

<https://doi.org/10.7236/JIIBC.2019.19.5.55>  
JIIBC 2019-5-8

# MIMO 간섭채널에서 정보와 전력의 동시 전송 (SWIPT)을 위한 송수신기 설계

## Joint Transceiver Design for SWIPT in MIMO Interference Channel

서방원\*

Bangwon Seo\*

**요약** 본 논문에서는 K 사용자 MIMO 간섭 채널을 고려하였으며, 정보와 전력을 동시에 전송하는 SWIPT 시스템을 위한 송수신기 설계 방법에 대해서 다룬다. 그리고, 정보 수신 장치와 전력 수확 장치가 같은 수신기에 존재하는 SWIPT 시스템을 고려한다. 제안하는 방식에서는 신호대 누수 잡음비 (SLNR)를 비용 함수로 사용하고, 수확 전력에 대한 임계값을 만족하도록 송수신기를 설계한다. 즉, 수확 전력에 대한 제약 조건 하에서, SLNR를 최대화시키도록 송신단 프리코딩 벡터, 수신단 검파기 벡터, 전력 분배 상수를 동시에 설계한다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 제안하는 기법과 기존 기법의 신호 대 간섭 잡음비 (SINR) 성능을 비교하였다. 사용자 수, 송신 안테나 개수, 수신 안테나 개수 간의 특별한 제약 조건을 만족하는 경우, 제안하는 기법은 낮은 SNR에서 기존 기법보다 우수한 SINR 성능을 나타낸다는 것을 보였다. 또한, 특별한 제약 조건을 만족하지 못하는 경우에는, 제안 기법이 모든 SNR 범위에 대해서 기존 기법보다 더 우수한 성능을 나타낸다는 것을 보였다.

**Abstract** In this paper, we consider K-user multiple-input multiple-output (MIMO) interference channel and present a transceiver design for simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT) systems. In addition, we consider a SWIPT system where an information decoding receiver and an energy harvesting receiver are co-located at the same receiver. In the proposed scheme, signal-to-leakage plus noise ratio (SLNR) is used as a cost function and a transceiver is designed to satisfy the threshold of the harvested energy. More specifically, transmitter precoding vector, receiver filter vector, and power splitting factor are simultaneously designed to maximize SLNR with a constraint on the harvested energy. Through computer simulation, we compare the signal-to-interference plus noise ratio (SINR) performance of the proposed and conventional schemes. When a special condition among the number of transmit antennas, receive antennas, and users is satisfied, the proposed scheme showed better SINR performance than the conventional scheme at low signal-to-noise ratio (SNR) range. Also, when the condition is not satisfied, the proposed scheme showed better performance than the conventional scheme at all SNR range.

**Key Words** : MIMO interference channel, simultaneous wireless information and power transfer (SWIPT), power splitting, transceiver design, SLNR (Signal-to-Leakage plus Noise Ratio)

\*중신회원, 공주대학교 전기전자 제어공학부/ IT융합기술연구소  
접수일자: 2019년 9월 12일, 수정완료: 2019년 10월 2일  
게재확정일자: 2019년 10월 4일

Received: 12 September, 2019 / Revised: 2 October, 2019.

Accepted: 4 October, 2019

\*Corresponding Author: seobw@kongju.ac.kr

Division of Electrical, Electronic, and Control Engineering, the  
Institute of IT Convergence Technology (IICT), Kongju National  
University, Korea

## 1. 서 론

통신에 사용되는 무선 신호는 일반적으로 정보 전송을 위해서 사용되지만, 동일한 무선 신호를 이용하여 전력을 수확하는 것도 가능하다. 이처럼 무선 신호를 이용하여 정보와 전력을 동시에 전송하는 기술을 SWIPT (Simultaneous Wireless Information and Power Transfer) 기술이라고 부르며, 최근에 이 기술에 대한 연구가 많이 진행되고 있다<sup>[1]-[5]</sup>.

이러한 SWIPT 시스템에서 무선 신호로부터 정보 신호를 검출하는 수신 회로를 ID (Information Decoding) 수신기라고 부르고, 전력 또는 에너지를 수확하는 수신 회로를 EH (Energy Harvesting) 수신기라고 부른다. 그리고, ID 수신기와 EH 수신기가 지리적으로 같은 곳에 위치하는지의 여부에 따라 분리 장소 SWIPT 기술과 동일 장소 SWIPT 기술로 나뉜다.

분리 장소 SWIPT 기술에 대한 연구 중에서, 참고 문헌 [1], [2]는 문제를 단순화시키기 위하여 사용자가 두 명인 경우에 대해서 MISO (Multiple Input Single Output) 및 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 간섭 채널 환경을 다루었다. 참고 문헌 [3], [4]에서는 K 사용자 MISO 및 MIMO 간섭 채널 환경에 대해서 다루었다. 한편, 최근에는 ID 수신기와 EH 수신기가 같이 존재하는 동일 장소 SWIPT 기술에 대해서 많은 연구가 진행되고 있다. 이 중에서 참고 문헌 [6], [7]은 사용자가 K명인 경우에 대해서 MISO 간섭 채널을 다루었다. 또한, 참고 문헌 [8], [9]에서는 사용자가 K명인 경우에 대해 MIMO 간섭 채널 환경을 다루었다.

동일 장소 SWIPT 시스템의 K 사용자 MIMO 간섭 채널을 다룬 논문들 중에서, 기존 논문 [9]은 송신단 프리코딩 벡터를 설계하기 위하여 송신단 ZF (Transmitter Zero Forcing, TZF) 기술을 적용한다. TZF 방식에서는 임의의 송신기에서 보낸 신호가 원하지 않는 수신기에 미치는 간섭 신호를 완전히 제거하기 위하여, 간섭 채널에 직교하도록 프리코딩 벡터들을 설계한다. 그러나, 이 방식은 송신 안테나의 개수가 충분히 많지 않거나 전체 사용자 수가 많은 경우에는 간섭 채널 행렬에 직교하도록 프리코딩 벡터들을 설계하는 것은 불가능하다. 이 경우에, 간섭 채널 행렬의 일부분에만 직교하도록 프리코딩 벡터들을 설계하면, 잔여 간섭 신호에 의해 수신단 성능이 크게 저하되는 현상이 발생되게 된다. 또한, TZF 방식에서는 부가 잡음을 고려하지 않고 설계하기 때문에, 신호대 잡음비 (Signal-to-Noise Ratio, SNR)가 낮은 환

경에서는 배경 잡음에 의해서 전체 성능이 크게 저하되게 된다.

한편, 참고 문헌 [10]에서는 누수 신호의 개념을 소개하고, 누수 신호를 이용하여 송신기 프리코딩 벡터를 설계하는 방법들을 제안하였다. 누수 신호는 임의의 사용자가 전송한 신호가 목표 사용자 이외의 다른 사용자에게 전달된 신호를 의미한다. 모든 신호가 목표 사용자에게만 전달되는 것이 가장 바람직하기 때문에, 누수 신호를 줄이는 것이 중요하다. 누수 신호를 이용한 성능 지표는 신호 대 누수 잡음비 (Signal-to-Leakage plus Noise Ratio, SLNR)를 사용하며, 목표 사용자가 수신한 신호 전력을 모든 누수 전력과 배경 잡음의 합으로 나눈 값을 의미한다. 일반적으로 잘 알려진 신호 대 간섭 잡음비 (Signal-to-Interference plus Noise Ratio, SINR)는 수신단에서 측정하는 성능 지표로서, 모든 사용자들의 프리코딩 벡터들과 수신 검파기 벡터의 함수이다<sup>[9]</sup>. 따라서, SINR 기반의 송수신기 설계 방식에서는 모든 사용자들의 프리코딩 벡터들과 검파기 벡터를 고려해야 되기 때문에, 간섭 채널에서 적용하는 것이 현실적으로는 쉽지 않다. 반면에, 임의의 사용자의 SLNR은 그 사용자의 프리코딩 벡터만의 함수이기 때문에, 설계하는 것이 상대적으로 매우 쉽다<sup>[10]</sup>.

본 논문에서는 동일 장소 SWIPT 기술에 대해서 다루며, K 사용자 MIMO 간섭 채널에서 송신단 프리코딩 벡터와 수신단 검파기 및 전력 분배 상수를 설계하는 방법을 제안한다. TZF 기반 기존 논문 [9]의 문제점들을 해결하기 위하여, 본 논문에서는 SLNR을 기반으로 송수신기 및 전력 분배 상수를 설계한다. 즉, 제안하는 방법에서는 SLNR을 비용함수로 사용하며, 수확 가능 전력을 제약조건으로 사용한다. 따라서, 수확 가능 전력이 임계값보다 커야 된다는 조건 하에서, SLNR이 최대가 되도록 송신기 프리코딩 벡터, 수신기 검파기 벡터, 전력 분배 상수를 설계한다. 제안하는 방법은 송신안테나 개수, 수신 안테나 개수, 사용자 수에 대한 제약조건이 없이 적용 가능하다는 장점이 있다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, SNR이 낮은 경우에는 본 논문에서 제안하는 설계방식이 기존 방식보다 더 우수한 SINR 성능을 가지며, SNR이 높은 경우에는 두 방식이 유사한 성능을 갖는다는 것을 제시한다. 또한, 사용자 수와 송신 및 수신 안테나 개수 간의 제약 조건을 만족하지 않는 경우에도 본 논문에서 제안하는 설계 방식이 기존 방식보다 더 우수한 SINR 성능을 갖는다는 것을 제시한다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 K 사용자 MIMO 간섭 채널 모델을 고려한다. 그림 1은 시스템 모델을 보여 주며, K개의 송신기와 K개의 수신기가 존재하는 경우를 가정한다. 그림에서, TX는 송신기를 의미하며, RX는 수신기를 의미한다. 송신기 k는 수신기 k에게 데이터를 전송하며, 이 신호는 다른 수신기에게는 간섭신호로 작용한다. 이 때, 모든 송신기는 동일하게  $N_T$  개의 송신안테나를 가지고 있으며, 모든 수신기는 동일하게  $N_R$ 개의 수신안테나를 가지고 있다고 가정한다. 그리고, 송신기 j로부터 수신기 k까지의 채널은 사이즈가  $N_R \times N_T$ 인 행렬  $\mathbf{H}_{k,j}$ 로 표시한다.

그림 2는 수신기 k에서의 전력 분배 과정을 보여 준다. 이 그림에서, PS는 전력 분배 회로를 의미하며,  $\rho_k$ 는 전력 분배 상수를 나타낸다. 즉, 수신 신호 중의 일부는 정보 복호를 위한 회로로 전달되고, 나머지는 전력 수확 회로로 전달된다.

TX k가 RX k에게 전송하는 정보 신호를  $s_k$ 로 표현하고,  $s_k$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 복소수 정규 분포를 갖는다고 가정한다. 또한, 정보신호를 전송하기 위하여 사이즈가  $N_T$ 인 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 를 적용한다고 가정하자. 이때, 전력제한 조건을 적용하기 위하여,  $\|\mathbf{w}_k\| = 1$  이라고 가정한다.

RX k에서의 기저대역 수신 신호  $\mathbf{x}_k$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k &= \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{n}_k \\ &= \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{n}_k. \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서,  $\mathbf{n}_k$ 는 복소수 형태의 백색 가우시안 채널 부가 잡음 (AWGN)을 나타내며, 평균이 0이고 분산이  $\sigma_n^2$ 인 복소수 정규분포를 갖는다. 이 식의 오른쪽에서 첫 번째 항은 RX k에 대한 정보 신호를 나타내고, 두 번째 항은 간섭 신호를 나타낸다.

그림 2에서 보여진 것처럼,  $\mathbf{x}_k$ 의 전체 전력 중에서  $\rho_k$ 에 해당하는 전력은 정보 복호를 위해서 사용되고, 나머지 전력은 전력 수확을 위해서 사용된다고 가정한다. 그러면, 정보 복호 (Information Decoding, ID)를 위해 분리된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_k^{\text{ID}} = \sqrt{\rho_k} \left( \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{n}_k \right) + \mathbf{z}_k. \quad (2)$$

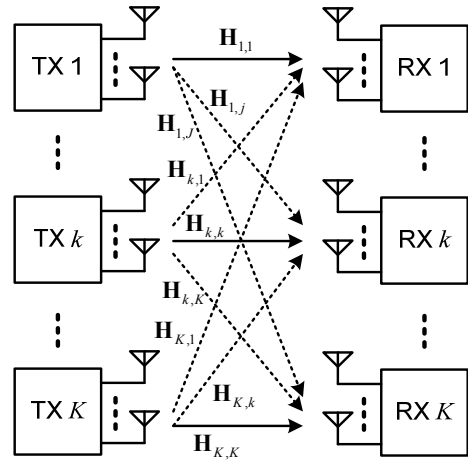


그림 1. K 사용자 MIMO 간섭 채널 모델  
 Fig. 1. K user MIMO interference channel model

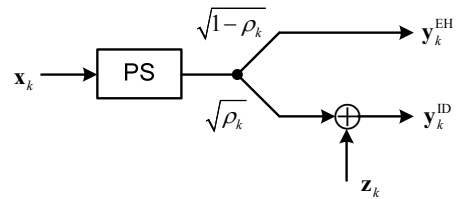


그림 2. RX k에서의 전력 분배 과정  
 Fig. 2. The power splitting (PS) process at the RX k

여기에서,  $\mathbf{z}_k$ 는 RF 신호를 기저대역 신호로 변경하면서 발생하는 회로 AWGN 신호를 나타내며, 평균이 0이고 분산이  $\delta_z^2$ 인 복소수 정규 분포를 갖는다.

한편, RX k에서 에너지 수확 (Energy Harvesting, EH)을 위해 분리된 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_k^{\text{EH}} = \sqrt{1 - \rho_k} \left( \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{n}_k \right). \quad (3)$$

RX k에서는 정보 복호 신호  $\mathbf{y}_k^{\text{ID}}$ 로부터 정보 데이터  $s_k$ 를 추정하기 위하여,  $\mathbf{y}_k^{\text{ID}}$ 에 선형 검파기 벡터  $\mathbf{f}_k$ 를 적용한다. 그러면,  $s_k$ 에 대한 추정치는 다음과 같이 얻을 수 있다 [9].

$$\begin{aligned} \hat{s}_k &= \sqrt{\rho_k} \left( \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k s_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j s_j + \mathbf{f}_k^H \mathbf{n}_k \right) \\ &\quad + \mathbf{f}_k^H \mathbf{z}_k. \end{aligned} \quad (4)$$

수신단 검파기 벡터  $\mathbf{f}_k$ 를 통과한 신호의 SINR은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{SINR}_k = \frac{|\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_n^2 + \delta_z^2 / \rho_k}. \quad (5)$$

한편, RX  $k$ 에서 수확할 수 있는 전력  $Q_k$ 은 다음과 같이 쓸 수 있다 [9].

$$Q_k = \zeta \cdot E\{\|\mathbf{y}_k^{\text{EH}}\|^2\} \approx \zeta(1 - \rho_k) \sum_{j=1}^K \|\mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j\|^2. \quad (6)$$

여기에서,  $\zeta$ 는 전력 수확 장치에서의 변환 효율을 나타내며, 범위는  $0 < \zeta < 1$ 의 값을 갖고, 모든 RX에 대해서 같은 값을 갖는다고 가정한다. 그리고, AWGN 잡음에 의한 전력 수확은  $\zeta \sigma_n^2 N_R (1 - \rho_k)$ 에 의해 표현되며, 이 값은 상대적으로 작기 때문에, 식 (6)에서는 생략되었다.

### III. 송수신기 설계에 대한 기존 방식의 설명

이제 정보 데이터와 전력을 동시에 전송하는 환경에서, 송신단 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ , 수신단 검파기 벡터  $\mathbf{f}_k$ , 그리고 전력 분배 상수  $\rho_k$ 를 동시에 설계하는 방법에 대해서 고려하자. 가장 일반적으로 사용되는 방법은, RX  $k$ 에서의 전력 수확 최소 조건을 만족시키면서, 수신 SINR을 최대화시키도록 설계하는 것이다. RX  $k$ 에서의 전력 수확 최소 조건을  $e_k$ 라고 하면, TX  $k$ 와 RX  $k$ 에 대한  $\mathbf{w}_k$ ,  $\mathbf{f}_k$ ,  $\rho_k$ 를 동시에 설계하는 문제는 다음과 같은 최적화 문제로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{w}_k, \mathbf{f}_k, \rho_k\}} & \frac{|\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_n^2 + \delta_z^2 / \rho_k} \\ \text{s.t.} & \quad \zeta(1 - \rho_k) \sum_{j=1}^K \|\mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j\|^2 \geq e_k, \quad 0 < \rho_k < 1. \end{aligned} \quad (7)$$

그러나, 식 (5)와 (6)에서 볼 수 있듯이, RX  $k$ 에서의 수신 SINR $_k$ 와 수확 가능 전력  $Q_k$ 은 모든 TX들에 대한 프리코딩 벡터  $\{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2, \dots, \mathbf{w}_K\}$  들의 함수이다. 즉, 모든 TX들의 모든 프리코딩 벡터들이 서로 밀접하게 연관되어 있기 때문에, 모든 프리코딩 벡터들과 모든 검파기 벡터들을 동시에 설계해야 된다. 또한, 수신기 RX  $k$ 에서 모든 사용자들 간의 채널 정보  $\mathbf{H}_{k,j}$ ,  $k, j = 1, \dots, K$ ,를 알아야 되는데, 이것은 실제적으로는 거의 불가능하기 때문에, 식 (7)에서 주어진 최적화 문제를 실제로 구현하는 것은 거의 불가능하다.

이러한 문제를 해결하기 위하여, 기존에 제안된 방식 [9]에서는 송신 ZF (Transmit Zero-Forcing, TZF) 기술을 적용하였다. 기존의 TZF 기술에 대한 자세한 설명은 다음과 같다.

식 (6)을 살펴 보면, 수신단 검파기 벡터  $\mathbf{f}_k$ 는 전력 수확 제약조건과 관련이 없다는 것을 알 수 있으며, 또한 다른 RX들의 수신 검파기 벡터들과도 관련이 없다는 것을 알 수 있다. 따라서, TX  $k$ 의 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 와 전력 분배 상수  $\rho_k$ 가 주어지면, RX  $k$ 의 수신 검파기 벡터  $\mathbf{f}_k$ 는 다음과 같이 SINR $_k(\mathbf{f}_k)$ 을 최대화시키는 최적화 문제에 의해 구할 수 있다.

$$\max_{\{\mathbf{f}_k\}} \frac{|\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k|^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^K |\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j|^2 + \sigma_n^2 + \delta_z^2 / \rho_k}. \quad (8)$$

따라서, SINR $_k(\mathbf{f}_k)$ 를 최대화시키는  $\mathbf{f}_k^*$ 는 다음과 같이 구할 수 있다 [9].

$$\mathbf{f}_k^* = \frac{1}{\|\mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k\|} \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k. \quad (9)$$

여기에서,  $\mathbf{R}_k$ 는 정보 복호 수신 신호  $\mathbf{y}_k^{\text{ID}}$ 의 공분산 행렬을 나타내며, 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_k = \rho_k \left( \sum_{j=1}^K \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_j \mathbf{w}_j^H \mathbf{H}_{k,j}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_r} \right) + \delta_z^2 \mathbf{I}_{N_r}. \quad (10)$$

이제  $\mathbf{f}_k$ 가 주어졌을 때, TX  $k$ 의 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 와 전력 분배 상수  $\rho_k$ 를 구하는 방법에 대해서 살펴 보자. 앞에서 설명한 것처럼, 수신 SINR은 모든 TX들의 프리코딩 벡터들의 함수이기 때문에, 식 (7)에서 주어진 최적화 문제를 푸는 것이 매우 어렵다. 이런 문제를 해결하고, 프리코딩 벡터들 간의 연관성을 제거하기 위하여, 기존 논문 [9]에서는 TZF 기술을 적용한다. 즉, TX 신호들 간의 간섭 신호를 완전히 제거하기 위하여, 다음 조건을 만족시키도록 TX  $k$ 의 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 를 설계하는 것이다.

$$\mathbf{H}_{j,k} \mathbf{w}_k = \mathbf{0}_{N_r}, \quad \text{all } j \neq k. \quad (11)$$

이 경우에, 식 (7)에서 주어진 최적화 문제는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{w}_k, \rho_k\}} & \frac{|\mathbf{f}_k^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k|^2}{\sigma_n^2 + \delta_z^2 / \rho_k} \\ \text{s.t.} & \quad \mathbf{H}_{j,k} \mathbf{w}_k = \mathbf{0}_{N_r}, \quad \text{all } j \neq k, \\ & \quad \zeta(1 - \rho_k) \|\mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k\|^2 \geq e_k, \quad 0 < \rho_k < 1. \end{aligned} \quad (12)$$

또한, 앞에서 설명한 것과 같이,  $\mathbf{f}_k$ 를 다른 변수들과

분리해서 설계하는 경우에, 기존 방식의 최적화 문제는 다음과 같이 쓸 수 있다 [9].

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{w}_k, \rho_k\}} & \frac{\|\mathbf{H}_{k,k}\mathbf{w}_k\|^2}{\sigma_n^2 + \delta_z^2/\rho_k} \\ \text{s.t.} & \bar{\mathbf{H}}_k\mathbf{w}_k = \mathbf{0}_{(K-1) \times N_R}, \\ & \zeta(1-\rho_k)\|\mathbf{H}_{k,k}\mathbf{w}_k\|^2 \geq e_k, \quad 0 < \rho_k < 1. \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서  $\bar{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_{1,k}^H, \dots, \mathbf{H}_{k-1,k}^H, \mathbf{H}_{k+1,k}^H, \dots, \mathbf{H}_{K,k}^H]^H$  는 TX  $k$ 에 대한 종합적인 간섭 채널을 나타낸다.

이제 이 식에 대한 최적 해는 다음과 같이 주어진다 [9].

$$\mathbf{w}_k^* = \bar{\mathbf{V}}_{k,2}\mathbf{c}_k, \quad (14)$$

$$\rho_k^* = 1 - \frac{e_k}{\zeta \cdot \|\mathbf{H}_{k,k}\mathbf{w}_k\|^2}, \quad 0 < \rho_k < 1. \quad (15)$$

여기에서  $\bar{\mathbf{V}}_{k,2}$ 는  $\bar{\mathbf{H}}_k$ 의 영 공간 (Null Space)에 대한 직교 기저 벡터들을 나타내고,  $\mathbf{c}_k$ 는 다음 식에 의해서 주어진다.

$$\mathbf{c}_k = \max\_eig(\bar{\mathbf{V}}_{k,2}^H\mathbf{H}_{k,k}^H\mathbf{H}_{k,k}\bar{\mathbf{V}}_{k,2}). \quad (16)$$

이 때,  $\max\_eig(\mathbf{A})$ 는 행렬  $\mathbf{A}$ 의 가장 큰 고유 값에 해당하는 고유 벡터를 나타낸다.

그러나, TZF 기반의 기존 방법은 다음과 같은 문제점들을 가지고 있다. 식 (11)에서 주어진 간섭신호 제거 조건을 만족시키기 위해서는 TX  $k$ 의 송신안테나 개수가 다음 조건을 만족해야 된다 [9].

$$N_T \geq (K-1)N_R + 1. \quad (17)$$

그러나, 일반적으로  $K$  값이 상대적으로 크거나,  $N_T$ 가 그렇게 크지 않은 경우가 많기 때문에, 식 (14)를 만족하는 것은 일반적으로 불가능하다. 또 다른 문제점은, TZF 방식은 부가 잡음을 고려하지 않고 설계하는 방식이기 때문에 부가 잡음이 큰 경우에는 시스템 성능이 크게 저하된다는 것이다.

#### IV. 제안하는 송수신기 설계 기법

이 장에서는, 기존 방법이 가지고 있는 문제점들을 해결하기 위하여 SLNR 기반의 프리코딩 및 검파기 벡터 설계 기법을 제시한다. RX  $k$ 에게 정보를 전송하기 위하여 TX  $k$ 가 전송한 신호 중에 일부는 원하지 않은 RX들에게 수신이 되는데, 이러한 신호를 TX  $k$ 의 누수신호라고 부른다. 이러한 누수 신호는 간섭 신호로 작용하기 때문에, 누수 신호를 줄이는 것이 성능 향상에 도움이 된다.

TX  $k$ 에 대한 누수 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_k = \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{w}_k + \sigma_n^2 + \delta_z^2/\rho_k. \quad (18)$$

따라서, TX  $k$ 에 대한 SLNR은 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{aligned} \text{SLNR}_k &= \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k}{\sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{w}_k + \sigma_n^2 + \delta_z^2/\rho_k} \\ &= \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left( \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{H}_{k,j} \right) \mathbf{w}_k + \sigma_n^2 + \delta_z^2/\rho_k}. \end{aligned} \quad (19)$$

수신 SINR에 대한 식 (5)와 송신 SLNR에 대한 식 (19)를 비교하면,  $\text{SINR}_k$ 은 모든 TX들의 프리코딩 벡터들의 함수이지만,  $\text{SLNR}_k$ 은 오직 TX  $k$ 의 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 만의 함수이다. 따라서,  $\text{SLNR}_k$ 을 최대화시키기 위해서는 오직 TX  $k$ 만의 프리코딩 벡터를 설계하면 된다. 이제,  $\mathbf{w}_k$ 와  $\rho_k$ 를 설계하기 위하여, 본 논문에서 제안하는 방법은 다음과 같은 최적화 문제로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{w}_k, \rho_k\}} & \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left( \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{H}_{k,j} \right) \mathbf{w}_k + \sigma_n^2 + \delta_z^2/\rho_k} \\ \text{s.t.} & \zeta(1-\rho_k)\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k \geq e_k, \quad 0 < \rho_k < 1, \end{aligned} \quad (20)$$

Tx  $k$ 의 송신 프리코더는  $\|\mathbf{w}_k\|=1$ 를 만족하도록 설계하기 때문에, 이 문제는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \max_{\{\mathbf{w}_k, \rho_k\}} & \frac{\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left( \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{H}_{k,j} + \sigma_n^2 \mathbf{I} + \delta_z^2/\rho_k \mathbf{I} \right) \mathbf{w}_k} \\ \text{s.t.} & \zeta(1-\rho_k)\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k \geq e_k, \quad 0 < \rho_k < 1. \end{aligned} \quad (21)$$

이 식으로부터,  $\rho_k$ 가 증가하면,  $\text{SINR}_k$ 은 증가하지만, 수확되는 전력  $Q_k$ 는 감소하게 된다. 따라서,  $\text{SINR}_k$ 를 최대로 만들면서 전력 수확 제약 조건을 만족시키기 위해서는 전력 수확 제약 조건이 등호가 되도록  $\rho_k$ 를 설계하는 것이 최적이다. 따라서,  $\rho_k$ 를 설계하는 방법은 다음과 같다.

$$\zeta(1-\rho_k)\mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k = e_k, \quad 0 < \rho_k < 1. \quad (22)$$

따라서, 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 가 주어진 경우에,  $\rho_k$ 에 대한 최적해  $\rho_k^*$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\rho_k^* = 1 - \frac{e_k}{\zeta \cdot \mathbf{w}_k^H \mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{w}_k}, \quad 0 < \rho_k < 1. \quad (23)$$

또한, 식 (20) 에서  $\rho_k^*$ 가 주어지면,  $\text{SINR}_k$ 를 최대화시키는 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 에 대한 최적해  $\mathbf{w}_k^*$ 는 다음과 같이 구할 수 있다 [11].

$$\mathbf{w}_k^* = \max_{\text{geig}}(\mathbf{H}_{k,k}^H \mathbf{H}_{k,k}, \sum_{j=1, j \neq k}^K \mathbf{H}_{k,j}^H \mathbf{H}_{k,j} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_T} + \delta_z^2 / \rho_k \mathbf{I}_{N_T}). \quad (24)$$

여기에서,  $\max_{\text{geig}}(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 는 행렬 펜슬  $(\mathbf{A}, \mathbf{B})$ 의 가장 큰 고유 값에 해당하는 고유 벡터를 나타낸다.

한편, 프리코딩 벡터  $\mathbf{w}_k$ 와 전력 배분 상수  $\rho_k$ 가 주어진 경우에, 수신단 검파기 벡터는 수신  $\text{SINR}_k(\mathbf{f}_k)$ 를 최대화시키도록 설계할 수 있으며, 이에 대한 최적해는 식 (9)에서 주어진 것과 같다.

따라서, 본 논문에서 제안하는 송신단 프리코딩 벡터, 수신단 검파기 벡터, 그리고 전력 분배 상수를 설계하는 방법은 표 1에 주어진 것과 같다.

## V. 모의실험 및 결과

본 장에서는 제안하는 송수신기 및 전력 분배 상수 설계 기술의 성능을 비교하기 위하여 컴퓨터 모의실험을 수행하였다. 제안하는 기법과 기존 방법 [9]을 비교하기 위하여 SINR 성능을 비교하였다. 사용자 수는  $K=3, 4, 5$ 이고, 송신 안테나의 개수는  $N_t=4, 5$ , 수신 안테나의 개수는  $N_r=2$ 를 사용하였다. 채널 행렬  $\mathbf{H}_{k,j}$ 의 각 원소들은 독립적이고 동일한 레일리 페이딩 분포를 갖도록 발생시켰으며, 평균은 0이고, 분산은 1이다. 그리고, 1000개의 독립적인 채널 벡터를 발생시켜서 얻은 결과들을 평균함으로써 모의실험 결과들을 얻었다.

표 1. 프리코더와 수신 검파기를 설계하는 방법  
Table 1. Precoder and receiver filter design

(1 단계) $0 < \rho_k < 1$ 의 초기값을 임의로 선택: $\rho_k^{(0)}$
(2 단계) 반복 for $m=1:M$
식 (23)을 이용하여, $\mathbf{w}_k^{(m)}$ 구하기
식 (22)를 이용하여, $\rho_k^{(m)}$ 구하기
end
(3 단계) 최적 해는 $\mathbf{w}_k^* = \mathbf{w}_k^{(m)}$ , $\rho_k^* = \rho_k^{(m)}$
(4 단계) 식 (9)을 이용하여, 검파기 벡터 $\mathbf{f}_k^*$ 구하기

그림 3은 제안하는 송수신기 설계 기법과 기존 기법의 SINR 성능을 비교한다. 사용자 수는  $K=3$ 이고, 모든 사용자들의 송신 안테나 개수는  $N_t=5$ 로 동일하며, 모든 사용자들의 수신 안테나 개수는  $N_r=2$ 로 동일하다고 가정한다. 이 경우는 식 (17)에서 주어진 조건  $N_t \geq (K-1)N_r + 1$ 을 만족하므로, 기존 설계 방법인 TZF 기법을 통해서 모든 간섭 신호들을 제거할 수 있는 환경이다. 채널 부가 잡음 벡터  $\mathbf{n}_k$ 의 분산  $\sigma_n^2$ 과 회로 부가 잡음 벡터  $\mathbf{z}_k$ 의 분산  $\sigma_z^2$ 에 대해서,  $\sigma_z^2 = \sigma_n^2$ 인 경우와  $\sigma_z^2 = 10 \times \sigma_n^2$ 인 경우를 고려하였다. 이 그림에서 'Prop.'는 제안하는 방법의 성능을 나타내며, 'Conv.'는 기존 방법의 성능을 나타낸다. 이 실험 결과로부터, SNR이 낮은 경우에는 제안하는 방법의 SINR 성능이 기존 방법보다 더 우수한 성능을 나타낸다는 것을 알 수 있고, SNR이 높은 경우에는 두 방식의 성능이 비슷하다는 것을 알 수 있다. 이것은 기존 방법은 부가 잡음을 고려하지 않고 송수신기를 설계하기 때문에, 간섭 신호보다 부가 잡음이 상대적으로 큰 경우 (즉, SNR이 낮은 경우)에는 송수신기 성능이 저하되는 현상이 발생하는 것이다.

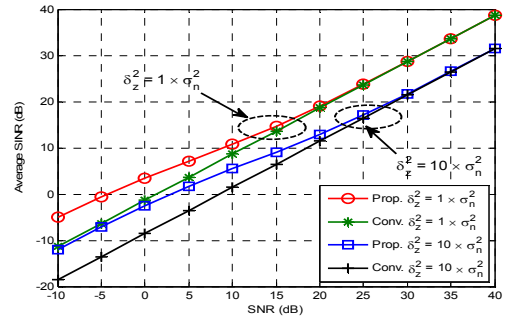


그림 3. SINR 성능 비교 ( $K=3, N_t=5, N_r=2$ )

Fig. 3. SINR comparison when  $K=3, N_t=5$ , and  $N_r=2$

그림 4는 모든 사용자들의 송신 안테나의 개수는  $N_t=4$ 로 동일하고, 수신 안테나의 개수는  $N_r=2$ 인 경우이다. 그리고, 사용자 수는  $K=3, 4, 5$ 를 고려하였다. 이러한 경우는 식 (17)에서 주어진 조건  $N_t \geq (K-1)N_r + 1$ 을 만족하지 못하기 때문에, 기존 방법에서 제시한 것처럼 모든 간섭 신호들을 완전히 제거하도록 TZF를 설계하는 것은 불가능하다. 따라서, 기존 방법에서는 프리코딩 벡터가 간섭 채널 행렬  $\bar{\mathbf{H}}_k$ 의 일부분에 대해서만 직교하도록 프리코딩 벡터들을 설계하였다. 즉, 기존의 TZF 기반 설계 방식을 적용하더라도 수신기에 잔여 간섭신호가 존

제하는 환경을 의미한다. 이 그림으로부터, 사용자 수  $K$ 가 증가하면 제안 기법과 기존 기법의 수신 SINR 성능이 모두 감소한다는 것을 알 수 있다. 그리고, 모든 SNR 범위에 대해서 제안하는 기법의 수신 SINR 성능이 기존 기법보다 더 우수하다는 것을 알 수 있다. 제안하는 기법에서는 모든 사용자들의 간섭 신호를 골고루 감소시켜주지만, 기존 기법은 일부 사용자들의 간섭 신호만 제거하고 나머지 사용자들의 간섭 신호를 전혀 줄여주지 못하기 때문에, 제안하는 방법이 더 우수한 성능을 나타내게 된다.

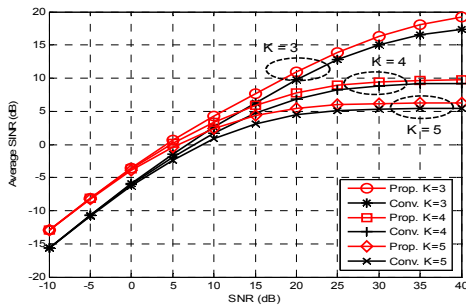


그림 4. SINR 성능 비교 ( $K=3, 4, 5, N_t=4, N_r=2$ )  
 Fig. 4. SINR comparison when  $K=3, 4, 5, N_t=4, N_r=2$ .

## VI. 결론

본 논문에서는  $K$  사용자 MIMO 간섭 채널에 대해서 다루었으며, 정보 데이터와 전력을 동시에 전송하는 SWIPT 시스템에서 송수신기와 전력 분배 상수를 동시에 설계하는 방법을 제안하였다. 제안하는 방법에서는 모든 사용자들의 프리코딩 벡터들 간의 연관성을 제거하기 위하여 SLNR 기반의 비용함수를 사용하였다. 즉, 수확 전력에 대한 임계값을 만족시키면서, SLNR을 최대화시키도록 송신단 프리코딩 벡터, 수신단 검파기 벡터, 전력 분배 상수를 동시에 설계하는 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 사용자 수, 송신 안테나 개수, 수신 안테나 개수 간에 특별한 제약 조건을 갖지 않는 장점이 있으며, 간섭 신호와 부가 잡음을 동시에 줄여주는 장점이 있다. 컴퓨터 모의 실험을 통하여, 제안하는 설계 기법과 기존 기법의 SINR 성능을 비교하였다. 송신 안테나 개수에 대한 특별한 제약 조건을 만족시키는 경우에, SNR이 낮으면 제안하는 방식의 성능이 기존 방식보다 더 높은 SINR 성능을 나타내며, SNR이 높으면 두 방식의 성능이 비슷하다는 것을 보였다. 또한, 특별한 제약 조건을 만족시키지 않는 경우에는, 모든 SNR에 대해서 제안하는 방식이

기존 방식보다 더 높은 SINR 성능을 나타낸다는 것을 보였다.

## References

- [1] C. Shen, W. -C. Li, and T.-H. Chang, "Simultaneous information and energy transfer: A two-user MISO interference channel case", in Proc. IEEE Global Commun. Conf., Dec. 2012, 3682-3867. DOI: 10.1109/GLOCOM.2012.6503719
- [2] J. Park and B. Clerckx, "Joint wireless information and energy transfer in a two-user MIMO interference channel", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 12, no. 8, pp. 4210-4221, Aug. 2013. DOI: 10.1109/TWC.2013.071913.130084
- [3] C. Shen, W. -C. Li, and T.-H. Chang, "Wireless information and energy transfer in multi-antenna interference channel", IEEE Trans. Signal Process., vol. 62, no. 23, pp. 6249-6264, Dec. 2014. DOI: 10.1109/TSP.2014.2355781
- [4] J. Park and B. Clerckx, "Joint wireless information and energy transfer in a K-user MIMO interference channel", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 13, no. 10, pp. 5781-5796, Oct. 2014. DOI: 10.1109/TWC.2014.2341233
- [5] T.-W. Kim and H.-Y. Kong, "Performance analysis of relay applied to energy harvesting", The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication (IIBC), vol. 14, no. 5, pp. 67-72, Oct. 2014. DOI: <http://dx.doi.org/10.7236/IIBC.2014.14.5.67>
- [6] S. Timotheou, I. Krikidis, G. Zheng, and B. Ottersten, "Beamforming for MISO interference channels with QoS and RF energy transfer", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 13, no. 5, pp. 2646-2658, May 2014. DOI: 10.1109/TWC.2014.032514.131199
- [7] Q. Shi, W. Xu, T.-H. Chang, Y. Wang, and E. Song, "Joint beamforming and power splitting for MISO interference channel with SWIPT: An SOCP relaxation and decentralized algorithm" IEEE Trans. Signal Process., vol. 62, no. 23, pp. 6194-6208, Dec. 2014. DOI: 10.1109/TSP.2014.2362092
- [8] H. Zhang, A. Dong, S. Jin, and D. Yuan, "Joint transceiver and power splitting optimization for multiuser MIMO SWIPT under MSE constraints", IEEE Trans. Vehic. Technol., vol. 66, no. 8, pp. 7123-7135, Aug. 2017. DOI: 10.1109/TVT.2017.2674976
- [9] Z. Zong, H. Feng, F. R. Yu, N. Zhao, T. Yang, and B. Hu, "Optimal transceiver design for SWIPT in K-user MIMO interference channels", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 15, no. 1, pp. 430-445, Jan. 2016. DOI: 10.1109/TWC.2015.2474857
- [10] M. Sadek, A. Tarighat, and Ali H. Sayed, "A

leakage-based precoding scheme for downlink multi-user MIMO channels", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 6, no. 5, pp. 1711-1721, May 2007.  
DOI: 10.1109/TWC.2007.360373

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

### 저 자 소 개

#### 서 방 원(정회원)



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