

비 샘플 간격을 갖는 빠른 시변 채널 환경에서의 OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법

정회원 김 동 주*, 정 성 순, 홍 대 식, 강 창 언

Channel Estimation for OFDM Systems under Non-Sampled Space and Fast Time-Varying Channels

Dong-joo Kim, Seong-soon Jeong, Dae-sik Hong and Chang-eon Kang *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 비 샘플간격을 갖는 빠른 시변채널에서 OFDM 시스템의 위한 채널 추정 기법과 최적 보간기 대신 선형 보간기를 사용한 채널 추정기법이 제안되었다. 제안된 채널 추정기는 비 샘플간격을 갖는 채널의 기존의 채널 추정기가 활용하지 못했던 주파수 상관관계를 이용한 2-D 보간기법을 적용하여 채널의 추정의 정확도를 향상시켜 샘플 간격 채널 뿐만 아니라 실제 채널과 유사한 비 샘플간격 채널에도 적용이 가능하다. 또한 기존의 채널 추정기와 같은 복잡도를 갖는 경우에도 기존의 채널추정기의 성능을 능가함을 모의 실험을 통해 보여졌다. 또한 시간에 따른 채널의 변화가 적을 경우 도플러와 같은 시간변화에 대한 정보를 사용하지 않는 선형 보간기가 최적 보간를 대체하여도 성능 열화가 적음을 실험을 통해서 보였다. 따라서 제안된 채널 추정기는 비 샘플 간격을 갖는 빠른 시변채널에서 OFDM의 성능을 향상시키는데 도움을 줄 수 있다.

Key Words : OFDM, Channel Estimation, Time-varying Channels, Non-Sampled Space, 2-D interpolation, ICI

ABSTRACT

In this paper, an estimator that take advantages of time and frequency correlation within an OFDM symbol is investigated. OFDM systems using the proposed estimator can be very effective in detecting signals under non-sampled space and time-varying channels. Also, under same complexity, the proposed estimator outperforms the previously proposed estimator. Since even if there are no assumption about channel correlation, the linear interpolation method instead of optimal interpolation using correct channel correlation is proposed in case the receiver does not know the channel correlation function in time domain. Therefore the proposed channel estimator help improving the performance of OFDM systems under non-sampled spaced and fast time-varying channels.

1. 서 론

최근 대용량의 데이터 전송에 대한 요구가 증가 하면서 OFDM 시스템에 대한 관심이 증가하고 있다. OFDM 시스템은 지상파 디지털 TV 방송, HDTV, ADSL, 그리고 IEEE802.11a/g와 같은 다양한 분야에서 사용이 되거나 사용이 고려되고 있다^[1]. 그러나 이러한 분야에 OFDM 시스템이 사용되

기 위해서는 전송단이나 수신단은 고정되어있거나 느리게 이동해야만 한다. 만약 전송단이나 수신단이 빠르게 이동하게 되면 OFDM시스템에서 사용되는 고유함수가 직교성을 잃게 되어 채널 간 간섭(interchannel Interference; ICI)이 발생하여 시스템 성능을 제한하게 된다^{[2][3][4]}. 이러한 ICI의 영향을 줄이기 위해서는 수신단에서는 추정된 채널을 이용하여 한 부채널의 보상뿐만 아니라 다른 채널로부

* 연세대학교 전기전자공학과 정보통신연구실 (kimdjoo@itl.yonsei.ac.kr)
논문번호 : 030561-1217, 접수일자 : 2003년 12월 17일

터의 ICI를 추정하여 이에 대한 영향을 감소시켜야 한다. 따라서 ICI의 효율적인 감소는 채널추정의 정확도에 달려있다.

만약 채널이 유사 정적 (quasi-static)이거나^[5] 채널의 길이가 유한하며 채널이 샘플간격일 경우^[6], 채널의 추정이 가능하였다. 그러나 채널이 유사정적일 경우 채널이 추정되는 심볼에서 채널의 변화가 없다고 가정하므로 채널의 변화가 심하면 한 심볼 내에서 ICI가 발생하여 채널 추정치에 영향을 주어 정확한 채널의 추정이 불가능하다. 또한 [6]에서 제안된 방식처럼 한 심볼에서 채널 추정을 수행할 경우, 기존의 방법으로는 채널의 길이가 유한하며 채널이 샘플 간격으로 고정되어 있어야 한다. 만약 채널의 상태가 비샘플 간격이면 채널의 이산 시간 모델의 길이가 OFDM의 FFT의 길이와 같아져서 일정한 채널의 전력을 이용하지 못한다. 이것은 OFDM 시스템의 성능저하를 유발한다. 본 논문에서는 채널이 비 샘플간격이며 빠르게 변하는 채널의 상태에서 채널 추정 기법을 제안한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어졌다. 2장에서는 기본적인 시변 채널의 모델링과 이에 의한 OFDM 시스템 모델이 소개된다. 3장에서는 비샘플 간격 채널에서 채널추정기법이 제안되며 4장에서는 느리게 변화하는 채널의 경우 선형 보간기가 최적 보간기를 대체할 수 있음이 보여진다. 5장에서는 제안된 채널 추정기의 복잡도의 분석이 이루어진다. 제안된 채널 추정기와 기존 채널 추정기에 대한 성능 평가가 6에서 모의 실험을 통한 결과가 제시되며 7장에서 결론을 맺는다.

II. 시변 채널 모델과 OFDM 시스템

시변 채널은 일반적으로 다음과 같이 모델링 된다.

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(t) \delta(t - \tau_l) \quad (1)$$

여기서 $h_l(t)$ 는 τ_l 은 전체 길이 L 인 채널의 각각 l 번째 경로의 복소 진폭과 지연이다.

채널을 통과하여 수신단에서 복조화된 OFDM 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{G}\mathbf{X} + \mathbf{Z} \quad (2)$$

여기서 \mathbf{X} 는 OFDM 시스템의 전송신호를 의미하는 벡터($N \times 1$)이다. 또한 \mathbf{G} 는 채널의 이득 행렬($N \times N$)로 (m, s) 번째 원소는 다음과 같이 주어진다.

$$G(m, s) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} h_l[n] e^{j2\pi(s(n - \tau_l/T_s) - mn)/N} \quad (3)$$

여기서 $1/T_s$ 는 샘플링 주파수이며 따라서 한 OFDM 심볼의 길이는 NT_s 이다. 본 논문에서는 τ_l/T_s 가 정수가 아닌 즉 비 샘플간격 채널을 다룬다.

m 번째 부채널에서 다른 심볼이 m 번째 심볼에 영향을 주는 ICI는 다음과 같다.

$$ICI_m = \sum_{\substack{s=0 \\ s \neq m}}^{N-1} G(m, s)X(s) \quad (4)$$

이러한 ICI의 영향을 줄이기 위해서는 s 번째의 신호가 m 번째 신호에 주는 영향($G(m, s)$)을 추정해야한다. OFDM심볼내에서 심볼을 완전하게 복원해 내기 위해서는 \mathbf{G} 의 전체, 즉 N^2 개의 채널변수를 추정해야한다. 그러나 모든 부채널을 파일럿 채널로 사용한다 하더라도 하나의 OFDM심볼에서 얻을 수 있는 샘플의 개수가 N 이므로 전체 채널을 추정할 수 없다. 따라서 채널 추정을 위해서 추정해야할 채널의 변수를 적절한 가정을 통하여 줄여야 한다. Stamoulis[6]에 의해서 제안된 방식은 시간에 따른 채널의 변화가 선형적으로 변화한다고 하여 추정해야할 채널의 변수를 줄이게 된다. 채널의 유효길이를 $\nu < N$, 채널의 보간에 필요한 참조위치의 개수를 M , 그리고 채널추정에 사용되는 파일럿 개수를 P 개라하면 [6]에 제안된 방식은 $P < M \nu$ 를 유지하면 사용이 가능하다. 따라서 채널이 샘플 간격이 아닐 경우 수신단에서의 유효 채널의 길이가 ν 에서 N 으로 증가하게 되어[7][8][9], [6]에서 제안된 방식으로는 채널 전력의 일부분을 고려하지 못하게 된다. 따라서 [6]에 의한 방식의 채널 추정기는 비 샘플간격에서 적용될 수가 없다. 그러므로 비 샘플간격을 갖는 채널을 추정하기 위해서는 변수를 시간축 뿐만 아니라 주파수축에서 요구되는 변수의 개수를 줄여야 한다.

III. 제안된 채널 추정 기법

비 샘플간격을 갖는 채널을 추정하기 위하여 본 논문에서는 시간 축의 상관관계뿐만 아니라 주파수 축의 상관관계도 이용하게 된다. 즉 [6]에서 제안된 방식처럼 채널을 시간축의 충격 응답으로 추정하는 것이 아니라 주파수축의 주파수 응답으로 채널을 추정하게 된다.

제안된 채널 추정기의 기본 아이디어가 그림 1에 보여진다. 추정해야할 변수를 줄이기 위해서 채널의 이득 행렬 (\mathbf{G})가 채널 주파수 응답함수의 보간으로 구해질 수 있다고 가정하면 다음과 같은 식으로 보간된 채널의 이득 행렬 (\mathbf{G})의 (m, s)번째 원소를 표현할 수 있다.

$$\mathcal{G}(m, s) = \sum_{i_1=1}^M \sum_{i_2=1}^K c_{i_1, i_2}^{m, s} H_f(\vec{M}(i_1), \vec{K}(i_2)) \quad (5)$$

여기서 \vec{M} 은 시간축에서의 보간을 위한 참조 위치를 나타내는 길이 M 인 벡터 ($\forall i \in 1, \dots, M$ 에 대해서 $0 \leq \vec{M}(i) \leq N-1$)이며 \vec{K} 은 주파수축에서의 보간을 위한 참조 위치를 나타내는 길이 K 인 벡터 ($\forall i \in 1, \dots, K$ 에 대해서 $0 \leq \vec{K}(i) \leq N-1$)이다. 또한 $H_f(n, k)$ 는 n 번째 시간 샘플의 k 번째 부채널의 주파수 응답이며 다음과 같이 주어진다.

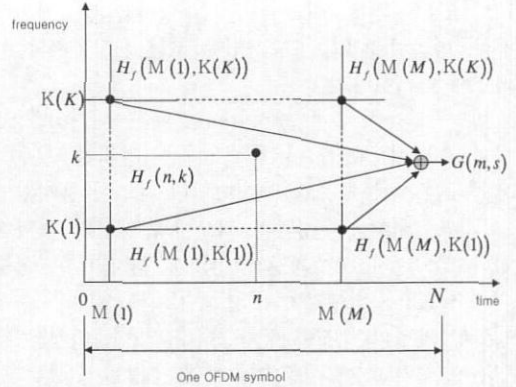


그림 1. 제안된 채널 추정 기법

$$H_f(n, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l[n] e^{-j2\pi k l (NT_s)} \quad (6)$$

식 (6)을 행렬의 형태로 나타내기 위해서 $\mathbf{c}_i^{m, s}$, $\mathbf{c}^{m, s}$, $\mathcal{H}_f^{\vec{M}(i)}$, 그리고 \mathcal{H}_f 를 다음과 같이 정의하면,

$$\mathbf{c}_i^{m, s} = [c_{i,1}^{m, s}, \dots, c_{i,K}^{m, s}] \quad (7)$$

$$\mathbf{c}^{m, s} = [\mathbf{c}_1^{m, s}, \dots, \mathbf{c}_M^{m, s}] \quad (8)$$

$$\mathcal{H}_f^{\vec{M}(i)} = [H_f(\vec{M}(i), \vec{K}(1)), \dots, H_f(\vec{M}(i), \vec{K}(K))]^T \quad (9)$$

$$\mathcal{H}_f = [(\mathcal{H}_f^{\vec{M}(1)})^T, \dots, (\mathcal{H}_f^{\vec{M}(M)})^T]^T \quad (10)$$

$$\Phi_f = \begin{pmatrix} \phi_f(0) & \dots & \phi_f(\vec{M}(1) - \vec{M}(M)) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_f(\vec{M}(M) - \vec{M}(1)) & \dots & \phi_f(0) \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$\Phi_f = \begin{pmatrix} \phi_f(0) & \dots & \phi_f(\vec{K}(1) - \vec{K}(K)) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_f(\vec{K}(1) - \vec{K}(K)) & \dots & \phi_f(0) \end{pmatrix} \quad (18)$$

$$\Phi_f^F(m, s) = \frac{1}{N} \begin{pmatrix} \sum_{n=0}^{N-1} \phi_f(\vec{M}(1) - n) e^{j2\pi(s-m)n/N} \\ \vdots \\ \sum_{n=0}^{N-1} \phi_f(\vec{M}(M) - n) e^{j2\pi(s-m)n/N} \end{pmatrix} \quad (19)$$

$$\Phi_f^{vec}(s) = \begin{pmatrix} \phi_f(s - \vec{K}(1)) \\ \vdots \\ \phi_f(s - \vec{K}(K)) \end{pmatrix} \quad (20)$$

$\mathcal{G}(m, s)$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathcal{G}(m, s) = \mathbf{c}^{m,s} \mathbf{H}_f \quad (11)$$

채널을 보간하기 위하여 필요한 $\mathbf{c}^{m,s}$ 의 집합은 $E\{|G(m, s) - \mathbf{c}^{m,s} \mathbf{H}_f|^2\}$ 을 최소화하는 집합으로 구할 수 있다. 직교 특성을 이용하면 $\mathbf{c}^{m,s}$ 은 다음과 같이 구해진다.

$$\mathbf{c}^{m,s} = E\{G(m, s) \mathbf{H}_f^H\} (E\{\mathbf{H}_f \mathbf{H}_f^H\})^{-1} \quad (12)$$

채널의 주파수 응답간의 상관관계는 다음과 같이 주어지며^[10],

$$E\{H_f(n, k) H_f^*(n + \Delta n, k + \Delta k)\} = \phi_f(\Delta n) \phi_f(\Delta k) \quad (13)$$

여기서 $\phi_f(\cdot)$ 과 $\phi_f(\cdot)$ 은 각각 시간축과 주파수축에서의 정규화된 상관 함수이다.

식 (3), 식 (6) 그리고 식 (13)을 이용하면 $E\{G(m, s) H_f^*(n, k)\}$ 은 다음과 같다.

$$E\{G(m, s) H_f^*(n, k)\} = \frac{1}{N} \phi_f(s - k) \sum_{n=0}^{N-1} \phi_f(n - n') e^{j2\pi(s-m)n'/N} \quad (14)$$

따라서 $E\{G(m, s) \mathbf{H}_f^H\}$ 과 $E\{\mathbf{H}_f \mathbf{H}_f^H\}$ 은 다음과 같다.

$$E\{G(m, s) \mathbf{H}_f^H\} = \Phi_t^F(m, s) \otimes \Phi_f^{vec}(s) \quad (15)$$

$$E\{\mathbf{H}_f \mathbf{H}_f^H\} = \Phi_t \otimes \Phi_f \quad (16)$$

여기서 $\Phi_t^F(m, s)$, $\Phi_f^{vec}(s)$, Φ_t 그리고 Φ_f 은 각각 식 (17), 식 (18), 식 (19), 그리고 식(20)으로 계산할 수 있으며 \otimes 는 행렬간의 크로네커 곱이다. 따라서 식 (12)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{c}^{m,s} = (\Phi_t^F(m, s) \Phi_t^{-1}) \otimes (\Phi_f^{vec}(s) \Phi_f^{-1}) \quad (21)$$

여기서 $\Phi_t^F(m, s) \Phi_t^{-1}$ 은 시간축에서의 보간 필터이며 $\Phi_f^{vec}(s) \Phi_f^{-1}$ 은 주파수 축에서의 보간 필터이다.

채널을 추정하기 위해서 OFDM을 구성하는 부채널중 일부를 파일럿 채널로 사용하였다고 가정할 경우 수신단에서의 m 번째 부채널의 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Y(p) = \sum_{q \in \bar{P}} G(p, q) X(q) + \sum_{q \notin \bar{P}} G(p, q) X(q) + Z(p) \quad (22)$$

여기서 \bar{P} 는 파일럿의 위치를 나타내는 벡터이며 $\forall i \in \{1, \dots, P\}$ 에 대하여 $0 \leq \bar{P}(i) \leq N-1$ 이다. 파일럿 위치에서 채널을 추정하기 위해서 식 (21)를 행렬의 형태로 변환을 하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$Y(p) = \sum_{q \in \bar{P}} X(q) \mathbf{c}^{p,q} \mathbf{H}_f + \sum_{q \notin \bar{P}} X(q) \mathbf{c}^{p,q} \mathbf{H}_f + Z(p) \quad (22)$$

$$= \sum_{q \in \bar{P}} X(q) \mathbf{c}^{p,q} \mathbf{H}_f + e(p)$$

여기서 $e(p) = \sum_{q \notin \bar{P}} X(q) \mathbf{c}^{p,q} \mathbf{H}_f + Z(p)$ 로 주어지며 채널 추정시 영향을 주는 잡음 신호를 의미한다.

전체 P 개의 파일럿 부채널이 사용되었을 경우 전체 행렬식은 다음과 같다.

$$Y_{\bar{P}} = \begin{pmatrix} Y(\bar{P}(1)) \\ \vdots \\ Y(\bar{P}(P)) \end{pmatrix} = \mathbf{C}_{\bar{P}} \mathbf{H}_f + \mathbf{e}_{\bar{P}} \quad (23)$$

여기서 $\mathbf{C}_{\bar{P}}$ 와 $\mathbf{e}_{\bar{P}}$ 는 다음과 같이 정의된 행렬이다.

$$\mathbf{C}_{\vec{p}} = \begin{pmatrix} \sum_{q \in \vec{P}} X(q) \mathbf{c}_{\vec{P}(1),q} \\ \vdots \\ \sum_{q \in \vec{P}} X(q) \mathbf{c}_{\vec{P}(P),q} \end{pmatrix} \quad (24)$$

$$\mathbf{e}_{\vec{p}} = \begin{pmatrix} e^{\vec{P}(1)} \\ \vdots \\ e^{\vec{P}(P)} \end{pmatrix} \quad (25)$$

식 (23)를 사용하면 최소제곱법(least square)을 이용하여 다음과 같은 식으로 채널의 주파수 응답을 추정해 낼 수 있다.

$$\widehat{\mathbf{H}}_f = (\mathbf{C}_{\vec{p}})^\dagger \mathbf{Y}_{\vec{p}} \quad (26)$$

여기서 $(\cdot)^\dagger$ 는 유사 역행렬이다.

추정된 $\widehat{\mathbf{H}}_f$ 로부터 채널이득 행렬 \mathbf{G} 를 얻기 위해서는 $E\left\{ \left| \text{vec}(\mathbf{G}) - \mathbf{A} \widehat{\mathbf{H}}_f \right|^2 \right\}$ 을 최소로 하는 벡터 \mathbf{A} 를 구하면 된다. 여기서 $\text{vec}(\cdot)$ 은 스택 연산자이다. 직교 법칙에 의해서 다음과 같은 식으로 구할 수 있다.

$$\mathbf{A} = [(\mathbf{c}^{0,0})^T, \dots, (\mathbf{c}^{0,N})^T, \dots, (\mathbf{c}^{N,0})^T, \dots, (\mathbf{c}^{N,N})^T]^T \quad (27)$$

IV. 선형 보간 기법

실제 이동 통신 환경에서는 채널의 특성이 시간에 따라 변화하므로 한 시점 또는 전체 시점에서의 도플러 주파수와 τ_s 와 같은 채널의 특성의 파악이 힘들게 된다. 이런 경우에는 앞서 제안된 방식의 보간이 힘들게 된다. 이러한 경우 채널의 정보를 요구하지 않는 보간 기법이 요구된다. 선형 보간 방식은 채널의 정보를 요구하지 않는 보간기로 채널의 추정에 사용될 수 있다.

채널의 주파수 응답이 특정 시간과 주파수의 주파수 응답의 선형함수로 이루어질 때, 채널의 주파수 응답은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathcal{H}_f(n, \vec{K}(i)) = \sum_{i_1=1}^M d_{i_1}^n H_f(\vec{M}(i_1), \vec{K}(i)) \quad (28)$$

$$\mathcal{H}_f(\vec{M}(i), k) = \sum_{i_2=1}^K e^{k_{i_2}} H_f(\vec{M}(i), \vec{K}(i_2)) \quad (29)$$

여기서 $d_{i_1}^n$ 은 n 번째 순시 시간에서의 i_1 번째 채널 주파수 응답의 보간 계수이며 $e^{k_{i_2}}$ 는 i_2 번째 순시 시간에서의 k 번째 순시 주파수 위치에서 보간 계수를 의미한다. 그러므로 시간과 주파수 축에서의 보간을 수행하면 채널의 주파수 응답은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathcal{H}_f(n, k) = \sum_{i_1=1}^M \sum_{i_2=1}^K d_{i_1}^n e^{k_{i_2}} \cdot H_f(\vec{M}(i_1), \vec{K}(i_2)) \quad (30)$$

$G(m, s)$ 는 다음과 같이 표현 가능하므로

$$\mathcal{G}(m, s) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j2\pi(s-m)n/N} \mathcal{H}_f(n, s) \quad (31)$$

보간된 $\mathcal{G}(m, s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathcal{G}(m, s) = (\mathbf{D}^{s-m} \otimes \mathbf{e}^s) \widehat{\mathbf{H}}_f \quad (32)$$

여기서 \mathbf{D}^{s-m} 와 \mathbf{e}^s 은 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{D}^{s-m} = [D_1^{s-m}, \dots, D_K^{s-m}] \quad (33)$$

$$D_{i_1}^{s-m} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} d_{i_1}^n e^{j2\pi(s-m)n/N} \quad (34)$$

$$\mathbf{e}^s = [e_1^s, \dots, e_K^s] \quad (35)$$

선형 보간 기법에서는 $\vec{M}(i_1) \leq n \leq \vec{M}(i_1+1)$ 인 n 에 대해서

$$\begin{aligned} \mathcal{H}_f(n, k) &= \frac{n - \vec{M}(i_1+1)}{\vec{M}(i_1) - \vec{M}(i_1+1)} H_f(\vec{M}(i_1), k) \\ &\quad + \frac{\vec{M}(i_1) - n}{\vec{M}(i_1) - \vec{M}(i_1+1)} H_f(\vec{M}(i_1+1), k) \end{aligned} \quad (36)$$

으로 주어지므로

$$d_{i_1}^n = \begin{cases} \frac{n - \vec{M}(i_1 + 1)}{\vec{M}(i_1) - \vec{M}(i_1 + 1)}, & \text{for } \vec{M}(i_1) \leq n \leq \vec{M}(i_1 + 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (37)$$

$$d_{i_1+1}^n = \begin{cases} \frac{\vec{M}(i_1) - n}{\vec{M}(i_1) - \vec{M}(i_1 + 1)}, & \text{for } \vec{M}(i_1) \leq n \leq \vec{M}(i_1 + 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (38)$$

이다. 주파수 축에서도 비슷한 과정으로

$$e_{i_2}^n = \begin{cases} \frac{n - \vec{K}(i_2 + 1)}{\vec{K}(i_2) - \vec{K}(i_2 + 1)}, & \text{for } \vec{K}(i_2) \leq n \leq \vec{K}(i_2 + 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (39)$$

$$e_{i_2+1}^n = \begin{cases} \frac{\vec{K}(i_2) - n}{\vec{K}(i_2) - \vec{K}(i_2 + 1)}, & \text{for } \vec{K}(i_2) \leq n \leq \vec{K}(i_2 + 1) \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (40)$$

이다.

따라서 수신된 신호는

$$\begin{aligned} Y(p) &= \sum_{q \in P} X(q) (\mathbf{D}^{q-h} \otimes \mathbf{e}^q) \mathbf{H}_f \\ &\quad + \sum_{q \in NP} X(q) (\mathbf{D}^{q-h} \otimes \mathbf{e}^q) \mathbf{H}_f + Z(p) \\ &= \sum_{q \in P} X(q) (\mathbf{D}^{q-h} \otimes \mathbf{e}^q) \mathbf{H}_f + \tilde{z}(p) \end{aligned} \quad (41)$$

이며 여기서 $\tilde{z}(p) = \sum_{q \in NP} X(q) (\mathbf{D}^{q-h} \otimes \mathbf{e}^q) \mathbf{H}_f + Z(p)$ 이다. 따라서 최적 보간 필터 $\mathbf{c}^{p,q}$ 는 다음과 같이 선형 보간 필터로 대체 가능하다.

$$\Phi_t^F(p, q) \Phi_t^{-1} \Rightarrow \mathbf{D}^{q-h} \quad (42)$$

$$\Phi_f^{vec}(q) \Phi_f^{-1} \Rightarrow \mathbf{e}^q \quad (43)$$

따라서 사용 환경에 따라서 시간 및 주파수축에 선형 보간 필터가 독립적으로 적용이 가능하다. 일반적인 경우 채널의 시간적인 변화가 주파수축에서의 변화보다 느리다고 가정되므로 시간축에서의 최적 보간기를 선형 보간기로 대체 가능하다.

V. 복잡도 분석

추정기의 복잡도는 수신기를 구현하는데 중요한 요소가 된다. 수신기와 추정기의 복잡도 사이에는 트레이드오프가 존재한다. 제안된 추정기에서 OFDM 수신기는 수신된 OFDM 심볼마다 $(\mathbf{C}_p)^*$ 를 계산하여야 한다. 기지국과 같이 메모리와 같은 가용 자원이 풍부한 경우 매 심볼마다 계산이 가능하다. 그러나 연산 속도나 메모리가 제한되어있는 시스템의 경우 이러한 접근이 불가능하다. 만약 보간기법이 선택되어지고 파일럿의 위치와 파일럿 패턴이 고정되어있거나 알려질 경우 $(\mathbf{C}_p)^*$ 는 전송 데이터에 무관하므로 미리 계산되어 순탐(lookup) 테이블에 저장될 수 있다. 이 경우 수신기는 $P \times KM$ 의 행렬 곱셈만 수행하면 된다. 따라서 연산 속도가 우선인 시스템의 경우에는 파일럿 패턴 및 위치를 고정하여 채널 추정기를 구성할 수 있다. 파일럿 패턴이 유사 잡음의 형태로 주어져 무수히 많거나 파일럿 위치가 매 심볼마다 임의로 바뀌는 경우, 전체 $\mathbf{c}^{m,s}$ 를 저장하는 것은 불가능하다. 이러한 메모리 제한 시스템의 경우, $\mathbf{c}^{m,s}$ 는 $\Phi_t^F \Phi_t^{-1}$ 와 $\Phi_f^{vec} \Phi_f^{-1}$ 의 크로네커 곱으로 구성될 수 있으므로 전체 $\mathbf{c}^{m,s}$ 를 저장하는 대신 개별적인 $\Phi_t^F \Phi_t^{-1}$ 와 $\Phi_f^{vec} \Phi_f^{-1}$ 를 저장하면 된다.

VI. 모의 실험

OFDM 시스템에서 제안된 채널 추정기의 성능을 분석하기 위해서 다양한 환경에서 몬테카를로 모의 실험이 수행되었다.

$N=64$, $L=20$, 또는 80으로 실험되었고, τ_l 은 $[0, 3T_s]$ 에서 균일하게 분포하며 시간축의 상관관계는 $\phi_t(n) = J_0(2\pi f_D n T_s)$, 주파수축에서는 채널의 지연 프로파일의 $\tau_s = 3T_s$ 의 지수 분포로 실험이 되었다. 여기서 $J_0(\cdot)$ 은 베셀 함수이다. 심볼과 주파수는 완벽한 동기를 갖고 복원되었다.

시간 축에서의 보간을 위한 레퍼런스 위치 (\vec{M})와 주파수 축에서의 보간을 위한 레퍼런스 위치

(\vec{K})은 각각 {0, 31, 63}과 {0, 16, 32, 48, 63}으로 모의 실험이 수행되었다. 제안된 채널 추정기와 기존의 채널 추정기^[6]를 공정하게 비교하기 위해서 같은 크기의 행렬 곱셈 ($P \times KM$)을 갖게 구성하였다.

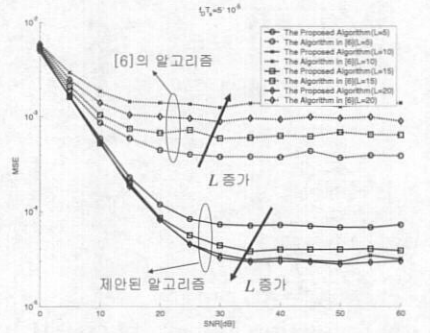
그림 2은 모든 부채널에 파일럿이 사용되어졌을 경우 $f_D T_s = 5 \times 10^{-5}$ 와 5×10^{-6} 에서의 MSE를 보인 것이다. 그림 2는 동일한 L 값에서 제안된 채널 추정기가 기존의 채널 추정기의 성능을 증가함을 보여준다. 또한 L 이 증가하면 채널을 이산 모델로 변환하였을 경우 유효 채널길이를 벗어나는 채널의 전력은 증가하게 된다. 이 때 기존의 채널 추정기는 L 이 증가할 경우 MSE가 증가하는 반면에 제안된 채널 추정기는 채널의 비 샘플 간격에 의한 이산 채널의 파워를 추정하므로 L 이 증가함에 따라서 MSE가 작아짐을 알 수 있다. 그림 3는 파일럿 톤이 일부의 부채널에 할당되어있을 경우 채널 추정기의 성능을 보인 것이다. 사용된 파일럿 톤의 배치는 $\vec{P} = \{2, 3, 4, 6, 16, 17, 18, 19, 20, 30, 31, 32, 33, 34, 44, 45, 46, 47, 48, 58, 59, 60, 61, 62\}$ 으로 실험되었으며 이 경우 데이터 채널에 의한 간섭이 존재하게 된다. 이 경우 역시 그림 3에서 제안된 채널 추정기가 기존에 제안되었던 채널 추정기의 성능을 증가함을 알 수 있다. 데이터에 의한 간섭이 채널 추정에 영향을 주어 일정 수준의 SNR 이상에서는 MSE는 감소하지 않음을 알 수 있다.

그림 4은 시간축에서의 보간기로 선형 보간기가 사용되었을 경우에 제안된 채널 추정기의 성능을 보인 것이다. 사용된 파일럿 톤의 배치는 선형 보간기의 경우 채널의 변화가 상대적으로 적어 $f_D T_s$ 가 작은 값을 갖게 되어 채널이 선형으로 변화할 경우 사용될 수 있음을 보여준다.

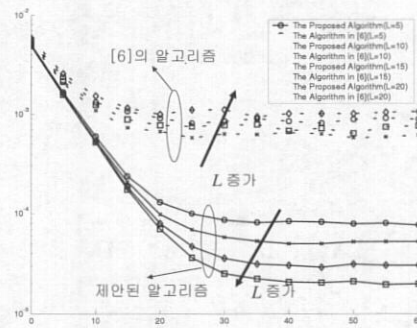
VII. 결 론

본 논문에서는 채널이 비 샘플간격을 갖는 빠른 시변채널에서의 채널 추정기가 제안되었다. 비 샘플 간격을 갖는 채널의 경우 기존의 채널 추정기가 활용하지 못했던 주파수 상관관계를 이용하여 채널의 추정의 정확도를 향상할 수 있었다. 또한 기존의 채널 추정기와 같은 복잡도를 갖는 경우에도 기존의 채널추정기의 성능을 증가하였다. 또한 시간에 따른 채널의 변화가 적을 경우 도플러에 대한 정보 없이

채널 추정기를 선형 보간기로 채널이 추정 가능함을 실험을 통해서 보였다. 따라서 제안된 채널 추정기는 비 샘플 간격을 갖는 빠른 시변채널에서 OFDM의 성능을 향상시키는데 도움을 줄 수 있다.

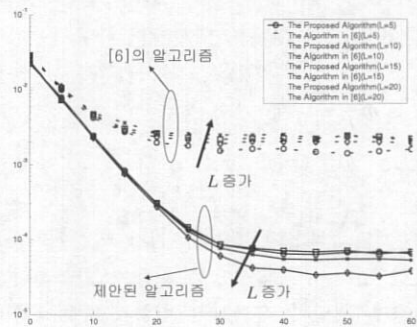


(a) $f_D T_s = 5 \times 10^{-5}$

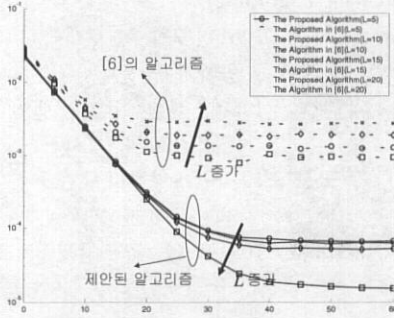


(b) $f_D T_s = 5 \times 10^{-6}$

그림 2. 모든 부채널에 파일럿 사용시 최적 보간기를 사용한 MSE 비교



(a) $f_D T_s = 5 \times 10^{-5}$



(b) $f_D T_s = 5 \times 10^{-6}$

그림 3. 일부 부채널에 파일럿을 사용하였을 경우 최적 보간기를 사용한 MSE 비교

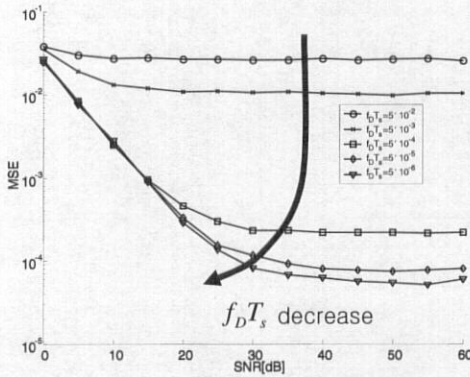


그림 4. 선형보간기 사용시 MSE 비교(L = 4)

참 고 문 헌

[1] Richard van Nee and Ramjee Prasad, "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House, 1999
 [2] M. Russell and G. Stuber, "Interchannel Interference analysis of OFDM in a mobile environment," Proc. VTC'95, 1995, pp. 820-824
 [3] P. Robertson and S. Kaiser, "The effects of Doppler spreads in OFDM(A) mobile radio systems," Proc. VTC'99Fall, 1999, pp. 3293-333
 [4] Y. Li, L. J. Cimini, "Bounds on the interchannel interference of OFDM in time-varying impairments," IEEE

Transactions on Communications, vol 49, March, 2001, pp. 401-404
 [5] W. G. Jeon, et al, "An equalization technique for orthogonal frequency-division multiplexing systems in time-variant multipath channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 47, no. 1, pp. 27-32, July 2001.
 [6] A. Stamoulis, S. Diggavi and N. Al-Dahir, "Inter-carrier interference in MIMO-OFDM", IEEE Transaction on Signal Processing, vol 50, pp 2451-2464, October 2002.
 [7] O. Edfors, M. Sandell, J. Beek, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, P.O., "OFDM channel estimation by singular value decomposition", IEEE Transaction on Communications, vol 46, pp 931-939, October 1998.
 [8] J. Beek, O. Edfors, M. Sandell, S.K. Wilson, P.O. Borjesson, P.O., "On channel estimation in OFDM systems", VTC'95, vol 2, pp 815-819, July 1995.
 [9] R. Chen, K.B. Letaief, "Channel estimation for space time coded OFDM systems in non-sample-spaced multipath channels", WCNC2002, vol 1, pp 61-66, March 2002
 [10] Y. Li, L.J. Cimini, N.R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels", IEEE Transaction on Communications, vol 46, pp 902-915, July 1998.

김 동 주(Dong-joo Kim)

정회원



1997년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1999년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
2004년 1월~현재 : 연세대학교 전기·전자공학과 박사과정

<관심분야> 통신공학, 신호처리공학, 이동통신공학

강 창 언(Chang-eon Kang)

정회원



1961년 2월 : 연세대학교 전기공학과 졸업
1969년 8월 : 미시간주립대 전자공학과 석사
1974년 8월 : 미시간주립대 전자공학과 박사
1981.3~현재 : 연세대학교 전기·전자공학부 교수

<관심분야> 통신공학, 신호처리공학, 이동통신공학

정 성 순(Seong-soon Jeong)

정회원



1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1987년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1997년 1월~현재 : 연세대학교 전기·전자공학과 박사과정

<관심분야> 통신공학, 신호처리공학, 이동통신공학

홍 대 식(Seong-soon Jeong)

정회원



1983년 2월 : 연세대학교 전자공학과 졸업
1985년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사
1990년 8월 : 퍼듀 대학 전기공학과 박사
1991.9~현재 : 연세대학교 전기·전자공학부 교수

<관심분야> 통신공학, 신호처리공학, 이동통신공학