Journal of KIIT. Vol. 17, No. 11, pp. 51-58, Nov. 30, 2019 pISSN 1598-8619, eISSN 2093-7571 51
http://dx.doi.org/10.14801/jkiit.2019.17.11.51

MIMO 간섭 채널을 위한 확장 선형 하이브리드 수신기

서 방 원*

Widely Linear Hybrid Receiver for MIMO Interference Channel

Bangwon Seo*

이 논문은 2018년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임.
(No. 2016R1D1A3B03935210)

요 약

본 논문은 K-사용자 다중입력 다중출력 간섭채널 환경에서 고주파 대역 신호처리 체인의 개수가 수신 안테나 개수보다 적은 경우에 대해서 다룬다. 불완전 신호를 전송 데이터로 사용하는 경우에, 기존의 하이브리드 수신기의 성능을 향상시키기 위하여, 확장 선형 하이브리드 수신기를 적용하는 방법을 제안한다. 제안하는 방법에서는 수신 신호 벡터뿐만 아니라 수신 신호 벡터의 켤레 신호에 있는 정보도 같이 이용한다. 제안하는 하이브리드 수신기 설계와 관련된 최적화 문제는 검파기 행렬에 대한 볼록 함수가 아니기 때문에, 수학적 분석해를 구하는 것은 불가능하고, 대신에 반복 기법을 통해서 최적해를 구하는 방법을 제안한다. 모의실험을 통해 모든 신호대 잡음비 영역에서 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기가 기존의 하이브리드 수신기보다 3dB 정도 더 우수한 신호대 간섭 잡음비 성능을 갖는다는 것을 보인다.

Abstract

In this paper, we consider the case when the number of radio frequency chains is less than that of the receive antennas in K-user multiple-input multiple-output interference channel. We propose to apply a widely linear hybrid receiver to improve the performance of a conventional hybrid receiver when the information data is an improper signal. In the proposed scheme, we use the conjugate of the received signal vector as well as the received signal vector. Since the optimization problem related to the proposed receiver design is not a convex function of the detector matrix, it is impossible to obtain a mathematical closed-form solution and we present an iterative method to find the optimal solution. Through simulation, we show that the proposed widely linear hybrid receiver has 3dB higher signal-to-interference plus noise ratio performance than the conventional hybrid receiver in all signal-to-noise ratio region.

Keywords
interference channel, MIMO, improper signal, hybrid receiver, widely linear receiver

* 공주대학교 전기전자제어공학부
(IT융합기술연구소) 부교수
- ORCID: http://orcid.org/0000-0002-7152-1941

· Received: Sep. 26, 2019, Revised: Oct. 17, 2019, Accepted: Oct. 20, 2019
· Corresponding Author: Bangwon Seo
Dept. of Electrical, Electronics and Control Engineering, the Institute of IT Convergence Technology (IITC), Kongju National University, Cheonan, Korea, Tel.: +82-41-521-9178, Email: seobw@kongju.ac.kr

Ⅰ. 서 론

송신단과 수신단이 복수의 안테나를 사용하고, K개의 송신단-수신단 링크가 존재하는 간섭 채널 환경을 K-사용자 다중 입력 다중 출력(MIMO, Multiple-Input Multiple-Output) 간섭 채널이라고 부른다[1]. 하나의 송신단이 목표 수신단에게 데이터를 전송하면, 그 신호는 목표 수신단 뿐만 아니라, 다른 모든 수신단에도 전달이 된다. 다른 수신단에서 수신되는 신호를 간섭 신호라고 부르며, 간섭 채널 환경에서 간섭 신호를 줄이는 방법은 송신단에서 프리코딩을 적용하는 방법과 수신단에서 간섭 제거 검파기를 사용하는 방법이 있다.

송신단에서는 간섭 신호를 줄이기 위하여, 복수의 송신 안테나를 사용한 프리코딩 기법을 적용한다. 이 때, 프리코딩 기법의 주요 핵심 이론은, 전송 신호의 대부분이 목표 수신단에게 전달되게 하고, 다른 수신단에게는 유효 신호가 거의 전달되지 않도록 프리코딩 행렬을 설계하는 것이다[2][3]. 프리코딩 기법 중에서 가장 대표적인 방법은 송신단 ZF (TZF, Transmitter Zero-Forcing)기법이며, 모든 간섭 신호들이 완전히 제거되도록 프리코딩 행렬을 설계하는 기법이다.

수신단에서 간섭 신호를 제거하는 방법은 간섭 제거 검파기를 사용하는 것이다. 최근 20년 동안 여러 분야 및 환경에서 간섭 제거 검파기에 대한 매우 많은 연구가 진행되었으며, 그 중에서 가장 대표적인 간섭 제거 검파기는 수신단 ZF 기법과 최소 평균 제곱 오차(MMSE, Minimum Mean Square Error) 검파 기법이다[3][4].

한편, 최근에 대용량(Massive) MIMO 설계 기술이 발전함에 따라 송신 안테나 및 수신 안테나의 개수도 증가하고 있는 추세이다. 그러나, 수신 안테나의 개수가 증가할 때, 수신단의 고주파 대역(RF, Radio Frequency) 체인(Chain)의 개수도 같이 증가하면, 전체 수신 회로가 복잡해지고, 회로 구성에 필요한 비용이 급격하게 높아지는 문제가 발생한다[5]. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 최근에는 RF 체인의 개수가 수신 안테나의 개수보다 적은 경우에 대한 수신 기법 연구가 활발히 진행 중이며, 이러한 수신기를 하이브리드(Hybrid) 수신기라고 부른다[6]. 하이브리드 수신기는 RF 대역 검파기와 기저대역 검파기의 직렬 연결로 구성되어 있다. RF 대역 검파기 행렬은 기저대역 검파기 행렬보다 사이즈가 크지만, 신호 처리 복잡도를 감소시키기 위하여 RF 대역 검파기 행렬의 모든 원소들은 단순한 위상 변환 회로로 구현된다. 따라서 그 행렬의 모든 원소들은 크기가 모두 같고, 위상만 다른 특징을 갖는다. 한편, 기저대역 검파기 행렬은 RF 대역 검파기 행렬보다 사이즈는 작지만, 그 행렬의 원소들은 임의의 크기 및 위상을 가질 수 있다.

임의의 확률 분포를 갖는 정보 데이터 신호가 그 신호의 켤레(Conjugate) 신호와 상관 관계가 없다면, 그 신호를 완전 신호(Proper signal)라고 부른다[8]. 완전 신호의 특징 중의 하나는, 신호의 실수부의 기대치 분산 값과 허수부의 기대치 분산 값이 같다는 것이다. 완전 신호에 대한 대표적인 예는 직교 위상 천이 변조(QPSK) 방식, 진폭 위상 천이 변조(QAM) 방식 등을 적용해서 얻는 신호들이다. 반면에, 정보 데이터 신호와 그 신호의 켤레 신호가 상관 관계가 있으면, 그 신호를 불완전(Improper) 신호라고 부른다[8][9]. 불완전 신호에 대한 대표적인 예는 이진 위상 천이 변조(BPSK) 방식, 진폭 천이 변조(ASK) 방식, 불균형 QPSK(UQPSK) 변조 방식 등이 있다. 이러한 불완전 신호들은 검파 과정에서 사용될 수 있는 추가적인 정보들을 포함하고 있기 때문에, 추가적인 정보를 이용하면 검파기 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있다.

MIMO 간섭 채널 환경에서 지금까지 제안된 대부분의 하이브리드 수신기는 정보 데이터 신호가 완전 신호인 경우를 가정하였다[5]-[7]. 따라서 정보 데이터 신호가 불완전 신호인 경우에, 기존의 하이브리드 수신기는 불완전 신호의 특성을 이용하지 않기 때문에 검파기의 성능 향상에 한계가 있다.

본 논문은 K-사용자 MIMO 간섭 채널 환경에서 정보 데이터 신호가 불완전 신호인 경우에 대해서 다루었으며, 검파기 성능을 향상시키기 위하여 확장 선형(Widely linear) 하이브리드 수신기를 설계하는 방법을 제안한다. 기존 하이브리드 수신 기법에서는 수신 신호 벡터에 검파기 행렬을 적용하지만, 제안하는 기법에서는 수신 신호 벡터와 그 신호의 켤레 벡터에 검파기 행렬을 적용한다. 즉, 수신 신호 벡

터에 존재하는 정보뿐만 아니라, 그 신호의 켤레 벡터에 존재하는 정보도 같이 이용함으로써, 검파기 성능을 향상시킨다. 그리고 검파기 행렬을 설계하는 최적화 문제는 검파기 행렬에 대한 볼록 함수(Convex function)가 아니기 때문에, 수학식으로 표현되는 분석해를 구하는 것은 매우 어렵다. 따라서, 최적해를 구하기 위하여 반복 기법을 사용하는 방법을 제시한다. 제안하는 기법의 성능을 검증하기 위하여 모의실험을 수행하였으며, 실험 결과를 통하여 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기가 기존 하이브리드 수신기보다 더 우수한 성능을 갖는다는 것을 증명한다.

II. 시스템 모델

본 논문은 K-사용자 MIMO 간섭 채널 환경에서 하이브리드 수신기를 설계하는 방법에 대해서 다룬다. 그림 1은 본 논문에서 고려하는 시스템 모델을 보여 준다. K개의 송신단과 K개의 수신단이 존재하고, 송신단 k는 수신단 k에게 정보 데이터를 전송하며, 이 신호는 다른 수신단에게는 간섭 신호로 작용한다. 그리고 수신단의 RF 채널의 개수가 수신 안테나 개수보다 적은 경우에 대해서 수신기를 설계하는 방법을 제안한다. 송신단의 송신 안테나 개수와 수신단의 수신 안테나 개수를 각각 N_t와 N_r이라고 가정하자.

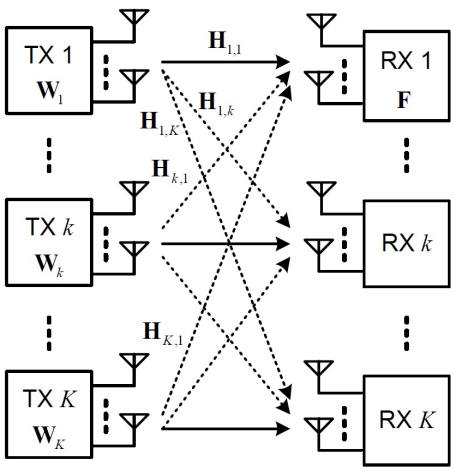

그림 1. K-사용자 MIMO 간섭 채널에 대한 시스템 모델
Fig. 1. System model for K-user MIMO interference channel

송신단 k가 수신단 k에게 전송하는 정보 데이터 벡터를 $\mathbf{s}_k$라고 표현하고, 벡터 사이즈가 $M_s \times 1$이라고 하자. 여기에서 M_s는 동시에 전송되는 스트림의 개수를 의미한다. 또한, $\mathbf{s}_k = [s_{k,1},...,s_{k,M_s}]^T$의 각 원소들은 평균이 0이고 분산이 1인 확률 변수이며, 실수 값만 갖는다고 가정하자. 즉, $\mathbf{s}_k = \mathbf{s}_k^*$인 특성을 만족시키며, 이러한 특성을 갖는 신호를 불완전 (Improper) 신호라고 부르며, 대표적인 변조 방식으로는 BPSK 방식과 ASK 방식 등이 있다.

그리고 $\mathbf{s}_k$를 전송하기 위하여 프리코딩 행렬 $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times M_s}$를 적용한다고 하자. 여기에서 $\mathbb{C}^{p \times q}$는 행렬 크기가 $p \times q$ 이고, 모든 원소들이 복소수 값은 갖는 행렬들의 집합이다. 또한, 송신단 k로부터 수신단 m까지의 채널 행렬을 $\mathbf{H}_{k,m}$이라고 하자. 채널 추정 과정을 통해서 송신단 k가 얻는 채널 행렬 추정치를 $\hat{\mathbf{H}}_{k,m}$으로 표현하고, 채널 추정 오차를 다음과 같이 정의하자.

$$\Delta\mathbf{H}_{k,m} = \mathbf{H}_{k,m} - \hat{\mathbf{H}}_{k,m} \tag{1}$$

일반적으로 송신단 k는 파일럿 심볼들을 사용하여 $\mathbf{H}_{k,k}$는 정확하게 추정할 수 있지만, 간섭 채널 $\mathbf{H}_{k,m}, k \neq m$를 정확하게 추정하는 것은 상대적으로 어렵다. 따라서 본 논문에서는 $\Delta\mathbf{H}_{k,k} = \mathbf{0}$이라고 가정하고, $\mathbf{H}_{k,m}, k \neq m$의 각 원소들은 평균이 0이고 분산이 σ_h^2인 가우시안 분포를 갖는다고 가정한다. 프리코딩 행렬 $\mathbf{W}_k$은 송신 ZF(TZF)를 적용한다고 가정한다. 즉, $\mathbf{W}_k$는 모든 간섭 채널의 $\hat{\mathbf{H}}_{k,m}$에 직교하도록 설계하며, 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{k,m}\mathbf{W}_k = \mathbf{0},\ k \neq m \tag{2}$$

설명의 편의상, 목표 수신단을 RX 1이라고 가정하면, RX 1에서의 수신 신호 벡터 $\mathbf{x}_1$은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{H}_{1,1}\mathbf{W}_1\mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^{K}\mathbf{H}_{k,1}\mathbf{W}_k\mathbf{s}_k + \mathbf{z}_1 \tag{3}$$

여기에서 $\mathbf{y}_1$은 크기가 $N_r \times 1$인 벡터이고, $\mathbf{z}_1$은 각 원소의 평균이 0이고 분산이 1인 백색 가우시안 부가 잡음을 의미한다. 식 (1)과 (2)를 식 (3)에 대입하면, $\mathbf{x}_1$은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_1 = \mathbf{G}_{1,1}\mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^{K}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k + \mathbf{z}_1 \tag{4}$$

여기에서 $\mathbf{G}_{1,1} = \mathbf{H}_{1,1}\mathbf{W}_1$이고, $\mathbf{G}_{k,1} = \Delta\mathbf{H}_{k,1}\mathbf{W}_k$이다.

기존 논문들은 $\mathbf{s}_1$을 검출하기 위하여, 사이즈가 $M_s \times N_r$인 검파기 행렬 $\mathbf{F}$을 $\mathbf{y}_1$에 적용한다. 따라서 $\mathbf{s}_1$의 추정치 $\hat{\mathbf{s}}_1$은 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{F}\mathbf{y}_1 = (\mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1})\mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^{K}\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k + \mathbf{F}\mathbf{z}_1 \tag{5}$$

식 (5)로부터 하이브리드 검파기 $\mathbf{F}$를 설계하는 기존 방법은 참고 문헌 [7]에 자세히 나와 있으며, 여기에서는 기존 방법에 대한 설명은 생략한다.

III. 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기

이 장에서는 수신단의 RF 체인의 개수가 수신 안테나의 개수보다 적은 경우에 대해서, RF 검파기와 기저 대역 검파기를 설계하는 하이브리드 수신기 설계방법에 대해서 제안한다.

확장 수신 신호 벡터를 $\mathbf{y}_1^{(e)} = [\mathbf{y}_1^T\ \mathbf{y}_1^H]^T$라고 표현하고, 정보 데이터 심볼에 대해서 $\mathbf{s}_k = \mathbf{s}_k^*$라는 특성을 이용하면, $\mathbf{y}_1^{(e)}$는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{y}_1^{(e)} = \mathbf{G}_{1,1}^{(e)}\mathbf{s}_1 + \sum_{k=2}^{K}\mathbf{G}_{k,1}^{(e)}\mathbf{s}_k + \mathbf{z}_1^{(e)} \tag{6}$$

여기에서 $\mathbf{G}_{k,1}^{(e)}$와 $\mathbf{z}_1^{(e)}$는 각각 확장 채널 행렬과 확장 잡음 벡터를 나타내며, 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{G}_k^{(e)} = \begin{bmatrix} G_k \\ G_k^* \end{bmatrix},\ \mathbf{z}_1^{(e)} = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_1 \\ \mathbf{z}_1^* \end{bmatrix} \tag{7}$$

여기에서 $(\cdot)^*$는 각 원소의 켤레 연산자(Conjugate operator)를 의미한다.

먼저, RF 체인의 개수가 수신 안테나의 개수와 동일한 경우에 대해서 수신기 행렬 $\mathbf{F}_e^o$를 설계한다. 이 경우에는 $\mathbf{F}_e^o$의 원소들의 값에 대한 제약 조건이 존재하지 않는다. 따라서 $\mathbf{F}_e^o$를 구하기 위하여 평균 제곱 오차(MSE, Mean Squared Error)를 최소화시키는 방법을 사용하면, $\mathbf{F}_e^o$에 대한 MMSE 설계 방법은 다음과 같은 최적화 문제에 의해 주어진다.

$$\mathbf{F}_o^{(e)} = \arg\min_{\mathbf{F}^{(e)}} E\left[\|\mathbf{s}_1 - \mathbf{F}^{(e)}\mathbf{y}_1^{(e)}\|^2\right] \tag{8}$$

이 문제에 대한 해는 다음과 같이 주어진다[3].

$$\mathbf{F}_o^{(e)} = \mathbf{G}_1^{(e)H}\mathbf{R}_e^{-1} \tag{9}$$

여기에서 $\mathbf{R}_e$는 확장 수신 신호 벡터에 대한 공분산 행렬을 의미하며, 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_e &= \mathrm{E}\,[\mathbf{y}_1^{(e)}\mathbf{y}_1^{(e)H}] \\ &= \mathbf{G}_{1,1}^{(e)}\mathbf{G}_{1,1}^{(e)H} + \sum_{k=2}^{K}\mathbf{G}_{k,1}^{(e)}\mathbf{G}_{k,1}^{(e)H} + \sigma_z^2\mathbf{I}_{2N_r}\end{aligned} \tag{10}$$

여기에서 $\mathbf{I}_N$은 사이즈가 $N \times N$인 단위행렬을 의미한다.

이제 본 논문에서 고려하는 것처럼, RF 체인의 개수 M_R가 RX 1의 수신 안테나 개수보다 적은 경우에 대해서 하이브리드 검파기 행렬을 설계하는 방법을 설명한다. 먼저, 설계하고자 하는 검파기 행렬을 $\mathbf{F}^{(e)} = \mathbf{F}_B\mathbf{F}_R$로 표현하자. 여기에서 $\mathbf{F}_R$은 사이즈가 $M_R \times (2N_r)$인 RF 검파기 행렬을 의미하며, $\mathbf{F}_B$는 사이즈가 $M_s \times M_R$인 기저대역 검파기 행렬을 의미한다. 이 때, RF 검파기 행렬 $\mathbf{F}_R$의 각 원소들은 크기가 1인 복소수 값만 가질 수 있고, 기저대역 검파기 행렬 $\mathbf{F}_B$의 각 원소들은 복소수이며 임의의 크기를 가질 수 있다 [6]. 검파기 행렬들 $\mathbf{F}_R$과 $\mathbf{F}_B$를 설계하기 위하여 본 논문에서 제안하는 방법은 $\mathbf{F}_B\mathbf{F}_R$이 $\mathbf{F}_o^{(e)}$에 근접하도록 설계하는 것이다. 이것을 최적화 문제로 표현하면, 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\min_{\mathbf{F}_B,\mathbf{F}_R}\|\mathbf{F}_o^{(e)} - \mathbf{F}_B\mathbf{F}_R\|_F^2 \text{ subject to } \mathbf{F}_R \in \mathrm{Q} \tag{11}$$

여기에서 Q는 사이즈가 $M_R \times (2N_r)$인 행렬들 중

에서, 모든 원소들의 크기가 1인 행렬들의 집합이다. RF 검파기 행렬 $\mathbf{F}_R$에 주어진 제약조건 $\mathbf{F}_R \in \mathbb{Q}$ 때문에, 식 (11)의 최적화 문제는 볼록 함수(Convex function)가 아니며, 이로 인해서 이 최적화 문제를 직접 푸는 것은 매우 어렵다.

본 논문에서는 식 (11)에서 주어진 최적화 문제를 풀기 위하여, 반복 기법을 사용한다. 즉, 반복 기법을 n번 적용해서 $\mathbf{F}_R^{(n)}$을 얻었다고 가정하자. 이제 $\mathbf{F}_R^{(n)}$이 주어지면, $\mathbf{F}_B^{(n)}$은 다음과 같은 최적화 문제를 사용하여 설계할 수 있다.

$$\mathbf{F}_B^{(n)} = \arg\min_{\mathbf{F}_B} \| \mathbf{F}_o^{(e)} - \mathbf{F}_B \mathbf{F}_R^{(n)} \|_F^2 \tag{12}$$

이 식에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{F}_B^{(n)} = \mathbf{F}_o^{(e)} \mathbf{F}_R^{(n)H} (\mathbf{F}_R^{(n)} \mathbf{F}_R^{(n)H})^{-1} \tag{13}$$

유사한 방법으로, $\mathbf{F}_B^{(n)}$이 주어지면, $\mathbf{F}_R^{(n+1)}$는 다음과 같은 최적화 문제를 사용하여 설계할 수 있다.

$$\mathbf{F}_R^{(n+1)} = \arg\min_{\mathbf{F}_R} \| \mathbf{F}_o^{(e)} - \mathbf{F}_B^{(n)} \mathbf{F}_R \|_F^2 \quad \text{subject to } \mathbf{F}_R \in \mathbb{Q} \tag{14}$$

RF 검파기 행렬 $\mathbf{F}_R$에 대한 제약 조건 $\mathbf{F}_R \in \mathbb{Q}$ 때문에 이 문제를 직접 푸는 것은 매우 어렵다. 따라서 먼저 RF 검파기 행렬에 대한 제약조건을 고려하지 않고 다음 최적화 문제에 대한 해를 구한다.

$$\overline{\mathbf{F}}_R^{(n+1)} = \arg\min_{\mathbf{F}_R} \| \mathbf{F}_o^{(e)} - \mathbf{F}_B^{(n)} \mathbf{F}_R \|_F^2 \tag{15}$$

이 식에 대한 해는 다음과 같이 주어진다.

$$\overline{\mathbf{F}}_R^{(n+1)} = \mathbf{F}_B^{(n)H} (\mathbf{F}_B^{(n)} \mathbf{F}_B^{(n)H})^{-1} \mathbf{F}_o^{(e)} \tag{16}$$

RF 검파기 행렬 $\mathbf{F}_R^{(n+1)}$의 모든 원소들은 크기가 1이라는 제약조건을 만족시켜야 되므로, 다음과 같이 $\overline{\mathbf{F}}_R^{(n+1)}$ 으로부터 $\mathbf{F}_R^{(n+1)}$을 구한다.

$$\left[\boldsymbol{F}_R^{(n+1)}\right]_{p,q} = \angle \left[\overline{\mathbf{F}}_R^{(n+1)}\right]_{p,q} \tag{17}$$

여기에서 $[\mathbf{A}]_{p,q}$는 행렬 $\mathbf{A}$에 대한 (p,q)번째 원소를 의미하고, $\angle a$는 스칼라 값 a에 대한 각을 의미한다.

마지막 과정으로, 임의로 주어진 임계값 Γ_{th}에 대해서, $\| \mathbf{F}_o^{(e)} - \mathbf{F}_B^{(n)} \mathbf{F}_R^{(n)} \|_F^2 < \Gamma_{th}$을 만족시킬 때까지 위에서 설명한 과정들을 반복함으로써 최적화 문제 (11)에 대한 해를 구한다.

이제 제안하는 확장 선형 하이브리드 검파 기법과 기존의 하이브리드 검파 기법의 성능을 비교하기 위하여, 두 방식의 평균 신호대 간섭 잡음비(SINR, Signal-to-Interference plus Noise Ratio) 성능을 비교한다. 따라서 제안 기법에 대한 평균 수신 SINR 성능을 구하기 위하여, 식 (5)에 있는 $\mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1}$를 다음과 같이 정의하자.

$$\mathbf{V}_1 = \left[\boldsymbol{v}_{1,1}, \ldots, \mathbf{v}_{1,M_s}\right] = \mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1} \tag{18}$$

그러면 m번째 스트림 $s_{1,m}$에 대한 수신 SINR은 다음과 같이 주어진다. (유도식은 부록 참조)

$$\mathrm{SINR_m} = \frac{\|\mathbf{v}_{1,m}\|^2}{\sum_{\substack{l=1 \\ l \neq m}}^{M_s} \|\mathbf{v}_{1,l}\|^2 + \sum_{k=2}^{K} \mathrm{tr}(\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{G}_{k,1}^H\mathbf{F}) + \sigma_z^2 \mathrm{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H)} \tag{19}$$

또한, 데이터 심볼 추정에 대한 심볼당 MSE는 다음과 같이 주어진다. (유도식은 부록 참조)

$$\begin{aligned} \mathrm{MSE} &= E\left[\| \hat{\mathbf{s}}_1 - \mathbf{s}_1 \|^2\right] / M_s \\ &= \mathrm{tr}\left[(\mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1} - \mathbf{I}_{M_s})(\mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1} - \mathbf{I}_{M_s})^H\right] / M_s \\ &\quad + \mathrm{tr}\left(\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{G}_{k,1}^H\right) / M_s + \sigma_z^2 \mathrm{tr}\left(\mathbf{F}\mathbf{F}^H\right) / M_s \end{aligned} \tag{20}$$

이제 기존 기법과 제안하는 기법의 계산량을 비교하자. 행렬 연산을 수행할 때, 가장 많은 계산량을 필요로 하는 작업 중의 하나는 사이즈가 큰 행렬의 역행렬을 구하는 부분이다[10]. 따라서 제안하는 기법을 구현할 때, 가장 많은 계산량을 필요로 하는 부분은 식 (13)과 식 (16)에 주어진 $\mathbf{F}_o^{(e)}$를 계산하는 과정이다. 또한, 식 (9)에 주어진 것처럼,

$\mathbf{F}_o^{(e)}$를 계산하기 위해서는 $\mathbf{R}_e^{-1}$를 계산해야 된다. 확장 공분산 행렬 $\mathbf{R}_e$는 사이즈가 $(2N_r)\times(2N_r)$이므로, 역행렬을 계산하기 위해서 필요한 계산량은 대략 $(2N_r)^3 = 8N_r^3$이다[10]. 반면에, 기존 기법[7]은 $\mathbf{R} = E[\mathbf{y}_1\mathbf{y}_1^H]$에 대한 역행렬을 계산해야 되므로, 필요한 계산량은 대략 N_r^3이다. 따라서 제안하는 기법은 기존 기법보다 8배 정도의 계산량을 더 많이 필요로 한다.

IV. 모의 실험

본 장에서는, 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기의 성능을 검증하기 위하여 모의실험 결과들을 제시한다. 송신단-수신단 링크의 개수는 K=4이고, 각 송신단의 송신 안테나의 개수는 $N_t = 16$, 수신단의 수신 안테나의 개수는 $N_r = 16$을 사용하였다. 송신단으로부터 동시에 전송되는 스트림의 개수는 $M_s = 2$, 수신단의 RF 체인의 개수는 $M_R = 2$라고 가정하였다. 송신단에서 적용하는 프리코딩 기법은 TZF 기법을 사용하였다.

송신단과 수신단 간의 채널 행렬 $\mathbf{H}_{k,m}$의 각 원소는 평균이 0이고 분산이 1인 레일레이 평탄 페이딩(Rayleigh flat fading) 채널 모델을 사용하여 발생시켰다. 또한, 채널 추정 오차 행렬 $\Delta\mathbf{H}_{k,m}$, $k \neq m$, 의 각 원소는 평균이 0이고, 분산이 $\sigma_h^2 = 0.01$인 복소수 가우시안 확률 변수를 사용하여 발생하였다. 1000개의 독립적인 채널 행렬들을 발생시켰으며, 발생된 모든 채널들에 대한 결과들을 평균함으로써 평균 성능을 구하였다.

그림 2는 제안하는 확장 선형 하이브리드 검파기와 기존의 하이브리드 검파기[7]의 평균 SINR 성능을 비교한다. 평균 SINR은 모든 스트림에 대한 SINR을 평균함으로써 구할 수 있다. 이 그림에서, 'Prop.'는 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기의 성능을 나타내고, 'Conv.'는 기존의 선형 하이브리드 수신기를 나타낸다. 또한, 'Optimal(Widely Linear)'와 'Optimal(Linear)'는 RF 체인의 개수가 수신 안테나의 개수와 같은 경우에 대해서 확장 선형 수신기와 선형 수신기를 적용했을 때의 최적의 성능을 나타낸다.

이 결과로부터 모든 신호대 잡음비(SNR, Signal-to-Noise Ratio) 범위에서 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기의 성능이 기존의 하이브리드 수신기[7]보다 평균 SINR 성능이 3dB 정도 우수하다는 것을 알 수 있다. 이와 같은 결과가 나오는 이유는, 기존 기법은 데이터 검출시, 수신 신호 벡터에 존재하는 정보만 이용하지만, 제안하는 기법은 수신 신호 벡터뿐만 아니라, 그 신호의 켤레 신호 벡터에 있는 정보도 이용하기 때문이다.

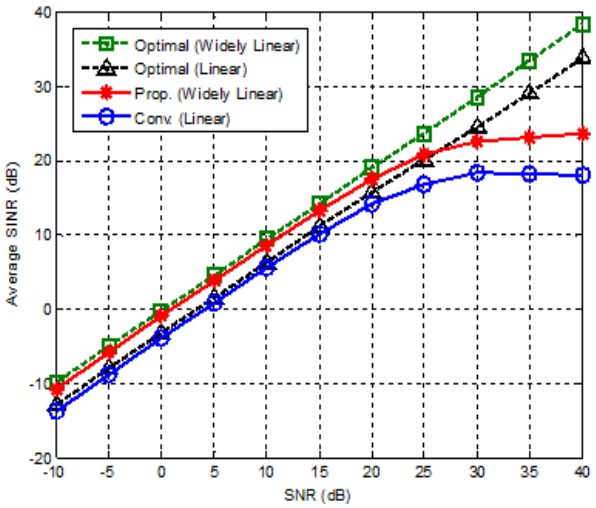

그림 2. 평균 수신 SINR 성능 비교: $N_r = 16$, $M_s = 2$, K=4

Fig. 2. Average received SINR performance comparison when $N_r = 16$, $M_s = 2$, K=4

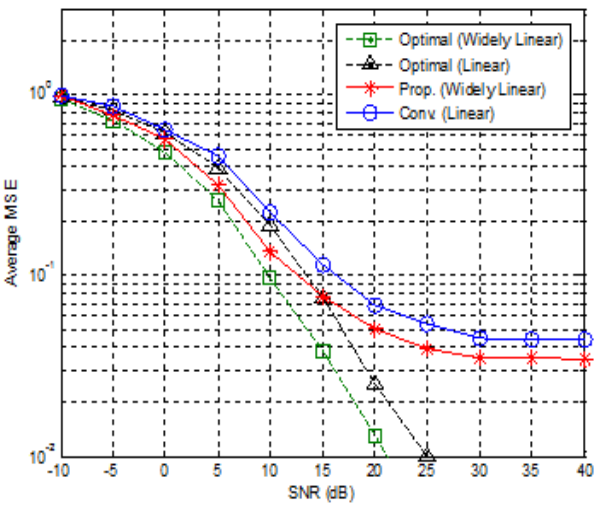

그림 3. 심볼당 평균 MSE 성능 비교: $N_r = 16$, $M_s = 2$, K=4

Fig. 3. Per-symbol average MSE performance comparison when $N_r = 16$, $M_s = 2$, K=4

그림 3은 제안하는 기법과 기존 기법의 심볼당 평균 MSE 성능을 비교한다. 이 그림으로부터, 모든 SNR 범위에 대해서 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기가 기존의 하이브리드 수신기보다 더 낮은 MSE 성능을 갖는다는 것을 알 수 있으며, $\mathrm{MSE}=10^{-1}$을 얻기 위하여 제안하는 기법이 5dB 정도 더 적은 SNR을 필요로 한다는 것을 알 수 있다. 또한, RF 체인의 개수가 수신 안테나의 개수와 같을 때는 SNR이 증가함에 따라 MSE 성능이 계속해서 감소하지만, 하이브리드 수신기의 경우에는 MSE 성능이 계속 감소하지 않고, 임의의 값으로 수렴한다는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 K-사용자 MIMO 간섭 채널 환경에서 RF 체인의 개수가 수신 안테나의 개수보다 적은 경우에 대한 하이브리드 검파기 설계 방법을 제안하였다. 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기는 데이터를 검출하기 위하여 수신 신호 벡터에 있는 정보뿐만 아니라, 그 신호의 켤레 신호 벡터에 있는 정보까지 이용한다. 그리고 검파기 행렬을 구하는 최적화 문제는 검파기 행렬에 대한 볼록 함수가 아니기 때문에, 최적화 문제에 대한 해를 구하기 위하여 반복 기법을 제안하였다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 제안하는 확장 선형 하이브리드 수신기가 기존의 하이브리드 수신기보다 모든 SNR 범위에서 더 우수한 SINR 성능 및 MSE 성능을 갖는다는 것을 보였다.

부 록

< 식 (19)에 대한 유도 >

식 (18)을 식 (5)에 대입하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\hat{\mathbf{s}}_1=\sum_{j=1}^{M_s}\mathbf{v}_{1,j}s_{1,j}+\sum_{k=2}^{K}\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k+\mathbf{F}\mathbf{z}_1 \tag{21}$$
$$=\mathbf{v}_{1,m}s_{1,m}+\sum_{l=1,l\neq m}^{M_s}\mathbf{v}_{1,l}s_{1,l}+\sum_{k=2}^{K}\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k+\mathbf{F}\mathbf{z}_1$$

따라서 m 번째 스트림 $s_{1,m}$에 대한 수신 SINR은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathrm{SINR}_m=\frac{\mathrm{E}[\|\mathbf{v}_{1,m}s_{1,m}\|^2]}{\sum_{\substack{l=1\\l\neq m}}^{M_s}\mathrm{E}[\|\mathbf{v}_{1,l}s_{1,l}\|^2]+\sum_{k=2}^{K}E[\|\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k\|^2]+E[\|\mathbf{F}\mathbf{z}_1\|^2]} \tag{22}$$

한편, Kronecker 델타 함수를 $\delta(n)$라고 정의하면, $E[\mathbf{s}_k\mathbf{s}_m^H]=\delta(k-m)\mathbf{I}_{M_s}$이고, $E[\mathbf{z}_1\mathbf{z}_1^H]=\sigma_z^2\mathbf{I}_{N_r}$이다. 또한, 임의의 벡터 $\mathbf{u}$에 대해서 다음 관계식이 성립한다.

$$E[\|\mathbf{u}\|^2]=E[\mathbf{u}^H\mathbf{u}]=\mathrm{E}[\mathrm{tr}(\mathbf{u}\mathbf{u}^H)] \tag{23}$$
$$=\mathrm{tr}(E[\mathbf{u}\mathbf{u}^H])$$

따라서 이러한 특성들을 식 (22)에 적용하면, 식 (19)에서 주어진 수신 SINR 식을 유도할 수 있다.

< 식 (20)에 대한 유도 >

먼저, RX 1에 대한 정보 데이터 벡터 $\mathbf{s}_1$과 그것의 추정치 간의 차는 다음과 쓸 수 있다.

$$\hat{\mathbf{s}}_1-\mathbf{s}_1=(\mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1}-\mathbf{I}_{N_s})\mathbf{s}_1+\sum_{k=2}^{K}\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k+\mathbf{F}\mathbf{z}_1 \tag{24}$$

이 식으로부터, $\mathbf{s}_1$에 대한 심볼당 평균 MSE 값은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathrm{MSE}=E[\|\mathbf{s}_1-\hat{\mathbf{s}}_1\|^2]/M_s \tag{25}$$
$$=\mathrm{E}[\|(\mathbf{F}\mathbf{G}_{1,1}-\mathbf{I}_{N_s})\mathbf{s}_1\|^2]/M_s$$
$$+\sum_{k=2}^{K}\mathrm{E}[\|\mathbf{F}\mathbf{G}_{k,1}\mathbf{s}_k\|^2]/M_s+E[\|\mathbf{F}\mathbf{z}_1\|^2]/M_s$$

이제 식 (23)에서 주어진 특성들을 적용하면, 식 (20)을 얻을 수 있다.

References

[1] A. S. Motahari and A. K. Khandani, "Capacity bounds for the Gaussian interference channel", IEEE Trans. Information Theory, Vol. 55, No. 2, pp. 620-643, Feb. 2009.

[2] S. H. Jung and S. H. Kim, "Pre-coding improvement research for efficiency of channel capacity in MIMO systems", Journal of KIIT, Vol. 11, No. 11, pp. 69-74, Nov. 2013.

[3] C. E. Chen, "MSE-based precoder designs for transmitter-preprocessing-aided spatial modulation under per-antenna power constraints", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 66, No. 3, pp. 2879-2883, Mar. 2017.

[4] J. Wang, O. Y. Wen, and S. Li, "Near-optimum pilot and data symbols power allocation for MIMO spatial multiplexing system with zero-forcing receiver", IEEE Signal Process. Letters, Vol. 15, No. 5, pp. 358-361, May 2009.

[5] Z. Wang, M. Li, X. Tian, and Q. Liu, "Iterative hybrid precoder and combiner design for mmWave multiuser MIMO systems", IEEE Communication Letters, Vol. 21, No. 7, pp. 1581-1584, Jul. 2017.

[6] C. E. Chen, "An iterative hybrid transceiver design algorithm for millimeter wave MIMO systems", IEEE Wireless Communication Letters, Vol. 4, No. 3, pp. 285-288, Jun. 2015.

[7] R. Rajashekar and L. Hanzo, "Iterative matrix decomposition aided block diagonalization for mm-Wave multiuser MIMO systems", IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 16, No. 3, pp. 1372-1384, Mar. 2017.

[8] N. Song, W. U. Alokozai, R. C. de Larmare, and M. Haardt, "Adaptive widely linear reduced-rank beamforming based on joint iterative optimiation", IEEE Signal Processing Letters, Vol. 21, No. 3, pp. 265-269, Mar. 2014.

[9] S. Laget, A. Agustin, and J. Vidal, "Coexisting linear and widely linear transceivers in the MIMO interference channel", IEEE Transactions Signal Processing, Vol. 64, No. 3, pp. 652-664, Feb. 2016.

[10] R. A. Horn and C. R. Johnson, "Matrix Analysis", Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1993.

저자소개

서 방 원 (Bangwon Seo)

1997년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학사)
1999년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학석사)
2010년 2월 : KAIST 전기 및 전자공학과 (공학박사)
2004년 11월 ~ 2013년 2월 : 한국전자통신연구원 선임연구원
2013년 3월 ~ 현재 : 공주대학교 부교수
관심분야 : 이동통신, 단말간 직접통신 (D2D), 다중 안테나 기술 (MIMO), 프리코더 설계, 인공지능