

# 적응 공간 다중화 MIMO 시스템을 위한 효율적인 전력 할당 알고리즘

준회원 신준호\*, 김동건\*, 정회원 박형래\*

## Efficient Power Allocation Algorithms for Adaptive Spatial Multiplexing MIMO Systems

Joon-Ho Shin\*, Dong-Geon Kim\* Associate Members, Hyung-Rae Park\* Regular Member

### 요약

Water-filling 알고리즘은 적응 MIMO 시스템의 ergodic 용량을 최대화하는 효율적인 전력 할당 방식이지만 이산 변조 지수(discrete modulation index)를 사용하는 실제의 시스템의 경우 과도한 잉여 전력(residual power)으로 인해 스펙트럼 효율이 감소하는 단점이 있다. 본 논문에서는 water-filling 알고리즘의 잉여 전력을 효율적으로 재할당 함으로써 적응 MIMO 시스템의 스펙트럼 효율을 향상시키는 새로운 전력 할당 알고리즘을 제안한다. 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 터보 코드가 적용된 적응 MIMO 시스템을 구성하고 다양한 환경에서 시뮬레이션을 수행한다. 시뮬레이션 결과, 레일리 페이딩 환경에서 SNR이 20dB일 때 제안된 알고리즘의 스펙트럼 효율이 기존의 water-filling 알고리즘에 비해 대략 8.9% 향상됨을 알 수 있었다.

**Key Words** : Power Allocation, Power Reallocation, Spatial Multiplexing, Adaptive MIMO, Linear Precoding

### ABSTRACT

While the water-filling algorithm is an efficient power allocation method that maximizes the ergodic capacity of adaptive MIMO systems, its excessive residual power causes spectrum loss in real systems employing discrete modulation indices. In this paper we propose new power allocation algorithms that improve the spectral efficiency of MIMO systems by efficiently reallocating the residual power of the water-filling algorithm. We apply the proposed algorithms to the adaptive turbo-coded MIMO system to verify their performance through computer simulation in various environments. Simulation results show that the spectral efficiency of the proposed algorithms is better than that of the water-filling algorithm by about 8.9% at SNR of 20dB in Rayleigh fading environments.

### 1. 서론

최근 들어 스펙트럼 효율(spectral efficiency)을 높이기 위한 Multiple-Input Multiple-Output(MIMO) 기술이 큰 관심을 끌고 있다<sup>[1-13]</sup>. MIMO 기술 중 공간 다중화 기법(spatial multiplexing)은 여러 개의 송·수신 안테나를 사용하여 서로 독립적인 데이터

를 전송하는 방법으로 신호대 잡음비가 높을 경우 스펙트럼 효율이 우수한 장점을 갖는다<sup>[1-7]</sup>. 공간 다중화 기법은 크게 송신기에서 채널 정보(channel state information)를 이용하지 않는 개회로 공간 다중화(open-loop spatial multiplexing) 기법<sup>[1]</sup>과 채널 정보를 이용하는 폐회로 공간 다중화(closed-loop spatial multiplexing) 기법<sup>[2-7]</sup>으로 나눌 수 있다. 폐회

\* 한국항공대학교 대학원 정보통신공학과 이동통신연구실(Joon-Ho, ilusiasay, hrpark@kau.ac.kr)

논문번호 : KICS2010-10-479, 접수일자 : 2010년 10월 11일, 최종논문접수일자 : 2011년 4월 1일

로 공간 다중화 기법은 송신기에서 채널 정보 (channel state information)를 이용하여 신호를 pre-coding 한 후 전송함으로써 회피로 공간 다중화 기법에 비해 높은 스펙트럼 효율을 제공한다<sup>[2-7]</sup>. 이러한 회피로 공간 다중화 기법은 채널의 상태에 따라 채널 코딩이나 변조 방식을 선택하는 적응 변조 및 코딩 (adaptive modulation and coding) 기법을 적용함으로써 스펙트럼 효율을 극대화 할 수 있다<sup>[2-15]</sup>. 회피로 공간 다중화 기법의 pre-coding 방식에는 일정한 조건과 목적에 따라 다르게 전력을 할당하는 여러 가지 알고리즘들이 있다. 대표적 전력 할당 알고리즘인 water-filling(WF) 알고리즘은 총 송신전력이 일정하고 목표 BER을 만족하는 상황에서 스펙트럼 효율이 최대가 되도록 각 송신 안테나에 전력을 할당한다<sup>[2-7]</sup>. 그러나 WF 알고리즘은 이산 변조 지수를 사용하는 실제의 시스템에서는 과도한 잉여 전력 (residual power)으로 인해 스펙트럼 효율이 감소하는 단점을 갖는다. A. Scaglione 등은 WF 알고리즘의 스펙트럼 효율을 분석하였으나 이산 변조 지수를 사용할 때 발생하는 잉여 전력을 고려하지 않았으며<sup>[2]</sup>, R. Gowrishankar 등은 잉여 전력을 기존의 송신 안테나 또는 새로운 송신 안테나에 재할당하여 스펙트럼 효율을 높일 수 있다고 언급 하였으나 구체적인 알고리즘을 제시하지는 않았다<sup>[10]</sup>. 한편, GPA(greedy power allocation) 알고리즘은 일정 비트(bits)를 할당할 때 소요되는 전력이 최소인 안테나를 선택하여 반복적으로 전력을 할당하는 방법으로 이산 변조 지수를 사용하는 실제의 시스템에서 최대의 스펙트럼 효율을 제공하나 반복적인 전력 할당으로 인해 복잡도가 증가하는 단점이 있다<sup>[19-21]</sup>.

본 논문에서는 WF 알고리즘의 잉여 전력을 효율적으로 재할당함으로써 MIMO 시스템의 스펙트럼 효율을 향상시킬 뿐 아니라 스펙트럼 효율이 최대인 GPA 알고리즘에 비해 성능이 유사한 반면 복잡도가 낮은 두 가지 새로운 전력 할당 알고리즘을 제안한다. 또한, 제안된 알고리즘의 성능을 검증하기 위해 터보 코드가 적용된 적응 MIMO 시스템을 구성하고 다양한 환경에서 시뮬레이션을 통해 기존의 알고리즘과 성능을 비교, 분석한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 MIMO 신호 모델을 고찰하고 III장에서는 터보 코드가 적용된 적응 MIMO 시스템에 대해 기술한다. IV장에서는 적응 MIMO 시스템의 전력 할당 알고리즘을 고찰하고 스펙트럼 효율을 향상시키는

새로운 전력 할당 알고리즘을 제시한다. V장에서는 여러 가지 채널 환경에서 시뮬레이션을 통해 제안된 알고리즘과 기존 전력 할당 알고리즘의 스펙트럼 효율을 비교, 분석하며 마지막으로 결론을 맺는다.

## II. MIMO 신호 모델

송신 안테나의 수가  $M$ 이고, 수신 안테나의 수가  $N$ 인 MIMO 시스템에서  $N \times 1$  수신 신호 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (1)$$

위 식에서  $\mathbf{s}$ 는  $M \times 1$  송신신호 벡터를 의미하며  $E[\mathbf{s}\mathbf{s}^H] = \sigma_s^2 \mathbf{I}_{M \times M}$ 이다.  $\mathbf{H}$ 는  $N \times M$  채널 행렬을 나타내며,  $\mathbf{n}$ 은  $N \times 1$  잡음 벡터로 각 성분은 평균이 0이고 분산이  $\sigma_n^2$ 인 독립적인 가우시안 분포를 가진다. 송신 안테나 사이나 수신 안테나 사이에 공간 상관도(spatial correlation)가 존재하는 레일리안 환경에서  $\mathbf{H}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (2)$$

식(2)에서  $\mathbf{R}_r$ 은 수신 안테나 사이의 상관도 특성을,  $\mathbf{R}_t$ 는 송신 안테나 사이의 상관도 특성을 각각 나타낸다. 행렬  $\mathbf{R}_r$ 과  $\mathbf{R}_t$  각각의  $(i, j)$  성분은  $i$ 번째 안테나와  $j$ 번째 안테나 사이의 상관 값을 의미하며 대각 성분이 1인 toeplitz 구조를 가진다.  $\mathbf{H}_w$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 독립적인 가우시안 랜덤 변수로 구성되는 채널 행렬이다. 한편, 직접파(direct wave)가 존재하는 라이시안 환경에서의 채널 행렬은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}_d + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}_s \quad (3)$$

위 식에서  $\mathbf{H}_d$ 는 직접파에 의한 채널 행렬이고  $\mathbf{H}_s$ 는 산란파(scattered wave)에 의한 채널 행렬을 나타내며  $K$ 는 라이시안  $K$ -factor이다. 식(3)에서  $\mathbf{H}_s$ 는 식(2)로 주어지며  $\mathbf{H}_d$ 는 다음의 식으로 표현된다.

$$\mathbf{H}_d = \begin{bmatrix} e^{j\phi_{1,1}} & e^{j\phi_{1,2}} & \dots & e^{j\phi_{1,M}} \\ e^{j\phi_{2,1}} & e^{j\phi_{2,2}} & \dots & e^{j\phi_{2,M}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\phi_{N,1}} & e^{j\phi_{N,2}} & \dots & e^{j\phi_{N,M}} \end{bmatrix} \quad (4)$$

위 식에서  $\exp(j\phi_{i,j})$ 는  $i$ 번째 수신 안테나와  $j$ 번째 송신 안테나 사이의 직접과 성분에 대한 응답 특성이며 송·수신 안테나 어레이(array)가 선형 배열 안테나라고 하면  $\phi_{i,j}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\phi_{i,j} = (i-1)\theta_r + (j-1)\theta_t \quad (5)$$

식(5)에서  $\theta_t$ 와  $\theta_r$ 은 각각 송신 안테나 사이의 위상차와 수신 안테나 사이의 위상차를 나타낸다.

### III. 적응 MIMO 시스템

그림 1은 터보 코드가 적용된 적응 MIMO 시스템의 블록 다이어그램을 나타낸다. 송신기에서는 수신기로부터 전달된 채널 정보를 이용하여 전송 신호를 pre-coding하고 각 채널의 추정된 신호대 잡음비에 따라 MCS(modulation and coding scheme) 표로부터 적당한 변조 및 코딩 방식을 선택한다. 전송 신호를 pre-coding하기 위해<sup>[2-7]</sup> 다음과 같이 채널의 공분산 행렬(covariance matrix)에 대해 고유치 분해(eigen-decomposition)를 수행한다.

$$\mathbf{R} \triangleq \mathbf{H}^H \mathbf{H} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H \quad (6)$$

위 식에서 첨자  $H$ 는 Hermitian transpose,  $\mathbf{V}$ 의 열 벡터들은  $\mathbf{R}$ 의 고유 벡터(eigen-vector),  $\mathbf{\Lambda}$ 는 고유치(eigen-value)로 구성되는 대각 행렬을 각각 나타낸다. 이 때, pre-coding 행렬은  $\mathbf{F} = \mathbf{V} \mathbf{\Phi}$ 로 주어지며 여기서  $\mathbf{\Phi}$ 는  $M \times M$  대각 행렬이다.  $\mathbf{\Phi}^2$ 의 성분은 각각의 안테나에 할당된 전력의 비를 나타내며

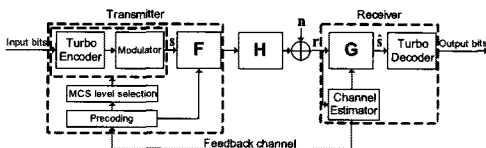


그림 1. 적응 MIMO 시스템의 블록 다이어그램

총 송신 전력이  $P_T$ 일 때, 다음과 같이 주어진다.

$$\text{trace}(\mathbf{\Phi}^2) \sigma_s^2 = P_T \quad (7)$$

따라서 심볼 벡터를  $\mathbf{s}$ 라고 할 때, 수신 신호 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다<sup>[2],[5]</sup>.

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (8)$$

Zero-forcing 수신기의 경우 다음의 식을 얻을 수 있으며

$$\begin{aligned} (\mathbf{H}\mathbf{F})^H \mathbf{r} &= (\mathbf{H}\mathbf{F})^H \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + (\mathbf{H}\mathbf{F})^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{\Lambda} \mathbf{\Phi}^2 \mathbf{s} + \mathbf{\Phi}^H \mathbf{\Lambda}^{1/2} \mathbf{V}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (9)$$

식(9)로부터 공간 다중화 MIMO 시스템은 pre-coding을 통해 서로 독립적인 여러 개의 SISO 시스템으로 변환되며 MIMO 시스템의 용량은 SISO 시스템 용량의 합이 됨을 알 수 있다. 여기서 SISO 채널의 수는 0이 아닌 고유치의 수 또는  $\mathbf{R}$ 의 rank와 동일하며 각각의 SISO 채널은 고유치의 크기만큼 증폭됨을 알 수 있다. 식(9)로부터  $i$ 번째 채널의 수신 SNR은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\text{SNR}_i = \frac{\sigma_s^2 |\phi_{ii}|^2 \lambda_{ii}}{\sigma_n^2}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (10)$$

위 식에서  $\phi_{ii}$ 는  $\mathbf{\Phi}$ 의  $(i,i)$ 성분,  $\lambda_{ii}$ 는  $\mathbf{\Lambda}$ 의  $(i,i)$ 성분을 각각 의미한다. 송신기에서는 추정된  $\text{SNR}_i$ 에 따라 각각의 안테나에 적당한 변조 방식과 코딩 방식의 조합을 선택한다. 선형 복호기(linear decoder)를  $\mathbf{G}$ 라고 하면 심볼 벡터의 추정치는 다음과 같다.

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{G}\mathbf{r} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{G}\mathbf{n} \quad (11)$$

$\mathbf{F}$ 와  $\mathbf{H}$ 가 주어졌을 때, 선형 복호기  $\mathbf{G}$ 를 설계하는 합리적인 기준은 MSE(Mean Square Error) 행렬을 최소화하는 것으로 Zero-forcing 복호기  $\mathbf{G}$ 는 다음과 같이 주어진다<sup>[2]</sup>.

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}\mathbf{F})^\dagger = \left( (\mathbf{H}\mathbf{F})^H \mathbf{H}\mathbf{F} \right)^{-1} (\mathbf{H}\mathbf{F})^H \quad (12)$$

위 식에서 첨자 †는 pseudo-inverse를 나타낸다.

### IV. 전력 할당 알고리즘

#### 4.1 WF 알고리즘

WF 알고리즘은 총 송신 전력이 일정하고 BER 이 목표 BER보다 작은 조건에서 스펙트럼 효율이 최대가 되도록 전력을 할당하는 방식으로 precoding시 적용된 조건은 다음과 같다<sup>[2]</sup>.

$$\mathbf{F}_{opt} = \arg \min_{\mathbf{F}} \left[ \overline{\text{MSE}}(\mathbf{F}) \right], \text{trace}(\mathbf{F}_{opt} \mathbf{F}_{opt}^H) \sigma_s^2 = P_T \quad (13)$$

식(13)의 조건으로 구해진  $\Phi$ 의  $(i, i)$  성분은 다음의 식으로 주어진다<sup>[2]</sup>.

$$|\phi_{ii}|^2 = \left( \frac{P_T + \sigma_n^2 \sum_{m=1}^{\bar{M}} \lambda_{mm}^{-1}}{\bar{M} \sigma_s^2} - \frac{\sigma_n^2}{\lambda_{ii} \sigma_s^2} \right)^+ \quad (14)$$

위 식에서  $(x)^+$ 는  $\max(x, 0)$ 를 의미하며  $\bar{M} \leq M$ 은  $|\phi_{ii}|^2 > 0$ 을 만족하는, 즉 실제 신호를 전송하는 송신 안테나의 수를 나타낸다.  $A$ 와  $M$ 이 주어졌을 때  $\bar{M}$ 의 값은  $\bar{M} = M$ 을 시작으로  $|\phi_{ii}|^2 \leq 0$ 인 경우에는 1씩 감소시키며  $|\phi_{ii}|^2 = 0$ 으로 설정한다. 실제의 시스템에서는 계산된  $|\phi_{ii}|^2$ 을 이용하여  $i$ 번째 채널의 SNR<sub>i</sub>를 계산하고 MCS 표에서 선택 가능한 최고차 MCS 레벨을 선택한다. 폐회로 공간 다중화 기법에서  $i$ 번째 채널의 수신 SNR<sub>i</sub>는 식(10)과 같으며 SNR 임계치는 각 MCS 레벨의 SNR 값이 된다<sup>[14,15]</sup>.

그림 2는 WF 알고리즘에서 발생하는 잉여 전력을 나타낸다. WF 알고리즘에 의해 전력이 할당 되면 각 채널의 SNR을 추정하고 전송 가능한 최고차 MCS 레벨을 정하게 된다. 할당된 전력은 정해진 MCS 레벨에 필요한 전력 임계치 보다 크므로 각 안테나에 잉여 전력이 발생하게 된다. WF 알고리즘에 의해 전력 할당이 이루어진 후,  $i$ 번째 송신 안테나에서 필요한 최소 전력은 식(10)으로부터 다음과 같이 나타낼 수 있으며,

$$P_{i,\min} = \frac{\text{SNR}_{\text{MCS},i} \sigma_n^2}{\lambda_{ii}} \quad (15)$$

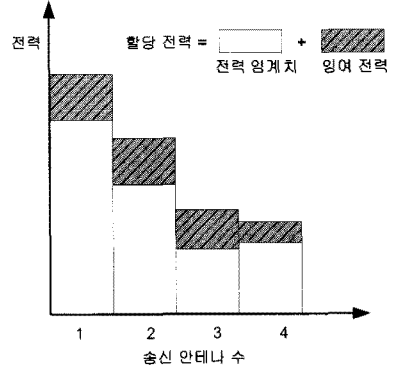


그림 2. WF 알고리즘에서 발생하는 잉여 전력

위 식에서 SNR<sub>MCS,i</sub>는 WF에 의해 결정된  $i$ 번째 송신 안테나의 MCS 레벨이 요구하는 SNR값을 나타낸다. 식(15)로부터 총 잉여 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{\text{Residual}} = P_T - \sum_{i=1}^{\bar{M}} P_{i,\min} \quad (16)$$

#### 4.2 GPA(Greedy Power Allocation) 알고리즘

GPA 알고리즘은 각 송신 안테나에 일정 비트(bits)를 할당할 때 소요되는 전력이 최소인 송신 안테나를 선택하여 반복적으로 전력을 할당하는 방법으로, 실제 시스템과 같이 제한된 전력 및 이산 변조 지수를 사용하는 경우 스펙트럼 효율을 최대화하는 방법이다<sup>[19,21]</sup>. GPA 알고리즘은 우선 모든 송신 안테나에 비트와 전력 할당을 0으로 초기화한 다음, 각 송신 안테나에서 다음 변조 방식을 사용하기 위해 필요한 전력을 계산 및 비교한 후 최소 전력을 사용하는 송신 안테나에 해당 변조 방식과 전력을 할당한다. 할당된 전력을 누적하여 누적된 전력이 최대 송신 전력을 초과하기 전까지 위의 과정을 반복적으로 수행한다. 이처럼 GPA 알고리즘은 일정 비트의 증가에 필요한 전력이 최소인 안테나를 선택하기 때문에 주어진 송신 전력에 대하여 최대의 스펙트럼 효율을 얻을 수 있다. 그러나 송신 안테나의 수와 SNR이 증가함에 따라 복잡도가 급격히 증가하는 단점이 있다.

#### 4.3 제안된 전력 재할당 알고리즘

WF 알고리즘은 고유치가 큰 채널에 더 많은 전력을 할당하고 작은 채널에는 더 적은 전력을 할당함으로써 MIMO 시스템의 ergodic 용량을 최대화

할 수 있다<sup>2-7)</sup>. 본 논문에서는 WF 알고리즘에 의해 전력을 할당할 후, 발생하는 잉여 전력을 효율적으로 재활당함으로써 스펙트럼 효율을 향상시키는 두 가지 알고리즘을 제안한다.

4.3.1 고유치 기반의 전력 재활당 알고리즘

(Eigen-value based power reallocation, EV\_PRA)

고유치 기반의 전력 재활당 알고리즘은 WF 알고리즘을 적용한 후 발생하는 잉여 전력을 고유치가 큰 안테나부터 순서대로 재활당하는 방식이다. 즉, 고유치가 가장 큰 안테나에 모든 잉여 전력을 추가로 할당할 경우 가능한 최고의 MCS 레벨을 선택한다. 선택된 MCS 레벨에 필요한 추가 전력을 해당 안테나에 할당할 후 잉여 전력을 다시 계산한다. 재계산된 잉여 전력을 다음 크기의 고유치를 갖는 안테나에 다시 할당할 경우 가능한 최고의 MCS 레벨을 선택하여 필요한 추가 전력을 할당한다. 위의 과정을  $\bar{M}$  번 반복 수행한다. 다음은 고유치 기반의 전력 재활당 알고리즘을 나타낸 것이다.

Initialization :

$$Water - filling process \quad (17a)$$

$$Calculate P_{residual} \quad (17b)$$

Recursion :

$$\begin{aligned}
 &for \ i = 1 : \bar{M} \\
 & \quad k_i = \arg \max_{j \in \{k_2, \dots, k_{i-1}\}} \lambda_{ji} \\
 & \quad if \ (P_{k_i, \min} + P_{residual} \geq P'_{k_i, \min}) \\
 & \quad \quad Level_{k_i} \ update \\
 & \quad \quad \Delta P_{k_i} = P'_{k_i, \min} - P_{k_i, \min} \quad (17c) \\
 & \quad \quad P_{k_i, \min} = P'_{k_i, \min} \\
 & \quad \quad P_{residual} = P_{residual} - \Delta P_{k_i} \\
 & \quad end \\
 &end
 \end{aligned}$$

위의 식(17a)는 WF 알고리즘이 동작하는 것을 나타낸다. 이 과정에서는 식(14)에 의해 할당된 전력을 바탕으로 최저 MCS 레벨의 SNR 임계치를 넘는 안테나 선택 과정 및 전송 가능한 최고차 MCS 레벨이 결정된다. 식(17b)는 식(16)에 의해 계산된 총 잉여 전력을 나타낸다. 식(17c)는 실제 전력 재활당이 이루어지는 부분으로써  $P'_{k_i, \min}$  은  $k_i$  번째 안테나에서 다음 MCS 레벨을 선택하기 위해 필

요한 전력을 의미하며 식(15)에 다음 차수의 MCS 레벨이 요구하는 SNR 값을 대입하여 얻을 수 있다.  $Level_{k_i} \ update$ 는 잉여 전력을 이용하여  $k_i$  번째 안테나의 MCS 레벨을 증가시킬 수 있는 경우에 선택 가능한 최고의 MCS 레벨을 선택하는 것을 의미한다.

4.3.2 탐욕 알고리즘 기반의 전력 재활당 알고리즘 (Greedy algorithm based power reallocation, GA\_PRA)

GA\_PRA 알고리즘은 WF 알고리즘을 이용하여 일차적으로 전력을 할당할 후 탐욕 알고리즘을 적용하여 잉여 전력을 재활당하는 방식이다. GA\_PRA 알고리즘은 일정 비트 수를 증가시키는데 필요한 전력이 최소가 되는 안테나를 선택하여 잉여 전력을 반복적으로 할당하는 방식이므로 전력 재활당의 조건은 다음과 같다.

$$\min_{i=1,2,\dots,\bar{M}} \Delta P_i \leq P_{Residual} \quad (18)$$

위의 식(18)을 바탕으로 GA\_PRA 알고리즘은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

Initialization :

$$Water - filling process \quad (19a)$$

$$Calculate P_{residual} \quad (19b)$$

$$Calculate \Delta P_i, \ i = 1, \dots, \bar{M} \quad (19c)$$

Recursion :

$$\begin{aligned}
 &while \left( \min_{i=1,\dots,\bar{M}} \Delta P_i \leq P_{Residual} \right) \\
 & \quad k = \arg \min_{i=1,\dots,\bar{M}} \Delta P_i \\
 & \quad Level_k \ update \\
 & \quad P_{k, \min} = P_{k, \min} + \Delta P_k \quad (19d) \\
 & \quad P_{residual} = P_{residual} - \Delta P_k \\
 & \quad Calculate \Delta P_i, \ i = 1, \dots, \bar{M} \\
 &end
 \end{aligned}$$

위의 식에서 (19a)와 (19b)는 (17a), (17b)와 동일한 과정을 나타낸다. 식(19c)의  $\Delta P_i$ 는 일정한 비트를 올리는데 소요되는  $i$  번째 안테나의 추가 전력을 의미하며 식(15)에 다음 차수의 MCS 레벨이 요구하는 SNR 값을 대입하여 얻은 전력과 현재 MCS

레벨이 요구하는 전력의 차로 얻을 수 있다. 식 (19d)는 실제 전력 재할당이 이루어지는 부분으로써 최소 추가 전력  $\Delta P_k$ 가 잉여 전력을 초과하기 전까지 반복된다.

### V. 성능 분석 시뮬레이션

V장에서는 제안된 전력 할당 알고리즘을 적응 MIMO 시스템에 적용하여 시스템의 스펙트럼 효율을 여러 가지 채널 환경에서 분석한다. 채널 코딩은 터보 코드를 사용하였으며 부호화기 형태는 코드율 (code rate) 1/3의 직렬 연결 길쌘 코드(serially concatenated convolutional code)를 사용하며<sup>[16]</sup> 복호 횟수(decoding iteration)는 4로 설정하였다. 터보 코드를 구성하는 2개의 구성 부호화기 사양은 표 1과 같다. 인터리버(interleaver)는 랜덤(random) 인터리버를 사용하며<sup>[17,18]</sup> 인터리버 크기는 프레임 길이, 심볼 당 비트 수, 그리고 내부 구성 부호기의 코드율의 곱으로 설정한다. 전송 프레임(frame)은 2000 심볼로 구성된다. 위의 조건을 바탕으로 목표 BER을  $10^{-6}$ 으로 설정했을 때, 시뮬레이션을 통해 얻은 MCS 레벨은 표 2와 같다.

시뮬레이션 시, 채널 정보는 완벽하다고 가정하며 별도의 언급이 없는 경우 송·수신 안테나의 수는 모두 4개로 설정한다.

그림 3은 독립적인 레일리 페이딩 환경에서 WF, GPA 알고리즘과 제안된 고유치 기반의 전력 재할당 알고리즘(EV\_PRA), 탐욕 알고리즘 기반의 전력 재할당 알고리즘(GA\_PRA)의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 그림으로부터 제안된 전력 재할당 알고리즘의 성능은 서로 비슷하며 WF 알고리즘과 비교할 때 성능이 크게 향상됨을 알 수 있다. 또한, 스펙트럼 효율이 가장 높은 GPA 알고리즘과도 거의 동일한 스펙트럼 효율을 나타냄을 알 수

표 1. 직렬 연결 길쌘 코드의 세부 사양

	Outer Code	Inner Code
Code Description	Recursive Systematic Convolutional Code	
Code Rate	1/2	2/3
Constraint Lengths	3	3
Generator Polynomials	$G_o(D) = \begin{bmatrix} 1, & 1+D^2 \\ 1, & 1+D+D^2 \end{bmatrix}$	$G_i(D) = \begin{bmatrix} 1, 0, & 1+D^2 \\ 1, 1+D+D^2 \\ 0, 1, & 1+D+D^2 \end{bmatrix}$

표 2. MCS 레벨

MCS level	bps/Hz	Code Rate	Modulation	SNR(dB)
1	1	1/2	QPSK	2.98
2	2	1/2	16QAM	8.02
3	3	1/2	64QAM	12.96
4	4	2/3	64QAM	17.91

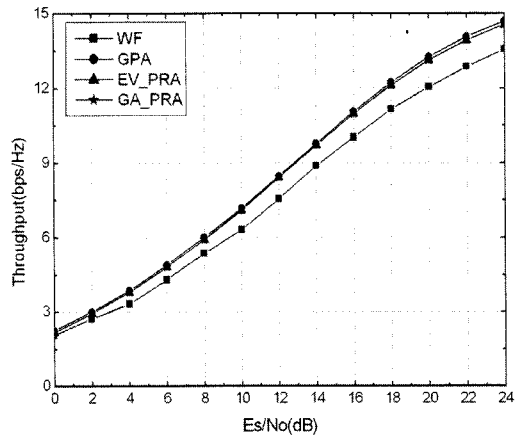


그림 3. 독립적인 레일리 환경에서 전력 할당 알고리즘의 스펙트럼 효율 비교

있다. SNR이 20dB일 경우 제안된 알고리즘의 스펙트럼 효율이 기존의 WF 알고리즘에 비해 약 8.9% 향상됨을 알 수 있다.

그림 4는 안테나 사이의 상관도가 존재하는 레일리 페이딩 환경에서 각 전력 할당 알고리즘의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 송신 안테나 사이의 상관 행렬(correlation matrix)과 수신 안테나 사이의

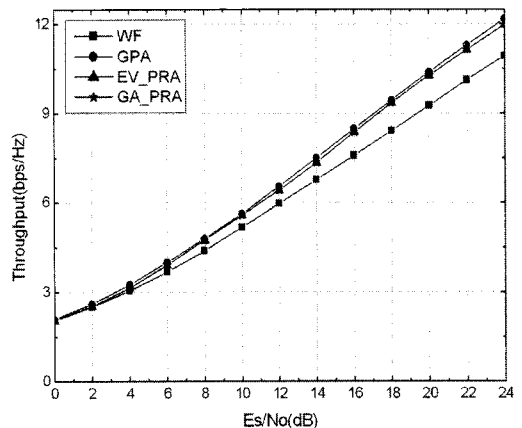


그림 4. 상관도가 존재하는 레일리 환경에서 전력 할당 알고리즘의 스펙트럼 효율 비교

상관 행렬은 동일하며  $R=toeplitz([1.0 \ 0.70 \ 0.49 \ 0.34])$ 로 가정한다. 상관도가 존재하는 환경에서도 독립적인 레일리 페이딩 환경에서의 동일한 결과를 나타낼 수 있다. SNR이 20dB일 경우 제안된 알고리즘의 스펙트럼 효율이 기존의 WF 알고리즘에 비해 약 10.9% 향상되었다.

그림 5는 라이시안 페이딩 환경에서 각 알고리즘의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 그림으로부터 라이시안 페이딩 환경에서도 제안된 전력 재할당 알고리즘의 스펙트럼 효율이 기존의 WF 알고리즘에 비해 우수함을 알 수 있다. 또한, 독립적인 레일리 페이딩 환경과 비교할 때 전체적으로 스펙트럼 효율이 감소함을 알 수 있으며 이는 직접파 성분 에 의한 안테나 사이의 상관도의 증가로 인해 다중화 이득이 감소하기 때문이다. SNR이 20dB일 경우 제안된 알고리즘의 스펙트럼 효율이 WF 알고리즘에 비해 약 12.7% 향상됨을 알 수 있다.

그림 6은 독립적인 레일리 환경에서 여러 송·수신 안테나의 수에 대한 WF 알고리즘과 제안된 EV\_PRA 알고리즘의 스펙트럼 효율을 비교한 것이다. 안테나의 수는 (2×2), (4×4), (6×6), (8×8)로 설정하였다. 그림으로부터 송·수신 안테나의 수가 증가함에 따라 잉여 전력 재할당에 의한 스펙트럼 효율이 증가하는 것을 알 수 있다. 이런 현상은 안테나 수가 적을 경우에는 신호를 전송할 수 있는 유효 채널의 수도 적기 때문에 잉여 전력을 할당하더라도 차상위 MCS 레벨이 선택될 가능성이 상대적으로 낮기 때문이다. SNR이 20dB일 경우 송·수신 안테나의 수가 (2×2)인 경우 약 6.1%, (4×4)인 경우는 약 8.9%, (6×6)인 경우는 약 10%, (8×8)

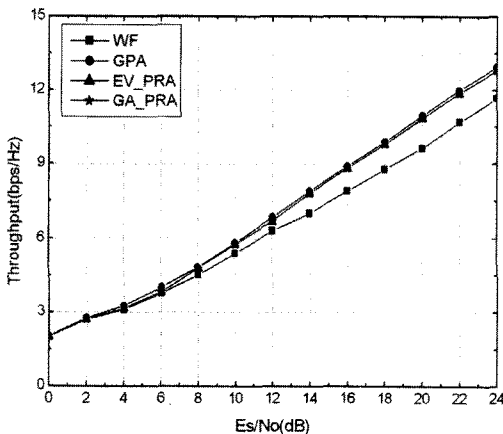


그림 5. 라이시안 페이딩 환경에서 전력 할당 알고리즘의 스펙트럼 효율 비교

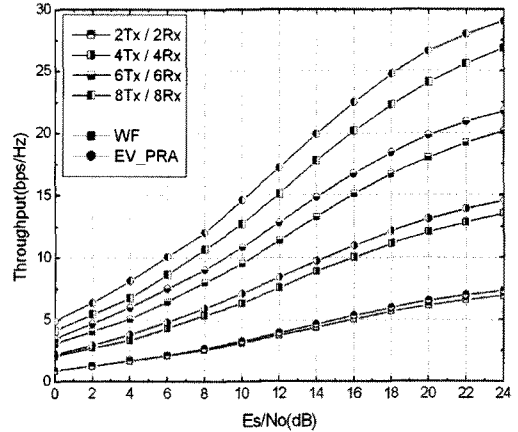


그림 6. 여러 송·수신 안테나의 수에 대한 EV\_PRA와 WF 알고리즘의 스펙트럼 효율 비교

인 경우는 약 10.4% 스펙트럼 효율이 향상됨을 알 수 있다.

그림 7은 독립적인 레일리 환경에서 제안된 전력 재할당 알고리즘과 GPA 알고리즘의 연산량을 비교한 것이다. 연산량 계산은 각 알고리즘에서 공통적으로 수행하는 부분을 제외한 나머지 부분에서의 연산 횟수만을 고려하였으며, 더하기 연산자는 1, 곱하기 연산자는 5로 설정하였다. 또한, 연산량에 큰 영향을 주는 유효 채널의 수 및 전력 재할당 횟수가 SNR에 따라 크게 달라지기 때문에 각 SNR에서의 평균 연산량을 비교하였다. SNR이 높아질수록 제안된 전력 재할당 알고리즘 대비 GPA의 연산량이 급격히 증가하는 것을 알 수 있으며 이는 GPA 알고리즘의 경우 SNR이 높아질수록 전력 할당 횟수가 급격히 증가하기 때문이다. 한편, SNR이

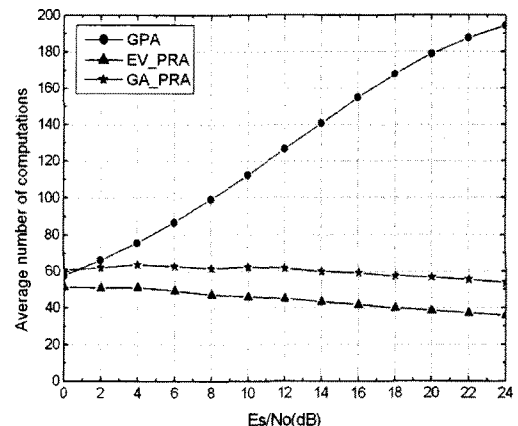


그림 7. 독립적인 레일리 환경에서 제안된 전력 할당 알고리즘과 GPA 알고리즘의 평균 연산량 비교

높아질수록 EV\_PRA와 GA\_PRA의 연산량이 미세하게 줄어드는 것은 최저 MCS 레벨의 SNR 임계치를 넘는 안테나 선택 과정이 줄어들기 때문이다. SNR이 20dB일 경우 GPA 알고리즘 대비 EV\_PRA는 약 21.5%, GA\_PRA는 약 31.6%의 연산량 만을 필요로 하는 것을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 WF 알고리즘이 적용된 적응 MIMO 시스템에서 발생하는 과도한 잉여 전력을 재활당함으로써 스펙트럼 효율을 향상시키는 두 가지 새로운 전력 할당 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘의 성능을 분석하기 위해 터보 코드가 적용된 적응 MIMO 시스템을 구성하고 시뮬레이션을 통해 기존의 WF, GPA 알고리즘과 스펙트럼 효율을 비교, 분석하였다. 시뮬레이션 결과 송.수신 안테나의 수가 각각 4이고 SNR이 20dB인 독립적인 레일리이 환경에서 제안된 알고리즘의 스펙트럼 효율이 WF 알고리즘에 비해 대략 8.9% 향상됨을 알 수 있었다. 또한, 스펙트럼 효율이 가장 높은 GPA 알고리즘과 비교할 때 계산의 복잡도는 간단하면서 비슷한 스펙트럼 효율을 나타냄을 알 수 있었다. 끝으로, 전력 재활당에 의한 스펙트럼 효율은 송.수신 안테나의 수에 비례하여 증가하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] G. D. Golden, C. J. Foschini, R. A. Vanezuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture", *Electron.Lett.*, Vol.35, No.1, pp.14-16, 1999.
- [2] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. B. Giannakis, and H. Sampath, "Optimal designs for space time linear precoders and decoders", *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.50, No.5, pp.1051-1064, 2002.
- [3] D. J. Love and J. R. W. Heath, "Multimode precoding for MIMO wireless systems", *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.53, No.10, pp.3674-3687, 2005.
- [4] X. Li, S. Jin, X. Gao, and K.K. Wong, "Near-optimal power allocation for MIMO channels with mean or covariance feedback", *IEEE Trans. Commun.*, Vol.58, No.1, pp.289-300, 2010.
- [5] A. Scaglione, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis, "Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels", *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.45, No.3, pp.1019-1032, 1999.
- [6] D. P. Palomar and J. R. Fonollosa, "Practical algorithms for a family of water-filling solutions", *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.53, No.2, pp.686-695, 2005.
- [7] D. P. Palomar and S. Barbarossa, "Designing MIMO communication system: constellation choice and linear transceiver design", *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.53, No.10, pt.1, pp.3804-3818, 2007.
- [8] D. P. Palomar, M. Bengtsson, and B. Ottersten, "Minimum BER linear transceivers for MIMO channels via primal decomposition", *IEEE Trans. Signal Process.*, Vol.53, No.8, pp.2866-2882, 2005.
- [9] R. W. Heath, A. Pauraj, and S. Sandhu, "Antenna selection for spatial multiplexing systems with linear receivers", *IEEE Commun. Lett.*, Vol.5, pp.142-144, 2001.
- [10] R. Gowrishankar, M. F. Demirkol, and Z. Yun, "Adaptive modulation for MIMO systems and throughput evaluation with realistic channel model", *Proc. Internat. Conf. Wireless Networks, Commun. and Mobile Computing*, pp.851-856, 2005.
- [11] Z. Zhou, B. Vucetic, M. Dohler and Y. Li, "MIMO systems with adaptive modulation", *IEEE Trans. Vehicular Tech.*, Vol.54, No.5, pp.1828-1842, 2005.
- [12] X. Che, C. He, and D. Wang, "A simplified adaptive modulation scheme for MIMO spatial multiplexing systems", *IEEE Conf. Comm.*, pp.503-507, 2007.
- [13] Z. Zhou, and B. Vucetic, "Multiplexing gain of variable-rate MIMO system", *IEEE Comm. Letter*, Vol.11, No.4, pp.289-291, 2007.
- [14] S. Vishwanath and A. Goldsmith, "Adaptive turbo-coded modulation for flat-fading channels", *IEEE Trans. Comm.*, Vol.51, No.6,



pp.964-972, 2003.

[15] A. Goldsmith and S.G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels", *IEEE Trans. Comm.*, Vol.46, No.5, pp.595-602, 1998.

[16] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi, and F. Pollara, "Serial concatenation of interleaved codes: performance analysis, design, and iterative decoding", *IEEE Trans. Information Theory*, Vol.44, No.3, pp.909-926, 1998.

[17] S. A. Barbulescu and S. S. Pietrobon, "Interleaver design for turbo codes", *Electronic Letters*, Vol.30, pp.2107-2108, 1994.

[18] F. Daneshgaran and M. Mondin, "Design of interleavers for turbo codes based on a cost function", *Int. Symp. On Turbo Codes*, pp.255-258, 1997.

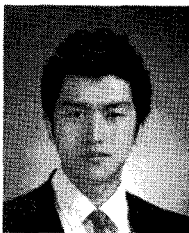
[19] R. Zhang, A. Yang, G. Xie, Y. Liu and B. Tang, "Optimal robust bit and power allocation for MIMO systems", *ISCIT'07 International Symposium*, pp.392-396, 2007.

[20] G. Lai, J. Yin, F. Lin and H. Yu, "Performance of adaptive bit and power allocation MIMO-OFDM system based on Greedy Algorithm", *IEEE Conf. Wireless Comm.*, Vol.1, pp.44-49, 2005.

[21] X. Jin, H. Jiang, J. Hu, Y. Yuan, C. Zhao and J. Shi, "Maximum data rate power allocation for MIMO spatial multiplexing systems with imperfect CSI", *IEEE Conf. Vech. Tech.*, pp.1-5, 2009

**신 준 호 (Joon-Ho Shin)**

준회원



2010년 2월 한국항공대학교 정  
보통신공학과 학사  
2010년~현재 한국항공대학교  
정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> MIMO, RTLS, 신  
호처리

**김 동 건 (Dong-Geon Kim)**

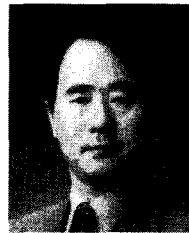
준회원



2009년 2월 한국항공대학교 정  
보통신공학과 학사  
2011년 2월 한국항공대학교 정  
보통신공학과 석사  
2011년 2월~현재 삼성전자 반  
도체 사업부  
<관심분야> MIMO, 신호처리,  
이동통신

**박 형 래 (Hyung-Rae Park)**

정회원



1982년 2월 한국항공대학교 전  
자공학과 학사  
1986년 2월 연세대학교 전자공  
학과 석사  
1993년 미국 Syracuse University  
전기공학과 박사  
1985년~2000년 한국전자통신  
연구원 책임연구원(신호기술연구실장)  
1999년~2000년 (주)씨앤에스테크놀로지 전무이사  
2001년~현재 한국항공대학교 항공전자 및 정보통  
신공학부 정교수  
<관심분야> 신호처리, CDMA 모델설계, 스마트 안  
테나, 레이더 신호처리 등