

논문 2005-42TC-2-7

고속 페이딩에 적합한 적응 하이브리드 빔형성기

(Adaptive Hybrid Beamformer Suitable for Fast Fading)

안 장 환*, 한 동 석**

(Jang Hwan Ahn and Dong Seog Han)

요 약

본 논문에서는 이동 수신 및 다중경로 환경에서의 ATSC(advanced television system committee) DTV(digital television) 수신기의 성능개선을 위한 적응 하이브리드 빔형성기를 제안한다. ATSC DTV 수신기는 이동 수신 환경에서 동적 다중 경로와 도플러 천이로 인하여 수신 성능이 심각하게 열화 된다. 본 논문에서는 입사각 추정 기반의 Capon 빔형성 기법과 훈련열 기반의 LMS(least mean square) 빔형성 알고리즘을 혼합한 CLMS (Capon and LMS) 빔형성 기법을 제안한다. 제안된 CLMS 빔형성 기법은 동적 다중경로 신호를 효율적으로 제거하고, 수신기의 이동 수신시 도플러 천이에 의해서 발생하는 위상 왜곡에 대한 보상이 가능하다. CLMS 빔형성기와 직렬 연결된 등화기는 어레이 출력의 잔존하는 다중경로 간섭신호들을 효율적으로 제거해줌으로써 좀더 향상된 수신 성능을 보장할 수 있다. 모의 실험을 통하여 CLMS 빔형성 기법과 기존의 빔형성 기법 및 등화기 결합 시스템의 성능을 분석한다.

Abstract

An adaptive hybrid beamformer is proposed to improve the reception performance of the advanced television system committee (ATSC) digital television (DTV) in a mobile environment. Dynamic multipaths and Doppler shifts severely degrade the reception performance of the ATSC DTV receiver. Accordingly, a hybrid beamformer, called a Capon and least mean square (CLMS) beamformer, is presented that uses direction of arrival (DOA) information and the least mean square (LMS) beamforming algorithm. The proposed CLMS algorithm efficiently removes dynamic multipaths and compensates for the phase distortion caused by Doppler shifts in mobile receivers. After the CLMS beamformer is operated, the subsequent use of an equalizer removes any residual multipath effects, thereby significantly improving the performance of DTV receivers. The performances of the proposed CLMS, Capon, and LMS beamformers are compared based on computer simulations. In addition, the overall performance of the CLMS beamformer followed by an equalizer is also considered.

Keywords : digital television, adaptive beamforming, equalization

I. 서 론

본격적인 디지털 방송 시대와 이동 통신망과의 연계를 위하여 DTV의 실내 수신 및 이동 수신의 성능 개선에 관한 연구가 세계적으로 큰 관심을 끌고 있다.

ATSC(advanced television system committee) DTV(digital television)^{[1], [2]} 수신 성능 개선과 관련된 기술이 초기에 비해서는 현저히 향상되었지만, 이동 수신 환경에서 여전히 많은 문제점을 드러내고 있다^[3]. 이동 수신 성능을 열악하게 만드는 요인은 건물등과 같은 반사체에 의한 동적인 다중경로 신호의 발생과 경로 손실로 인한 신호의 감쇄 등이 있다. 그리고 수신기의 움직임에 의해서 발생하는 도플러 천이의 영향은 수신 신호의 위상을 왜곡시키는 직접적인 원인이 된다. 적응 빔형성 기법은 주 경로 신호의 입사 방향으로 수신 이

* 정회원, ** 평생회원, 경북대학교 전자전기공학부 (School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook National University)

※ 이 논문은 한국과학재단 R05-2003-000-11108-0 과제에 의하여 연구되었음.

접수일자: 2004년11월15일, 수정완료일: 2004년12월18일

득을 최대화하고 다중경로 간섭 신호의 방향에 대해서는 안테나 이득을 최소화 시킬 수 있다^[4]. 이러한 적응 빔형성 기법은 이동 DTV 시스템의 심각한 동적 다중 경로 환경에서 발생하는 문제점을 해결하는데 가장 효율적인 기법 중의 하나로 주목 받고 있다. 또한 주 경로 신호가 입사하는 방향으로 배열 안테나의 주빔을 지향함으로써 ATSC DTV 수신기의 채널에 대한 등화의 부담을 줄일 수 있다.

ATSC DTV에 적응 빔형성 기법을 이용한 이동 수신에 관한 연구는 유럽형 지상파 방송 규격인 DVB-T(digital video broadcasting for terrestrial)의 이동 수신에 비해서 찾아보기 힘든 실정이다. 배열 안테나를 이용한 DVB-T 방식 DTV의 이동 수신 성능 개선에 관한 대표적인 연구 사례로는 유럽 위원회(European commission)에서 추진된 MCP(multimedia car platform) 프로젝트가 있다^[5].

본 논문에서는 ATSC DTV의 이동 수신 성능 개선을 위해서 입사각 추정 기반의 Capon 빔형성 기법^[6]과 혼련열 기반의 LMS(least mean square) 적응 빔형성 기법^[7]을 결합한 CLMS(Capon and LMS) 빔형성 기법을 제안하였다. 제안된 적응 빔형성 기법은 동적 다중 경로 신호를 제거할 뿐만 아니라 동시에 이동 수신기에서 발생하는 도플러 천이에 의한 위상 왜곡을 보상해줄 수 있다.

혼련열 기반의 LMS 적응 빔형성 기법은 ATSC DTV 데이터 프레임 구조에서 혼련열을 이용하기 때문에 입사각 추정 기반의 Capon 기법보다 도플러 천이에 대한 위상 변화에 대해서 안정된 수신 성능을 발휘할 수 있다. 그러나 수신기에 혼련열이 전송될 때만 신호 처리가 가능하므로 수신기가 이동함에 따라서 발생하는 채널의 빠른 변화를 따라갈 수 없다. 반면에 입사각 추정 기반의 Capon 빔형성 기법은 일반 데이터 구간에서도 수신기로 입사되는 신호의 방향을 추정하여 빔을 형성할 수 있으므로, 이동 수신 채널의 변화에 빠르게 대응할 수 있다. 그러나 Capon 빔형성 기법은 수신 신호의 입사 방향을 기반으로 빔을 지향하므로, 도플러 천이에 의한 위상 변화에 빔패턴이 쉽게 왜곡되는 문제점이 있다.

빔형성기의 제안과 함께 더욱 안정된 수신 성능의 확보를 위하여 CLMS 빔형성기와 등화기의 직렬 결합 구조를 제시하였다. 빔형성기의 안테나 소자의 자유도가 불충분할 경우 적응 빔형성기가 다중경로 신호를 완벽히 제거할 수 없으며, 등화기는 이러한 잔존 다중경로

신호를 제거할 수 있다^[8, 9]. 따라서 등화기는 빔형성기의 불충분한 자유도 문제를 해결함으로써 양호한 수신 성능을 확보할 수 있다.

본 논문에서는 제안한 알고리즘의 성능분석을 위하여 이동수신 채널환경으로 이동 통신 환경 모델링에 많이 사용되는 GBSBCM(geometrically based on single bounce circular model)^[10]을 고려하였다. 특히 GBSBCM모델의 변수를 DTV 이동 수신환경에 적합하도록 수정하여 실험에 적용하였다.

본 논문은 II장에서 GBSBCM을 기반으로 응용된 이동 수신 채널환경 모델링과 빔형성 기법에 대해서 설명한다. III장에서 ATSC DTV 이동 수신 성능 개선을 위한 CLMS 적응 빔형성기를 제안하고, 제안된 CLMS 빔형성기와 등화기의 결합 구조를 제시한다. IV장에서는 모의 실험을 통하여 제안한 CLMS 빔형성 기법과 기존의 빔형성 기법의 성능을 비교 및 분석한다. 또한 적응 빔형성기와 등화기 결합 시스템의 성능을 분석한다. 그리고 V장에서 결론을 맺는다.

II. 채널모델과 적응 빔형성

1. DTV 이동수신 채널모델

본 논문에서는 DTV 이동 채널의 모델로써 기존의 이동통신 채널모델을 위하여 사용되는 GBSBCM^[10]을 응용하여 수정하였다. 그림 1에 나타난 GBSBCM은 송신기가 수신기보다 상대적으로 높은 곳에 위치해서 송신기 주변에서는 건물 등에 의한 반사가 없고 수신기 주변에서만 반사체가 동심원 안에서 균일하게 분포되어 있다는 가정에서 개발된 이동 수신 모델이다. 산란체들은 수신기로부터 일정한 반경 이내에 균일한 분포를 가지며 송신기와 수신기의 거리 D 는 멀리 떨어져 있다

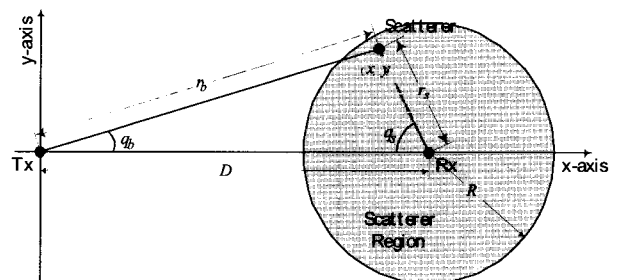


그림 1. GBSBCM 모델의 기하학적 구조
Fig. 1. Geometrical structure of GBSBCM.

고 가정한다. 채널은 수신기 주위의 건물 등과 같은 반사물에 의해 한번 산란된 신호인 경우 다른 산란체의 영향을 받지 않도록 모델링 되었다. 그리고 입사 신호의 크기는 경로 손실 모델의 특성에 따라 결정된다.

그림 1에서 반지름 R 내부의 (x, y) 점에서 산란이 한번 발생한 다중경로 신호를 고려할 때, r_b 와 θ_b 는 송신기에서 산란체까지의 거리와 각도이고, r_s 와 θ_s 는 수신기에서 산란체까지의 거리와 각도이다.

다중경로 신호의 지연 시간 τ 는

$$\tau = \frac{r_b + r_s}{c} \quad (1)$$

와 같다. 여기서 c 는 광속이다. 송신기와 수신기 사이의 거리가 D 일 때, 반지름 R 내에서 다중경로 신호는 한번의 산란 후에 수신기로 입사되므로 최단거리는 D 이고, 최장거리는 $D + 2R$ 이다. 따라서 다중경로 신호의 발생 가능한 지연 시간은 식(2)와 같다.

$$\frac{D}{c} \leq \tau \leq \frac{D + 2R}{c} \quad (2)$$

이동 수신 환경과 유사한 채널환경을 모델링 하기 위해서는 수신기의 움직임에 대한 정보도 고려해 주어야 한다. 신호의 파장이 λ 이고 광속이 c 일 때 반송파 주파수 $f_c = c/\lambda$ 를 가지는 다중경로 신호가 수신기에 수신될 때 각각의 다중경로 신호들은 수신기의 움직임에 따라서 도플러 천이의 영향을 받게 된다. θ_0 가 수신기의 이동 방향이고 θ_i 는 i 번째 다중경로 신호의 입사 방향일 때, 입사각에 따른 다중경로 신호의 도플러 천이^[11]는

$$f_{D_i} = f_m \cos(\theta_i - \theta_0) \quad (3)$$

와 같다. 여기서 v 가 DTV 수신기의 이동 속도일 때, $f_m = v/\lambda$ 로 최대 도플러 천이를 나타낸다.

DTV 이동 수신에 따른 채널을 모델링 하기 위해서는 이러한 이동 수신 채널 모델과 함께 수신기의 이동 방향에 따른 공간적인 모델링이 고려되어야 한다. 수신기의 이동 방향에 따라서 DTV 수신기로 입사되는 주 경로 신호와 다중경로 신호들의 입사각은 시간적으로 변화한다. 그리고 동시에 주 경로 신호와 다중경로 신호들 각각은 도플러 천이로 인한 위상 옵셋이 발생한

다. 본 논문에서는 수신기가 직진운동을 하는 경우에 대해서 고려하였다. 수신기가 직진을 할 때는 송신기와 수신기 사이의 거리가 멀기 때문에 짧은 시간 안에는 입사신호의 입사각이 거의 변화하지 않지만, 수신기의 움직임에 따른 도플러 천이의 영향을 받게 된다. 이러한 경우에 수신기의 이동 속도가 일정하다고 가정하면 각각의 다중경로 신호들은 일정한 도플러 천이를 가지는 것으로 고려할 수 있다. 따라서 수신기로 입사되는 다중경로 신호들에 대한 제거 및 도플러 천이에 의한 위상 옵셋에 대한 보상이 필요하다.

2. 기존의 빔형성 기법

훈련열을 이용하는 LMS 적응 빔형성 알고리즘^[7]은 어레이 출력 신호와 훈련열 신호간의 평균 자승 오차(mean square error, MSE)를 최소화시킴으로써 간섭 신호를 제거하고 원하는 신호를 획득하는 적응 알고리즘이다.

LMS 빔형성기는 수신기가 알고 있는 훈련열 데이터가 필요하다. 수신기는 훈련열 주기 동안 가중치를 갱신하고, 일반 정보 데이터가 전송될 때는 가중치를 일정하게 유지한다. 따라서 현재 훈련열과 다음 훈련열이 수신되는 주기 동안 채널의 변화가 없이 정적으로 유지되어야만 한다.

Capon 방법^[6]은 어레이 입사 신호의 입사 방향을 추정하여 빔형성을 수행하는 DOA(direction of arrival) 기반 적응 빔형성 기법이다. 이 기법은 지향 방향에 대해서 일정한 이득을 유지하는 제한 조건을 만족시키면서 어레이 출력 전력을 최소화함으로써 다음과 같이 방향 스펙트럼을 얻는다.

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \quad \text{subject to} \quad \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_0) = 1 \quad (4)$$

여기서 $\mathbf{a}(\theta)$ 는 어레이 지향 벡터이고, 어레이 소자수가 M 개 일 때, $\mathbf{w}(k) = [w_1(k), \dots, w_M(k)]^T$ 이다. \mathbf{R} 은 어레이 입력 신호 벡터 $\mathbf{x}(k) = [x_1(k), \dots, x_M(k)]^T$ 의 공분산 행렬 $\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)]$ 이며 크기는 $M \times M$ 이다. 식(4)의 제한 조건을 만족하는 최적 가중치 벡터는

$$\mathbf{w}_{CAP} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)}{\mathbf{a}^H(\theta_0) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta_0)} \quad (5)$$

와 같다.

Capon 빔형성기는 공간 스펙트럼을 분석하여 공간 스펙트럼 상에 존재하는 몇 개의 침투치를 파악하고 입사 신호의 수와 방향을 추정한다. 그리고 지향 방향 이외의 방향에 존재하는 신호에 대해서는 패턴 널을 형성시킨다.

III. 적응 하이브리드 빔형성기와 등화기의 결합

1. 제안한 적응 하이브리드 빔형성

훈련열 신호를 이용하는 LMS 빔형성 기법은 일반적으로 입사각 추정을 기반으로 하는 Capon 빔형성 기법보다 안정된 이동 수신 성능을 얻을 수 있다. 그러나 ATSC DTV 프레임 구조^[2]에서 훈련열 데이터는 필드 싱크와 세그먼트 싱크 구간에만 존재한다. 나머지 데이터 구간은 정보 데이터 열로 이루어져 있다. 따라서 LMS 빔형성 기법은 24.2ms의 주기마다 67.3 μ s의 시간을 가지는 724개 심볼로 구성된 필드 싱크 데이터 구간과 828개의 심볼 시간 77.6 μ s마다 4개의 심볼로 구성된 세그먼트 싱크 구간에서만 동작이 가능하므로 이동 수신 채널의 급격한 변화에 빠르게 대응하지 못하여 LMS 빔형성의 수렴 속도가 느려질 수 있다.

이동 통신 시스템에서 훈련열 간의 주기가 짧더라도 빠른 페이딩 현상이 문제가 될 수 있으며, 한 훈련열과 다음 훈련열 간의 주기가 짧으면 고속 데이터 전송을 보장할 수 없다. 이와 같이 LMS 빔형성은 수렴하는데 충분한 훈련열이 보장되지 않으면 수렴속도가 느려지는 단점이 있다. 그러나 LMS 빔형성은 훈련열을 사용하기 때문에 도플러 천이에 의해서 왜곡된 수신 신호의 위상을 보상할 수 있다.

반면 Capon 빔형성 기법은 단지 안테나 수신 신호의 DOA 추정에 의해서 수행되므로 훈련열 데이터가 없는 블라인드 데이터 구간에서도 주 경로 신호 방향으로 빔을 형성하고 다중경로 간섭 신호들의 방향으로 패턴 널을 형성하여 간섭 신호들을 억압할 수 있다. 따라서 Capon 빔형성 기법은 블라인드 데이터 구간에서도 적용이 가능하므로 훈련열 데이터 구간에서만 적용이 가능한 LMS 빔형성 기법보다 좀더 빨리 이동 수신 채널의 빠른 변화에 대응할 수 있지만, 도플러 천이에 의한 수신 신호의 위상 변화에 민감한 문제점이 있다. 그러므로 Capon 빔형성과 LMS 빔형성 기법을 혼합한 CLMS (Capon and LMS) 빔형성 기법은 훈련열과 블라인드 데이터 구간을 포함하는 전체 전송 시간 동안

빔형성 동작이 가능하므로 다중경로 신호를 효율적으로 제거하는 동시에 이동 수신기에서의 도플러 천이에 의한 위상 왜곡에 대해서도 보상이 가능하다. 그리고 LMS 빔형성의 느린 수렴속도를 향상시킬 수 있다. 자세한 동작 과정은 다음과 같다.

① m 번째 데이터 프레임의 313개의 세그먼트로 구성된 m 번째 필드 데이터 동안 Capon 빔형성을 수행하여 식(5)의 Capon 가중치 벡터를 구한다.

$$\mathbf{w}_m = \mathbf{w}_{CAP}^m \quad (6)$$

여기서 \mathbf{w}_{CAP}^m 은 m 번째 데이터 필드의 Capon 가중치 벡터이다.

② ①에서 획득한 Capon 가중치 벡터 \mathbf{w}_m 은 다음 $(m+1)$ 번째 데이터 필드에서 LMS 빔형성을 수행하기 위한 LMS 가중치 벡터 $\mathbf{w}_{m+1}(k)$ 의 초기 가중치 벡터로 사용된다. 이 때 LMS 적응 신호 처리는 $(m+1)$ 번째 데이터 필드의 필드 싱크와 세그먼트 싱크 데이터 구간에서만 동작한다.

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_m &= \mathbf{w}_{CAP}^m \\ \mathbf{w}_{m+1}(k_{m+1} \mp 1) & \\ &= \mathbf{w}_{m+1}(k_{m+1}) + \mu \mathbf{x}_{m+1}(k_{m+1}) e_{m+1}^*(k_{m+1}) \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $k_{m+1} = 1, 2, \dots, n$ 는 $(m+1)$ 번째 데이터 필드에서 훈련열 신호의 샘플 시각이다. 그리고 $e_{m+1}(k_{m+1})$ 는 어레이 출력 신호 $y_{m+1}(k_{m+1}) = \mathbf{w}_{m+1}^H(k_{m+1}) \mathbf{x}_{m+1}(k_{m+1})$ 와 훈련열 신호 $d_{m+1}(k_{m+1})$ 사이의 오차 신호 $e_{m+1}(k_{m+1}) = d_{m+1}(k_{m+1}) - y_{m+1}(k_{m+1})$ 이다. μ 는 수렴 속도를 결정하는 단계 상수이고, $*$ 와 H 는 각각 복소 공액과 행렬의 복소 공액 전치를 나타낸다.

③ 다음 $(m+2)$ 번째 필드 데이터가 수신기로 수신될 때, 위 ①과 ②의 동작을 반복하여 수행한다.

2. CLMS 적응 빔형성기와 등화기의 직렬결합

등화기는 빔형성기 출력에서 잔존하는 다중경로 간섭 신호를 제거하여 좀더 양호한 이동 수신 채널을 만

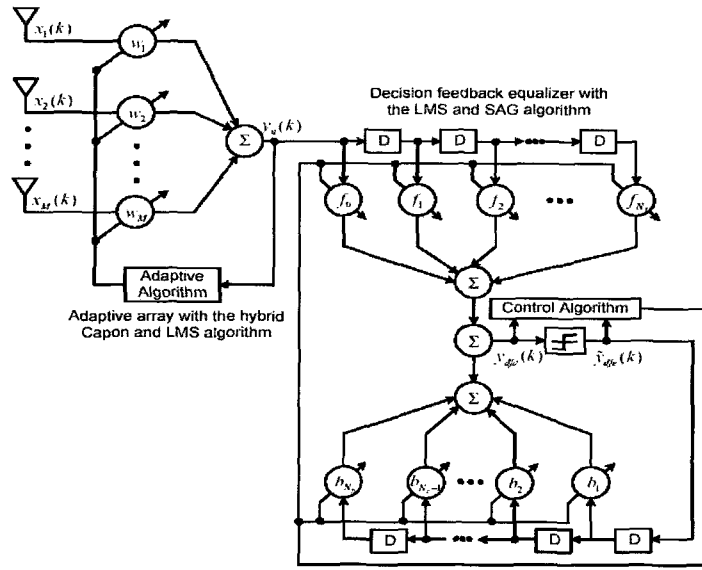


그림 2. CLMS 적응 빔형성기와 DFE의 직렬결합
Fig. 2. Tandem connection of CLMS beamformer and DFE.

들게 됨으로써 출력 신호 대 간섭 및 잡음 신호비 (signal-to-interference plus noise ratio, SINR)를 향상시킬 수 있다. 본 논문에서는 그림 2와 같이 원형 어레이를 이용한 적응 빔형성기와 결정 제환형 등화기 (decision feedback equalizer, DFE)를 결합한 구조를 고려한다. 수신기의 공간 이동 모델 중 회전 모델에서는 360° 모든 방향에서 다중경로 신호들이 입사될 수 있으므로 전체 방위각에 대한 빔형성이 가능한 원형 어레이를 적용하였다. 그리고 원형 어레이는 안테나 소자의 수와는 관계없이 입사 신호의 파장에 의해서 원의 크기가 결정되므로 선형 어레이와 비교했을 때 같은 공간에 더 많은 안테나 소자를 배열할 수 있는 장점이 있다. DFE는 ATSC 데이터 프레임 구조에서 훈련열 데이터 구간 동안에는 LMS 알고리즘^[7]을 사용하고, 일반 정보 데이터 열로 구성된 블라인드 데이터 구간에서는 SAG(Stop-and-Go) 알고리즘^[12]으로 동작한다.

반지름이 r 인 평면 상에 M 개의 안테나 소자가 균일하게 배열되어 원형 어레이를 구성하고 있고, 어레이로 입사되는 신호의 수가 P 개인 경우, 기저 대역에서 m 번째 어레이의 입력신호 $x_m(k)$ 는 시간 $t = kT$ 일 때,

$$x_m(k) = \sum_{p=1}^P h_p s_p(k) e^{j2\pi f_D k T} e^{j\beta r \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{M})} + n_m(k) \quad (8)$$

이다^[13, 14]. 여기서 θ_p 는 p 번째 입사 신호의 입사각, $n_m(k)$ 는 열 잡음을 나타낸다. f_c 는 반송파 주파수이고,

T 는 심볼 주기, $\beta = 2\pi/\lambda$ 는 위상 정수이다. f_{D_p} 는 p 번째 입사 신호의 도플러 주파수이다. 그리고 h_p 는 채널에 의해서 결정되는 p 번째 입사 신호의 크기와 지연 시간을 나타내고, $s_p(k)$ 는 p 번째 입사 신호를 나타내며 각각 행렬과 벡터로

$$\mathbf{H} = \text{diag}[h_1, h_2, \dots, h_p] \quad (9)$$

$$\mathbf{s}(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_p(k)]^T \quad (10)$$

와 같다. 식(10)에서 $s_1(k)$ 는 주경로 신호, 나머지 $s_2(k), \dots, s_p(k)$ 는 다중경로 간섭신호들로 가정한다.

식(9), (10), (11)을 이용하면 적응 빔형성기의 입력 신호는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ \vdots \\ x_M(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{j\beta r \cos(\theta_1 - \frac{2\pi}{M})} & e^{j\beta r \cos(\theta_2 - \frac{2\pi}{M})} & \dots & e^{j\beta r \cos(\theta_p - \frac{2\pi}{M})} \\ e^{j\beta r \cos(\theta_1 - \frac{4\pi}{M})} & e^{j\beta r \cos(\theta_2 - \frac{4\pi}{M})} & \dots & e^{j\beta r \cos(\theta_p - \frac{4\pi}{M})} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\beta r \cos \theta_1} & e^{j\beta r \cos \theta_2} & \dots & e^{j\beta r \cos \theta_p} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & h_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & h_p \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} s_1(k) e^{j2\pi f_{D_1} k T} \\ s_2(k) e^{j2\pi f_{D_2} k T} \\ \vdots \\ s_p(k) e^{j2\pi f_{D_p} k T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1(k) \\ n_2(k) \\ \vdots \\ n_M(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

또는 식(11)을 간단히 표현하면,

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{A}(\theta)\mathbf{H}\mathbf{r}(k) + \mathbf{n}(k) \quad (12)$$

와 같다. 여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{r}(k) &= [r_1(k), r_2(k), \dots, r_p(k)] \\ &= [s_1(k)e^{j2\pi f_{D_1}kT}, s_2(k)e^{j2\pi f_{D_2}kT}, \dots, s_p(k)e^{j2\pi f_{D_p}kT}]^T \end{aligned} \quad (13)$$

이다.

적용 빔형성기의 출력 $y_a(k)$ 는

$$y_a(k) = \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}(k) \quad (14)$$

이고, \mathbf{w}_a 는 적용 빔형성기의 가중치 벡터로서

$$\mathbf{w}_a = [w_1, w_2, \dots, w_M]^T \quad (15)$$

이고, 입사신호의 수가 P 개일 때, 어레이 출력 벡터 $\mathbf{x}(k)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= \mathbf{a}(\theta_1)h_1s_1(k)e^{j2\pi f_{D_1}kT} \\ &+ \sum_{p=2}^P \mathbf{a}(\theta_p)h_p s_p(k)e^{j2\pi f_{D_p}kT} + \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

Capon 빔형성기는 식(16)에서 주경로 신호 $s_1(k)$ 의 입사 방향인 θ_1 에 대해서 제한 조건을 두고 어레이 출력을 최소화함으로써 식(16)의 두 번째 항인 다중경로 간섭 신호들을 제거한다. 그러나 Capon 빔형성기는 식(16)에서 첫 번째 항인 주경로 신호에 존재하는 도플러 주파수 f_{D_1} 에 의한 주경로 신호의 왜곡된 위상은 보상하지 못한다. 이러한 도플러 주파수는 LMS 빔형성에 의해서 보상 가능하다.

제안한 CLMS 빔형성기는 Capon 빔형성을 통해서 다중경로 간섭 신호들이 제거된 정보를 가지고 있는 Capon 가중치 벡터를 식(7)과 같이 LMS 빔형성을 위한 초기 가중치 벡터로 사용한다. ATSC DTV 데이터 프레임 구조의 훈련열 데이터 구간에서 LMS 빔형성을 수행할 때, $s_1(k)$ 는 훈련열 신호가 된다. LMS 빔형성이 동작 할 때, 훈련열 $s_1(k)$ 와 적용 빔형성기 출력과의 오차 신호의 크기를 최소화하기 위한 최적 가중치 벡터^[7] \mathbf{w}_a 는

$$\mathbf{w}_a = \mathbf{R}_x^{-1} \mathbf{p}_x \quad (17)$$

와 같다. 여기서 \mathbf{R}_x 는 크기가 $M \times M$ 인 적응 빔형성기 입력 벡터의 공분산 행렬 $\mathbf{R}_x = E[\mathbf{x}'(k)\mathbf{x}'^H(k)]$ 이고, \mathbf{p}_x 는 크기가 $M \times 1$ 인 적응 빔형성기의 입력 벡터와 훈련열 신호인 $s_1(k)$ 사이의 상호 상관 벡터 $\mathbf{p}_x = E[\mathbf{x}'(k)s_1^*(k)]$ 이다.

여기서 Capon 빔형성에 의해서 식(16)의 다중경로 간섭 신호인 $s_p(k)$ ($p = 2, 3, \dots, P$)가 제거되었으므로, $\mathbf{x}'(k)$ 는

$$\mathbf{x}'(k) = \mathbf{a}(\theta_1)h_1s_1(k)e^{j2\pi f_{D_1}kT} + \mathbf{n}(k) \quad (18)$$

이며, 이 때 빔형성기 출력

$$y'_a(k) = \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}'(k) \quad (19)$$

이다.

공분산 행렬 \mathbf{R}_x 는 훈련열 신호 $s_1(k)$ 의 성분을 포함하고 있다는 것을 식(18)로부터 알 수 있다. 그러므로 LMS 적응 빔형성기는 훈련열 신호 $s_1(k)$ 와 도플러 주파수에 의해서 위상이 변화된 식(19)의 빔형성기 출력과의 오차를 최소화함으로써, 식(17)의 가중치 벡터를 획득하므로 주경로 신호의 왜곡된 위상을 보상할 수 있다. 따라서 LMS 빔형성을 통해서 주경로 신호의 왜곡된 위상이 보상된 식(19)의 빔형성기의 출력은

$$\begin{aligned} y'_a(k) &= \mathbf{w}_a^H [\mathbf{a}(\theta_1)h_1s_1(k) + \mathbf{n}(k)] \\ &= \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}_1(k) \end{aligned} \quad (20)$$

와 같다.

적용 빔형성기의 자유도가 불충분한 경우 식(16)의 두 번째 항인 다중경로 간섭 신호가 모두 제거되지 않는다. 빔형성기 출력에서 $(Q-1)$ 개의 다중경로 간섭 신호가 잔존할 때, 식(20)의 빔형성기 출력은

$$\begin{aligned} y'_a(k) &= \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}_1(k) + \sum_{q=2}^Q \mathbf{a}(\theta_q)h_q s_q(k) \\ &= \mathbf{w}_a^H \mathbf{x}_a(k) \end{aligned} \quad (21)$$

와 같다. 여기서

$$\mathbf{x}_a(k) = \mathbf{A}'(\theta)\mathbf{H}\mathbf{s}'(k) + \mathbf{n}(k) \quad (22)$$

이고, $\mathbf{A}'(\theta)$, \mathbf{H} , $\mathbf{s}'(k)$ 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{A}'(\theta) = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_Q)] \quad (23)$$

$$\mathbf{H} = \text{diag}[h_1, h_2, \dots, h_Q] \quad (24)$$

$$\mathbf{s}'(k) = [s_1(k), s_2(k), \dots, s_Q(k)]^T \quad (25)$$

그림 2에서 DFE의 피드포워드(feedforward) 필터와 피드백(feedback) 필터의 가중치가 각각 f_0, f_1, \dots, f_{N_f} 와 b_1, b_2, \dots, b_{N_b} 일 때, DFE의 출력 $y_{dfe}(k)$ 는

$$y_{dfe}(k) = \mathbf{w}_{dfe}^H \mathbf{x}_{dfe}(k) \quad (26)$$

와 같다. 여기서 $\tilde{y}_{dfe}(k)$ 가 $y_{dfe}(k)$ 의 결정 제한 신호일 때, DFE의 가중치 벡터 \mathbf{w}_{dfe} 와 입력 신호 벡터 $\mathbf{x}_{dfe}(k)$ 는 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{w}_{dfe} = [f_0, f_1, \dots, f_{N_f}, b_1, b_2, \dots, b_{N_b}]^T \quad (27)$$

$$\mathbf{x}_{dfe}(k) = [y'_a(k), \dots, y'_a(k - N_f), \tilde{y}_{dfe}(k - \Delta - 1), \dots, \tilde{y}_{dfe}(k - \Delta - N_b)]^T \quad (28)$$

여기서 $(N_f + 1)$ 은 피드포워드 필터의 탭 개수이고, N_b 는 피드백 필터의 탭 개수이다. Δ 는 결정 지연을 나타낸다.

DFE는 수신 신호의 훈련열 주기 동안 LMS 알고리즘으로 동작하므로, 이때 블라인드 데이터 구간에서 SAG 알고리즘의 에러 판단 이득값에 의해서 판별되는 결정 제한 신호 $\tilde{y}_{dfe}(k - \Delta)$ 는 훈련열 신호 $s_1(k - \Delta)$ 로 교체된다. 이러한 경우 오차 신호는

$$e_{dfe}(k) = s_1(k - \Delta) - \mathbf{w}_{dfe}^H \mathbf{x}'_{dfe}(k) \quad (29)$$

이다. 여기서

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'_{dfe}(k) &= [y'_a(k), \dots, y'_a(k - N_f), \\ & s_1(k - \Delta - 1), \dots, s_1(k - \Delta - N_b)]^T \quad (30) \\ &= [\mathbf{w}_a^H \mathbf{X}(k), \mathbf{s}_{bl}^T]^T \end{aligned}$$

와 같다^[12]. 그리고 식(30)에서

$$\mathbf{X}(k) = [\mathbf{x}_a(k), \mathbf{x}_a(k - 1), \dots, \mathbf{x}_a(k - N_f)] \quad (31)$$

이고,

$$\begin{aligned} \mathbf{s}_{bl}(k) &= [s_1(k - \Delta - 1), s_1(k - \Delta - 2), \\ & \dots, s_1(k - \Delta - N_b)]^T \end{aligned} \quad (32)$$

이다.

DFE의 $MSE_{dfe} = E[e_{dfe}(k)^2]$ 를 최소화 시키는 가중치 벡터는

$$\mathbf{w}_{dfe} = \mathbf{R}_{dfe}^{-1} \mathbf{p}_{dfe} \quad (33)$$

이다. 여기서 \mathbf{R}_{dfe} 는 크기가 $(N_f + N_b + 1) \times (N_f + N_b + 1)$ 인 DFE 입력 벡터의 공분산 행렬이고, \mathbf{p}_{dfe} 는 크기가 $(N_f + N_b + 1) \times 1$ 인 DFE 입력 벡터와 훈련열 신호인 $s_1(k - \Delta)$ 사이의 상호 상관 벡터이다.

식(33)의 DFE의 가중치 벡터에서 훈련열 신호 $s_1(k - \Delta)$ 와 상호 상관이 없는 신호의 크기는 억압되는 것을 알 수 있다. 따라서 DFE는 어레이 출력에 잔존하는 다중경로 간섭 신호들을 제거해줌으로써 DTV 이동 수신 성능을 향상시킨다.

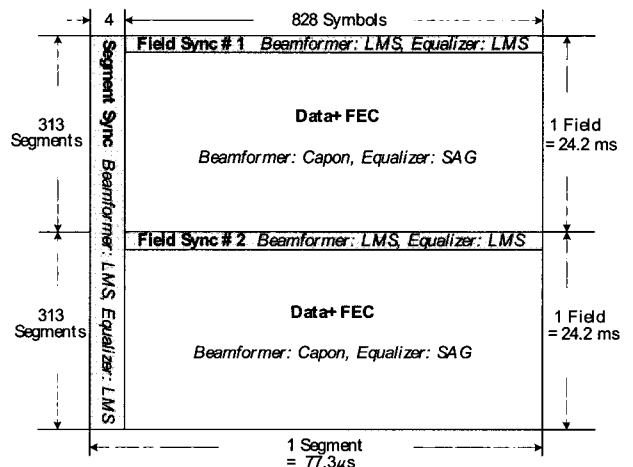


그림 3. ATSC DTV 데이터 프레임과 CLMS 빔형성기와 DFE의 동작 모드

Fig. 3. ATSC DTV data frame and operation modes of CLMS beamformer and DFE.

ATSC DTV 데이터 프레임에서 CLMS 빔형성기와 DFE의 동작 과정^[15]은 그림 3과 같다. 적응 빔형성기와 등화기는 훈련열 구간 동안에는 LMS 알고리즘으로 동작하고, 랜덤 데이터 구간에서는 각각 Capon 기법과 SAG 알고리즘으로 동작한다.

IV. 모의 실험

첫 번째 모의실험에서는 GBSBCM을 응용하여 모델링된 이동 수신 채널상에서 수신기의 직진 모델을 고려하여 제한한 CLMS 빔형성기, Capon 빔형성기, LMS 빔형성기에 대한 성능을 비교 분석 한다.

첫 번째 모의실험에서 사용된 8-VSB (vestigial sideband) 성상을 가지는 ATSC DTV 데이터 심볼 수는 1,000만 심볼로써 약 38개의 데이터 필드 크기이다. 수신기는 1,000만 심볼 구간 동안 직진 운동을 하도록 설정하였다. 모의 실험에서 생성시킨 다중경로 신호는 6개이며, 주경로 신호와 다중경로 간섭 신호들은 각각 입사 방향에 따라 서로 다른 도플러 천이의 영향을 받게 된다. 입력 SNR이 20dB인 경우에 대해서 각 빔형성기의 성능을 비교한다.

사용된 원형 어레이의 소자 수는 8개, 소자가 배열된 원의 반지름은 0.8λ 로 설정하였다. 그리고 수신 신호의 반송파 주파수는 UHF(ultra high frequency) 대역의 채널인 700MHz, DTV 수신기를 탑재한 차량의 이동 속도는 차량이 실제로 고속으로 직진을 할 때의 속도를 고려하여 시속 100km로 가정하였으며 이러한 경우 발생되는 최대 도플러 천이는 약 64Hz이다. 그리고 훈련

열을 이용한 빔형성을 수행할 때, 단계 상수 μ 는 채널의 안테나 입사 신호의 전력을 고려하여 설정되도록 하였다.

GBSBCM 이동 수신 채널 모델링에 의해서 생성된 6개의 다중경로 신호들에 대한 입사 방향, 입사 지연 시간, 신호의 크기, 도플러 주파수는 표 1과 같다. 여기서 상대적으로 크기가 가장 큰 첫 번째 경로(Path No.1)를 주경로 신호로 간주한다. 그리고 나머지 다섯 개의 경로(Path No.2~6)는 다중경로 간섭신호들로 간주한다.

표 1과 같이 6개의 입사 신호가 수신기의 이동 속도와 입사 신호의 입사 방향에 따라서 각기 다른 도플러 주파수를 가진다. 이러한 이동 수신 채널에서 수신기의 움직임에 의한 도플러 천이는 입사 신호의 위상을 왜곡시킨다.

그림 4는 표 1의 채널환경 조건에서 Capon 빔형성기

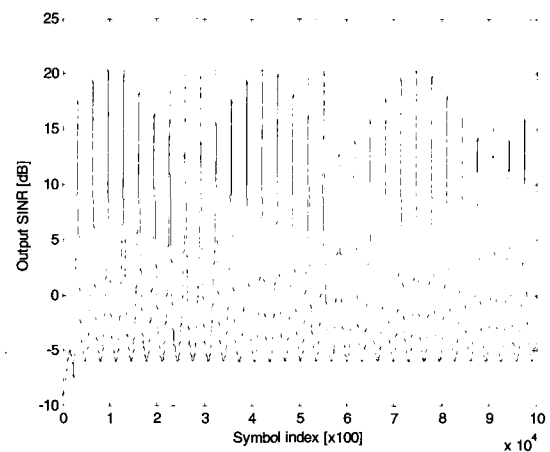


그림 4. Capon 빔형성기의 출력 SINR
Fig. 4. Output SINR of the Capon beamformer.

표 1. 채널 환경 I
Table 1. Channel condition I.

Path No.	1	2	3	4	5	6
Amplitude	1	0.81	0.76	0.49	0.34	0.26
Relative Amplitude [dB]	0	-1.83	-2.38	-6.20	-9.37	-11.70
DOA [Deg.]	-59	-102	178	-106	133	177
Delay time [Symbols]	0	16	21	55	84	104
Doppler freq. [Hz]	33.12	-13.37	-64.26	-17.72	-43.85	-64.21

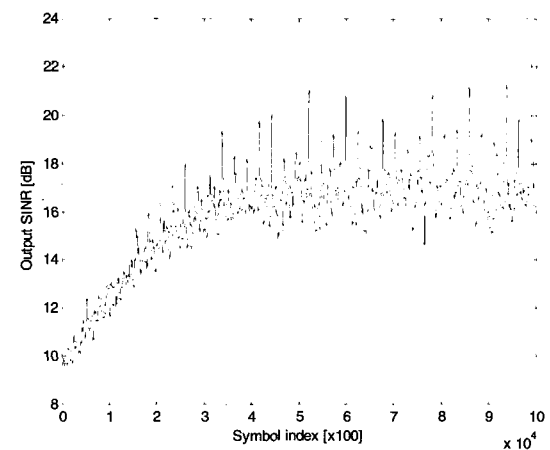


그림 5. LMB 빔형성기의 출력 SINR
Fig. 5. Output SINR of the LMS beamformer.

의 심볼 인덱스에 따른 출력 SINR을 나타낸다. 출력 SINR이 순간적으로 20dB 정도의 성능을 보이지만 일정하게 수렴하지 못하고 있다. Capon 빔형성기는 입사각의 추정에 의해서 다중경로 신호를 제거하지만, 수신기의 이동에 따른 주경로 신호의 위상 왜곡을 보상하지 못하여 그림 4에서처럼 수신 성능이 저하된다. 표 1의 채널환경에서 LMS 빔형성기의 출력 SINR은 그림 5에서와 같다. 약 400만 심볼 이후 수렴하여 15dB에서 20dB 사이를 유지하는 것을 관찰할 수 있다.

표 1의 채널환경에서 CLMS 빔형성기의 출력 SINR은 그림 6과 같다. 약 26만 심볼 이후 수렴하는 것을 볼 수 있다. 따라서 그림 5의 LMS 빔형성기의 출력 SINR과 그림 6의 CLMS 빔형성기의 출력 SINR을 비교했을

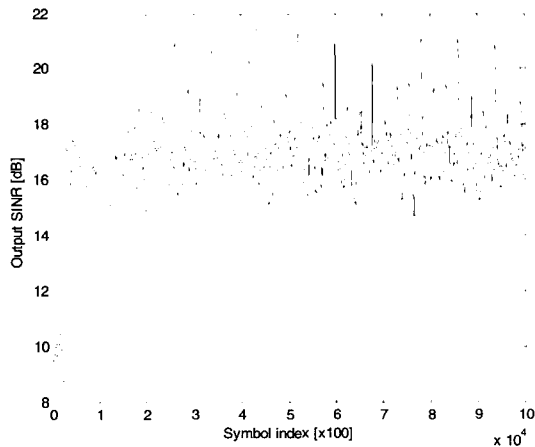


그림 6. CLMS 빔형성기의 출력 SINR
Fig. 6. Output SINR of the CLMS beamformer.

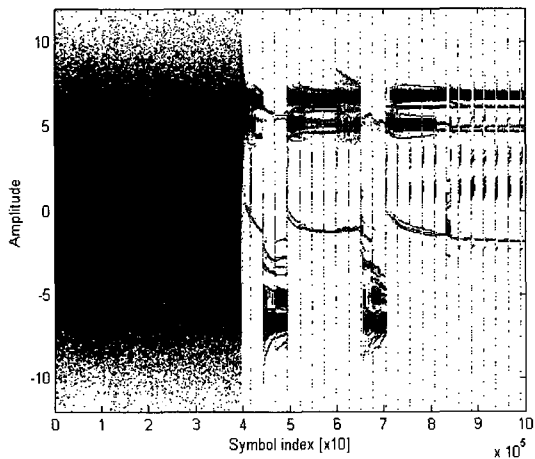


그림 7. Capon 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 DFE 출력 심볼 레벨
Fig. 7. DFE output of Capon beamformer and DFE.

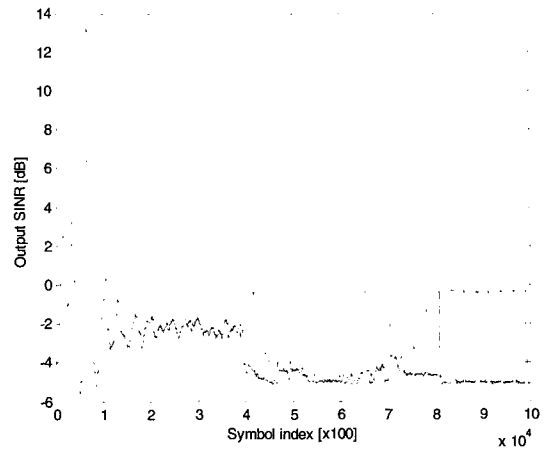


그림 8. Capon 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 DFE 출력 SINR
Fig. 8. DFE output SINR of Capon beamformer and DFE.

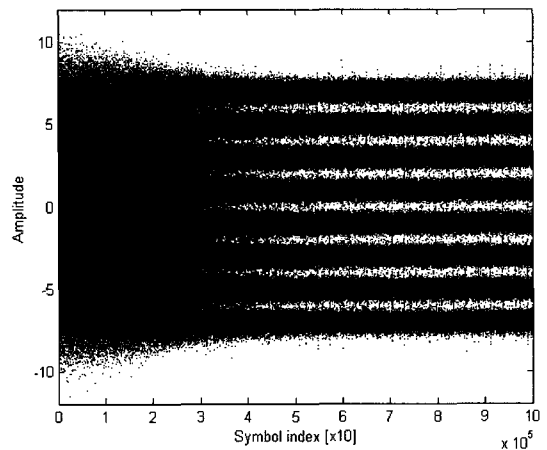


그림 9. LMS 빔형성기와 DFE 시스템의 DFE 출력
Fig. 9. DFE output of LMS beamformer and DFE.

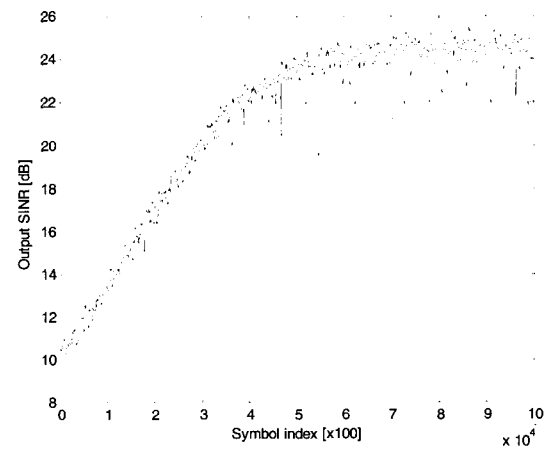


그림 10. LMS 빔형성기와 DFE 시스템의 DFE 출력 SINR
Fig. 10. DFE output SINR of LMS beamformer and DFE.

때 제안한 CLMS 빔형성기의 수렴속도가 훨씬 빠르다. 그러므로 채널의 빠른 변화에 대한 대응이 필요한 이동 DTV 수신채널에서 제안한 CLMS 빔형성기는 Capon 빔형성기와 LMS 빔형성기에 비해서 좀더 빠른 수렴속도와 양호한 수신 성능을 발휘한다.

두 번째 모의실험에서는 그림 2에서처럼 첫 번째 모의실험에서 사용된 표 1의 채널환경 및 실험조건과 동일한 환경에서 빔형성기와 등화기 결합 구조의 성능 분석을 수행하였다. 그리고 사용된 등화기는 DFE 구조이고, 피드포워드 필터의 탭 개수는 50개, 피드백 필터의 탭 개수는 150개를 사용하였다.

먼저 표 1의 채널환경에서 8개의 어레이 소자를 이용한 Capon 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 등화기 출력 심볼 레벨은 그림 7과 같다. Capon 빔형성에 의한 채널 개선이 전혀 이루어지지 못하여 DFE의 채널 보상에 대한 부담이 커지게 된다. 따라서 그림 7에서처럼 출력 심볼 레벨이 심하게 흐트러짐을 볼 수 있다. 그리고 이때의 DFE 출력 SINR은 그림 8과 같다.

8개의 어레이 소자를 이용한 LMS 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 DFE 출력 심볼 레벨은 그림 9와 같다. LMS 빔형성을 통한 채널 개선 효과로 약 300만 심볼 이후 DFE의 출력 심볼이 뚜렷하게 나타난다. 그림 10은 LMS 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 DFE 출력 SINR을 나타낸다. 약 600만 심볼 이후에 수렴한 것을 볼 수 있다. 그리고 DFE는 빔형성기의 출력에 잔존하는 간섭신호를 제거해 주므로 DFE 출력 SINR 수렴 레벨이 그림 5의 LMS 빔형성기 출력 SINR 수렴 레벨보다 향상되었다.

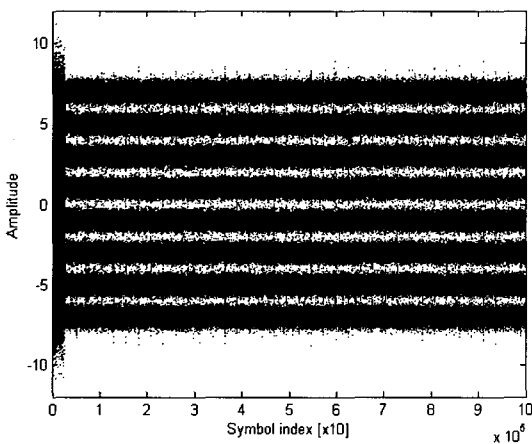


그림 11. CLMS 빔형성기와 DFE 시스템의 DFE 출력
Fig. 11. DFE output of CLMS beamformer and DFE.

그림 11과 12는 각각 CLMS 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 DFE 출력 심볼 레벨과 DFE 출력 SINR을 나타낸다. 그림 12에서처럼 제안한 CLMS 빔형성기의 채널 개선에 대한 빠른 수렴속도로 DFE의 출력 SINR이 약 26만 심볼 이후에 수렴하여 그림 11과 같이 26만 심볼 이후에 심볼 레벨이 뚜렷하게 나타난다. 그리고 그림 12에서처럼 DFE 이후의 출력 SINR 수렴 레벨이 그림 6의 CLMS 빔형성기의 출력 SINR 수렴 레벨보다 향상된 것을 볼 수 있다.

표 1의 채널 환경에서 입력 SNR을 0dB부터 25dB까지 5dB씩 증가시키면서 각 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 출력 SER(symbol error rate)을 그림 13에서 비교하였다. 그림 13에서 제안한 CLMS 빔형성기와 DFE가

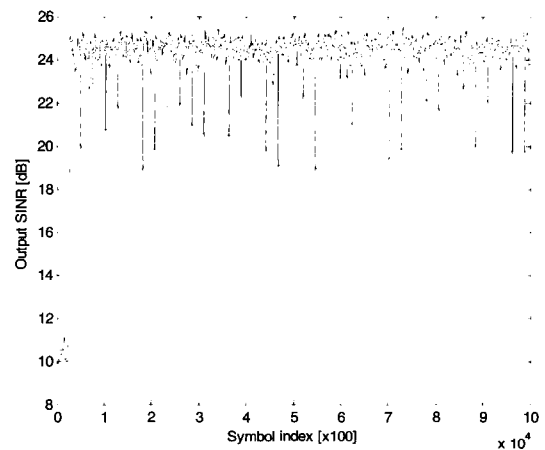


그림 12. CLMS 빔형성기와 DFE 시스템의 출력 SINR
Fig. 12. Output SINR of CLMS beamformer and DFE.

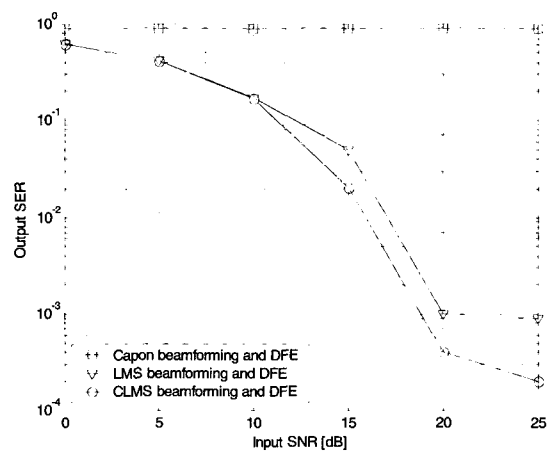


그림 13. 표 1의 채널환경에 대한 입력 SNR에 따른 각 빔형성기와 DFE 결합 시스템의 성능비교
Fig. 13. Performance of beamformers and DFE according to input SNRs for channel conditions of Table 1.

결합된 시스템이 LMS 빔형성기와 DFE가 결합된 시스템과 Capon 빔형성기와 DFE가 결합된 시스템보다 더 좋은 수신 성능을 발휘하는 것을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 ATSC DTV 수신기의 이동 수신 성능 개선을 위해서 다수의 배열 안테나를 이용한 CLMS 적응 빔형성기를 제안하였다. 그리고 모의실험의 신뢰성을 높이기 위해서 GBSBCM 모델을 응용하여 DTV 수신 환경에 적합하도록 수정하였다.

제안한 CLMS 빔형성기는 ATSC DTV 수신기가 데이터를 전송 받는 전체 프레임 데이터 구간 동안 빔형성을 수행할 수 있으므로 수렴 속도를 높일 수 있다. 따라서 CLMS 빔형성기는 Capon 빔형성기의 도플러 천이에 의한 단점과 LMS 빔형성기의 제한된 혼련렬에 의한 단점을 극복하여 이동 DTV 수신기의 성능을 향상시킬 수 있다. 그리고 적응 빔형성기와 DFE 결합 구조에서, DFE는 어레이 출력에 잔존하는 다중경로 간섭 신호를 제거하여 수신기의 출력 SINR을 높임으로써 양호한 채널 상태를 확보한다.

참 고 문 헌

- [1] ATSC standard A/54, Guide to The Use of The ATSC Digital Television Standard, Oct. 1995.
- [2] ATSC standard A/53A, ATSC Digital Television Standard, Apr. 2001.
- [3] CRC, Results of The Laboratory Evaluation of LINX ATSC Prototype Receiver With 8-VSB Modulation For Terrestrial Broadcasting, Apr. 2002.
- [4] R. T. Compton, Adaptive Antennas, Concepts and Performance, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.
- [5] MCP project, DVB-T Diversity Receivers, Apr. 2001.
- [6] J. Capon, "High resolution frequency-wavenumber spectrum analysis," Proc. IEEE, vol. 57, pp. 1408-1418, Aug. 1969.
- [7] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.
- [8] R. G. Vaughan, "On optimum combining at the mobile," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 37, pp. 181-188, Nov. 1988.
- [9] M. Barrett and R. Arnott, "Adaptive antenna for mobile communications," Electron. Commun. J., Aug. 1994.
- [10] R. B. Ertel and J. H. Reed, "Angle and time of arrival statistics for circular and elliptical scattering models," IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 17, pp. 1829-1840, Nov. 1999.
- [11] J. C. Liberti and T. S. Rappaport, Smart Antennas for Wireless Communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications, NJ: Prentice Hall, 1999.
- [12] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a "Stop-and-Go" decision-directed algorithm," IEEE Trans. Commun., vol. COM-35, no. 9, pp. 877-887, Sep. 1987.
- [13] M. L. Leou and C. C. Yeh, "A Novel Hybrid of Adaptive Array and Equalizer for Mobile Communications," IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 49, no. 1, pp. 1-110, Jan. 2000.
- [14] F. I. Tseng and D. K. Cheng, "Pattern Synthesis of Circular Arrays with Many Directive Elements," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 16, pp. 758-759, Nov. 1968.
- [15] S. H. Moon, J. Y. Kim, and D. S. Han, "Spatial diversity technique for improvement of DTV reception performance," IEEE Trans. Consumer Electron., vol. 49, no. 4, pp. 958-964, Nov. 2003.

— 저 자 소 개 —



안 장 환(정회원)
 2002년 영남대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 2004년 경북대학교 전자공학과
 석사 졸업.
 <주관심분야 : 디지털 통신, 어레
 이 신호처리>



한 동 석(평생회원)
 1987년 경북대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1989년 KAIST 전기 및 전자
 공학과 석사 졸업.
 1993년 KAIST 전기 및 전자
 공학과 박사 졸업.

1987년~1996년 삼성전자
 1996년~현재 경북대학교 전자전기공학부 부교수
 2004년 플로리다대학교 방문교수
 <주관심분야 : 디지털통신 신호처리>