

특집논문-03-08-2-04

입사각 추정 기반 빔형성을 이용한 DTV 수신성능 개선

문성훈*, 한동석*

DOA estimation based beamforming technique for DTV reception performance enhancement

Sung-Hoon Moon* and Dong-Seog Han*

요 약

본 논문에서는 DTV의 실내수신 및 이동수신 성능 향상을 위하여 빔형성 기법을 이용하는 수신기 구조를 제안한다. 제안 DTV 수신기는 지향방향으로의 이득을 일정하게 유지하면서 출력 신호의 전력을 최소화시키는 Capon 입사각 추정 기법을 이용하여 주경로와 다중경로 신호의 입사각을 추정한다. 추정된 주경로 신호의 입사각으로 적응 빔 패턴을 형성시켜서 다중경로 신호를 약화시킨다. 잔존하는 다중경로 신호는 빔형성기 이후에 존재하는 결정 제한 등화기를 이용하여 제거한다. 제안한 입사각 추정 기반 DTV 수신기는 빔형성을 수행한 이후에 기존의 다양한 등화기술을 그대로 적용할 수 있는 장점을 가진다. 브라질 필드테스트 채널에서 각 경로신호의 입사각을 설정한 후 제안 DTV 수신기의 성능분석을 수행하였다. 모의 실험 결과로부터 4개의 안테나 소자를 사용하는 제안 DTV 수신기는 입력 신호 대잡음비가 10dB 이상일 경우 모든 브라질 채널에서 TOV를 만족시킬 수 있음을 확인하였다.

Abstract

This paper proposes a DTV receiver using beamforming techniques to improve indoor and mobile reception. The proposed DTV receiver estimates the directions of arrival (DOAs) of incoming signals using Capon's DOA estimation method and generates an adaptive antenna beam pattern to the estimated DOA of the mainpath signal to improve the channel condition. After beamforming, a following decision feedback equalizer (DFE) removes the remaining multipath components. The proposed receiver can be implemented with a conventional DTV receiver without any modification. The performance of the proposed receiver is analyzed with modified Brazilian field test models, which include DOA information of incoming signals. Simulation results show that the proposed receiver can satisfy the threshold of visibility (TOV) when input signal to noise ratio is slightly over 10 dB.

I. 서론

본격적인 디지털방송시대에 즈음하여 다중경로 환경에서

의 ATSC 방식^{[1][2]}의 DTV 수신기의 성능 개선에 관한 연구는 현재 전세계적으로 관심이 집중되고 있다. 미국의 MSTV(Maximum Service Television)/NAB^[3]는 실내수신 및 이동수신의 성능분석을 위한 필드테스트 결과에서 8-VSB 방식 DTV 수신기의 실내수신 성공률이 약 30%에 불과하다는 결과를 발표하였다. 그리고 FACTS(Federation of Australian Commercial Television Stations)^[4]가 실시한 실험결과와 브라질의 ABERT/SET가 브라질

* 경북대학교전자전기공학부
School of Electronic & Electrical Engineering, Kyungpook National University

※ 이 논문은 2002년도 경북대학교 특성화사업팀(KNURT) 연구비에 의하여 연구되었음.

통신주관(ANATEL)에 제출한보고서^[5] 결과에서도 8-VSB 시스템의 실내수신과 이동수신의 성공률이 저조함을 확인할 수 있다. 적응등화기의 도입으로 ATSC 방식의 초기모델에 비해서는 디지털방송의 수신성능이 크게 향상되었으나 최종목표인 실내수신 및 이동수신을 위해서는 여전히 많은 문제점을 지니고 있다. 현재 다방면으로 DTV 수신기의 성능을 개선하기 위한 연구가 진행되고 있다^{[6][7][8]}.

빔형성을 이용한 수신성능개선에 관한 연구는 현재 상황에서 8-VSB 시스템의 가장 큰 문제점인 실내수신 및 이동수신성능을 개선시키기 위한 가장 효율적인 기법으로 간주되고 있다. 빔형성 기법은 주어진 대역폭에서 전송효율의 극대화, 수신오류의 최소화, 다중경로로 인한 간섭제거를 목적으로 다수의 안테나 소자를 이용한다^{[9][10][11][12]}. 다수의 안테나소자를 이용하여 신호를 수신하면 시간영역에서의 신호처리뿐만 아니라 공간영역의 신호처리를 통하여 원하는 신호만을 수신할 수 있다. 즉, 원하는 신호의 입사방향(DOA, direction of arrival)으로 안테나 빔을 형성하고, 원치않는 간섭신호에 대해서는 안테나의 이득을 감소시켜 단일 안테나를 이용할 때 보다 신호 대 잡음비(SNR, signal to noise ratio)가 훨씬 낮은 경우에도 통신이 가능하다.

본 논문에서는 DTV 수신성능 향상을 위하여 빔형성기법을 이용한 DTV 수신기 구조를 제안한다. 제안 DTV 수신기는 지향방향으로의 이득을 일정하게 유지하면서 출력신호의 전력을 최소화시키는 LCMV(linearly constrained minimum variance) 기법^[12]을 이용하여 주경로와 다중경로 신호의 입사각을 추정한다. 추정된 주경로 신호의 입사각으로 적응빔패턴을 형성시켜서 다중경로 신호를 약화시킨다. 잔존하는 다중경로 신호는 빔형성기 이후에 존재하는 결정계환등화기(decision feedback equalizer)^[13]를 이용하여 제거한다. 제안한 입사각 추정 기반 DTV 수신기는 빔형성을 수행한 이후에 기존의 다양한 등화기술을 그대로 적용할 수 있는 장점을 가진다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 서론에 이어서 II장에서 빔형성에 의한 다중경로채널의 개선을 설명한다. III장에서는 입사각 추정에 기반한 빔형성 기법과 결합된 DTV 수신기 구조를 제안한다. IV장에서는 브라질 필드 테스트채널^[5]을 응용한 시공간 채널모델을 설정하고 제안 DTV 수신기의 성능을 분석한다. 마지막으로 V장의 결론을 끝으로 본 논문을 마무리한다.

II. 빔형성에 의한 DTV 수신 채널 개선

빔형성기법은 안테나 소자간 위상차(inter-element phase shift)를 이용하여 공간적인 신호처리를 수행하는 것을 말한다. 서로 다른 안테나 소자에서 수신되는 신호의 위상은 입사신호의 방향에 의해서 결정된다. 그림 1과 같이 안테나 어레이 단면과 θ 의 각도로 전파되는 신호는 다음과 같은 소자간 위상차를 가진다.

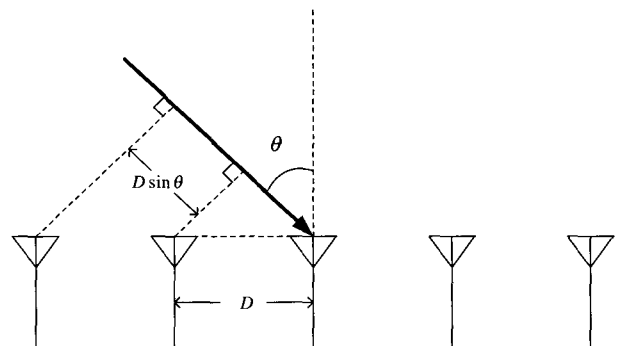


그림 1. 어레이 입사신호간의 위상차
Fig. 1. Inter-element phase shift

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} D \sin \theta \quad (1)$$

여기서 D 와 λ 는 각각 안테나 소자간의 간격과 반송파의 파장을 나타낸다.

빔형성기는 그림 2와 같이 공간적인 빔형성을 위하여 다수의 안테나소자, 각 안테나 소자의 출력과 가중치의 곱을 조합하는 빔형성부, 적응 신호처리기로 구성된다.

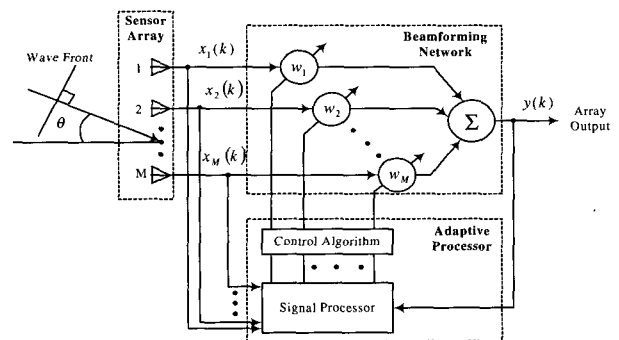


그림 2. 빔형성기 구조
Fig. 2. Block diagram of beamformer

적응 어레이 소자의 수가 M 일 때 주 경로 신호와 n 번째 다중경로 신호에 대한 어레이 응답 벡터는

$$\mathbf{a}_d(\theta_d) = [1, e^{-j2\pi \frac{D}{\lambda} \sin\theta_d}, \dots, e^{-j2\pi \frac{D}{\lambda} (M-1) \sin\theta_d}]^T \quad (2)$$

$$\mathbf{a}_n(\theta_n) = [1, e^{-j2\pi \frac{D}{\lambda} \sin\theta_n}, \dots, e^{-j2\pi \frac{D}{\lambda} (M-1) \sin\theta_n}]^T \quad (3)$$

이다. 여기서 θ_d 와 θ_n 은 주경로 신호와 n 번째 다중경로의 입사 방향이다. 한 개의 주경로 신호와 N 개의 다중경로가 존재할 때 채널의 임펄스 응답 벡터는

$$\begin{aligned} \mathbf{h}(k, \tau) &= \mathbf{a}_d(\theta_d) \delta(k) + \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(\theta_n) \alpha_n(k) \delta(k - \tau_n) \\ &= \mathbf{h}_d(k) + \sum_{n=1}^N \mathbf{h}_n(k - \tau_n) \end{aligned} \quad (4)$$

로 표현된다. 여기서 a_n 과 τ_n 은 n 번째 다중경로의 크기와 지연시간을 나타낸다. 전송 신호를 $d(k)$ 라 할때 채널을 통과한 어레이 입력 신호는

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k) &= d(k) \otimes \mathbf{h}(k, \tau) + \mathbf{n}(k) \\ &= \mathbf{a}_d(\theta_d) d(k) + \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(\theta_n) \alpha_n(k) d(k - \tau_n) + \mathbf{n}(k) \end{aligned} \quad (5)$$

이다. 여기서 \otimes 는 컨볼루션을 나타낸다. 어레이 입력 신호가 식 (5)와 같을 때 어레이 출력 신호는

$$\begin{aligned} y(k) &= \mathbf{w}^H(k) \mathbf{x}(k) + \mathbf{n}(k) \\ &= \mathbf{w}^H(k) \left[\mathbf{a}_d(\theta_d) d(k) + \sum_{n=1}^N \mathbf{a}_n(\theta_n) \alpha_n(k) d(k - \tau_n) \right] + n'(k) \end{aligned} \quad (6)$$

이다. 여기서 $n'(k)$ 와 $\mathbf{w}(k)$ 는 각각 가중치가 곱해진 잡음과 가중치 벡터이고, H 는 복소공액전치(Hermitian transpose)를 나타낸다. 빔형성 후 출력신호의 오차는 $d(k)$ 와 $y(k)$ 의 차이므로 평균자승오차(mean square error)는 다음과 같다.

$$J(\mathbf{w}) = E \left[|y(k) - d(k)|^2 \right] \quad (7)$$

적응 어레이의 성능을 최적화하기 위해서는 평균자승오차를 최소화하여야 한다. 평균자승오차는 다음과 같이 전개될 수 있다.

$$\begin{aligned} J(\mathbf{w}) &= E \left[|\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) - d(k)|^2 \right] \\ &= E \left[(\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) - d(k)) (\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) - d(k))^* \right] = E \left[(\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) - d(k)) (\mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} - d(k)) \right] \\ &= E \left[\mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) d^*(k) - d(k) \mathbf{x}^H(k) \mathbf{w} + d(k) d^*(k) \right] \quad (8) \\ &= \mathbf{w}^H E \left[\mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \right] \mathbf{w} - \mathbf{w}^H E \left[\mathbf{x}(k) d^*(k) \right] - E \left[d(k) \mathbf{x}^H(k) \right] \mathbf{w} + E \left[d(k) d^*(k) \right] \\ &= \mathbf{w}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} - \mathbf{w}^H \mathbf{r}_{xd} - \mathbf{r}_{xd}^H \mathbf{w} + E \left[d(k) d^*(k) \right] \end{aligned}$$

식 (8)에서 \mathbf{R}_{xx} 는 입력벡터 $\mathbf{x}(k)$ 의 공분산 행렬, \mathbf{r}_{xd} 는 입력벡터 $\mathbf{x}(k)$ 와 주경로 신호 $d(k)$ 사이의 상호상관도 행렬로서 각각 다음과 같다.

$$\mathbf{R}_{xx} = E \left[\mathbf{x}(k) \mathbf{x}^H(k) \right] \quad (9)$$

$$\mathbf{r}_{xd} = E \left[\mathbf{x}(k) d^*(k) \right] \quad (10)$$

일반적으로 평균자승오차는 하나의 극소점을 가지므로 기울기(gradient)가 0일 때 최적 가중치 벡터를 구할 수 있다. 식 (8)의 기울기를 취하면

$$\nabla J(\mathbf{w}) = 2\mathbf{R}_{xx} \mathbf{w} - 2\mathbf{r}_{xd} \quad (11)$$

이다. 따라서 기울기가 0이 되는 최적 가중치 벡터는

$$\mathbf{w}_{opt} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd} \quad (12)$$

이다.

가중치 벡터를 곱한 빔형성기의 출력에서 주 경로와 다중경로 신호의 크기는

$$\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}_d(\theta_d) \cong 1 \quad (13)$$

$$\mathbf{w}^H(k) \mathbf{a}_n(\theta_n) = \varepsilon_n \cong 0, \quad 1 \leq n \leq N \quad (14)$$

와 같다. 여기서 ϵ_n 은 빔형성으로 인하여 감소된 n 번째 다중경로 신호의 크기를 나타낸다. 따라서, 빔형성기의 출력은

$$y(k) = \left[d(k) + \sum_{n=1}^N \epsilon_n \alpha_n(k) d(k - \tau_n) \right] + \mathbf{n}'(k) \quad (15)$$

$$= d(k) \otimes h'(k) + \mathbf{n}'(k)$$

이된다. 빔형성기를 지난 채널의 임펄스 응답 $h'(k)$ 는

$$h'(k) = \delta(k) + \sum_{n=1}^N \epsilon_n \alpha_n(k) \delta(k - \tau_n) \quad (16)$$

이다. 식 (16)과 같이 빔형성을 수행할 경우 채널의 상태를 매우 개선시킬 수 있다. 빔형성 이후에 등화기를 연동할 경우 등화기에서 쉽게 채널등화를 수행할 수 있으므로 DTV 수신 성능을 크게 개선시킬 수 있다.

III. 입사각 추정 기반 빔형성 기법을 결합한 DTV 수신기

빔형성을 적용할 경우 우수한 수신성능을 확보할 수 있으나 효율적인 공간 필터링을 위해서는 다수의 안테나 소자가 필요하다. 그러나 안테나 소자의 간격이 RF 파장의 1/2 정도가 되어야 하므로 DTV 수신기에서는 모든 간섭 신호를 공간적으로 필터링할 수 있는 충분한 자유도를 확보할 만큼의 안테나 소자를 사용하기는 어렵다. 본 논문에서는 위와 같은 빔형성의 공간적인 제약의 극복과 수신성능 개선 정도를 극대화하기 위하여 그림 3과 같은 DTV 수신기 구조를 제안한다. 제안한 수신기는 실제 DTV 수신기의 크기를 고려하여 3~5 정도의 안테나 소자만을 사용하여 입사각 추정을 수행한 후 주경로 신호의 입사각으로 안테나 빔 패턴을 지향한다. 이를 통하여 다중경로 신호를 약화시키고 잔존하는 다중경로 신호는 등화기를 이용하여 제거한다.

훈련열을 이용하는 빔형성 방법은 빔형성기와 등화기에서 동시에 적응 신호처리가 수행된다. 따라서 등화기가 채널 등화를 수행할 때 앞 단의 빔형성기로 인하여 채널이 변화하므로 제대로 채널 등화를 수행하기 어렵다. 이로 인하

여 빔형성기와 등화기의 연동을 고려하여 기존 등화기의 동작을 적절하게 변경시켜 주어야 한다. 그러나 제안한 입사각 추정 기반 빔형성기는 훈련열을 사용하지 않고 세그먼트 주기로 빔형성을 수행하므로 등화기와의 동작과는 다른 시점에서 안테나 빔패턴을 변화시키므로 등화기로 입력되는 신호에서의 채널 변화를 거의 발생시키지 않는다. 따라서 제안한 입사각 추정기만 DTV 수신기는 빔형성을 수행한 이후에 기존의 다양한 등화기술을 그대로 적용할 수 있는 장점을 가진다. 즉, 빔형성의 역할은 등화기의 동작에 영향을 미치지 않으면서 개선된 채널환경을 제공하는 것이다.

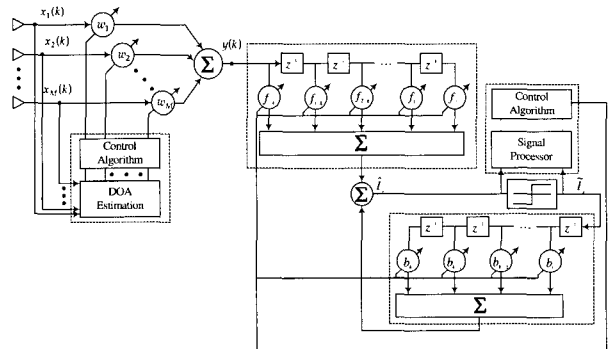


그림 3. 적응어레이와등화기결합구조
Fig. 3. Structure of the proposed DTV receiver

1. 입사각추정

입사각 추정을 기반으로 하는 빔형성기는 어레이 수신 데이터를 이용하여 신호의 입사각을 추정한 후 신호가 입사하는 방향으로 안테나 빔 패턴을 지향한다. 일반적으로 훈련열을 필요로 하지 않는 장점이 있으나 안테나 소자의 수가 충분하지 않으면 신호의 입사각 추정 분해능이 열화되는 단점을 가진다.

3.1 지연합 방법 (Delay and-Sum Method)

지연합 방법^[14]은 가장 단순한 입사각 추정기법으로서 구현이 아주 간단하다. 이 방법은 각방향에 대해서 안테나 빔을 지향하고 전력을 측정한 후 가장 큰 출력을 나타내는 방향을 신호의 입사각으로 추정한다.

단 하나의 신호가 θ_1 방향에 존재하는 것으로 가정할 경우 어레이 입력벡터는 다음과 같이 주어진다.

$$\mathbf{x}(k) = \mathbf{a}(\theta_1)d_1(k) + \mathbf{n}(k) \quad (17)$$

각 안테나 소자에서 지연소자를 조절하여 지향 방향으로부터 신호의 위상을 동일하게 만든 후 선형 결합하여 각 지향 방향에 대한 출력을 다음과 같이 얻는다.

$$y(k) = \mathbf{w}^H \mathbf{x}(k) \quad (18)$$

이때 어레이 출력신호의 전력은

$$E\{y(k)y^*(k)\} = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} = \sigma_d^2 \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{w} + \sigma_n^2 \mathbf{w}^H \mathbf{w} \quad (19)$$

이다. 여기서, σ_d^2 와 σ_n^2 는 각각 입사신호와 잡음의 전력이다. 최적 가중치 벡터는 $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1$ 의 제한조건을 만족시키면서 출력신호 $y(k)$ 의 전력을 최대로 하는 벡터이다. 따라서 최적 가중치 벡터는 다음 문제의 해가 된다.

$$\max_{\mathbf{w}} \{\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1) \mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{w}\} = \max_{\mathbf{w}} \|\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1)\|^2, \text{ subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1 \quad (20)$$

Cauch-Schwarz 부등식과 제한 조건 $\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1$ 로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\|\mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_1)\|^2 \leq \|\mathbf{w}\|^2 \|\mathbf{a}(\theta_1)\|^2 = \|\mathbf{a}(\theta_1)\|^2 \quad (21)$$

여기서 출력을 최대로 하는 최적 가중치 벡터는

$$\mathbf{w}_{BF} = \frac{\mathbf{a}(\theta_1)}{\sqrt{\mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1)}} \quad (22)$$

이다. 최적 가중치 벡터를 식 (19)에 대입해서 다음과 같은 방향 스펙트럼을 얻는다.

$$V_{BF}(\theta_1) = \frac{\mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{R} \mathbf{a}(\theta_1)}{\mathbf{a}^H(\theta_1) \mathbf{a}(\theta_1)} \quad (23)$$

입사신호의 방향이 θ_1 이므로 θ_1 에서의 방향 스펙트럼이 최대값을 가진다. 실제 입사각 추정시에는 입사각을 알지

못하므로 모든 방향에서의 방향 스펙트럼을 구하여 최대값을 가지는 방향을 신호의 입사각으로 판단한다.

그러나 지연합 방법은 열악한 공간 분해능을 가진다. 즉, 두 개의 신호가 인접한 방향에 존재할 경우 두 신호의 입사각을 정확히 추정하지 못한다. 선형으로 M 개의 안테나 소자를 사용할 경우 입사신호의 파장이 λ , 안테나 소자간 간격이 d 이면 지연합 입사각 추정 방법의 분해능은 $\lambda/(Md)$ 이다^[14].

3.2 Capon 방법(Capon's Minimum Variance Method)

Capon 방법^[14]은 지연합 방법의 좋지 않은 분해능을 극복하기 위한 입사각 추정 방법이다. 지연합 방법의 분해능이 좋지 않은 이유는 측정된 방향 스펙트럼의 크기가 관찰하고 있는 각도에 존재하는 신호 이외에 다른 방향에 존재하는 신호의 영향도 받기 때문이다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 Capon 방법에서는 지향방향에 대해서 일정한 이득을 유지하는 제한조건을 만족시키면서 출력을 최소화시켜 방향 스펙트럼을 얻는다. 이러한 원리를 수학적으로 표현하면 다음과 같다.

$$\min_{\mathbf{w}} \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w} \text{ subject to } \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta) = 1 \quad (24)$$

여기서 최적 가중치 벡터

$$\mathbf{w}_{CAP} = \frac{\mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (25)$$

를 얻을 수 있다. 최적 가중치 벡터는 지향방향으로는 일정한 이득을 유지하면서 출력을 최소화시키므로 다른 방향으로 입사하는 신호의 영향을 제거하기 위하여 지향방향 이외의 입사신호에 대해서는 패턴 널을 형성시킨다. 식 (25)와 같은 가중치벡터를 이용하여 다음과 같은 방향스펙트럼을 획득한다.

$$V_{CAP}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta) \mathbf{R}^{-1} \mathbf{a}(\theta)} \quad (26)$$

Capon 입사각 추정 방법은 방향 스펙트럼을 분석하여 방향 스펙트럼 상에 존재하는 몇 개의 최고치를 파악하고 입사신호의 수와 방향을 판단한다.

Capon 입사각 추정 방법은 지향방향 이외의 방향에 존재하는 신호에 대해서는 패턴 널을 형성시키므로 지연합 방법에 비하여 훨씬 우수한 입사각 추정 성능을 가진다. 그러나, 입사각 추정 분해능이 여전히 안테나 소자의 수와 입사 신호의 신호 대 잡음비에 따라서 결정되는 문제점을 가진다^[14].

3.3 MUSIC 방법 (Multiple Signal Classification)

MUSIC 방법^[14]은 고유치 분해를 통한 부공간(subspace)을 이용하는 방법이다. 부공간 방법은 인접한 방향으로 입사하는 신호를 분리할 수 있는 우수한 분해능을 가지므로 가장 많이 사용되는 입사각 추정 방법이다.

K 개의 신호가 존재할 경우 신호 벡터는

$$\mathbf{d}(k) = [d_1(k) \quad d_2(k) \quad \dots \quad d_K(k)] \quad (27)$$

이다. M 개의 어레이 소자의 공분산 행렬은 차원이 $M \times M$ 인

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(k)\mathbf{x}^H(k)] = \mathbf{A}\mathbf{R}_{xx}\mathbf{A}^H + \sigma^2\mathbf{I} \quad (28)$$

로 주어진다. 여기서 \mathbf{A} 는 입사신호의 지향 벡터들로 이루어진 지향 행렬이며 σ^2 은 잡음의 전력이다. 부공간을 이용한 입사각 추정을 위하여 공분산 행렬에 대한 고유치 분해를 수행하면 다음과 같은 고유치

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K > \lambda_{K+1} = \dots = \lambda_M = \sigma^2 \quad (29)$$

와 각 고유치에 해당하는 고유벡터 $\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_M$ 를 얻을 수 있다. 즉, 공분산 행렬에 대한 고유치 분해를 수행하면 $M-K$ 개의 고유치는 크기가 잡음의 전력과 같은 σ^2 이고 각 고유치에 해당하는 고유벡터는 지향 행렬 \mathbf{A} 의 모든 지향벡터들과 직교한다. 크기가 큰 K 개의 고유치에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 $M \times K$ 차원의 부공간 $\mathbf{U}_s = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_K]$ 을 신호 부공간이라고 하고 잡음의 전력과 같은 크기를 가지는 $M-K$ 개의 고유치에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 차원의 부공간 $\mathbf{U}_n = [\mathbf{u}_{K+1}, \dots, \mathbf{u}_M]$ 을 잡음 부공간이라고 한다.

공분산 행렬을 신호공간과 잡음공간을 이용하여 다음과 같이 고유치들로 구성된 대각행렬을 구할 수 있다.

$$\mathbf{R} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \text{diag}[\lambda_1, \dots, \lambda_M] [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n]^H \quad (30)$$

MUSIC 알고리즘은 다음과 같이 잡음 부공간을 이루는 고유벡터와 지향행렬의 모든 열벡터가 직교하는 원리를 이용하여 입사각 추정을 수행한다.

$$\mathbf{a}^H(\theta_i)\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H\mathbf{a}(\theta_i) = 0 \quad (31)$$

여기서 $\theta_i (i = 1, \dots, K)$ 는 어레이로 입사하는 신호의 입사각을 나타낸다. 고유치 분해를 통하여 잡음 부공간을 얻은 후 방향 스펙트럼

$$V_M(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{U}_n\mathbf{U}_n^H\mathbf{a}(\theta)} \quad (32)$$

을 구하고 방향 스펙트럼상에서 큰 첨두치를 보이는 K 개의 방향을 신호의 입사각으로 판단한다.

MUSIC 알고리즘은 이론적으로 임의의 신호간의 입사각 차도 구분할 수 있는 분해능을 가지므로 안테나 소자의 수가 M 이면 $M-1$ 개의 신호의 입사각을 정확하게 추정할 수 있다. 그러나 안테나 소자 수보다 많은 신호가 입사할 경우에는 입사각 추정이 불가능하다^[14].

2. 빔형성기와 등화기의연동

빔형성을 수행할 경우 채널의 지연 특성(delay profile)을 크게 개선시킬 수 있으나 완전하게 모든 다중경로를 제거시키기는 힘들다. 따라서 잔존 다중경로 신호를 결정 궤환 등화기를 통해서 제거시키기 위하여 빔형성기의 출력은 결정 궤환 등화기의 피드포워드(feedforward) 필터로 입력된다. 그림 3에서 등화기의 출력 신호는

$$\hat{I}_j = \sum_{k=-K_1}^0 f_k y_{j-k} + \sum_{k=1}^{K_2} b_k \tilde{I}_{j-k} \quad (33)$$

와 같다. K_1 과 K_2 는 피드포워드 탭과 피드백(feed back) 탭의 길이이며 f_k 와 b_k 는 탭 계수값을 나타낸다. \hat{I}_j 와 \tilde{I}_j 는 등화기 출력 값과 추정된 VSB 심볼이다.

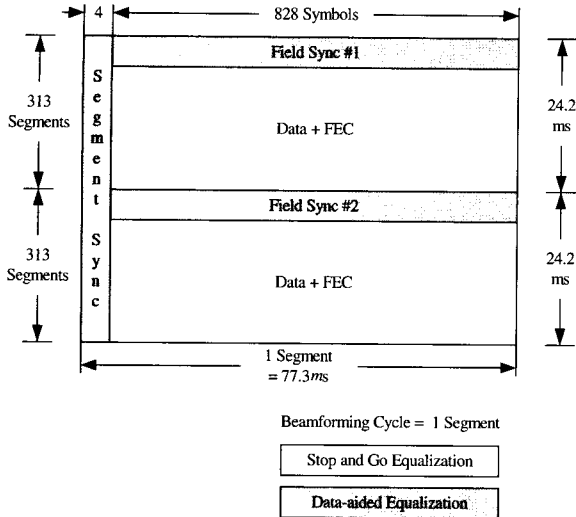


그림 4. 제안한 빔형성과 등화기의 동작 모드
Fig. 4. Operation modes of beamforming and equalization

그림 4는 VSB 데이터 프레임상에서 제안한 DTV 수신기의 동작 예이다. 즉, 매 세그먼트(segment) 마다 입사각 추정 후 빔형성을 수행하고 등화기는 세그먼트 싱크(segment sync)와 필드 싱크(field sync)와 같이 알고 있는 전송 데이터 구간에서는 데이터 도움 등화를 수행하고 블라인드 데이터 구간에서는 블라인드 등화 방식의 일종인 Stop and Go(SAG) 알고리즘^[15]을 사용한다. 빔형성에 의하여 채널이 크게 개선되므로 블라인드 데이터 구간에서도 SAG 알고리즘을 사용할 경우 우수한 채널 등화 성능을 확보할 수 있다. 물론 제안한 수신기에서 빔형성 과정은 기존의 다양한 등화 기술을 수신기 구조 변화없이 그대로 적용할 수 있으므로 위의 동작 방식이외에도 다양하게 빔형성 기법과 등화기를 연동시킬 수 있다.

IV. 성능분석

제안한 입사각 추정 기반 빔형성 기법을 이용한 DTV 수신기의 성능을 분석하기 위하여 표 1과 같이 브라질 필드 테스트 채널 모델을 이용한 수신신호의 크기, 지연, 입사각 모델을 설정하였다. 빔형성을 수행하기 위하여 4개의 안테나 소자를 RF 파장의 1/2 간격으로 선형으로 배치하였다. 각 안테나 소자에서 주경로 신호의 신호 대 잡음비는 20dB로 설정하였다. 등화기는 결정 케환 구조의 등화기를 사용

표 1. 브라질 필드 테스트 채널 모델을 이용한 수신신호의 크기, 지연, 입사각 모델

Table. 1. Modified model of Brazilian field test channel including signal amplitude, delay and DOA

Type	Factor	Signal No.					
		0	1	2	3	4	5
A	Amp.	1	0.2045	0.1548	0.1790	0.2078	0.1509
	Rel. Amp. [dB]	0	-13.8	-16.2	-14.9	-13.6	-16.4
	Delay [μ s]	0	0.15	2.22	3.05	5.86	5.93
	DOA [$^{\circ}$]	0	-15	20	50	-60	40
B	Amp.	1	0.2512	0.6310	0.4467	0.1778	0.0794
	Rel. Amp. [dB]	0	-12.0	-4.0	-7.0	-15.0	-22
	Delay [μ s]	0	0.30	3.50	4.40	9.50	12.70
	DOA [$^{\circ}$]	0	-15	20	50	-60	40
C	Amp.	0.7263	1	0.6457	0.9848	0.7456	0.8616
	Rel. Amp. [dB]	-2.8	0	-3.8	-0.1	-2.5	-1.3
	Delay [μ s]	0	0.09	0.42	1.51	2.32	2.80
	DOA [$^{\circ}$]	-15	0	20	50	-60	40
D	Amp.	0.2045	0.1341	1.1548	0.1789	0.2077	0.1509
	Rel. Amp. [dB]	-0.1	-3.8	-2.6	-1.3	0	-2.80
	Delay [μ s]	0.15	0.63	2.22	3.05	5.86	5.93
	DOA [$^{\circ}$]	0	-15	20	50	-60	40
E	Amp.	1	1	1	-	-	-
	Rel. Amp. [dB]	0	0	0	-	-	-
	Delay [μ s]	0	1.00	2.00	-	-	-
	DOA [$^{\circ}$]	0	-15	20	-	-	-

Amp.: Amplitude
Rel. Amp.: Relative Amplitude
DOA: Direction of Arrival

하였다. 등화기의 피드포워드와 피드백 탭수는 각각 50, 150이다. 초기 탭 계수는 중심 탭으로 설정한 피드포워드 필터의 50번째 계수를 1로 설정하고 나머지는 모두 0으로 하였다. 그리고 피드 포워드 필터와 피드백 필터의 단계 상수(step-size)는 모두 10^{-5} 으로 설정하였다. 등화기에서 사용한 적응 알고리즘은 SAG 방식의 블라인드 방법만을 사용하였다. 입사각 추정에 필요한 공분산 행렬 추정에 사용되는 심볼 수는 832로서 한 세그먼트 구간에 해당되며 매 세그먼트 마다 적응 빔형성을 수행하였다.

그림 5는 브라질 D 채널에서의 실험 결과이다. 그림 5(a)는 입사각 추정에 사용되는 방향 스펙트럼으로서 지연합 방법은 36° , Capon 방법은 0° 로 주경로 신호의 입사각을 추정하였다. 브라질 D 채널은 입사하는 6개의 신호의 크기가 비슷하므로 지연합 방법은 지향방향 이외 신호의 영향으로 정확히 신호의 입사각을 추정하기 어려운 반면, Capon 방법은 비록 자유도 부족으로 지향 방향 이외 신호의 영향을 완전히 제거하지는 못하지만 어느 정도는 약화시키므로 비교적 정확하게 신호의 입사각을 추정할 수 있다. 한편 MUSIC 방

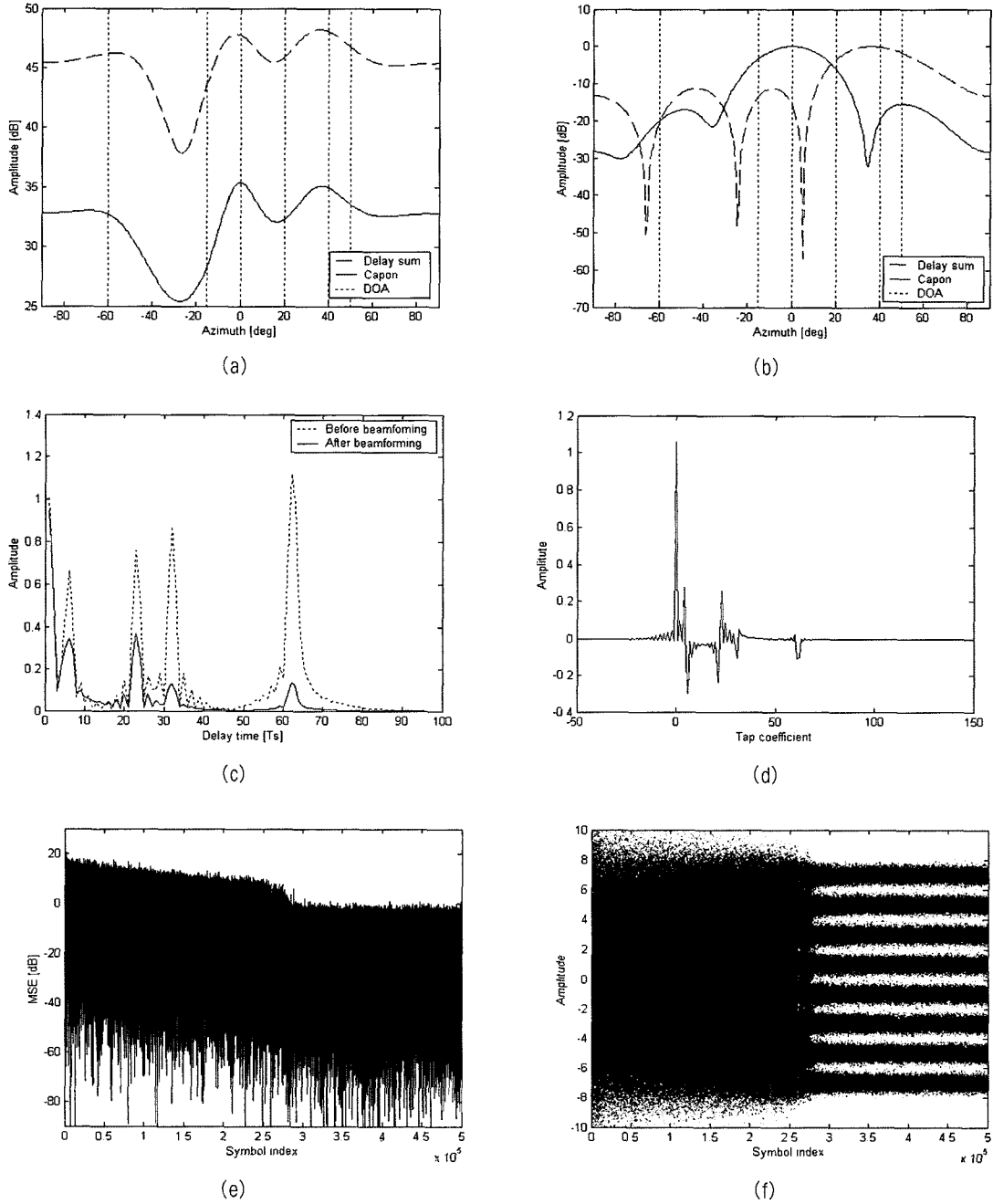


그림 5. "브라질 D 채널에서" 제안한 DTV 수신기의 실험결과 (신호 대 잡음비: 20 dB)

(a) 방향 스펙트럼, (b) 적응 빔 패턴, (c) 채널 지연 특성, (d) 수렴 등화기 탭 계수, (e) 평균자승오차, (f) 등화기 출력 심볼

Fig 5. Simulation results of the proposed DTV receiver in Brazilian D channel (SNR: 20 dB).

(a) Spatial spectrum, (b) Adapted beam pattern, (c) Channel delay profile, (d) Converged tap coefficients of equalizer, (e) Mean square error, (f) Output symbol after equalization.

법으로는 안테나 소자의 수보다 입사신호의 수가 많으므로 입사각 추정이 불가능하다. 안테나 소자의 수가 입사신호의 수보다 많을 경우에는 MUSIC 알고리즘을 이용한 입사각 추정결과가 가장 우수하다. 그러나 실제로 실내 및 이동 수신을 위한 DTV 수신기에서는 안테나 소자의 수를 충분히 확보하기가 어려우므로 MUSIC 알고리즘을 이용한 입사각 추정 방법은 적용하기 곤란하다. 그러나 지연합과 Capon 방법을 이용한 입사각 추정은 MUSIC 알고리즘에 비하여 입사각 추정의 정확도는 떨어지나 근사적인 입사각 추정은 가능하다. 그리고 Capon 알고리즘을 이용할 경우에는 안테나 소자수의 부족으로 인하여 모든 다중경로 신호는 제거할 수는 없으나 지향방향 이외의 입사신호의 영향을 약화시킬 수 있으므로 지연합 방법에 비해서는 우수한 성능을 보장한다. 추정된 주경로 방향으로 안테나 빔 패턴을 형성시킬 경우 그림 5(b)와 같은 빔 패턴을 얻는다. 지연합 방법과 Capon 방법의 빔 패턴이 완전히 다른 방향으로 지향된다. 이 경우 지연합 방법으로 빔형성을 수행하면 등화기는 40°로 입사하는 신호를 주경로 신호로 인식하고 등화를 수행하고, Capon 방법을 사용하면 0°로 입사하는 신호를 주경로 신호로 인식하게 된다. Capon 방법을 이용한 빔 패턴은 주경로 신호의 입사방향인 0°로 지향되고, 다중경로 신호의 입사방향으로는 자유도 부족으로 완전히 패턴 널을 형성하지는 못하지만 낮은 이득을 가지므로 지연합 방법에 비하여 빔형성기의 출력에서 보다 양호한 수신채널을 확보한다. 그림 5(c)는 Capon 방법을 이용한 경우 빔형성 전, 후의 채널 지연 특성으로서 빔형성 이후에 0°로 입사하는 신호의 크기는 크기가 유지되고 나머지 다중경로 신호는 크기가 감소됨을 알 수 있다. 그림 5(d)~(f)에서 등화기를 연동시킬 경우 약 2,700,000 심볼이 소요된 후 잔존 다중경로가 완전히 제거되었다. 최종 등화기 출력에서의 SINR은 25.2dB이다.

표 2와 표 3은 각각 신호 대 잡음비를 20dB로 설정할 경

표 2. 입력 신호 대 잡음비가 20dB인 경우 기존 단일 안테나를 이용한 DTV 수신기 성능

Fig. 2. The performance of a conventional DTV receiver with one antenna element (SNR:20 dB)

Channel type	Before equalization		After equalization	
	Input SINR	SER	SINR	SER
Brazil A	7.6149	0.5314	17.4310	0.0362
Brazil B	1.4870	0.7052	9.3584	0.4919
Brazil C	-5.0668	0.7914	9.1450	0.5059
Brazil D	-5.2384	0.7931	2.3923	0.7645
Brazil E	-3.0144	0.7641	5.7354	0.6574

표 3. 입력 신호 대 잡음비가 20dB인 경우 제안 DTV 수신기의 성능
Fig. 3. The performance of the proposed DTV receiver with four antenna elements (SNR:20dB)

Channel type	Beamformer			Equalizer output	
	Input SINR	Output SINR	SER	SINR	SER
Brazil A	7.6149	11.9286	0.3513	23.5032	9.76×10^{-4}
Brazil B	1.4870	10.1319	0.4366	23.2839	0.0013
Brazil C	-5.0668	1.0397	0.7002	22.6047	0.0022
Brazil D	-5.2384	4.2723	0.6422	25.2048	3.2×10^{-5}
Brazil E	-3.0144	20.3311	0.0204	22.7591	0.0028

우 기존 단일 안테나를 사용하는 DTV 수신기와 제안 DTV 수신기의 실험결과이다. 제안 DTV 수신기는 모든 실험조건에서 빔형성기의 출력 신호 대 간섭 및 잡음비(SINR, signal to interference plus noise ratio)가 입력 출력 신호 대 간섭 및 잡음비보다 증가되었다. 이는 Capon 입사각 추정을 통해서 비교적정확하게 입사각을 추정하고 추정 입사각에 해당하는 최적 가중치가 다중경로 신호의 크기를 감소시키기 때문이다. 모의 실험결과 제안 DTV 수신기는 입력 신호 대 잡음비가 10dB 이상일 경우 TOV를 만족시켰다.

V. 결 론

본 논문에서는 입사각 추정을 통하여 주경로 신호의 입사각으로 안테나 빔 패턴을 지향하여 다중경로 신호를 약화시키고 잔존하는 다중경로 신호는 결정 궤환 등화기를 이용하여 제거하는 DTV 수신기 구조를 제안하였다. 제안 입사각 추정 기반 DTV 수신기는 기존의 다양한 등화기 기술을 수신기 구조 변화 없이 그대로 적용할 수 있다. 모의실험 결과 제안 DTV 수신기가 TOV를 만족시키기 위한 입력 신호 대 잡음비는 10dB보다 조금 큰 값으로 나타났다.

DTV 수신기에는 입사각 추정시 하드웨어 부피의 제약으로 인하여 충분한 안테나 소자를 사용하지 못하므로 자유도 부족으로 항상 정확한 입사각 추정을 보장할 수는 없다. 따라서, 향후 연구 내용으로 등화기 출력이 원하는 성능을 나타내지 못할 때에는 공간적인 입사각 추정 및 빔형성 후 시간적인 입사각 추정을 병행하여 빔형성기와 등화기의 동작의 기준이 되는 주경로 신호의 추출 방법에 대한 연구가 필요할 것으로 사료된다. 또한 이동수신의 경우에는 데이터 구간에서도 채널이 빠르게 변화하므로 실제 필드 테스트나 시공간 채널의 적절한 모델링을 바탕으로 최적 빔형성 주기의 설정이 상당히 중요할 것으로 판단된다.

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] VSB/COFDM Project, 8VSB/COFDM Comparison Report, Dec. 2000.

[4] FACTS, FACTS Summary Report for the Australian Field Trials of DVB-T and ATSC DTTB Systems Conducted in 1997, July 1998.

[5] ABERT/SET, VSB/COFDM Comparison Report, May 2000.

[6] Y. Wu, "Performance comparison of ATSC 8-VSB and DVB-T COFDM transmission systems for digital television terrestrial broadcasting," *IEEE Trans. Consumer Electronics*, Vol. 45, pp. 916-924, Aug. 1999.

[7] CRC, Results of The Laboratory Evaluation of LINX ATSC Prototype Receiver With 8-VSB Modulation For Terrestrial Broadcasting, Apr. 2002.

[8] MCP project, DVB-T Diversity Receivers, Apr. 2001.

[9] R. A. Monzingo and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, NY: A WILEY-INTERSCIENCE PUBLICATION, 1980.

[10] R. T. Compton, Adaptive Antennas, Concepts and Performance, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1988.

[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] B. Widrow and S. D. Stearns, Adaptive Signal Processing, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1985.

[13] C. A. Belfiore and J. H. Park Jr., "Decision feedback equalization," *Proc. IEEE*, Vol. 67, pp. 1143-1156, Aug. 1979.

[14] V. Samli, Array and Multichannel Signal Processing Using Nonparametric Statistics, Helsinki University, Mar. 2001.

G. Picchi and G. Parti, "Blind equalization and carrier recovery using a 'Stop and go' decision-directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COM-35, Sep. 1987.

저 자 소 개



문 성 훈

- 1998년 : 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
- 2000년 : 경북대학교 대학원 전자공학과 졸업 (공학석사)
- 2000년~현재 : 경북대학교 대학원 전자공학과 박사과정
- 주관심분야 : 적응 신호처리, 스마트 안테나, 디지털 모뎀



한 동 석

- 1987년 : 경북대학교 전자공학과 졸업 (공학사)
- 1989년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (공학석사)
- 1993년 : 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업 (공학 박사)
- 1989년~1996년 : 삼성전자 (주) 선임연구원
- 1996년~1998년 : 경북대학교 전자전기공학부 전임강사
- 1998년~2002년 : 경북대학교 전자전기공학부 조교수
- 2002년~현재 : 경북대학교 전자전기공학부 부교수
- 주관심분야 : 이동통신 시스템, 어레이 신호처리, 디지털 TV