

Null 부반송파를 갖는 OFDM 시스템에서 단순화된 시간영역 채널 추적 방식

종신회원 전 형 구*

A Simplified Time Domain Channel Tracking Scheme in OFDM Systems with Null Sub-Carriers

Hyoung-Goo Jeon* *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 null 부반송파를 갖는 OFDM 시스템에서 단순화된 시간 영역 채널 추적(tracking) 방식을 제안하였다. 제안된 채널 추적 방식은 결정 귀환된 데이터를 이용하여 간단한 주파수 영역 채널 추정을 먼저 수행함으로써 시간 영역 채널 추정을 간략화한 방식이다. 제안된 방식은 기존의 시간영역 채널 추정 방식 보다 계산량 면에서 약 93% 정도 감소한다. 본 논문에서 성능 분석은 추정된 채널 응답의 MSE 성능과 수신기의 BER 성능 면에서 이루어졌다. 시뮬레이션 결과 제안된 방식은 줄어든 계산량에도 불구하고 기존의 시간 영역 채널 추적 방식과 동일한 성능을 보였다.

Key Words : MIMO-OFDM, Channel Estimation, Channel Tracking, OFDM

ABSTRACT

This paper proposes a scheme to track channel response in OFDM systems with null sub-carriers. The proposed channel tracking scheme estimates the channel response first in the frequency domain by using the decision directed data. The time domain channel estimation is then performed to remove additive white Gaussian noise (AWGN) components further. Due to the channel estimation in the frequency domain, no inverse matrix calculation is required in the time domain channel estimation. Computational reduction in the proposed method is about 93%, compared with the conventional time domain channel estimation method. Mean square error (MSE) and bit error rate (BER) performances are evaluated by using computer simulation. The proposed method shows the same performance as that of the conventional time domain channel estimation even though the significant computational reduction.

I. Introduction

최근에 OFDM은 다중 경로 페이딩 환경에서 고속 데이터 전송 방식으로 사용되고 있다. OFDM 수신기에서 동기 검파를 위해서는 채널 응답 정보를

알아야 한다. 채널 환경은 시간에 따라 변하므로 수신기는 지속적으로 채널 응답을 추적(tracking)해야 한다. 초기에 채널 추정은 훈련 신호를 이용하여 수행하며 이후 채널 추적은 결정 귀환(direct decision) 데이터를 기준 신호로 사용하여 채널을 추정함으로써 이루어진다. OFDM 수신기의 성능은 채널 추적

※ 본 연구논문은 2005학년도 동의대학교 교내 연구비에 의해 연구되었음(2005AA163)

* 동의대학교 정보통신공학과 조교수 (hgjeon@deu.ac.kr)

논문번호 : KICS2006-11-470, 접수일자 : 2006년 11월 24일, 최종논문접수일자 : 2007년 2월 21일

의 정확도에 크게 좌우되므로 그동안 채널 추정 및 추적에 대한 많은 연구가 진행되었다^{[14][15]}.

채널 추정 방법 중에 대표적인 것은 least mean square error (LMSE or LS) 방법과 minimum mean square error (MMSE) 방식이 있다. MMSE 채널 추정 방식은 정확도가 우수하나 채널의 자기 공분산 행렬과 잡음의 분산 값을 미리 알고 있어야 하기 때문에 실제 사용에 어려움이 있다. 이와는 달리 LS 방법은 채널에 대한 사전 정보를 알 필요가 없고 또한 maximum likelihood 방법이며 구현하기 매우 간단하다. 실령 정확한 채널 추정을 위해서 MMSE 방법을 사용한다 할지라도 LS 방법으로 구한 채널 추정 값이 기본 채널 추정 값으로 사용된다. 또한 SNR이 증가할수록 LS 방식과 MMSE 방식의 성능 차이는 크지 않다. 본 논문에서는 LS 방법에 의한 채널 추정 방식을 다룬다.

LS 방법에 의한 채널 응답 추정은 주파수 영역에서 추정하는 방법과 시간 영역에서 추정하는 방법이 있다. 주파수 영역에서 채널 추정은 계산량이 매우 간단하다는 장점이 있는 반면 채널 추정의 정확도가 떨어진다. 반면 시간 영역에서 채널 추정은 역행렬을 계산해야 하므로 계산량이 증가하지만 채널 추정이 정확하다는 장점이 있다. 특히 시간 영역 채널 추정 방식은 채널의 변화를 추적할 때 매 OFDM 심벌마다 역행렬을 계산해야 하므로 계산량이 많다는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 개선하기 위하여 주파수 영역과 시간 영역의 혼합 채널 추정 (estimation) 방식을 제안하였다. 제안된 방식은 결정 귀환 데이터를 이용하여 주파수 영역에서 채널 추정을 간단히 수행함으로써 시간영역에서 역행렬 계산 없이 채널을 추정하는 방식이다. 제안된 방식에서 정확도는 시간영역 채널 추정 방식과 같고 계산량은 주파수 영역 채널 추정 방식 보다는 많지만 기존의 시간 영역 채널 추정 방식 보다 훨씬 적다.

본 논문은 서론에 이어 2절에서 OFDM 시스템 모델 및 기존의 시간 영역 채널 추적 방식에 대해서 기술하며, 제 3절에서는 제안된 적응 채널 추적 방식에 대해서 논한다. 제 4 절에서는 계산량을 비교하였고 제 5절에서 성능 분석에 대해서 기술하고 제 6절에서 결론을 맺었다.

II. OFDM 시스템 모델 및 채널 추적

OFDM 시스템에서 한 심벌 동안 채널이 변하지

않는다고 가정하면 l -번째 심벌 구간에서 수신된 신호는 주파수 영역에서 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$R[l, k] = H[l, k]X[l, k] + W[l, k],$$

$$H[l, k] = \sum_{n=0}^{L-1} h[l, n]e^{-j2\pi nk / N},$$

$$h[l, n] = \sum_{m=0}^{N_p-1} \alpha_m(l)\delta(n - \tau_m(l)) \quad (1)$$

여기서 $R[l, k]$ 는 주파수 영역에서 l -번째 심벌 구간의 k -번째 부 반송파의 수신 신호를 나타낸다. N 은 총 부 반송파의 개수를 나타낸다. L 과 $X[l, k]$ 는 각각 채널 응답 길이와 l -번째 심벌에서 k -번째 부 반송파를 통하여 전송한 데이터를 나타낸다. $H[l, k]$ 는 l -번째 심벌에서 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 k -번째 부 반송파의 채널 주파수 응답을 나타낸다. $h[l, n]$ 는 l -번째 심벌에서 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 임펄스 응답의 n -번째 채널 계수를 나타낸다. $\alpha_m(l)$ 은 l -번째 심벌 동안 m 번째 경로의 이득에 해당하는 복소수 값을 나타내며 $\tau_m(l)$ 은 l -번째 심벌 동안 m 번째 경로에서의 지연 값을 나타내며 $0 \leq \tau_m(l) \leq L-1$ 이다. N_p 는 다중 경로의 개수를 나타낸다. 본 논문에서 채널 응답의 길이는 $L \leq N/4$ 이며 알고 있다고 가정한다. $W[l, k]$ 는 AWGN 잡음을 나타내며 평균이 0이며 분산이 σ^2 이다. $W[l, k]$ 는 l 과 k 에 무관하다고 가정하였다. 본 논문에서 채널 특성은 한 개의 심벌 동안에는 일정하나 심벌과 심벌 사이에선 변화가 있다고 가정하였다. 앞으로 설명에서 대문자는 주파수 영역 신호를 나타내고 소문자는 시간 영역 신호를 나타낸다. n 과 k 는 각각 시간영역과 주파수 영역 인덱스를 나타낸다. 기호 \hat{a} 및 \tilde{a} 는 각각 a 의 임시 추정값 및 추정값을 나타낸다. 본 논문의 시스템 모델에서 수신 데이터의 검파 방식으로 maximum likelihood (ML) 검파 방법이 사용된다.

OFDM에서 수신기 성능은 채널 추정의 정확도에 달려있고 무선 채널은 시간에 따라서 변화하기 때문에 채널 응답을 추적할 필요가 있다. 채널이 시간에 따라서 변하는 경우 프리엠프를 사용하여 구한 처음 채널 추정 값을 그대로 사용하기에는 오차가 크다 그렇다고 데이터 전송 바로 전에 프리엠프를 계속 사용하면 주파수 사용 효율이 떨어진다. 따라서 주파수 사용 효율을 높이고 복조기 성능을 유지

하기 위하여 복조된 데이터를 기준 데이터로 삼아 채널 정보를 계속 추적하는 것이 필요하다. 채널 추적은 결정 귀환 데이터를 기준 신호로 이용하여 매 OFDM 심벌마다 채널 추정함으로써 이루어진다. OFDM 수신기에서 수신 신호는 시간 영역에서 식 (2)와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{r}[l] = \mathbf{x}[l]\mathbf{h}[l] + \boldsymbol{\eta}[l] \quad (2)$$

여기서
$$\mathbf{x}[l] = \begin{pmatrix} x[l,0] & x[l,N-1] & \dots & x[l,N+1-L] \\ x[l,1] & x[l,0] & \dots & x[l,N+2-L] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x[l,N-1] & x[l,N-2] & \dots & x[l,N-L] \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{h}[l] = (h[l,0], h[l,1], \dots, h[l, L-1])^T,$$

$$\boldsymbol{\eta}[l] = (\eta[l,0], \eta[l,1], \dots, \eta[l, N-1])^T,$$

$$\mathbf{r}[l] = (r[l,0], r[l,1], \dots, r[l, N-1])^T,$$

$x[l,n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X[l,k] e^{j2\pi kn/N}$ 이다. 식 (2)로부터 least mean square error (LMSE) 방법을 이용하여 채널 추정할 수 있다. 즉, 직접적인 시간 영역 채널 추정은 $\mathbf{x}[l]$ 의 유사 역행렬을 구하여 수신 신호의 벡터 $\mathbf{r}[l]$ 에 곱해 주어야 하며 식 (3)과 같다^[11].

$$\hat{\mathbf{h}}[l] = \mathbf{x}[l]^\dagger \mathbf{r}[l] = \mathbf{h}[l] + \mathbf{x}[l]^\dagger \boldsymbol{\eta}[l] \quad (3)$$

여기서 $[\cdot]^\dagger$ 는 유사 역행렬을 나타낸다. 수신기에서 채널 추정을 위해서 기준 데이터가 필요하며 결정 귀환 데이터가 기준 데이터가 된다. $\hat{X}[l,k]$ 는 복조 기로부터 결정 귀환된 데이터를 나타내고 $\hat{X}[l,k] = X[l,k]$ 라고 가정하면 IFFT하여 $\mathbf{x}[l]$ 의 행렬을 만들 수 있고 식 (3)을 이용하여 시간영역 채널 응답을 추정할 수 있다. 이 방식은 수신되는 데이터가 매 심벌마다 바뀌므로 매 OFDM 심벌마다 $\mathbf{x}[l]$ 의 역행렬을 구해야 하며 이 역행렬 ($L \times N$)과 수신 신호벡터 ($N \times 1$)의 곱이 필요하다. 따라서 이 방식은 역행렬 계산으로 인한 계산량 부담이 많은 단점이 있다.

III. 제안된 채널 추적 방식

앞에서 언급하였듯이 매 OFDM 심벌마다 결정 귀환 데이터를 이용하여 채널을 추정함으로써 시변 채널을 추적할 수 있다. 주파수 영역에서 채널 추정

은 계산량이 매우 간단하지만 추정해야 될 변수의 개수가 많기 때문에 시간 영역에 비하여 정확도가 떨어진다. 시간 영역에서 채널 추정은 주파수 영역의 채널 추정에 비해서 정확하지만 계산량이 많다는 단점이 있다. 본 논문에서는 채널 추적(tracking)시에 주파수 영역에서 간단한 채널 추정을 먼저 수행함으로써 시간 영역에서 채널 추정의 계산량을 줄이는 하이브리드 채널 추정 방식을 제안하였다.

제안된 방식은 1차적으로 결정 귀환된 데이터 $\hat{X}[l,k]$ 를 기준 신호로 사용하여 주파수 영역에서 간단한 채널 추정을 수행한다. 즉 주파수 영역에서 수신 신호는 식 (1)과 같기 때문에 주파수 영역의 채널 추정은 식 (4)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{H}[l,k] &= R[l,k] \hat{X}^*[l,k] / \hat{X}[l,k]^2 \\ &= H[l,k] + (H[l,k](X[l,k] - \hat{X}[l,k]) \\ &\quad \hat{X}^*[l,k] + W[l,k]X^*[l,k]) / X[l,k]^2 \\ &= H[l,k] + V[l,k] \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $V[l,k]$ 는 잡음 항을 나타낸다. $\hat{X}[l,k] = X[l,k]$ 인 경우에 $V[l,k]$ 는 $W[l,k]X^*[l,k] / X[l,k]^2$ 로 간략하게 나타낼 수 있다. 식 (4)에서 데이터 관성 오류는 주파수 영역의 채널 추정값에 큰 오차를 일으킨다는 것을 알 수 있다. 이러한 오차는 IFFT를 통하여 시간영역으로 변환시 N 개의 전 샘플에 걸쳐 분산된다. 이렇게 시간영역에서 분산된 잡음은 널 부반송파가 없는 경우에는 채널의 응답 길이를 고려하면 식 (5)에 보였듯이 많은 부분이 쉽게 제거될 수 있다.

널 부반송파가 없는 경우에는 $\hat{H}[l,k]$ 를 IFFT하여 시간영역으로 표시하면 식 (5)와 같다.

$$\begin{aligned} \hat{h}[l,n] &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \hat{H}[l,k] e^{j2\pi nk/N} = \delta[n] * h[l,n] + v[l,n] \\ &= \begin{cases} h[l,n] + v[l,n] & \text{if } 0 \leq n \leq L-1 \\ v[l,n] & \text{otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $*$ 기호는 convolution을 나타낸다. $v[l,n] = (1/N) \sum_{k=0}^{N-1} V[l,k] e^{j2\pi nk/N}$ 이다. $\delta[n]$ 는 Kronecker 임펄스 함수를 나타내며 $n=0$ 에서 $\delta[n]=1$ 이고 $n \neq 0$ 경우 $\delta[n]=0$ 이다. 식(5)로부터 $L \leq n \leq N-1$ 경우 $\hat{h}[l,n]$

은 AWGN 성분만 존재하므로 $\tilde{h}[l,n]=0$ 으로 놓아 AWGN 성분을 제거할 수 있다. 그러나 널 부반송파가 존재하는 경우에는 Kronecker 임펄스 함수를 얻을 수가 없으므로 $\tilde{H}[l,k]$ 를 IFFT하여 식(5)를 얻을 수 없다. 따라서 null 부 반송파가 존재하는 경우 AWGN 성분을 제거하기 위해서는 별도의 해결방법이 필요하다.

본 논문에서는 매개변수를 도입하여 널 부반송파가 존재하는 경우에도 AWGN 성분을 제거에 사용할 수 있는 단순화된 시간 영역 채널 추정 방식을 제안하였다. 널 부반송파가 있는 경우에는 식 (4)는 매개 변수 $Z[k]$ 를 사용하여 식(6)으로 나타낼 수 있다.

$$\tilde{H}[l,k] = Z[k]H[l,k] + V[l,k] \quad (6)$$

여기서 $Z[k]$ 는 null 부 반송파를 나타내기 위한 매개 변수이며 식(7)와 같다.

$$Z[k] = \begin{cases} 1, & \text{if } 1 \leq k < N/2 - g \text{ or } N/2 + g < k \leq N-1 \\ 0, & \text{if } k = 0 \text{ or } N/2 - g \leq k \leq N/2 + g \end{cases} \quad (7)$$

여기서 $k = 0$ 는 D.C. 성분의 부 반송파를 나타낸다. g 는 보호 대역내의 null 부 반송파의 개수를 나타낸다. 식 (6)을 IDFT를 취하여 시간영역 신호로 나타내면 식(8)와 같다.

$$\tilde{h}[l,n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} (Z[k]H[l,k] + V[l,k])e^{j2\pi nk/N} \quad (8)$$

$N \times L$ convolution 행렬 \mathbf{z} 을 도입하여 식 (8)을 다시 나타내면 식 (9)과 같다.

$$\tilde{\mathbf{h}}[l] = \mathbf{z}\mathbf{h}[l] + \mathbf{v}[l] \quad (9)$$

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} z[0] & z[N-1] & \dots & z[N-L+1] \\ z[1] & z[0] & \dots & z[N-L+2] \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ z[N-1] & z[N-2] & \dots & z[N-L] \end{pmatrix},$$

$$z[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Z[k]e^{j2\pi kn/N},$$

$$\tilde{\mathbf{h}}[l] = (\tilde{h}[l,0], \tilde{h}[l,1], \tilde{h}[l,2], \dots, \tilde{h}[l, L-1])^T,$$

$$\mathbf{h}[l] = (h[l,0], h[l,1], h[l,2], \dots, h[l, L-1])^T,$$

$$\mathbf{v}[l] = (v[l,0], v[l,1], v[l,2], \dots, v[l, N-1])^T \text{ 및}$$

$$v[l,n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} V[l,k]e^{j2\pi kn/N} \text{ 이다.}$$

식 (9)으로부터 채널의 임펄스 응답을 추정하면 식 (10)과 같다.

$$\hat{\mathbf{h}}[l] = \mathbf{z}^\dagger \tilde{\mathbf{h}}[l] = \mathbf{h}[l] + \mathbf{z}^\dagger \mathbf{v}[l] \quad (10)$$

\mathbf{z} 은 시불변 행렬이므로 유사 역행렬 \mathbf{z}^\dagger 는 초기에 한번만 계산하면 되며 시스템 초기화 시에 미리 계산이 가능하고 메모리에 저장 가능하다. 따라서 채널 추적시 매 심벌마다 유사 역행렬을 계산할 필요가 없기 때문에 부가적인 시간 영역 처리로 인한 계산량 증가는 크지 않다. 최종적인 채널의 주파수 응답 추정 값 $\hat{H}[l,k]$ 는 식 (11)과 같다.

$$\hat{H}[l,k] = \sum_{n=0}^{L-1} \hat{h}[l,n]e^{-j2\pi kn/N} \quad (11)$$

식(10)의 MSE는 식(12)과 같다.

$$\begin{aligned} \text{MSE} &= E \left[(\hat{\mathbf{h}}[l] - \mathbf{h}[l])^H (\hat{\mathbf{h}}[l] - \mathbf{h}[l]) \right] \\ &= E \left[(\mathbf{z}^{-1} \mathbf{v}[l])^H (\mathbf{z}^{-1} \mathbf{v}[l]) \right] \\ &= \text{Tr} \left\{ \mathbf{z}^{-1} E \left[\mathbf{v}[l] (\mathbf{v}[l])^H \right] (\mathbf{z}^{-1})^H \right\} \\ &= \sigma_v^2 \text{Tr} \left\{ (\mathbf{z}^H \mathbf{z})^{-1} \right\} \geq \frac{\sigma_v^2 L^2}{\text{Tr} \left\{ \mathbf{z}^H \mathbf{z} \right\}} = \frac{\sigma_v^2 L^2}{\sum_{i=0}^{N-1} \|\mathbf{z}_i\|^2}, \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\|\cdot\|$ 는 norm 연산을 나타내고, \mathbf{z}_i 는 매트릭스 \mathbf{z} 의 i -번째 행벡터를 나타낸다. 식 (12)로부터 MSE는 매트릭스 \mathbf{z} 의 행벡터들의 norm제곱의 합에 반비례한다는 사실을 알 수 있다. $Z[k]$ 는 null 부반송파를 제외한 모든 부반송파에서 1이므로 시간영역에서 $z[n]$ 은 $n=0$ 과 가까운 샘플들을 제외한 대부분의 $z[n]$ 값은 0에 근사한 값이다. $\mathbf{z}_i = (z[i], z[i-1], \dots, z[i-L+1])$ 이므로 $\|\mathbf{z}_i\|$ 는 $z[n]$ 에 영향을 받는다. 식 (9)에서 $\|\mathbf{z}_i\|$ 가 0에 가까운 작은 것을 무시해도 식 (12)의 low boundary는 크게 영향 받지 않는다는 사실에 주목할 필요가 있다. 따라서 식 (9)에서 $\|\mathbf{z}_i\|$ 가 작은 방정식을 무시함으로써 매트릭스의 크기를 작게 줄일 수 있다. 본 논문에서는 식(9)의 매트릭스 크기를 줄이기 위하여 식 (9)에서 $\|\mathbf{z}_i\|$ 가 큰

것을 기준으로 하여 L개의 방정식을 선택하였다.

IV. 계산량 비교

- 1) 기존의 시간 영역에서 채널 추정에 필요한 계산량은 다음과 같다. 결정 귀환된 데이터의 IFFT연산에는 $N \log_2 N$ 의 곱셈이 필요하다. 매 심벌마다 ($N \times L$) 행렬의 유사 역행렬을 구해야 하므로 NL^2 의 곱셈이 필요하다^[13]. 최종적으로 ($L \times N$) 행렬과 ($N \times 1$) 벡터의 곱이 필요하므로 NL 의 곱셈이 필요하다. 따라서 총 $N \log_2 N + NL^2 + NL$ 번의 곱셈이 필요하다.
- 2) 제안된 방법의 계산량은 다음과 같다. 결정 귀환된 데이터를 이용한 주파수 영역 채널 추정을 수행하는데 N 번의 곱셈과 나눗셈이 필요하다. 그러나 QPSK인 경우 $|X[l, k]|^2 = 2$ 이므로 나눗셈은 나눗셈 대신에 우측 쉬프트 연산으로 가능하다. 임시 채널 추정 값의 IFFT연산에 $N \log_2 N$ 번의 곱셈이 필요하다. 마지막으로 ($L \times L$) 행렬과 ($L \times 1$) 벡터의 곱이 필요하므로 L^2 번의 곱셈이 필요하다. 따라서 총 $N + N \log_2 N + L^2$ 번의 곱셈이 필요하다.

예를 들어 $L = 0.7 \times (N/4) \approx 11$ 이고 $N = 64$ 인 경우 제안된 방법은 총 569번의 곱셈이 요구되며 기존의 시간 영역 채널 추정 방식은 8832번의 곱셈 계산이 필요하다. 따라서 계산량이 기존 방법에 비해서 93% 정도 줄어듦을 알 수 있다.

위의 경우에서 QAM 인 경우 $|X[l, k]|^2 \neq 2$ 이므로 실제 나눗셈을 수행해야 한다. 따라서 QPSK에 비해서 N번의 나눗셈이 더 필요하다.

V. 성능 분석

제안된 방식의 성능을 분석하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션이 수행되었다. 컴퓨터 시뮬레이션에 사용된 파라미터는 표 1에 나타내었다.

송수신 안테나 사이의 채널은 3개의 독립적인 경로를 가정하였으며 각 경로는 독립적인 별도의 레일리 페이딩을 겪는다고 가정하였다. 각 경로의 도착 시간과 평균전력은 표 1에 나타내었다. 100,000 개의 OFDM 심벌을 통해서 BER 곡선과 MSE 성능 곡선을 구했다. 혼련 신호에 의한 채널 추정

끝나면 10 개 연속적인 심벌에 대해서 채널을 추적하였다. 본 논문에서 제안된 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 채널 코딩은 사용하지 않았다. 레일리 페이딩 채널 시뮬레이션은 참고문헌 [12]에 공개된 프로그램을 사용하였다. 도플러 주파수는 시변 환경을 나타내기 위해서 40Hz와 200Hz가 사용되었다.

Table 1. The simulation parameters

The number of path	Multi-path Rayleigh fading channel (3-ray)
Modulation in sub-carrier	QPSK
Doppler Frequency	40 Hz and 200 Hz
Mean power and arrival time of 3-ray	0, 7, 15 (dB) and 0,3, 7 (samples)
Number of total sub-carriers	64
FFT/IFFT size	64
OFDM symbol rate	25 ksp/s
Symbol period	40 usec
Detection Method	Maximum Likelihood Method
The number of sub-carrier used	52
The length of channel response	10 samples
Cyclic prefix	16 samples
Carrier frequency	2.4 GHz

그림 1, 2, 3 및 4는 MSE와 BER 성능 곡선을 보여주고 있다. 그림 1과 2는 각각 도플러 주파수 40 Hz와 200 Hz에서 MSE 성능을 보여준다. 그림 3과 4는 각각 도플러 주파수 40 Hz와 200 Hz에서 BER 성능을 보여준다. 그림 1, 2, 3 및 4에서 주파수 영역 방식은 식 (4)를 통하여 얻은 채널 추정 방식을 의미한다. 위 그림들에서 Modified LS 방법은 결정 귀환된 데이터를 사용해 주파수 영역의 채널 추정을 수행한 뒤 null 부 반송파 정보 매트릭스 z^i 를 곱하지 않고 단순히 채널 응답 길이를 만들 고려한 것을 말한다.

그림 1, 2, 3 및 4에서 보였듯이 modified LS 방식은 성능이 가장 나쁘다. 주파수 영역에서만 채널을 추정 수행하는 방식의 MSE 성능과 BER 성능도 시간 영역에 비해서 좋지 않다. 기존의 시간 영역에서만 채널 추정하는 방식의 MSE 성능과 BER 성능은 제안된 방식과 동일한 성능을 보였다. 동일한 성능임에도 불구하고 제안된 방식은 약 93%

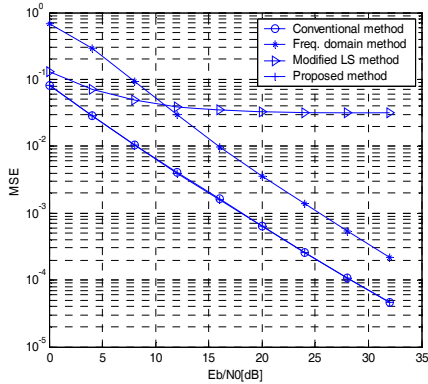


그림 1. $f_d = 40$ Hz에서 채널 응답 추정의 MSE
Fig. 1. MSE of channel frequency response at $f_d = 40$ Hz

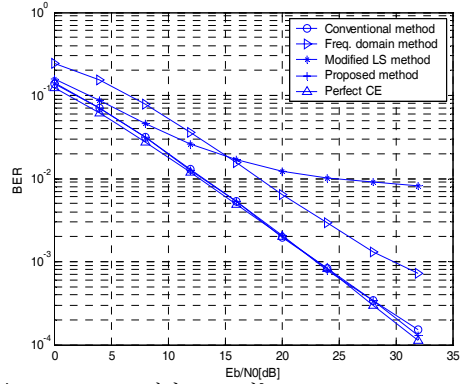


그림 3. $f_d = 40$ Hz에서 BER 성능
Fig. 3. BER performance at $f_d = 40$ Hz

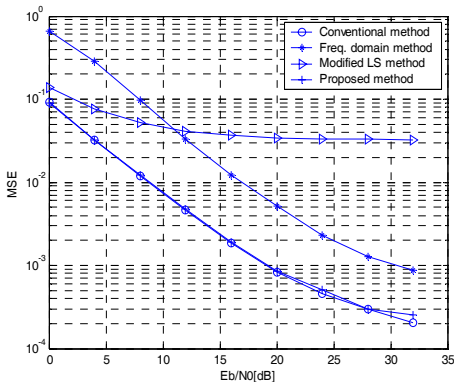


그림 2. $f_d = 200$ Hz에서 채널 응답 추정의 MSE
Fig. 2. MSE of channel frequency response at $f_d = 200$ Hz

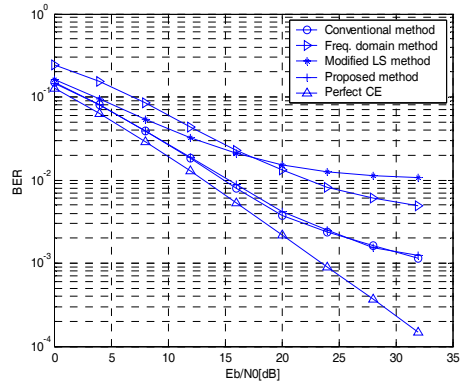


그림 4. $f_d = 200$ Hz에서 BER 성능
Fig. 4. BER performance at $f_d = 200$ Hz

정도의 계산량을 감소시켰다는 것을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 채널 추정의 간략화 방식은 LS 방식에 대한 것이다. 더 정밀한 채널 추정을 위하여 MMSE 방식을 사용할 때 LS 방식으로 구한 채널 응답 값이 사용된다. 본 논문에서는 LS 방식의 계산 간략화에 초점을 맞추었기 때문에 MMSE 방식은 다루지 않았다.

VI. 결론

본 논문에서는 OFDM에서 계산량이 적은 효율적인 채널 추적 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 주파수 영역과 시간 영역의 혼합 채널 추정 방식을 사용하여 null 부 반송파가 존재하는 OFDM 시스템에서 효율적으로 잡음을 제거할 수 있다. 제안된 방법은 매 심벌마다 역행렬 계산이 필요 없기 때문에 기존의 시간 영역 채널 추정 방법에 비해 계산량을 약 93% 정도 감소시킬 수 있다. 줄어든 계산량에도 불구하고 제안된 방식의 MSE 및 BER 성

능은 기존의 시간 영역 채널 추정 방식과 동일한 성능을 보였다.

References

- [1] Y. (G.) Li, N. Seshadri, and S. Ariyavisitakul, "Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels," *IEEE J. Selected Area Comm.*, Vol. 17, pp. 461-471, March 1999.
- [2] Y. (G.) Li, "Simplified channel estimation for OFDM systems with transmit antenna," *IEEE Trans. On Comm.*, Vol. 1, pp. 67-75, January 2002.
- [3] Yi Gong, Letaief, K.B., "Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems," *Wireless Comm., IEEE Transactions on*, Vol. 2, pp. 876-882 Sept. 2003.

- [4] H. Minn and N. Al-Dhahir, "Optimal training signals for MIMO OFDM channel estimation," Globecom 2004, pp. 219-224, Nov. 2004.
- [5] J. Guo, D. Wang, and C. Ran, "Simple channel estimator for STBC-based OFDM systems," Electronics Letters, Vol. 39, pp. 445-447, March 2003.
- [6] Z. Yuanjin, "A noble channel estimation and tracking method for wireless OFDM systems based on pilots and Kalman filtering," IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. 49, pp 275-283, May 2003.
- [7] Z. Cheng and D. Dahlhaus, "Time versus frequency domain channel tracking using Kalman filters for OFDM systems with antenna arrays," VTC 2003-Spring, vol. 1, pp. 651 - 655, April 2003.
- [8] D. Schafhuber, G. Matz, and F. Hlawatsch, "Kalman tracking of time-varying channels in wireless MIMO-OFDM systems", Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers 2003, Vol. 2, pp. 1261-1265, Nov. 2003.
- [9] K. A. G. Teo, S. Ohno, and T. Hinamoto, "Kalman channel estimation based on over-sampled polynomial model for OFDM over doubly-selective channels," IEEE SPAWC 2005, pp. 116-120, June 2005.
- [10] Y. Chen, D. Jayalath, and A. Thushara, "Low complexity decision directed channel tracking for MIMO WLAN system," ISISPCS, pp 629-632, Dec. 2005, Hong Kong.
- [11] Juha Heiskala and John Terry, OFDM Wireless LAN: A theoretical and practical guide, SAMS, 2002
- [12] H. Harada and R. Prasad, Simulation and Software Radio for Mobile Communications, Artech House, 2002.
- [13] Bernardini, R. Durigon, M. Rinaldo, R., Low-delay reconstruction of punctured frame-coded streams, Signals, Systems and Computers, 2003. Conference Record of the Thirty-Seventh Asilomar Conference, Vol.2, pp. 1519- 1523, Nov. 2003

전 형 구 (Hyoung-Goo Jeon)

중신회원

1987년 2월 : 인하대학교 전자공학과 학사

1992년 2월 : 연세대학교 전자공학과 석사

2000년 8월 : 연세대학교 전기 및 컴퓨터공학과 박사

1987년 2월~2001년 2월 : 한국전자통신연구원 이동통신연구소 선임연구원

2006년 1월~2007년 1월 : Texas A&M University Post-Doc. fellowship

2001년 3월~현재 : 동의대학교 정보통신공학과 부교수 <관심분야> MIMO-OFDM, 디지털 통신, 이동통신