

# 다중 안테나를 사용하는 인지무선 시스템에서 가중치 precoder를 통한 간섭 제거 기법

준회원 이 선 영\*, 정회원 손 성 환\*, 장 성 진\*, 종신회원 김 재 명\*

## The Interference Nulling using Weighted Precoding in the MIMO Cognitive Radio System

Seon-yeong Lee\* Associate Member, Sung-hwan Sohn\*, Sung-Jeen Jang\* Regular Members  
Jae-moung Kim\* Lifelong Member

### 요 약

본 논문에서는 다중 안테나를 사용하는 인지무선 시스템과 허가된 사용자(주사용자)가 공존하는 환경을 고려한다. 여기에서 부사용자 송신기는 직교 시공간 부호(OSTBC)를 사용하고 수신기는 Maximum Likelihood(ML) 검출 방식을 사용한다. Flat 페이딩 채널에서 ML 검출기를 사용할 경우, 최적의 precoder는 고유 빔포밍 방법이다<sup>[4]</sup>. 본 논문에서는 벡터의 유사성에 기반한 가중치를 적용하여 간섭을 최소화하는 선형 precoding 알고리즘을 제안한다. 시뮬레이션 결과를 통해 제안된 알고리즘이 기존의 ZF(Zero-forcing) 빔포밍보다 최소 2~8dB 우수한 간섭 억압 능력을 보여 우수한 SER 성능과 최대 8bps/Hz의 Capacity 증가를 보이는 것으로 나타났다.

**Key Words** : Cognitive Radio, precoding, beamforming, correlation, interference nulling

### ABSTRACT

In this paper, we consider a linear precoding for the effective spectrum sharing in multiple-input multiple-output (MIMO) cognitive radio system where a secondary user coexists with primary users. The secondary user employs the orthogonal space time block coding (OSTBC) at the transmitter. Assuming a flat fading channel and a maximum-likelihood receiver, the optimum precoder forces transmission referred to as eigen-beamforming. In this paper, to eliminate the interference, ZF criterion based eigen-beamforming is not only used but also the precoding weight is chosen to cancel the remaining interference. This weight is computed by vector's likelihood. Simulation results show stronger interference suppression capability, better SER performance, and higher capacity than the algorithm in [4].

### I. 서 론

현재 대부분의 통신 시스템은 특정한 통신 장비를 이용하여 고정되고, 허가된 주파수 대역에서 동작한다. 하지만 이렇게 할당된 주파수 대역은 항상 사용

되지 않는다. 실제 미국 FCC (Federal Communications Commission) 의 주파수 사용률에 대한 조사 결과를 보면, 할당된 주파수는 시간, 지역에 따라 15~85%의 사용률 변동을 보이고 있다. 때문에 특정 주파수 대역에서 특정 시스템의 독점 사용은 주파수 사

\* 본 연구는 2009년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임 (No. 2009-0066336).

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행된 연구임. (NIPA-2010-C1090-1011-0007)

\* 인하대학교 정보통신대학원 무선전송연구실 {(sylee, sunghwan.sohn, sungjeen.jang)@witlab.kr, jaekim@inha.ac.kr}

논문번호: KICS2010-06-279, 접수일자: 2010년 6월 28일, 최종논문접수일자: 2010년 7월 27일

용의 비효율성을 초래한다. 인지무선 기술은 이러한 주파수 사용의 비효율성을 해결하기 위해 Mitola에 의해 처음 제안되었다. 이 기술은 사용되지 않는 주파수를 시간, 공간, 지역에 따라 인지하여 재사용함으로써 주파수 효율을 높이는 기술이다<sup>[1,2]</sup>.

최근 들어 인지무선 시스템의 효율을 높이기 위해 다중 안테나 기술을 사용하여 인지무선 시스템의 전송률 및 BER 성능을 높이려는 연구들이 제안되었다<sup>[3,4]</sup>. 다중 안테나 기술은 공간 상관(Spatial Correlation)이 없는 채널 환경에서 한정된 주파수 자원 및 송신 전력을 이용하여 공간 다중화를 통해 채널 capacity를 증대시킬 수 있고<sup>[5]</sup>, 송신 다이버시티 이득을 얻는 부호화 기법인 시공간 블록 부호(STBC)를 적용해 시스템의 BER 성능을 높일 수 있다<sup>[6]</sup>. 하지만 실제 전파 환경에서는 낮은 채널 산란(scattering)으로 인해 다중 안테나 채널은 서로 상관되어 있으며, 공간 상관이 없다고 가정하였을 때 보다 채널 capacity가 저하된다<sup>[7,8]</sup>. 이러한 단점을 해결하기 위해 송신단에서 채널 정보를 이용하는 경우, 수신단에서만 채널 정보를 이용한 기법들에 비해 채널 capacity, 비트오율 성능 등의 측면에서 상당한 이득을 얻을 수 있다. 특히, 부분적인 채널 정보인 공간 페이딩 상관 행렬만을 사용하더라도 채널 페이딩에 강한 기법을 구현하는 것이 가능하다<sup>[4,9]</sup>.

본 논문에서는 상관된 채널 환경에서 직교 시공간 부호를 사용하는 다중 안테나 인지무선 시스템을 고려한다. 이 시스템의 송신 precoder 설계를 위해 부분적인 채널 정보인 송신단 안테나들의 상관관계 행렬을 사용하고 인지무선 시스템의 제한 조건인 주사용자로의 간섭 임계값과 부사용자의 최대 송신 전력 조건을 적용하여 선형 precoder를 설계한다. 여기에서 송신단 안테나들의 상관 행렬은 부사용자 송신단과 수신단간의 링크와 부사용자 송신단과 주사용자 수신단간의 링크의 행렬 각각을 사용한다. Flat 페이딩 채널 환경에서 Maximum Likelihood(ML) 검출방식을 사용한다고 하였을 때, 최적의 precoder는 송신 안테나 상관 행렬의 non-zero eigenmode로 전송하는 것이다<sup>[9]</sup>. 이러한 송신 공간 페이딩 상관 행렬의 eigenmode 송신 방법을 고유 빔포밍이라 하고 간섭 널링 기법과 함께 인지무선 시스템의 비트오율 성능과 간섭 억압 성능을 상당히 개선시킬 수 있다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서는 주사용자로의 간섭을 억압하기 위해 Zero-forcing(ZF) 기법과 가중치를 적용한 선형 precoder 방법을 제안한다. 이 precoder에서의 가중치는 벡터의 유사도를 사용하여 계산된 값으로 ZF 기법

으로 제거되지 않는 간섭 성분을 줄이는 역할을 한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 채널과 시스템 모델을 3장에서는 기존에 제안된 선형 precoder에 대해서 설명한다. 그리고 4장에서는 제안 알고리즘을 설명하고 5장에서는 이 알고리즘의 성능을 시뮬레이션을 통해 증명한다. 그리고 6장에서 결론을 맺는다.

## II. 채널과 시스템 모델

### 2.1 채널 모델

그림 1은 채널 모델을 나타낸다. 본 논문에서는 송수신단에 각각  $N_T, N_R$ 개의 안테나를 가지는 인지무선 시스템과 1개의 수신 안테나를 가지는 주사용자(Primary User; PU)를 고려한다. 여기에서 송신단  $N_T$ 개의 안테나는 서로 상관되어 있으며  $N_R$ 개의 부사용자(Secondary User; SU) 수신단의 안테나와 주사용자 수신단의 안테나는 서로 상관관계가 없다고 가정한다. 이러한 가정 하에 부사용자간의 MIMO (multiple-input multiple-output) 링크와 부사용자-주사용자 간의 MISO (multiple-input single-output) 링크는 각각 식(1), (2)와 같이 모델링 될 수 있다.

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{t_s}^{1/2} \tag{1}$$

$$\mathbf{g} = \mathbf{g}_w \mathbf{R}_{t_p}^{1/2} \tag{2}$$

여기에서  $\mathbf{H}_w (N_R \times N_T)$ 와  $\mathbf{g}_w (1 \times N_T)$ 의 원소는 각각 zero-mean unit-variance i.i.d. complex gaussian random 변수이고  $\mathbf{R}_{t_s}, \mathbf{R}_{t_p}$ 는 각각 부사용자 MIMO 링크에서의 페이딩 상관 행렬, 주사용자-부사용자간

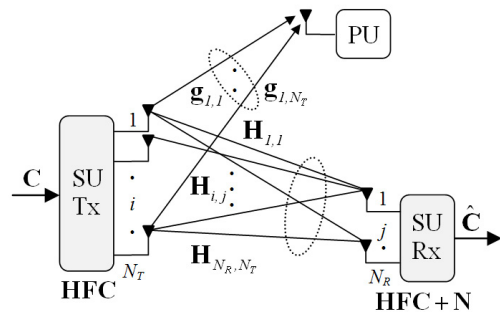


그림 1. Cognitive Radio MIMO 채널 모델

MISO 링크의 페이딩 상관 행렬이다. 이 상관 행렬은 고유치 분해 (Eigen Value Decomposition; EVD)를 통해 식(3), (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_{t_s} = \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_s}} \mathbf{A}_{\mathbf{R}_{t_s}} \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_s}}^H \quad (3)$$

$$\mathbf{R}_{t_p} = \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}} \mathbf{A}_{\mathbf{R}_{t_p}} \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}^H \quad (4)$$

여기에서  $\mathbf{U}_{\mathbf{A}}$ 는 벡터  $\mathbf{A}$ 의 unitary 행렬을 나타내고,  $\mathbf{A}_{\mathbf{A}}$ 는  $\mathbf{A}$ 의 고유치를 포함하는 대각행렬을 나타낸다. 그리고  $\mathbf{A}^H$ 는  $\mathbf{A}$ 의 복소 전치 행렬(the conjugate transpose of matrix)을 나타낸다.

### 2.2 시스템 모델

본 논문에서는 그림 2에서와 같은 시스템 모델을 고려한다<sup>[10]</sup>. 랜덤하게 발생된 비트는 변조된 후 직교 시공간 블록 부호화된다. 이 시공간 부호  $\mathbf{C}$ 는 안테나 상관 정보를 사용하여 도출된 복소값을 가지는 선형 precoder  $\mathbf{F}$ 를 거친 후 MIMO 채널을 통해 송신된다. 수신단에서 수신된 정보  $\mathbf{Y}$ 는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{C} + \mathbf{N} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_{t_s}^{1/2} \mathbf{F}\mathbf{C} + \mathbf{N} \quad (5)$$

여기에서  $\mathbf{H}$ 는 MIMO 채널을 나타내고  $\mathbf{F}$ 는 선형 precoding 행렬을,  $\mathbf{C}$ 는 OSTBC(orthogonal space time block coding) 부호를 각각 나타낸다. 그리고  $\mathbf{N}$ 은  $\sigma^2$ 의 분산을 가지는 zero mean circularly symmetric complex gaussian이라 가정한다.

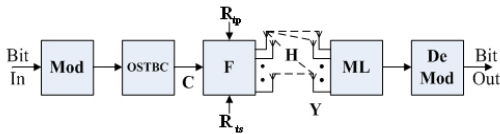


그림 2. 시스템 모델 블록도

### III. 선형 precoder

이 장에서는 인지무선 시스템의 하향링크 시스템 성능을 최적화시킬 수 있는 최적의 precoding 행렬  $\mathbf{F}$ 를 설계하기 위한 기본 이론을 전개한다.

#### 3.1 고유 빔포밍

고유 빔포밍은 송신 안테나 상관 행렬의 nonzero

eigenmode로 송신하는 것이다. 이러한 송신 페이딩 상관 행렬을 사용한 precoder는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[9]</sup>.

$$\mathbf{F} = \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_s}} \mathbf{P}_{\Phi}^{1/2} \quad (6)$$

위 식에서  $\mathbf{P}_{\Phi}$ 는 워터 필링 방법  $(\rho \mathbf{I} - \mathbf{A}_{\mathbf{R}_{t_s}})^+$ 으로 도출한 값이다. 여기에서  $(x)^+$ 는  $\max(x, 0)$ 를 의미하고  $\mathbf{I}$ 는 단위행렬을 나타내며  $\rho$ 는 전력제한을 만족시키는 상수이다. [9]에서처럼 최적의 빔 방향은  $\mathbf{R}_{t_s}$ 의 고유벡터이고 최적 전력 할당은 워터 필링 방법을 통해 얻어진다. 여기에서 워터 레벨은 종래의 워터 필링 방법과는 달리 고유벡터에 따른 상수가 아니기 때문에 multi-level 워터 필링 방법으로 불리며 할당된 전력은 아래의 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{P}_{\Phi}(i) = \left( \frac{1}{\nu + \mu \mathbf{u}_i^H(\mathbf{R}_{t_s}) \mathbf{R}_{t_p} \mathbf{u}_i(\mathbf{R}_{t_s})} - \frac{\sigma^2}{\lambda_i(\mathbf{R}_{t_s})} \right)^+ \quad (7)$$

여기에서  $\nu$ 와  $\mu$ 는 각각 인지무선 시스템의 제한 조건인 송신 전력 제한 조건, 주사용자로의 간섭 제한 조건과 관련된 음수가 아닌 라그랑지안 계수이다.  $\mathbf{u}_i(\mathbf{R}_{t_s})$ 는  $\mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_s}}$ 의  $i$  번째 열벡터를 나타내고  $\lambda_i(\mathbf{R}_{t_s})$ 는  $\mathbf{A}_{\mathbf{R}_{t_s}}$ 의  $i$  번째 대각 요소를 나타낸다.

#### 3.2 Projected 고유 빔포밍

[4]에서는 MIMO-OSTBC CR(cognitive radio) 시스템에서 주사용자로의 간섭 전력을 낮추기 위해 projected 고유 빔포밍(projected eigen-beamforming; PEBF) 방법을 제안하였다. 이 기법은 고유 빔포밍에 주사용자로의 간섭을 줄일 수 있는 방법으로 제안된 Zero-forcing(ZF) 기법<sup>[11,12]</sup>을 적용한 선형 precoder이다.  $\mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}(k)$ 가  $\mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}$ 의 상위  $k$ 번째까지의 고유치에 해당하는  $k$ 개의 열벡터를 나타낸다고 하면, projected 고유 빔포밍 알고리즘은  $\mathbf{R}_{t_s}$ 를  $\mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}(k)$ 가 span된 공간인 영공간  $\mathcal{N}(\mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}(k))$ 으로 사영시킨다( $k \leq N_T$ ). 이러한 projected 고유 빔포밍 알고리즘의 사영된 상관 행렬은 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_{t_s}^{\perp} = \mathbf{R}_{t_s} (\mathbf{I} - \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}(k) \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{t_p}}(k)^H) \quad (8)$$

이렇게 사영된 행렬  $\mathbf{R}_{t_s}^{\perp}$ 은 특이값 분해(Singular value decomposition; SVD)를 통해 식(9)와 같이 나

타낼 수 있다.

$$\mathbf{R}_{ts}^\perp = \mathbf{V}\boldsymbol{\Sigma}^\perp(\mathbf{U}^\perp)^\mathbf{H} \quad (9)$$

여기에서  $\mathbf{V}$ 와  $\mathbf{U}^\perp$ 는 각각  $(\mathbf{R}_{ts}^\perp)^\mathbf{H}\mathbf{R}_{ts}^\perp$ 의 좌측 특이 벡터, 우측 특이 벡터라고 하고  $\boldsymbol{\Sigma}^\perp$ 는  $(\mathbf{R}_{ts}^\perp)^\mathbf{H}\mathbf{R}_{ts}^\perp$ 의 특이값을 포함하는 대각행렬이다. 특이값 분해를 통해 최적 선형 precoder는 식 (10)과 같이 나타낼 수 있으며 이때의 빔방향과 할당된 전력은 식 (9)에서 얻어진 우측 특이 벡터와 대각 행렬로 나타내어진다<sup>[4]</sup>.

$$\mathbf{F} = \mathbf{U}^\perp \mathbf{P}_\phi^{1/2} \quad (10)$$

#### IV. 제안하는 선형 precoder

이 장에서는 본 논문에서 제안하는 알고리즘을 설명한다. 먼저, 기존 알고리즘<sup>[4]</sup>의 개선점을 서술하고, 제안하는 알고리즘의 기본 이론인 벡터의 유사도에 대해서 설명한다. 그리고 이러한 유사도를 이용하여 간섭 억압 성능을 향상시킬 수 있는 가중치 계산 알고리즘을 설명한다. 간섭을 억압시키는 능력은 SER 성능, Capacity와 밀접한 관련이 있으므로 간섭 억압 성능을 향상시키는 것은 상당히 중요하다.

먼저, 기존의 알고리즘 식 (8)에서 만약  $k=N_T$ 가 되었을 경우,  $\mathbf{U}_{R_{tp}}(k)$ 는  $\mathbf{U}_{R_{tp}}$ 가 된다.  $\mathbf{U}_{R_{tp}}$ 는 unitary 행렬로  $\mathbf{U}_{R_{tp}}\mathbf{U}_{R_{tp}}^\mathbf{H}$ 는 단위 행렬  $\mathbf{I}$ 가 되므로 사영 상관 행렬  $\mathbf{R}_{ts}^\perp$ 는 영행렬이 된다. 즉,  $k=N_T$ 가 되었을 경우, 3장 2절에서 설명된 projected 고유 빔포밍 precoder를 얻을 수 없게 되는데 이것은 [4]에서 제안된 알고리즘이 최대  $k=N_T-1$ 에 해당하는 간섭만 제거시킬 수 있다는 것을 의미한다. 이러한 제거되지 않은 간섭 성분을 줄이기 위해 벡터 유사도를 이용한 가중치 방법을 제안한다. 이 가중치 방법은 벡터의 유사도에 따른 가중치 방법이므로 주사용자로의 간섭 성분이 클수록 큰 가중치가 할당되어 제거되는 양이 크고 가장 작은 간섭 성분에 해당하더라도 가중치만큼 제거할 수 있으므로 기존의 알고리즘을 통해 제거되지 않은 간섭의 양을 줄일 수 있다. 또한 제거되지 않은 간섭 부공간에 대해서도 가중치가 적용되므로 적용된 가중치만큼 간섭을 억압시켜 간섭 억압 성능을 향상시킬 수 있다.

##### 4.1 벡터의 유사도

벡터의 내적에서 알 수 있듯이 하나의 벡터를 다른

벡터 또는 부공간으로 사영시키는 방법을 통해 벡터 방향의 유사도를 알 수 있다. 그림 3은  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{U}$ 를 크기가 같고 방향이 다른 벡터라고 했을 때  $\mathbf{A}$ 가 부공간  $\mathcal{M}(\mathbf{U})$ 로 사영되는 것을 나타낸다.

여기에서  $\mathbf{A}^\perp$ 는  $\mathbf{A}$ 의 사영된 벡터를 나타내고 이때  $\mathcal{M}(\mathbf{U})$ 는 벡터  $\mathbf{U}$ 와  $\mathbf{U}^\mathbf{H}$ 에 의해 span된 부공간을 나타낸다. 그리고  $\theta$ 는 벡터  $\mathbf{A}$ 와 부공간  $\mathcal{M}(\mathbf{U})$  사이의 각을 나타낸다. 그림 3(a)는  $\theta$ 가 큰 경우, (b)는  $\theta$ 가 작은 경우이다. 그림 3(a), (b)에서 사영된 벡터는 각각 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$|\mathbf{A}_1^\perp| = |\mathbf{A}_1|\cos\theta_1, \quad |\mathbf{A}_2^\perp| = |\mathbf{A}_2|\cos\theta_2 \quad (11)$$

그림 3에서 보는 것처럼 벡터  $\mathbf{A}$ 와  $\mathbf{U}$ 의 방향의 차이가 작아진다면 두 벡터 사이의 사이각  $\theta$ 는 점점 작아질 것이고 벡터  $\mathbf{A}$ 와 사영된 벡터  $\mathbf{A}^\perp$ 의 크기(norm)비는 1에 가까워질 것이다. 이것을 식(12)로 나타낼 수 있다.

$$\frac{|\mathbf{A}^\perp|}{|\mathbf{A}|} = \cos\theta, \quad \lim_{\theta \rightarrow 0} \cos\theta = 1 \quad (12)$$

즉, 벡터와 사영된 벡터의 크기(norm)비를 통해 벡터와 사영 부공간을 형성하는 벡터의 유사도를 알 수 있다.

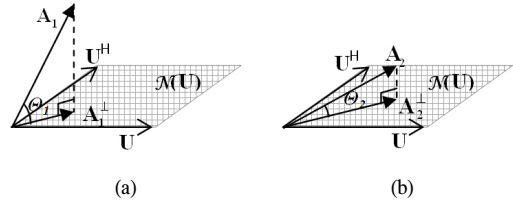


그림 3. 부공간으로의 사영

##### 4.2 제안된 시스템 블록도

그림 4는 본 논문에서 제안하는 가중치 방법을 적용한 precoding 기법을 나타낸다. 여기에서 Nulling 부분은 ZF 기법을 사용하여 주사용자로의 송신 방향에 해당하는 간섭 성분을 제거하는 부분이고, Weighting 부분은 Nulling 단계에서 제거되지 않은 간섭을 줄이기 위해 가중치를 할당하는 부분이다. 그리고 전력을 할당하고 빔 방향을 결정하여 정보를 송신한다.

##### 4.3 가중치 계산 알고리즘

1절에서와 같이 만일  $\mathbf{R}_{ts}$ 가 주사용자로의 간섭 방

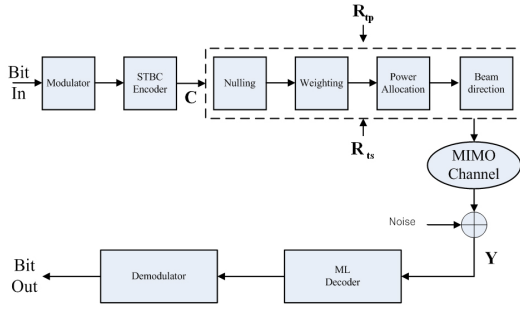


그림 4. 제안된 알고리즘을 적용한 시스템 블록도

항에 해당하는  $\mathbf{U}_{\mathbf{R}_{tp}}$ 의 열벡터와 방향이 유사해진다면  $\mathbf{R}_{ts}$ 와  $\mathbf{R}_{ts}^\perp$ 의 크기비는 1에 가까워질 것이다. 이것을 이용하여 주사용자로의 간섭을 제거하기 위한 가중치를 계산할 수 있다.

**Algorithm :**

The weight computed by vector's likelihood

$\mathbf{u}_{\mathbf{R}_{tp}}(i) : \mathbf{U}_{\mathbf{R}_{tp}}$ 의  $i$  번째 열벡터

**Initialization**

For  $i=1:N_T$

$w_i = 0$

end

**Compute the weight value**

For  $i=1:N_T$

$$\mathbf{R}_k^\perp = \mathbf{R}_{ts} (\mathbf{I} - \mathbf{u}_{\mathbf{R}_{tp}}(i) \mathbf{u}_{\mathbf{R}_{tp}}(i)^H)$$

$$w_i = 1 - \frac{\text{norm}(\mathbf{R}_k^\perp)}{\text{norm}(\mathbf{R}_{ts})}$$

End

**Weighting matrix**

$$\mathbf{W} = \text{diag}(w_1, w_2, \dots, w_{N_T-1}, w_{N_T})$$

$$0 < w_i \leq 1, \forall i$$

$$s.t. \text{trace}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = 1$$

위 알고리즘에서 가중치에 해당하는 행렬  $\mathbf{W}$ 는 송신전력을 증가시키지 않고 전력 조건을 만족하게 하기 위하여  $\text{trace}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = 1$ 이다. 위 가중치를 적용한 선형 precoding의 빔방향과 전력 할당에 관한 수식은 다음 (13), (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{U}^* = \mathbf{U}^\perp \mathbf{W} \quad (13)$$

$$\mathbf{P}_\Phi^*(i) = \left( \frac{1}{\nu + \mu \mathbf{u}_i^{*H}(\mathbf{R}_{ts}) \mathbf{R}_{tp} \mathbf{u}_i^*(\mathbf{R}_{ts})} - \frac{\sigma^2}{\lambda_i(\mathbf{R}_{ts})} \right)^+ \quad (14)$$

여기서  $\mathbf{U}^\perp$ 는  $(\mathbf{R}_{ts}^\perp)^H \mathbf{R}_{ts}^\perp$ 의 우측 특이 벡터이고  $\mathbf{W}$ 는  $N_T$ 개의 음수가 아닌 값을 가지는  $N_T \times N_T$ 의 대각 행렬이다. 라그랑지안 계수는 [4]에서의 이진 검색 (Binary search) 알고리즘을 사용하여 구한다. 최종적으로 제안된 선형 precoding 알고리즘은 그림 5와 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{F} = \mathbf{U}^\perp \mathbf{W} \mathbf{P}_\Phi^{*1/2} = \mathbf{U}^* \mathbf{P}_\Phi^{*1/2} \quad (15)$$

$$s.t. \text{trace}(\mathbf{F}\mathbf{F}^H) \leq \mathbf{P}_\Phi^*,$$

$$\text{trace}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = 1$$

$$0 \leq \sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{P}_\Phi^*(i) \leq P_{\max} \quad (16)$$

$$s.t. \lambda_i(\mathbf{R}_{ts}) \geq 0, \forall i$$

$$\sum_{i=1}^{N_T} \mathbf{P}_\Phi^*(i) \mathbf{u}_i^{*H}(\mathbf{R}_{ts}) \mathbf{R}_{tp} \mathbf{u}_i^*(\mathbf{R}_{ts}) \leq Q_{th} \quad (17)$$

식 (16), (17)은 인지무선 시스템의 제한 조건들로  $P_{\max}$ 는 부사용자의 최대 전송 전력,  $Q_{th}$ 는 주사용자로의 간섭 임계값을 나타낸다. 그림 5는 이와 같이 제안된 알고리즘을 나타낸다.

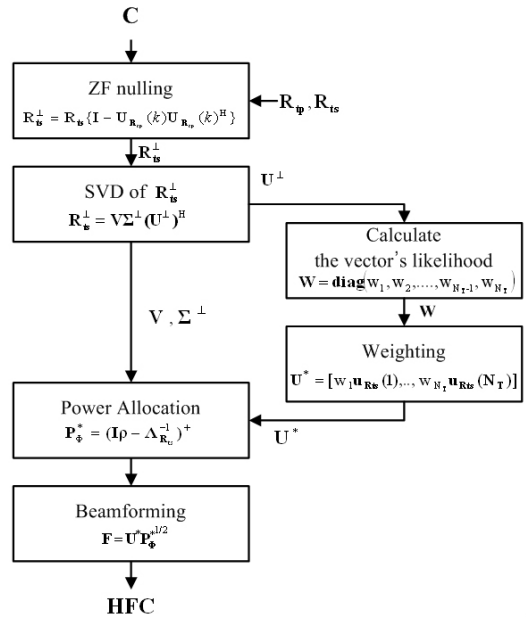


그림 5. 제안된 알고리즘

### V. 시뮬레이션

시뮬레이션을 위해 랜덤하게 발생된 비트를 QPSK 로 변조한 후 Alamoutis' scheme을 이용하여 시공간 부호화 한다<sup>13)</sup>. 그리고 잡음 전력을 1로 가정하고 부 사용자의 최대 전송 전력을 변화시켜 가면서 제안된 알고리즘의 성능을 검증한다. 제안된 알고리즘의 성능 비교를 위해 기존에 제안된 알고리즘(EBF, PEBF)과 제안된 알고리즘을 시뮬레이션 한다. 모든 안테나 성분들(elements)은 균일하게 분포하고 있으며 인접 안테나 성분들(elements)간 간격은 반파장의 간격을 가지는 것으로 가정한다. 공간 페이딩 상관 행렬은 SCM (Spatial Channel Model)을 사용한다<sup>14)</sup>. 부사용자 송수신단간의 안테나 상관 행렬은  $\theta_s = [\Phi_s - \delta_s/2, \Phi_s + \delta_s/2]$ 이고, 부 사용자 송신단과 주사용자 수신단간의 안테나 상관 행렬은  $\theta_p = [\Phi_p - \delta_p/2, \Phi_p + \delta_p/2]$ 이다. 여기에서  $\Phi_s, \Phi_p$ 는 DoA(Direction of Arrival)을 의미하고,  $\delta_p, \delta_s$ 는 AS(Angle Spread)를 의미한다. 표 1에 이러한 시뮬레이션 파라미터를 표기하였다.

표 1. 시뮬레이션 파라미터

Parameters	Values
Transmit antennas	4
Receiver antennas	4
Modulation	QPSK
$R_s$	$\Phi_s = 0^\circ \quad \delta_s = 25^\circ$
$R_p$	$\Phi_p = 65^\circ \quad \delta_p = 25^\circ$

#### 5.1 주사용자에서의 평균 간섭 전력

그림 6은 간섭 임계값이 -10dB, 각도 퍼짐(AS)이 25°일 때 주사용자에서의 평균 간섭 전력 레벨을 나

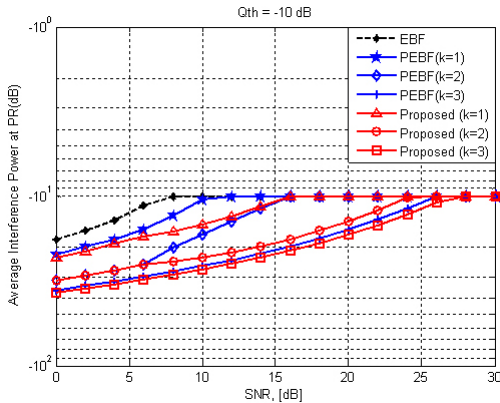


그림 6. 주사용자에서의 평균 간섭 전력, Qth = -10dB

타낸다. 그림 6에서 보는 것처럼 제안된 알고리즘이 SNR 전영역에 걸쳐 2~8dB 우수한 간섭 억압 성능을 보인다.

#### 5.2 SER 성능

그림 7은 각도 퍼짐이 25°, 간섭 임계값 Qth이 -10dB의 조건하에 고유 빔포밍, 하나의 간섭 부공간만 널링한 projected 고유 빔포밍과 제안된 알고리즘의 SER 성능을 나타낸 그래프이다. 그림 7에서 0~8dB 구간에서는 EBF의 성능이 가장 좋고 6~12dB 구간에서는 PEBF(k=1)가 제안된 알고리즘보다 우수한 성능을 보이다 10dB에서 2x10<sup>-4</sup>의 error floor가 나타난다. 하지만 SNR이 점점 높아져 간섭 제한이 엄격해질 경우, 제안된 알고리즘은 13dB 이후의 구간에서 기존의 PEBF 알고리즘보다 우수한 SER 성능을 보이고 16dB에서 0.0001 향상된 10<sup>-4</sup>의 error floor가 나타난다. 구간에 따라 SER 성능이 차이가 나는 것은 SNR이 낮은 구간 일수록 SNR이 높은 구간 보다 상대적으로 간섭 제한이 엄격하지 않으므로 간섭 널링으로 인한 부사용자의 부분적인 신호의 손실이 간섭 억압 이득보다 크기 때문에 간섭 제한이 느슨한 낮은 SNR 구간일수록 부공간 널링이 적게 된 알고리즘이 좋다<sup>4)</sup>. 또한 그림 8에서와 같이 간섭 임계값이 -10dB에서 -15dB로 낮아지는 경우, PEBF(k=1)는 8dB에서 0.006의 error floor가 나타나지만 제안된 알고리즘은 12dB에서 0.003 향상된 0.003의 SER 성능을 보인다. 즉, 간섭 제한이 엄격해질수록 제안된 알고리즘의 성능이 우수해진다는 것을 알 수 있다. 그림 9, 10은 간섭 임계값 Qth이 각각 -10dB, -15dB 일 때, PEBF(k=2,3)와 제안된 알고리즘(k=2,3)의 SER 성능을 비교한 그래프이다.

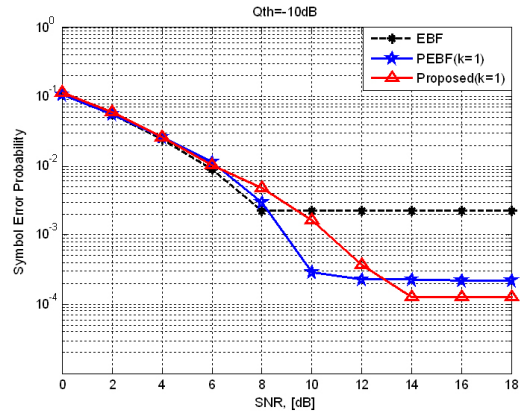


그림 7. 부사용자의 SER 성능, EBF, k=1, Qth = -10dB

그림 9에서 기존의 방법과 제안된 방법은  $10^{-5}$ 까지의 SER 성능을 구현한다. 그러나 그림 10과 같이 간

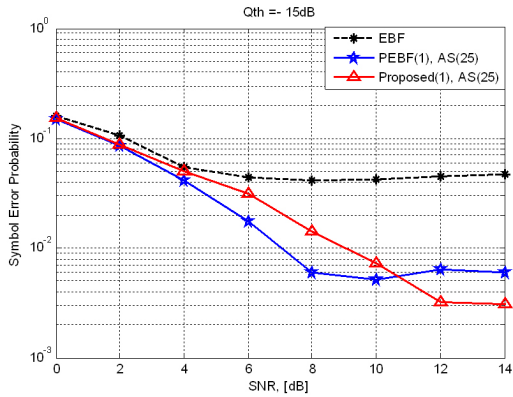


그림 8. 부사용자의 SER 성능, EBF, k=1, Qth = -15dB

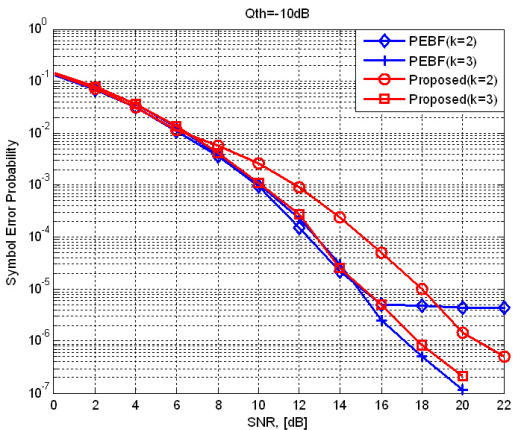


그림 9. 부사용자의 SER 성능, k=2,3, Qth = -10dB

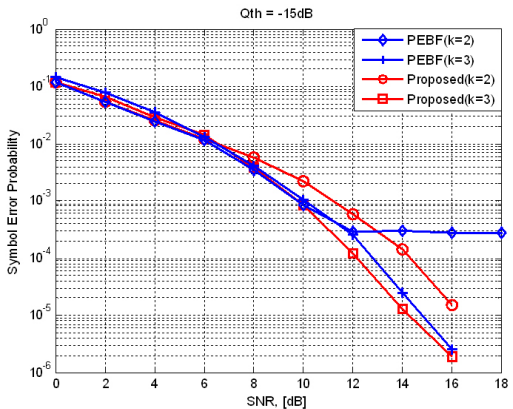


그림 10. 부사용자의 SER 성능, k=2,3, Qth = -15dB

섭 임계값이 -10dB에서 -15dB로 낮아질 경우 PEBF(k=2)는 약 12dB에서 error floor가 나타나는 반면 제안된 알고리즘(k=2)은 error floor없이 SER 성능이 계속 좋아져 16dB에서는 약  $10^{-5}$ 의 SER 성능을 보인다. SNR이 높아질수록 기존의 기법과 제안된 알고리즘 모두 간섭 제한에 영향을 받지만 간섭 억압 능력이 우수한 제안된 기법이 SER 면에서 더 좋은 성능을 구현할 수 있다. 결론적으로 SNR이 높아지거나 간섭 임계값이 낮아질수록 제안된 알고리즘의 성능이 더 좋다는 것을 알 수 있다.

### 5.3 Capacity

그림 11은 간섭 임계값  $Q_{th}$ 가 -10dB이고 AS가 25°일 때 SNR에 따른 각 알고리즘의 capacity를 비교한 그래프이다. MIMO 채널에서 시스템 capacity는 채널의 공간 페이딩 상관과 rank deficiency에 의해 제한되는데<sup>[15]</sup> k=3인 경우 k=1,2보다 널링된 간섭 부공간이 많아 SER 성능에서는 가장 뛰어난 성능을 보이지만, capacity 면에서는 k=1,2일 때보다 간섭 부공간으로의 널링이 많으므로 상대적으로 열화된 성능을 보인다. 인지무선 시스템에서 capacity는 주사용자로의 간섭이 간섭 임계치가 될 때까지 증가하게 되므로<sup>[3]</sup>, 전체적으로 기존 알고리즘보다 간섭 억압 능력이 우수한 제안된 알고리즘이 전송 capacity 면에서 성능이 우수하다. 그림 6에서 k=1,2의 경우 간섭 억압 성능이 PEBF(k=1,2)보다 6~8dB로 상당히 향상 되었으므로 capacity는 꾸준히 증가해 SNR이 30dB일 때 약 6~8bps/Hz의 향상된 성능을 보이고 k=3의 경우에도 기존의 PEBF(k=3)보다 간섭 억압 성능 면에서 2dB정도 향상되었기 때문에 약 1.5bps/Hz의 capacity 증가를 보인다. 결론적으로 제안된 알고리즘의 capacity가

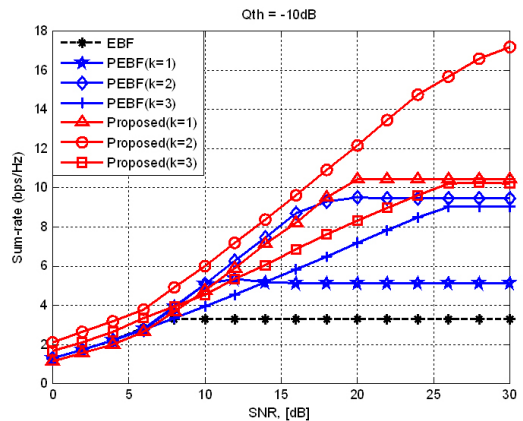


그림 11. 인지무선 시스템의 capacity

기존의 알고리즘(EBF, PEBF)을 사용한 것보다 우수하다.

## VI. 결 론

인지무선 시스템은 주파수를 재사용함으로써 주파수 효율을 높일 수 있는 시스템이다. 인지무선 시스템에 다중 안테나 기술과 직교 시공간 블록 부호를 사용하여 주사용자로의 간섭을 줄임으로써 인지무선 시스템의 SER 성능, capacity를 향상시킬 수 있다. 본 논문에서는 MIMO-OSTBC CR(Cognitive Radio) 시스템에서 인지무선 시스템의 성능 향상을 위해 간섭 널링 방법에 가중치를 적용한 선형 precoding 방법을 제안하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 기존의 기법<sup>[4]</sup>에 비해 간섭 제한이 엄격할수록 간섭 억압 능력, SER 성능, capacity 측면에서 성능이 우수함을 알 수 있다. 시뮬레이션 결과에서 제안된 알고리즘의 간섭 임계값이 -10dB일 때, 최대 8dB의 간섭 억압 능력의 개선, 최대 8bps/Hz의 capacity 증가를 보이는 것을 알 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] J. Mitola et al., "Cognitive radio: Making software radios more personal," IEEE Pers. Commun., Vol.6, No.4, pp.13-18, Aug. 1999.
- [2] Federal Communications Commission, "Spectrum policy task force report", ET Docket, No.02-155 Nov. 2002.
- [3] L. Zhang, Y.C. Liang and Y. Xin, "Joint beam-forming and power allocation for multiple access channels in cognitive radio networks", IEEE JSAC, Vol.26, No.1, pp38-51, Jan. 2008
- [4] Md Habibul Islam, Ying-Chang Liang, "Space-Time Block Coding in MIMO Cognitive Networks with Known Channel Correlations", Wireless Technology, EuWiT 2008. pp.97-102. Oct. 2008
- [5] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", Bell Syst. Tech. J., Vol.1, pp.41-59, Aug 1996.
- [6] Tarokh, N. Seshadri, and A.R.Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication : Performance criterion and code construction", IEEE trans. Inform. Theory, Vol.44, pp.744-765, Mar. 1998.
- [7] D. Shiu, J. G. Foschini, M. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multi-element antenna systems," IEEE Trans. Commun., Vol.48, pp.502-513, Mar. 2000.
- [8] Amine Maaref, Sonia A., "Performance Analysis of Orthogonal Space-Time Block Codes in Spatially Correlated MIMO Nakagami Fading Channels", IEEE transactions on wireless communications, Vol.5, No.4, pp.807-817, Apr. 2006
- [9] H. Sampath and A. Paulraj, "Linear precoding for space-time coded systems with known fading correlations", IEEE Communications Letters, Vol.6, No.6, pp.239-241, Jun. 2002.
- [10] M. Skoglund and G. J'ongren, "On the capacity of multiple-antenna communication link with channel side information", IEEE J. Select. Areas in Commun., Vol.21, No.3, pp.395-405, Apr. 2003.
- [11] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero-forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", IEEE Trans. Signal Processing, Vol.52, No.2, pp.461 - 471, Feb. 2004.
- [12] P. Tejera, W. Utschick, G. Bauch, and J. A. Nossek, "A novel decomposition technique for multiuser MIMO", in Proc. Int. ITG Workshop on Smart Antennas, Duisburg, Germany, Apr. 2005.
- [13] Markus Rupp, "On Extended Alamouti Schemes for SpaceTime Coding", IEEE, Proceedings of 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications, Oct. 27-30, 2002
- [14] Antonio Forenza, "A Low Complexity Algorithm to Simulate the Spatial Covariance Matrix for Clustered MIMO Channel Models", Vehicular Technology Conference, 2004 IEEE 59th, Vol.2, pp.889-893, May



2004

[14] Hyundong Shin, "Capacity of Multiple-Antenna Fading Channels : Spatial Fading Correlation, Double Scattering, and Keyhole", IEEE Transactions on information theory, Vol.49, No.10, Oct. 2003

이 선 영 (Seon-yeong Lee)

준회원



2006년 2월 인하대학교 전자공학과 학사  
2009년 3월~현재 인하대학교 정보통신공학과 석사과정  
<관심분야> 통신공학, 무선인지 기술, MIMO

손 성 환 (Sung-hwan Sohn)

정회원



2004년 2월 인하대학교 전자공학과 학사  
2006년 2월 인하대학교 정보통신대학원 석사  
2006년3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 무선인지 기술

장 성 진 (Sung-Jeen Jang)

정회원



2007년 2월 인하대학교 전자공학과 학사  
2009년 2월 인하대학교 정보통신대학원 석사  
2009년 3월~현재 인하대학교 정보통신대학원 박사과정  
<관심분야> 이동통신, 무선인지 기술

김 재 명 (Jae-moung Kim)

종신회원



1974년 2월 한양대학교 전자공학과  
1981년 8월 미국남가주대학교 (USC)전기공학과 석사  
1987년 8월 연세대학교 전자공학과 박사  
1974년 3월~1979년 6월 한국과학기술연구소, 한국통신기술 연구소 근무  
1982년 9월~2003년 3월 한국전자통신연구원 위성통신연구단장/무선방송연구소 소장역임  
2003년 4월~현재 인하대학교 정보통신대학원 교수, 통신위성 우주산업연구회 회장 외 기술 자문으로 다수 활동 중  
<관심분야> 차세대 무선 이동 통신 및 Cognitive Radio, UWB