DBpia

논문 15-41-01-01 The Journal of Korean Institute of Communications and Information Sciences '16-01 Vol.41 No.01
http://dx.doi.org/10.7840/kics.2015.41.1.1

OFDM 시스템에서 측정 벡터 결합을 이용한 채널 추정 방법

민 병 천◆, 박 대 영°

Sparse Channel Estimation Based on Combined Measurements in OFDM Systems

Byeongcheon Min◆, Daeyoung Park°

요 약

본 논문에서는 Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) 시스템에서 압축센싱을 이용하는 채널추정 기법을 연구한다. 압축센싱은 측정벡터의 크기가 성능에 영향을 주는데, OFDM에서는 channel delay spread가 큰 경우에 압축센싱 기법을 사용하는데 제약이 된다. 본 논문에서는 채널추정 오차를 줄이기 위해서 OFDM data block에 pilot information을 추가해 측정벡터의 길이를 증가시켜 성능을 향상시킨다. 제안하는 방식이 성긴 신호의 위치를 찾을 확률을 높이고 압축센싱의 신호 복원 성능을 높인다. 모의실험을 통해 제안하는 방식이 기존 방식보다 신호 복원 능력이 더 우수함을 확인한다.

Key Words : Channel estimation, compressive sensing, orthogonal frequency division multiplexing(OFDM), compressive sampling matching pursuit(CoSaMP)

ABSTRACT

We investigate compressive sensing techniques to estimate sparse channel in Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDM) systems. In the case of large channel delay spread, compressive sensing may not be applicable because it is affected by length of measurement vectors. In this paper, we increase length of measurement vector adding pilot information to OFDM data block. The increased measurement vector improves probability of finding path delay set and Mean Squared Error(MSE) performance. Simulation results show that signal recovery performance of a proposed scheme is better than conventional schemes.

Ⅰ. 서 론

이동통신 시스템은 대용량의 데이터를 고속으로 전송하는 것을 목표로 그동안 많은 연구가 진행되어 왔으며 MIMO-OFDM은 대표적인 무선통신 시스템이다. 정확하고 빠른 데이터 송수신을 위해서 MIMO-OFDM 시스템에서는 정확하고 저 복잡도를 요구하는 채널추정 기술이 필요하다[1,2]. 그리고 현재 무선통신 시스템에서 채널 상태 정보(channel state information)를 이용하여 송수신을 하기 때문에 정확하게 채널을 추정하는 것은 매우 중요하다. 지금까지 알려진 채널추정기법은 Least Square(LS)와 Minimum

※ 이 논문은 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임(NRF-2013R1A1A1012448)
◆ First Author : Department of Information and Communication, Inha University, bcmin1218@gmail.com, 학생회원
° Corresponding Author : Department of Information and Communication, Inha University, dpark@inha.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2015-10-339, Received October 20, 2015; Revised January 5, 2016; Accepted January 5, 2016

www.dbpia.co.kr

Mean Squared Error(MMSE) 방법과 같이 선형 방법들이 주를 이루었다[3,4]. 이러한 방법들은 다중 경로 채널에서 채널 임펄스 응답(channel impulse response)의 탭의 개수가 많은 상황에서 최적의 성능을 달성한다. 하지만 Ultra Wide Band(UWB) 채널과 같은 광대역 채널을 사용하는 경우, 채널 임펄스 응답이 성긴(sparse) 성질을 가지게 되며[5-7], 성긴 성질을 가지는 신호는 압축센싱으로 복원할 수 있다.

압축센싱은 신호가 성긴 성질을 가진다는 가정 하에 적은 수의 샘플만으로 원래의 신호를 복원할 수 있다는 이론이다[8]. 압축센싱은 넌컨백스 기반의 $l_p - norm$ 최소화 방법$(0 \le p < 1)$과 컨백스 기반으로 l_1 - 최소화 방법과 greedy algorithm이 대표적이며, 이 방법 모두 센싱행렬의 성질과 측정벡터의 원소의 개수가 성능에 영향을 미친다[9-11].

OFDM은 기본적으로 세 가지 시스템이 있는데, Zero-padding OFDM(ZP-OFDM), Cyclic prefix OFDM(CP-OFDM) 그리고 Time-domain synchronous OFDM(TDS-OFDM)이 있다[12]. TDS-OFDM은 pseudorandom noise(PN)-sequence를 이용하여 채널을 추정한다. 하지만 PN-sequence와 OFDM data block 사이에는 상호 간섭(inter block interference)이 발생하기 때문에 고 복잡도를 요구하는 반복 간섭 제거 알고리즘을 사용하여 채널추정을 해야 한다. 특히, low speed vehicular channel과 같이 channel delay spread가 큰 환경에서는 알고리즘이 더욱 복잡해진다. 이를 피하기 위한 다른 방법은 두 개의 PN-sequence를 사용하여 채널추정하는 Dual PN-OFDM(DPN-OFDM)이 있다[13]. 하지만 이 방법은 주파수 효율이 줄어드는 단점이 있다. TDS-OFDM 시스템에서 수신된 PN-sequence는 이전 OFDM data block에 의해 inter block interference(IBI) 영향을 받는다. 여기서 간섭이 없는 부분 즉, IBI free region만을 이용해서 압축센싱으로 채널 임펄스 응답을 복원하면서도 DPN-OFDM보다 주파수 효율을 높일 수 있다[14]. 하지만 이 기법도 channel delay spread가 큰 경우나, guard interval을 초과하는 경우 채널 복구 성능이 낮아지거나 복구를 할 수 없다.

본 논문에서는 channel delay spread가 큰 통신환경에서 저 복잡도를 요구하는 압축센싱 기법을 적용하여 채널 임펄스 응답을 구하고자 한다. 그리고 channel delay spread가 guard interval을 초과하는 경우에도 채널 임펄스 응답을 추정할 수 있도록 OFDM data block에 pilot을 추가하여 IBI free region에 해당하는 PN-sequence와 pilot 신호를 결합하여 측정벡터의 길이를 늘려 압축센싱의 성능을 향상하고자 한다.

본 논문의 구성은 2장에서 OFDM 시스템 모델과 기존의 채널추정 방법을 설명하고, 3장은 압축센싱으로 CoSaMP 알고리즘 및 Priori-aided(PA) information을 이용한 PA-CoSaMP 알고리즘을 설명한다. 4장은 제안하는 알고리즘을 기술하고, 5장에서 주파수 효율을 분석한다. 6장에서 제안하는 알고리즘의 성능을 보이며 7장에서 결론을 맺는다.

표기법: 굵은 문자는 행렬, 벡터를 의미한다. $\mathbf{F}_{N\times N}$는 $N\times N$ FFT행렬을 의미한다. $\mathbf{0}$는 영벡터를 나타낸다. $(\bullet)^T, (\bullet)^H, (\bullet)^{-1}, (\bullet)^\dagger$, $diag(\bullet)$, $\| \bullet \|_p$는 전치, conjugate transpose, 역행렬, 의사역행렬, 대각행렬, $l_P - norm$을 의미한다. $(\bullet)_\Gamma$는 집합 Γ에 해당하는 벡터 $(\bullet)$의 원소를 의미한다. $\mathbf{\Psi}_T$는 집합 T에 해당하는 $\mathbf{\Psi}$의 열만 모아 놓은 부분행렬이다. $\mathbf{E}(\bullet)$는 기댓값을 의미한다.

Ⅱ. 시스템 모델

그림 1은 기존의 두 가지 OFDM기법을 나타낸다[14]. 그림 1(a)의 DPN-OFDM기법은 두 번째 PN-sequence를 이용하여 채널을 추정한다. 두 번째 PN-sequence는 이전 OFDM data block으로부터 간섭을 받지 않기 때문에 IBI의 영향을 받지 않아서 쉽게 채널을 추정할 수 있다. 하지만 PN-sequence를 두 번 전송하기 때문에 주파수 효율의 손실을 피할 수 없다. 그림 1 (b)의 TDS-OFDM 기법은 PN-sequence 하나를 OFDM data block에 덧붙여 사용하여 IBI의 영향을 받는다. 전체 PN-sequence의 길이는 M이고

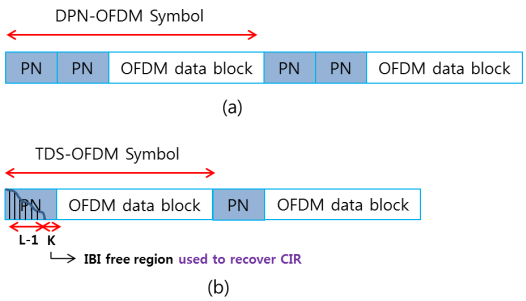

그림 1. 기존의 시스템 기법(a: DPN-OFDM, b: TDS-OFDM)[14].
Fig. 1. Systems of the conventional schemes(a: DPN-OFDM, b: TDS-OFDM)[14].

www.dbpia.co.kr

채널 임펄스 응답의 길이 L이 guard interval M보다 작다고 시나리오를 가정하면 IBI의 영향을 받지 않는 영역의 길이는 $K = M - L + 1$이다. 이 시스템에서는 IBI의 영향을 받지 않은 부분의 PN-sequence만으로 압축센싱을 적용해서 채널추정을 할 수 있다.

TDS-OFDM symbol은 시간영역의 PN-sequnece $\mathbf{c} = \left[c_0, c_1, c_2, \cdots, c_{M-1}\right]^T$와 i-번째 OFDM data block $\mathbf{x}^i = \left[x_0^i, x_1^i, x_2^i, \cdots, x_{N-1}^i\right]^T$으로 이루어져 있다[14].

$$\begin{aligned}\mathbf{s}^i &= \left[s_0^i, s_1^i, s_2^i, \cdots, s_{M+N-1}^i\right]^T \\ &= \begin{bmatrix}\mathbf{c} \\ \mathbf{x}^i\end{bmatrix}_{(M+N)\times 1} \\ &= \begin{bmatrix}\mathbf{c} \\ \mathbf{F}_{NXN}^H \widetilde{\mathbf{x}^i}\end{bmatrix}_{(M+N)\times 1}\end{aligned} \tag{1}$$

$\widetilde{\mathbf{x}}^i = \left[\widetilde{x_0^i}, \widetilde{x_1^i}, \widetilde{x_2^i}, \cdots, \widetilde{x_{N-1}^i}\right]^T$는 주파수 영역의 신호로 시간영역의 $\mathbf{x}^i$를 inverse FFT 한 신호이다. 이산 시간 복소 채널 임펄스 응답은 다음과 같다[15,16].

$$\mathbf{h}^i = \left[h_0^i, h_1^i, h_2^i, \cdots, h_{L-1}^i\right]^T \tag{2}$$

$\mathbf{h}^i$는 S개의 전송 경로로 구성되어 있고 각 원소는 아래와 같이 표현된다.

$$h_n^i = \sum_{l=0}^{S-1} \alpha_l \delta[n - \tau_l], \quad 0 \le n \le L-1 \tag{3}$$

α_l은 l번째 경로의 채널 이득이고, τ_l은 l번째 경로의 지연을 나타낸다. h_n^i은 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}^{\mathrm{i}}$의 n번째 원소를 의미하며 아래와 같이 표현된다.

$$h_n^i = \begin{cases}\alpha_l, & n = \tau_l \\ 0, & otherwise.\end{cases} \tag{4}$$

경로 지연 집합(path delay set) T는 아래와 같다.

$$T = \left\{\tau_0, \tau_1, \tau_2, \cdots, \tau_{S-1}\right\} \tag{5}$$

$$\tau_0 \le \tau_1 \le \tau_2 \le \cdots \le \tau_{S-1} \le L-1 \tag{6}$$

이러한 모델은 수신단에서 채널 정보를 정확히 알 수 있다면 OFDM data block에서 PN-sequence의 영향을 없앨 수 있다.

시간 영역에서의 수신된 신호는 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\mathbf{d}^i &= \left[d_0^i, d_1^i, d_2^i, \cdots, d_{M-1}^i\right]^T \\ &= \boldsymbol{\Phi}\mathbf{h}^i + \mathbf{n}^i\end{aligned} \tag{7}$$

여기서 $\mathbf{n}^i$는 AWGN이며, $\boldsymbol{\Phi}$는 아래와 같다.

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} c_0 & x_{N-1}^{i-1} & x_{N-2}^{i-1} & x_{N-3}^{i-1} & \cdots & x_{N-L+1}^{i-1} \\ c_1 & c_0 & x_{N-1}^{i-1} & x_{N-2}^{i-1} & \cdots & x_{N-L+2}^{i-1} \\ c_2 & c_1 & c_0 & x_{N-1}^{i-1} & \cdots & x_{N-L+3}^{i-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & c_{L-2} & c_{L-3} & c_{L-4} & \cdots & c_0 \\ c_L & c_{L-1} & c_{L-2} & c_{L-3} & \cdots & c_1 \\ \vdots & c_L & c_{L-1} & c_{L-2} & \cdots & c_2 \\ c_{M-1} & c_{M-2} & c_{M-3} & c_{M-4} & \cdots & c_{M-L} \end{bmatrix}_{M\times L} \tag{8}$$

수신 신호는 다중 경로 채널을 통해 이전의 OFDM data block의 간섭의 영향을 받는다. 이전의 OFDM data block의 간섭을 받지 않는 IBI free region에 해당하는 신호로부터 압축센싱기법을 사용하여 채널을 추정할 수 있다. 앞으로 PN-sequence를 이용하여 $\hat{\mathbf{h}}^i$를 추정하는 시스템모델을 $(\bullet)_{pn}$으로 표기한다.

IBI free region에 해당하는 수신 신호는 아래와 같고

$$\begin{aligned}\mathbf{y}_{\mathrm{pn}}^{\mathrm{i}} &= \left[\mathrm{d}_{\mathrm{L}-1}^{\mathrm{i}}, \mathrm{d}_{\mathrm{L}}^{\mathrm{i}}, \mathrm{d}_{\mathrm{L}+1}^{\mathrm{i}}, \cdots, \mathrm{d}_{\mathrm{M}-1}^{\mathrm{i}}\right]^{\mathrm{T}} \\ &= \boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}}\mathbf{h}^{\mathrm{i}} + \mathbf{n}^{\mathrm{i}}\end{aligned} \tag{9}$$

$\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}}$은 다음과 같다.

$$\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}} = \begin{bmatrix} \mathrm{c}_{\mathrm{L}-1} & \mathrm{c}_{\mathrm{L}-2} & \mathrm{c}_{\mathrm{L}-3} & \cdots & \mathrm{c}_0 \\ \mathrm{c}_{\mathrm{L}} & \mathrm{c}_{\mathrm{L}-1} & \mathrm{c}_{\mathrm{L}-2} & \cdots & \mathrm{c}_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathrm{C}_{\mathrm{M}-1} & \mathrm{C}_{\mathrm{M}-2} & \mathrm{C}_{\mathrm{M}-3} & \cdots & \mathrm{C}_{\mathrm{M}-\mathrm{L}} \end{bmatrix}_{K_{pn}\times L} \tag{10}$$

수신된 신호 $\mathbf{y}_{pn}^i$는 간섭에 의한 영향은 완전히 사라져 고 복잡도를 요구하는 간섭 제거 기법을 사용하

www.dbpia.co.kr

지 않고 압축센싱만으로 식 (9)로부터 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}^i$를 구할 수 있다. 압축센싱은 반복적으로 측정벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$와 센싱행렬 $\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}}$의 correlation이 가장 큰 열에 non-zero 원소가 있을 것이라는 추정으로써 greedy algorithm 방법으로 반복적으로 $\mathbf{h}^i$의 경로 지연 집합 T를 찾으며, 채널추정한 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_T^i = \left(\boldsymbol{\Psi}_{pn}\right)_T^{\dagger} \mathbf{y}_{pn}^i \tag{11}$$

압축센싱을 이용한 신호 복원의 성능은 측정벡터의 길이에 영향을 받는다[17]. 즉, IBI free region이 충분히 크다면 압축센싱을 적용해서 채널 임펄스 응답을 구할 수 있다. 압축센싱을 적용하기 위한 측정벡터 개수의 조건은 다음과 같다[18].

$$K \geq cS\log\frac{L}{S} \tag{12}$$

여기서 c는 1과 2.5사이의 상수이다. 즉, PN-sequence를 측정벡터로 이용하는 TDS-OFDM 시스템에서 IBI free region $K_{pn} = M - L + 1$은 식 (12)번과 같고 이 값이 적당히 크다면 압축센싱을 적용할 수 있지만, channel delay spread L이 커질수록 K_{pn}은 작아질 뿐만 아니라 압축센싱으로 신호를 복원하기 위해 필요한 측정벡터의 길이도 증가한다. 그러므로 channel delay spread가 큰 환경에서 압축센싱으로 신호를 복원하는데 어려움이 있다.

Ⅲ. CoSaMP 및 사전 정보를 이용한 압축센싱

3장에서는 압축센싱 방법 중에 CoSaMP방법을 이용한 채널추정 방법에 대해서 설명한다[11]. 알고리즘 1은 CoSaMP의 동작 과정을 나타낸다.

CoSaMP 알고리즘은 측정벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$와 센싱행렬 $\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}}$의 correlation이 큰 열 $2S$개를 추정하고자 하는 신호의 위치로 추가하고 신호를 복원한다. 그 후 복원된 신호 중에서 절댓값이 큰 신호 S개만을 최종 신호로 복원한다(Prunning). 만일, 압축센싱으로 신호를 복원하기 전에 성긴 신호의 위치를 부분적으로 알 수 있다면, Priori-aided information으로 사용할 수 있으므로 압축센싱의 신호 복원 정확도 및 복잡도를 낮출 수 있다[14]. 이 과정은 알고리즘 2에 자세히 설명하고 있다. 알고리즘 2가 알고리즘 1과의 차이점은 초기화 과정에서 이미 알고 있는 위치의 신호는 복원할 수 있고, 반복횟수가 S에서 $S - S_0$로 감소한다는 것이다.

입력: 센싱행렬 $\boldsymbol{\Psi}_{pn}$, 잡음이 섞인 측정 벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$, $\mathbf{h}^i$의 성김 개수 S
출력: S 개의 원소를 가지는 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$

초기화: $\mathbf{a}^0 \leftarrow \mathbf{0}$, $\mathbf{r}^0 \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i$, $k \leftarrow 0$
For $k < S$
  $k \leftarrow k+1$
  $\mathbf{c} \leftarrow (\boldsymbol{\Psi}_{pn})^H \mathbf{r}$ (Correlation)
  $W \leftarrow supp(\mathbf{c}_{2S})$ (Identify large components)
  $T \leftarrow W \cup supp(\mathbf{a}^{k-1})$ (Merge Supports)
  $\mathbf{b}_T \leftarrow (\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}})_T^{\dagger} \mathbf{y}_{pn}^i$ (Signal estimation)
  $\mathbf{a}^k \leftarrow \mathbf{b}_s$ (Prune approximation)
  $\mathbf{r} \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i - \boldsymbol{\Psi}_{pn}\mathbf{a}^k$ (Update current samples)
end
$\hat{\mathbf{h}}_T^i = \mathbf{a}^k$

알고리즘 1: CoSaMP 신호 복원 알고리즘[11].
Algorithm 1: CoSaMP signal recovery algorithm[11].

입력: 센싱행렬 $\boldsymbol{\Psi}_{pn}$, initial path delay set D_0, initial channel sparsity level S_0, 잡음이 섞인 측정 벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$, $\mathbf{h}^i$의 성김 개수 S
출력: S 개의 원소를 가지는 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$

초기화: $\mathbf{a}^0|_{D_0} \leftarrow (\boldsymbol{\Psi}_{pn})_{D_0}^{\dagger} \mathbf{y}_{pn}^i$, $\mathbf{r}^0 \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i - \boldsymbol{\Psi}_{pn}\mathbf{a}^0$, $k \leftarrow 0$
For $k < S - S_0$
  $k \leftarrow k+1$
  $\mathbf{c} \leftarrow (\boldsymbol{\Psi}_{pn})^H \mathbf{r}$ (Correlation)
  $W \leftarrow supp(\mathbf{c}_{2(S-S_0)})$ (Identify large components)
  $T \leftarrow W \cup supp(\mathbf{a}^{k-1})$ (Merge Supports)
  $\mathbf{b}_T \leftarrow (\boldsymbol{\Psi}_{\mathrm{pn}})_T^{\dagger} \mathbf{y}_{pn}^i$ (Signal estimation)
  $\mathbf{a}^k \leftarrow \mathbf{b}_s$ (Prune approximation)
  $\mathbf{r} \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i - \boldsymbol{\Psi}_{pn}\mathbf{a}^k$ (Update current samples)
end
$\hat{\mathbf{h}}_T^i = \mathbf{a}^k$

알고리즘 2: PA-CoSaMP 신호 복원 알고리즘[14].
Algorithm 2: PA-CoSaMP signal recovery algorithm[14].

Ⅳ. PN-sequence와 Pilot의 결합된 측정벡터

2장에서 기술한 방법은 channel delay spread L이 커지면 $K_{pn} = M - L + 1$이 줄어들어서 압축센싱

www.dbpia.co.kr

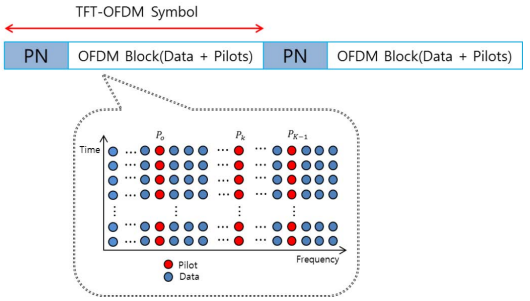

그림 2. TFT-OFDM 기법[19].
Fig. 2. TFT-OFDM scheme[19].

에 사용하는 측정벡터의 원소의 개수가 줄어들어 채널추정 정확도가 나빠지는 문제점을 확인했다. 이를 보완하기 위해서 그림 2와 같이 Time-frequency training OFDM (TFT-OFDM)을 적용한다[12,19]. TFT-OFDM system은 시간 영역의 training sequence와 주파수 영역의 pilot을 각각 training information으로 사용한다. 이 시스템에서 OFDM symbol은 식 (1)과 같고, 시간 영역에서의 OFDM symbol은 아래와 같다.

$$\begin{aligned}\mathbf{y}^i &= \left[y_0^i, y_1^i, y_2^i, \cdots, y_{N-1}^i\right]^T \\ &= \boldsymbol{\Omega}\,\mathbf{h}_N^i + \mathbf{w}^i \qquad (\text{Time domain})\end{aligned} \tag{13}$$

$\boldsymbol{\Omega}$는 다음과 같이 표현된다.

$$\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} x_0^i & x_{N-1}^i \cdots x_1^i \\ x_1^i & x_0^i \quad \cdots x_1^i \\ \vdots & \vdots \quad \ddots \vdots \\ x_{N-1}^i & x_{N-2}^i \cdots x_0^i \end{bmatrix}_{N\times N} \tag{14}$$

$$\mathbf{h}_N^i = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^i \\ \mathbf{0}_{N-L} \end{bmatrix} \tag{15}$$

$\boldsymbol{\Omega}$는 $\mathbf{x}^i$의 $N\times N$ Toeplitz matrix이고, $\mathbf{h}_N^i$는 기존 L-길이의 채널 임펄스 응답 벡터 $\mathbf{h}^i$에 $N-L$개의 0을 추가한 N-길이의 채널 임펄스 응답 벡터이다. 주파수 영역의 OFDM data block은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{y}}^i &= \left[\tilde{y}_0^i, \tilde{y}_1^i, \tilde{y}_2^i, \cdots, \tilde{y}_{N-1}^i\right]^T \\ &= \mathbf{F}_{N\times N}\mathbf{y}^i \qquad (Freq.\ domain) \\ &= \mathbf{F}_{N\times N}\boldsymbol{\Omega}\mathbf{F}_{N\times N}^H\mathbf{h}_N^i + \tilde{\mathbf{w}}^i \\ &= diag(\tilde{\mathbf{x}}^i)\mathbf{F}_{N\times N}\begin{bmatrix}\mathbf{h}^i \\ \mathbf{0}_{N-L}\end{bmatrix} + \tilde{\mathbf{w}}^i \\ &= diag(\tilde{\mathbf{x}}^i)\mathbf{F}_{(L)}\mathbf{h}^i + \tilde{\mathbf{w}}^i\end{aligned} \tag{16}$$

$\mathbf{F}_{N\times N}\boldsymbol{\Omega}\mathbf{F}_{N\times N}^H = \mathrm{diag}(\tilde{\mathbf{x}}^i)$를 의미하고, $\mathbf{F}_{(L)}$은 $\mathbf{F}_{N\times N}$의 첫 번째 열부터 L번째 열에 해당하는 행렬이다. $\tilde{\mathbf{w}}^i = \mathbf{F}_{N\times N}\mathbf{w}^i$로 주파수 영역에서의 잡음을 나타낸다. 그 후에 수신된 신호 $\tilde{\mathbf{y}}^i$에서 pilot에 해당하는 신호는 아래와 같다[19].

$$\tilde{\mathbf{y}}_{pilot}^i = \tilde{\mathbf{y}}_{\Gamma}^i \tag{17}$$

$$\tilde{\mathbf{y}}_{pilot}^i = \boldsymbol{\Psi}_{pilot}\mathbf{h}^i + \tilde{\mathbf{w}}_{\Gamma}^i \tag{18}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{pilot} = diag(\tilde{\mathbf{x}}_{\Gamma}^i)\mathbf{F}_{(L)}^{\Gamma} \tag{19}$$

$$\Gamma = \left\{P_0, P_1, P_2, \cdots, P_{(K_{pilot})-1}\right\} \tag{20}$$

$$P_0 \le P_1 \le P_2 \le \cdots \le P_{K_{pilot}-1} \le N-1 \tag{21}$$

이는 N개의 OFDM data block에서 임의의 K_{pilot}개의 원소가 pilot information임을 의미한다. 이 수신 신호는 TDS-OFDM, TFT-OFDM 시스템에서 채널 임펄스 응답을 구하는 데 사용된다. OFDM data block에서 pilot information을 이용하여 $\hat{\mathbf{h}}^i$을 추정하는 시스템 모델을 $(\bullet)_{pilot}$이라 표기했다.

식 (12)에서 언급했듯이 pilot을 추가한 TFT-OFDM 시스템에서는 pilot의 개수 즉, K_{pilot}을 증가시켜 압축센싱의 신호 복원 성능을 높일 수 있다. 하지만, K_{pilot}을 증가시킬수록 주파수 효율은 감소하기 때문에 타깃 주파수 효율을 유지하기 위해서는 K_{pilot}을 증가시키는데도 한계가 있다.

따라서 주파수 효율의 손실을 최소화 하며 압축센싱의 신호 복원 성능을 높이기 위해 PN-sequence의 IBI free region의 측정벡터와 pilot 신호의 측정벡터를 결합해 측정벡터의 길이를 증가시켜 압축센싱의 성능을 향상시킬 수 있다. 측정벡터의 크기를 증가시키기 위해 식 (9)와 식 (18)을 첨가 행렬로 만들고 이 결합된 측정벡터로 채널을 추정한다. TDS-OFDM 시스템에서 식 (9)를 이용하여 압축센싱을 하지만,

www.dbpia.co.kr

OFDM data block에 소량의 pilot을 추가하여 수신 벡터의 길이를 증가시킨다. 식 (9)와 식 (18)을 결합한 수신 신호는 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{pn}^{i} \\ \mathbf{y}_{pilot}^{i} \end{bmatrix}_{(K_{pn}+K_{pilot})\times 1} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{pn} \\ \boldsymbol{\Psi}_{pilot} \end{bmatrix} \mathbf{h}^{i} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^{i} \\ \widetilde{\mathbf{w}}_{\Gamma}^{i} \end{bmatrix} \quad (22)$$

이 식을 다음과 같이 간단히 표현한다.

$$\mathbf{y}_{aug}^{i} = \boldsymbol{\Psi}_{aug}\, \mathbf{h}^{i} + \mathbf{n}_{aug}^{i} \quad (23)$$

$$\boldsymbol{\Psi}_{aug} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{\Psi}_{pn} \\ \boldsymbol{\Psi}_{pilot} \end{bmatrix} \quad (24)$$

PN-sequence와 pilot information을 이용하여 $\hat{\mathbf{h}}^{i}$를 추정하는 시스템 모델을 $(\bullet)_{aug}$라고 표기했다.

측정벡터 $\mathbf{y}_{aug}^{i}$의 사이즈는 $(K_{pn}+K_{pilot})\times 1$ 이며, $\boldsymbol{\Psi}_{aug}$는 $(K_{pn}+K_{pilot})\times L$ 센싱행렬이다. 측정벡터의 행은 식 (9)와 비교했을 때 K_{pilot}개 증가함을 알 수 있으며, channel delay spread가 큰 환경에서 즉, K_{pn}이 작을 때 K_{pilot}길이의 측정벡터가 추가되었기 때문에 압축센싱으로 채널 임펄스 응답을 구할 수 있다[11,14]. 압축센싱을 이용해서 경로 지연 집합 T를 구하면 식 (23)은 아래와 같이 간단히 표현 할 수 있다.

$$\mathbf{y}_{aug}^{i} = \left(\boldsymbol{\Psi}_{aug}\right)_{T} \mathbf{h}_{T}^{i} + \mathbf{n}_{aug}^{i} \quad (25)$$

최종적으로 $\hat{\mathbf{h}}_{T}^{i}$는 아래와 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{h}}_{T}^{i} = \left(\boldsymbol{\Psi}_{aug}\right)_{T}^{\dagger} \mathbf{y}_{aug}^{i} \quad (26)$$

V. 성능 평가

5.1 주파수 효율

표 1은 TDS-OFDM, DPN-OFDM, TFT-OFDM의 주파수 효율을 비교했다. PN-sequence의 길이 $M=256$이고 OFDM data block에 추가된 pilot의 개수 $K_{pilot}=20$이다. 주파수 효율은 다음과 같이 구할 수 있다.

표 1. 주파수 효율 비교
Table 1. Spectral efficiency comparison.

OFDM block length(N)	TDS-OFDM	DPN-OFDM	TFT-OFDM
2048	88.89%	80.00%	88.02%
4096	94.12%	88.89%	93.66%

$$\eta_{TDS} = \frac{N}{M+N} \quad (27)$$

$$\eta_{DPN} = \frac{N}{2M+N} \quad (28)$$

$$\eta_{TFT} = \frac{N-K_{pilot}}{M+N} \quad (29)$$

TDS-OFDM 시스템의 주파수 효율이 가장 좋지만, 반복적인 간섭 제거 알고리즘이 필요하므로 알고리즘이 고 복잡도를 요구하며 신호 복원 성능이 감소한다. DPN-OFDM 시스템은 IBI free region이 있기 때문에 알고리즘의 복잡도는 기존의 TDS-OFDM보다 낮지만, 주파수 효율은 가장 낮다. OFDM data block에 소량(1% 이하)의 pilot을 추가하고 PN-sequence에서 IBI free region부분에 해당하는 PN-sequence와 결합한 TFT- OFDM 시스템의 주파수 효율은 TDS-OFDM과 비교했을 때, OFDM data block N이 2048개 일 때, 0.87%, 4096개 일 때, 0.46% 감소했다. 하지만 압축센싱을 이용해서 알고리즘의 복잡도는 낮고 채널추정 성능은 향상된다.

5.2 Cramer-Rao Lower Bound(CRLB)

이번 장에서는 각각의 OFDM 시스템에 대한 CRLB를 분석한다. 경로 지연 집합 T를 구하면 식(9)와 식 (18)은 다음과 같이 간단히 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_{pn}^{i} = \left(\boldsymbol{\Psi}_{pn}\right)_{T} \mathbf{h}_{T}^{i} + \mathbf{n}^{i} \quad (30)$$

$$\mathbf{y}_{pilot}^{i} = \left(\boldsymbol{\Psi}_{pilot}\right)_{T} \mathbf{h}_{T}^{i} + \widetilde{\mathbf{w}}_{\Gamma}^{i} \quad (31)$$

식 (30), 식 (31)의 조건부 확률은 아래와 같다.

$$p_{\mathbf{y}_{pn}^{i}|\mathbf{h}_{T}^{i}}\left(\mathbf{y}_{pn}^{i};\mathbf{h}_{T}^{i}\right) = \quad (32)$$

www.dbpia.co.kr

$$\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{K_{pm}}{2}}} exp\left\{-\frac{1}{(2\sigma^2)} \| \mathbf{y}_{pm}^i - (\boldsymbol{\Psi}_{pm})_T \mathbf{h}_T^i \|_2^2\right\}$$

$$p_{\mathbf{y}_{pilot}^i|\mathbf{h}_T^i}(\mathbf{y}_{pilot}^i;\mathbf{h}_T^i) =$$

$$\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{K_{pilot}}{2}}} exp\left\{-\frac{1}{(2\sigma^2)} \| \mathbf{y}_{pilot}^i - (\boldsymbol{\Psi}_{pilot})_T \mathbf{h}_T^i \|_2^2\right\} \quad (33)$$

이 식을 이용해서 채널을 추정하면, PN-sequence를 이용하여 추정한 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$는 식 (11)과 같으며, pilot information을 이용하여 추정한 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$는 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{\mathbf{h}}_T^i = (\boldsymbol{\Psi}_{pilot})_T^{\dagger} \mathbf{y}_{pilot}^i \quad (34)$$

각 시스템별로 CRLB는 다음과 같다.

$$\mathrm{CRLB}_{pm} = E\left\{ \| \hat{\mathbf{h}}_T^i - \mathbf{h}_T^i \|_2^2 \right\} = \frac{S\sigma^2}{K_{pm}} \quad (35)$$

$$\mathrm{CRLB}_{pilot} = E\left\{ \| \hat{\mathbf{h}}_T^i - \mathbf{h}_T^i \|_2^2 \right\} = \frac{S\sigma^2}{K_{pilot}} \quad (36)$$

시간 영역의 PN-sequence와 주파수 영역의 pilot information을 결합해 채널 추정하는 방식인 식 (25)의 조건부 확률은 아래와 같고,

$$p_{\mathbf{y}_{aug}^i|\mathbf{h}_T^i}(\mathbf{y}_{aug}^i;\mathbf{h}_T^i) =$$

$$\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{\frac{K_{aug}+K_{pilot}}{2}}} exp\left\{-\frac{1}{(2\sigma^2)} \| \mathbf{y}_{aug}^i - (\boldsymbol{\Psi}_{aug})_T \mathbf{h}_T^i \|_2^2\right\} \quad (37)$$

CRLB는 아래와 같다.

$$\mathrm{CRLB}_{aug} = E\left\{ \| \hat{\mathbf{h}}_T^i - \mathbf{h}_T^i \|_2^2 \right\} = \frac{S\sigma^2}{K_{aug}+K_{pilot}} \quad (38)$$

식 (35), (36), (38)을 비교하면, CRLB는 측정벡터의 길이에 반비례 하므로 결합된 측정벡터를 이용하여 신호를 복원한 알고리즘의 CRLB가 더 낮은 것을 확인 할 수 있다. 또한 측정벡터의 크기가 증가하면 더 큰 잡음 σ^2의 상황에서도 기존의 방법들과 같은 성능을 낼 수 있음을 의미한다. 예를들어 측정벡터의 길이가 두 배가 된다면 CRLB는 $\frac{1}{2}$배로 감소하여 3dB의 SNR이득을 얻을 수 있다. CRLB가 낮다는 것은 성긴 신호의 위치를 모두 찾을 확률이 높다는 뜻이며, 그로 인해 채널추정 오차가 더 줄어 MSE가 낮아진다는 의미이다.

표 2. 모의실험을 위한 다중채널 변수 값.
Table 2. Multipath channel parameters for simulation.

Path Index	ITU-VB		SARFT-8	
	Delay	Gain	Delay	Gain
	(μs)	(dB)	(μs)	(dB)
1	0.00	-2.50	0.00	-18.00
2	0.30	0.00	1.80	0.00
3	8.90	-12.80	1.95	-20.00
4	12.90	-10.00	3.60	-20.00
5	17.10	-25.20	7.50	-10.00
6	20.00	-16.00	31.80	0.00

Ⅵ. 모의실험 결과

이번 장에서는 제안하는 알고리즘의 성능을 확인한다. 모의실험은 OFDM data block $N=2048$, guard interval length $M=256$으로 설정했으며, 추가한 pilot의 개수는 $K_{piolt}=20$이다.

모의실험에서는 두 가지 채널 모델(ITU-VB, SARFT-8)에서 실험했으며, 각 채널 모델의 파라미터는 표 2에 상세히 나와 있다. SARFT-8 채널에서의 multipath의 개수 $S=6$이며, channel length $L=241$ 이다. 따라서 IBI free region $K_{pn}=16$이다. ITU-VB 채널의 경우, $S=6, L=152$이며, 채널추정을 하기 위한 PN-sequence는 마지막 25개만 사용하여 $K_{pn}=25$다.

그림 3은 ITU-VB 채널에서의 Mean Squared Error(MSE) 및 각 알고리즘의 CRLB를 나타낸다. CRLB는 기존의 방법보다 약 2.5dB 낮아졌으며, 타깃 MSE를 10^{-2}로 했을 경우, 기존의 PN-sequence만을 이용하여 채널추정하는 PA-CoSaMP(PA-CoSaMP-PN), pilot만을 이용하여 채널추정하는 PA-CoSaMP (PA- CoSaMP-Pilot)방법보다 제안하는 방법 (PA-CoSaMP- Aug)이 각각 2.5dB, 1.5dB의 SNR 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. 이 채널에서 제안하는 PA-CoSaMP-Aug방법의 측정벡터의 길이가 기존

www.dbpia.co.kr

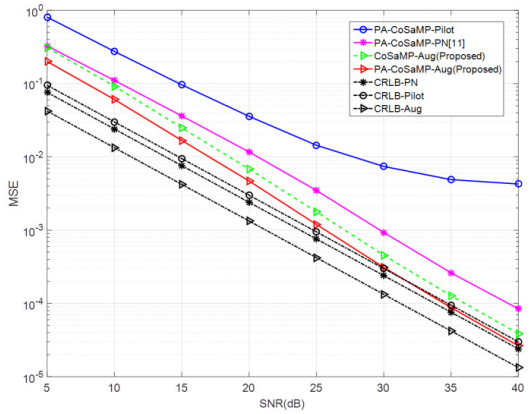

그림 3. ITU-VB 채널에서의 기존의 방법과 제안하는 방법의 MSE 성능 비교(CoSaMP).
Fig. 3. MSE performance comparison of the proposed scheme with exisiting schemes under ITU-VB(CoSaMP).

의 알고리즘과 비교하여 증가했기 때문에 채널추정 오차가 가장 작음을 알 수 있다.

그림 4는 SARFT-8 채널에서의 MSE와 CRLB를 나타낸다. ITU-VB 채널과 비교하여 측정벡터의 길이가 PN-sequence기준으로 25에서 16으로 감소했다. 타깃 MSE를 10^{-2}로 했을 경우, 기존의 PN-sequence만을 이용하여 채널추정하는 PA-CoSaMP(PA-CoSaMP-PN), pilot만을 이용하여 채널추정하는 PA-CoSaMP (PA-CoSaMP-Pilot)방법보다 제안하는 방법(PA-CoSa- MP-Aug)이 각각 11dB, 9dB의 SNR이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. 그림 3과 비교했을 때 측정벡터의 길이가 줄었을 경우 기존의 알고리즘과 제안하는 알고리즘 성능의 차이가 더욱 커지는 것을 알 수 있다. 즉, 측정벡터의 길이가 충분히 크다면 기존의 방법과 비교해 MSE 차이가 적지만, SARFT-8과 같은 채널에서는 측정벡터의 길이가 감소하기 때문에 MSE 차이가 크다. SNR이 40dB일 때, 기존의 방법과 제안하는 방식을 비교해보면 MSE가 약 $\frac{1}{100}$배로 감소하는 것을 알 수 있다.

그림 3과 4를 통해 PN-sequence와 pilot을 결합한 신호를 압축센싱을 적용해서 채널추정을 했을 경우, PA기법을 적용하지 않더라도(CoSaMP-Aug) MSE 성능이 기존의 PN-sequence만으로 PA기법을 사용한 방법보다 더 좋은 성능을 나타내는 것도 확인할 수 있다. 그리고 PN-sequence나 pilot만을 이용하는 방법의 MSE 성능은 CRLB와 상당히 떨어져 있을 뿐 아니라, 높은 SNR에서 MSE가 SNR에 대해 더 이상 단조감소하지 않는다. K_{pn} 또는 K_{pilot}개의 측정벡터는 압축센싱으로 신호를 복원하기에 부족하기 때문이다. 반면에, PN-sequence와 pilot을 결합하여 신호를 복원하는 방법은 측정벡터의 길이가 늘어나 압축센싱을 하기에 충분하며, 성긴 신호의 위치를 찾을 확률이 증가한다. 그 결과, MSE가 높은 SNR에서 CRLB에 가까워지는 것을 확인 할 수 있다.

그림 5는 ITU-VB 채널에서 OMP알고리즘을 사용하여 MSE와 CRLB를 나타낸다. OMP알고리즘으로 MSE를 확인한 결과, 그림 3, 4와 마찬가지로 제안하는 방법의 MSE가 가장 낮은 것을 알 수 있고, 제안하는 방법은 SNR이 증가할수록 CRLB에 근접하는 것 또한 확인할 수 있다.

그림 6과 7은 ITU-VB 채널과 SARFT-8 채널에서의 경로 지연 집합을 모두 찾을 확률을 나타내고 있

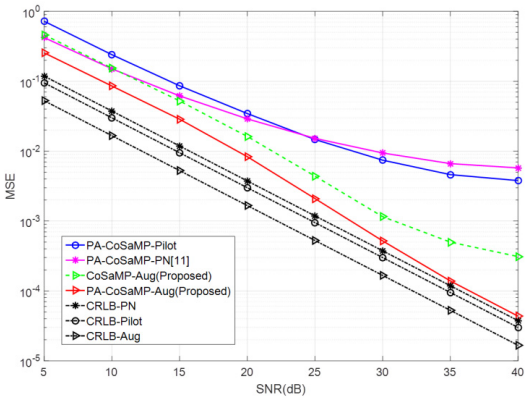

그림 4. SARFT-8 채널에서의 기존의 방법과 제안하는 방법의 MSE 성능 비교(CoSaMP).
Fig. 4. MSE performance comparison of the proposed scheme with exisiting schemes under SARFT-8(CoSaMP).

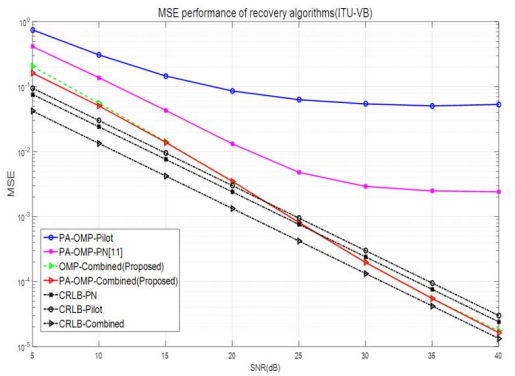

그림 5. ITU-VB 채널에서의 기존의 방법과 제안하는 방법의 MSE 성능 비교(OMP).
Fig. 5. MSE performance comparison of the proposed scheme with exisiting scheme under ITU-VB(OMP).

www.dbpia.co.kr

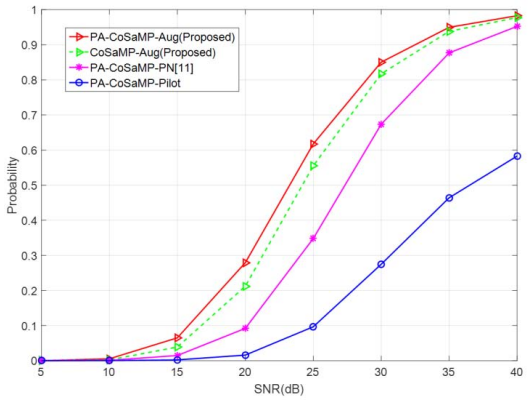

그림 6. ITU-VB 채널에서의 경로 지연 집합을 모두 찾을 확률.
Fig. 6. Probability of finding all path delay sets under the ITU-VB.

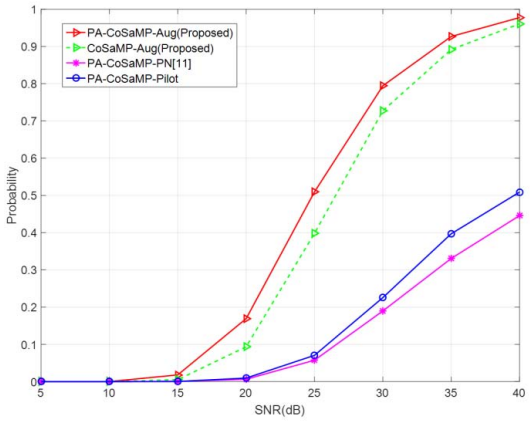

그림 7. SARFT-8의 경로 지연 집합을 모두 찾을 확률.
Fig. 7. Probability of finding all path delay sets under the ITU-VB.

다. PN-sequence와 pilot을 결합한 제안하는 방법은 SNR이 40dB 일 때 집합을 모두 찾지만, 기존의 방법은 집합을 모두 찾을 확률이 0.6 이하다. 그 결과 경로 지연의 위치를 찾는데 실패하기 때문에 채널추정 오차가 제안하는 방법보다 크다.

그림 8은 ITU-VB 채널에서 신호대 잡음비(SNR)가 20dB일 때 채널추정 스냅샷을 나타낸다. PN-sequence 만을 이용해서 채널추정한 결과, path gain도 틀렸을 뿐만 아니라 channel delay의 위치를 찾는 것조차 실패했다. 하지만 pilot을 추가해 측정벡터의 길이를 증가시킨 경우 channel delay는 정확히 찾았으며, path gain의 오차도 매우 적은 것을 확인할 수 있다. 결과적으로 PN-sequ- ence와 pilot을 결합한 신호를 이용하여 채널추정한 것이 그림 3과 그림 4에

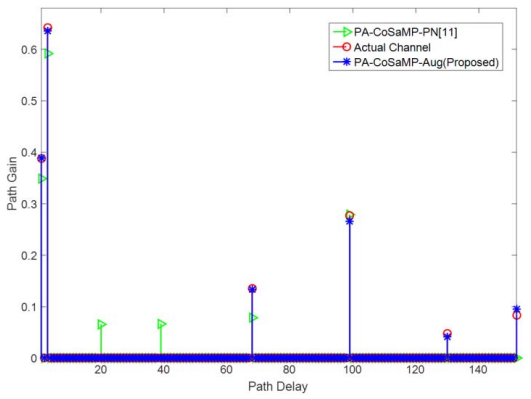

그림 8. ITU-VB 채널에서 SNR이 20dB일 때의 채널추정 스냅샷.
Fig. 8. Snapshot of the channel estimation under the ITU-VB when SNR is 20dB.

서 확인한 것처럼 MSE가 더 작음을 확인할 수 있다.

Ⅶ. 결 론

본 논문은 channel delay spread가 큰 경우 OFDM 시스템에서 압축센싱을 이용하여 채널추정하는 방법의 성능이 좋지 않음을 확인했다. 이 문제를

해결하기 위해 OFDM data block에 소량의 pilot을 추가하여 PN-sequence와 합쳐 측정벡터의 크기를 증가시켰다. 이를 압축센싱에 적용해 채널을 추정했고, 그 결과 주파수 효율의 손실은 기존의 TDS-OFDM과 비교했을 때, OFDM data block N이 2048개 일 때, 0.87%, 4096개 일 때, 0.46% 감소했으며 DPN-OFDM 시스템과 비교했을 때, N이 2048개 일 때, 8.02%, 4096개 일 때, 4.77% 증가했다. 그리고 모의 실험을 통해 채널추정 오차가 줄어든 것을 확인했다. ITU-VB와 SRAFT-8 채널에 제안하는 방법을 적용해서 경로 지연 집합을 찾을 확률이 향상되는 것과 그로 인한 채널추정의 정확도가 향상되는 것을 스냅샷을 통해 확인했으며, 이때, MSE performance를 비교해 SNR이 40dB일 때, 기존 방법과 비교하여 MSE는 약 $\frac{1}{100}$배로 감소한다. 그리고 SNR이 증가하더라고 CRLB에 근접하지 않는 기존의 방법과 비교하여 제안하는 알고리즘은 CRLB에 가까워지는 것을 확인했다.

www.dbpia.co.kr

References

[1] Y. Gong and K. B. Letaief, "Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 5, pp. 876-882, Sept. 2003.

[2] D. Lim, B. Kim, and K. Choi, "Interpolation-based precoding approximation algorithm for low complexity in multiuser MIMO-OFDM systems," *J. KICS*, vol. 35, no. 11, pp. 1027-1037, Nov. 2010.

[3] S. Coleri, M. Ergen, A. Puri, and A. Bahai, "Channel estimation techniques based on pilot arrangement in OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast*., vol. 48, no. 3, pp. 223-229, Sept. 2002.

[4] J. Kim, J. Jang, and H. Choi, "A low-complexity 2-D MMSE channel estimation for OFDM systems," *J. KICS*, vol. 36, no. 5, pp. 317-325, May 2011.

[5] A. F. Molisch, "Ultra-wide-band propagation channels," in *Proc. IEEE*, vol. 97, no. 2, pp. 353-371, Feb. 2009.

[6] N. Czink, X. Yin, H. Ozcelik, M. Herdin, E. Bonek, and B. Fleury, "Cluster characteristics in a MIMO indoor propagation environment," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 4, pp. 1465-1475, Apr. 2007.

[7] W. U. Bajwa, J. Haupt, G. Raz, and R. Nowak, "Compressed channel sensing," in *Proc. Annual Conf. Inf. Sci. Syst*., pp. 5-10, Princeton, USA, Mar. 2008.

[8] D. L. Donoho, "Compressed sensing," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, no. 4, pp. 1289-1306, Apr. 2006.

[9] J. Kim, I. Kim, J. Park, H. Song, and S. Han, "Channel state information feedback scheme based on non-convex compressed sensing for massive MIMO systems," *J. KICS*, vol. 40, no. 04, pp. 628-636, Apr. 2015.

[10] J. A. Tropp and A. C. Gilbert, "Signal recovery from random measurements via orthogonal matching pursuit," *IEEE. Trans. Inf. Theory*, vol. 53, no. 12, pp. 4655-4666, Dec. 2007.

[11] D. Needell and J. A. Tropp, "CoSaMP: iterative signal recovery from incomplete and inaccurate samples," *Commun. ACM*, vol. 53, no. 12, pp. 93-100, Dec. 2010.

[12] L. Dai, Z. Wang, and Z. Yang, "Time-frequency training OFDM with high spectral efficiency and reliable performance in high speed environments," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 30, no. 4, pp. 695-707, May 2012.

[13] J. Fu, J. Wang, J. Song, C. Pan, and Z. Yang, "A simplified equalization method for dual PN-sequence padding TDS-OFDM systems," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 54, no. 4, pp. 825-830, Dec. 2008.

[14] L. Dai, Z. Wang, and Z. Yang, "Compressive sensing based time domain synchronous OFDM transmission for vehicular communications," *IEEE. J. Sel. Areas Commun.*, vol. 31, no. 9, pp. 460-469 Sept. 2013.

[15] B. Yang, K. Letaief, R. Cheng, and Z. Cao, "Channel estimation for OFDM transmission in multipath fading channels based on parametric channel modeling," *IEEE Trans. Commun*., vol. 49, no. 3, pp. 467-479, Mar. 2001.

[16] A. Iyer, C. Rosenberg, and A. Karnik, "What is the right model for wireless channel interference?," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 5, pp. 2662-2671, May 2009.

[17] E. Candès and M. Wakin, "An introduction to compressive sampling," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 25, no. 2, pp. 21-30, Feb. 2008.

[18] R. Baraniuk, "Compressive sensing," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 24, no. 4, pp. 118-124, Jul. 2007.

[19] W. Ding, F. Yang, C. Y. Pan, L. Dai, and J. Song, "Compressive sensing based channel estimation for OFDM systems under long delay channels," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 60, no. 2, pp. 313-321, Jun. 2014.

www.dbpia.co.kr

민 병 천 (Byeongcheon Min)

2014년 2월 : 인하대학교 정보통신공학과 학사
2014년 3월~현재 : 인하대학교 정보통신공학과 석사
<관심분야> 통신공학, 압축센싱

박 대 영 (Daeyoung Park)

2004년 : 서울대학교 전기 컴퓨터 공학부 박사
2004년~2007년 : 삼성전자 책임연구원
2007년~2008년 : University of Southern California, 방문연구원
2008년~현재 : 인하대학교 교수
<관심분야> 이동통신, 다중 안테나 시스템

www.dbpia.co.kr