

빔포밍이 적용된 블라인드 터보 등화기

김 용 국*, 유 흥 균^o

Blind Turbo Equalization System with Beamforming

Yongguk Kim*, Heung-Gyoon Ryu^o

요 약

터보 등화기 시스템은 디코더와 등화기를 결합을 통해서 등화성능을 높일 수 있는 방법이다. 터보 등화기에는 주로 MAP 등화기가 사용되어 왔다. 하지만 MAP 등화기를 적용한 터보 등화기는 높은 계산 복잡도를 가지는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하고 데이터 전송 효율을 높이기 위해 선형 SISO-MMSE를 적용한 터보 등화기에 데이터 전송 효율을 높이기 위해 블라인드 알고리즘을 적용한 블라인드 터보 등화기가 제안되었다. 블라인드 터보 등화기는 기존의 터보 등화기에 비해 등화 성능이 낮은 단점이 있다. 이를 보완하기 위해 우리는 MUSIC 알고리즘 기반의 빔포밍을 적용한 시스템을 제안한다. 시뮬레이션을 통해서 다양한 멀티패스 환경에서 제안된 시스템을 통한 등화 성능의 향상을 확인 할 수 있다.

Key words : Turbo Equalization, MUSIC algorithm, Beamforming

ABSTRACT

Turbo equalizer system is a method which can improve performance through a combination of the equalizer and decoder. The turbo equalizer has been mainly used a MAP equalizer. However, this turbo equalizer has a disadvantage that has a high computational complexity. To overcome the disadvantage and to improve efficiency of bandwidth, blind turbo equalization system is proposed. blind turbo equalization system has low equalization performance than conventional turbo equalization system. To circumvent this problem, we adapt the beamforming method based on the MUSIC algorithm. we confirmed that the proposed method improves the equalization performance.

I. 서 론

단일 반송파 시스템에서는 다중경로에 의한 시스템 성능 열화가 발생한다. 다중 경로로 인해서 발생하는 문제점은 다중경로로 인해서 수신 지연된 신호들의 지연을 보상해 주지 못하고 수신되기 때문에 ISI(inter symbol interference)가 발생하게 된다. 이 ISI 문제는 시스템 성능에 커다란 영향을 미치게 된다. 따라서 이 ISI의 영향을 제거함으로써 인해서 시스템의 전체적인

성능을 향상시킬 수 있다.

ISI를 제거하기 위해서 많은 등화기들이 제시 되었다. ISI의 영향을 제거하기 위해서 적응형 등화기가 많이 사용되고 있다. 대표적인 적응형 등화기로는 LMS(least mean square), NLMS(normalize least mean square), RLS(recursive least square)등이 있다. 이들 알고리즘의 공통점은 등화기의 출력 신호와 원하는 신호간의 오차를 최소화 하도록 알고리즘이 구성되어 있다는 점이다. 적응형 등화기에서

* 본 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업(No. 2012017339).

• First Author : 충북대학교 전자공학과, coolfeelyg@naver.com, 학생회원

o Corresponding Author : 충북대학교 전자공학과, ecomm@cbu.ac.kr, 정회원

논문번호 : KICS2013-03-146, 접수일자 : 2013년 3월 29일, 최종논문접수일자 : 2013년 9월 24일

원하는 신호를 사용하지 않고 수신 신호의 통계적 특성을 이용하는 블라인드 등화 방법도 사용된다. 대표적인 블라인드 등화 알고리즘으로는 CMA(constant modulus algorithm)이 있다. CMA는 수신 신호의 통계적 특성을 이용해 얻은 단일 모듈러스 값을 원하는 신호 대신에 사용해서 등화를 하는 방식이다. 이 방식은 채널 추정을 위한 파일럿이나 프리앰블을 사용하지 않고도 등화를 할 수 있기 때문에 대역효율을 향상시킬 수 있다는 장점이 있다. 마지막으로 채널에 최적화된 성능을 확보하기 위한 등화기도 존재한다. 대표적으로 ML(maximum likelihood)와 MAP(maximum a posteriori) 등화기가 있다. 이 등화기의 등화 성능을 앞서 설명한 등화기들에 비해서 월등히 좋다. 그러나 이러한 등화기를 사용하기 위해서는 정확한 채널추정이 가능해야 하며 매 심볼마다 사후확률을 계산해야 하기 때문에 복잡도가 높아지는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점으로 인해서 일반적인 시스템에는 적용하기 힘들다.

터보 등화기는 채널 디코더와 등화기의 결합을 통해서 수신 성능을 높이고 계산 복잡도를 줄일 수 있는 방식이다. 피드백을 통해서 채널 디코더에서 등화기까지의 연산 과정을 반복적으로 수행해 수신 성능을 향상시킬 수 있다^[12]. 일반적으로 터보 등화기에는 MAP 등화기를 사용한다. 하지만 MAP 등화기를 사용한 터보 등화기는 높은 복잡도를 가지는 단점을 가지고 있다. 터보 등화기의 높은 복잡도를 줄이기 위해서 선형 SISO-MMSE를 적용한 터보 등화기가 제안되었다. 선형 SISO-MMSE(soft-input soft-output minimum mean square error)를 적용한 터보 등화기는 MAP 등화기를 적용한 터보 등화기보다 등화 성능을 비교적 떨어지나 계산 복잡도를 줄일 수 있다는 장점이 있다. 또한 선형 SISO-MMSE를 적용한 터보 등화기에 블라인드 알고리즘을 적용시킨 블라인드 터보 등화기 또한 제안되었다. 블라인드 터보 등화기는 낮은 등화 성능을 가지지만 데이터 전송 효율에서 이득을 얻을 수 있다는 장점을 가진다. 본 논문에서는 블라인드 터보 등화기의 단점을 극복하기 위해서 빔포밍을 적용한 블라인드 터보 등화기를 제안한다.

II. 블라인드 터보 등화기

터보 등화기는 채널 디코더와 등화기의 결합을 통해 등화기의 수신 성능을 높이는 방식이다. 하지

만 MAP 등화기를 사용한 터보 등화기는 매 심볼마다 사후확률을 계산해야 하기 때문에 복잡도가 매우 높은 단점이 있었다. 이에 계산 복잡도를 낮춘 블라인드 터보 등화기 시스템이 제안되었다^[4]. 블라인드 터보 등화기 시스템은 CMA 알고리즘과 선형 SISO-MMSE가 적용되었다. 다음 그림은 블라인드 터보 등화기 시스템의 구성도를 나타낸 그림이다.

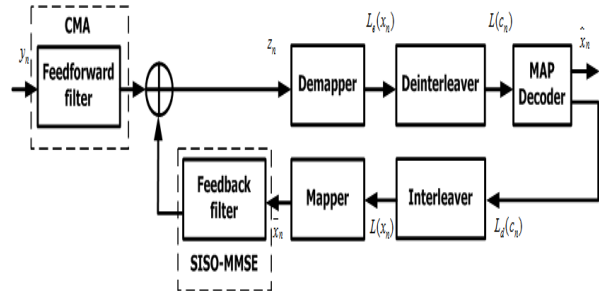


그림 1. 블라인드 터보 등화기 시스템의 구성도
Fig. 1. Block diagram of blind turbo equalization system.

블라인드 터보 등화기 시스템에서 feedforward filter에는 CMA 알고리즘이 적용되었으며 궤환을 위한 feedback filter에는 선형 SISO-MMSE 알고리즘이 적용되었다.

2.1. CMA 알고리즘

CMA 알고리즘은 블라인드 등화기에 적용되는 대표적인 알고리즘이다. CMA는 파일럿 신호를 통해 채널을 추정하지 않고 수신된 신호의 통계적 값인 단일 모듈러스 값을 이용해서 등화를 하는 알고리즘이다. 다음 그림은 CMA 알고리즘의 기본 구성도를 나타낸 그림이다.

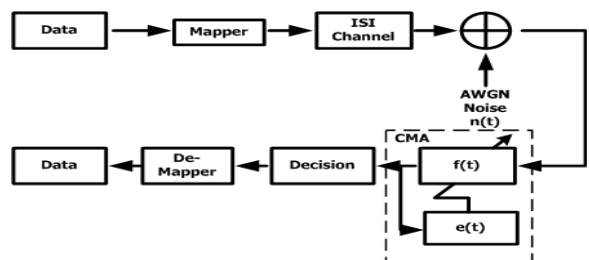


그림 2. CMA의 기본 구성도
Fig. 2. Block diagram of CMA

단일 모듈러스는 다음의 식을 통해서 구할 수 있다.

$$R_2 = \frac{E[|s(t)|^4]}{E[|s(t)|^2]^2} \quad (1)$$

여기서, s(t)는 맵핑된 신호를 의미하며 E[.]는 평

균값을 의미한다. 등화계수의 업데이트를 위한 에러함수는 다음과 같이 정의된다.

$$e(t) = y(t)(|y(t)|^2 - R_2) \quad (2)$$

$y(t)$ 는 등화기의 출력 신호로써 다음과 같이 정의된다.

$$y(t) = f^T(t)x(t) \quad (3)$$

$x(t)$ 는 등화기에 입력신호 즉, 수신신호를 의미하고 f 는 벡터의 형태를 가지며 등화 계수를 의미한다.

등화 계수 f 는 다음의 식을 통해서 업데이트 된다. 여기서 $x^*(t)$ 는 $x(t)$ 의 conjugation된 값을 의미한다.

$$f(t+1) = f(t) - \mu x^*(t)e(t) \quad (4)$$

2.2. SAG MCMA 알고리즘

SAG MCMA 알고리즘은 CMA가 위상에러를 수정하지 못하는 단점을 극복하기 위해 실수부와 허수부로 나누어서 에러함수를 정의하는 MCMA 알고리즘에 등화 계수의 업데이트가 올바르게 진행되는지 여부를 판단하기 위해 Stop and Go 방식을 적용한 알고리즘이다^[7,8].

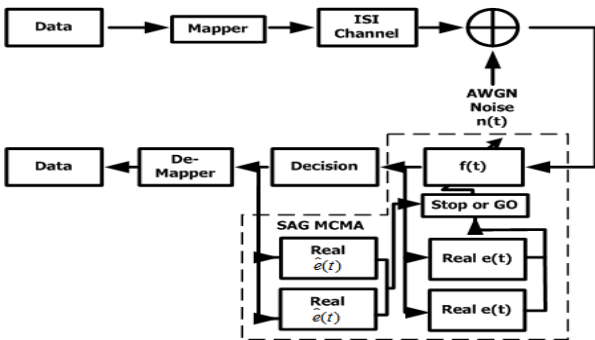


그림 3. SAG MCMA의 구성도
Fig. 3. Block diagram of SAG MCMA

그림 3은 SAG MCMA의 기본 구성도를 나타낸 그림이다. SAG MCMA는 기존의 에러함수와 새로운 에러함수간의 부호의 비교를 통해서 등화 계수의 업데이트가 올바르게 진행되었는지 아닌지를 판단해서 업데이트를 계속해 나갈지 멈출지 여부를 결정하게 된다.

새로운 에러함수는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \hat{e}_R(t) &= y_R(t)(|y_R(t)|^2 - (\hat{a}_R(t))^2) \\ \hat{e}_I(t) &= y_I(t)(|y_I(t)|^2 - (\hat{a}_I(t))^2) \end{aligned} \quad (5)$$

$\hat{a}(t)$ 등화기를 통과 후 decision된 신호를 의미하며 모듈러스 R_2 대신에 에러함수에 사용되어 새로운 에러함수 $\hat{e}(t)$ 를 정의한다.

등화계수의 업데이트 여부를 결정하는 신호는 다음의 수식을 통해서 결정된다. 아래의 식에서 $e_R(t)$ 와 $e_I(t)$ 는 식(2)에서 정의된 에러함수의 실수부와 허수부 값을 의미한다.

$$\begin{aligned} fr_R &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_R(t) = \text{sign} e_R(t) \\ 0, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_R(t) \neq \text{sign} e_R(t) \end{cases} \\ fr_I &= \begin{cases} 1, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_I(t) = \text{sign} e_I(t) \\ 0, & \text{if } \text{sign} \hat{e}_I(t) \neq \text{sign} e_I(t) \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)을 적용한 등화 계수의 업데이트는 다음의 식을 통해서 이루어진다.

$$f(t+1) = f(t) - u(fr_R(t)e_R(t) + fr_I(t)e_I(t))x^*(t) \quad (7)$$

2.3. 선형 SISO-MMSE

터보 등화기에는 일반적으로 MAP 등화기가 사용된다. 하지만 MAP 등화기는 다른 등화 방식에 비해 좋은 등화 성능을 가진다. 하지만 MAP 등화기는 매 프레임마다 사후확률을 계산해야 해서 계산 복잡도가 매우 높은 단점을 가지고 있다. 이에 본 연구에서는 MAP 등화기 대신에 SISO-MMSE 등화기를 사용한다^[5]. SISO-MMSE의 등화성능은 MAP 등화기에 비해서 떨어지지만 복잡도를 MAP 등화기에 비해 매우 줄일 수 있다. SISO-MMSE 등화기의 출력은 LLR값으로 환산되어 출력되며 다음과 같이 정의된다.

$$L_e(x_n) \cong \log \frac{P(x_n = +1 | \hat{z}_n)}{P(x_n = -1 | \hat{z}_n)} - \log \frac{P(x_n = +1)}{P(x_n = -1)} \quad (8)$$

식 (8)에 사용된 x 는 사후 LLR 값을 구하기 위해 feedback 된 비트값을 의미하고 x_n 은 사전 LLR 값을 구하기 위해 사용된 값으로써 수신된 신호의 비트열에서 n 번째 비트를 의미한다. \hat{z}_n 은 추정된 MMSE 등화기의 출력을 나타내며 다음의 식으로 표현 가능하다.

$$\hat{z}_n = E(x_n) + \text{conv}(x_n, z_n) \text{conv}(z_n, z_n)^{-1} (z_n - E(z_n)) \quad (9)$$

식 (9)의 z_n 은 SISO-MMSE의 입력값을 의미한다. 위 식은 다음과 같은 식으로도 표현 가능하다.

$$\hat{z}_n = \bar{x}_n + v_n s^H (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}V_n \mathbf{H}^H)^{-1} (y_n - \mathbf{H}\bar{x}_n) \quad (10)$$

채널 컨볼루션 행렬인 \mathbf{H} 는 다음과 같다.

$$\mathbf{H} \triangleq \begin{bmatrix} h_{M-1} & \dots & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_{M-1} & \dots & h_0 & 0 & \dots & 0 \\ & & \ddots & & & & \\ 0 & \dots & 0 & h_{M-1} & \dots & h_0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

그리고 \bar{x}_n, V_n, s 는 다음과 같이 표현된다.

$$\bar{\mathbf{x}}_n \triangleq [\bar{x}_{n-M-N_2+1} \quad \bar{x}_{n-M-N_2+2} \quad \dots \quad \bar{x}_{n+N_1}]^T \quad (12)$$

$$V_n \triangleq \text{Diag}(v_{n-M-N_2+1} \quad v_{n-M-N_2+2} \quad \dots \quad v_{n+N_1}) \quad (13)$$

$$\mathbf{s} \triangleq \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (N_2+M-1)} & 1 & \mathbf{0}_{1 \times N_1} \end{bmatrix}^T \quad (14)$$

여기서,

$$\bar{x}_n = \frac{e^{L(x_n)}}{1+e^{L(x_n)}} - \frac{1}{1+e^{L(x_n)}} = \tanh(L(x_n)/2) \quad (15)$$

$$v_n = \sum_{x \in B} |x - E(x_n)|^2 \cdot P(x_n = x) = 1 - |\bar{x}_n|^2 \quad (16)$$

이다.

그러나 \hat{z}_n 는 \bar{x}_n 와 v_n 을 통하여 종속되기 때문에 \hat{z}_n 을 독립적으로 만들기 위하여 $\bar{x}_n = 0$, $v_n = 1$ 로 만든다. 식 (2-6)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n) = (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}V_n \mathbf{H}^H + (1-v_n)\mathbf{s}\mathbf{s}^H) \quad (17)$$

$$\hat{z}_n = \mathbf{s}^H \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n)^{-1} (\mathbf{z}_n - \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}_n + (\bar{x}_n - 0)\mathbf{s}) \quad (18)$$

따라서 선형 MMSE의 출력은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\hat{z}_n = \sum_{k=-N_1}^{N_2} c_{n,k} (y_{n-k} - E(y_{n-k})) \quad (19)$$

여기서, $E(y_n) = \sum_{k=0}^{M-1} h_k \bar{x}_{n-k}$ 이고, 계수 벡터는 다음과 같이 정의된다.

$$\mathbf{c}_n \triangleq [c_{n,N_2}^* \quad c_{n,N_2-1}^* \quad \dots \quad c_{n,-N_1}^*]^T \quad (20)$$

그러면, MMSE의 계수 벡터는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\mathbf{c}_n \triangleq (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}V_n \mathbf{H}^H + (1-v_n)\mathbf{s}\mathbf{s}^H)^{-1} \mathbf{s} \quad (21)$$

그리고 식 18은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\hat{z}_n = \mathbf{c}_n^H (\mathbf{z}_n - \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}_n + \bar{x}_n \mathbf{s}) \quad (22)$$

따라서, MMSE의 출력 LLR $L_e(x_n)$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L_e(x_n) &= \log \frac{\mathcal{Q}(\hat{z}_n - \mu_{n,x}) / \sigma_{n,x}}{\mathcal{Q}(\hat{z}_n - \mu_{n,-x}) / \sigma_{n,-x}} = \frac{2\hat{z}_n \mu_{n,x}}{\sigma_{n,x}^2} \\ &= 2\mathbf{c}_n^H (\mathbf{y}_n - \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}_n + \bar{x}_n \mathbf{s}) / (1 - \mathbf{s}^H \mathbf{c}_n) \end{aligned} \quad (23)$$

여기서, $\mu_{n,x}$ 와 $\sigma_{n,x}^2$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mu_{n,x} &= \mathbf{c}_n^H (E(\mathbf{z}_n | x_n = x) - \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}}_n + \bar{x}_n \mathbf{s}) = x \cdot \mathbf{c}_n^H \mathbf{s} \\ \sigma_{n,x}^2 &= \mathbf{c}_n^H \text{Cov}(\mathbf{z}_n, \mathbf{z}_n | x_n = x) \mathbf{c}_n \\ &= \mathbf{c}_n^H (\sigma_w^2 \mathbf{I}_N + \mathbf{H}V_n \mathbf{H}^H - v_n \mathbf{s}\mathbf{s}^H) \mathbf{c}_n \\ &= \mathbf{c}_n^H \mathbf{s} (1 - \mathbf{s}^H \mathbf{c}_n) \end{aligned} \quad (24)$$

III. 빔포밍을 이용한 블라인드 터보 등화기

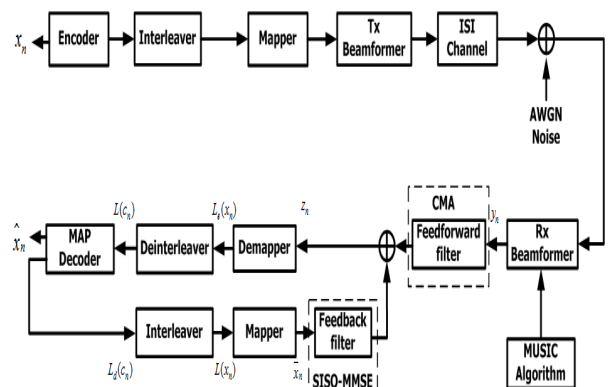


그림 4. 빔포밍을 이용한 블라인드 터보 등화기의 구성도
Fig. 4. Block diagram of blind turbo equalizer using beamforming

그림 4는 빔포밍을 적용한 블라인드 터보 등화기의 구성도를 나타낸다. 블라인드 터보 등화기가 기존의 터보 등화기에 비해 낮은 등화 성능을 가지는 단점을 극복하기 위해서 송신단과 수신단에 빔포밍을 적용하여 등화 성능을 향상시키기 위해 제안한다. 위 시스템에서는 MUSIC 알고리즘을 통해서 빔포밍된 신호의 수신 방향을 추정한다. 추정된 신호의 방향으로 수신 빔포밍을 적용하여 수신 SNR을 높임으로 인해서 전체적인 등화 성능을 향상을 목적으로 한다.

3.1. MUSIC 알고리즘

MUSIC 알고리즘은 신호의 입사 방향을 추정하는 대표적인 알고리즘이다⁶⁾. MUSIC 알고리즘은 신호 부공간(signal subspace)와 잡음 부공간(noise subspace)간의 직교한다는 점을 이용해서 공간 스펙트럼을 구하게 되고 스펙트럼에서의 피크점을 신호의 입사방향으로 추정하는 알고리즘이다. 2개의 부공간은 공분산 행렬(covariance matrix)의 고유분해(eigen decomposition)을 통해서 얻어진다.

M-array 안테나에 k개의 신호가 입사될 경우에 수신 신호는 다음의 식으로 정의될 수 있다.

$$X(t) = \sum_{p=1}^P a(\phi_p) * s_p(t) + n(t) = AS + n \quad (25)$$

위 식에서 A는 지향벡터a(φ_l)의 집합을 나타내며 다음과 같은 형태를 가지고 있다.

$$A = [a(\phi_1) \ a(\phi_2) \ \dots \ a(\phi_k)] \quad (26)$$

위 식에서 a(φ) = e^{-j2πdsinθ/λ}로 정의되고 d는 안테나 소자간의 거리를 나타낸다. 신호부공간과 잡음 부공간을 구하기 위한 공분산 행렬은 식 (27)을 이용해서 구할 수 있다.

$$R = E[XX^H] = AR_s A^H + \delta^2 I \quad (27)$$

식(27)은 신호의 공분산 행렬을 나타낸다. MUSIC 알고리즘은 신호의 잡음 부공간을 통해서 신호의 방향을 추정하게 된다. 신호의 잡음 부공간 E_N은 R의 고유분해를 통해서 구할 수 있다. MUSIC 알고리즘에서 신호의 입사 방향은 다음의 식을 통해서 구해진다.

$$a(\phi)^H E_N E_N^H a(\phi) = 0 \quad (28)$$

MUSIC 알고리즘에서는 식 (28)를 만족시키는 φ

를 신호의 입사방향으로 추정하게 된다. 공간 스펙트럼은 다음의 수식을 통해서 구할 수 있다.

$$P(\phi) = \frac{1}{a(\phi)^H E_N E_N^H a(\phi)} \quad (29)$$

위 식에서 a(φ)^HE_NE_N^Ha(φ) = 0을 최대한 만족시키는 φ에서 peak 값을 가지게 된다. 이를 통해서 peak 값을 가지는 φ를 신호의 입사방향으로 추정한다.

IV. Simulation

표1은 시뮬레이션의 파라미터 값을 나타낸 표이다. 채널은 Proakis 채널을 고려하였으며 16-APSK와 QPSK에서의 BER 성능을 비교해 보았다.

그림 5는 Feedforward filter에 SAG MCMA를 적용하였을 경우의 BER 성능을 나타낸 그림이다. 위 그림에서 10⁻⁴의 성능을 얻기 위해서 4번의 Iteration에서 약 Eb/No=5dB에서 만족시키는 것을 확인 할 수 있으며 4번의 iteration 이후에는 BER 성능이 수렴해가는 것을 확인 할 수 있다.

그림 6은 그림 5에서 beamforming을 적용하였을 경우의 BER 성능을 나타낸 그림이다.

그림 5에서는 10⁻⁴의 성능을 얻기 위해서 4번의 Iteration에서 약 Eb/No=5dB에서 만족시키지만 빔포밍을 적용한 경우에는 2번의 Iteration에서 10⁻⁴의 BER 성능을 만족시키는 것을 확인 할 수 있었다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터
Table 1. Simulation Parameters

Parameters	Value
Modulation	QPSK, 16APSK
Block size	512
Code rate	1/2
Equalizer type	feedback filter : SISO-MMSE, feedforward filter : SAG MCMA
Equalizer length	15
Number of array elements	Tx : 3, Rx : 3
Channel	AWGN + ISI + Doppler
ISI channel (Proakis channel B)	0.407 0.815 0.407
ISI channel (Proakis channel C)	0.227 0.460 0.688 0.460 0.227
Maximum Doppler shift frequency	2.7778kHz (fc=10GHz, v=300km/h)

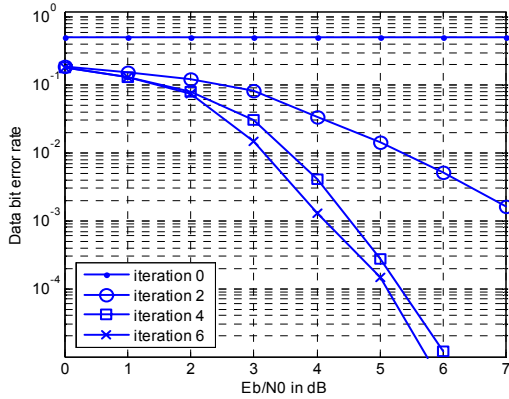


그림 5. BER 성능
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/o beamforming)
Fig. 5. BER Performance
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/o beamforming)

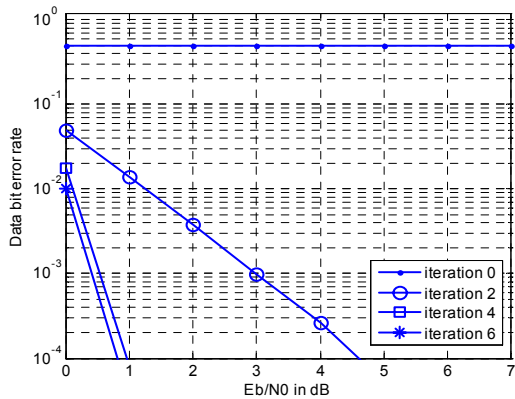


그림 6. BER 성능
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/o beamforming)
Fig. 6. BER Performance
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/o beamforming)

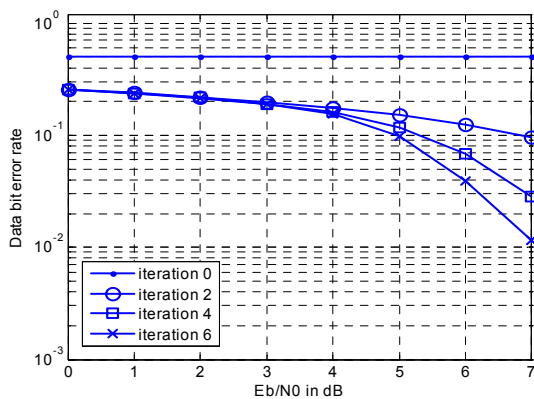


그림 7. BER 성능
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel C, w/o beamforming)
Fig. 7. BER Performance
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel C, w/o beamforming)

Proakis channel C, w/o beamforming)

위 그림은 Proakis channel C 채널 환경에서 feedforward filter에 SAG MCMA를 적용한 경우의 BER 성능을 나타낸 그림이다. Proakis channel C는 channel B에 비해서 채널 환경이 더욱 나쁘다. 따라서 iteration이 6번 반복되어도 $E_b/N_0=7\text{dB}$ 에서 약 10^{-2} 의 BER 성능을 얻는 것을 확인 할 수 있었다.

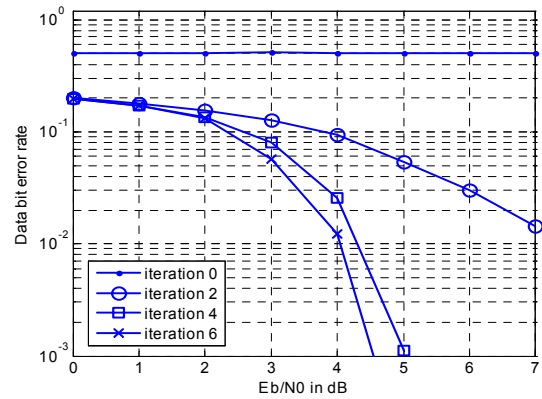


그림 8. BER 성능
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel C, w/ beamforming)
Fig. 8. BER Performance
(Modulation=QPSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel C, w/ beamforming)

위 그림은 그림 7의 환경에서 빔포밍을 적용하였을 경우의 BER 성능을 나타낸 그림이다. 그림을 통해서 확인할 수 있듯이 빔포밍 기법을 사용하였을 경우의 BER 성능이 4번의 iteration이 되었을 경우에 약 5dB에서 10^{-3} 의 성능을 가지는 것을 확인 할 수 있었다. 그림 8에서는 6번의 iteration이 되더라도 7dB에서 10^{-2} 을 만족시키지 못 하였으나 빔포밍을 적용하였을 경우에는 4번의 iteration만으로도 10^{-3} 의 성능을 확보할 수 있음을 확인 할 수 있었다.

그림 9은 채널 Proakis channel B에서 16APSK의 변조방식을 사용하였을 경우의 BER 성능을 나타낸 그림이다. 그림에서 확인할 수 있듯이 총 6번의 iteration을 진행하였으며 6번의 iteration에서 $E_b/N_0=10\text{dB}$ 에서 10^{-2} 의 BER 성능을 만족시키지 못하는 것을 확인 할 수 있다.

그림10은 Proakis channel B에서 16APSK 변조방식을 사용한 시스템에 빔포밍을 적용하였을 경우

의 BER 성능을 나타낸 그림이다. 빔포밍을 사용하지 않았을 경우에는 6번의 iteration을 하였을 경우에 10dB에서 10^{-2} 을 만족시키지 못했었다. 하지만 빔포밍을 적용한 경우에는 4번의 iteration만에 7dB에서 10^{-2} 의 성능을 만족시키는 것을 확인 할 수 있었다.

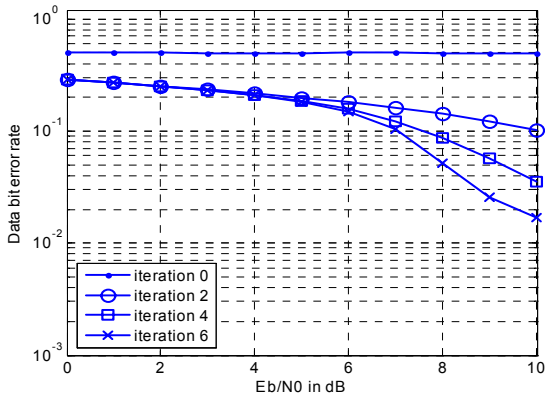


그림 9. BER 성능
(Modulation=16APSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/o beamforming)
Fig. 9. BER Performance
(Modulation=16APSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/o beamforming)

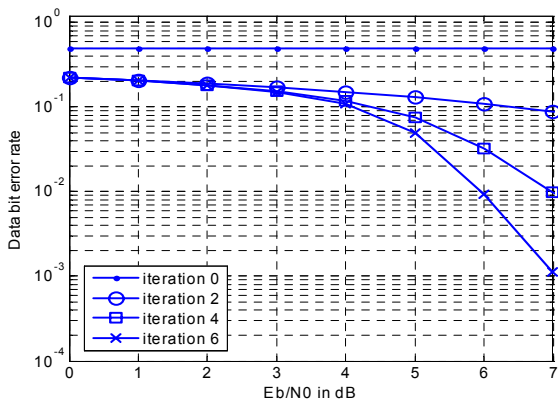


그림 10. BER 성능
(Modulation=16APSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Ch=Proakis channel B, w/ beamforming)
Fig. 10. BER Performance
(Modulation=16APSK, Feedforward filter=SAG MCMA, Proakis channel B, w/ beamforming)

V. 결 론

본 연구에서 블라인드 터보 등화기 시스템에 MUSIC 알고리즘 기반의 빔포밍을 적용하여서 수신 SNR을 높임으로 인해서 등화 성능의 향상을 목

적으로 하였다. 채널은 Proakis 채널 A와 B를 사용하였으며 QPSK와 16APSK 환경에서도 등화 성능을 확인해 보았다. 제안한 블라인드 터보 등화기 시스템에 빔포밍 기법을 적용하였을 경우의 등화 성능을 확인한 결과 상당한 등화 성능의 향상을 확인할 수 있었다. 블라인드 터보 등화기 시스템은 일반적으로 사용되는 터보 등화기의 등화 성능에 미치지 못하는 단점을 가지고 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해서 우리는 빔포밍 기법을 적용한 블라인드 터보 등화기 시스템을 제안하였으며 빔포밍을 통해서 터보 등화기보다 등화성능이 떨어지는 단점을 극복할 수 있었다.

References

- [1] R. Koetter, A. C. Singer, and M. Tüchler "Turbo equalization," *IEEE Signal Process. Mag.*, vol. 21, no. 1, pp. 67 - 80, Jan. 2004.
- [2] C. Douillard, M. Jézéquel, and C. Berrou, "Iterative correction of intersymbol interference: Turbo-equalization," *European Trans. Telecommun.*, vol. 6, no. 5, pp. 507-511, Sep.-Oct. 1995.
- [3] M. Tücher, R. Koetter, and A. C. Singer, "Turbo equalization: principles and new results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 754-767, May 2002.
- [4] D.-H. Kim and H.-G. Ryu "An efficient blind Pseudo turbo equalizer with CMA and SAGMCMA for single-carrier system," in *Proc. 15th Int. Conf. Advanced Commun. Tech. (ICACT 2013)*, pp. 418-422, Pyeongchang, Korea, Jan. 2013.
- [5] M. Nissila and S. Pasupathy, "Soft-input soft-output equalizers for turbo receivers: a statistical physics perspective," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 7, July 2007.
- [6] J. Wang, Y. Zhao, and Z. Wang, "A MUSIC like DOA estimation method for signals with low SNR," in *Proc. Global Symp. Millimeter Waves (GSMM 2008)*, pp. 321-324, Nanjing, China, Apr. 2008.
- [7] Y. G. Kim and H.-G. Ryu, "Coordinate change and SAG MCMA equalizer in the mobile satellite communication system," in

Proc. 15th Conf. Advanced Commun. Tech. (ICTACT), pp. 104-108, PyeongChang, Korea, Jan. 2013.

- [8] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a "Stop-and-Go" decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 35, no. 9, pp. 877-887, Sep. 1987.

김 용 국 (Yongguk Kim)



1992년 2월 충북대학교 전자
공학과 졸업
1994년 2월~현재 충북대학교
전자공학과 석사과정
<관심분야> 등화기, 빔포밍

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)



1988년~현재 충북대학교 전자
공학과 교수
2002년 3월~2004년 2월 충북
대학교 컴퓨터 정보통신 연
구소 소장
1996년~현재 IEEE, IET 논문
심사위원

2002년 한국 전자과학회 학술상 수상

2008년 ICWMC 2008 국제 학술대회 " Best
Paper Award' 수상

<관심분야> 무선 통신 시스템, 위성통신, B3G/4G
이동통신 시스템 통신회로 설계 및 통신 신호처
리