

다중 안테나 공간 다중화 릴레이 시스템을 위한 근사 최소 비트 오류 전력 할당 방법

정회원 황 규 호*, 종신회원 최 수 용*

Approximate Minimum BER Power Allocation of MIMO Spatial Multiplexing Relay Systems

Kyuhoo Hwang* *Regular Member*, Sooyong Choi* *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 모든 노드가 다중 안테나를 갖는 다중 안테나 (MIMO, multiple-input and multiple-output) 공간 다중화 (SM, spatial multiplexing) 릴레이 시스템을 비트 오류 (BER, bit error rate) 관점에서 연구한다. 제한된 전력 자원을 효율적으로 이용하기 위해서는 각 노드와 안테나에서 최적화된 전력 할당 전략이 필요하다. 본 논문은 이런 관점에서 다중 안테나 공간 다중화 릴레이 시스템을 위한 비트 오류 최소화에 기반을 둔 전력 할당 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 평균 비트 오류율을 직접 최소화하여 얻어지며, 노드 간 (inter-node) 전력 할당 알고리즘과 안테나 간 (inter-antenna) 전력 할당 알고리즘으로 구성된다. 비트 오류 성능에 있어서, 기존의 균등 전력 할당 (EPA, equal power allocation) 알고리즘보다 추가적인 전력 소비 없이도 월등한 성능을 보인다.

Key Words : MIMO, Relay, Minimum BER, Power Allocation, Spatial Multiplexing

ABSTRACT

In this paper, a multiple-input and multiple-output (MIMO) spatial multiplexing (SM) relay system is studied in a bit error rate (BER) sense, where every node is deployed with multiple antennas. In order to efficiently use the limited power resource, it is essential to optimally allocate the power to nodes and antennas. In this context, the power allocation (PA) algorithm based on minimum BER (MBER) for a MIMO SM relay system is proposed, which is derived by direct minimization of the average BER, and divided into inter-node and inter-antenna PA algorithm. The proposed scheme outperforms the conventional equal power allocation (EPA) algorithm without extra power consumption.

I. 서 론

시간과 주파수와 같은 기존 자원의 제약에서 벗어나 다중 안테나를 통한 공간 자원의 활용은 무선 통신 분야에서 광범위한 주목을 받고 있다. 특히 무선 채널이 페이딩 성질을 갖고, 사용자가 동일 채널 간섭 (co-channel interference)을 겪을 때, point-to-

point 링크 양쪽 종단에 다중 안테나 (MIMO, multiple-input and multiple-output)를 적용함으로써 주파수 효율^[1-3]과 링크 신뢰도 (또는 다이버시티 차수)^[4,5]를 크게 향상시킬 수 있다. 이와 더불어 공간 다중화 (SM, spatial multiplexing)^[6,7], 시공간 부호화 (space-time code)^[8,9] 그리고 배열 이득 (array gain)^[7] 등을 통한 커버리지 확대의 효과도 얻을 수

* 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2010-0006100)

* 연세대학교 전기전자공학과 (khhwang@yonsei.ac.kr, csyong@yonsei.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-10-467, 접수일자 : 2010년 10월 4일, 최종논문접수일자 : 2011년 3월 28일

있다¹⁰⁾.

Point-to-point 링크의 관점에서 벗어나 다중 노드 구조를 고려할 때, 새로운 이득을 얻을 수 있는 기회가 열리게 된다¹⁰⁾. 특히 릴레이 (relay) 노드를 이용해 협력 통신 시스템을 구축함으로써 가상 배열 안테나 (virtual antenna array)를 통한 협력 다이버시티를 얻을 수 있다¹⁰⁾. 일반적으로 이러한 협력 통신 시스템의 가용 송신 전력은 송신국 (source)과 릴레이 노드에 균등하게 할당된다고 가정한다. 특히 다중 안테나 협력 통신 시스템의 경우, 모든 송신 안테나에 할당되는 파워 또한 균등하게 할당된다고 가정한다. 하지만 제한된 전력 자원 안에서 시스템의 전체 잠재력을 모두 활용하기 위해서는 최적 전력 할당이 필요하다. 따라서 최근에 릴레이 시스템의 전력 할당에 관한 많은 수의 논문들이 발표되었다. 하지만, 이 논문들은 채널 용량¹¹⁻¹⁴⁾, 오수신 확률 (outage probability)¹⁵⁻²¹⁾, 신호 대 잡음비 (SNR, signal-to-noise ratio)²²⁻²³⁾의 최적화에 국한되어 있다. 최근 MIMO 릴레이 시스템을 고려한 논문들이 발표되었지만, 이 논문들의 범주는 채널 용량 분석으로 한정되어 있다^{10,24)}. 하지만 변조 차수가 제한된 시스템에서는 채널 용량이 아닌 비트 오류 (BER, bit error rate)이 궁극적인 성능 기준이 되어야 한다.

본 논문에서는 송신국 (source), 수신국 (destination) 그리고 증폭 후 전달 (AF, amplify-and-forward) 릴레이 등 모든 노드가 다중 안테나를 통한 공간 다중화 방법으로 동작하는 시스템을 가정한다. 또한 릴레이 노드는 전이중 (FD, full duplex) 방법으로 동작한다고 가정한다. 따라서 전체 통신은 하나의 시간 슬롯 동안 모두 이뤄진다. 그리고 송신국과 릴레이 두 노드에서 소비되는 전체 전력은 릴레이가 없는 MIMO (non-relay MIMO) 시스템과 같도록 제한한다. 마지막으로 송신국과 수신국 노드에는 full CSI (channel state information)가 제공되며, 릴레이 노드에는 노드 간 전력 할당 지수만이 제공된다고 가정한다.

이러한 구조를 바탕으로 본 논문은 MIMO SM 릴레이 시스템의 최소 비트 오류 (MBER, minimum BER) 전력 할당 (MBPA, MBER power allocation) 알고리즘을 제안한다. 이를 위해 우선 고려된 MIMO SM 릴레이 시스템의 평균 BER 공식을 간략화 및 근사화하여 수렴하고, 얻어진 평균 BER 공식을 전력 할당 지수에 대해 직접 최소화함으로써 최소 비트 오류 전력 할당 알고리즘을 구현한다²⁵⁾. 이와

더불어, 모의실험을 통해 제안된 MBPA 알고리즘이 기존의 균등 전력 할당 (EPA, equal power allocation) 알고리즘보다 성능이 우수함을 보인다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 MIMO SM 릴레이 시스템 모델을 정의한다. 3장에서는 고려된 시스템의 평균 BER 공식을 유도하고, 이를 이용해 근사 최소 비트 오류 전력 할당 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 제안된 알고리즘의 성능을 실험 결과를 통해 보이고, 5장의 결론으로 끝을 맺는다.

II. 시스템과 채널 모델

본 논문에서는 그림 1에 보여진 한 쌍의 송신국 (S)/수신국 (D) 노드와 한 개의 릴레이 (R) 노드 등 모두 세 개의 노드로 이뤄진 시스템을 고려한다. 릴레이 노드의 위치는 송신국과 수신국의 시선 (line of sight) 상에 존재한다고 가정한다. S, D 그리고 R 노드 각각은 N_s , N_d 그리고 N_r 개의 안테나를 가지며, $N_d \geq N_r \geq N_s$ 의 조건을 만족한다. S와 R의 송신 안테나는 SM 방법으로 동작하며, D는 수신 신호를 zero-forcing (ZF) 등화기를 이용하여 송신 신호를 추정한다. 전체 시스템의 평균 송신 전력은 non-relay MIMO 시스템과 같은 양의 전력을 소비하도록 제한된다.

릴레이 노드는 증폭 후 전달 방식과 전이중 방식으로 동작한다. 즉, S에서 정보 신호는 R과 D로 동시에 방사되고, R은 이 신호를 수신함과 동시에 정해진 배율로 증폭하여 D로 전달한다. 이러한 전이중 특성으로 인해 두 개의 흡에 걸친 전체 데이터 전송 과정은 하나의 시간 슬롯만으로 필요로 하며, 따라서 D는 S와 R로부터의 신호를 동시에 수신하여 검파에 이용한다고 가정한다.

시스템의 각 채널은 저속/주파수 비선택적 블록 페이딩 모델을 가정한다. S-R와 R-D, 그리고 S-D 링크의 채널 행렬을 각각 \mathbf{H} , \mathbf{G} 그리고 \mathbf{Z} 로 표시하며, 다음과 같이 두 개의 요소로 구성된다.

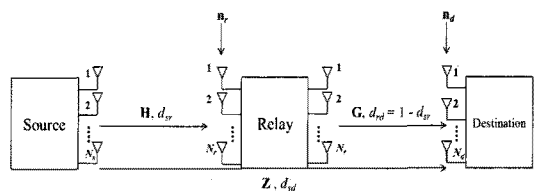


그림 1. 세 개의 노드로 이뤄진 MIMO 릴레이 시스템

$$\mathbf{H} = \sqrt{d_{sr}^{-\alpha}} \tilde{\mathbf{H}}, \mathbf{G} = \sqrt{d_{rd}^{-\alpha}} \tilde{\mathbf{G}}, \mathbf{Z} = \sqrt{d_{sd}^{-\alpha}} \tilde{\mathbf{Z}} \quad (1)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{H}}$ 와 $\tilde{\mathbf{G}}$ 그리고 $\tilde{\mathbf{Z}}$ 의 모든 원소들은 평균이 0이고 분산이 1인 i.i.d (independent and identically distributed) 복소 가우시안 랜덤 변수 (complex Gaussian random variable)이다. 경로 감쇄 (path loss) 성분에 있어서 d_{sr} , d_{rd} 그리고 d_{sd} 는 S-R, R-D 그리고 S-D 링크의 거리로, 각각은 S-D 링크의 거리로 정규화하여 나타낸다. 즉 $d_{sd} = 1$ 이 되고, $d_{rd} = 1 - d_{sr}$ 와 같이 다시 표현될 수 있다. 상수 k 는 경로 감쇄 지수로써, 본 논문에서는 $k = 4$ 로 설정한다.

S-R 링크에 있어서 R에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\mathbf{r}_r = \sqrt{\alpha} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n}_r \quad (2)$$

여기서 \mathbf{s} 는 S에서 송신되는 $N_s \times 1$ 차원의 정보 신호 벡터로써, \mathbf{s} 의 각 원소는 단위 심볼 전력을 가진다고 가정한다. 따라서 $\mathbf{E}[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = E_s \mathbf{I}_{N_s}$ 이고, $E_s = 1$ 이다. 그리고 \mathbf{n}_r 은 $N_r \times 1$ 차원의 부가 백색 가우시안 잡음 (AWGN, additive white Gaussian noise) 벡터로써, $\mathbf{E}[\mathbf{n}_r \mathbf{n}_r^H] = N_0 \mathbf{I}_{N_r}$ 의 공분산 행렬을 갖는다. α ($0 < \alpha \leq 1$)는 S와 R 사이의 노드 간 전력 할당 지수로써 전체 전력 중 송신국 노드 S에 할당되는 전력의 비율을 의미한다. 따라서 전체 전력 중 $(1 - \alpha)$ 의 비율은 릴레이 노드에 할당되게 된다. 전이중 AF 릴레이가 적용되었기 때문에, R은 수신 신호 \mathbf{r}_r 을 β 배 만큼 증폭하는 동시에 이를 D에 송신한다. 여기서 R에서의 총 송신 전력을 non-relay MIMO 시스템과 동일하게 유지하기 위해서는 릴레이 노드에서 소비되는 전력이 $(1 - \alpha)N_s$ 로 제한되어야 한다. 이를 만족하기 위해서 증폭 지수 β 는 다음과 같은 값을 가져야 한다.

$$\beta = \sqrt{\frac{(1-\alpha)N_s}{\alpha \|\mathbf{H}\|_F^2 + N_r N_0}} \quad (3)$$

최종적으로 D에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_d &= \mathbf{G} \beta \sqrt{\alpha} \mathbf{H} \mathbf{s} + \sqrt{\alpha} \mathbf{Z} \mathbf{s} + \mathbf{G} \beta \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \\ &= \mathbf{W} \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}_d \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 \mathbf{n}_d 는 $N_d \times 1$ 차원의 AWGN 벡터로써 $\mathbf{E}[\mathbf{n}_d \mathbf{n}_d^H] = N_0 \mathbf{I}_{N_d}$ 의 공분산 행렬을 갖는다. 통합된 시스템 관점에서 유효 채널과 유효 잡음은 각각 $\mathbf{W} = \mathbf{G} \beta \sqrt{\alpha} \mathbf{H} + \sqrt{\alpha} \mathbf{Z}$ 와 $\tilde{\mathbf{n}}_d = \mathbf{G} \beta \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d$ 로 정의할 수 있다. 여기서 유효 잡음 $\tilde{\mathbf{n}}_d$ 는 공분산 행렬 $\mathbf{E}[\tilde{\mathbf{n}}_d \tilde{\mathbf{n}}_d^H] = (\|\mathbf{G}\|_F^2 \beta^2 / N_r + 1) N_0 \mathbf{I}_{N_d} = A^{-1} N_0 \mathbf{I}_{N_d}$ 를 갖는 $N_d \times 1$ 차원의 AWGN 벡터이고, $A = (\|\mathbf{G}\|_F^2 \beta^2 / N_r + 1)^{-1}$ 이다.

송신 안테나 간 전력 할당이 적용되면, R과 D에서의 수신 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_r &= \sqrt{\alpha} \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{n}_r \\ \mathbf{r}_d &= \mathbf{G} \beta \sqrt{\alpha} \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{s} + \sqrt{\alpha} \mathbf{Z} \mathbf{P} \mathbf{s} + \mathbf{G} \beta \mathbf{n}_r + \mathbf{n}_d \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{P} = \text{diag}\{p_1, \dots, p_{N_s}\}$ 는 안테나 간 전력 할당 행렬로써, 각 원소 p_k^2 은 k 번째 스트림에 할당되는 전력을 나타낸다. 여기서 전체 전력 소모량 제한에 따른 전력 할당 행렬 \mathbf{P} 의 구축 조건은 다음과 같다.

$$\text{tr}(\mathbf{P}\mathbf{P}^T) = \sum_{k=1}^{N_s} p_k^2 = N_s \quad (6)$$

III. 평균 BER 유도

수신국 D에서 ZF 등화를 적용하면, $\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}^\dagger \mathbf{r}_d$ 의 추정된 신호 벡터를 얻는다. 여기서 $(\cdot)^\dagger$ 는 Moore-Penrose 의사 역행렬 (pseudo inverse)을 나타낸다. 이러한 송수신 구조에서 S의 k 번째 안테나에서의 최종 결정단 (decision-point) SNR은 다음과 같다^[25].

$$\gamma_k^2 = A \gamma_s p_k^2 [(\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1}]_{k,k}^{-1} = A \gamma_s w_k^2 p_k^2, \quad 1 \leq k \leq N_s \quad (7)$$

여기서 $\gamma_s = E_s / N_0$ 는 입력 SNR이며, $w_k^2 = [(\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1}]_{k,k}^{-1}$ 는 k 번째 스트림의 전력 이득이다. 고려된 MIMO SM 릴레이 시스템의 평균 BER은 식 (7)로부터 다음과 같이 계산될 수 있다^[25].

$$\bar{P}_e(\alpha, \{p_k^2\}) = \frac{1}{N_s} \sum_{k=1}^{N_s} Q(\sqrt{2A\gamma_s w_k^2 p_k^2}) \quad (8)$$

여기서 $Q(x) = (1/2\pi) \int_x^\infty \exp(-x^2/2) dx$ 이다.

평균 BER 최소화 문제에 대한 $\{\alpha, \{p_k^2\}\}$ 의 closed-form 해집합을 구하기 위해서는 근사화를 통해 식 (8)을 재정의 해야 한다. 참고 문헌 [26]에서는 $M \geq 4$ 인 square M-QAM (quadrature amplitude modulation) 변조 신호에 대해 SNR이 $0 \leq \gamma_s \leq 30$ dB의 범위에 있을 경우에 대해 BER이 $B_b(\gamma_s) \approx (1/5) \exp(-c \cdot \gamma_s)$ 와 같이 근사화 될 수 있음을 보였다. 여기서 c 는 성상도 형태에 의해 결정되는 상수로서 $c = 1.5/(M-1)$ 의 값을 갖는다^[26]. 참고 문헌 [27]에서는 위 BER 근사화를 rectangular M-QAM 변조 신호까지로 확장하였다. 구체적으로 보면, rectangular QAM 변조 신호가 두 개의 독립적인 in-phase PAM (pulse amplitude modulation) 신호와 quadrature PAM 신호로 구성되며, 각각이 $\sqrt{2M}$ 와 $\sqrt{M/2}$ 의 크기를 갖는다고 볼 수 있다. 이러한 구조에서 상수 c 는 rectangular M-QAM 변조 신호에 대해 $c = 6/(5M-4)$ 의 값을 가진다^[27]. 본 논문에서는 BPSK (binary phase shift keying)가 사용된다고 가정하였으며, 이 경우에 $c = 1$ 이 되어 식 (8)은 다음과 같이 근사화 될 수 있다.

$$\bar{P}_e(\alpha, \{p_k^2\}) = \frac{1}{5N_s} \sum_{k=1}^{N_s} \exp(-A\gamma_s w_k^2 p_k^2) \quad (9)$$

IV. MBER PA를 위한 문제 기술

송신국 S에서 full CSI를 가진다고 가정할 때, 최적의 노드간 전력 할당 지수 α_{opt} 와 최적의 안테나간 전력 할당 행렬 \mathbf{P}_{opt} 는 식 (9)를 두 전력 할당 요소에 대해서 직접 최소화함으로써 얻어진다. 여기서 각 요소는 $0 < \alpha \leq 1$ 와 $\sum_{k=1}^{N_s} p_k^2 = N_s$ 의 구속 조건을 만족해야 한다.

4.1 노드 간 전력 할당 (Inter-node PA)

$w_k^2 = [(\mathbf{W}^H \mathbf{W})^{-1}]_{k,k}^{-1}$ 의 큰 비선형성 때문에 α 에 따른 식 (9)의 정확한 미분식을 얻는 것은 매우 복잡하다. 미분 과정의 단순화를 위해서는 유효 채널

을 $\mathbf{W} = \mathbf{G}\beta\sqrt{\alpha}\mathbf{H}$ 또는 $\mathbf{W} = \sqrt{\alpha}\mathbf{Z}$ 로 근사화하는 과정이 필요하다. 그리고 이렇게 얻어진 두 가지 전력 할당 전략 중 더 큰 최종 결정단 SNR 값을 나타내는 전략을 최종적으로 선택한다. 제안된 전력 할당 알고리즘은 위에서 설명하였듯이 S-R-D 링크와 S-D 링크 중 하나만 고려하는 단순한 근사화이긴 하지만, 다음 장에 제공된 모의실험 결과는 제안된 알고리즘이 적절하게 동작함을 보여준다.

첫 번째로 $\mathbf{W} = \mathbf{G}\beta\sqrt{\alpha}\mathbf{H}$ 일 때, 식 (9)의 최소화를 위한 미분식 $\partial \bar{P}_e(\alpha, \{p_k^2\}) / \partial \alpha = 0$ 는 다음과 같이 전개된다.

$$\begin{aligned} \alpha^2 (\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s N_d - \|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2) \\ + \alpha (-2\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d - 2N_s N_s N_d^2 N_d) \\ + (\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d + N_s N_s N_d^2 N_d) = 0. \end{aligned} \quad (10)$$

α 에 관한 이차 방정식 (10)은 판별식이 항상 0보다 크기 때문에 항상 두 개의 실근을 가지며, 이는 다음과 같이 표현된다.

$$\alpha = \frac{\sqrt{\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d + N_s N_s N_d^2 N_d} \times \{\sqrt{\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d + N_s N_s N_d^2 N_d} \pm \sqrt{\|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2 + N_s N_s N_d^2 N_d}\}}{\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d - \|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2} \quad (11)$$

여기서 (11)의 분모를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d - \|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2 = \\ \{\sqrt{\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d + N_s N_s N_d^2 N_d} + \sqrt{\|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2 + N_s N_s N_d^2 N_d}\} \times \\ \{\sqrt{\|\mathbf{G}\|_F^2 N_s^2 N_d + N_s N_s N_d^2 N_d} - \sqrt{\|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2 + N_s N_s N_d^2 N_d}\} \end{aligned} \quad (12)$$

$\sqrt{\|\mathbf{H}\|_F^2 N_s N_d^2 + N_s N_s N_d^2 N_d}$ 는 항상 0보다 크므로 (11)의 분자는 항상 분모와 같은 부호를 가지며, 분모보다 작은 절대값을 갖게 된다. 따라서 이차 방정식 (10)의 두 실근 중 작은 근은 항상 0과 1사이의 값을 가지게 되고, 이 값이 노드 간 전력 할당 지수 α_1^{opt} 로 선택된다.

두 번째는 $\mathbf{W} = \sqrt{\alpha}\mathbf{Z}$ 일 때로, 이는 릴레이를 사용하지 않는 경우이다. 따라서 모든 전력이 S에 할당되기 때문에 $\alpha_{opt} = 1$ 가 된다. 마지막으로 각각의 가정을 통해 구해진 노드 간 전력 할당 지수를 대입하여 최종 결정단 SNR의 값을 구하여 비교한 뒤,

더 큰 값을 갖는 것을 최적의 노드 간 전력 할당 지수로 선택한다. 위 과정은 다음의 식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{cases} \alpha_{\text{opt}} = \alpha_{\text{I}}^{\text{opt}}, \beta_{\text{I}} = \sqrt{\frac{(1-\alpha_{\text{I}}^{\text{opt}})N_s}{\alpha_{\text{I}}^{\text{opt}}\|\mathbf{H}_{\text{I}}\|_F^2 + N_s N_s}}, & \text{if } \sum_{k=1}^{N_s} \gamma_{\text{I},k}^2 > \sum_{k=1}^{N_s} \gamma_{\text{II},k}^2, \\ \alpha_{\text{opt}} = \alpha_{\text{II}}^{\text{opt}} = 1, \beta_{\text{II}} = 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (13)$$

여기서 $\gamma_{\text{I},k}^2$ 와 $\gamma_{\text{II},k}^2$ 는 각각 $\{\alpha_{\text{I}}^{\text{opt}}, \beta_{\text{I}}\}$ 와 $\{\alpha_{\text{II}}^{\text{opt}}, \beta_{\text{II}}\}$ 을 대입했을 때 얻어지는 k 번째 스트림의 최종 결정단 SNR이다.

4.2 안테나 간 전력 할당 (Inter-antenna PA)

노드간 전력 할당 과정을 통해 구해진 α_{opt} 를 식 (9)에 대입한 뒤, p_k^2 에 따라 최소화함으로써 안테나간 전력 할당 행렬 \mathbf{P}_{opt} 를 계산할 수 있다. 이와 같은 최적화 과정은 $\partial \bar{P}_e(\alpha, \{p_k^2\}) / \partial p_k^2 + \lambda = 0$ 와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 λ 는 구속 조건 $\sum_{k=1}^{N_s} p_k^2 = N_s$ 에 대한 Lagrange multiplier이다. 이 편미분식은 $(1/5N_s)\exp(-A\gamma_s w_k^2 p_k^2)(-\gamma_s A w_k^2) + \lambda = 0$ 와 같이 전개되며, 이를 풀면 다음과 같은 최적의 전력 할당 행렬을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{P}_{\text{opt}} = \text{diag}\{p_k^2 = A^{-1}\gamma_s^{-1}w_k^{-2}(\ln w_k^2 + \nu), 1 \leq k \leq N_s\} \quad (14)$$

여기서 $(x)_+ = \max\{0, x\}$ 이며, ν 는 전력 구속 조건을 만족시키기 위한 상수이다. 주목할 점은 비선형 연산자 $(x)_+$ 로 인해 ν 를 결정하기 위해서는 반복적인 알고리즘이 필요하다. 하지만 만약 $\nu \geq \max\{-\ln w_k^2\}$ 를 만족하도록 SNR이 충분히 크다면 비선형 연산자 $(x)_+$ 는 생략될 수 있다. 이때 ν 는 다음의 값을 가진다.

$$\nu = \frac{AN_s\gamma_s - \sum_{k=1}^{N_s}(w_k^{-2} \ln w_k^2)}{\sum_{k=1}^{N_s}(w_k^{-2})} \quad (15)$$

V. 모의실험 결과

본 장에서는 MIMO SM 릴레이 시스템에서 제안된 MBPA 알고리즘의 BER 성능을 EPA 알고리즘과 릴레이가 없는 MIMO SM 시스템에서의

MBER 전력 할당 (non-relay MBPA) 알고리즘^[25] 과 비교한다. 비교된 non-relay MBPA 알고리즘은 송신국 노드의 전송 안테나 간 전력 할당만으로 구성된다. 각 노드는 BPSK 변조를 사용하여 신호를 전송하며, 네 개의 송수신 안테나를 갖는다고 가정한다. 즉, $N_s = N_d = N_r = 4$ 이다.

그림 2는 SNR = 15dB일 때, R의 위치에 따른 제안된 MBPA 알고리즘의 BER 성능을 보여주고 있다. 그림 2에서 보듯이 제안된 MBPA 알고리즘이 모든 위치에서 EPA 알고리즘과 non-relay MBPA 알고리즘 보다 우수한 성능을 보이며, 특히 R이 S-D 링크의 중앙 ($d_{sr} = 0.5$)에 위치할 때 가장 좋은 성능을 보인다. 릴레이 시스템의 전체 BER 성능은 각 링크 중 가장 성능이 떨어지는 링크에 지배를 받는다. 그리고 각 링크의 성능은 노드 간 거리에 따른 경로 감쇄에 가장 크게 영향을 받는다. 따라서 릴레이 노드가 S-R 링크와 R-D 링크의 거리가 같은 지점 ($d_{sr} = 0.5$)에 위치할 때, 두 링크가 모두 높은 신뢰도를 갖게 되고 결과적으로 그림 2에서처럼 가장 좋은 BER 성능을 보이게 된다.

그림 3은 $d_{sr} = 0.5$ 일 때, SNR에 따른 BER 성능을 보이고 있다. 그림 3을 통해 제안된 MBPA 알고리즘이 EPA와 non-relay MBPA 알고리즘보다 2배의 다이버시티 차수를 가짐을 알 수 있다. 이는 그림 4의 평균 노드 간 전력 할당 지수 결과를 통해 설명할 수 있다. 그림 4에서 보듯이 모든 S-R 링크 거리에서 노드 간 전력 할당 지수 α 는 모두 대략 0.6 이상의 값을 가지고, 특히 $d_{sr} = 0.5$ 일 때 $\alpha = 0.68$ 의 값을 가진다. 이는 S-R 링크의 신뢰도가 확보되어야만 R-D 링크의 신뢰도도 확보될 수 있는 릴레이 시스템의 특성을 대변하는 결과이다. 이런 경향에서 볼 때, EPA는 송신국 노드와 릴레이

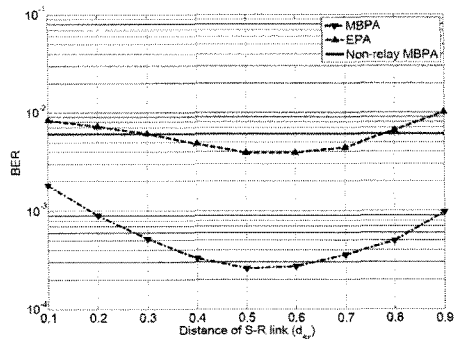


그림 2. SNR = 15dB이고, $N_s = N_d = N_r = 4$ 일 때 S-R 링크 거리에 따른 MBPA 알고리즘의 BER 성능

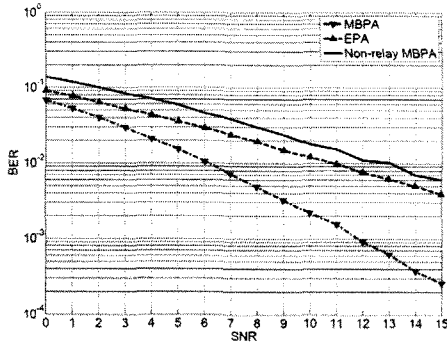


그림 3. $d_{sr} = d_{rd} = 0.5^\circ$ 이고, $N_s = N_d = N_r = 4$ 일 때 SNR에 따른 MBPA 알고리즘의 BER 성능

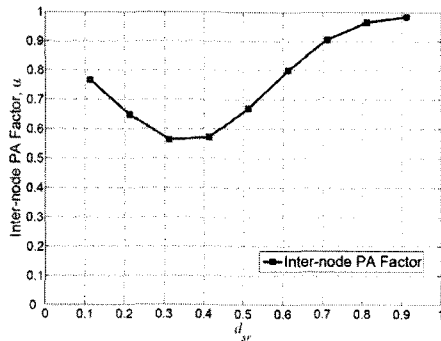


그림 4. SNR = 15dB이고, $N_s = N_d = N_r = 4$ 일 때 S-R 링크 거리에 따른 평균 노드 간 전력 할당 지수

노드에 같은 전력 ($\alpha = 0.5$)을 할당하기 때문에 S-R 링크의 신뢰도가 충분히 확보되지 못하고, 결과적으로 릴레이 노드의 사용에 의한 다이버시티 효과를 얻지 못하게 된다.

VI. 결 론

본 논문에서는 MIMO SM 릴레이 시스템에서 BER을 최소화하기 위한 근사화된 전력 할당 (MBPA) 알고리즘을 제안하였다. 제안된 MBPA 알고리즘은 평균 BER을 직접 최소화하여 구해지며, 노드 간 전력 할당 알고리즘과 안테나 간 전력 할당 알고리즘으로 구성된다. 기존의 EPA 알고리즘과 non-relay MBPA 알고리즘과 비교했을 때, 제안된 MBPA 알고리즘은 동일한 전력을 소비함에도 월등한 BER 성능과 2배의 다이버시티 차수를 보였다. 향후 연구 과제로는 멀티 홉 릴레이를 통한 협력 통신 시스템에서의 MBER 전력 할당 알고리즘이

필요하다.

참 고 문 헌

- [1] A. J. Paulraj and T. Kailath, "Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception," U.S. Patent No.5,345,599, 1994.
- [2] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *European Trans. Tel.*, Vol.10, No.6, pp.585-595, Nov./Dec., 1999.
- [3] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Pers. Comm.*, Vol.6, No.3, pp.311-335, Mar., 1998.
- [4] J. Guey, M. P. Fitz, M. R. Bell, and W. Kuo, "Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels," in *Proc. IEEE VTC*, Atlanta, GA, Vol.1, pp.136-140, Apr./May, 1996.
- [5] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.44, No.2, pp.744-765, Mar., 1998.
- [6] H. Bolcskei, D. Gesbert, and A. J. Paulraj, "On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Comm.*, Vol.50, No.2, pp.225-234, Feb., 2002.
- [7] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to space-time wireless communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, May, 2003.
- [8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct., 1998.
- [9] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.45, No.5, pp.1456-1467, July, 1999.
- [10] H. Bolcskei, R. U. Nabar, O. Oyman and A. J. Paulraj, "Capacity Scaling Laws in MIMO Relay Networks", *IEEE Trans. Wireless*

- Comm.*, Vol.5, No.6, pp.1433-1444, June, 2006.
- [11] J. N. Laneman and G. W. Wornell, "Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol. 49, No.10, pp.2415-2425, Oct., 2003.
- [12] Q. Zhang, J. Zhang, C. Shao, Y. Wang, P. Zhang, and R. Hu, "Power allocation for regenerative relay channel with Rayleigh fading," in *Proc. IEEE VTC.*, Vol.2, pp.1167-1171, May, 2004.
- [13] J. Zhang, Q. Zhang, C. Shao, Y. Wang, P. Zhang, and Z. Zhang, "Adaptive optimal transmit power allocation for two-hop non-regenerative wireless relay system," in *Proc. IEEE VTC.*, Vol.2, pp.1213-1217, May, 2004.
- [14] I. Maric and R. D. Yates, "Bandwidth and Power Allocation for Cooperative Strategies in Gaussian Relay Networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.56, No.4, pp.1880-1889, Apr., 2010.
- [15] M. O. Hasna and M.-S. Alouini, "Optimal power allocation for relayed transmissions over Rayleigh-fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol.3, No.6, pp.1999-2004, Nov., 2004.
- [16] X. Deng and A. M. Haimovich, "Power allocation for cooperative relaying in wireless networks," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.9, No.11, pp.994-996, Nov., 2005.
- [17] Y. Zhao, R. Adve, and T. Lim, "Improving amplify-and-forward relay networks: optimal power allocation versus selection," in *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT)*, pp.1234-1238, July, 2006.
- [18] A. Bletsas, H. Shin, and M. Win, "Outage-optimal cooperative communications with regenerative relays," in *Proc. Conference on Information Science and Systems (CISS)*, pp.632-637, Mar., 2006.
- [19] A. Bletsas, H. Shin, M. Win, and A. Lippman, "Cooperative diversity with opportunistic relaying," in *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, Vol.2, pp.1034-1039, Apr., 2006.
- [20] J. Luo, R. Blum, L. Cimini, L. Greenstein, and A. Haimovich, "Decode-and-forward cooperative diversity with power allocation in wireless networks," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol.5, pp.3048-3052, Nov., 2005.
- [21] Z. Yi and I.-M. Kim, "Joint optimization of relay-precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.25, No.2, pp.447-458, Feb., 2007.
- [22] I. Hammerstroem, M. Kuhn, and A. Wittneben, "Impact of relay gain allocation on the performance of cooperative diversity networks," in *Proc. IEEE VTC.*, Vol.3, pp.1815-1819, Sep., 2004.
- [23] M. Abdallah and H. C. Papadopoulos, "Beamforming algorithms for decode-and-forward relaying in wireless networks," in *Proc. Conf. on Inform. Sciences and Systems (CISS)*, 2005.
- [24] Y. Fan and J. S. Thompson, "On the Performance of MIMO Spatial Multiplexing Relay Channels," in *Proc. IEEE ICC*, Glasgow, Scotland, pp.2773-2778, June, 2007.
- [25] N. Wang and S. D. Blostein, "Approximate minimum BER power allocation for MIMO spatial multiplexing systems," *IEEE Trans. Comm.*, Vol. 55, No.1, pp.180-187, Jan., 2007.
- [26] A. J. Goldsmith and S. G. Chua, "Variable-rate variable-power MQAM for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.45, No.10, pp.1218-1230, Oct., 1997.
- [27] S. Zhou and G. B. Giannakis, "Adaptive modulation for multi-antenna transmissions with channel mean feedback," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, Vol.3, No.5, pp.1626-1636, Sep., 2004.

황규호 (Kyuhw Hwang)

정회원



2006년 8월 연세대학교 전기전자공학과 학사

2008년 8월 연세대학교 전기전자공학과 석사

2008년 9월~현재 연세대학교 전기전자공학과 박사과정

<관심분야> Interference manage-

ment/coordination/cancellation/mitigation, Body area network, Machine learning algorithms

최수용 (Sooyong Choi)

종신회원



1995년 8월 연세대학교 전자공학과 학사

1997년 8월 연세대학교 전자공학과 석사

2001년 8월 연세대학교 전자공학과 박사

2002년 3월~2004년 8월 University of California, San Diego, Postgraduate Researcher

2004년 9월~2005년 7월 Oklahoma State University, Research Assistant Professor and Researcher

2005년 9월~현재 연세대학교 전기전자공학과 조교수

<관심분야> Interference management/coordination/cancellation/mitigation, Detection and estimation, Iterative receivers, 무선 통신 시스템, Cognitive radios