MUSIC 알고리즘 기반 블라인드 빔포밍 등화 시스템

Blind Beamforming Equalization System Based on MUSIC Algorithm

김용국 · 이승환* · 신동진* · 유흥균

Yongguk Kim · Seung Hwan Lee* · Dong Jin Shin* · Heung-Gyoon Ryu

요 약

블라인드 등화기법은 트레이닝 시퀀스 없이 수신된 신호만을 가지고 채널 등화를 할 수 있다. 블라인드 등화 시스템은 트레이닝 시퀀스가 존재하지 않기 때문에 블라인드 등화 시스템을 통해서 대역 효율을 향상시킬 수 있는 장점이 있습니다. 이 때문에 이동 위성 통신에서 유저들의 이동으로 인해서 발생하는 ISI를 제거하기 위해서 블라인드 등화시스템을 사용해야 합니다. 트레이닝 시퀀스를 사용하지 않기 때문에 우리는 블라인드 등화기 시스템을 통해 대역 효율을 증가시킬 수 있으며, 트레이닝 시퀀스를 사용하지 않는 이동 통신의 수신기에서는 블라인드 등화를 사용해야 합니다. 블라인드 등화는 이동 위성 통신 채널에 적합합니다. 이 블라인드 등화를 이동 위성 통신 시스템에 적용시켜 BER 성능을 향상시키는 것은 매우 중요합니다. 본 논문에서는 MCMA와 SAG MCMA를 적용한 블라인드 등화 시스템을 제안한다. 이 시스템은 빔포밍과 MUSIC 알고리즘 그리고 coordinate change 기법을 적용해서 BER 성능이 향상됨을 시뮬레이션을 통해서 확인할 수 있다.

Abstract

Blind equalization is a technique that equalizes the received signals without the training sequence. Because of the absence of training sequence, we can increase the bandwidth efficiency due to the blind equalization system. And we must use the blind equalization for removing the ISI in mobile satellite communication receiver. ISI occurs due to mobility of users in mobile satellite communications. Blind equalization is suitable for the mobile satellite communication channels. In this blind equalization, it's very important to improve BER performance to apply the mobile satellite communication system. In this paper, we propose the blind beamforming equalization system using the beamforming, MUSIC algorithm and coordinate change method. We were confirmed by the simulation that the proposed system improves the BER performance.

Key words : Blind Equalizer, Coordinate Change, Beamforming, Music Algorithm, Ber Performance

I. 서 론

디지털 통신 시스템에서 많은 정보를 전달하는 것은 매우 중요하다. 통신 채널에서는 주어진 전력

에 따라 보낼 수 있는 정보의 양은 정보이론을 토대로 제한된다. 전송 신호를 제한하게 되는 주 요인은 디지털 전송 시 발생하는 인접 심볼 간섭(Inter Symbol Interference: ISI)이다. 일반적인 등화기에서는 채널

「본 연구는 KCA(Korea Communications Agency)에서 관리되고 있는 KCC(Korea Communications Commission)의 R&D 프로그램에 의해 지원되었음(과제 번호: KCA-2012-11-921-04-001).」

충북대학교 전자공학과(Department of Electronics and Engineering, Chungbuk National University)

*한국전자통신연구원(Electronics and Telecommunications Research Institute)

· Manuscript received November 15, 2012 ; Revised January 8, 2013 ; Accepted January 14, 2013. (ID No. 20121115-129)

· Corresponding Author : Heung-Gyoon Ryu (e-mail : ecomm@cnu.ac.kr)

널의 특성을 파악하기 위해서 송수신 측에서 미리 약속된 트레이닝 시퀀스를 이용하여 등화를 한다. 그러나 트레이닝 시퀀스의 사용으로 인하여 채널의 대역 효율을 저하되는 문제점이 있다^[1].

이와 같은 문제를 해결하기 위해서 트레이닝 시퀀스 없이 채널 등화가 가능한 블라인드 등화기에 대한 많은 연구가 진행되었다^[2].

대표적인 블라인드 등화 방식에는 수신 신호가 가지는 일정한 통계적인 특징인 CM(Constant Modulus)를 이용한 CMA(Constant Modulus Algorithm) 블라인드 등화기법이 있다. CMA 방식은 송신된 신호의 신호점을 CM로 간주하여 등화를 한다. 하지만 통계량의 신호점으로 정해지는 CM을 기준 신호로 사용하기 때문에 정상 상태에 이르러서도 오차 레벨이 크게 발생한다. CMA 알고리즘은 위상 회전에 취약하다는 문제점을 가진다. 이러한 문제점을 보완하고자 Modified-CMA(MCMA) 방식이 제안되었다. MCMA 기법의 수신 성능을 향상시키기 위해서 등화 계수의 올바르게 업데이트 되는지 판단하는 SAG-MCMA 기법이 제안되었다^[3].

일반적인 위성 통신 시스템은 AWGN 채널 환경을 갖는다. 따라서 위성 통신에서는 채널 추정을 위해 트레이닝 시퀀스를 사용하지 않는다. 그러나 이동 위성 통신 시스템에서는 단말기인 모뎀이 이동하기 때문에 채널로 인하여 ISI가 발생하게 된다. 따라서 트레이닝 시퀀스를 사용하지 못하는 이동 위성 통신 시스템의 성능을 향상시키기 위해서 블라인드 등화기법의 성능 향상에 대한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 블라인드 등화기의 성능 향상을 위해서 coordinate change와 빔포밍 기법을 적용하였다. 기존의 MCMA 등화 기법의 등화 성능을 향상시키기 위해서 coordinate change 기반 MCMA와 수신 성능 향상을 위해서 MUSIC 알고리즘 기반의 빔포밍 기법을 적용하였다.

본 논문의 2장에서는 MCMA 알고리즘에 대한 소개를 하고, 3장에서는 coordinate change 방법을 소개한다. 4장에서는 MUSIC 알고리즘의 대한 소개와 5장에서는 제안하는 블라인드 빔포밍 시스템에 대한 소개와 마지막으로 시뮬레이션 결과와 결론으로 구성되었다.

그림 1. MCMA 블록도

Fig. 1. Block diagram of MCMA.

II. MCMA Algorithm

2-1 MCMA Algorithm

그림 1은 MCMA의 블록도이다. $s(t)$ 는 전송된 신호이고, $\hat{s}(t)$ 는 등화기를 통과 후 판별된 신호이다. 등화기의 출력 신호 $y(t)$ 는 다음과 같다. $f(t)$ 는 등화 계수를 나타낸다.

$$y(t) = f^T(t)x(t) \quad (1)$$

입력 벡터는 $x(t)$ 는 아래와 같다.

$$x(t) = [x(t), x(t-1), \dots, x(t-N+1)]^T \quad (2)$$

N-tab 등화 계수는 다음과 같이 정의된다.

$$f(t) = [f_0(t), f_1(t), f_2(t), \dots, f_{N-1}(t)]^T \quad (3)$$

다음의 식은 MCMA의 에러 함수이다.

$$\begin{aligned} e_R(t) &= y_R(t)(|y_R(t)|^2 - R_{2,R}) \\ e_I(t) &= y_I(t)(|y_I(t)|^2 - R_{2,I}) \\ e(t) &= e_R(t) + je_I(t) \end{aligned} \quad (4)$$

탭 계수를 최적화하기 위한 cost function은 다음과 같다.

$$J(t) = E[(e_R(t))^2] + jE[(e_I(t))^2] \quad (5)$$

R_2 는 송신 신호의 신호점 대신에 등화의 기준이 되는 값으로써 신호의 통계적 평균으로 구해지며, 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$R_{2,R} = \frac{E[|s_R(t)|^4]}{E[|s_R(t)|^2]^2}, \quad R_{2,I} = \frac{E[|s_I(t)|^4]}{E[|s_I(t)|^2]^2}, \quad (6)$$

등화 계수의 업데이트는 아래의 식을 통해서 업데이트 된다.

$$f(t+1) = f(t) - \mu x(t)e(t) \quad (7)$$

그림 2. SAG MCMA의 블록도

Fig. 2. Block diagram of the propose scheme in SAG MCMA.

2-2 SAG MCMA Algorithm

MCMA 알고리즘은 위상 에러와 주파수 오프셋을 수정하기 위해서 고안한 방식이다. 하지만 MCMA는 등화 계수가 올바르게 업데이트되는지 판단할 수 없다. 그래서 우리는 MCMA에 SAG 방식을 적용한 SAG MCMA를 통해서 이용한다.

SAG MCMA에서는 MCMA의 에러 함수와 새로운 에러 함수 간의 부호를 통해서 등화 계수의 올바른 업데이트를 판단한다.

$\hat{e}(t)$ 에러 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\hat{e}_R(t) &= y_R(t)(y_R(t)^2 - \hat{s}_R(t)^2) \\ \hat{e}_I(t) &= y_I(t)(y_I(t)^2 - \hat{s}_I(t)^2)\end{aligned}\quad (8)$$

SAG MCMA의 두 개의 에러 함수 간의 부호 여부에 따라 0과 1의 값을 가지는 $fr_R(t)$ 와 $fr_I(t)$ 값을 통해서 등화 계수 업데이트를 진행하는 Go와 업데이트를 중단하는 Stop을 결정하게 된다. $fr_R(t)$ 와 $fr_I(t)$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}fr_R &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sign } \hat{e}_R(t) = \text{sign } e_R(t) \\ 0, & \text{if } \text{sign } \hat{e}_R(t) \neq \text{sign } e_R(t) \end{cases} \\ fr_I &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sign } \hat{e}_I(t) = \text{sign } e_I(t) \\ 0, & \text{if } \text{sign } \hat{e}_I(t) \neq \text{sign } e_I(t) \end{cases}\end{aligned}\quad (9)$$

등화 계수의 업데이트는 다음의 식을 통해서 업데이트 된다.

$$f(t+1) = f(t) - \mu(fr_R(t)e_r(t) + jfr_I(t)e_i(t))x(t) \quad (10)$$

III. Coordinate Change

본 논문에서는 CMA 방식은 고차 변조 방식으로

갈수록 오차 신호가 커지게 됨으로 인해서 16-APSK의 신호를 일정한 규칙에 의해 신호 크기를 감소시켜 작은 모듈러스 값을 가지게 함으로써 등화 성능을 향상시키는 coordinate change 방식을 제안한다.

16-APSK는 각각의 신호 크기를 가지는 내원과 외원이 존재한다. 내원의 경우 4개의 심볼을 가지고, 외원은 12개의 심볼을 가지게 된다.

내원과 외원의 반지름의 비율은 γ 로 정의하며, 아래와 같이 표현된다.

$$\gamma = \frac{R_2}{R_1} \quad (11)$$

16-APSK의 신호는 2.85의 γ 값을 가지며, 각각 심볼의 값은 $\{\pm 1 \pm i, \pm 2.0153 \pm 2.0153i, \pm 2.7529 \pm 0.7376i, \pm 0.7376 \pm 2.7529i\}$ 을 가진다.

3-1 16-APSK의 Coordinate Change

우리는 16-APSK의 coordinate change를 통해 신호의 CM의 크기를 줄임으로 인해서 CMA 방식의 등화 성능을 향상시키는 방식을 제안한다. 16QAM 신호에 대한 연구는 이미 진행되었으며, 간단한 수식을 통해서 CM을 줄일 수 있음을 보여주었다^[1]. 하지만 APSK 신호에서는 기존의 16QAM과 같은 하나의 수식을 통해서 CM을 줄이는 것이 적용되지 않는다. 16QAM의 신호를 예를 들면 가장 안쪽의 내원을 형성하는 4개의 신호점을 제외한 나머지 외원의 신호는 QAM 신호와 같이 사각형의 형태를 가지고 있지 않고 원의 형태를 가지고 있다. 이러한 원의 형태로 인해서 하나의 수식을 통해서 CM을 줄이는 방식이 적용되기 어렵다. 본 논문에서는 신호의 성상도 상의 각도를 이용하여 각 상황에 따른 수식을 적용하여서 16-APSK의 CM을 줄이는 방식을 제안한다. 그림 3은 16-APSK 신호의 coordinate change 방법을 나타낸 그림으로 2.85의 γ 값을 가지는 16-APSK 신호를 그림과 같이 줄인다. 16-APSK의 신호를 그림 3과 같이 줄여서 16-APSK의 신호는 그림 3과 같이 신호의 크기를 줄이게 되고, coordinate change된 신호점의 좌표는 표 1을 통해서 확인할 수 있다.

신호의 크기를 줄이기 위해서는 신호의 각도 정보를 파악해야 한다. 각도 정보를 얻는 방법은 다음과 같다.

그림 3. 16-APSK의 coordinate change 정상도
Fig. 3. Coordinate change constellation of 16-APSK.

표 1. 변환된 16-APSK의 좌표

Table 1. The changes of 16-APSK signal coordinate.

Original coordinates	New coordinates	Original coordinates	New coordinates
$1+i$	$1+i$	$1-i$	$1-i$
$2.0153+2.0153i$	$1+i$	$2.0153-2.0153i$	$1-i$
$2.7529+0.7376i$	$1-i$	$2.7529-0.7376i$	$1+i$
$0.7376+2.7529i$	$-1+i$	$0.7376-2.7529i$	$-1-i$
$-1+i$	$-1+i$	$-1-i$	$-1-i$
$-2.0153+2.0153i$	$-1+i$	$-2.0153-2.0153i$	$-1-i$
$-2.7529+0.7376i$	$-1-i$	$-2.7529-0.7376i$	$-1+i$
$-0.7376+2.7529i$	$1+i$	$-0.7376-2.7529i$	$1-i$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left(\frac{x_I(t)}{x_R(t)} \right) * \frac{180}{\pi} \quad (12)$$

여기서 x_R 과 x_I 는 신호의 실수값과 허수값을 나타낸다.

16-APSK의 coordinate change 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} & \text{If } 0 < |\theta(t)| \leq 30 \parallel 150 < |\theta(t)| \leq 180 \ \&\& \ |X| \geq 2.13 \\ & \quad Y = [X_r - 1.7529 \text{sign}(X_r)] + i[X_i - 1.7376 \text{sign}(X_i)] \\ & \text{else if } 0 < |\theta(t)| \leq 30 \parallel 150 < |\theta(t)| \leq 180 \ \&\& \ |X| < 2.13 \\ & \quad Y = \text{sign}(X_r) + i \text{sign}(X_i) \\ & \text{else if } 30 < |\theta(t)| \leq 60 \parallel 120 < |\theta(t)| \leq 150 \parallel |X| \geq 2.13 \\ & \quad Y = [X_r - 1.0153 \text{sign}(X_r)] + i[X_i - 1.0153 \text{sign}(X_i)] \\ & \text{else if } 30 < |\theta(t)| \leq 60 \parallel 120 < |\theta(t)| \leq 150 \parallel |X| < 2.13 \\ & \quad Y = \text{sign}(X_r) + i \text{sign}(X_i) \\ & \text{else if } 60 < |\theta(t)| \leq 120 \ \&\& \ |X| \geq 2.13 \\ & \quad Y = [X_r - 1.7376 \text{sign}(X_r)] + i[X_i - 1.7529 \text{sign}(X_i)] \\ & \text{else if } 60 < |\theta(t)| \leq 120 \ \&\& \ |X| < 2.13 \\ & \quad Y = \text{sign}(X_r) + i \text{sign}(X_i) \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 sign은 신호의 부호값을 나타낸다. 신호의 값이 0보다 크면 1, 0보다 작으면 -1의 값을 가지며, 0

그림 4. Coordinate change를 적용한 MCMA의 블록도
Fig. 4. Block diagram of MCMA using the coordinate change.

이면 0의 값을 가진다. X 는 원래의 신호를 나타내며 Y 는 coordinate change된 신호를 나타낸다.

위의 방식은 구해진 각도 정보와 신호와 원점 사이의 거리를 기준으로 신호 크기를 줄이게 된다.

3-2 Coordinate Change를 적용한 MCMA

3-2-1 MCMA

그림 5는 coordinate change가 적용된 MCMA의 블록도를 나타낸 그림이다. 등화기의 출력 신호에 coordinate change 방식을 통해서 신호의 크기를 줄여서 CM의 값을 작게 만들어 등화 계수를 업데이트 한다. 여기서 $s'(t)$ 는 송신 신호의 coordinate change된 신호점을 나타낸다.

이때, R_2' 는 다음과 같이 정의된다.

$$R_{2,R}' = \frac{E[|s_R'(t)|^4]}{E[|s_R'(t)|^2]^2}, \quad R_{2,I}' = \frac{E[|s_I'(t)|^4]}{E[|s_I'(t)|^2]^2} \quad (14)$$

등화기 출력 신호는

$$y(t) = f^T(t)x(t) \quad (15)$$

이다. 이때 최초의 등화기 출력 신호는 기존의 수신 신호를 사용한다. MCMA의 cost function는 식 (16)과

그림 5. Coordinate change를 적용한 SAG MCMA의 블록도

Fig. 5. Block diagram of SAG MCMA using the coordinate change.

같다.

$$J'_{MCMA}(f) = E[\{e'(t)\}^2] \quad (16)$$

여기서 에러 함수는

$$\begin{aligned} e'_R(t) &= y'_R(t)(|y'_R(t)|^2 - R'_{2,R}) \\ e'_I(t) &= y'_I(t)(|y'_I(t)|^2 - R'_{2,I}) \\ e'(t) &= e_R(t) + je_I(t) \end{aligned} \quad (17)$$

이며, 탭 계수의 업데이트는 아래의 식을 통해서 업데이트 된다.

$$f(t+1) = f(t) - \mu x(t) e'(t) \quad (18)$$

3-2-2 SAG MCMA

그림 6은 coordinate change를 적용한 SAG MCMA의 블록도이다. 모듈러스 값은 MCMA와 동일하다. Coordinate change가 적용된 SAG MCMA의 에러 함수는 기존의 MCMA의 에러 함수와 새롭게 정의된 에러 함수를 사용한다. 새롭게 정의된 에러 함수는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_R(t) &= y'_R(t)(|y'_R(t)|^2 - (a_R(t))^2) \\ \hat{e}_I(t) &= y'_I(t)(|y'_I(t)|^2 - (a_I(t))^2) \end{aligned} \quad (19)$$

SAG MCMA는 MCMA의 에러 함수와 새롭게 정의된 에러 함수의 부호의 비교를 통해서 부호가 동일할 경우에는 등화 계수의 업데이트가 올바르게 진행되고 있다고 판단해 업데이트를 계속 진행하고 부호가 동일하지 않을 경우에는 등화 계수의 업데이트가 올바르게 진행되고 있지 않다고 판단해 업데이트

그림 6. MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼
Fig. 6. Spatial spectrum of MUSIC algorithm.

를 중지시키는 방법이다. 위의 방식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} fr_R &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_R(t) = \text{sign} \hat{e}'_R(t) \\ 0, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_R(t) \neq \text{sign} \hat{e}'_R(t) \end{cases} \\ fr_I &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_I(t) = \text{sign} \hat{e}'_I(t) \\ 0, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_I(t) \neq \text{sign} \hat{e}'_I(t) \end{cases} \end{aligned} \quad (20)$$

등화 탭 계수의 업데이트는 다음의 식을 통해서 이루어진다.

$$f(t+1) = f(t) - \mu(fr(t)e_R(t) + fi(t)e_I(t))x(t) \quad (21)$$

IV. MUSIC Algorithm

단일 선형 배열(ULA)을 이루는 등방안테나를 고려할 때, 협대역 신호 $S_p(t)$ 는 다른 방향 θ_p 로부터 ULA에 나쁜 영향을 주는 신호로써 방출된다. 관찰 벡터는 다음과 같이 표현된다. *는 곱셈을 의미하며, $n(t)$ 는 AWGN 잡음을 의미한다.

$$X(t) = \sum_{p=1}^P a(\theta_p) * s_p(t) + n(t) \quad (22)$$

$a(\theta_p)$ 는 조향 벡터로써 다음과 같이 주어진다.

$$a(\theta) = [1 \ Z(\theta) \ \dots \ Z(\theta)^{M-1}]^T \quad (23)$$

여기서 $Z(\theta) = e^{-j2\pi d \sin \theta / \lambda}$ 이고, d 는 안테나 요소 간의 거리를 나타내고, λ 는 신호의 파장을 의미한다. 시간 $k=1, 2, \dots, K$ 에서 snapshot을 취하면 우리는 다음을 얻을 수 있다.

$$X(k) = \sum_{p=1}^P a(\theta_p) * s_p(k) + n(k) \quad (24)$$

식 (24)의 데이터 모델로부터, correlation matrix의 형태는 다음과 같다.

$$R = E[XX^H] = AR_s A^H + \delta^2 I \quad (25)$$

여기서 R_s 는 $P \times P$ signal correlation matrix를 의미한다. σ^2 은 AWGN 노이즈 전력을 나타낸다. MUSIC에 사용된 noise subspace E_N 은 R 의 고유벡터 분해를 통해서 구할 수 있고, MUSIC의 공간 스펙트럼은 다음과 같이 주어진다.

그림 7. MUSIC 알고리즘을 적용한 블라인드 빔포밍 시스템 구성도

Fig. 7. Block diagram of blind beamforming system using MUSIC algorithm.

$$P(\theta) = \frac{1}{a(\theta)^H E_N E_N^H a(\theta)} \quad (26)$$

V. Proposed System

그림 7은 블라인드 등화 시스템의 구성도를 나타낸 그림이다. 송·수신단에 빔포밍 기술을 적용하고, MUSIC 알고리즘을 통해서 신호 방향을 추정하여서 수신 SNR 성능을 높여서 전체적인 등화 성능을 향상시키는 구조를 가지고 있다. 이렇게 수신된 신호에 coordinate change 방식을 사용해서 BER 성능 향상을 목적으로 한다.

VI. 시뮬레이션

본 논문에서는 송수신 간의 빔포밍을 적용하여 수신 SNR 성능을 향상시키고, 16-APSK의 coordinate change를 통해서 modulus를 줄임으로써 BER 성능의 변화를 살펴본다. 제안한 coordinate change 방식을 사용할 경우에는 기존의 MCMA보다 향상된 BER 성능을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 환경은 표 2와 같다.

시뮬레이션에서 사용한 채널 응답은 ISI 채널 응답을 사용하였다. 본 논문에서는 이동 위성 통신 시

표 2. 시뮬레이션 환경

Table 2. Simulation parameters.

Modulation	16-APSK
Channel	ISI Channel [0.8, 0.3, 0, 0.2+j0.2, 0, 0]

(a) 송신단의 빔 패턴(desired direction=70°)

(a) Beam pattern of Tx(Disired angle=70°)

(b) 수신단의 빔 패턴(desired direction=110°)

(b) Beam pattern of Rx(Disired angle=110°)

그림 8. 송수신단의 빔 패턴(2Tx, 2Rx)

Fig. 8. Beamforming beam patten(2Tx, 2Rx).

스템에서의 성능 변화를 확인하기 위해 AWGN의 채널에 약간의 ISI 성분이 포함되어 있는 ISI 채널을 가정하였습니다.

그림 8과 9는 array element 개수에 따라서 빔 패턴이 어떻게 달라지는지 여부를 나타낸 그림이다. array element 개수가 증가할수록 빔포밍 성능이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 array element의 개수가 증가할 경우, 신호의 방향을 정확하게 추정하지 못할 경우에는 전체적인 시스템 성능이 나빠질 수 있기 때문에 정확한 신호의 방향을 추정하는 것은 매우 중요하다.

그림 10은 MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼을 통해서 신호의 방향을 추정한 그림이다. AWGN 채널에서는 신호의 방향을 정확하게 추정한 것을 확인할 수 있다. 하지만 ISI 채널 환경에서는 신호의 방향을 추정한 결과에서 오차가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이는 채널의 영향으로 인해서 수신 신호의 고유 벡터 값의 왜곡으로 인해 오차가 발생한다.

그림 11의 (a)를 보면 array element의 개수에 따라서 수신 SNR 성능의 향상으로 인해서 BER 성능이

(a) 송신단의 빔 패턴(Disired angle=70°)
(a) Beam pattern of Tx(Disired angle=70°)

(b) 수신단의 빔 패턴(Disired angle=110°)
(b) Beam pattern of Rx(Disired angle=110°)

그림 9. 송수신단의 빔 패턴(4Tx, 4Rx)

Fig. 9. Beamforming beam pattern(4Tx, 4Rx).

향상되는 것을 확인할 수 있다. 빔포밍된 신호에 coordinate change 방법을 적용시켰을 경우에 MCMA의 경우 상당한 성능 향상이 나타나는 것을 확인할

수 있다. (b)를 보면 (a)에서와 마찬가지로 array element의 개수에 따라서 BER 성능의 향상이 생기며, coordinate change 방법을 적용할 경우 약 1 dB 정도의 BER 성능 향상을 확인할 수 있다.

Ⅶ. 결 론

본 논문에서는 블라인드 MCMA 등화기의 BER 성능을 향상시키기 위해 블라인드 빔포밍 시스템을 제안하였다. 제안한 블라인드 빔포밍 시스템은 빔포밍과 MUSIC 알고리즘을 통해서 수신 SNR 성능을 향상시키고 coordinate change 방법을 통해서 BER 성능의 향상을 목적으로 한다. 시뮬레이션 결과를 통해서 빔포밍을 통해서 수신 SNR을 높임으로 인해서 BER 성능의 향상을 가져오는 사실을 확인할 수 있었으며, coordinate change 방법을 통해서 추가적인 BER 성능 향상을 확인하였다. Array element를 증가 시킴에 따라서 BER 성능의 향상됨을 확인할 수 있었지만 element의 개수가 증가할수록 보다 정확한 신호 방향 추정이 필요함을 확인할 수 있었다. 하지만 MUSIC 알고리즘을 적용하였을 경우에 AWGN에서는 매우 정확한 추정에 가능함을 확인할 수 있었지만, ISI 채널 환경에서는 신호의 방향 추정의 오차가 발생하는 문제 또한 확인할 수 있었다. 보다 안정적인 BER 성능 향상을 위해서는 신호의 방향 추정 오차를 줄이는 연구가 필요하다.

(a) AWGN 채널(Disired direction=45°)
(a) AWGN channel(Disired direction=45°)

(b) ISI 채널(Disired direction=45°)
(b) ISI channel(Disired direction=45°)

그림 10. MUSIC 알고리즘의 공간 스펙트럼

Fig. 10. Spatial spectrum of MUSIC algorithm.

(a) MCMA의 BER 성능

(a) BER performance of MCMA

(b) SAG MCMA의 BER 성능

(b) BER performance of SAG MCMA

그림 11. 블라인드 빔포밍 시스템의 BER 성능

Fig. 11. BER performance of blind beamforming system.

참 고 문 헌

- [1] Wei Rao, Kang-min Yuan, Ye-cai Guo, and Chao Yang, "A simple constant modulus algorithm for blind equalization suitable for 16-QAM signal", *The 9th International Conference on Signal Processing*, vol. 2, pp. 1963-1966, 2008.
- [2] D. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two dimensional data communication systems", *IEEE Trans. Communications*, vol. COM-28, pp. 1867-1875, 1980.
- [3] Ching-Hsiang Tseng, Cheng-Bin Lin, "A stop-and-go dual-mode algorithm for blind equalization", *Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications: The Key to Global Prosperity*, vol. 2, pp. 1427-1431, Nov. 1996.
- [4] C. R. Johnson Jr., P. Schniter, and J. T. Endres, et al., "Blind equalization using the constant modulus criterion: A review", *Proceedings of the IEEE*, vol. 86, no. 10, pp. 1927-1949, 1998.
- [5] RAO wei, GUO ye-cai, "New constant modulus blind equalization algorithm based on variable segment error function", *Journal of System Simulation*, vol. 19, no. 12, pp. 2686-2689, 2006.
- [6] Yoichi Suzuki, Akinori Hashimoto, Masaaki Kojima, Hisashi Sujikai, Shoji Tanaka, Takeshi Kimura, and Kazuyoshi Shogen, "A study of adaptive equalizer for APSK in the advanced satellite broadcasting system", *GLOBECOM 2009*, pp. 1-6, 2009.
- [7] Jin Wang, Yongjun Zhao, and Zhigang Wang, "A MUSIC like DOA estimation method for signals with low SNR", *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium on*, pp. 321- 324, Apr. 2008.

김 용 국

2012년 2월: 충북대학교 전자공학과 (공학사)
 2012년 3월~현재: 충북대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 이동 통신 시스템, 블라인드 등화

신 동 진

1978년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)
 1980년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
 1990년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
 1992~2002년: CDMA 및 CDMA-2000

이동통신 시스템 개발 연구실장

1982년~현재: 한국전자통신연구원 책임연구원

[주 관심분야] 5세대 무선통신 시스템, Small Cell Network

이 승 환

1995년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
 1997년 2월: 고려대학교 전자공학과 (공학석사)
 2007년 2월: University of Edinburgh (공학박사)
 2001년~현재: 한국전자통신연구원

무선간섭인지연구팀 팀장

2010년~현재: 과학기술연합대학원대학교 교수

[주 관심분야] Small Cell Networks, Compact MIMO, Cognitive Radio

유 흥 균

1988년~현재: 충북대학교 전자공학과 교수
 2002년 3월~2004년 2월: 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
 1996년~현재: IEEE, IET 논문 심사 위원
 2002년: 한국전자파학회 학술상 수

상

2008년: ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

[주 관심분야] 무선통신시스템, 위성통신, B3G/4G 이동통신 시스템, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리