

논문 2013-50-2-5

다중 안테나 다중 중계 시스템을 위한 가중치 대각화 기반의 저 복잡도 전력 할당 기법

(Low Complexity Power Allocation Scheme for MIMO Multiple Relay
System With Weighted Diagonalization)

이 범 수*, 이 충 용**

(Bumsu Lee and Chungyong Lee)

요 약

본 논문에서는 증폭 후 재전송 프로토콜 기반의 다중 안테나 다중 중계 시스템에서 저 복잡도의 전력 할당 기법을 제안한다. 기존의 다중 안테나 전처리 기법이 복소수로 구성 된 짝 칸 행렬을 전처리 필터로 사용하였다면, 제안 하는 기법은 각 중계 노드에서 안테나 별 전력으로 구성 된 실수 대각 행렬을 전처리 필터로 사용한다고 볼 수 있다. 추가적으로 복소수 짝 칸 행렬로 유효 채널을 대각화 하지 못함에서 발생하는 오차를 감소시키기 위해 가중치 벡터를 각 스트림에 적용시켜 안테나 수와 상관없이 낮은 복잡도로 최적 성능에 근접한 성능을 얻을 수 있다. 마지막으로 모의실험을 통해 제안하는 기법이 상호정보량 측면에서 기존의 기법들보다 우수함을 보인다.

Abstract

We propose a simple power allocation scheme for an amplify-and-forward multiple relay system with multiple-input multiple-output antennas. Unlike the existing relay precoding matrix with full elements, proposed precoder is a diagonal matrix whose diagonal element is the relay gain for each stream. Furthermore, a weight vector is applied to streams, such that the mutual information of the system approaches that of the exhaustive search scheme, regardless of the number of antennas. Numerical results show that proposed scheme outperforms the conventional schemes with respect to mutual information.

Keywords : 전력 할당, 다중 안테나, 다중 중계 시스템, 증폭 후 재전송, 가중치 대각화

I. 서 론

무선 통신 시스템에서 커버리지를 효율적으로 증가시키기 위한 신호 중계 (relay) 기법은 다중 안테나 (multi-input multi-output, MIMO) 기법과 결합되어 광범위하게 연구되어 왔다^[1~2]. 특히, 하나의 다중 안테나

중계 노드가 증폭 후 재전송 (amplify-and-forward, AF) 프로토콜을 사용할 때 만약 송신 노드와 중계 노드가 채널 정보를 이용할 수 있다면 전처리 기법을 통해 성능 이득을 획득 할 수 있다는 것이 다양한 연구를 통해 증명 되었다^[3~4]. 하지만 하나의 노드가 많은 안테나를 사용한다는 것은 하드웨어 크기 등으로 인한 제약이 따르며 그러므로 적은 수의 안테나를 이용하는 다수의 중계 노드를 이용하는 시스템이 활발하게 연구 되고 있다^[5~6]. 기존 다중 안테나 기반의 단일 중계 노드를 위한 전처리 기법들은 유효 채널을 대각화하기 위해서 특이값 분해 (singular value decomposition, SVD) 와

* 학생회원, ** 정회원, 연세대학교 전기전자공학부
(Department of Electrical and Electronic
Engineering, Yonsei University)

※ 본 연구는 서울시 산학연 협력사업(WR080951)의 지원을 받아 수행되었음.

접수일자: 2012년9월13일, 수정완료일: 2013년1월20일

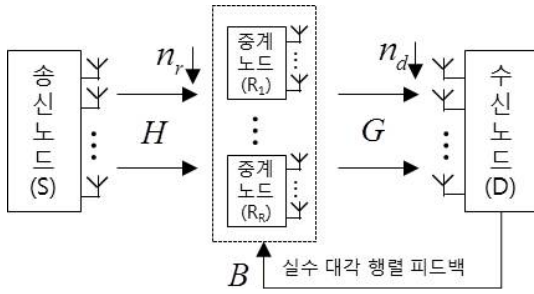


그림 1. 2-홉 반이중 다중 안테나 다중 중계 시스템
Fig. 1. 2-Hop half-duplex MIMO multiple relay system.

같은 기술을 사용하며, 꼭 찬 행렬 (full-matrix) 을 전처리 필터로 요구하기 때문에 만약 다수의 중계 노드가 분산되어 배치되어 있다면 적용이 불가능 하다^[5]. 비록 분산 된 다중 안테나 기반의 중계 노드들을 위한 전처리 기법이 연구 되었지만, 여전히 각 중계 노드들의 전처리 행렬로 꼭 찬 복소수 행렬을 요구하며 중계 노드의 안테나가 송신 노드와 수신 노드의 안테나 수보다 많아야 한다^[5]. 따라서 큰 피드백 부담과 하드웨어 크기 문제로 인해 실제 시스템에 적용하기에 적합하지 않다. 최근에는 단일 안테나를 사용하는 다중 중계 시스템에서 각 중계 노드의 사용 전력을 최적화 하는 기법이 제안되었다^[6]. 그러나 이 기법은 오직 중계 노드가 단일 안테나를 가지고 있는 시스템에만 적합하며 다중 안테나 기법으로 확대하기 위해서는 안테나 별 전력 제약 조건과 중계 노드별 전력 제약 조건을 함께 고려해야 한다. 그러므로 우리는 본 논문에서 분산 된 다수의 중계 노드가 다중 안테나를 사용할 경우 상호정보량 (mutual information)을 향상 시킬 수 있는 전력 할당 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 특이값 분해와 같은 복잡도 높은 수학 기술을 사용하지 않으면서 가중치 대각화 (weighted diagonalzation) 기법을 통해 작은 오차를 가지고 유효 채널을 대각화 시킨다. 수신 노드에서는 오직 실수 값인 중계 노드의 안테나 별 전력을 구해서 각 중계 노드로 피드백 하기 때문에 실수 대각 행렬의 형태로 피드백이 이루어지며, 이는 기존의 복소수 꼭 찬 행렬을 피드백 하는 전처리 기법에 비해 실제 시스템에 적합하다고 볼 수 있다.

II. 시스템 모델과 상호정보량

그림 1은 하나의 송신 노드(S)와 하나의 수신 노드

(D) 사이에서 R 개의 중계 노드가 있는 다중 안테나 시스템을 보여준다. 송신 노드와 수신 노드는 각각 N_s , N_d 개의 안테나를 가지고 있으며, 모든 중계 노드는 N_r 개의 안테나를 가지고 있다고 가정한다. 중계 프로토콜은 증폭 후 재전송 프로토콜을 사용하며 2-홉 반이중 (half duplex) 방식으로 동작한다. 송신 노드부터 수신 노드까지의 직접 경로는 경로 손실 등의 이유로 고려되지 않는다. 정보 신호가 전송되기 전에 송신 노드는 채널 추정을 위한 파일럿 신호를 중계 노드들로 전송하며, 각 중계 노드들은 증폭 후 재전송 프로토콜에 따라 수신한 파일럿 신호를 정규화 시킨 뒤, 수신 노드로 재전송한다. 수신 노드에서는 파일럿 신호를 이용하여 채널들을 추정하며, 이를 기반으로 중계 노드 안테나별 최적의 전력을 결정한다. 이렇게 결정 된 최적의 전력은 오류 없이 각각의 중계 노드들로 피드백 된다고 가정한다.

첫 번째 시간 슬롯에서 송신 노드는 P_s 의 전력을 사용하여 중계 노드들로 신호 x 를 전송한다. 송신 노드에서 각 안테나는 같은 전력을 사용한다고 했을 때, 신호 x 는 $N_s \times 1$ 크기의 복소수 벡터로서 공분산 행렬은 $E[xx^H] = \rho I_{N_s}$ 를 갖는다. 여기서 ρ 는 $\rho = P_s/N_s$ 로 정의되며, I_M 은 $M \times M$ 크기의 단위행렬을 의미한다. 증폭 후 재전송 프로토콜에 따라 두 번째 시간 슬롯에서 각각의 중계 노드들은 수신한 신호를 정규화 시킨 뒤, 사전에 피드백 받은 안테나 별 전력을 사용하여 수신 노드로 신호를 재전송 한다. 결과적으로 수신 노드에서의 수신 된 신호 y_d 는 다음과 같이 표현 된다.

$$y_d = GBHx + GBn_r + n_d \quad (1)$$

여기서 $RN_r \times N_s$ 크기의 복소수 행렬 H 는 송신 노드와 중계 노드들 사이의 채널을 의미하며, $N_d \times RN_r$ 크기의 복소수 행렬 G 는 중계 노드들과 수신 노드 사이의 채널을 의미한다. 채널 H 와 G 는 Rayleigh 페이딩 채널로서, 각 채널 성분의 평균 분산은 1로 가정한다. 복소수 행렬 H 와 G 는 각각 $H = [h_{11}, h_{12}, \dots, h_{RN_r}]^T$, $G = [g_{11}, g_{12}, \dots, g_{RN_r}]$ 로 나타낼 수 있는데 복소수 벡터 h_{ki}^T 와 g_{ki} 는 각각 첫 번째 홉과 두 번째 홉의 채널 벡터로서 k 번째 중계 노드의 i 번째 안테나로부터 만들어지는 스트림을 의미한다.(이를 ki 스트림이라 정의한

다.) 복소수 벡터 n_r 과 n_d 는 중계 노드와 수신 노드에 서 더해지는 잡음을 의미하며, 평균은 0, 분산은 1인 가 우시안 잡음을 가정한다. 실수 대각 행렬 B 는 각 중계 노드의 안테나들이 수신한 신호에 곱하게 되는 값을 포함하고 있으며 따라서 $RN_r \times RN_r$ 의 크기를 가지고 있다. 이 때, ki 스트림을 위한 값은 B 행렬의 $R(k-1)+i$ 번째 대각 성분이며, 증폭 후 재전송 프 로토콜에 의해 $[B]_{ki,ki} = \sqrt{p_{r,ki}/c_{ki}}$ 로 표현할 수 있 다. 여기서 c_{ki} 는 ki 스트림을 통해 중계 노드가 수신한 신호의 평균 전력으로서 $c_{ki} = \rho|h_{ki}^T|^2 + 1$ 이며, $p_{r,ki}$ 는 수신단으로부터 결정 된 중계 노드에서 최적의 ki 스트 리姆 전력이다. 함수 $|\cdot|$ 는 행렬과 벡터에 대해 각각 행 렬식(determinant)과 놈(norm)을 나타낸다. 식 (1)의 시 스템의 상호정보량은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I = \frac{1}{2} \log_2 |I_{N_s} + \rho H^H B G^H R_n^{-1} G B H| \quad (2)$$

여기서 R_n 은 식 (1)에서 유효 잡음의 평균 공분산 행 렬로서 $R_n = I_{N_d} + G B^2 G^H$ 로 나타낼 수 있다. 잘 알 려진 역행렬 공식들을 이용하면 식 (2)는 다음과 같이 변형 된다.

$$I = \frac{1}{2} \log_2 |I_{RN_r} + \rho B G^H G B (I_{RN_r} + B G^H G B)^{-1} H H^H| \quad (3)$$

III. 중계 노드 안테나 당 전력 할당 기법

1. 기존 전력 할당 기법

다중 중계 시스템에 대하여 전력을 할당함에 있어서 단 한 최적의 해는 아직까지 밝혀지지 않았다. 그러므로 본 논문에서 비교 대상으로서 최적의 해는 전수 조사 기법 (exhaustive search)을 통해 얻는다. 각 중계 노드 안테나에서 사용할 전력 값들이 $RN_r \times 1$ 크기의 $p_r = [p_{r,11}, p_{r,12}, \dots, p_{r,RN_r}]^T$ 과 같은 벡터로 표현 된 다 하면, 균일한 간격의 J 개의 $p_r^{(j)}, j=1,2,\dots,J$ 로 구 성된 집합 P_r 에서 상호정보량을 최대화 시키는 최적의 벡터 p_r 을 다음과 같이 전수 조사해서 찾을 수 있다.

$$p_r = \operatorname{argmax} I(p_r^{(j)}) \quad (4)$$

만약 집합 P_r 의 크기 J 가 충분히 크다면, 전수 조사 기법은 최적에 가까운 해를 얻을 수 있다. 그렇지만 이 러한 전수 조사 기법은 계산 복잡도가 너무 높기 때문 에 실제 시스템에 적용하기에는 무리가 있다. 즉, 상호 정보량을 구하기 위해서는 행렬식 계산이 필요한 데 일 반적으로 $N \times N$ 행렬의 행렬식을 계산 하는데 있어서 $O(N^3)$ 의 계산 복잡도가 필요하다^[7]. 따라서 중계 노 드 혹은 안테나의 수가 많아질 경우, 전수 조사 기법의 계산 복잡도는 기하급수적으로 증가한다.

2. 제안하는 가중치 대각화 기반의 전력 할당 기법

만약 송신 노드와 수신 노드의 안테나 수가 중계 노 드와 중계 노드의 안테나 수보다 많다면 큰 수의 법칙 에 의해^[8] 식 (3)에서 $H H^H$ 행렬과 $G^H G$ 행렬의 비대 각 성분들을 무시할 수 있다. 그러면 특이값 분해와 같 은 복잡한 기술의 적용 없이 식 (3)의 상호정보량은 다 음과 같이 근사화 된다.

$$I \approx \frac{1}{2} \log_2 \left(\prod_{k=1}^R \prod_{i=1}^{N_r} \left(1 + \frac{\rho p_{r,ki} |h_{ki}^T|^2 |g_{ki}|^2}{c_{ki} + p_{r,ki} |g_{ki}|^2} \right) \right) \quad (5)$$

이는 부록 A를 통해 자세하게 설명할 수 있다. 식 (5) 는 컨케이브(concave) 함수로서 잘 알려진 Karush - Kuhn - Tucker (KKT) 최적화 방법을 통해 최대화 시 켜 수 있다^[6,9]. 그러나 기존의 알고리즘^[6]은 모든 중계 노드가 단일 안테나를 가지고 있다고 가정하며, 송신 노드와 수신 노드의 안테나가 충분히 많지 않아 근사화 오차가 클 경우에 최적화가 제대로 수행 되지 않았다. 따라서 본 논문에서는 기존의 단일 안테나 중계 노드 기반 알고리즘^[6]을 다중 안테나 중계 노드 환경으로 확 장시키며, 안테나 수와 상관없이 근사화 오차로부터 강 인해 질 수 있는 가중치 대각화 기법을 제안한다.

가. 고정 된 가중치 벡터에 대한 KKT 최적화

먼저 모든 중계 노드가 다중 안테나를 가지고 있을 때, 상호정보량을 최대화 시킬 수 있는 전력 할당 기법 을 소개한다. 실제 시스템에 적합하도록 각 중계 노드 의 안테나에서 사용 가능한 전력, 각 중계 노드에서 사 용 가능한 전력, 전체 중계 노드가 사용할 수 있는 전력 은 제한되어 있다고 가정한다. 또 식 (5)에서 사용한 큰 수의 법칙에 의한 근사화 오차를 보상하기 위해서 식

(5)의 각 스트림에 각각 가중치를 둔다. 이 가중치 값들로 구성된 벡터를 $w = [w_{11}, w_{12}, \dots, w_{RN_r}]^T$ 이라고 하며 벡터의 성분 w_{ki} 는 ki 스트림에 적용 되는 가중치 값이다. 만약 가중치 벡터 w 가 고정 되었다고 한다면 식 (5)와 전력 제한 가정을 고려하여 다음과 같은 최적화 문제를 세울 수 있다.

$$\begin{aligned} & \max_{p_{r,ki}} \sum_{k=1}^R \sum_{i=1}^{N_r} \log_2 \left(1 + \frac{\rho w_{ki} p_{r,ki} |h_{ki}^T|^2 |g_{ki}|^2}{c_{ki} + p_{r,ki} |g_{ki}|^2} \right) \\ & s.t. \quad p_{r,ki}^{\min} \leq p_{r,ki} \leq p_{r,ki}^{\max} \\ & \quad \quad p_{r,k}^{\min} \leq p_{r,k} \leq p_{r,k}^{\max} \\ & \quad \quad \sum_{k=1}^R p_{r,k} \leq P_r \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $p_{r,ki}^{\min}$, $p_{r,ki}^{\max}$, $p_{r,k}^{\min}$, $p_{r,k}^{\max}$ 는 각각 안테나 당 최소 전력, 안테나 당 최대 전력, 중계 노드 당 최소 전력, 중계 노드 당 최대 전력이다. $p_{r,k}$ 는 중계 노드 k 에서 사용하는 총 전력으로서 $p_{r,k} = \sum_{i=1}^{N_r} p_{r,ki}$ 라고 할 수 있다. 이 문제는 컨벡스(convex) 최적화 문제이며, KKT 방법을 통해 전역 해를 구할 수 있다. KKT 조건은 다음과 같다^[9].

$$\lambda_{ki}, \mu_{ki}, \eta_k, \theta_k, \kappa \geq 0 \quad (7)$$

$$\frac{\delta f}{\delta p_{r,ki}} - \lambda_{ki} + \mu_{ki} - \eta_k + \theta_k + \kappa = 0 \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{ki}(p_{r,ki}^{\min} - p_{r,ki}) &= \mu_{ki}(p_{r,ki} - p_{r,ki}^{\max}) \\ &= \eta_k(p_{r,k}^{\min} - p_{r,k}) = \theta_k(p_{r,k} - p_{r,k}^{\max}) \\ &= \kappa \left(\sum_{k=1}^R p_{r,k} - P_r \right) = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

위 조건에서 λ_{ki} , $\lambda_{ki}\mu_{ki}$, η_k , θ_k , κ 는 KKT 상수이고, 식 (8)의 편미분 항목은 다음과 같다.

$$\frac{\delta f}{\delta p_{r,ki}} = \frac{-d_{ki}}{a_{ki} p_{r,ki}^2 + b_{ki} p_{r,ki} + c_{ki}} \quad (10)$$

여기서 a_{ki} , b_{ki} , d_{ki} 는 편의상 치환한 값들이며, 각각

$$a_{ki} = |g_{ki}|^4 (\rho w_{ki} |h_{ki}^T|^2 + 1) / c_{ki} \quad (11)$$

$$b_{ki} = |g_{ki}|^2 (\rho w_{ki} |h_{ki}^T|^2 + 2) \quad (12)$$

$$d_{ki} = \rho w_{ki} |h_{ki}^T|^2 |g_{ki}|^2 / \ln 2 \quad (13)$$

을 나타낸다. 일반적으로 이 조건을 만족시키는 닫힌 해를 찾는 것은 매우 어려운 일이기 때문에, 본 논문에서는 2단계로 구성된 전력 할당 알고리즘을 제안한다.

먼저 첫 번째 단계를 수행하기 위해 안테나 전력의 제약 조건은 없다고 가정한다. 이 경우 $\lambda_{ki} = \mu_{ki} = 0$ 이라 볼 수 있으며 식 (10)을 식 (8)에 대입하여 $p_{r,ki}$ 에 대한 이차방정식을 풀면 중계 노드 k 에 할당 되는 전력을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$p_{r,k} = \sum_{i=1}^{N_r} \frac{-1}{2a_{ki}} \left(b_{ki} - \sqrt{b_{ki}^2 - 4a_{ki} \left(c_{ki} + \frac{d_{ki}}{\eta_k - \theta_k - \kappa} \right)} \right) \quad (14)$$

KKT 조건 식 (9)에 의해 $p_{r,k} = p_{r,k}^{\min} = p_{r,k}^{\max}$ 가 성립되지 않는 한 η_k 와 θ_k 가 동시에 0보다 클 수는 없다. 또 만약 $\eta_k = \theta_k = 0$ 이 성립한다면 식 (6)의 전력 제한 조건에 의해서 $p_{r,k}^{\min} \leq p_{r,k} \leq p_{r,k}^{\max}$ 를 만족하는 해가 존재한다고 볼 수 있다. 그런데 만약 고정 된 κ 에 대해서 $p_{r,k}$ 가 $p_{r,k}^{\min}$ 보다 작다면 식 (6)의 제한 조건을 만족시키기 위해서 $p_{r,k}$ 는 해가 될 수 있는 가장 비슷한 값인 $p_{r,k}^{\min}$ 으로 고정 되어야 하며, 이 경우 식 (9)를 만족시키기 위해서 $\eta_k > 0$, $\theta_k = 0$ 이 성립 되어야 한다. 반대로 $p_{r,k}$ 가 $p_{r,k}^{\max}$ 보다 크다면 $p_{r,k}$ 는 $p_{r,k}^{\max}$ 로 고정 되어야 하며, 식 (9)를 만족시키기 위해서 $\eta_k = 0$, $\theta_k > 0$ 이 성립 되어야 한다. 즉, 우리는 $p_{r,k} < p_{r,k}^{\min}$, $p_{r,k} > p_{r,k}^{\max}$ 상황에 대해서는 η_k , θ_k 와 관계없이 최적 해를 구할 수 있으며, $\eta_k = \theta_k = 0$ 경우에 대해서만 고려하면 된다. 따라서 고정 된 κ 에 대해 중계 노드 k 에 할당 되는 전력은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$p_{r,k} = \left[\sum_{i=1}^{N_r} \frac{-1}{2a_{ki}} \left(b_{ki} - \sqrt{b_{ki}^2 - 4a_{ki} \left(c_{ki} - \frac{d_{ki}}{\kappa} \right)} \right) \right]_{p_{r,k}^{\min}}^{p_{r,k}^{\max}} \quad (15)$$

여기서 함수 $[x]_a^b$ 는 $\max(\min(x, b), a)$ 를 상징한다. P_r 의 전력을 모두 사용한다고 가정 할 때, κ 는 간단한 1차원 이분법 알고리즘 (bisection algorithm)을 통해

$\sum_{k=1}^R p_{r,k} = P_r$ 를 만족시키도록 정할 수 있다.

일단 첫 번째 단계에서 각 중계 노드 전력 $p_{r,k}$ 가 결정 되었다면 두 번째 단계에서는 이를 바탕으로 각 안테나별 전력 제약 조건을 고려하여 첫 번째 단계와 유사하게 다음과 같이 안테나 전력을 할당할 수 있다.

$$p_{r,ki} = \left[\frac{-1}{2a_{ki}} \left(b_{ki} - \sqrt{b_{ki}^2 - 4a_{ki} \left(c_{ki} - \frac{d_{ki}}{\kappa_k} \right)} \right) \right]_{p_{r,ki}^{\min}}^{p_{r,ki}^{\max}} \quad (16)$$

마찬가지로 각 중계 노드에서 할당 받은 $p_{r,k}$ 의 전력을 모두 사용한다고 가정 할 때, κ_k 는 1차원 이분법 알고리즘을 통해 $\sum_{i=1}^{N_r} p_{r,ki} = p_{r,k}$ 를 만족시키는 값으로 정할 수 있다.

나. 저 복잡도 가중치 벡터

일반적으로 식 (3)에서 행렬 HH^H 과 $G^H G$ 의 비대각 성분과 행렬식의 관계를 설명하는 것은 어렵기 때문에, 최적의 가중치 벡터 w 를 특정 계산을 통해 구하는 것은 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 전수 조사를 통해 최적에 가까운 가중치 벡터를 찾는다. 즉, 가중치 벡터 구성성분의 합이 1이라고 할 때, 균일한 간격의 J 개 $w^{(j)}$ 로 구성 된 집합 W 에서 상호정보량을 최대화시키는 최적의 벡터 w 를 다음과 같이 찾을 수 있다.

$$w = \operatorname{argmax} I(w^{(j)}) \quad (17)$$

이렇게 찾은 가중치 벡터를 각 스트림에 적용 시키면 대각화 과정에서 발생하는 오차를 보상할 수 있고 이를 앞에서 제안한 전력 할당 방법과 결합시키면 성능을 향상시킬 수 있다. 일반적으로 1차원 이분법 알고리즘의 계산 복잡도는 행렬식의 계산 복잡도보다 낮음이 알려져 있다^[6~7]. 따라서 전수조사 알고리즘을 적용하는데 있어서 행렬식 계산의 횟수를 줄이면서 제안한 전력 할당 알고리즘을 적용한다면 낮은 계산 복잡도를 이용하여 높은 성능을 이끌어 낼 수 있다.

마지막으로 근사화 된 가중치 대각화 기법을 소개한다. 만약 W 의 크기 J 가 작다면, 원소 $w^{(j)}$ 간 거리는 커질 것이고 따라서 느슨한 전수 조사가 이루어지게 되면서 최적의 가중치 벡터를 찾을 확률은 낮아지게 된다. 그런데 만약 가중치 값을 각 스트림 단위가 아닌 중계 노드 단위로 적용할 수 있다면 가중치 벡터 w 의 크

기는 $RN_r \times 1$ 에서 $R \times 1$ 로 줄어든다. 이 경우, 같은 J 에 대해서 원소 $w^{(j)}$ 간 거리는 짧아질 것이고 따라서 밀도 있는 전수 조사가 가능해진다. 본 논문에서는 산술 평균 근사화를 사용하며 이 때, 중계 노드 k 의 전력은 다음과 같다.

$$p_{r,k} = \left[\frac{-1}{2a_k} \left(b_k - \sqrt{b_k^2 - 4a_k \left(c_k - \frac{d_k}{\kappa} \right)} \right) \right]_{p_{r,k}^{\min}}^{p_{r,k}^{\max}} \quad (18)$$

여기서 a_k, b_k, c_k, d_k 는 각 중계 노드에서 채널 벡터 노름 값들의 산술 평균값인 $|h_k^T|^2 = \sum_{i=1}^{N_r} |h_{ki}|^2 / N_r$, $|g_k|^2 = \sum_{i=1}^{N_r} |g_{ki}|^2 / N_r$ 과 중계 노드 단위의 가중치 벡터 $\bar{w} = [w_1, w_2, \dots, w_R]$ 에 의해서 계산된다. 이렇게 할당 된 각 중계 노드별 전력 아래에서 각 안테나별 전력이 식 (16)에 의해 결정 된다.

IV. 실험

본 논문에서 제안한 알고리즘을 평가하기 위해 모의 실험을 진행하였다. 편의상 전 실험에 걸쳐서 송신 노드와 수신 노드는 동일한 수의 안테나를 가지고 있다고 가정하고 ($N_s = N_d$) 중계 노드의 안테나 수는 2로 고정하였다. ($N_r = 2$) 또 중계 노드 전체의 전력은 $P_r = 0dB$ 로 가정 하였으며, 각 중계 노드 당 전력 제한은 $p_{r,k}^{\max} = -2dB$, 중계 노드에서 각 안테나의 전력

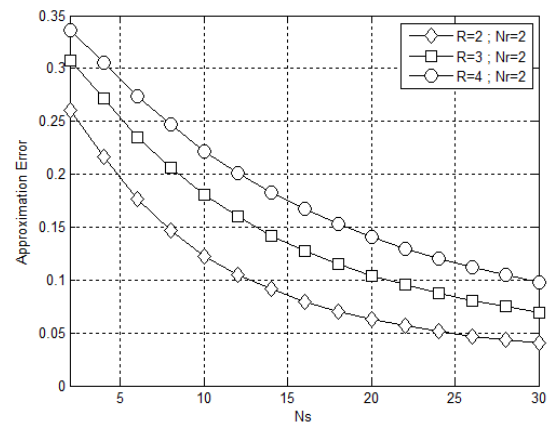


그림 2. 송신 노드 전력이 10dB일 때, 송신 안테나 수에 따른 근사화 오차

Fig. 2. Approximation error as a function of the number of source antennas N_s when $P_s = 10dB$.

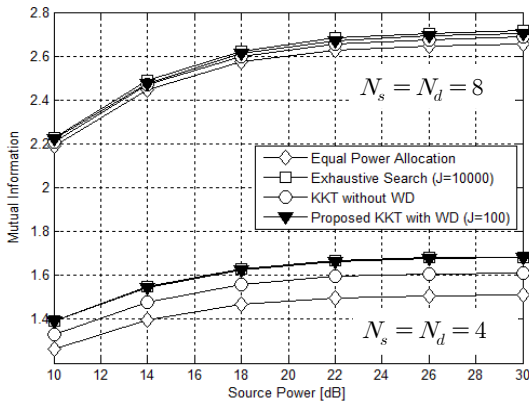


그림 3. 송신 노드 전력에 따른 상호정보량
Fig. 3. Mutual information as a function of the source power P_s .

제한은 $p_{r,ki}^{\max} = -4\text{dB}$ 라고 가정하였다. 먼저 그림 2는 큰 수의 법칙에 의한 대각화가 송, 수신 노드의 안테나와 중계 노드의 수에 따라 어느 정도 오차를 발생시키는지 보여준다. 각 스트림 당 동일하게 전력을 할당 하였으며 (Equal power allocation, $p_{r,ki} = P_r/RN_r$) 송신 노드의 전력은 $P_s = 10\text{dB}$ 로 고정하였다. 그래프의 y축인 근사화 오차 (approximation error)는 근사화를 통해 구한 상호정보량과 실제 상호정보량에 대한 상대 오차를 나타낸다. 큰 수의 법칙에 의한 근사화인 만큼 송, 수신 안테나의 수가 많을수록, 중계 노드의 수가 적을수록 근사화 오차는 작아진다. 우리는 이 실험 결과를 통해서 송, 수신 안테나가 중계 노드에서 만들어지는 스트림의 수(RN_r) 보다 충분히 크다면 정교한 근사화가 가능하다는 사실을 확인할 수 있다.

그림 3은 송신 노드의 전력 P_s 에 따른 제안하는 전력 할당 기법의 상호정보량을 나타낸다. 스트림 당 동일하게 전력을 할당한 시스템과 전수 조사 기법의 성능을 함께 비교하였다. 전수 조사를 위한 집합의 크기는 $J = 10^4$ 으로 고정하였다. 만약 송, 수신단의 안테나 수가 중계 노드에서 만들어지는 스트림의 수보다 충분히 크다면 ($N_s = N_d = 8$) KKT 최적화에 의한 전력 할당 기법만으로도 최적 성능이라고 할 수 있는 전수 조사 기법에 근접한다. 그렇지만 만약 송, 수신 안테나의 수가 부족하다면 ($N_s = N_d = 4$) 근사화 오차에 의해서 제안하는 전력 할당 기법은 최적 기법과 성능 차이가 있다. 하지만 이렇게 송, 수신단의 안테나 수가 충분하

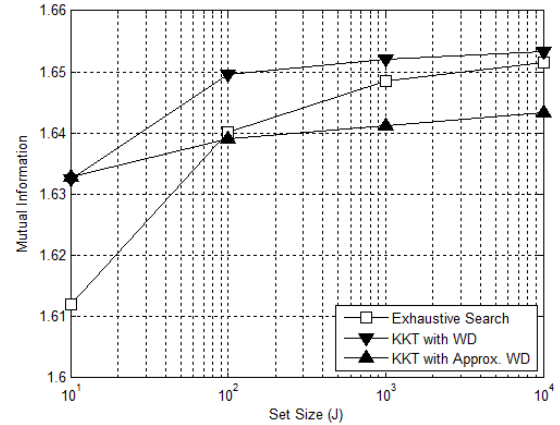


그림 4. 송신 노드 전력이 20dB일 때, 전수조사 집합 크기에 따른 상호정보량
Fig. 4. Mutual information as a function of the set size J when $P_s = 20\text{dB}$.

지 않을 경우에도 제안하는 가중치 대각화 기법을 적용한다면 작은 집합의 크기를 가지고도 ($J = 10^2$) 더 많은 조사를 필요로 하는 최적 성능을 이끌어 낼 수 있음을 확인할 수 있다.

마지막으로 그림 4에서는 제안하는 기법들의 상호정보량 성능을 전수 조사를 위한 집합의 크기 J 에 따라 나타내었다. 송, 수신 안테나 수는 $N_s = N_d = 4$, 그리고 송신 노드에서의 전력은 $P_s = 20\text{dB}$ 으로 가정하였다. 제안하는 가중치 대각화 기반의 KKT 최적화에 의한 전력 할당은 동일한 전수 조사 집합 크기에 대해서 기존의 단순 전수 조사 기법보다 높은 성능을 보여준다. 따라서 제안하는 기법은 동일한 계산 복잡도에 대해서 기존 기법보다 우수한 성능을 보여준다고 하겠다. 마지막으로 만약 전수 조사 집합의 크기가 매우 작은 값으로 제한된다면, 근사화 된 가중치 근사화 기반의 기법이 이점을 갖는다는 것을 확인할 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 증폭 후 재전송 프로토콜을 사용하는 다중 안테나 다중 중계 시스템을 위한 저 복잡도 전력 할당 기법을 제안하였다. 기존의 특이값 분해와 같은 복잡한 수학적 방법 없이 유효 채널을 낮은 오차로 대각화 시키는 가중치 대각화 기법은 KKT 최적화 기법과 결합하여 낮은 계산 복잡도를 보이면서 안테나 수와 상관없이 최적의 성능에 접근할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] H. Bolcskei, R. U. Nabar, O. Oyman, and A. J. Paulraj, "Capacity scaling laws in MIMO relay networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 5, no. 6, pp. 1433-1444, June 2006.
- [2] Y. Fan, J. Thompson, "MIMO configurations for relay channels: theory and practice," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, no. 4, pp. 1774-1786, May 2007.
- [3] X. Tang, and Y. Hua, "Optimal design of non-regenerative MIMO wireless relays," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 6, no. 4, pp. 1398-1407, April 2007.
- [4] 유병욱, 이규하, 이충용, "증폭 후 재전송 MIMO 중계 시스템을 위한 선형 전처리 기법," *전자공학 회논문지*, 제47권 TC편, 제3호, 16-21쪽, 2010년 3 월.
- [5] Y. Fu, L. Yang, and W. Zhu, "A nearly optimal amplify-and-forward relaying scheme for two-hop MIMO multi-relay networks," *IEEE Commun. Letter*, Vol. 14, no. 3, pp. 229-231, May 2010.
- [6] Y. Bae and J. Lee, "Power allocation for MIMO systems with multiple non-regenerative single-antenna relays," in *Proc. IEEE 71st Vehicular Technology Conference Spring*, Taipei, Taiwan, pp. 1-5, May 2010.
- [7] E. Kaltofen and G. Villard, "On the complexity of computing determinants," *Comput. Complexity*, Vol. 13, pp. 91-130, 2004.
- [8] A. Leon-Garcia, *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*, 2nd Ed. Addison-Wesley Publishing, p. 275, 2004.
- [9] E. K. P. Chong and S. H. Zak, *An Introduction to Optimization*, 2nd Ed. New York: Wiley, p.398, 2001.

A. 부 록

식 (3)에서 HH^H 는 다음과 같이 표현 된다.

$$HH^H = \begin{pmatrix} |h_{11}|^2 & h_{11}^T h_{12} & \cdots & h_{11}^T h_{RN_r} \\ h_{12}^T h_{11} & |h_{12}|^2 & \cdots & h_{12}^T h_{RN_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{RN_r}^T h_{11} & h_{RN_r}^T h_{12} & \cdots & |h_{RN_r}^T|^2 \end{pmatrix} \quad (20)$$

식 (20)의 행렬에서 비대각 성분의 평균값은 채널 벡터

상호간의 독립성에 의해 0이다. 반면에 행렬의 대각 성분은 각 채널 벡터의 놈 (norm)으로서 항상 0 이상의 값을 갖는다. 만약 송신 노드의 안테나 수가 중계 노드와 중계 노드 안테나 수의 곱보다 크다면 (e.g. $RN_r < N_s$) 큰 수의 법칙에 의해 비대각 성분의 값은 0에 가까워질 것이고, 반대로 대각 성분의 값은 증가한다. 따라서, 식 (20)은 다음과 같이 근사적으로 대각화할 수 있다.

$$HH^H \approx \begin{pmatrix} |h_{11}|^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & |h_{12}|^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & |h_{RN_r}^T|^2 \end{pmatrix} \quad (21)$$

같은 원리에 의해 만약 수신 노드의 안테나 수가 중계 노드와 중계 노드 안테나 수의 곱보다 크다면 (e.g. $RN_r < N_d$), 식 (3)의 $G^H G$ 는 다음과 같이 근사적으로 대각화 된다.

$$G^H G \approx \begin{pmatrix} |g_{11}|^2 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & |g_{12}|^2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & |g_{RN_r}^T|^2 \end{pmatrix} \quad (22)$$

식 (21)과 식 (22)를 이용하면 식 (3)은 식 (5)로 근사화된다.

— 저 자 소 개 —



이 범 수(학생회원)
2008년 연세대학교 전기전자
공학과 학사 졸업.
2008년~현재 연세대학교 전기
전자공학과 석박사통합
과정.

<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 멀티홉 시스템>



이 충 용(정회원)-교신저자
1987년 연세대학교 전자공학과
학사 졸업.
1989년 연세대학교 전자공학과
석사 졸업.
1995년 Georgia Tech.
전자공학과 박사 졸업.

1996년~1997년 삼성전자 선임연구원
1997년~현재 연세대학교 전기전자공학부 교수.
<주관심분야 : 통신 신호처리, MIMO, 협력통신
시스템>