

파일럿 송출 AF 중계기와 이를 이용한 빔포밍 기법

정회원 정진곤*, 이창수**, 종신회원 이용훈***

Pilot Emitting AF Relays and Its Applications to Beamforming

Jingon Joung*, Changsoo Lee** *Regular Members*, Yong Hoon Lee*** *Lifelong Member*

요약

본 논문에서는 기존 다중안테나 빔포밍 (beamforming) 시스템에 적용할 수 있도록 파일럿을 송출하는 단일 안테나 AF방식 중계기와 (amplify-and-forward relays) 이를 이용하는 빔포밍 기법을 제안한다. 먼저 송신기-중계기 채널과 중계기-수신기 채널이 곱해진 전체 채널에 대해서 빔포밍을 수행하는 OBF(overall beamforming)를 소개하고, 송신기-중계기 채널과 중계기-수신기 채널 각각에 대해 독립적으로 빔포밍을 수행하는 HBF (hop-by-hop beamforming) 방식을 제안한다. 수학적 분석 및 컴퓨터 모의실험을 통해, 채널 추정이 완벽할 때, HBF와 OBF의 성능이 동일함을 보이고, 나아가 실제 채널 추정 시나리오를 고려할 때, 제안한 파일럿 송출 중계기를 이용하는 HBF가 OBF에 비해 채널 추정 성능이 우수하고, 비트 오류율 (bit error rate: BER) 성능이 향상됨을 확인하였다.

Key Words : Beamforming, Amplify-and-forward relay, Channel estimation

ABSTRACT

In this paper, a pilot emitting amplify-and-forward relay and its beamforming schemes, OBF (overall beamforming) and HBF (hop-by-hop beamforming), are proposed for two-hop relaying systems. The OBF performs beamforming with respect to a overall channel from a source node (SN) to a destination node (DN) through a relay node (RN), while the proposed HBF performs two independent beamformings: from the SN to the RN and from the RN to the DN. From our analytic and numerical results, it is shown that bit-error-rate (BER) performance of the proposed HBF is better than that of the OBF scheme since the HBF system can estimate channel more proper than the CBF system, which is verified by deriving and comparing the mean square errors of the channel estimation.

1. 서론

여러 송수신안테나를 사용하는 MIMO (multiple-input multiple-output) 시스템을 위한 기술 가운데 빔포밍 (beamforming) 기술은, 채널상태정보로부터 송신신호처리 가중치를 만들어, 수신기 쪽으로 빔을 형성함으로써, 낮은 신호-대-잡음비

(signal-to-noise ratio: SNR)를 개선하는 기술로 최근 많은 주목을 받고 있다^[1]. 이에 더해 통신 커버리지 확장 및 시스템 용량 증가를 위해, 송신기가 전송한 정보를 수신기로 재전송하는 중계기(relay node: RN)에 대한 연구도 활발히 이루어지고 있다^{[2],[3]}.

본 논문에서는 낮은 SNR 환경을 극복하기 위해

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 IT 핵심기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [2008-F-004-01, 빔 분할 다중 접속과 그룹 협력 중계 기반 5세대 이동통신 시스템 기술 연구]

* 캘리포니아대학교(LA) 적응시스템 연구실(jgjoung@ee.ucla.edu), ** 삼성전자 정보통신총괄 (cs201.lee@samsung.com)

*** 카이스트 전자전신학과 디지털통신 연구실 (yohlee@ee.kaist.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-05-231, 접수일자 : 2008년 5월 22일, 최종논문접수일자 : 2008년 11월 3일

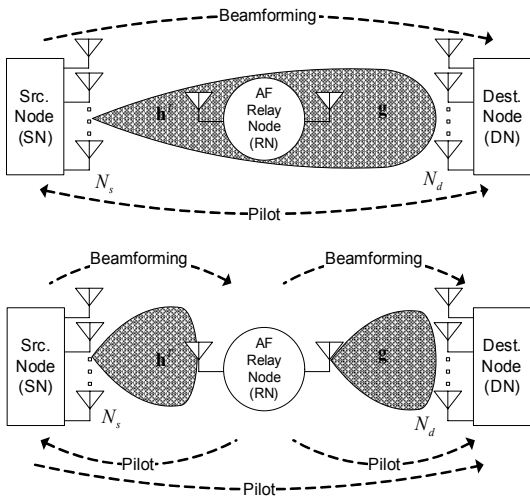


그림 1. 중계기를 이용한 빔포밍 (a) OBF (overall beamforming). (b) HBF (Hop-by-hop beamforming)

이미 설치된 point-to-point 빔포밍 시스템에 중계기 기술을 도입하고자 한다. 여기서 편의상 송/수신기를 각각 SN(source node)와 DN(destination node)로 표기하였다. 이때, 시스템 호환성(backward compatibility)을 유지하며 중계가 가능하고, 증폭-후-전달(amplify-and-forward: AF) 방식의 단일 송신 및 수신 안테나를 갖는 중계기를 이용한 OBF (overall beamforming) 방법을 소개한다. OBF는 SN-RN 채널과 RN-DN 채널이 곱해진 전체 유효채널에 대해 빔포밍한다 (그림 1(a) 참고). 그리고 SN-RN 채널과 RN-DN 채널에, 순차적이고 독립적으로 빔포밍하는 HBF (hop-by-hop beamforming) 방법과, 이를 위한 파일럿 송출 (pilot emitting) 중계기를 제안한다 (그림 1(b) 참고). 제안한 파일럿 송출 중계기의 송/수신 안테나는 송신과 수신 모두가 가능하다고 가정하였다. 따라서, SN 및 DN이 빔포밍에 필요한 채널 정보를 추정할 수 있도록 RN의 두 안테나 모두 각각 송신모드로 동작할 수 있으며, 서로 다른 시간에 파일럿 신호를 송출한다. 이때, 통신 프레임의 일부 시간 자원을 사용하거나, IEEE 802.16e^[4]의 TTG (transmit transition gap) 및 RTG(receive transition gap)와 같은 송/수신 유희시간을 활용해 파일럿을 송출할 수 있다. 파일럿 송출 중계기를 이용한 HBF는, 채널 추정이 완벽할 때, OBF와 동일한 성능을 내지만, 실제 채널 추정 성능에 있어 제안한 HBF 시스템이 OBF보다 나은 성능을 보이므로, 향상된 비트오류율 (BER: bit error rate) 성능을 얻을 수 있다. 본 논문에서는 이

를 수학적 분석과 더불어 모의실험을 통해 확인하였다. 한편, 실제 시스템 구현에 있어, 중계기 사용에 따른 추가적 동기 획득으로 인한 시스템 복잡도가 늘어날 수 있으나, 이에 대한 정략적 분석은 이후 연구 과제로 둔다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 각각 하나의 SN, RN, DN으로 이루어진 two-hop 무선통신 시스템을 고려한다. 여기서, SN과 DN은 각각 N_s 개, N_d 개 안테나를 갖는다 ($N_s \geq 2, N_d \geq 2$). RN은 전이중방식으로 (full-duplex) 동작하며, 이를 위한 송수신 안테나를 하나씩 갖는다. 편의상 SN에서 DN으로의 링크를 하향링크로, DN에서 SN으로의 링크를 상향링크로 정의하고, TDD (time division duplex) 방식을 도입하여 상/하향 채널간 대칭성이 있다고 가정한다. 또한, SN과 DN 사이에 거리가 멀어 이들의 사이의 직접 경로(direct path)는 무시할 수 있다고 가정하였다. 본 논문에서는 하향 링크 방향에 데이터 통신을 바탕으로 설명한다. 이때, RN에 수신 신호 모델은 다음과 같다:

$$y_r(k) = \sqrt{\rho_s} \mathbf{h}^T \mathbf{w} x(k) + z_r(k),$$

여기서, 윗첨자 T 는 Transpose를 나타내고; k 와 ρ_s 는 각각 심볼 인덱스와 한 심볼 동안 RN이 SN로부터 받은 평균 신호 전력을 뜻하며; SN과 RN 사이 채널 $\mathbf{h}^T \in C^{1 \times N_s}$ 는, 평균이 0이고, 분산이 1인 independently identically distributed (i.i.d.) Gaussian 확률 변수를 원소로 갖는 벡터이고, 한 프레임 동안 변하지 않는 quasi-static fading을 가정하였으며; $\mathbf{w} \in C^{N_s \times 1}$ 는 송신 가중치 벡터를 뜻하고; 송신신호 $x(k)$ 는 $E[x(k)] = 0$ 과 $E[|x(k)|^2] = 1$ 을 만족하며; $z_r(k)$ 는 분산이 σ_r^2 인 AWGN (additive white Gaussian noise) 이다. 중계기는 수신한 신호를 증폭한 후 DN으로 중계 전송한다. 따라서 DN의 수신 신호 모델은 다음과 같다:

$$\begin{aligned} y_d(k) &= \alpha \mathbf{g} y_r(k) + z_d(k) \\ &= \alpha \sqrt{\rho_s} \mathbf{g} \mathbf{h}^T \mathbf{w} x(k) + \alpha \mathbf{g} z_r(k) + z_d(k), \end{aligned} \tag{1}$$

여기서, $\mathbf{g} \in C^{N_d \times 1}$ 은 RN-DN 사이의 채널을 나타내며, 채널 \mathbf{h} 와 같은 성질의 확률 변수이고; $z_d(k)$ 는 분산이 σ_d^2 인 AWGN을 원소로 갖는 DN에 잡음 벡

터이며; α 는 중계기의 증폭인자를 나타낸다. 증폭인자로는 가변증폭인자(variable amplification factor)와 고정증폭인자(fixed amplification factor)를 주로 고려한다^[3]. 각각 두 인자를 증폭인자로 사용하는 두 중계기의 성능은 BER과 outage 확률 관점에서 비슷하다고 알려져 있으니^[5], 본 논문에서는 수신 신호의 평균 전력으로 정규화(normalization)하는 것이 실제 구현에 있어 용이하다고 생각하여, 다음과 같은 고정증폭인자를 적용하였다.

$$\alpha = \sqrt{\frac{\rho_{dr}}{E[|y_r(k)|^2]}} = \sqrt{\frac{\rho_{dr}}{\rho_{rs} + \sigma_r^2}} \quad (2)$$

여기서, ρ_{dr} 은 한 심볼 시간 동안 RN으로부터 DN이 받은 평균 신호 전력을 나타낸다. DN은 SN이 송신한 신호 $x(k)$ 를 검파하기 위해서, 수신결합(combining)벡터 $\mathbf{b}^H \in \mathbb{C}^{1 \times N_d}$ 를 수신 신호에 곱해 다음과 같이 수신 빔포밍을 수행한다:

$$\widehat{x(k)} = \mathbf{b}^H \mathbf{y}_d(k) \equiv r(k) \quad (3)$$

여기서 윗첨자 H 는 Hermitian Transpose를 뜻한다.

III. 중계기를 이용한 빔포밍 방법 및 성능 분석

이 장에서는 기존 빔포밍 시스템과 유사한 OBF를 소개하고, 파일럿 송출 중계기를 이용하는 HBF를 제안한다. 그림 1(a)에서 보이듯, OBF는 SN-RN 채널 \mathbf{h}^T 와 RN-DN 채널 \mathbf{g} 가 곱해진 전체 채널 \mathbf{gh}^T 에 빔포밍을 수행한다. DN은 SN이 전송한 파일럿을 이용하여 \mathbf{gh}^T 를 추정하고, 이를 이용하여 수신결합벡터 \mathbf{b}^H 를 얻는다. 한편, SN은 상향링크로 전송한 파일럿을 써서, 채널 정보 \mathbf{hg}^T 를 추정하고, 이 정보를 이용하여 송신 가중치 벡터 \mathbf{w} 를 구할 수 있다. 따라서 OBF는 기존 중계기가 없는 빔포밍과 유사하다고 볼 수 있다. 하지만, 그림 1(b)와 같이, HBF는 SN과 RN이 SN-RN 채널 \mathbf{h} 와 RN-DN 채널 \mathbf{g}^T 에 대해, 각각 독립적으로 송수신 빔포밍을 수행한다. 이를 위해 SN, DN은 각각 \mathbf{h} 와 \mathbf{g}^T 를 알아야 한다. 이를 위해 상하향 링크 통신에 각각 송신 또는 수신으로 사용되었던 RN의 안테나들은 모두 송신 모드로 동작하여 orthogonal한 시간에 각각 파일럿을 송출한다. RN이 송출하는 파일럿을 이용하여, SN은 채널 대칭성에 의해 채널 \mathbf{h} 를 얻고^[6], DN은 채널 \mathbf{g}^T 를 얻어, 각각 송신 가중치 벡터 \mathbf{w}

와 수신결합벡터 \mathbf{b} 를 구할 수 있다. 본 장에서는, 채널 추정이 완벽하다는 가정 아래, OBF와 HBF의 성능 분석을 하고 이를 비교 한다. 간략한 표기를 위해서 심볼 인덱스 k 를 생략한다. 먼저, OBF 분석을 위해, (1)을 다음과 같이 다시 쓴다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_d &= \alpha \sqrt{\rho_s} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \mathbf{w} x + \alpha \mathbf{g} z_r + \mathbf{z}_d \\ &= \alpha \sqrt{\rho_s} [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \sigma & \mathbf{0}_{1, N_r-1} \\ \mathbf{0}_{N_d-1, 1} & \mathbf{0}_{N_d-1, N_r-1} \end{bmatrix} \\ &\quad \cdot [\mathbf{v}_1^H \ \mathbf{V}_2^H] \mathbf{w} x + \alpha \mathbf{g} z_r + \mathbf{z}_d \end{aligned} \quad (4)$$

여기서, $\mathbf{0}_{a,b}$ 는 a-by-b 크기의 0벡터 또는 행렬이며; $\mathbf{U}, \Sigma, \mathbf{V}^H$ 는 \mathbf{gh}^T 의 특이값 분해를 (singular value decomposition) 통해 얻을 수 있고^[7]; 이때, \mathbf{gh}^T 의 특이값이며 유효채널 값인 0이 아닌 유일한 특이값, σ 는 특이치 행렬 Σ 의 (1,1)째 원소이며, Σ 의 (1,1)째 원소를 제외한 나머지원소는 모두 0이고; \mathbf{u}_1 과 \mathbf{v}_1 은 σ 에 해당하는 좌, 우 특이치 벡터이며; 나머지 특이치 벡터 또는 행렬을 \mathbf{U}_2 와 \mathbf{V}_2 로 나타내었다. 이때, 최대 성능을 내는 빔포밍 벡터 \mathbf{w} 와 \mathbf{b} 는, 각각 \mathbf{v}_1 과 \mathbf{u}_1 이 되고, 이 빔포밍을 적용한 후 DN에서의 수신 신호는 다음과 같다:

$$\begin{aligned} r &= \mathbf{u}_1^H \mathbf{y}_d \\ &= \alpha \sqrt{\rho_{rs}} \sigma x + \alpha \mathbf{u}_1^H \mathbf{g} z_r + \mathbf{u}_1^H \mathbf{z}_d \end{aligned} \quad (5)$$

그리고 수신 신호 (5)의 평균 수신 SNR은 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$SNR_{OBF} = \frac{\rho_{rs} \alpha^2 \sigma^2}{\alpha^2 \sigma_g^2 \sigma_r^2 + \sigma_d^2} \quad (6)$$

여기서, σ_g 는 채널 \mathbf{g} 의 고유한 특이값으로 \mathbf{g} 의 2-놈 $\|\mathbf{g}\|_2$ 와 같다.

다음으로 HBF의 평균 수신 SNR을 분석한다. 채널 \mathbf{g}^T 와 \mathbf{h} 는 $\mathbf{U}_g \Sigma_g \mathbf{V}_g^H$ 와 $\mathbf{U}_h \Sigma_h \mathbf{V}_h^H$ 로 각각 특이값 분해되고, (1)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_d &= \alpha \sqrt{\rho_s} \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H \mathbf{w} x + \alpha \mathbf{g} z_r + \mathbf{z}_d \\ &= \alpha \sqrt{\rho_s} [\mathbf{u}_1 \ \mathbf{U}_2] \begin{bmatrix} \sigma & \mathbf{0}_{1, N_r-1} \\ \mathbf{0}_{N_d-1, 1} & \mathbf{0}_{N_d-1, N_r-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1^H \\ \mathbf{V}_2^H \end{bmatrix} \mathbf{w} x \\ &\quad + \alpha \mathbf{g} z_r + \mathbf{z}_d \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, σ_h 는 \mathbf{h} 의 특이값을 나타낸다. 수식 (1)과 (3)의 \mathbf{w} 와 \mathbf{b} 를 각각 \mathbf{v}_{h1} 과 \mathbf{u}_{g1} 로 두면, 수신결합벡터를 곱한 DN의 신호는 다음과처럼 쓸 수 있다:

$$r = \alpha \sqrt{\rho_s} \sigma x + \alpha \mathbf{u}_1^H \mathbf{g} m_r + \mathbf{u}_1^H \mathbf{z}_d \quad (8)$$

위 수신 신호 (8)에 평균 수신 SNR은 다음과 같이 유도 된다.

$$SNR_{HBF} = \frac{\rho_{rs} \alpha^2 \sigma_g^2 \sigma_h^2}{\alpha^2 \sigma_g^2 \sigma_r^2 + \sigma_d^2} \quad (9)$$

여기서, $\sigma_g^2 \sigma_h^2$ 는 $\mathbf{g} \mathbf{h}^T$ 의 특이값과 같고, 이는 (6)에 OBF의 SNR식에 σ^2 과 같으므로, 즉 $\sigma_g^2 \sigma_h^2 = \sigma^2$ 이므로, $SNR_{OBF} = SNR_{HBF}$ 임을 알 수 있다. 다음 장에서는 OBF와 HBF의 채널 추정 시나리오를 설명하고, 두 시스템의 채널 추정 MSE(mean square error)를 비교한다.

IV. 채널 추정 시나리오 제안 및 추정 오차 분석

Coherent 방식 무선통신 시스템에서 채널 추정은 필수적이다. 그러나 추정을 위해 제한된 양의 파일럿을 사용하기 때문에, 채널 추정 오차와 더불어 이로 인한 성능 저하를 피할 수 없다. 본 장에서는 OBF와 HBF의 채널 추정 시나리오와 채널 추정 성능을 살펴본다.

먼저 OBF의 채널 추정에 대해 알아본다. TDD 시스템의 상/하향 링크 채널 대칭성을 생각하여, 하향 링크 경우를 예로, DN의 채널 추정 성능을 분석한다. DN은 파일럿 $\mathbf{s}(k) \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}$ 을 이용해 $\mathbf{g} \mathbf{h}^T$ 를 추정하고, 이를 이용하여 수신결합벡터를 구한다. $\mathbf{s}(k)$ 가 심볼구간 L 동안 전송될 때 ($0 \leq k \leq L-1$), $\mathbf{g} \mathbf{h}^T$ 추정을 위해, $L \geq N_s$ 를 만족해야 한다^[8]. 이는 적어도 추정하고자 하는 값보다 많은 관찰값이 필요함을 의미한다. 이때, DN이 수신한 파일럿 신호는 다음과 같이 적을 수 있다.

$$\mathbf{Y}_d = \alpha \sqrt{\rho_s} \mathbf{g} \mathbf{h}^H \mathbf{S} + \alpha \mathbf{g} \mathbf{z}_r^T + \mathbf{Z}_d \quad (10)$$

$$= \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{Z}$$

여기서, L 심볼 구간 동안에 수신 신호 $\mathbf{Y}_d = [\mathbf{y}_d(0) \dots \mathbf{y}_d(L-1)]$ 이며; 파일럿 신호 $\mathbf{S} = [\mathbf{s}(0) \dots \mathbf{s}(L-1)]$ 이고; RN의 잡음 $\mathbf{z}_r^T = [z_r(0) \dots z_r(L-1)]$ 이며; DN의 잡음 $\mathbf{Z}_d = [\mathbf{z}_d(0) \dots \mathbf{z}_d(L-1)]$ 이고; $\mathbf{Z}_d^H \mathbf{Z}_d = N_d \sigma_d^2 \mathbf{I}_L$ 을 만족한다. 간단한 표기를 위해서, $\alpha \sqrt{\rho_s} \mathbf{g} \mathbf{h}^T$ 를 \mathbf{H} 로, $\alpha \mathbf{g} \mathbf{z}_r^T + \mathbf{Z}_d$ 를 \mathbf{Z} 로 두었다. 이때, 이 시나리오의 채널 추정 MSE는 다음과 같이 유도된다. \mathbf{S} 가 full-rank

일 때, 유효채널의 LS (least squares) 추정값은 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{Y}_d \mathbf{S}^\dagger$ 가 된다. 여기서 †는 \mathbf{S} 의 right pseudo inverse를 뜻하며, 이 추정기의 채널 추정 MSE는 다음과 같다.

$$MSE_{OBF} = \frac{1}{\eta_1^2} E[\|\hat{\mathbf{H}} - \mathbf{H}\|_F^2] \quad (11)$$

$$= \frac{\alpha^2 \mathbf{g}^H \mathbf{g} \sigma_r^2 + N_d \sigma_d^2}{\eta_1^2} \text{tr}\{(\mathbf{S}^H \mathbf{S})^{-1}\}$$

여기서, 정규화 항 η_1^2 은 $\alpha^2 \rho_{rs} N_s N_d$ 이다. 유도한 MSE_{OBF} 는 채널 \mathbf{g} 뿐만 아니라 파일럿 \mathbf{S} 에 영향을 받음을 알 수 있다. 따라서, 다음과 같이 직교성 (orthogonality)을 갖는 최적 파일럿 조건을 생각한다^[8].

$$\mathbf{S}^H \mathbf{S} = \frac{L}{N_s} \mathbf{I}_{N_s} \quad (12)$$

조건 (12)를 써서 채널 \mathbf{g} 에 대해 평균한 DN에서의 채널 추정 MSE를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$MSE_{OBF, DN} = \frac{N_s}{L \alpha^2 \rho_s} (\alpha^2 \sigma_r^2 + \sigma_d^2) \quad (13)$$

최종적으로, (2)에 고정증폭인자 α 를 (13)에 넣어, 다음과 같이 하향링크 MSE를 얻을 수 있다.

$$MSE_{OBF, DN} = \frac{N_s \sigma_d^2}{L \rho_r} + \frac{N_s \sigma_r^2}{L \rho_s} \left(1 + \frac{\sigma_d^2}{\rho_r}\right) \quad (14)$$

$$= \frac{N_s}{L \gamma_{dr}} + \frac{N_s}{L \gamma_{rs}} \left(1 + \frac{1}{\gamma_{dr}}\right)$$

여기서, γ_{ba} 는 노드 a에서 노드 b로의 평균 수신 심볼-대-잡음비를 의미하며, 아래 첨자 s, r, d는 각각 SN, RN, DN를 나타낸다. 예를 들어, $\gamma_{rs} = \rho_s / \sigma_r^2$, $\gamma_{dr} = \rho_r / \sigma_d^2$ 과 같다. 앞서 말한 상/하향 링크의 채널 대칭성에 의해 상향 링크 통신 때 SN의 채널 추정 MSE 역시, (14)와 같다.

다음으로 HBF의 채널 추정 시나리오를 살펴보자. 수식 (7)에 보이는데와 같이, 송신 가중치 벡터 \mathbf{w} 와 수신결합벡터 \mathbf{b} 를 구하기 위해, SN과 DN은 각각 채널 \mathbf{h}^T 와 \mathbf{g} 를 독립적으로 알아야 한다. TDD 시스템의 채널 대칭성을 기반으로 HBF 중계기가 송출하는 파일럿 $p(k)$ 를 이용하여, SN과 DN은 각각 \mathbf{h}^T 와 \mathbf{g} 를 독립적으로 추정한다. 이때, $p(k)$ 는

$E[p(k)] = 0$ 및 $E[|p(k)|^2] = 1$ 을 만족한다. OBF와의 공정한 비교를 위해, L 심볼 길이의 파일럿으로 채널을 추정한다. 이때, 각각 $L/2$ 개 파일럿으로 \mathbf{h}^T 와 \mathbf{g} 를 추정한다 (그림 4 참고). 이때, DN에서 수신한 파일럿 신호는 다음처럼 적을 수 있다.

$$\mathbf{Y}_d = \sqrt{\rho_r} \mathbf{g} \mathbf{p}^T + \mathbf{Z}_d$$

여기서, RN이 전송하는 파일럿 신호 $\mathbf{p}^T = [p(0) \dots p(L/2-1)]$ 이고, DN에 AWGN $\mathbf{Z}_d = [\mathbf{z}_d(0) \dots \mathbf{z}_d(L/2-1)]$ 이다. OBF에서와 같이 LS 추정기 $\mathbf{Y}_d(\mathbf{p}^T)^\dagger$ 를 이용하여 $\tilde{\mathbf{g}}$ 를 추정할 때, DN의 채널 추정 $\tilde{\mathbf{g}}$ 에 MSE는 다음처럼 유도된다.

$$\begin{aligned} &MSE_{HBF, DN} \\ &= \frac{1}{\eta_2^2} E[\|\tilde{\mathbf{g}} - \mathbf{g}_2\|^2] = \frac{1}{\eta_2^2} E[\|\mathbf{Z}_d(\mathbf{p}^T)^\dagger\|_2^2] \\ &= \frac{1}{\eta_2^2} \frac{2}{L} \mathbf{p}^T E[\mathbf{Z}_d^H \mathbf{Z}_d] \frac{2}{L} \mathbf{p} = \frac{2\sigma_d^2}{L\rho_r} = \frac{2}{L\gamma_{dr}} \end{aligned} \quad (15)$$

이때, 정규화 항 η_2^2 은 $\rho_{dr} N_d$ 이다. 비슷한 과정으로 SN의 채널 추정 $\tilde{\mathbf{h}}$ 에 MSE는 다음처럼 유도할 수 있다.

$$MSE_{HBF, SN} = \frac{1}{\eta_2^2} E[\|\tilde{\mathbf{h}} - \mathbf{h}_2\|^2] = \frac{2}{L\gamma_{sr}} \quad (16)$$

마지막으로, 각 시나리오의 채널 추정 성능을 비교하자. 채널 추정을 위해서는 최소 송신안테나 개수만큼의 파일럿 심볼이 필요하다. 따라서, 기존 빔포밍과 유사한 OBF는 SN과 DN은 최소한 각각 송신안테나 수만큼의 파일럿 심볼을 사용한다. 또한, OBF의 파일럿은 중계기에서 더해지는 잡음으로 인해 왜곡될 수가 있다. 반면, 파일럿을 송출하는 HBF 중계기는, 각 링크별로 단일 안테나를 가지므로 각각 하나의 파일럿 심볼만으로 채널 추정을 할 수 있다. 위 사실들로부터 동일한 양의 파일럿 심볼을 사용하였을 때, HBF가 OBF보다 채널 추정 성능이 좋을 것이라 예상할 수 있으며, 이를 다음 부등식으로부터 확인할 수 있다.

$$\begin{aligned} &MSE_{OBF, DN} - MSE_{HBF, DN} \\ &= \frac{N_s - 2}{N_s L \gamma_{dr}} + \frac{1}{L \gamma_{rs}} \left(1 + \frac{1}{\gamma_{dr}}\right) > 0 \end{aligned} \quad (17)$$

부등식 (17)은 N_s 가 2보다 클 때 항상 만족하므로, $MSE_{OBF, DN} > MSE_{HBF, DN}$ 임을 알 수 있다. 따라

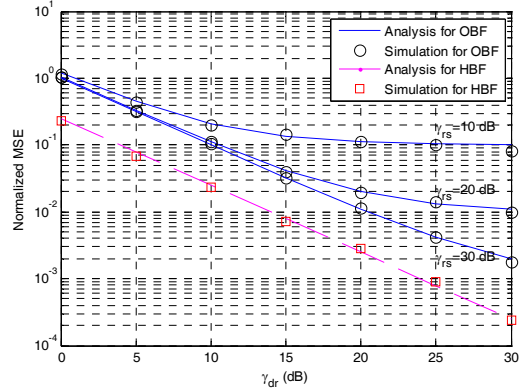


그림 2. 채널 추정 MSE 비교 ($N_s = 8$)

서 채널 추정을 고려할 때, HBF가 OBF보다 향상된 BER 성능을 얻을 수 있다고 예측할 수 있다. 수신 SNR에 대한 채널 추정 MSE 경향을 알아보기 위해서, $N_s = 8$ 이고, $N_d = 2$ 이며, 파일럿 심볼 구간 $L = N_s$ 일 때, OBF와 HBF의 채널 추정 MSE 분석 및 모의실험 결과를 그림 2에 보였다. $MSE_{OBF, DN}$ 은 γ_{dr} 의 증가에 따라 감소하다가, 어느 지점에 이르러서는 더 이상 감소하지 않았다. 이에 반해, $MSE_{HBF, DN}$ 은 γ_{dr} 증가에 따라 계속해서 감소하였다. 이는 OBF의 채널 추정 성능이 γ_{rs} 와 γ_{dr} 가운데 작은 쪽에 제약 받는, 즉 RN에 잡음에 영향 받음을 의미하고, HBF는 그렇지 않음을 나타낸다. 또한, 그림 2로부터 본 논문의 채널 추정 MSE 분석과 컴퓨터 모의실험 결과가 잘 일치함을 알 수 있다.

V. 모의실험

이 장에서는 평균 수신심볼-대-잡음비 γ_{rs} 와 γ_{dr} 및 송신 안테나 수 N_s 를 바꾸어가며, OBF와 HBF의 BER을 비교하였다. 수신 안테나 수 $N_d = 2$ 로 두었으며, 변복조 방식으로는 QPSK 방식을 사용하였다.

그림 3은 송/수신기가 채널을 완벽하게 알고 있을 때에 BER을 나타낸다. 수식 (6)과 (9)에서 유도하였듯, 채널 정보가 완벽할 때, OBF와 HBF의 BER 성능이 같음을 알 수 있다. BER은 γ_{dr} 에 단조 감소 함수로 표현되나, γ_{rs} 가 10 dB이고, γ_{dr} 이 약 10 dB 보다 클 때 error floor를 관찰할 수 있다. 이를 통해 낮은 SNR 링크에 의해 BER 성능에 제약이 있음을 알 수 있다.

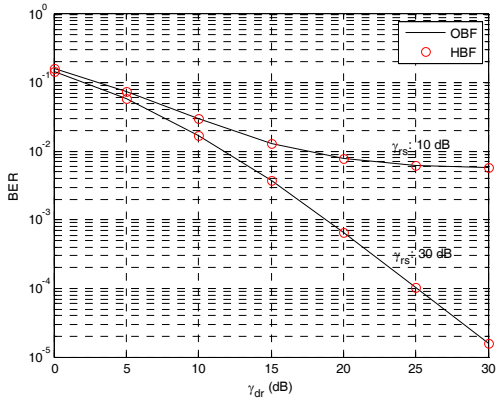


그림 3. 채널정보 오차가 없을 때 BER 성능비교 ($N_s = 2, N_d = 2$)

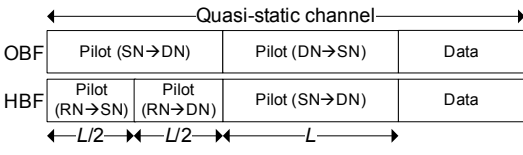


그림 4. OBF와 HBF의 프레임의 논리적 구조

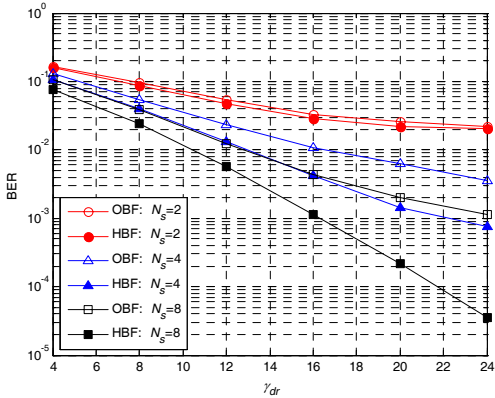


그림 5. LS 채널 추정 시, BER 성능 비교 ($\gamma_{r,s} = 10$ dB)

다음으로 송수신기가 LS 채널 추정기를 이용해 실제 채널 추정을 하여, 불확실한 채널 정보로 빔포밍을 하는 경우를 실험 하였다. 실험에 사용한 프레임 구조는 그림 4와 같다. OBF 수신기는 상/하향 채널 추정을 위해 각각 길이 L 의 파일럿을 사용한다. 한편, HBF에서는 RN이 송출하는 길이 $L/2$ 의 두 파일럿 심볼들을 이용하여 SN과 DN은 각각 g 와 h^T 를 추정한다. 또한, SN이 전송하는 길이 L 의 파일럿으로 DN은 전체 채널 gh^T 를 추정하여 수신 신호 검파에 사용한다. 실험에서 사용한 파일럿 길이는 채널 추정을 위한 최소 길이로 $L = \max(N_s, N_d)$

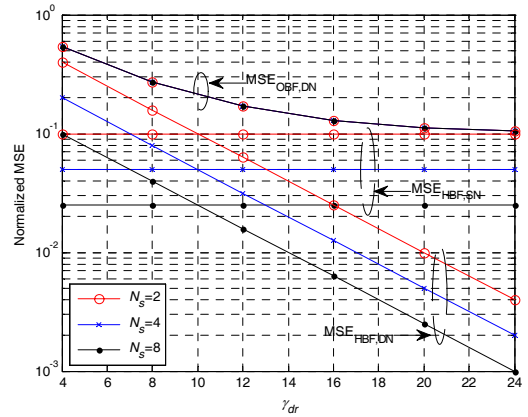


그림 6. LS 채널 추정 시, MSE 성능 비교 ($\gamma_{r,s} = 10$ dB)

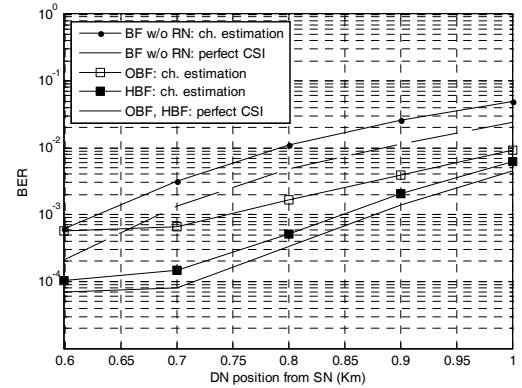


그림 7. $N_s = 4$ 일 때 셀룰라 환경에서의 BER 비교

와 같이 설정하였다. 그림 5와 6에서는 OBF와 HBF의 BER과 MSE 성능을 비교하였다. 여기서 $\gamma_{r,s}$ 를 10 dB로 고정하고, γ_{dr} 을 바꾸어가며 다양한 N_s 에 대해 BER과 MSE를 관찰하였다. 그림 5에서 HBF는 모든 N_s 및 γ_{dr} 에서 OBF보다 우수한 BER 성능을 보였다. 이는 공정한 비교를 위해 채널 추정을 위한 최소 파일럿 심볼 수 L 을 N_s 로 제약하였기 때문이다. 이것은 앞서 분석한 MSE 식 (14)로부터도 쉽게 확인할 수 있다. 즉, 위와 같은 파일럿 자원 제약 환경에서는 그림 6에서와 같이 송신안테나 수 N_s 가 늘어남에 따른 OBF 시스템의 채널 추정 성능에 개선이 없다. 따라서, 동일한 양의 파일럿 자원을 사용할 때, HBF의 성능이 OBF보다 항상 우수함을 알 수 있다. 또한, 중계기 사용에 대한 이득을 살펴보기 위해, 그림 7에서는 셀룰라 환경에서 DN 위치에 따른 BER성능을 비교하였다. 이때, RN은 SN으로부터 0.5 Km 떨어져 있으며, SN과 RN의 송신 전력이 23 dB라고 가정하고, 채널 모델

은 3GPP2를 따랐다. 예상한 바와 같이 수신 SNR이 낮은, SN과 DN 사이의 거리가 0.6 Km 이상 되는, 영역에서 중계기에 의한 성능 이득이 있음을 알 수 있으며, 나아가 제안한 HBF의 성능이 가장 좋음을 확인할 수 있었다.

VI. 결 론

본 논문에서는 파일럿 송출 AF 중계기 및 이를 이용한 HBF 빔포밍 기법을 제안하였다. 제안한 HBF 시스템 채널 추정 성능은 기존의 빔포밍 기법과 유사한 OBF의 채널 추정 성능보다 우수하다. 이로써 항상 OBF보다 우수한 BER 성능을 얻고, 이를 수학적 분석 및 모의실험을 통해 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] A. J. Paulraj, D. A. Gore, R. U. Nabar, and H. Bolcskei, "An overview of MIMO communication—a key to gigabit wireless," *Proceedings of IEEE*, Vol.92, 198–218, Feb. 2004.

[2] X. Tang and Y. Hua, "Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.6, pp.1398-1407, April 2007.

[3] C. S. Patel and G. L. Stuber, "Channel estimation for amplify and forward relay based cooperation diversity systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.6, pp.2348-2356, June 2007.

[4] IEEE802.16e *Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems*, Feb. 2003.

[5] M. O. Hasna, and M. S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.3, pp.1963–1968, Nov. 2004.

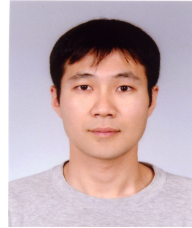
[6] M. Guillaud, D.T.M. Slock, and R. Knopp, "A practical method for wireless channel reciprocity exploitation through relative calibration," in *Proc. IEEE ISSPA*, Aug. 2005.

[7] G. H. Golub and C. F. V. Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. Baltimore, MD: Johns Hopkins Univ. Press, 1996.

[8] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "How much training is needed in multiple-antenna wireless link?," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.49, pp.951-963, April 2003.

정진곤(Jingon Joung)

정회원



2001년 연세대학교 전파공학과 학사
2003년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 석사
2007년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 박사
2007~2008년 한국과학기술원

전자전산학과 연수연구원

2008년~현재 University of California at Los Angeles 박사후연구원

<관심분야> MU-MIMO/MIMO 시스템 transceiver 설계, Relay 시스템 및 relaying 프로토콜 등

이창수(Changsoo Lee)

정회원



2005년 연세대학교 전기전자공학부 학사 및 컴퓨터과학과 학사 (이중전공)
2005년 한국과학기술연구원, 연수생
2008 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사

2008~현재 삼성전자 정보통신총괄

<관심분야> MIMO 시스템 및 Relay 송수신기 설계

이용훈(Yong Hoon Lee)

종신회원



1978년 서울대학교 전기공학과 학사
1980년 서울대학교 전기공학과 석사
1984년 University of Pennsylvania 전기공학과 박사
1984~1988년 State University of New York, Buffalo 조교수

1989~현재 KAIST 전자전산학과 교수

<관심분야> 신호 동기화, 추정 및 검파, 간섭 제거, CDMA, TDMA, OFDM 시스템 자원관리, MIMO 시스템 및 relay 시스템 송수신기 설계, Cognitive Radio 등