

Cooperative SFBC-OFDM 시스템을 위한 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법

정회원 박 창 환*, 고 요 한*, 종신회원 이 희 수**, 조 용 수*

A Pilot-Tone Based Channel Estimation Technique for Cooperative SFBC-OFDM Systems

Chang Hwan Park*, Yo Han Ko* *Regular Members*
Heesoo Lee**, Yong Soo Cho* *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 STO(Symbol Timing Offset)를 갖는 cooperative SFBC-OFDM 시스템에 적합한 파일럿 톤 기반의 채널 추정 기법을 제안한다. Cooperative SFBC-OFDM 시스템에서는 MS(Mobile Station)의 위치에 따라 RS(Relay Station)와 MS간 STO가 다르게 발생하며 이 STO가 위상 회전 형태로 왜곡을 발생시키기 때문에 orthogonal 파일럿 사용시 위상과 크기에 대하여 선형 보간을 취하여 채널을 추정하는 방법을 제안한다. 또한 orthogonal code를 사용하는 파일럿 구조에서는 비선형 방정식의 해를 구함으로써 채널 추정을 수행하는 방법을 제안한다. STO를 갖는 cooperative SFBC-OFDM 시스템에서 제안된 기법을 적용할 경우에 채널 추정 성능이 크게 개선될 수 있음을 모의실험을 통하여 확인한다.

Key Words : OFDM, 심볼 타이밍 오프셋, 채널 추정, MMR, Cooperative

ABSTRACT

In this paper, a channel estimation technique based on pilot tones is proposed for cooperative SFBC-OFDM systems with a STO(Symbol Timing Offset). In a cooperative SFBC-OFDM system, the STO between RS(Relay Station) and MS(Mobile Station) varies depending on the location of MS. Since the STO causes distortion in the form of phase rotation, a channel estimation technique based on linear interpolation with respect to phase and amplitude is proposed for the case of orthogonal pilot allocation. Also, a channel estimation technique is proposed by solving nonlinear equation for the case of pilot structure with orthogonal code. It is shown by computer simulation that the performance of channel estimation can be significantly improved when the proposed techniques are applied to cooperative SFBC-OFDM systems with STO.

I. 서 론

4세대 이동통신 시스템에서는 단말이 셀내 어느

곳에 있던지 균일한 고속 데이터 전송이 요구되며, 셀 커버리지의 증가가 요구된다. 즉, 이동통신 시스템에서 셀 경계에 있거나 전파 음영지역에 있는

※ 본 연구는 정보통신연구진흥원의 IT신성장동력핵심기술개발사업 [2006-S-001-02 4세대 이동통신을 위한 적응무선접속 및 전송기술] 지원과 2008년도 정부(교육과학기술부)의 한국과학재단(R01-2008-000-10406-0) 지원으로 이루어졌습니다.

* 중앙대학교 전자전기공학부 디지털통신연구실(yscho@cau.ac.kr), ** 한국전자통신연구원
논문번호 : KICS2008-05-244, 접수일자 : 2008년 5월 24일, 최종논문접수일자 : 2008년 8월 6일

MS(Mobile Station)는 성능저하가 크게 발생하여 이를 극복하기 위한 방법으로 기지국의 증설 및 중계기의 활용이 요구된다. 그러나 기지국 증설에 따른 비용 부담 및 중계기의 성능 한계로 인하여 최근 이를 극복하기 위하여 MMR(Mobile Multi-hop Relay)에 대한 연구가 활발히 진행 중이며, IEEE 802.16j에서 이에 대한 표준화가 진행 중이다¹¹. 이와 같이 MMR를 이동통신시스템에 사용할 경우 RS(Relay Station)의 중계기능을 통하여 서비스 불가능지역 또는 셀 경계까지 서비스 영역을 확대할 수 있고 공간적으로 주파수 재사용이 가능하여 수율을 크게 향상시킬 수 있다.

또한 이동통신시스템에서 MS의 제한된 크기는 다중 안테나 간의 상관관계를 높여 시공간 부호화를 이용한 diversity 기법 적용에 제약이 준다. 그러나 공간적으로 분리된 다수의 RS 송신 신호는 서로 독립적인 페이딩을 겪기 때문에 수신기에서 적절한 combining 기법을 사용하면 cooperative diversity 이득을 얻을 수 있다. 최근 이와 같은 cooperative diversity 기법이 많이 연구되고 있으며, MMR 시스템에서 셀 경계지역의 간섭 문제를 해결하기 위한 방법으로도 연구되고 있다^{2,18}. 이와 같은 cooperative 전송 기법에서는 기존의 BS(Base Station)에서 다중 안테나를 사용한 시공간 부호화 기법과는 달리 MS의 수신 신호에 각 RS로부터 상이한 STO(Symbol Timing Offset)이 존재한다. 이는 MS와 각 RS 간의 상대적인 거리 차이로 발생하는 것이며 근본적으로 제거될 수 없기 때문에 cooperative 전송 기법에서 해결되어야 할 문제 중의 하나이다^{9,10}. 또한, OFDM 기반의 이동통신시스템에서 cooperative 전송을 위한 채널 추정 기법으로 orthogonal하게 배치된 파일럿을 이용하는 방법과 orthogonal code를 파일럿에 실어 전송하는 방법이 널리 사용되고 있고, 고속으로 이동하는 MS에 적합한 시공간 부호화기법으로 SFBC(Space Frequency Block Code) 기법이 널리 이용되고 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 cooperative SFBC-OFDM 시스템에서 상이한 STO의 영향을 기술하고, III장에서는 각 RS간 파일럿 위치를 orthogonal하게 할당한 경우와 파일럿에 orthogonal code를 사용한 경우에 대하여 채널 추정 기법을 제안한다. IV장에서는 모의실험을 통하여 제안한 채널 추정기법과 기존의 채널 추정기법의 성능을 비교 분석하며, V장에서는 본 논문의 결론을 맺는다.

II. Cooperative SFBC-OFDM 시스템에서 STO의 영향

일반적으로 point-to-point 통신에서 BS(Base Station) 또는 MS가 다중 송신안테나를 사용하는 경우에, 수신안테나에서 추정된 각 송신안테나의 STO는 동일하다. 그러나 multipoint-to-point 통신에서는 그림 1과 같이 각 RS로부터 독립적인 채널을 경험한 OFDM 심볼이 MS의 위치에 따라 서로 다른 시간 오프셋을 가지고 수신 안테나에 도착한다. 이와 같은 시간 오프셋은 그림 1에서 MS의 공간적인 위치에 의존적이며 근본적으로 제거될 수 없다. 본 논문에서는 수학식의 간략한 표현을 위하여 단일 안테나를 사용하는 2개의 RS에 대한 cooperative 전송 시스템을 고려한다.

그림 1의 cooperative SFBC-OFDM 시스템에서 MS에 수신된 OFDM 심볼의 n 번째 샘플은 시간영역에서 다음과 같이 표현된다.

$$y^{(n)} = x_1^{(n)} \otimes h_1^{(n-\delta_1)} + x_2^{(n)} \otimes h_2^{(n-\delta_2)} + z^{(n)} \quad (1)$$

여기서 $x_i^{(n)}$ 과 $h_i^{(n)}$ 은 각각 i 번째 RS에서 송신한 OFDM 심볼과 채널의 임펄스 응답에 대한 n 번째 샘플, δ_i 는 i 번째 RS에 대한 심볼 타이밍 오프셋, $z^{(n)}$ 은 AWGN을 나타낸다.

$$Y^{(k)} = X_1^{(k)} H_1^{(k)} \alpha_1^k + X_2^{(k)} H_2^{(k)} \alpha_2^k + Z^{(k)} \quad (2)$$

여기서 N 과 α_i^k 는 FFT 부반송파 수와 $e^{j2\pi\delta k/N}$ 를 나타낸다. 이와 같이 각 RS에 대한 심볼 타이밍 오프셋 δ_i 는 i 번째 RS에 대한 채널의 주파수 응답에 위상을 왜곡시킨다.

인접한 부반송파의 채널이 동일한 경우에, 각 RS에서 SFBC 부호화된 송신신호 $X_i^{(k)}$ 의 k 번째와 $k+1$ 번째 부반송파 위치에 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_k = \tilde{H}_k X_k + Z_k \quad (3)$$

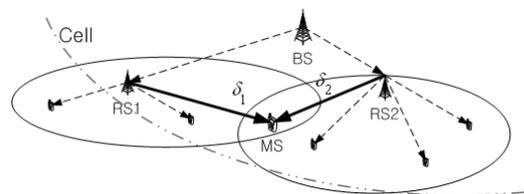


그림 1. Cooperative 전송을 위한 셀 배치도

여기서

$$\mathbf{Y}_k = [\mathbf{Y}^{(k)} \ \mathbf{Y}^{*(k+1)}]^T \quad (4)$$

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \begin{bmatrix} H_1^{(k)} w^{\delta_1 k} & H_2^{(k)} w^{\delta_2 k} \\ H_2^{*(k)} w^{-\delta_2(k+1)} & -H_1^{*(k)} w^{-\delta_1(k+1)} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{X}_k = [\mathbf{X}_1^{(k)} \ \mathbf{X}_2^{(k)}]^T \quad (6)$$

여기서 $(\cdot)^*$ 와 $(\cdot)^T$ 는 conjugate와 transpose를 나타낸다. 이와 같이 각 RS간에 상이한 심볼 타이밍 옵셋이 존재하는 경우에 cooperative SFBC-OFDM에서는 각 RS에서 인접한 부반송파 위치에 채널 $H_i^{(k)}$ 의 변화가 없는 경우에도 \mathbf{X}_k 를 검출하기 위하여 각 RS의 모든 부반송파에 대한 채널 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 추정이 필요하다. 본 논문에서는 고속의 이동성이 있는 MS에 대한 cooperative SFBC-OFDM 시스템을 가정하기 때문에 채널 추정 기법으로 파일럿 기반 채널 추정 기법을 고려한다.

Coherence bandwidth를 B_c 라고 할 때, B_c 내에 M 개의 부반송파를 하나의 블록으로 정의하고 한 심볼내에 B 개의 블록이 존재하면 부반송파 인덱스 k 는 $0 \leq m < M$, $0 \leq b < B$ 에 대하여 $b \times M + m$ 으로 표현된다. b 번째 블록내에 M 개의 부반송파 중에서 데이터 부반송파를 제외한 파일럿 부반송파가 L_p 간격으로 N_p 개 존재하는 경우에, i 번째 RS에서 송신된 블록내에 N_p 보다 작은 k_p 번째 파일럿 $P_i^{(k_p)}$ 은 다음과 같이 수신된다.

$$Y_{plb}^{(k_p)} = P_1^{(k_p)} H_{1b} w_1^{k_p} + P_2^{(k_p)} H_{2b} w_2^{k_p} + Z_{plb}^{(k_p)} \quad (7)$$

여기서

$$X_{plb}^{(k_p)} = X^{(b \times M + L_p \times k_p)} \quad (8)$$

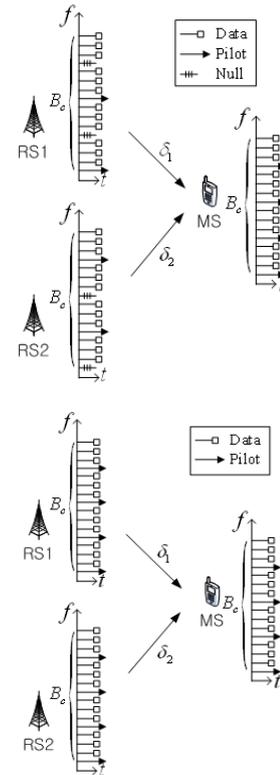
$$w_i^{k_p} = e^{j2\pi \delta_i L_p k_p / N} \quad (9)$$

$$H_{ib} = H_i^{(b \times M)} e^{j2\pi \delta_i b M / N} \quad (10)$$

본 논문에서는 B_c 에 대하여 파일럿을 이용한 채널 추정을 고려하기 때문에 수학적의 간략을 표현을 위하여 블록 인덱스 b 를 생략한다. 이와 같이 cooperative 전송 시스템에서는 B_c 내에 파일럿을 이용하여 각 RS의 채널 H_i 와 위상회전 $w_i^{k_p}$ 이 추정되어야 하고, 데이터 부반송파 구간에 대하여 추정된 H_i 에 w_i^{1/L_p} 의 보간이 필요하다.

III. 제안된 Cooperative SFBC-OFDM 시스템을 위한 채널 추정 기법

Cooperative RS에서 각 RS간에 상대적인 심볼 타이밍 옵셋을 미리 알고 있는 경우에는 MS에 할당된 부반송파에 대해서만 위상을 pre-compensation하여 채널 추정을 할 수 있다. 그러나 일반적으로 수신단에서 심볼 타이밍 옵셋을 미리 알기는 쉽지 않고, 하향링크에서 추정된 심볼 타이밍 옵셋을 상향링크에 RS에게 알려주기 위해서는 feedback 지연이 발생하기 때문에 그림 2와 같이 수신단에서 채널 추정하는 방법을 고려한다. 이때, 각 i 번째 RS는 B_c 내에서 N_p 개로 구성된 파일럿 벡터 $\mathbf{P}_i = [P_i^{(0)} \dots P_i^{(N_p-1)}]^T$ 를 송신한다.



(a) Orthogonal allocation (b) Orthogonal code

그림 2. Cooperative 전송 시스템에서 $M=12$, $L_p=4$, $N_p=4$ 인 경우에 파일럿 구조

3.1 Orthogonal Allocation

그림 2(a)에서 파일럿 위치를 $\mathbf{P}_1 = [1 \ 0 \ 1 \ 0]^T$, $\mathbf{P}_2 = [0 \ 1 \ 0 \ 1]^T$ 와 같이 orthogonal하게 배치하면

각 파일럿 부반송파 위치에서 채널과 위상은 다음과 같이 LS(Least Square) 기법으로 추정될 수 있다.

$$\hat{H}_{p|i}^{(k_p)} = Y_p^{(k_p)}, \text{ where } i = (k_p + 1)_{\text{mod}(2)} \quad (11)$$

여기서 \hat{x} 와 $y_{\text{mod}(z)}$ 는 추정된 x 와 y 에 대한 modulo z 를 나타낸다. 위와 같이 파일럿 위치에서 추정된 $\hat{H}_{p|i}^{(k_p)}$ 는 B_c 내에서 부반송파 위치에 따른 위상회전을 포함하기 때문에 MMSE 보간법을 적용할 수 없다^[11].

B_c 내에 추정된 $\hat{H}_{p|i}^{(k_p)}$ 을 기존의 선형 보간법을 이용하여 데이터 구간의 채널을 추정하면 다음과 같다.

$$\hat{H}_i^{(m)} = \hat{H}_{p|i}^{(i-1)} + \frac{(\hat{H}_{p|i}^{(i+1)} - \hat{H}_{p|i}^{(i-1)})}{2L_p} m \quad (12)$$

여기서 $\hat{H}_i^{(m)}$ 은 기존의 선형 보간법을 이용하여 추정된 데이터 구간의 채널이다. 이때, 기존의 선형 보간법은 실수부와 허수부에 대하여 각각 보간하기 때문에 파일럿 위치에 추정된 채널 $\hat{H}_{p|i}^{(k_p)}$ 이 이상적인 $H_i w_i^{k_p}$ 와 동일한 경우에도 심볼 타이밍 옵셋에 의한 위상회전으로 다음과 같은 오차를 발생시킨다^[14].

$$\begin{aligned} \bar{E}^{(m)} &= H_i w_i^{m/L_p} - \hat{H}_i^{(m)} \\ &= H_i w_i^{i-1} \left(w_i^{m/L_p} - \frac{m(1-w_i^2)}{2L_p} - 1 \right) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 기존의 선형 보간 기법으로 추정된 데이터 구간의 채널의 오차의 크기는 N_p 와 δ_i 에 비례하여 증가한다. 이와 같은 채널 추정 성능 열화를 극복하기 위해서는 각 RS에 대한 δ_i 의 추정이 필요하다^[14]. 이를 극복하기 위하여 본 논문에서는 δ_i 에 관계없이 데이터 부채널 구간에서 채널을 왜곡 없이 보간할 수 있는 기법을 제안한다.

표 1은 그림 2(a) 구조에서 N_{RS} 개의 RS에 대하여 크기와 위상에 대한 선형 보간법의 pseudo code를 나타낸다. 제안하는 채널 보간법은 N_c 샘플의 보호구간을 사용할 때, $N/2M$ 보다 작은 δ_i 에 대해서 보간법에 의한 성능열화는 발생하지 않는다. 또한, 위상 w_i 를 추정하지 않고 추정된 파일럿 위치의 채널 $\hat{H}_{p|i}^{(k_p)}$ 을 이용하여 크기와 위상을 선형 보간하기 때문에 기존의 Look-Up table과 CORDIC 방법에 비하여 메모리를 사용하지 않는 장점이 있다.

표 1. 제안된 채널 보간법

```

FOR i = 1
  FOR q = 1 to 2(Lp-1)
    y = Lp(i+1)+q, z = y mod M
    m = Lp(1 - sign(M-y))/2 - sign(y-M)z
    Hi = Hî((1 + sign(M-y))Lp/2 + (m-2)sign(M-y))
    Hb = Hî((1 + sign(M-y))Lp/2 + (m-1)sign(M-y))
    CALL Extrapolation(m, Hi, Hb, sign(M-y))
  END FOR
END FOR

FUNCTION Interpolation(i, m, Hi, Hb)
  Sgnx = sign(Hir/|Hi| + Hii/|Hi|), x ∈ [real, imag]
  A = (HircHbic - HiimHbim) / (|Hi||Hb|)
  Hi(m) = (|Hi| + |Hb|) / (2√(2)) { Sgnreal√(1+A) + jSgnimag√(1-A) }
END FUNCTION

FUNCTION Extrapolation(m, Hi, Hb, D)
  C1 = ((Hbreal)2 - (Hbimag)2) / |Hb|2
  C2 = 2HbrcalHbimag / |Hb|2
  S1 = (C1Hircal + C2Hiimag) / |Hi|
  S2 = (C2Hircal - C1Hiimag) / |Hi|
  Hi(Lp(1+D)/2 + Dm) = (2|Hb| - |Hi|)(S1 + jS2)
END FUNCTION
    
```

3.2 Orthogonal Code

그림 2(b)와 같이 cooperative SFBC-OFDM 시스템에서 orthogonal code를 사용하는 경우, (7)에서 $H_i w_i^{k_p}$ 는 $Y_p^{(k_p)}$ 의 선형 방정식으로 표현되지 않는다. 따라서 orthogonal code를 사용하는 경우에 비선형 방정식을 이용한 채널 추정 기법을 고려한다. $N_p=3$ 이고 $\mathbf{P}_i = [1 \ 1 \ 1]^T$ 인 경우에 파일럿 위치에서 수신신호를 실수부와 허수부로 구분하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} Y_p^r(0) \\ Y_p^r(1) \\ Y_p^r(2) \\ Y_p^i(0) \\ Y_p^i(1) \\ Y_p^i(2) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} H_1^r + H_2^r \\ H_1^r \theta_1^r - H_1^i \theta_1^s + H_2^r \theta_2^r - H_2^i \theta_2^s \\ H_1^r \theta_1^{2c} - H_1^i \theta_1^{2s} + H_2^r \theta_2^{2c} - H_2^i \theta_2^{2s} \\ H_1^r + H_2^r \\ H_1^r \theta_1^s + H_1^i \theta_1^c + H_2^r \theta_2^s + H_2^i \theta_2^c \\ H_1^r \theta_1^{2s} + H_1^i \theta_1^{2c} + H_2^r \theta_2^{2s} + H_2^i \theta_2^{2c} \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서 θ_i , θ_i^r , θ_i^s , $(\cdot)^r$, $(\cdot)^s$ 는 각각 $2\pi L_p \delta_i / N$, $\cos(\theta_i)$, $\sin(\theta_i)$, (\cdot) 의 실수부와 허수부를 나타낸다. $\theta_i \neq 0$ 인 경우에 (14)와 $|w_i^{k_p}|=1$ 에 대한 Jacobian matrix $J_r(H_1^r, H_1^i, H_2^r, H_2^i, \theta_1, \theta_2)$ 의 determinant를 이용하면 (14)로부터 H_i 와 $w_i^{k_p}$ 의 유일한 근이 존재하는 것을 알 수 있다^[12]. 그러나 이와 같은 비선형

방정식은 고차 다항식이므로 H_i 와 $w_i^{k_p}$ 의 일반적인 수학적식을 얻을 수 없다. 따라서 그림 2(b)에서 $N_p=4$ 인 경우에 채널 추정 기법을 고려한다.

$\mathbf{P}_1 = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$ 와 $\mathbf{P}_2 = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$ 인 경우, 파일럿 위치에 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} Y_p(0) \\ Y_p(1) \\ Y_p(2) \\ Y_p(3) \end{bmatrix} \approx \begin{bmatrix} H_1 w_1^0 + H_2 w_2^0 \\ H_1 w_1^1 - H_2 w_2^1 \\ H_1 w_1^2 + H_2 w_2^2 \\ H_1 w_1^3 - H_2 w_2^3 \end{bmatrix} \quad (15)$$

비선형 방정식을 이용하면 $w_1 \neq -w_2$ 을 만족하는 경우에 다음과 같이 H_i 와 $w_i^{k_p}$ 를 추정할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{w}_2 \\ \hat{w}_1 \\ \hat{H}_1 \\ \hat{H}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A \pm \sqrt{A^2 - 4B}}{2(Y_p(1)^2 - Y_p(0)Y_p(2))} \\ \frac{Y_p(1)\hat{w}_2 + Y_p(2)}{Y_p(0)\hat{w}_2 + Y_p(1)} \\ \frac{Y_p(0)\hat{w}_2 + Y_p(1)}{Y_p(0)\hat{w}_2 + Y_p(1)} \\ \frac{\hat{w}_1 + \hat{w}_2}{Y_p(0) - \hat{H}_1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

여기서

$$A = Y_p(1)Y_p(2) + Y_p(0)Y_p(3) - 2Y_p(1)Y_p(2) \quad (17)$$

$$B = (Y_p(1)^2 - Y_p(0)Y_p(2))(Y_p(2)^2 - Y_p(1)Y_p(3)) \quad (18)$$

그림 3과 같이 ISI와 ICI를 제거하기 위하여 FFT 윈도우 시작점이 c와 d구간 사이에 존재한다고 가정하면 $|\delta_1 - \delta_2| < N/2$ 이기 때문에 $w_1 \neq -w_2$ 는 항상 만족된다. 데이터 구간의 채널 $H_i w_i^{m/L_p}$ 은 (16)에서 추정된 \hat{H}_i 와 \hat{w}_i^{1/L_p} 를 이용하여 추정된다.

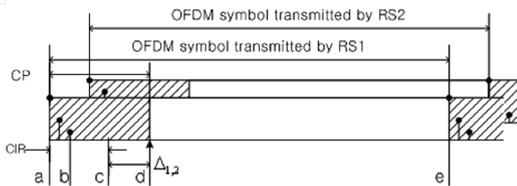


그림 3. 각 RS로부터 상이한 시간 오프셋으로 수신된 신호의 FFT window 시작점

3.3 Cooperative SFBC-OFDM의 Diversity 이득

일반적인 SFBC-OFDM 시스템에서는 $|H_1^{(k)}|^2 + |H_2^{(k)}|^2$

의 diversity 이득을 얻는다^[13]. 그러나 cooperative SFBC-OFDM 시스템에서 RS간에 상이한 심볼 타이밍 오프셋이 발생하는 경우에는 보상하고자 하는 채널 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 가 orthogonal하지 않기 때문에 다음과 같이 역행렬을 이용하고, $|H_1^{(k)}|^2 w_1^{-1/L_p} + |H_2^{(k)}|^2 w_2^{-1/L_p}$ 의 diversity 이득을 갖는다.

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_1^{(k)} \\ \hat{X}_2^{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{*(k)} w_1^{*(k+1)/L_p} & H_2^{(k)} w_2^{k/L_p} \\ H_2^{*(k)} w_2^{*(k+1)/L_p} & -H_1^{(k)} w_1^{k/L_p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y^{(k)} \\ Y^{*(k+1)} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$= (|H_1^{(k)}|^2 w_1^{-1/L_p} + |H_2^{(k)}|^2 w_2^{-1/L_p}) \mathbf{X}_k$$

여기서 심볼 타이밍 오프셋이 작은 경우에 복조과정에서 감소되는 diversity 이득은 잡음 증가로 해석할 수 있으며 채널 추정 성능에 관계없이 BER 성능 열화의 원인이 된다.

IV. 모의실험

본 장에서는 제안된 채널 추정 기법의 성능을 모의실험으로 확인한다. 표 2는 모의실험에서 사용한 파라미터를, 그림 4는 파일럿 배치 구조를 보여준다. Cooperative RS간 심볼 타이밍 오프셋에 따른 제안된 채널 추정 기법의 성능을 집중적으로 확인하기 위하여 반송파 주파수 오프셋은 고려하지 않고 nomadic 환경을 가정하여 3km/h의 이동속도를 고려하였다.

모의실험을 간단히 하기 위하여 RS1의 심볼 타이밍 동기는 미리 추정되어 MS의 FFT 윈도우 시작위치는 그림 3의 d라고 가정하고 $N_p=3$ 인 경우를 고려하였다. Orthogonal allocation 구조에서는

표 2. 모의실험 환경

Parameters	Value
fc / fs	2.3GHz/10MHz
FFT Size	1024
유효 부반송파 수	989
No. of Blocks (B)	52
Channel / velocity	Ped. A / 3km/h

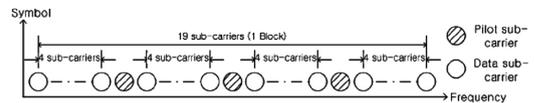
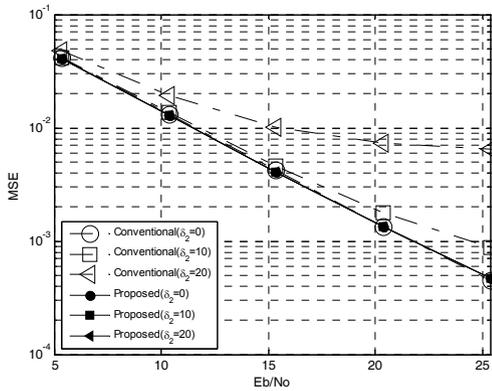
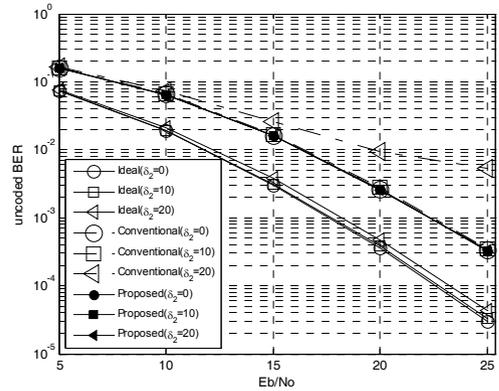


그림 4. 모의실험에 사용한 파일럿 배치 구조

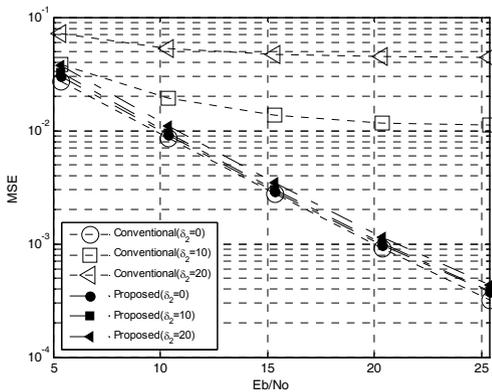


(a) 채널 추정 MSE 성능

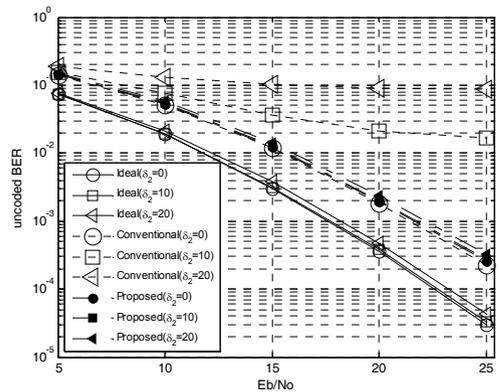


(b) 채널 추정 BER 성능

그림 5. Orthogonal allocation 채널 추정 기법의 성능 비교 (Ped. A, 3km/h, 16QAM)



(a) 채널 추정 MSE 성능



(b) 채널 추정 BER 성능

그림 6. Orthogonal code 채널 추정 기법의 성능 비교 (Ped. A, 3km/h, 16QAM)

RS2의 파일럿 위치에서 LS 기법으로 추정된 채널을 기존의 선형 보간하여 채널 추정하는 방법(Conventional), 크기와 위상에 대하여 선형 보간하는 방법(Proposed)을 고려하고, orthogonal code를 사용하는 경우에는 파일럿 위치에서 기존의 선형 방정식으로 추정된 채널을 선형 보간하는 방법(Conventional), 파일럿 위치에서 비선형 방정식으로 추정된 채널에 위상을 보상하여 데이터 구간에 채널을 획득하는 방법(Proposed)을 고려하였다.

그림 5에서 그림 2(a)의 orthogonal allocation 파일럿 구조를 활용한 채널 추정 기법 성능을 MSE와 BER 관점에서 나타내었다. 파일럿 위치에서 ZF 기법으로 추정된 채널을 기존의 선형 보간하는 방법(Conventional)은 심볼 타이밍 오프셋에 따른 오차마루(error floor)가 발생하지만, 크기와 위상에 대하여 선형 보간하는 방법(Proposed)은 심볼 타이밍 오프셋이

20 샘플 발생하는 경우에도 채널 추정 성능 열화가 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

그림 6에서 그림 2(b)의 orthogonal code를 사용하는 채널 추정 기법 성능을 MSE와 BER 관점에서 나타내었다. 파일럿 위치에서 기존의 선형 방정식을 이용하여 추정된 채널을 선형 보간하는 방법(Conventional)은 심볼 타이밍 오프셋에 따른 오차마루가 발생하지만, 파일럿 위치에서 비선형 방정식을 이용하여 추정된 채널에 위상을 보상하여 데이터 구간의 채널을 획득하는 방법(Proposed)은 심볼 타이밍 오프셋이 증가할수록 채널 추정 성능은 열화되지만 오차마루는 발생하지 않는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 상이한 STO가 존재하는 cooperative

SFBC-OFDM 시스템에서 파일럿을 사용하여 채널을 추정할 수 있는 기법을 제안하였다. Cooperative SFBC-OFDM 시스템에서는 MS의 위치에 따라 각 RS 간에 상이한 STO가 발생할 수 있으며, orthogonal하게 파일럿을 배치하고 기존의 선형 보간법을 사용하여 채널을 추정하는 경우 STO가 증가함에 따라 채널 추정의 성능이 크게 열화되는 것을 확인하였다. 이 경우 RS와 MS 간에 존재하는 STO가 위상 천이 형태로 왜곡을 발생시키기 때문에 위상과 크기에 대하여 선형 보간을 취하는 방법을 사용하게 되면 성능 열화를 감소시킬 수 있음을 모의실험을 통하여 확인하였다. 또한 파일럿에 orthogonal code를 사용하여 채널을 추정하는 경우에 기존의 선형 채널 추정기법은 STO가 증가함에 따라 성능이 크게 열화되는 것을 알 수 있었다. 이 경우 비선형 방정식의 해를 구함으로써 채널 추정을 하는 제안된 기법은 STO에 따른 성능 열화를 감소시키거나, STO에 의해 Diversity 이득이 감소됨을 확인하였다. 제안된 채널 추정기법은 RS간 cooperative diversity 뿐만 아니라, 다수의 기지국간 macro-diversity, 인접 셀간 간섭 제거를 위한 채널 추정 등에 적용될 수 있다.

참 고 문 헌

[1] [Online] Available : <http://www.ieee802.org/16/relay/index.html>.

[2] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity—Part I: System description," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.11, pp.1927 - 1938, Nov. 2003.

[3] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity—Part II: Implementation aspects and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.51, No.11, pp.1939 - 1948, Nov. 2003.

[4] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative communication in wireless networks," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.42, No.10, pp.74 - 80, Oct. 2004.

[5] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G.W.Wornell, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50, No.12, pp.3062 - 3080, Dec. 2004.

[6] P. Mitran, H. Ochiai, and V. Tarokh, "Space-time diversity enhancements using space-time collaboration," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.51, No.6, pp.2041 - 2057, Jun. 2005.

[7] H. Ochiai, P. Mitran, and V. Tarokh, "Design and analysis of collaborative diversity protocols for wireless sensor networks," in *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf. -Fall*, Los Angeles, CA, pp.4645 - 4649., Sep. 2004.

[8] O. S. Shin, M. C. Albert, H. T. Kung, and Vahid Tarokh, "Design of an OFDM Cooperative Space-Time Diversity System," *IEEE Veh. Technol.*, Vol.56, No.4, pp.2203-2215, July 2007.

[9] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F. W. Kneubühner, "Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.22, No.6, pp.1099 - 1109, Aug. 2004.

[10] D. L. Goeckel and Y. Hao, "Space-time coding for distributed antenna arrays," in *Proc. IEEE Int. Conf. Commun.*, Paris, France, pp.747 - 751., Jun. 2004

[11] C. R. N. Athaudage and A. D. S. Jayalath, "Enhanced MMSE channel estimation using timing error statistics for wireless OFDM systems," *IEEE Transactions on Broadcasting*, Vol.50, pp.369-376, Dec. 2004.

[12] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik "Jacobian Determinant," §14.313 in *Tables of Integrals, Series, and Products, 6th ed.* San Diego, CA: Academic Press, pp.1068-1069, 2000.

[13] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.16, No.10, pp.1451-1458, Oct. 1998.

[14] M. Hsieh and C. Wei, "Channel estimation for OFDM systems based on comb-type pilot arrangement in frequency selective fading channels," *IEEE Trans. Consumer Electron.* Vol.44, No.1, Feb. 1998.

박 창 환 (Chang Hwan Park)

정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(학사)
 2007년 2월 중앙대학교 전자전기공학부 졸업(석사)
 2007년 3월~현재 중앙대학교 전자전기공학부 박사과정
 <관심분야> 디지털 신호처리, 무선모뎀, OFDM 모뎀 설계, MMR 시스템

고 요 한 (Yo Han Ko)

정회원



2005년 2월 중앙대학교 전자전기
공학부 졸업(학사)
2007년 2월 중앙대학교 전자전기
공학부 졸업(석사)
2007년 3월~현재 중앙대학교 전
자전기공학부 박사과정
<관심분야> 통신, OFDM, MIMO,
MMR

이 희 수 (Heesoo Lee)

종신회원



1993년 2월 한국과학기술원(학사)
1995년 2월 한국과학기술원(석사)
2001년 2월 한국과학기술원(박사)
2001년 3월 현재 한국전자통신연
구원 선임연구원
<관심분야> IMT-Advanced sys-
tem, MIMO, 적응전송, 다중홉
릴레이

조 용 수 (Yong Soo Cho)

종신회원



1984년 2월 중앙대학교 전자공
학과 졸업(학사)
1987년 2월 연세대학교 전자공
학과 졸업(석사)
1991년 2월 The University of
Texas at Austin 공학박사
1992년 3월~현재 중앙대학교 전
자전기공학부 교수
2003년 8월~현재 TTA 휴대인터넷 프로젝트 그룹
(PG302) 무선접속 실무반 의장
<관심분야> 디지털통신, OFDM 모뎀 설계, MIMO-
OFDM 모뎀, MMR 시스템