

<https://doi.org/10.7236/JIIBC.2019.19.5.47>  
JIIBC 2019-5-7

# 하향링크 MC-CDMA 시스템을 위한 CM 기반의 블라인드 적응 수신기

## Blind Adaptive Receiver based on Constant Modulus for Downlink MC-CDMA Systems

서방원\*

Bangwon Seo\*

**요약** 본 논문에서는 간단한 시공간 블록 부호 (STBC)를 적용한 MC-CDMA 시스템에서 상수 모듈러스 (CM) 기반의 블라인드 적응 수신기를 설계하는 방법을 제시한다. 전송 심볼들을 검파하기 위하여 사용되는 여파기 계수 벡터들을 부분 벡터들로 분할하고, CM 메트릭을 최소화시키는 최적의 부분 벡터들 간의 특별한 관계식을 유도한다. 이러한 특별한 관계를 이용하여 변형된 CM 메트릭을 제시한다. 그리고 나서, 변형된 CM 메트릭을 최소화시키는 블라인드 적응형 통계적 변화율 CM 알고리즘 (SG-CMA)을 제안한다. 제안하는 기법의 여파기 계수 벡터들은 유도한 특별한 관계를 만족하는 영역에서만 갱신되기 때문에, 제안하는 블라인드 적응 SG-CMA 기법이 기존의 SG-CMA 기법보다 더 빠른 수렴 속도를 갖는다. 그리고, 컴퓨터 모의실험을 통하여, 제안하는 SG-CMA 기법의 우수성을 검증한다.

**Abstract** In this paper, we consider a constant modulus (CM) based blind adaptive receiver design for downlink multi-carrier code-division multiple access (MC-CDMA) systems employing simple space-time block coding (STBC). In the paper, filter weight vectors used for the detection of the transmitted symbols are partitioned into its subvectors and then, special relations among the optimal subvectors minimizing the CM metric are derived. Using the special relations, we present a modified CM metric and propose a new blind adaptive stochastic-gradient CM algorithm (SG-CMA) by minimizing the modified CM metric. The proposed blind adaptive SG-CMA has faster convergence rate than the conventional SG-CMA because the filter weight vectors of the proposed scheme are updated in the region of satisfying the derived special relations. Computer simulation results are given to verify the superiority of the proposed SG-CMA.

**Key Words** : MC-CDMA, STBC, constant modulus algorithm (CMA), blind adaptive receiver, convergence rate.

\*중신회원, 공주대학교 전기전자 제어공학부/ IT융합기술연구소  
접수일자 2019년 8월 30일, 수정완료 2019년 9월 30일  
게재확정일자 2019년 10월 4일

Received: 30 August, 2019 / Revised: 30 September, 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

## I. 서 론

다중 안테나 부호 분할 다중 접속 (MC-CDMA) 기술은 직교 주파수 다중 접속 (OFDM)과 CDMA 기술을 조합한 통신 방식이다. MC-CDMA는 효과적인 주파수 다양성, 높은 대역폭 효율, 그리고 주파수 선택적 페이딩에 대한 강인함 때문에, 많은 무선 통신 시스템에서 큰 관심을 받고 있다 [1], [2]. 또한, 간단한 시공간 블록 부호화 (STBC) 기술은 Alamouti에 의해 처음으로 제안되었으며, 수신단에서 간단한 선형 처리 과정만으로도 최대 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 장점이 있다 [3]-[5].

데이터 전송을 위해서 STBC를 적용하는 단일 반송파 CDMA 또는 다중 반송파 CDMA 시스템을 위한 수신기로서 일괄 처리 수신기가 제안되었다 [6]-[9]. 그리고, STBC MC-CDMA 시스템의 수신기에서는 두 가지 여파기 계수 벡터들이 사용된다. 하나는 홀수 번째 심볼을 검파하기 위한 것이고, 다른 하나는 짝수 번째 심볼을 위한 것이다. 일괄 처리 수신기를 구현하기 위해서는, 수신 신호 벡터의 공분산 행렬을 추정해야 되며, 그리고 나서 공분산 행렬의 역행렬을 계산해야 된다. 그러나, 채널 계수들과 사용자 구성이 시간에 따라 변하고, 모든 사용자들의 확산 코드를 아는 것이 어렵기 때문에, 공분산 행렬을 정확하게 예측하는 것은 매우 어렵다. 또한, 각 단말기가 공분산 행렬의 역행렬을 계산하는 것은 너무 많은 계산 복잡성을 필요로 한다. 이러한 이유 때문에, 검파 여파기를 일괄 처리 방식으로 구현하기 보다는, 적응 방식으로 구현하는 것이 더 현실적이다.

여러 가지 종류의 적응 수신기들 중에서, 블라인드 적응 수신기는 여파기 계수들을 적응시키기 위한 파일럿 심볼들을 전송할 필요가 없기 때문에, 효율적인 수신 방법이라고 알려져 있다 [10]-[13]. 그리고, 블라인드 적응 수신기를 설계하기 위해 사용할 수 있는 메트릭들 중의 하나인, 제약조건을 갖는 상수 모듈러스 (Constant Modulus, CM) 메트릭은 효율성과 단순성 때문에 중요하게 여겨졌다 [14]-[17]. 통계적 변화를 기반의 상수 모듈러스 알고리즘 (SG-CMA)을 이용한 블라인드 적응 수신기를 설계할 때, 비용 함수의 변화율은 한 개의 수신 신호 샘플을 이용하여 추정하게 된다. 블라인드 적응형 SG-CMA 기법의 수렴 속도는 일반적으로 검파 여파기 계수 벡터의 길이에 비례하기 때문에 [18], [19], 기존의 적응형 SG-CMA 기법들은 매우 낮은 수렴 속도와 매우 큰 정상 상태 오차를 갖는다.

본 논문에서는 하향링크 STBC MC-CDMA 시스템에

대해서 다루며, 기존 방법보다 더 빠른 수렴 속도를 갖는 블라인드 적응형 SG-CMA 수신기를 제안한다. 제안하는 방식에서는, 여파기 계수 벡터들을 원래 벡터들의 절반 길이를 갖는 부분 벡터들로 분할하고, CM 메트릭을 최소화시키는 최적의 부분 벡터들 간의 특별한 관계식을 유도한다. 그리고, 이 특별한 관계식을 이용하여, 여파기 계수 부분 벡터들의 함수로 표현되는 변형된 CM 메트릭을 제시하고, 변형된 CM 메트릭을 최소화시키는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법을 제안한다. 제안하는 SG-CMA 기법의 여파기 계수 벡터 길이는 기존의 SG-CMA 기법의 계수 벡터 길이의 절반 밖에 되지 않고, 특별한 관계식을 만족하는 영역에서만 여파기 계수 벡터들을 갱신하기 때문에, 제안하는 SG-CMA 기법은 기존 SG-CMA 기법보다 더 빠른 수렴 속도를 갖는다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 제안하는 SG-CMA 기법이 기존 SG-CMA 기법보다 더 빠른 CM 메트릭 수렴 속도와 더 높은 신호대 간섭 잡음비 (SINR) 성능을 갖는다는 것을 보인다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서는 각 사용자에게 데이터를 전송하기 위하여 간단한 STBC를 적용하는 하향링크 MC-CDMA 시스템을 고려한다. 문제를 간단히 하기 위하여, 기지국은 두 개의 전송 안테나를 가지고 있고, 목표 단말은 한 개의 수신 안테나를 갖는다고 가정한다. 그러나, 수신 안테나 개수가 여러 개인 경우로도 쉽게 확장이 가능하다.

그림 1은 기지국의 송신기 구조를 보여준다. 이 그림에서, P/S와 CPI는 각각 병렬-직렬 변환기와 순환 전치 (CP) 삽입을 의미한다. 벡터  $\mathbf{d}(i) = [d_1(i), \dots, d_K(i)]^T$ 는

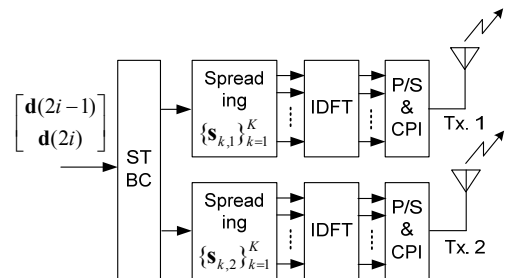


그림 1. STBC를 사용하는 하향링크 MC-CDMA 시스템에서 기지국 송신기 구조

Fig. 1. Transmitter structure at the BS for downlink MC-CDMA systems employing STBC

K명의 모든 사용자들을 위한  $l$ 번째 정보 데이터를 나타내고,  $\mathbf{d}(2i-1)$  과  $\mathbf{d}(2i)$  는 각각 홀수 번째 데이터와 짝수 번째 데이터를 의미한다. 간단한 STBC 처리를 위해서, 첫 번째 심볼 구간 동안에는 송신 안테나 1과 2를 통해서 두 개의 연속된 심볼  $\mathbf{d}(2i-1)$  과  $\mathbf{d}(2i)$  를 각각 전송한다. 반면에, 다음 심볼 구간 동안에는  $-\mathbf{d}^*(2i)$  과  $\mathbf{d}^*(2i-1)$  을 전송한다. 여기에서  $(\cdot)^*$  는 복소수 켈레 연산자를 의미한다. 그리고 나서, 간섭 신호를 줄이기 위하여, 송신 안테나에서 주파수 영역 확산을 적용한다. 이때, 사용자  $k$ 에 대한 확산 코드 벡터 쌍은  $(\mathbf{s}_{k,1}, \mathbf{s}_{k,2})$  로 정의하고, 각 벡터는 길이가  $N \times 1$ 이다. 확산 코드의 길이는  $N$ 이며, 부반송파 개수와 같다고 가정한다. 그리고 나서, 확산된 데이터에 길이가  $N$ 인 역 푸리에 변환 (IDFT)를 적용하고, 병렬-직렬 변환기에 IDFT 출력 신호를 통과시키고, 순환 전치를 추가한 후에 채널을 통해서 전송하게 된다.

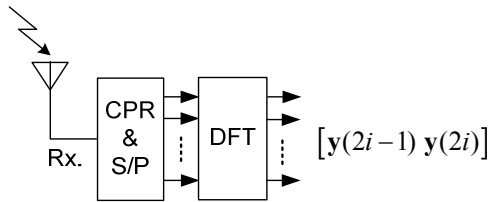


그림 2. 하향링크 MC-CDMA 시스템에서 원하는 사용자의 수신기 구조

Fig. 2. Receiver structure at the desired user for downlink MC-CDMA systems

사용자 1이 목표 사용자라고 가정한다. 그림 2는 하향링크 MC-CDMA 시스템에서 원하는 사용자의 수신기 구조를 보여 준다. 이 그림에서 CPR과 S/P는 각각 CP 제거와 직렬-병렬 변환기를 의미한다. 수신기에서는 수신 신호에서 CP를 제거하고, 결과 신호를 직렬-병렬 변환기로 보낸다. 그리고 나서, 길이가  $N$ 인 DFT 연산을 수행한다. 기지국과 목표 사용자 간의 채널은 최대 지연 길이가 CP 길이보다 작다고 가정한다.

DFT 연산 후에, 심볼 구간  $(2i-1)$ 과  $(2i)$ 에서 길이가  $N$ 인 수신 신호 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}(2i-1) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_1 \mathbf{s}_{k,1} d_k(2i-1) + \mathbf{H}_2 \mathbf{s}_{k,2} d_k(2i) + \mathbf{z}(2i-1), \quad (1)$$

$$\mathbf{y}(2i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_2 \mathbf{s}_{k,2} d_k^*(2i-1) - \mathbf{H}_1 \mathbf{s}_{k,1} d_k^*(2i) + \mathbf{z}(2i). \quad (2)$$

여기에서  $\mathbf{H}_m = \text{diag}(H_{m,1}, \dots, H_{m,N})$ ,  $m = 1, 2$ , 은 기지국의 전송 안테나  $m$ 과 목표 사용자의 수신 안테나 간의 주파수 채널 행렬을 나타내고, 행렬의 원소  $H_{m,n}$ 은  $m$ 번째 부반송파에 대한 채널 계수를 나타낸다. 또한,  $\mathbf{z}(i)$ 은 분포가  $CN(\mathbf{0}, \sigma_z^2 \mathbf{I}_N)$ 인 백색 가우시안 부가잡음(AWGN)을 나타내고,  $\mathbf{I}_N$ 은 크기가  $N \times N$ 인 단위 행렬을 나타낸다.

이제 사용자  $k$ 의 유효 채널 확산 코드를  $\mathbf{c}_{k,m} = \mathbf{H}_m \mathbf{s}_{k,m}$ ,  $m = 1, 2$ , 라고 정의하면, 수신 신호 벡터는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}(2i-1) = \sum_{k=1}^K \mathbf{c}_{k,1} d_k(2i-1) + \mathbf{c}_{k,2} d_k(2i) + \mathbf{z}(2i-1), \quad (3)$$

$$\mathbf{y}(2i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{c}_{k,2} d_k^*(2i-1) - \mathbf{c}_{k,1} d_k^*(2i) + \mathbf{z}(2i). \quad (4)$$

사용자  $k$ 가 채널 추정 기법을 통해서  $\mathbf{H}_1$ 과  $\mathbf{H}_2$ 를 완벽하게 안다고 가정하면,  $\mathbf{c}_{1,1}$ 과  $\mathbf{c}_{1,2}$ 도 완벽하게 알 수 있다. 확장한 수신 신호 벡터를  $\mathbf{y}_e(i) = [\mathbf{y}^T(2i-1) \mathbf{y}^H(2i)]^T$ 라고 정의하면, 확장 수신 신호 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{y}_e(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_{k,1} d_k(2i-1) + \mathbf{f}_{k,2} d_k(2i) + \mathbf{z}_e(i). \quad (5)$$

여기에서  $(\cdot)^T$ 와  $(\cdot)^H$ 는 전치 연산자와 복소 전치 연산자를 나타내고,  $\mathbf{f}_{k,1} = [\mathbf{c}_{k,1}^T \ \mathbf{c}_{k,2}^H]^T$ ,  $\mathbf{f}_{k,2} = [\mathbf{c}_{k,2}^T \ -\mathbf{c}_{k,1}^H]^T$ ,  $\mathbf{z}_e(i) = [\mathbf{z}^T(2i-1) \ \mathbf{z}^H(2i)]^T$ 이다. 그리고,  $\mathbf{z}_e(i)$ 의 공분산 행렬은  $E[\mathbf{z}_e(i) \mathbf{z}_e^H(i)] = \sigma_z^2 \mathbf{I}_{2N}$ 이다.

### III. 기존의 블라인드 적응형 SG-CMA

#### 기법에 대한 설명

확장 수신 신호  $\mathbf{y}_e(i)$ 로부터 정보 신호  $d_1(2i-1)$ 과  $d_1(2i)$ 를 추정하기 위해 적용하는 두 개의 여파기 계수 벡터를 각각  $\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2 \in C^{2N \times 1}$ 라고 하자. 그러면, CM 메트릭은 다음과 같이 주어진다 [14]-[17].

$$J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) = E[(|\mathbf{w}_1^H \mathbf{y}_e(i)|^2 - 1)^2] + E[(|\mathbf{w}_2^H \mathbf{y}_e(i)|^2 - 1)^2]. \quad (6)$$

여기에서  $E[\cdot]$ 는 기대치 연산자를 나타낸다. 기존의 CM 기반의 기법에서 검파 여파기  $\mathbf{w}_1$ 과  $\mathbf{w}_2$ 는 다음과

같은 제한 최적화 문제를 풀어서 설계하게 된다.

$$(P1) \{ \mathbf{w}_1^{\text{opt}}, \mathbf{w}_2^{\text{opt}} \} = \underset{\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2}{\text{argmin}} J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2)$$

$$\text{subject to } \mathbf{w}_1^H \mathbf{f}_{1,1} = \alpha, \mathbf{w}_2^H \mathbf{f}_{1,2} = \alpha^* \quad (7)$$

여기에서  $\alpha$ 는 임의의 상수를 나타낸다.

기존의 블라인드 적응형 SG-CMA 기법을 유도하기 위하여  $\tilde{\mathbf{f}}_{1,m} = \alpha \mathbf{f}_{1,m} / \|\mathbf{f}_{1,m}\|^2$ 라고 정의하고,  $\mathbf{w}_m$ 을 표준 형태인  $\mathbf{w}_m = \tilde{\mathbf{f}}_{1,m} + \mathbf{x}_m$ 로 표현한다. 여기에서  $\mathbf{x}_m$ 은  $\mathbf{f}_{1,m}$ 에 직교하는 모든 벡터들을 나타낸다. 표준 형태를 식 (7)에 대입하고,  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2)$ 를  $\mathbf{x}_m$ 에 대해서 미분하면 다음 식을 얻는다.

$$\frac{\partial J}{\partial \mathbf{x}_m} = 2E\{(|q_m(i)|^2 - 1)q_m^*(i)\{\mathbf{y}_e(i) - \gamma_m(i)\mathbf{f}_{1,m}\}\} \quad (8)$$

여기에서  $q_m(i) = \mathbf{w}_m^H(i)\mathbf{y}_e(i)$ ,  $\gamma_m(i) = \mathbf{f}_{1,m}^H \mathbf{y}_e(i)$ 이다. 그리고 나서, 식 (8)에 있는 기댓값을 한 개 샘플 평균으로 치환하면, 기존의 블라인드 적응형 SG-CMA는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}_m(i+1) = \tilde{\mathbf{f}}_{1,m} + \mathbf{x}_m(i+1), m=1,2,$$

$$\mathbf{x}_m(i+1) = \mathbf{x}_m(i+1) - \{\mu_c 2(|q_m(i)|^2 - 1)q_m^*(i)\{\mathbf{y}_e(i) - \gamma_m(i)\mathbf{f}_{1,m}\}\} \quad (9)$$

여기에서  $\mu_c$ 는 증분량을 나타낸다.

## IV. 제안하는 블라인드 적응형

### SG-CMA 기법

본 장에서는 STBC를 적용하는 하향링크 MC-CDMA 시스템에서 빠른 수렴 속도를 갖는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법을 제안한다.

확장한 수신 신호 벡터  $\mathbf{y}_e(i)$ 의 공분산 행렬을  $\mathbf{R}_y = E[\mathbf{y}_e(i)\mathbf{y}_e(i)^H]$ 라고 정의하면,  $\mathbf{R}_y$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\mathbf{R}_y = \sum_{k=1}^K \mathbf{f}_{k,1} \mathbf{f}_{k,1}^H + \mathbf{f}_{k,2} \mathbf{f}_{k,2}^H + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{2N}$$

$$= \sum_{k=1}^K \begin{bmatrix} \mathbf{c}_{k,1} \mathbf{c}_{k,1}^H + \mathbf{c}_{k,2} \mathbf{c}_{k,2}^H & \mathbf{c}_{k,1} \mathbf{c}_{k,2}^T - \mathbf{c}_{k,2} \mathbf{c}_{k,1}^T \\ \mathbf{c}_{k,2} \mathbf{c}_{k,1}^H - \mathbf{c}_{k,1} \mathbf{c}_{k,2}^H & \mathbf{c}_{k,1}^T \mathbf{c}_{k,1} + \mathbf{c}_{k,2}^T \mathbf{c}_{k,2} \end{bmatrix} + \sigma_z^2 \mathbf{I}_{2N} \quad (10)$$

일부 CM 메트릭을  $J_1(\mathbf{w}_m) = E\{(|\mathbf{w}_m^H \mathbf{y}_e(i)| - 1)^2\}$ ,  $m=1,2$ ,라고 정의하면, 전체 CM 메트릭은  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) = J_1(\mathbf{w}_1) + J_1(\mathbf{w}_2)$ 로 쓸 수 있다. 또한,  $J_1(\mathbf{w}_m)$ ,  $m=1,2$ ,은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$J_1(\mathbf{w}_m) = 1 - 2\mathbf{w}_m^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}_m \quad (11)$$

$$+ 2\left(\sum_{k=1}^K \beta_{k,1}(\mathbf{w}_m) + \beta_{k,2}(\mathbf{w}_m)\right)^2$$

$$- \sum_{k=1}^K (\beta_{k,1}(\mathbf{w}_m))^2 + (\beta_{k,2}(\mathbf{w}_m))^2$$

$$+ 4\sigma_z^2 \sum_{k=1}^K \beta_{k,1}(\mathbf{w}_m) + \beta_{k,2}(\mathbf{w}_m) + \sigma_z^4.$$

여기에서  $\beta_{k,1}(\mathbf{w}_m) = |\mathbf{w}_m^H \mathbf{f}_{k,1}|^2$ ,  $\beta_{k,2}(\mathbf{w}_m) = |\mathbf{w}_m^H \mathbf{f}_{k,2}|^2$ 이다.

이제 공분산 행렬  $\mathbf{R}_y$ 를 부분 행렬들을 사용하여 다음과 같이 표현하자.

$$\mathbf{R}_y = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1} & \mathbf{R}_{1,2} \\ \mathbf{R}_{2,1} & \mathbf{R}_{2,2} \end{bmatrix} \quad (12)$$

여기에서  $\mathbf{R}_{p,q}$ ,  $p,q=1,2$ ,는  $\mathbf{R}_y$ 의 부분 행렬들이고, 행렬 크기는  $N \times N$ 이다. 식 (10)으로부터, 부분 행렬  $\mathbf{R}_{p,q}$ 들 간에 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{R}_{2,2} = \mathbf{R}_{1,1}^*, \mathbf{R}_{2,1} = -\mathbf{R}_{1,2}^* \quad (13)$$

여파기 계수 벡터  $\mathbf{w}_m$ ,  $m=1,2$ ,를 부분 벡터  $\mathbf{w}_{m,1}, \mathbf{w}_{m,2} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 를 사용하여,  $\mathbf{w}_m = [\mathbf{w}_{m,1}^T \mathbf{w}_{m,2}^T]^H$ 라고 표현하면, 다음과 같은 명제를 얻을 수 있다.

명제 1: 벡터  $\mathbf{v}_1 = [\mathbf{v}_{1,1}^T \mathbf{v}_{1,2}^T]^T$ 에 대하여,  $\mathbf{v}_{1,1} = -\mathbf{w}_{2,2}^*$ ,  $\mathbf{v}_{1,2} = \mathbf{w}_{2,1}^*$ 라고 정의하면, 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) = J(\mathbf{w}_1, \mathbf{v}_1) \quad (14)$$

증명: 행렬  $\mathbf{R}_y$ 은 Hermitian 행렬이고,  $\mathbf{w}_2^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}_2$ 는 스칼라이기 때문에,  $\mathbf{w}_2^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}_2 = (\mathbf{w}_2^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}_2)^*$ 라는 것을 알 수 있다. 이제  $\mathbf{v}_{1,1} = -\mathbf{w}_{2,2}^*$ ,  $\mathbf{v}_{1,2} = \mathbf{w}_{2,1}^*$ 로부터, 다음 식을 유도할 수 있다.

$$\mathbf{w}_2^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}_2 = (\mathbf{w}_2^H \mathbf{R}_y \mathbf{w}_2)^* = \mathbf{w}_2^T \mathbf{R}_y^* \mathbf{w}_2^*$$

$$= [\mathbf{w}_{2,1}^T \mathbf{w}_{2,2}^T] \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{1,1} & \mathbf{R}_{1,2} \\ \mathbf{R}_{2,1} & \mathbf{R}_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{2,1}^* \\ \mathbf{w}_{2,2}^* \end{bmatrix}$$

$$= [\mathbf{v}_{1,2}^H \mathbf{v}_{1,1}^H] \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{2,2} & -\mathbf{R}_{2,1} \\ -\mathbf{R}_{1,2} & \mathbf{R}_{1,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{1,2} \\ -\mathbf{v}_{1,1} \end{bmatrix}$$

$$= \mathbf{v}_{1,2}^H \mathbf{R}_{2,2} \mathbf{v}_{1,2} + \mathbf{v}_{1,1}^H \mathbf{R}_{1,2} \mathbf{v}_{1,2} + \mathbf{v}_{1,2}^H \mathbf{R}_{2,1} \mathbf{v}_{1,1} + \mathbf{v}_{1,1}^H \mathbf{R}_{1,1} \mathbf{v}_{1,1}$$

$$= \mathbf{v}_1^H \mathbf{R}_y \mathbf{v}_1 \quad (15)$$

또한, 다음 관계식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \beta_{k,1}(\mathbf{w}_2) &= |\mathbf{w}_2^H \mathbf{g}_{k,1}| = |\mathbf{w}_2^T \mathbf{g}_{k,1}^*| \\ &= (\mathbf{w}_{2,1}^T \mathbf{c}_{k,1}^* + \mathbf{w}_{2,2}^T \mathbf{c}_{k,2}) (\mathbf{c}_{k,1}^T \mathbf{w}_{2,1}^* + \mathbf{c}_{k,2}^T \mathbf{w}_{2,2}^*) \\ &= (\mathbf{v}_{1,2}^H \mathbf{c}_{k,1}^* - \mathbf{v}_{1,1}^H \mathbf{c}_{k,2}) (\mathbf{c}_{k,1}^T \mathbf{v}_{1,2} - \mathbf{c}_{k,2}^T \mathbf{v}_{1,1}) \\ &= (\mathbf{v}_{1,1}^H \mathbf{c}_{k,2} - \mathbf{v}_{1,2}^H \mathbf{c}_{k,1}^*) (\mathbf{c}_{k,2}^T \mathbf{v}_{1,1} - \mathbf{c}_{k,1}^T \mathbf{v}_{1,2}) \\ &= |\mathbf{v}_1^H \mathbf{g}_{k,2}|^2 = \beta_{k,2}(\mathbf{v}_1). \end{aligned} \quad (16)$$

유사하게, 다음 관계식도 얻을 수 있다.

$$\beta_{k,2}(\mathbf{w}_2) = \beta_{k,1}(\mathbf{v}_1). \quad (17)$$

식 (11), (15), (16), (17)로부터,  $J_1(\mathbf{w}_2) = J_1(\mathbf{v}_1)$  를 증명할 수 있다. 따라서,  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2) = J(\mathbf{w}_1, \mathbf{v}_1)$  임을 알 수 있다.

원래 문제 (P1)에서 제약조건  $\mathbf{w}_2^H \mathbf{f}_{1,2} = \alpha^*$  는  $\mathbf{v}_1^H \mathbf{f}_{1,1} = \alpha$  로 표현할 수 있기 때문에, 원래 문제 (P1)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \{\mathbf{w}_1^{\text{opt}}, \mathbf{v}_1^{\text{opt}}\} &= \arg \min_{\mathbf{w}_1, \mathbf{v}_1} J(\mathbf{w}_1, \mathbf{v}_1) \\ \text{subject to } &\mathbf{w}_1^H \mathbf{f}_{1,1} = \alpha, \mathbf{v}_1^H \mathbf{f}_{1,1} = \alpha. \end{aligned} \quad (18)$$

식 (6)과 (15)로부터,  $\mathbf{w}_1^{\text{opt}} = \mathbf{v}_1^{\text{opt}}$  라는 것을 알 수 있다. 또한,  $\mathbf{v}_1$  과  $\mathbf{w}_2$  간의 관계식을 사용하면, 최적의 여파기 부분 벡터들 간에 다음과 같은 특별한 관계식을 얻을 수 있다.

$$\mathbf{w}_{2,2}^{\text{opt}} = -(\mathbf{w}_{1,1}^{\text{opt}})^*, \mathbf{w}_{2,1}^{\text{opt}} = (\mathbf{w}_{1,2}^{\text{opt}})^*. \quad (19)$$

위 식에서 주어진 특별한 관계식으로부터,  $\mathbf{w}_{1,2} = \mathbf{w}_{2,1}$  과  $\mathbf{w}_{2,2} = -\mathbf{w}_{1,1}^*$  를 만족시키는 영역에서만 여파기 계수 벡터들을 갱신시키면 블라인드 적응형 SG-CMA 기법의 수렴 속도가 빨라진다는 것을 예측할 수 있다.

CM 메트릭  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2)$  에서 여파기 부분 벡터  $\mathbf{w}_{1,2}$  와  $\mathbf{w}_{2,2}$  를  $\mathbf{w}_{2,1}^*$  와  $-\mathbf{w}_{1,1}^*$  로 치환하면, 다음과 같은 변형된 CM 메트릭  $J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1})$  을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1}) &= E[(|\mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{y}(2i-1) + \mathbf{w}_{2,1}^T \mathbf{y}^*(2i)|^2 - 1)^2] \\ &\quad + E[(|\mathbf{w}_{2,1}^H \mathbf{y}(2i-1) - \mathbf{w}_{1,1}^T \mathbf{y}^*(2i)|^2 - 1)^2]. \end{aligned} \quad (20)$$

이 식은 단지  $\mathbf{w}_{1,1}$  과  $\mathbf{w}_{2,1}$  만의 함수라는 것을 알 수 있다. 유사하게 식 (7)에 있는 제약 조건은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{c}_{1,1} = \alpha/2, \mathbf{w}_{2,1}^H \mathbf{c}_{1,2} = \alpha^*/2. \quad (21)$$

식 (20)과 (21)를 이용하면, 원래 문제 (P1)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{(P2)} \quad \{\mathbf{w}_{1,1}^{\text{opt}}, \mathbf{w}_{2,1}^{\text{opt}}\} &= \arg \min_{\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1}} J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1}) \\ \text{subject to } &\mathbf{w}_{1,1}^H \mathbf{c}_{1,1} = \alpha/2, \mathbf{w}_{2,1}^H \mathbf{c}_{1,2} = \alpha^*/2. \end{aligned} \quad (22)$$

이제  $\tilde{\mathbf{c}}_{1,1} = \alpha \mathbf{c}_{1,1} / (2\|\mathbf{c}_{1,1}\|^2)$ ,  $\tilde{\mathbf{c}}_{1,2} = \alpha^* \mathbf{c}_{1,2} / (2\|\mathbf{c}_{1,2}\|^2)$  라고 정의하자. 그리고, 제안하는 블라인드 적응형 알고리즘을 구하기 위하여, 벡터  $\mathbf{w}_{m,1}$ ,  $m=1,2$ , 를 표준 형태인  $\mathbf{w}_{m,1} = \tilde{\mathbf{c}}_{1,m} + \mathbf{x}_{m,1}$  으로 표현하자. 이 때,  $\mathbf{x}_{m,1}$  은  $\tilde{\mathbf{c}}_{1,m}$  에 직교하는 벡터이다.

$\mathbf{w}_{1,1}$  과  $\mathbf{w}_{2,1}$  에 대한 표준 형태를 식 (22)에 대입하고,  $J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1})$  을  $\mathbf{w}_{m,1}$  에 대해서 미분하면, 다음 식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_M}{\partial \mathbf{x}_{1,1}^*} &= 2E[(|\gamma_1(i)|^2 - 1)\gamma_1^*(i)\mathbf{y}(2i-1)] \\ &\quad - 2E[(|\gamma_2(i)|^2 - 1)\gamma_2^*(i)\mathbf{y}(2i)], \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial J_M}{\partial \mathbf{x}_{2,1}^*} &= 2E[(|\gamma_1(i)|^2 - 1)\gamma_1(i)\mathbf{y}(2i)] \\ &\quad + 2E[(|\gamma_2(i)|^2 - 1)\gamma_2(i)\mathbf{y}(2i-1)]. \end{aligned} \quad (24)$$

식 (23)과 (24)에 있는 기댓값을 한 개의 샘플 평균으로 치환하고,  $\partial J_M / \partial \mathbf{x}_{m,1}^*$ ,  $m=1,2$ , 성분 중에서  $\tilde{\mathbf{c}}_{1,m}$  에 수직인 성분을  $\Delta \mathbf{x}_{m,1}(i)$  라고 정의하면, 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}_{1,1}(i) &= 2(|\gamma_1(i)|^2 - 1)\gamma_1^*(i) \times \\ &\quad \{\mathbf{y}(2i-1) - (\mathbf{c}_{1,1}^H \mathbf{y}(2i-1))\mathbf{c}_{1,1} / \|\mathbf{c}_{1,1}\|\} \\ &\quad - 2(|\gamma_2(i)|^2 - 1)\gamma_2^*(i) \times \\ &\quad \{\mathbf{y}(2i) - (\mathbf{c}_{1,1}^H \mathbf{y}(2i))\mathbf{c}_{1,1} / \|\mathbf{c}_{1,1}\|\}, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \Delta \mathbf{x}_{2,1}(i) &= 2(|\gamma_1(i)|^2 - 1)\gamma_1(i) \times \\ &\quad \{\mathbf{y}(2i) - (\mathbf{c}_{1,2}^H \mathbf{y}(2i))\mathbf{c}_{1,2} / \|\mathbf{c}_{1,2}\|\} \\ &\quad + 2(|\gamma_2(i)|^2 - 1)\gamma_2(i) \times \\ &\quad \{\mathbf{y}(2i-1) - (\mathbf{c}_{1,2}^H \mathbf{y}(2i-1))\mathbf{c}_{1,2} / \|\mathbf{c}_{1,2}\|\}. \end{aligned} \quad (26)$$

따라서,  $\mathbf{x}_{m,1}$ ,  $m=1,2$ , 에 대한 통계적 변화율 적응 알고리즘은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}_{m,1}(i+1) = \mathbf{x}_{m,1}(i) + \mu_p \Delta \mathbf{x}_{m,1}(i). \quad (27)$$

여기에서  $\mu_p$  는 증분량을 나타낸다.

이제  $\mathbf{w}_{1,1}$  과  $\mathbf{w}_{2,1}$  에 대해, 제안하는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법은 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{w}_{m,1}(i+1) = \tilde{\mathbf{c}}_{1,m} + \mathbf{x}_{m,1}(i+1), \quad m=1,2. \quad (28)$$

그리고 나서, 식 (19)에서 주어진 관계식을 사용하면,  $\mathbf{w}_{1,2}(i+1)$  과  $\mathbf{w}_{2,2}(i+1)$  는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_{1,2}(i+1) &= \mathbf{w}_{2,1}^*(i+1), \\ \mathbf{w}_{2,2}(i+1) &= -\mathbf{w}_{1,1}^*(i+1). \end{aligned} \quad (29)$$

식 (29)를 식 (9)와 비교하면, 제안하는 기법의 여파기 계수 적응식에서 부분 벡터  $\mathbf{w}_{m,1}$ ,  $m=1,2$ , 의 길이는  $N$ 이지만, 기존 방식의 여파기 계수 적응식에 나타나는 벡터  $\mathbf{w}_n$ ,  $n=1,2$ , 는 길이가  $2N$ 이라는 것을 알 수 있다. 일반적으로, 적응 알고리즘의 수렴 속도는 여파기 계수 벡터의 길이에 반비례하고, 제안하는 기법의 여파기 벡터의 길이가 기존 방식의 절반이므로, 제안하는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법의 수렴 속도는 기존 방식의 수렴 속도보다 두 배 빠르다는 것을 예측할 수 있다.

## V. 모의실험

이 장에서는 제안하는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법과 기존의 SG-CMA 기법의 CM 메트릭과 SINR을 비교한다. 이 때,  $i$ 번째 심볼 구간에서 SINR은 다음과 같이 주어진다.

$$\text{SINR}(i) = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^2 \frac{|\mathbf{w}_m^H(i) \mathbf{f}_{1,m}|^2}{|\mathbf{w}_m^H(i) \{ \mathbf{y}_e(i) - d_1(2i-2+m) \mathbf{f}_{1,m} \}|^2}. \quad (30)$$

여기에서는 하향링크 MC-CDMA 시스템에서 BS가 각 사용자의 데이터를 전송하기 위하여 간단한 STBC 기법을 적용하고, 사용자의 수가  $K=4, 6, 8$ 인 경우에 대해서 고려한다. 확산 코드의 길이는 부반송파의 개수인  $N$ 과 같다고 가정하고, 모든 모의실험에 대해서  $N=32$ 를 사용하였다. 확산 코드를 발생하기 위하여, 길이가 32인 Walsh-Hadamard 코드를 사용하였고, 두 개의 확산 코드를 각 사용자에게 할당했다. 모든 모의실험에 대하여 같은 확산 코드를 사용하였으며, 무작위로 발생한 500개의 채널에 대한 결과들을 평균하였다. 시간 영역에서 세계의 탭을 갖는 Rayleigh 다중 경로 페이딩 채널을 사용하였고, 시간 영역 채널에 DFT를 적용함으로써 기지국과 목표 사용자 간의 주파수 영역 채널 행렬을 발생시켰다. 채널 이득은 복소수 가우시안 분포를 사용하여 발생시켰고, 채널의 평균 이득이 1이 되도록 정규화시켰다.

그림 3은 수신 신호대 잡음비 (SNR)가 20dB이고, 사용자 수가  $K=8$ 일 때, 제안하는 기법의 변형된 CM 메트릭  $J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1})$  과 기존 방식의 CM 메트릭  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2)$  을 비교한다. 제안하는 기법과 기존 기법에 대해서 동일한 증분량  $\mu_p = \mu_c = 4.5 \times 10^{-3}$ 을 사용하였다. 그림에서 'Prop'와 'Conv'는 각각 제안하는 기법과 기존 기법

을 나타낸다. 이 그림으로부터, 정상 상태 CM 메트릭 값이 동일한 경우에, 제안하는 기법의 CM 메트릭이 기존 기법의 CM 메트릭보다 더 빨리 수렴한다는 것을 알 수 있다.

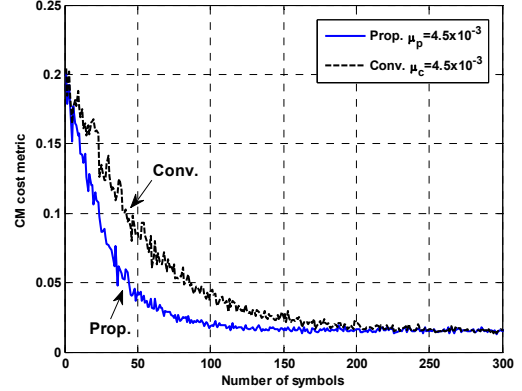


그림 3. 수신 SNR=20dB, 사용자 수  $K=8$ , 증분량

$\mu_c = \mu_p = 4.5 \times 10^{-3}$  일 때, CM 메트릭  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2)$  과  $J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1})$  의 비교

Fig. 3. Comparison of CM metric  $J(\mathbf{w}_1, \mathbf{w}_2)$  and  $J_M(\mathbf{w}_{1,1}, \mathbf{w}_{2,1})$  when SNR=20dB,  $K=8$ , and the step sizes  $\mu_c = \mu_p = 4.5 \times 10^{-3}$ .

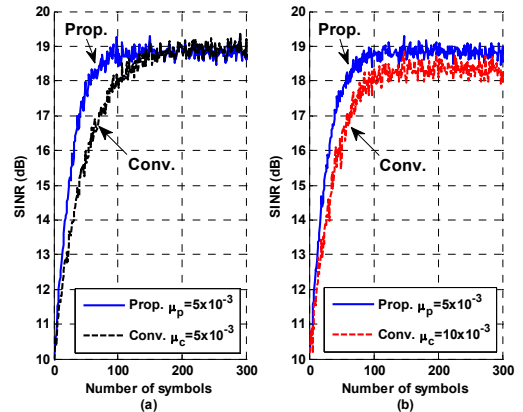


그림 4. 사용자 수가  $K=4$ 이고, SNR=20dB일 때, 제안하는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법과 기존 기법의 SINR 학습 곡선 (a)  $\mu_c = \mu_p = 5 \times 10^{-3}$  (b)  $\mu_p = 5 \times 10^{-3}$ ,  $\mu_c = 10 \times 10^{-3}$

Fig. 4. SINR learning curves for the proposed blind adaptive SG-CMA and the conventional one when  $K=4$  and SNR=20dB. (a)  $\mu_c = \mu_p = 5 \times 10^{-3}$  (b)  $\mu_p = 5 \times 10^{-3}$ ,  $\mu_c = 10 \times 10^{-3}$

그림 4는 제안하는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법과 기존 기법의 SINR 학습 곡선을 보여준다. 사용자 수는  $K=4$ 이고, 수신 SNR은 20dB이다. 그림 4-(a)과 4-(b)에서 기존 SG-CMA 기법의 증분량은 각각  $\mu_c = 5 \times 10^{-3}$ 와  $\mu_p = 10 \times 10^{-3}$ 이고, 제안하는 SG-CMA 기법의 증분량은 모두  $\mu_p = 5 \times 10^{-3}$ 이다. 그림 4-(a)로부터, 정상 상태 SINR이 동일한 경우에, 제안하는 SG-CMA 기법의 수렴 속도가 기존 SG-CMA 기법보다 더 빠르다는 것을 알 수 있다. 또한, 그림 4-(b)로부터, 수렴 속도가 동일한 경우에는, 제안하는 기법이 기존 기법보다 더 높은 정상 상태 SINR을 갖는다는 것을 알 수 있다.

그림 5는 심볼 시간  $i = 200$ 에서 사용자 수가  $K=4$ 에서  $K=6$ 으로 변하는 경우에 대한 SINR 학습 곡선을 보여준다. 이 때, 제안 기법과 기존 기법의 증분량은  $\mu_c = \mu_p = 5 \times 10^{-3}$ 로 동일하다고 가정하였다. 이 그림으로부터, 사용자 수가 변하는 경우에도, 제안하는 SG-CMA 기법이 기존 SG-CMA 기법보다 더 빨리 수렴한다는 것을 알 수 있다.

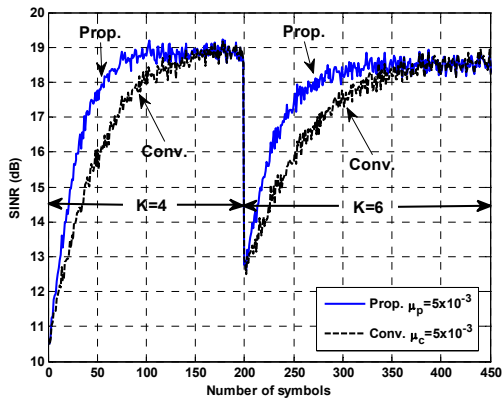


그림 5. 심볼 시간  $i = 200$ 에서 사용자 수가  $K=4$ 에서  $K=6$ 으로 변하는 경우에 대한 SINR 학습 곡선  
 Fig. 5. SINR learning curves when the number of users varies from  $K=4$  to  $K=6$  at the symbol time  $i = 200$

## VI. 결 론

본 논문에서는 하향링크 STBC MC-CDMA 시스템을 위한 블라인드 적응형 SG-CMA 수신기를 제안하였다. 먼저 여파기 계수 벡터를 부분 벡터들로 분할한 후에, CM 메트릭을 최소화시키는 최적의 부분 벡터들 간의 특

별한 관계식을 유도하였다. 이러한 특별한 관계식을 이용하여, 일부 부분 벡터들만의 함수인 변형된 CM 메트릭을 제시하였다. 그리고 나서, 변형된 CM 메트릭을 최소화시키는 최적화 문제를 풀기 위한 새로운 블라인드 적응형 SG-CMA 기법을 제안하였다. 제안하는 SG-CMA 기법은 여파기 계수 벡터의 길이가 기존 SG-CMA 기법에서 사용하는 여파기 계수 벡터의 길이의 절반 밖에 되지 않고, 본 논문에서 유도한 특별한 관계식을 만족하는 영역에서만 여파기 계수들을 갱신하기 때문에, 제안하는 기법이 기존 기법보다 더 빠른 수렴 속도를 갖는다. 컴퓨터 모의실험을 통하여, 정상 상태 SINR이 동일한 경우에, 제안하는 블라인드 적응형 SG-CMA 기법이 기존 SG-CMA 기법보다 더 빠른 수렴 속도를 갖는다는 것을 보였다.

## References

- [1] M. Li, C. Liu, and S. V. Hanly, "Precoding for the sparsely spread MC-CDMA downlink with discrete-alphabet inputs", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 6, No. 2, pp. 1116-1129, Feb. 2017. DOI: [10.1109/TVT.2016.2551726](https://doi.org/10.1109/TVT.2016.2551726)
- [2] H. R. C. Mora, N. V. O. Garzon, and C. de Almeida, "Mean bit error rate evaluation of MC-CDMA cellular systems employing multiuser-maximum likelihood detector", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 66, No. 11, pp. 9838-9851, Nov. 2017. DOI: [10.1109/TVT.2017.2726778](https://doi.org/10.1109/TVT.2017.2726778)
- [3] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998. DOI: [10.1109/49.730453](https://doi.org/10.1109/49.730453)
- [4] I. S. Jin, "Performance of STBC-MTCM/TCM systems for high rate transmissions", *The Journal of KIIT*, Vol. 14, No. 12, pp. 99-105, Dec. 2016. DOI: [10.14801/jkiit.2016.14.12.99](https://doi.org/10.14801/jkiit.2016.14.12.99)
- [5] M. Torabi and C. Nerguizian, "Impact of antenna correlation on the BER performance of a cognitive radio network with Alamouti STBC", *IEEE Wireless Comm. Lett.*, Vol. 5, No. 3, pp. 264-267 Jun. 2016. DOI: [10.1109/LWC.2016.2536723](https://doi.org/10.1109/LWC.2016.2536723)
- [6] Z. Li and M. Latva-aho, "Nonblind and semiblind space-time frequency multiuser detection for space-time block-coded MC-CDMA", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 4, No. 4, pp. 1311-1318, Jul. 2005. DOI: [10.1109/TWC.2005.850354](https://doi.org/10.1109/TWC.2005.850354)
- [7] T.-T. Lin and F.-H. Hwang, "MCMOE-Based CFO estimator aided with the correlation matrix approach

- for Alamouti's STBC MC-CDMA downlink systems", IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 61, No. 8, pp. 3790-3795, Oct. 2012.  
DOI: [10.1109/TVT.2012.2208662](https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2208662)
- [8] J.-L. Yu and I.-T. Lee, "MIMO Capon receiver and channel estimation for space-time coded CDMA systems", IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 5, No. 11, pp. 3023-3028, Nov. 2006.  
DOI: [10.1109/TWC.2006.xxxxx](https://doi.org/10.1109/TWC.2006.xxxxx)
- [9] R. C. de Lammare and R. Sampaio-Neto, "Blind adaptive MIMO receivers for space-time block-coded DS-SS systems in multipath channels using the constant modulus criterion", IEEE Trans. Commun., Vol. 58, No. 1, pp. 21-27, Jan. 2010.  
DOI: [10.1109/TCOMM.2010.01.070549](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2010.01.070549)
- [10] J. Choi, Adaptive and Iterative Signal Processing in Communications, Cambridge University Press, 2006.
- [11] M. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol. 41, No. 4, pp. 944-960, Jul. 1995.  
DOI: [10.1109/18.391241](https://doi.org/10.1109/18.391241)
- [12] Z. Xu and M. K. Tsatsanis, "Blind adaptive algorithms for minimum variance CDMA receivers", IEEE Trans. Commun., Vol. 49, No. 1, pp. 180-194, Jan. 2001.  
DOI: [10.1109/26.898261](https://doi.org/10.1109/26.898261)
- [13] G. Yang, J. Yin, D. Huang, L. Jin, and H. Zhou, "A Kalman filter-based blind adaptive multi-user detection algorithm for underwater acoustic networks", IEEE Sens. J., Vol. 16, No. 11, pp. 4023-33, Jun. 2016.  
DOI: [10.1109/JSEN.2015.2464814](https://doi.org/10.1109/JSEN.2015.2464814)
- [14] S. G. Lim, "A performance comparison of CR-MMA and FC-MMA adaptive equalization algorithm in 2 dimensional QAM signal", The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication (JIIBC), Vol. 18, No. 1, pp. 85-90, Feb. 2018.  
DOI: <https://doi.org/10.7236/JIIBC.2018.18.1.85>
- [15] T. E. Biedka, W. H. Tranter, and J. H. Reed, "Convergence analysis of the least squares constant modulus algorithm in interference cancellation application", IEEE Trans. Commun., Vol. 48, No. 3, pp. 491-501, Mar. 2000.  
DOI: [10.1109/26.837051](https://doi.org/10.1109/26.837051)
- [16] L. Landau, R. C. de Lamare, and M. Haardt, "Robust adaptive beamforming algorithms using the constrained constant modulus criterion", IET Signal Process., Vol. 8, No. 5, pp. 447-457, Jul. 2014.  
DOI: [10.1049/iet-spr.2013.0166](https://doi.org/10.1049/iet-spr.2013.0166)
- [17] X. Wu, Y. Cai, and M. Zhao, "Adaptive widely linear constrained constant modulus reduced-rank beamforming", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., Vol. 53, No. 1, pp. 477-492, Feb. 2017.  
DOI: [10.1109/TAES.2017.2650838](https://doi.org/10.1109/TAES.2017.2650838)
- [18] K. Shi, X. Ma, and Z. T. Zhou, "A variable step size and variable tap length LMS algorithm for impulse response with exponential power profile", in Proc. ICASSP, Apr. 2009, pp. 3105-3108.  
DOI: [10.1109/ICASSP.2009.4960281](https://doi.org/10.1109/ICASSP.2009.4960281)
- [19] Y. Gu, K. Tang, H. Cui, and W. Du, "Convergence analysis of a deficient-length LMS filter and optimal-length sequence to model exponential decay impulse response", IEEE Signal Process. Lett., Vol. 10, No. 1, pp. 4-7, Jan. 2003.  
DOI: [10.1109/LSP.2002.806704](https://doi.org/10.1109/LSP.2002.806704)

## 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