_{1N_F}^{ij} \ a_{21}^{ij} \ \Lambda \ a_{N_T N_F}^{ij}]^T$ 는 선형결합의 계수이다. 식 (3)에서 예측 분산, 즉 $E\{|\hat{h}_{ij} - h_{ij}|^2\}$ 을 최소화하는 방법을 MMSE(minimum mean squared error) 예측이라고 부르며 그 해는 다음과 같이 나타내진다^[12].

$$\hat{h}_{ij} = \bar{\mathbf{h}}(\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} + \sigma_n^2 \mathbf{D})^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} \quad (4)$$

식 (4)에서 \mathbf{D} 는 대각선 항목이 $|x_{kl}^j|^2$ 의 형태를 가지는 대각선 행렬이며 $\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} = E(\mathbf{h}^H \mathbf{h})$ 는 \mathbf{h} 의 covariance 행렬, $\mathbf{R}_{\mathbf{h}h} = E(\mathbf{h}^H h)$ 는 \mathbf{h} 와 h 의 covariance 행렬이다.

식 (4)에서 변조방식으로 PSK가 사용되었다면 행렬 \mathbf{D} 는 고정된 값을 가지므로 필터의 크기와 모양은 주파수, 시간축에서 인접한 채널응답값들의 상관관계 및 신호 대 잡음비에 의해서 결정된다. 이와 같은 채널의 특성은 비교적 천천히 변하므로 필터 계수의 결정은 채널 변화의 속도에 따라 주기적으로 행하게 된다.

III. QAM-OFDM 시스템을 위한 결정지향 채널추정 방법

그러나 QAM 등 다양한 크기의 신호점 (constellation) 을 가지는 변조방식이 사용된다면 행렬 \mathbf{D} 는 매 순간마다 바뀌게 되며 따라서 필터의 크기와 모양은 매 순간마다 변화하여야 한다. 필터의 크기와 모양을 매 순간마다 찾는 것은 매우 커다란 복잡도를 요구하며 보다 실제적인 구현방법은 식 (2)에서 $|x_{kl}^j|^2$ 대신 $d_i = E[|x_{kl}^j|^2]$ 을 이용하여 다음과 같이 송신신호의 크기의 변화와 무관한 고정된 필터의 크기와 모양을 취하는 것이다^[4].

$$\hat{h}_{ij} \approx \bar{\mathbf{h}}(\mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} + \sigma_n^2 d_i \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_{\mathbf{h}\mathbf{h}} \quad (5)$$

그러나 신호점의 수가 크다면 $|x_{kl}^j|^2$ 의 분산이 매우 커지게 되며 이를 고정된 값으로 대체하는 것은 성능 저하를 가져올 수 있다.

QAM과 같은 다양한 크기의 송신 신호를 가지는 변조 방식을 사용될 때에도 고정된 형태의 간단한 필터를 사용하기 위해서 다음과 같은 2단계의 방법을 제안한다. 첫번째 단계는 매우 작은 크기를 가지는 필터를 통과하고 그 결과를 다시 큰 크기를 가지는 필터를 통과하게 한다. 매우 작은 크기의 필터를 사용할 때에는 특히 도플러 주파수나 지연확산이 매우 크지 않은 경우에 그 윈도우에서 채널응답값이 일정하다고 가정할 수 있다. 첫 번째 단계에서 채널 추정은 다음과 같이 나타내질 수 있다.

$$\tilde{h}_{ij} = \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} b_{kl}^j \bar{h}_{kl}^j = h_{ij} \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} b_{kl}^j + \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} b_{kl}^j \frac{n_{kl}^j}{x_{kl}^j} \quad (6)$$

여기서 M_T , M_F 는 시간축, 주파수축의 필터 윈도우 크기이며 $\bar{h}_{kl}^j \equiv \bar{h}_{(i+k-1)M_T/2+1, (j+l-1)M_F/2+1} = h_{ij}$ ($k=1, \Lambda, M_T$; $l=1, \Lambda, M_F$) 이고 b_{kl}^j 는 필터의 계수이다. 식 (6)에서 비어스 되지 않은 예측, 즉 $E\{\tilde{h}_{ij}\} = h_{ij}$ 을 가정한다면 $\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} b_{kl}^j = 1$ 이 되며 따라서 채널추정값의 분산은 다음과 같이 나타내진다.

$$E\{|\tilde{h}_{ij} - h_{ij}|^2\} = E\left\{\left|\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} b_{kl}^j \frac{n_{kl}^j}{x_{kl}^j}\right|^2\right\} = \sigma_n^2 \sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} \left|\frac{b_{kl}^j}{x_{kl}^j}\right|^2 \quad (7)$$

식 (7)을 최소화시키는 b_{kl}^j 은 Schwarz's inequality,

$$\|\mathbf{f}\|^2 \geq (\mathbf{f}, \mathbf{g})^2 / \|\mathbf{g}\|^2 \text{에서} \quad \mathbf{f} = \left[\frac{b_{11}^j}{|x_{11}^j|} \quad \Lambda \quad \frac{b_{1M_F}^j}{|x_{1M_F}^j|} \quad \frac{b_{21}^j}{|x_{21}^j|} \quad \Lambda \quad \frac{b_{M_T M_F}^j}{|x_{M_T M_F}^j|} \right]$$

대입하여 다음과 같은 식에서 구할 수 있다.

$$\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} \frac{|b_{kl}^j|^2}{|x_{kl}^j|^2} \geq \frac{\left(\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} b_{kl}^j\right)^2}{\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} |x_{kl}^j|^2} = \frac{1}{\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} |x_{kl}^j|^2} \quad (8)$$

식 (8)에서 등부호는 상수 K 에 대해서 $\mathbf{f} = K\mathbf{g}$ 일 때 성립하므로 식 (6)은 다음과 같은 MRC (maximal ratio combining) 형태의 채널추정값이 된다.

$$\tilde{h}_{ij} = \frac{\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} |x_{kl}^j|^2 h_{kl}^j}{\sum_{k=1}^{M_T} \sum_{l=1}^{M_F} |x_{kl}^j|^2} \quad (9)$$

이 채널추정값은 송신 신호의 크기를 고려하여 신호대 잡음비가 최대가 되도록 채널추정을 한 것이다. 이제 첫 번째 단계의 결과 $\tilde{\mathbf{h}}$ 를 두 번째 단계의 일반적인 필터에서 사용할 때 MMSE 예측은 다음과 같다.

$$\hat{h}_{ij} = \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} + \sigma_n^2 \tilde{\mathbf{D}})^{-1} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}}\tilde{\mathbf{h}}} \quad (10)$$

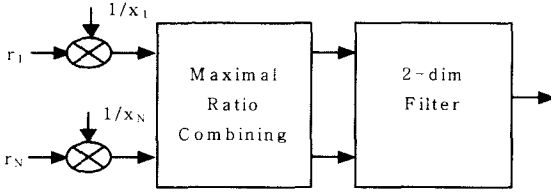


그림 1. QAM-OFDM 시스템을 위한 2 단계 채널 추정 방법
 Fig. 1. Two-step channel estimation method for QAM-OFDM systems.

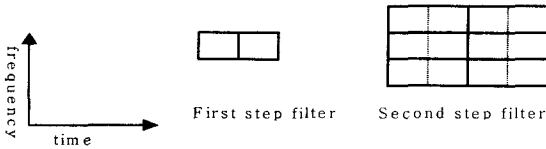


그림 2. 1단계와 2단계의 필터 모양의 예
 Fig. 2. Example filter shapes of the first and the second step filters.

식 (10)에서 $\tilde{\mathbf{D}}$ 는 대각선 항목이 $\left(\sum_{k=1}^{M_r} \sum_{l=1}^{M_k} |x_{kl}^j|^2 \right)^{-1}$ 의 형태를 가지는 대각선 행렬이다. $d_2 = E \left\{ \left(\sum_{k=1}^{M_r} \sum_{l=1}^{M_k} |x_{kl}^j|^2 \right)^{-1} \right\}$ 라고 할 때 식 (10)은 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$\hat{h}_{ij} \approx \tilde{\mathbf{h}}(\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}} + \sigma_n^2 d_2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{h}\tilde{\mathbf{h}}}} \quad (11)$$

식 (11)은 식 (5)와 비교했을 때 근사화의 정도가 작다. 식 (2)에서 얻은 순간채널추정값은 신호 대 잡음비의 편차가 매우 심하다. 이들을 같은 중요도를 주면서 필터를 통과시키는 대신 첫 번째 단계에서 MRC를 하여 보다 중요한, 즉 신호 대 잡음비가 큰 순간채널추정값에 큰 중요도를 줌으로써 잡음분산을 줄인 후 두 번째 단계에서 기존에 사용되었던 일반적인 필터 방법을 사용한다. <그림 1>은 식 (9)와 식 (11)을 사용한 QAM-OFDM 시스템을 위한 2단계 채널추정 방법을 나타낸다. <그림 2>는 2단계 채널추정 방법의 필터의 한 예를 보여주는 것으로 3×4의 필터를 구현함에 있어서 1×2의 작은 필터에서 MRC를 한 후 그 결과를 3×2의 필터를 통과시킨다.

IV. 실험 및 토의

식 (4)는 필터의 크기와 모양은 지연확산, 도플러 주

파수, 신호 대 잡음비에 의해서 결정됨을 보인다. 지연 확산이 클 경우 주파수 축의 상관관계가 작아지므로 주파수축의 필터 크기가 작아지며, 도플러 주파수가 클 경우 시간축의 상관관계가 작아지므로 시간축의 필터 크기가 작아진다. 신호 대 잡음비가 낮을 경우 보다 많은 순간채널추정값을 취하여 채널추정의 분산을 줄여야 하며, 반대의 경우에는 작은 크기의 필터로도 충분히 잡음을 줄일 수 있으므로 상관관계가 떨어지는 인접한 채널 추정값의 사용을 억제하기 위해 필터의 크기가 줄어든다. 식 (4)의 필터의 크기와 모양의 계산은 채널응답값을 이용하여 covariance 행렬을 구하고 역행렬 계산을 해야 하지만 이는 계산량을 많이 요구하므로 실제적인 구현에서는 미리 여러 가지 필터의 크기와 모양을 만들어 놓고 속도 추정기, 지연확산 추정기, 신호 대 잡음비 추정기 등을 사용하여 채널특성을 예측하고 이를 이용하여 최적의 필터를 선택하는 방법을 택할 수 있다^[13-15].

QAM 변조 방식에서 식 (5)를 사용할 경우, 송신신호의 크기를 고려한 최적의 필터와는 거리가 멀기 때문에 잡음을 효과적으로 줄이지 못하게 된다. 따라서 식 (5)를 사용할 때의 최적의 필터의 크기는 식 (4)나 식 (11)을 사용할 때보다 더 큰 값을 가져야 한다. 필터 크기의 증가는 잡음 분산을 줄일 수는 있으나 상관관계가 떨어지는 채널응답값들을 사용하여야 함으로써 최적의 크기의 필터에 근접하는 성능을 보장할 수 없다. 또한 필터의 크기 증가는 계산량을 증가시키거나 데이터의 저장을 위한 메모리를 증가시켜 필터의 구현 비용을 증가시킬 수 있다. 특히 필터에서 미래(non-causal) 데이터를 사용할 경우^[5,6,15] 미래 데이터 저장량은 모델 구현 비용에서 매우 큰 부분을 차지하게 되며 필터의 크기가 증가함에 따라 구현 비용이 매우 커질 수 있다.

제안된 2단계 채널 추정 방법을 SER(symbol error rate) 측면에서 일반적인 2차원 필터 방법과 비교하였다. 실험은 64개의 부채널을 가지는 OFDM 시스템에 대해서 행해졌으며 각 부채널에 대해서 64QAM 방식을 사용하였다. OFDM 심벌은 40μs의 심벌 길이에 10μs의 guard interval이 더해져 50μs의 길이를 가지도록 했다. 실험에 사용한 채널은 0, 0.625, 1.25, 1.875μs의 지연으로 0, -3, -6, -9dB의 전력을 가지는 다경로 페이딩 채널이며 5Hz, 10Hz, 20Hz의 도플러 주파수를 고려하였다. 필터 윈도우의 크기는 주파수축을 3으로 고정하였고 시간축은 과거(causal) 데이터만을 사용하여 2, 4, 8, 16의 크기의 데이터를 사용하는 경우를 고려하였다. 비교

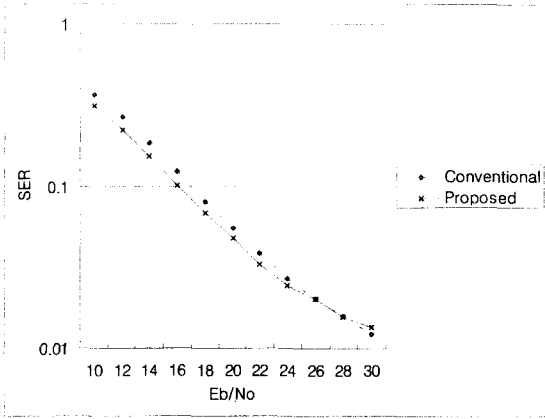


그림 3. 도플러 주파수 5Hz, 32 필터에서의 SER 성능
Fig. 3. SER Performance for $f_d=5\text{Hz}$ and 32 filter size.

대상으로 삼은 필터는 계수가 모두 1인 일반적인 2차원 필터이며 제안된 방법은 MRC를 거친 후 계수가 모두 1인 2차원 필터를 통과시킨 것이다. <그림 3, 4, 5>는 도플러 주파수 f_d 가 각각 5Hz, 10Hz, 20Hz이며 필터의 시간축 크기가 2일 때의 일반적인 필터 방법과 제안된 2단계 방법을 SER 측면에서 비교한 것이다. 제안된 방법은 작은 크기의 필터를 사용하여도 예측 잡음을 효과적으로 줄일 수 있으므로 신호 대 잡음비가 매우 큰 일부 경우를 제외하면 약 0.5~1dB 정도의 개선효과를 보인다. 신호 대 잡음비가 매우 큰 경우에는 잡음분산을 줄일 필요가 없으므로 제안된 방법이 효과적이지 못하며 또한 도플러 주파수가 큰 경우에도 식 (6)의 작은 원도

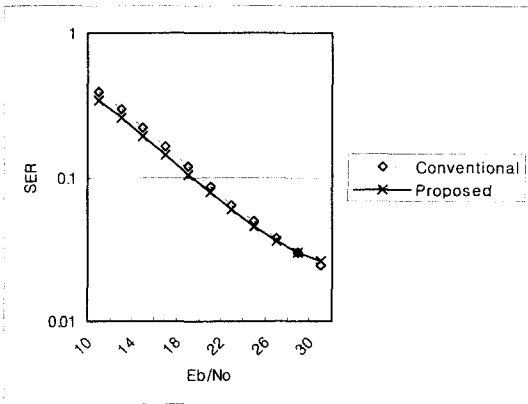


그림 4. 주파수 10Hz, 32 필터에서의 SER 성능
Fig. 4. SER Performance for $f_d=10\text{Hz}$ and 32 filter size.

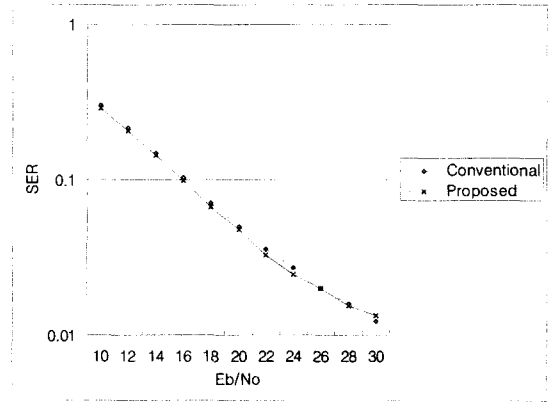


그림 6. 도플러 주파수 5Hz에서의 SER 특성(각 E_b/N_0 에서 최적의 필터 크기를 사용했을 때)
Fig. 6. SER Performance for $f_d=5\text{Hz}$ (best filter sizes are used at each E_b/N_0 point).

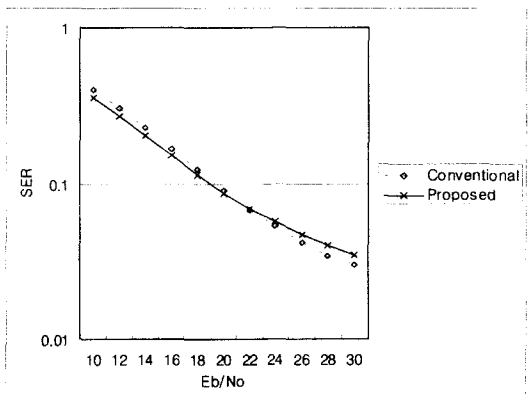


그림 5. 도플러 주파수 20Hz, 32 필터에서의 SER 성능
Fig. 5. SER Performance for $f_d=20\text{Hz}$ and 32 filter size.

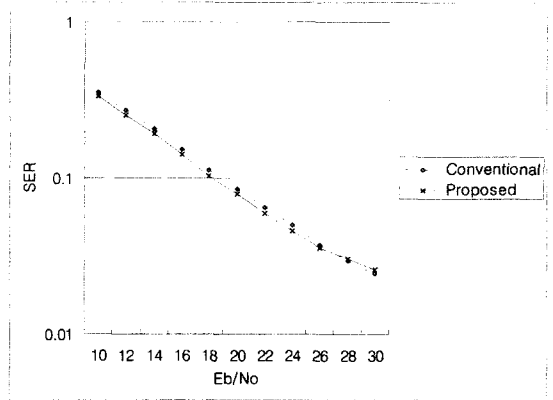


그림 7. 도플러 주파수 10Hz에서의 SER 특성(각 E_b/N_0 에서 최적의 필터 크기를 사용했을 때)
Fig. 7. SER Performance for $f_d=10\text{Hz}$ (best filter sizes are used at each E_b/N_0 point).

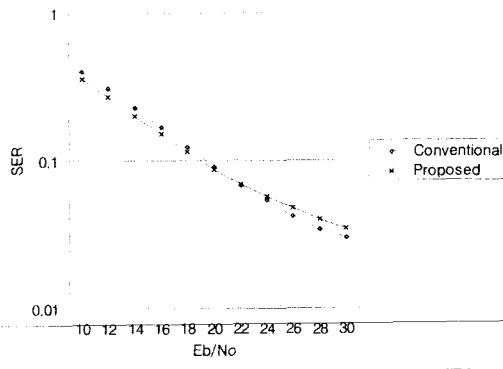


그림 8. 도플러 주파수 20Hz에서의 SER 특성(각 E_b/N_0 에서 최적의 필터 크기를 사용했을 때)
Fig. 8. SER Performance for $f_d=20\text{Hz}$ (best filter sizes are used at each E_b/N_0 point).

우 안에서 채널응답값이 일정하다는 가정이 옳지 못하므로 제안된 방법을 사용할 수 없다. 채널 상황에 따라서 제안된 방법과 일반적인 방법 중에서 선택을 할 수 있다.

일반적인 2차원 필터의 경우 작은 크기의 필터로 예측 잡음을 줄일 수는 없으나 필터의 크기를 증가시킴으로써 예측 잡음을 줄이는 것이 가능하다. 일반적인 2차원 필터를 제안된 방법보다 더 큰 크기를 사용했을 때의 성능을 비교하기 위해서 위에서 언급한 4가지 종류의 필터에서 채널 상태에 따라 최적의 필터 크기를 선택할 수 있다고 가정했을 때 일반적인 필터 방법과 제안된 방법을 SER 측면에서 비교하였다. 최적의 필터 크기는 신호 대 잡음비, 도플러 주파수에 따라 다르게 선택된다. <그림 6, 7, 8>은 도플러 주파수가 각각 5Hz, 10Hz, 20Hz의 경우에 대해서 최적 크기의 필터를 사용했을 때의 일반적인 필터와 2단계 필터의 SER 성능을 나타낸다. 앞에서와 마찬가지로 수신 신호의 신호 대 잡음비가 매우 큰 경우나 도플러 주파수가 큰 경우에는 제안된 방법의 성능이 일반적인 경우에 비해 좋지 못하다. 그러나 그 이외의 경우에는 제안된 방법은 작은 크기의 필터로 잡음을 효과적으로 줄여주어 큰 크기의 필터로 상관관계가 떨어지는 데이터를 사용하여야만 하는 일반적인 채널추정 방법보다 더 우수한 성능을 나타내는 것을 볼 수 있다. 실험 결과는 신호 대 잡음비 추정기, 속도 추정기의 도움으로 최적의 필터의 크기를 선택할 때 신호 대 잡음비와 도플러 주파수가 크지 않은 조건에서 제안된 방법을 선택함으로써 보다 나은 결과를 얻을 수 있다는 것을 보여준다.

V. 결론

이 논문에서는 QAM 변조 방식을 사용한 OFDM 시스템에 사용할 수 있는 채널추정방법을 제안하였다. 일반적인 채널추정방법은 QAM 변조 방식의 송신신호의 크기가 모두 같다는 가정하에 필터를 취함으로써 잡음을 줄이는데 어려움이 있는데 반해 제안된 채널추정방법은 MRC를 활용한 2단계 채널추정 방법으로 잡음을 효과적으로 줄일 수 있어 보다 작은 크기의 필터를 사용하는 것이 가능하다. 작은 크기의 필터는 계산량 감소나 메모리의 감소로 인한 구현상의 이득이 가능하게 하며, 필터에서 보다 상관관계가 높은 채널추정값만을 사용함으로써 신호 대 잡음비와 도플러 주파수가 크지 않은 환경에서 기존의 채널추정방법보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있게 한다.

참고 문헌

- [1] Z. Wang, G. B. Giannakis, "Wireless Multicarrier Communications," *IEEE Signal Processing Magazine*, May 2000.
- [2] Y. Li, N. R. Sollenberger, "Adaptive Antenna Arrays for OFDM Systems with Cochannel Interference," *IEEE Trans. on Communication*, pp. 217~229, February 1999.
- [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. Sandel, J.-J. van de Beek, S. K. Wildon, and P. O. Börjesson, "OFDM Channel Estimation by Singular Value Decomposition," *IEEE Trans. on Communication*, 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*, pp. 902~915, July 1998.
- [6] Y. LI, N. Seshadri, S. Ariyavisitkul, "Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter

Diversity in Mobile Wireless Channels," IEEE Journal on Selected Areas in Communication, pp. 461~471, March 1999.

[7] Y. Li, "Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems," IEEE Trans. on Vehicular Technology, pp. 1207~1215, July 2000.

[8] J. Rinne and M. Renfors, "Pilot Spacing in Orthogonal Frequency Division Multiplexing Systems on Practical Channels," IEEE Trans. on Consumer Electronics, 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, pp. 490~498, March 1999.

[11] A. Chini, Y. Wu, M. El-Tanany, and S. Mahmoud, "Filtered Decision Feedback Channel Estimation for OFDM-based Terrestrial Broadcasting System," IEEE Trans. on Broadcasting, pp. 2~11, March 1998.

[12] L. L. Scharf, Statistical Signal Processing, Addison-Wisely, 1991.

[13] 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.

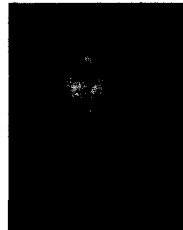
[14] H.J. Oh, J.M. Cioffi, "An Adaptive Channel Estimation Scheme for DS-CDMA Systems," VTC, pp. 2839~2843, 2000.

[15] 이영용, 배광석, 안재민, 임민중, 최형진, "속도 추정기를 갖는 WCDMA 역방향 링크 수신기를 위한 비대칭 직접 판별 채널 추정기", pp. 391~394, JCCI, 2001

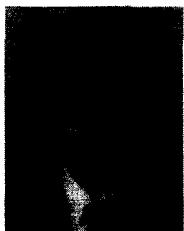
저 자 소 개



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~2000년 2월 : 삼성전자 선임연구원.
 2000년 3월~현재 : 동국대학교 정보통신공학과 조교수.
 <주관심분야 : 이동통신, 통신용 VLSI 설계.>



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.>



金 延 洙(正會員)
 1985년 2월 : 전남대학교 전기공학과 졸업(공학사). 1991년 2월 : 전남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 2000년 2월 : 전남대학교 대학원 전기공학과 졸업(공학박사).
 1992년 2월~현재 : KT 서비스개발연구소 선임보연구원. <주관심분야 : 디지털통신, 무선전송방식, 무선LAN>