

다중 사용자 MIMO 시스템에서 최소 제곱 기법을 이용한 새로운 간섭 정렬 기법

준회원 조 명 주*, 종신회원 변 윤 식**

New Interference Alignment Technique using Least Square Method in Multi-User MIMO Systems

Myung-ju Jo* Associate Member, Youn-shik Byun** Lifelong Member

요 약

본 논문에서는 간섭을 정렬시키는 조건을 선형 결합하고 채널과 빔형성 벡터로 행렬화하여 간섭을 제어하고자 한다. 또한 선형 결합 계수를 갱신함으로써 최적의 빔형성 벡터를 찾고자 한다. 이는 기존의 최소 제곱 기반의 간섭 정렬과 비슷한 형태를 가지지만 행렬화하는 과정을 단순화시켜 곱셈 연산을 없앴기 때문에 직관적으로도 충분히 해결할 수 있다는 장점을 가지고 있다. 모의실험 결과 제안하는 기법이 기존의 최소 제곱 기반의 간섭 정렬 기법보다 4bps/Hz정도의 이득을 가졌으며, 송수신 안테나 수가 증가하여도 이에 따른 행렬의 크기가 기존 기법보다 줄어들기 때문에 곱셈 연산이 증가하지 않아 복잡도가 낮아짐을 확인하였다.

key Words : interference alignment, multi user, MIMO, Least Square, complexity

ABSTRACT

In this paper, the scheme for designing optimal beamforming matrix for interference control is proposed. The optimal beamforming matrix is found through linear combination of interference alignment conditions and renewal of linear combination coefficient. The proposed scheme has advantages that the complexity is reduced and there is no multiplying operation in matrix calculations even if proposed scheme has the form similar to that of existing least square based scheme. The simulation results show that proposed scheme has about 4bps/Hz higher gain than existing least square scheme. Also there is no additional multiplying calculation and increase of matrix size when the number of transmit and receive antennas is increased.

I. 서 론

최근 고품질, 대용량의 멀티미디어 데이터 전송 뿐만 아니라 사용자당 전송률을 높이거나 채널의 신뢰도를 높여 성능 이득을 가져오는 다중 사용자 MIMO 시스템이 대두되고 있다. 하지만 다수의 사용자가 송수신하기 때문에 사용자들 간의 간섭으로

인한 성능 저하가 발생하며, 이를 방지하면서 최적의 성능을 낼 수 있는 방법이 필요하다. 이를 위해 기존에는 간섭 신호의 세기와 원하는 신호의 세기에 따라 간섭을 제어를 하였다¹⁻⁵. 최근에는 구현 가능한 방법으로 간섭 정렬(interference alignment)이 대두되고 있다⁶⁻⁹. 간섭 정렬은 송수신단의 개수에 상관없이 다른 사용자들의 간섭을 신호 공간의

※ 이 논문은 인천대학교 2011년도 자체연구비(국제공동연구비) 지원에 의하여 연구되었음.

* 인천대학교 전자공학과 통신신호처리연구실 (audwn7@incheon.ac.kr), ** 인천대학교 전자공학과 (byun@incheon.ac.kr)(°:교신저자)
 논문번호 : KICS2012-01-007, 접수일자 : 2012년 1월 9일, 최종논문접수일자 : 2012년 6월 4일

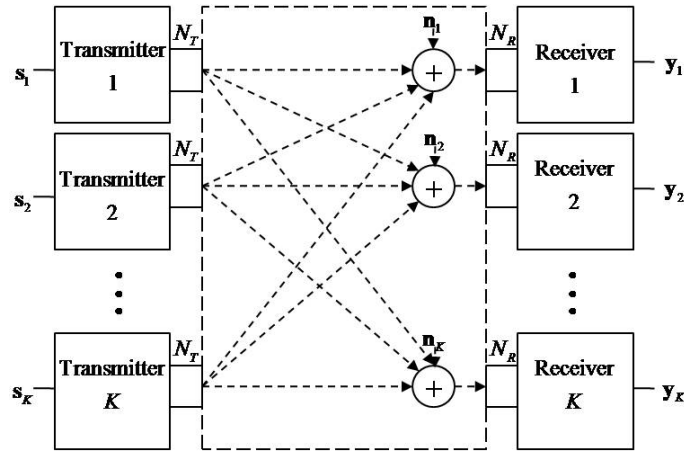


그림 1. 다중 사용자 MIMO 시스템
Fig. 1. Multi-User MIMO Systems

절반 내에 위치시키고, 모든 사용자들이 나머지 절반의 차원 내에서 간섭이 없는 통신을 할 수 있도록 하는 기법이다.

한편, 다중 사용자 시스템에서 사용자가 3명 이상인 경우의 정확한 간섭 정렬 기법을 실행하기 위해, S. A. Jafar에 의해 빔형성을 반복적으로 얻는 기법이 제안되었다^[10]. 이 기법은 이차 방정식과 이차 최적화의 시스템을 해결함으로써 빔형성 행렬을 얻는다. 이는 수렴이 보장되지만 수렴 속도는 초기 조건에 의존하며, 복잡도에 비해 성능이 낮다. 이를 개선하기 위해서 H. Yu, Y. Sung에 의해 최소 제곱 기반의 간섭 정렬 기법이 제안되었다^[11]. 이는 낮은 복잡도와 빠른 수렴속도를 가지는 장점이 있는 반면, 반복적인 특성 및 간섭 정렬의 조건을 행렬화함에 있어 곱셈 연산의 사용으로 복잡한 특성을 가진다.

본 논문에서는 다중 사용자의 이동 통신 환경의 제약조건 내에서도 복잡도가 줄어들면서도, 최적의 성능을 가지는 기법을 제안하고자 한다. 또한 제안하는 기법은 채널을 행렬화하는 과정에서 기존의 기법보다 곱셈 연산의 복잡도를 줄이고자 하였다. 이는 간섭 정렬 조건에 의해 직관적인 해석으로 문제를 해결하면서도 기존 간섭 정렬 기법보다 나은 합용량을 갖는다. 본 논문에서는 이러한 저복잡도를 가지면서, 향상된 합용량을 가지는 알고리즘에 대해서 중점적으로 연구하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 본 논문의 2장에서는 시스템 모델과 기존의 간섭 정렬 기법에 대하여 설명한다. 3장에서는 제안하는 최소 제곱 기법을 이용한 간섭 정렬 기법을 논한 뒤 4장에서 모의실험을 통해 제안하는 간섭 정렬 기법과 기존의 간섭

정렬 기법의 성능을 비교 분석한다. 마지막으로 본 논문의 결론을 내리고자 한다.

II. 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나를 가진 다중 사용자 MIMO 시스템 (MU-MIMO) 환경을 고려한다. 송수신단 측의 사용자 수가 각각 K 로 동일한 시스템에서 i 번째 사용자의 수신신호 $\mathbf{y}^{[i]}$ 는 다음과 같다^[6-9].

$$\mathbf{y}^{[i]} = \mathbf{H}^{[ii]} \mathbf{V}^{[i]} \mathbf{s}^{[i]} + \sum_{j=1, j \neq i}^K \mathbf{H}^{[ij]} \mathbf{V}^{[j]} \mathbf{s}^{[j]} + \mathbf{n}^{[i]} \quad (1)$$

여기서 $\mathbf{H}^{[ij]}$ 는 j 번째 사용자의 송신단에서 i 번째 사용자의 수신단으로의 채널로, N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나 사이의 rayleigh flat fading 복소 채널 정보 행렬을 가정한다. $\mathbf{V}^{[j]}$ 는 사용자 j 의 빔형성 벡터이며, $\mathbf{s}^{[j]}$ 는 j 번째 사용자의 송신단에서 보내는 데이터 스트림이다. $\mathbf{n}^{[i]}$ 는 i 번째 사용자에 더해지는 부가 잡음으로 평균은 0이고 분산이 σ_n^2 인 백색 가우시안 잡음 (AWGN; additive complex white gaussian noise) 벡터이다.

식 (1)의 첫 번째 항은 $\mathbf{y}^{[i]}$ 에서 수신을 원하는 신호이고, 두 번째 항은 간섭 신호가 된다. 본 논문에서는 식 (1)의 간섭 신호를 효율적으로 제거하고자 간섭 정렬 기법을 적용하고자 한다.

사용자의 수가 3일 때, 각 수신기에서의 간섭 신호 공간은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} span(\mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]}) &= span(\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]}) \\ span(\mathbf{H}^{[21]}\mathbf{V}^{[1]}) &= span(\mathbf{H}^{[23]}\mathbf{V}^{[3]}) \\ span(\mathbf{H}^{[31]}\mathbf{V}^{[1]}) &= span(\mathbf{H}^{[32]}\mathbf{V}^{[2]}) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 $span(\mathbf{A})$ 는 \mathbf{A} 의 열벡터에 의해 놓여진 벡터 공간을 보여준다. 식 (2)와 같이 각 수신단에 들어온 간섭 신호는 모두 동일한 공간으로 정렬된다. 이렇게 정렬된 간섭을 수신단에서 ZF (Zero-forcing)을 이용하여 제거한다. 간섭 정렬은 전체 사용자에 대한 공간을 나누고 이에 따라 간섭을 정렬하기 때문에 각 송신단이 모든 사용자의 채널 정보를 알고 있어야 한다.

2.1. 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 간섭 정렬 기법^[8]

[8]에서는 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 간섭 정렬 기법을 소개하였다. 그림 1과 같이 다수의 안테나(MIMO; multi input multi output) 간섭 채널에 대해서, 송수신단 각각 $N_T = N_R = M$ 개의 안테나를 가지며, 사용자의 수가 3일 때, i 번째 수신단에서 받은 수신 신호는 다음과 같다. 이때 M 은 짝수이다.

$$\mathbf{y}^{[i]} = \mathbf{H}^{[i1]}\mathbf{V}^{[1]}\mathbf{s}^{[1]} + \mathbf{H}^{[i2]}\mathbf{V}^{[2]}\mathbf{s}^{[2]} + \mathbf{H}^{[i3]}\mathbf{V}^{[3]}\mathbf{s}^{[3]} + \mathbf{Z}^{[i]} \quad (3)$$

$\mathbf{H}^{[ij]}$ 는 $M \times M$ 완전 계수(full rank) 채널 행렬이다. $\mathbf{s}^{[i]}$ 와 $\mathbf{V}^{[i]}$ 는 각각 $\frac{M}{2} \times 1$ 벡터와 $M \times \frac{M}{2}$ 행렬을 갖고, $i=1,2,3$ 이다. $M \times 1$ 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}^{[i]}$ 에서 $M/2$ 데이터 스트림을 복호하기 위해서 간섭 신호 공간은 최대 $M/2$ 차원을 가지며, 원하는 신호 공간과 선형 독립이어야 한다. 그러므로 각 빔형성 벡터는 식 (2)와 같은 3개의 간섭 정렬 제약을 만족시키기 위해 설계되어야 한다. 제대로된 빔형성 행렬을 계산하기 위해서, 식 (2)의 제약식을 다음과 같이 제한한다.

$$\begin{aligned} span(\mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]}) &= span(\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]}) \\ \mathbf{H}^{[21]}\mathbf{V}^{[1]} &= \mathbf{H}^{[23]}\mathbf{V}^{[3]} \\ \mathbf{H}^{[31]}\mathbf{V}^{[1]} &= \mathbf{H}^{[32]}\mathbf{V}^{[2]} \end{aligned} \quad (4)$$

이 방정식은 동일하게 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} span(\mathbf{V}^{[1]}) &= span(\mathbf{E}\mathbf{V}^{[1]}) \\ \mathbf{V}^{[2]} &= (\mathbf{H}^{[32]})^{-1} \mathbf{H}^{[31]}\mathbf{V}^{[1]} \\ \mathbf{V}^{[3]} &= (\mathbf{H}^{[23]})^{-1} \mathbf{H}^{[21]}\mathbf{V}^{[1]} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 $\mathbf{E} = (\mathbf{H}^{[31]})^{-1} \mathbf{H}^{[32]} (\mathbf{H}^{[21]})^{-1} \mathbf{H}^{[13]} (\mathbf{H}^{[23]})^{-1} \mathbf{H}^{[21]}$ 이다.

이 때, $\mathbf{V}^{[1]}$ 는

$$\mathbf{V}^{[1]} = [\alpha_1 \quad \alpha_2 \quad \dots \quad \alpha_{M/2}] \quad (6)$$

로 될 수 있으며, $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ 는 \mathbf{E} 의 고유벡터이다. 식 (6)를 이용하여 3명의 사용자 MIMO 간섭 채널에서의 $\mathbf{V}^{[2]}$ 와 $\mathbf{V}^{[3]}$ 를 구한다.

2.2. 최소 제곱 기반 간섭 정렬 기법^[11]

다중 안테나 간섭 채널에서는 간섭 정렬 조건을 만족하도록 송신 빔을 설계하고 그 빔을 이용하여 신호를 전송하는 것이 간섭 정렬 기법이다. [10]에서 Jafar에 의해 소개된 간섭 정렬 기법은 반복적인 계산을 통해 간섭 정렬 조건을 만족하는 빔을 설계하는 기법이다. 하지만 이 기법은 여러 번의 반복 계산을 필요로 하는 복잡한 과정이다. [11]에서는 낮은 연산 복잡도와 빠른 수렴을 갖는 간섭 정렬 기법으로 최소 제곱 기반(least square approach)의 간섭 정렬 기법을 제안한다.

간섭 정렬 조건인 식 (2)의 사용자 1에서의 간섭 식에서 각각의 빔형성 벡터를 d 개의 열벡터로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} span(\mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]}) &= span(\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]}) \\ span(\mathbf{H}^{[12]}[\mathbf{v}_1^{(2)}, \dots, \mathbf{v}_d^{(2)}]) &= span(\mathbf{H}^{[13]}[\mathbf{v}_1^{(3)}, \dots, \mathbf{v}_d^{(3)}]) \end{aligned} \quad (7)$$

이 식을 다음의 등가 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{v}_1^{(2)} &= \alpha_{11}^{(13)} \mathbf{H}^{[13]}\mathbf{v}_1^{(3)} + \dots + \alpha_{1d}^{(13)} \mathbf{H}^{[13]}\mathbf{v}_d^{(3)}, \\ &\vdots \\ \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{v}_d^{(2)} &= \alpha_{d1}^{(13)} \mathbf{H}^{[13]}\mathbf{v}_1^{(3)} + \dots + \alpha_{dd}^{(13)} \mathbf{H}^{[13]}\mathbf{v}_d^{(3)} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\alpha_{ij}^{(13)}$ ($i, j=1, 2, \dots, d$)는 선형 결합의 계수이다. 이는 상기의 $\mathbf{V}^{[k]}$ 에서 선형적인 수식이 된다. 식 (8)을 kronecker 곱을 이용하여 행렬 벡터 형태로 쓸 수 있다.

$$(\mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[12]})\text{vec}(\mathbf{V}^{[2]}) - (\mathbf{A}^{[13]} \otimes \mathbf{H}^{[13]})\text{vec}(\mathbf{V}^{[3]}) = 0 \quad (9)$$

이 때, $\mathbf{A}^{[13]} = [\alpha_{ij}^{(13)}]$ 이다. 간섭 정렬의 필요 충분 조건인 식 (2)를 모두 식 (9)와 같은 형태로 표현할 수 있으며, 이때 사용자를 K 로 확장하면 다음과

같이 쓸 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{v} = \mathbf{0} \quad (10)$$

이 때, $\tilde{\mathbf{H}}$ 과 \mathbf{v} 는 다음과 같다.

$$\tilde{\mathbf{H}} \square \begin{bmatrix} 0 & \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[12]} & -\mathbf{A}^{[13]} \otimes \mathbf{H}^{[13]} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[21]} & 0 & -\mathbf{A}^{[24]} \otimes \mathbf{H}^{[24]} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[12]} & 0 & \dots & \dots & -\mathbf{A}^{[1K]} \otimes \mathbf{H}^{[1K]} \\ \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[21]} & 0 & -\mathbf{A}^{[23]} \otimes \mathbf{H}^{[23]} & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[21]} & 0 & 0 & -\mathbf{A}^{[24]} \otimes \mathbf{H}^{[24]} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[21]} & 0 & 0 & \dots & \dots & -\mathbf{A}^{[2K]} \otimes \mathbf{H}^{[2K]} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[K1]} & -\mathbf{A}^{[K2]} \otimes \mathbf{H}^{[K2]} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{I}_d \otimes \mathbf{H}^{[K1]} & 0 & \dots & 0 & -\mathbf{A}^{[K(K-1)]} \otimes \mathbf{H}^{[K(K-1)]} & 0 \end{bmatrix} \mathbf{v} \square \begin{bmatrix} \text{vec}(\mathbf{V}^{[1]}) \\ \text{vec}(\mathbf{V}^{[2]}) \\ \vdots \\ \text{vec}(\mathbf{V}^{[K]}) \end{bmatrix} \quad (11)$$

한편, 식 (8)은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$[\mathbf{H}^{[12]}\mathbf{v}_1^{(2)} \dots \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{v}_d^{(2)}] = [\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{v}_1^{(3)} \dots \mathbf{H}^{[13]}\mathbf{v}_d^{(3)}] \begin{bmatrix} \alpha_{d1}^{(13)} & \dots & \alpha_{dd}^{(13)} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \alpha_{d1}^{(13)} & \dots & \alpha_{dd}^{(13)} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$\mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]} = \mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]}(\mathbf{A}^{[13]})^T$$

$\mathbf{V}^{[2]}$ 와 $\mathbf{V}^{[3]}$ 가 주어졌다면 $\mathbf{A}^{[13]}$ 는 다음과 같다.

$$\mathbf{A}^{[13]} = \{(\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]})^\dagger \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]}\}^T \quad (13)$$

비슷하게 다른 $\mathbf{A}^{[kl]}$, $k, l = 1, \dots, K$ 모두 식 (12)와 식 (13)을 이용하여 구할 수 있다. 이렇게 구한 $\mathbf{A}^{[kl]}$ 을 이용해 식 (9)를 풀어 $\mathbf{A}^{[kl]}$ 를 갱신하고, 식 (10)에 근접할 때까지 반복한다. 이는 곧 다음과 같은 식으로 정리 할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{v}} = \arg \min_{\|\mathbf{v}\|=1} \|\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{v}\| \quad (14)$$

III. 제안하는 최소 제곱 기법을 이용한 새로운 간섭 정렬

본 논문에서는 최소 제곱 기법을 이용한 새로운 간섭 정렬 기법을 제안한다. 기존의 최소 제곱 기반의 간섭 정렬 기법^[11]은 반복적인 특성 및 간섭 정렬의 조건을 행렬화함에 있어 [10]보다 낮은 복잡도를 가지며 빠른 수렴속도를 가진다.

본 절에서는 [11]와 같이 최소 제곱 기법을 이용

한 새로운 간섭 정렬 기법을 제안하고자 한다. 최소 제곱 기법은 실제값과 예측값의 오차를 제공한 합이 최소가 되게 하는 방법이다^[12]. 본 논문에서는 이를 이용하여, 간섭 정렬의 조건의 행렬식을 기존보다 간단히 하고자 한다. 또한 이를 기반으로 선형 결합 계수를 갱신함으로써 보다 향상된 합용량을 기대한다.

기법을 제안하기에 앞서 사용자의 수는 3이고 M 개의 송수신 안테나를 가지는 MIMO 시스템을 가정한다. 식 (2)의 간섭 정렬 조건을 선형 결합하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]} &= \mathbf{A}^{[1]}\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]} \\ \mathbf{H}^{[21]}\mathbf{V}^{[1]} &= \mathbf{A}^{[2]}\mathbf{H}^{[23]}\mathbf{V}^{[3]} \\ \mathbf{H}^{[31]}\mathbf{V}^{[1]} &= \mathbf{A}^{[3]}\mathbf{H}^{[32]}\mathbf{V}^{[2]} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 $\mathbf{A}^{[i]}$ 는 i 번째 수신 사용자에 대한 선형 결합 계수를 의미한다. 식 (15)는 다음과 같은 등가 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]} - \mathbf{A}^{[1]}\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{H}^{[21]}\mathbf{V}^{[1]} - \mathbf{A}^{[2]}\mathbf{H}^{[23]}\mathbf{V}^{[3]} &= \mathbf{0} \\ \mathbf{H}^{[31]}\mathbf{V}^{[1]} - \mathbf{A}^{[3]}\mathbf{H}^{[32]}\mathbf{V}^{[2]} &= \mathbf{0} \end{aligned} \quad (16)$$

식 (16)을 행렬식으로 재정렬하면,

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{H}^{[12]} & -\mathbf{A}^{[1]}\mathbf{H}^{[13]} \\ \mathbf{H}^{[21]} & \mathbf{0} & -\mathbf{A}^{[2]}\mathbf{H}^{[23]} \\ \mathbf{H}^{[31]} & -\mathbf{A}^{[3]}\mathbf{H}^{[32]} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}^{[1]} \\ \mathbf{V}^{[2]} \\ \mathbf{V}^{[3]} \end{bmatrix} \quad (17)$$

이고, 이 때 $\tilde{\mathbf{H}}$ 는 $i=j$ 를 제외한 채널을 정렬한 행렬로 $3M \times 3M$ 의 크기를 가진다. $\tilde{\mathbf{V}}$ 는 빔 형성 벡터를 열 벡터화한 행렬로 $3M/2$ 의 크기를 갖는다. 식 (17)를 이용하여 식(16)의 전체 식을 표현하면,

$$\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}} = \mathbf{0} \quad (18)$$

한편 선형 결합 계수 $\mathbf{A}^{[1]}$ 는 첫 번째 수신 사용자에 대한 값으로, 식 (16)의 간섭 행렬 및 빔형성 벡터를 이용하여 구하게 되며 이를 서로 다른 간섭들의 고유값의 크기순으로 배열하면 다음과 같이 구할 수 있다.

표 1. 최소 제곱 기법을 이용한 새로운 간섭 정렬 기법의 요약
Table 1. Summary of the Proposed New Interference Alignment using Least Square Method

1 : Arrange the condition of interference alignment on linear equation.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]} &= \mathbf{A}^{[1]}\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]} \\ \mathbf{H}^{[21]}\mathbf{V}^{[1]} &= \mathbf{A}^{[2]}\mathbf{H}^{[23]}\mathbf{V}^{[3]} \\ \mathbf{H}^{[31]}\mathbf{V}^{[1]} &= \mathbf{A}^{[3]}\mathbf{H}^{[32]}\mathbf{V}^{[2]} \end{aligned}$$

2 : Initialize $\mathbf{A}^{[i]}$.

$$\mathbf{A}^{[i]} = \mathbf{I}_{N_r}$$

3 : Generate channel matrices and beamforming matrices.

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{H}^{[12]} & -\mathbf{A}^{[1]}\mathbf{H}^{[13]} \\ \mathbf{H}^{[21]} & \mathbf{0} & -\mathbf{A}^{[2]}\mathbf{H}^{[23]} \\ \mathbf{H}^{[31]} & -\mathbf{A}^{[3]}\mathbf{H}^{[32]} & \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{V}} = \begin{bmatrix} \mathbf{V}^{[1]} \\ \mathbf{V}^{[2]} \\ \mathbf{V}^{[3]} \end{bmatrix}$$

4 : Find Beamforming Vector $\hat{\mathbf{V}}$ using $\tilde{\mathbf{H}}, \tilde{\mathbf{V}}$ in 2 for being $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}} = 0$.

$$\min_{\tilde{\mathbf{V}}} \|\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}}\|$$

where $\|\tilde{\mathbf{V}}\| = 1$

5 : Determine $\mathbf{A}^{[i]}$ using $\tilde{\mathbf{H}}, \tilde{\mathbf{V}}$

$$\mathbf{A}^{[i]} = \text{sort}(\text{eigvector}(\mathbf{H}^{[ij]}\mathbf{V}^{[j]}(\mathbf{H}^{[ik]}\mathbf{V}^{[k]})^{-1}))$$

where $i, j, k = 1, 2, 3, \quad i \neq j, k, \quad j \neq k$

6 : Iterate 3 to 5 until it converges

$$\mathbf{A}^{[1]} = \text{sort}(\text{eigvector}(\mathbf{H}^{[12]}\mathbf{V}^{[2]}(\mathbf{H}^{[13]}\mathbf{V}^{[3]})^{-1})) \quad (19)$$

다른 $\mathbf{A}^{[i]}, i = 2, \dots, K$ 모두 식 (19)을 이용하여 구할 수 있다. 이렇게 구한 $\mathbf{A}^{[i]}$ 를 이용해 식 (16)을 풀어 $\mathbf{A}^{[i]}$ 를 갱신하고 식 (18)에 근접할 때까지 반복한다. 이는 곧 다음과 같은 식으로 정리할 수 있다.

$$\min_{\tilde{\mathbf{V}}} \|\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}}\| \quad (20)$$

이 때, $\|\tilde{\mathbf{V}}\|=1$ 이 되면서 $\|\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}}\|$ 이 최소가 되는 최적의 $\hat{\mathbf{V}}$ 를 찾고자 한다. 또한, 여기서 $\|\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}}\|$ 는 간섭 정렬이 되지 않은 값의 norm이라고 할 수 있다. 이 값을 가장 작게 함으로써 식 (18)에 근접하게 된다. 표 1은 제안하는 최소 제곱 기법을 이용한 새로운 간섭 정렬 기법의 요약이다.

IV. 모의 실험

표 2. 시스템 파라미터
Table 2. System Parameters

PARAMETER	VALUE
The number of users	3
The number of antennas (M)	4 / 8
Channel model	Rayleigh flat fading
Channel variation	Quasi-static
Noise parameter	AWGN

4.1. 모의실험 환경

모의실험에서는 제안하는 기법이 어느 정도의 성능을 보여주는가를 알아보기 위해 표 2와 같은 시스템 파라미터를 갖는 모델을 이용하여 실험한다. Rayleigh flat fading 채널 모델을 사용하였으며, 사용자는 3이고 송수신 안테나는 각각 4개를 이용한 다중 사용자 MIMO 시스템을 고려한다.

보다 정확한 시뮬레이션 결과를 위해 몬테카를로 (monte-carlo) 시뮬레이션을 통해 결과를 알아보고자 한다. 최적의 빔형성 벡터를 찾기 위해 SeDuMi 1.21 프로그램을 사용하였다.

안테나에 할당되는 전력은 모두 동일하다고 가정하며 각 안테나에서 신호에 할당되는 전력 역시 동일하고 심볼 당 차지하는 전력은 안테나에서 낼 수 있는 최대 전력으로 가정하였다. 또한 채널은 각각 송수신 안테나에 대하여 심볼 당 평균 에너지가 1로 정규화 되었다고 가정한다.

4.2. 모의실험 결과

본 절에서는 기존 기법들과 제안하는 기법의 합용량을 비교하고자 한다. 이때 제안하는 기법은 선형 결합 계수인 $\mathbf{A}^{[i]}$ 를 갱신하지 않았을 때와 식 (19)를 이용하여 갱신할 때와 나누어 실험한다. 실험에 앞서 모의실험에서 사용한 기법들의 범례에 대한 설명을 하도록 하겠다. 기존의 기법들로 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 간섭 정렬 기법^[8]을 conventional IA로, 최소 제곱 기반의 간섭 정렬 기법^[11]을 least square IA로 표현하도록 하겠다. 또한 제안하는 기법에서 $\mathbf{A}^{[i]}$ 를 갱신하지 않은 기법을 proposed IA로, $\mathbf{A}^{[i]}$ 를 갱신하는 기법을 proposed new IA로 표현하도록 하겠다.

먼저 conventional IA와 proposed IA를 비교하도록 하겠다. 두 개의 기법은 공통적으로 선형적이라는 장점을 가지고 있다. 기존의 기법은 $\mathbf{V}^{[i]}$ 에 의존

하여 $V^{[2]}$ 와 $V^{[3]}$ 을 찾게 되는 반면, 제안하는 방법은 각각의 빔형성 벡터가 독립적이라는 점에 착안하여 각각의 간섭 채널에만 의존하는 최적의 빔형성 벡터를 찾는다.

그림 2는 송수신단의 안테나가 각각 4개일 때와 8개일 때의 conventional IA와 proposed IA를 비교한 그래프를 나타내고 있다. 그림 2에서 보는 바와 같이 SNR이 20 dB일 때 안테나 수에 상관없이 제안하는 기법이 기존의 기법보다 약 5.7 bps/Hz 더 좋은 성능을 가짐을 볼 수 있다.

그림 3은 사용자가 3이고, 안테나 개수가 각각 4개인 MIMO 시스템에서 proposed IA와 least

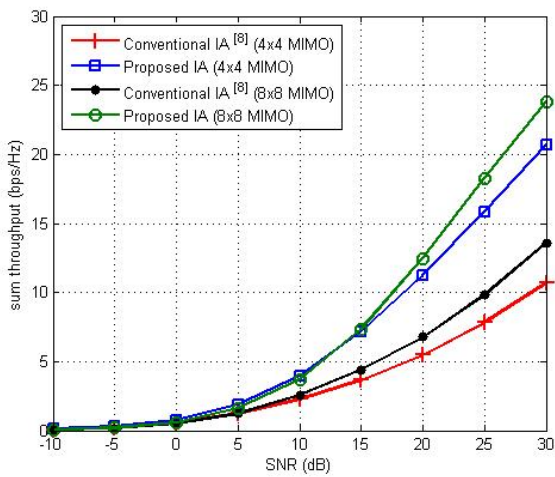


그림. 2 3-User MIMO 시스템에서의 제안하는 기법과 기존 기법의 합용량
Fig. 2 Sum-Rate of Conventional IA and Proposed IA in 3-User MIMO System

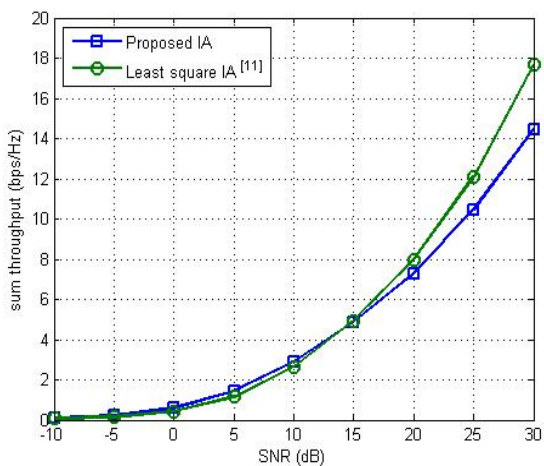


그림. 3 3-User 4x4 MIMO 시스템에서의 제안하는 기법과 기존 기법의 합용량
Fig. 3 Sum-Rate of Proposed IA and Least Square IA in 3-User 4x4 MIMO System

square IA를 비교한 그래프이다. 그래프에서 보는 바와 같이 SNR이 약 15 dB 이후의 높은 SNR에 대해서는 proposed IA가 least square IA에 비해 합용량이 떨어짐을 볼 수 있다. 이는 least square IA의 경우 선형 결합 계수를 반복적으로 계속 갱신시키기 때문에 최적의 빔형성 벡터를 찾게 되지만 proposed IA은 선형 결합 계수의 갱신없이 빔형성 벡터를 찾기 때문이다. 반면 낮은 SNR에서는 제안하는 기법이 더 나은 성능을 보였다. 이는 낮은 SNR에서도 반복적인 기법을 사용하지 않고도 충분히 좋은 합용량을 가질 수 있음을 의미한다.

그림 3에서 나타난 높은 SNR에서의 성능 저하 문제를 해결하기 위해 선형 결합 계수를 갱신하였고, 이는 3.2절에 소개된 제안하는 최소 제곱 기법을 이용한 새로운 간섭 정렬 기법이다.

그림 4는 기존의 least square IA와 proposed new IA를 비교한 그래프이다. SNR이 20 dB일 때 제안하는 기법이 기존의 기법보다 약 4 bps/Hz 정도 더 좋은 성능을 가짐을 확인 할 수 있다. 그림 4에서 보는 바와 같이 선형 결합 계수 $A^{[i]}$, $i=1,2,3$ 를 갱신하면서 최적의 빔형성 벡터를 찾는 것이 더 좋은 성능을 가짐을 확인 할 수 있다.

한편, 기존의 최소 제곱 기반의 간섭 정렬 기법은 채널을 행렬화할 때 kronecker 곱이 사용되면서 \tilde{H} 의 내부의 곱셈 연산이 발생된다. K^2 으로 사용자 수에 의해 증가하는 반면, 제안하는 기법은 간섭 정렬의 조건만을 이용하여 행렬화하기 때문에 \tilde{H} 의

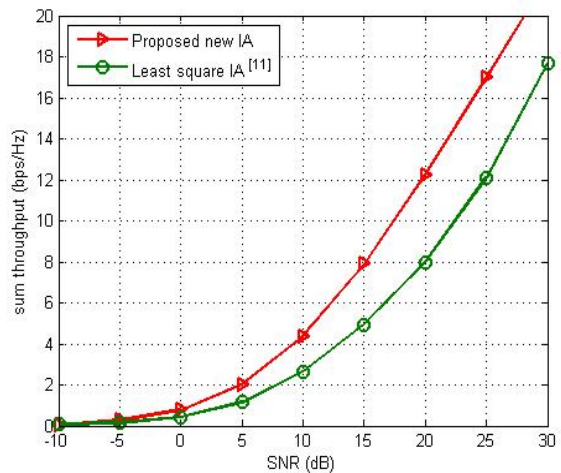


그림. 4 3-User 4x4 MIMO 시스템에서의 제안하는 기법과 기존 기법의 합용량
Fig. 4 Sum-Rate of Proposed new IA and Least Square IA in 3-User 4x4 MIMO System

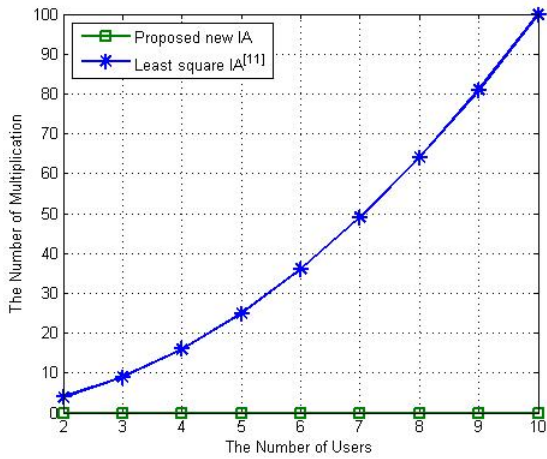


그림. 5 제안하는 새로운 IA 기법과 기존 기법의 $\tilde{\mathbf{H}}$ 행렬 내부의 복잡도 비교

Fig. 5 Complexity inner matrix of $\tilde{\mathbf{H}}$ comparison of Proposed new IA and Least Square IA

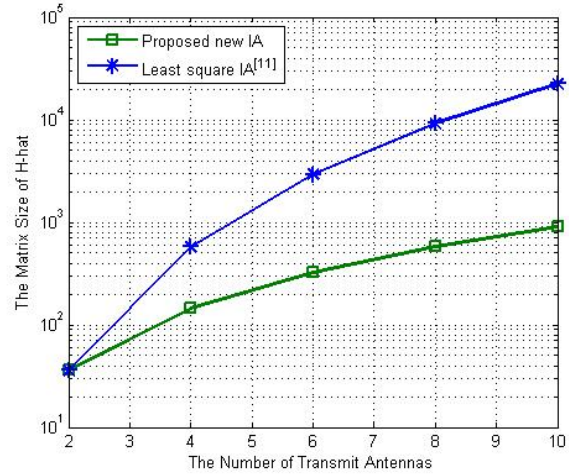


그림. 6 3-User MIMO 시스템에서 제안하는 새로운 IA와 기존 기법의 행렬 크기 비교

Fig. 6 Matrix size comparison of Proposed new IA and Least Square IA in 3-User MIMO systems

표 3. 3-User 시스템에서 안테나 수에 따른 $\tilde{\mathbf{H}}$ 행렬의 원소의 개수 비교

Table 3. The comparison of the number of elements of $\tilde{\mathbf{H}}$ in 3-User System

The number of Antennas	2×2	4×4	6×6	8×8	10×10
Least Square IA	36	576	2916	9216	22500
Proposed new IA	36	144	324	576	900
Rate (%)	0	75	88.89	93.75	96

내부의 곱셈 연산은 발생하지 않으며 연산량은 0이 된다. 이는 기존의 기법에 비해 복잡도가 감소함을 의미하게 된다. 그림 5는 이를 나타낸 그래프이다.

그림 6은 기존의 최소 제곱 기반의 간접 정렬 기법과 제안하는 기법의 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 행렬 크기를 나타낸 그래프이다. 그림에서 보는 바와 같이 기존 기법의 행렬 크기가 제안하는 기법보다 더 커짐을 볼 수 있는데, 이는 표 3에서 확인 할 수 있다. 표 3에서 보듯이 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 행렬 크기가 96%까지도 차이가 나는 것을 확인 할 수 있다. $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 행렬 크기를 결정짓는 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 원소 개수는 기존 기법의 $\tilde{\mathbf{H}}\mathbf{v}$ 와 제안하는 기법의 $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{V}}$ 으로 연산 할 때 시행되는 곱셈량에 영향을 주게 된다. $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 원소의 개수가 각각의 곱셈 연산량과 동일하기 때문이다. 따라서 행렬의 크기가 줄어들었으므로 곱셈 연산이 줄어들었다는 것을 의미할 수 있다. 기존 기법은 $K(K-2)\frac{M^2}{2} \times K\frac{M^2}{2}$ 의 크기의 행렬을 가지며, 제안하는 기법은 $KM \times KM$ 의 크기를 가진다. 본 논문에서 고려하는 3-User 시스템

일 경우 행렬의 크기는 각각 $3\frac{M^2}{2} \times 3\frac{M^2}{2}$, $3M \times 3M$ 이 된다. 즉 제안하는 기법은 기존 기법의 행렬의 크기보다 행과 열이 $M/2$ 배씩 줄어들게 되며, 그만큼 곱셈 연산이 줄어들음을 의미하게 된다. 이는 기존 기법에 비해 제안하는 기법의 행렬 연산이 줄어들면서 복잡도가 감소하게 됨을 의미할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 간접 정렬의 조건 식을 행렬화 하여 조건 식이 0이 되도록 최소 제곱 기법을 이용하여 최적의 빔형성 벡터를 찾고자 하였다. 이는 선형적인 특성을 가지기 때문에 곱셈 연산이 없으며 복잡도가 줄어드는 장점을 가진다. 또한 선형 결합 계수를 갱신하면서 간접 정렬의 조건에 부합되는 최적의 빔형성 벡터를 찾기 때문에 보다 나은 합용량을 가진다.

제안하는 기법은 간접 정렬 기법을 선형 결합하여 행렬화하여 최적의 빔형성 벡터를 찾기 때문에

선형적인 특성을 가짐에도 불구하고 높은 합용량을 가진다. 간섭 정렬 조건을 행렬화하는 과정에서 제안하는 기법은 곱셈 과정이 없으며, 곱셈 연산량에 영향을 주는 행렬의 크기가 줄어들기 때문에 곱셈 연산량을 줄였음을 모의실험을 통해 확인 할 수 있었다. 또한 기존의 최소 제곱 기반의 간섭 정렬에 비해 제안하는 새로운 간섭 정렬 기법은 같은 반복성을 사용하면서도 기존 기법보다 4 bps/Hz 정도 나은 합용량을 가짐을 확인하였다.

본 연구는 이동 통신 환경의 제약조건 내에서 낮은 복잡도를 가지면서도 최적의 성능 구현을 가능하게 하며, 나아가 전력 소모 감소와 주파수 활용률 향상에도 기여할 것이다. 이는 차세대 이동통신에서 요구되는 고속의 대용량 멀티미디어 서비스를 가능하게 할 것으로 기대된다.

References

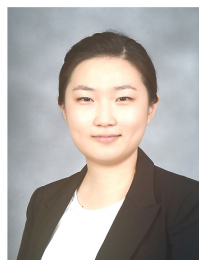
- [1] T. Han and K. Kobayashi, "A new achievable rate region for the interference channel," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 27, pp. 49 - 60, Jan.1981.
- [2] R. Etkin, D. Tse, and H.Wang, "Gaussian interference channel capacity to within one bit," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 54, pp. 5534 - 5562, Dec.2008.
- [3] A. Carleial, "A case where interference does not reduce capacity," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 21, pp. 569 - 570, Sep. 1975.
- [4] V. Cadambe and S. Jafar, "Multiple access outerbounds and the inseparability of parallel interference channels," *IEEE Transactions on Information Theory*, Jul.2007, submitted for publication.
- [5] G. Bresler, A. Parekh, and D. Tse, "Approximate capacity of the many-to-one interference channel," in *Proceedings of Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*, Sep. 2007.
- [6] V. Cadambe, S. Jafar, and S. Shamai, "Interference alignment on the deterministic channel and application to fully connected Gaussian interference networks," *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 55, No. 1, pp. 269-274.
- [7] V. Cadambe and S. Jafar, "Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, pp. 3425 - 3441, Aug. 2008.
- [8] H. Sung, S. Park, K. Lee, and I. Lee, "Linear precoder designs for K-user interference channels", *presented at IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, pp.291-301.
- [9] T. Gou and S. A. Jafar, "Degrees of freedom of the K user M x N MIMO interference channel," *IEEE Trans. Info. Theory*, vol. 56, no. 12, pp. 6040 - 6057, Dec. 2010.
- [10] K. Gomadam, V.R. Cadambe, S.A. Jafar, "Approaching the Capacity of Wireless Networks through Distributed Interference Alignment," *IEEE Global Telecommunications Conference*, pp.1-6, Nov. 30 2008-Dec. 4 2008
- [11] H. Yu and Y. Sung, "Least squares approach to joint beam design for interference alignment in multiuser multi-input multi-output interference channels," *submitted to IEEE Trans. Signal Process.*, Aug. 2009.
- [12] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004.
- [13] A. Host-Madsen and A. Nosratinia, "The multiplexing gain of wireless networks," in *Proceedings of International Symposium on Information Theory*, Sep. 2005.
- [14] H. Yu and Y. Sung, "Iterative Algorithm for Interference Alignment in Multiuser MIMO Interference Channels," in *SPAWC 2010*, Marrakech, Morocco, Jun. 2010.
- [15] H. Yu, J. Park, Y. Sung and Y. H. Lee, "A least squares approach to joint beam design for interference alignment in multiuser interference channels," in *Proc. of SPAWC 2009*, Perugia, Italy, Jun. 2009
- [16] H. Yu, Y. Sung, H. Kim and Y. H. Lee,

"Adaptive beam tracking for interference alignment for multiuser time-varying MIMO interference channels," in *Proc. of ICASSP 2010*, Dallas, Texas, Mar. 2010.

- [17] H. Y. Shin, S. H. Park, H. Park and I. Lee, "Interference Alignment with Asymmetric Complex Signaling and Multiuser Diversity", *Proc. Globecom'10*, December 2010
- [18] Y. S. Cho, J. K. Kim, W. Y. Yang, "MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB", *Hongrung Science Publishing Company*, 2008. 10
- [19] M. J. Jo, Y. S. Byun, "Interference Alignment using Least square approach in Relay Environment," *KSPC2011*, 2011. 9
- [20] K. S. Kim, Y. K. Choi, W. Y. Jeong, C. S. Lim, M. J. Jo, Y. S. Byun, "Interference Alignment Diversity Using Relay in Multi User Environment," *KSPC2011*, 2011. 9
- [21] M. J. Jo, Y. S. Byun, "Interference Alignment using Optimization in Multi User MIMO Systems," *2011 Fall Conference of KICS*, 2011. 11
- [22] Y. K. Choi, K. S. Kim, W. Y. Jeong, C. S. Lim, M. J. Jo, Y. S. Byun, "Interference Alignment Using Multi Relay in Multi User MIMO System Environment," *2011 Fall Conference of KICS*, 2011. 11

조 명 주 (Myung-ju Jo)

준회원



신 및 신호 처리

2010년 2월 인천대학교 전자공학과 졸업
 2012년 2월 인천대학교 전자공학과 졸업(공학석사)
 2012년 1월~현재 (주) 에어텍 시스템 재직 중
 <관심분야> MIMO, 디지털 통

변 윤 식 (Youn-shik Byun)

종신회원



1978년 2월 연세대학교 전기공학과 졸업
 1981년 2월 연세대학교 전기공학과 석사
 1985년 2월 연세대학교 전기공학과 박사
 1990년 8월~1991년 7월 미국 Stanford대학 전자공학과 객원 교수
 2004년 9월~2005년 8월 고려대학교 전파통신 공학과 객원 교수
 2006년 7월~2008년 2월 인천대학교 공과대학장
 2008년 3월~2008년 7월 인천대학교 교무처장
 2010년 8월~2011년 12월 인천대학교 대학원장
 1987년 3월~현재 인천대학교 전자공학과 교수
 <관심분야> 디지털 통신 및 신호 처리