

참조 벡터의 직교화 방법을 이용한 부분공간 간섭 정렬

준회원 서종필*, 김현수*, 정회원 이윤주**, 권동승**, 김지형**,
 종신회원 정재학*

Subspace Interference Alignment by Orthogonalization of Reference Vectors

Jong-pil Seo*, Hyun-soo Kim*, Associate Members, Yoon-ju Lee**, Dong-seung Kwon**,
 Ji-hyung Kim**, Regular Members, Jaehak Chung* Lifelong Member

요약

본 논문에서는 셀룰러 환경에서 셀 간 간섭을 완화시키기 위한 부분공간 간섭 정렬 방법을 실제 시스템에 적용할 때 발생하는 채널 분리 오차와 채널 추정 오차에 따른 성능 열화를 개선시키기 위한 수신단 직교화를 통한 간섭 정렬 방법을 제안하였다. 제안된 방법은 셀 마다 서로 직교하는 참조 벡터를 사용함으로써 채널 분리 오차와 채널 추정 오차에 의해 남아있는 간섭신호를 줄여준다. 전산 모의 실험을 통해 채널 추정 오차가 발생하는 환경에서 제안된 방법을 통해 기존의 방법에 비해 향상된 합용량을 얻을 수 있었다.

Key Words : Subspace Interference Alignment, Inter-cell Interference Management, Orthogonalization

ABSTRACT

We propose a subspace interference alignment by orthogonalization of reference vectors. The proposed method improves the sum-rate capacity degradation due to the channel decomposition error and channel estimation error in the real environment. Using the proposed method, each cell uses the reference vector that is orthogonal to the adjacent cells. Then the residual interference produced by the channel decomposition error and the channel estimation error is decreased. The simulation results demonstrate that the proposed method achieves the enhanced sum-rate capacity.

I. 서론

WiBro(IEEE 802.16e)와 같이 주파수 재사용률이 1인 시스템은 각각의 셀이 주파수 효율을 위해 동일한 주파수를 동시에 사용한다. 그러나 각 셀이 동일한 주파수를 사용하기 때문에 셀 경계에서는 인접 셀로 인한 간섭이 심각해지므로 전체 시스템의 합용량이 커지지 않는다. 그러므로 주파수 재사용률이 1인 환경 내에서 효율적으로 간섭을 제어하는 기

술이 연구되어왔다^{[1]-[5]}.

현재 연구 또는 표준화가 진행되고 있는 대표적인 셀 간 간섭 제어 기술로는 소프트 주파수 재사용(SFR: Soft Frequency Reuse), Multi-cell MIMO 등이 있다. 3GPP LTE(Long-Term Evolution) 표준안에서는 SFR 기법을 제안하고 있다^{[6], [7]}. 이 방법은 셀을 안쪽 셀과 바깥쪽 셀로 구분하여 안쪽 셀은 전체 대역을 모두 할당하고 바깥쪽 셀은 부대역을 할당하는 방법이다. SFR은 바깥쪽 셀의 사용

* 본 연구는 방위사업청/민군겸용기술센터와 정보통신부/정보통신연구진흥원의 민군겸용기술개발사업의 일환으로 수행하였음. [06-DU-LC-01, 네트워크 기반 다목적 전마형 로봇 기술 개발]

* 인하대학교 전자공학과 무선이동통신 연구실(slavik00@inha.edu, dancingscv@inhaian.net, jchung@inha.ac.kr)

** 한국전자통신연구원 ({yjlee, dskwon, savant21}@etri.re.kr)

논문번호 : KICS2009-12-601, 접수일자 : 2009년 12월 3일, 최종논문접수일자 : 2009년 12월 28일

자가 적은 때에는 남은 자원을 안쪽 사용자가 빌려 쓸 수 있는 장점이 있지만, 바깥쪽 사용자가 많은 경우에는 안쪽의 자원을 빌려오지 못하기 때문에 부분 주파수 재사용(Fractional Frequency Reuse)과 마찬가지로 사용자 분포 불균형에 따른 주파수 효율이 낮아지는 단점이 있다.

LTE-Advanced 표준안에서 제안된 Multi-cell MIMO 기술은 일대일 MIMO 기술을 응용하여 셀 경계에 위치한 사용자에 대해 하향 링크의 성능을 향상시키는 기술로 Coordinated Multipoint Transmission (CoMP)로도 불린다^{[8]-[10]}. 이 방법은 인접한 둘 이상의 셀의 기지국이 협력 통신을 통해 성능을 향상시키고 간섭을 억제한다. 그러나 협력하는 셀 간에 모든 사용자들에 대한 전송 데이터 자체를 공유하기 위한 오버헤드와 시간 지연 문제가 발생한다.

이러한 단점을 극복하기 위해 여러 사용자가 존재하는 간섭 채널 환경에서 간섭을 완벽히 제거하는 것이 아니라 다른 사용자의 간섭을 하나로 정렬시켜서 전체 시스템의 합용량을 향상시키는 간섭 정렬(interference alignment)의 개념이 S. A. Jafar에 의해 제안되었다^[11].

간섭 정렬은 송신단의 개수에 상관없이 모든 사용자는 다른 사용자들로부터의 간섭을 가용한 자유도(degree of freedom : DOF)의 절반 내에 위치시킴으로써 나머지 절반의 차원 내에서는 간섭이 없는 통신을 할 수 있다. 여기서 자유도란 송·수신 노드 간에 채널의 수를 의미한다. 그러나 간섭의 영향을 받는 인접 셀 내의 다수의 수신단이 존재할 경우 상호간의 채널 정보를 알아야 하는 문제점이 있기 때문에 분산 네트워크가 아닌 셀룰러 통신 환경에서는 이 방법을 곧바로 적용하기가 어렵다.

이 점을 보완하기 위해 Suh와 Tse는 부분공간 간섭 정렬 기법을 제안하였다^[12]. 부분공간 간섭 정렬은 각 사용자의 채널 행렬을 크로네커 곱 형태를 갖는 두 개의 행렬로 분해함으로써 인접 셀로부터의 간섭을 전체 수신 신호 공간 내에서 다차원을 갖는 부분공간으로 정렬한다. 그러나 이 방법은 채널 분해시 발생하는 오차와 채널 추정시 발생하는 오차 그리고 채널이 변동하여 발생하는 오차에 의해 성능이 떨어지는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점으로 인해 합용량 성능이 저하되는 단점을 보완하기 위해 추가적인 복잡도를 요구하지 않고 셀 마다 서로 직교하는 참조 벡터를 사용하는 간섭 정렬 방법을 제안한다. 그리고 전산 모의 실험을 통해 성능을 분석하여 제안된

방법을 이용했을 때 합용량 이득을 얻음을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서 기존에 제안된 간섭 정렬 기법에 대해 설명하고 III장에서 부분공간 간섭 정렬 기법을 실제 시스템에 적용했을 때 발생하는 문제점에 대해 설명한다. IV장에서 이러한 문제를 해결하기 위한 수신단 직교화를 통한 간섭 정렬 방법을 제안하고 V장에서 전산 모의 실험을 통해 제안된 방법의 합용량에 대해 분석한다. 마지막으로 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 간섭 정렬

2.1 K-사용자 네트워크에서의 간섭 정렬

Cadambe, Jafar는 K명의 사용자 간섭 채널에서의 자유도는 i.i.d.(independent and identically distributed) 평형 채널을 가정하였을 때 심볼을 시간, 주파수 영역에서 확장하여 충분한 크기의 차원을 얻을 수 있다고 가정하였다. 이때, 수신 신호 공간상에서 모든 간섭 신호를 오직 하나의 차원을 갖는 직선 공간으로 정렬(alignment)하여 각 사용자마다 1/2 자유도를 갖도록 하여 총 K/2 자유도를 갖게 된다^[11].

예를 들어 3명의 사용자가 존재하는 간섭 네트워크를 고려하자. 이때 $\mathbf{H}^{(j)}$ 는 사용자 j 에서 i 로의 채널, $\mathbf{V}^{(j)}$ 는 사용자 j 의 pre-coding 행렬이라고 가정한다. 간섭 정렬을 적용하면 각 수신기에서의 간섭 신호 공간은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

식 (1)과 같이 각 수신단에 들어온 간섭 신호는 모두 동일한 공간으로 정렬된다. 수신단에서는 ZF(Zero-forcing)을 이용하여 간섭 신호 공간과 직교하는 벡터를 기저로 하는 행렬을 이용하여 간섭 신호를 제거한다. 간섭 정렬을 이용했을 때 K명의 사용자가 존재하는 네트워크에서의 합용량은 다음과 같다.

$$C_{\Sigma} = \frac{K}{2} \log(\text{SNR}) + o(\log(\text{SNR})). \quad (2)$$

식 (2)에서 log 앞의 계수가 K-사용자 네트워크에서의 자유도를 의미한다. 이 방법은 전체 사용자에

대한 공간을 나누고 이에 따라 간섭을 정렬하기 때문에 각 송신단이 모든 사용자의 채널 정보를 알고 있어야 한다.

2.2 셀룰러 환경에서의 부분공간 간섭 정렬

Jafar가 제안한 간섭 정렬 방법은 각 송신단이 전체 네트워크의 모든 채널 정보를 알고 있을 때 적용 가능하다. 그러므로 실제 시스템에 적용하는 경우 채널 정보 교환으로 인해 발생하는 오버헤드가 커진다. 또한 현재 사용되는 셀 환경에서는 한 수신단에 대한 간섭 정렬이 다른 수신단에 대한 정렬을 보장하지 않는 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 Suh와 Tse는 아래와 같이 전체 수신 신호 공간과 간섭이 없는 신호 공간의 비율인 간섭 자유(interference free) 자유도를 도입하였다^[12].

$$\frac{K}{(G-1)\sqrt{K+1}^{G-1}} \rightarrow 1 \text{ as } K \rightarrow \infty. \quad (3)$$

여기서 G는 전체 셀의 개수, K는 각 셀 당 사용자 수를 의미한다. 부분공간 간섭 정렬은 각 사용자가 할당받은 채널을 $n = (\sqrt{K+1})^2$ 개의 스펙트럼으로 나눈 뒤 모든 사용자가 인접 셀의 기지국에 미치는 간섭 신호를 $\sqrt{K+1}$ 개의 스펙트럼으로 정렬한다. 수신단에서는 일반 수신기에서 사용되는 ZF 기법을 이용할 수 있다. 이 방법의 장점은 다중 수신단에서 동시적으로 간섭 정렬을 수행하기 위해 유한한 차원을 사용한다. 그리고 간섭을 하나의 차원이 아닌 다중 차원을 갖는 공간에 정렬하기 때문에 다른 사용자의 채널 정보를 알 필요가 없다. 그리고 각 송신단에서 필요한 채널 정보는 간섭을 미치는 기지국과 사용자의 수신기와 채널을 알면 되기 때문에 추가적인 채널 정보를 교환할 필요가 없다.

III. 부분공간 간섭 정렬에서의 채널 분리 문제와 채널 추정 오차

3.1 부분공간 간섭 정렬

부분공간 간섭 정렬 기법은 일반적인 다중 셀에서 적용이 가능하지만 본 논문에서는 그림 1과 같이 셀이 3개인 경우 각 셀 내에 K명의 사용자가 있는 경우의 예를 들었다.

각 다중 셀의 상향 링크의 간섭 상황에서 수신기 a에서 받은 신호는 다음과 같다.

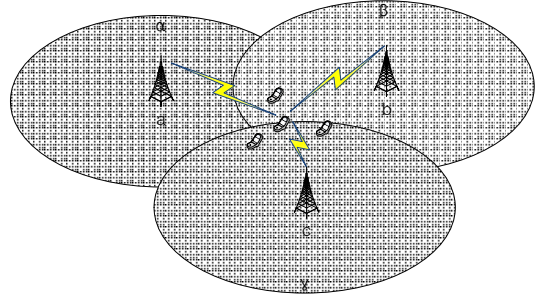


그림 1. 3-셀 환경에서의 간섭 상황

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^a = & \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{ak}^a \mathbf{v}_{ak} x_{ak} \\ & + \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{\beta k}^a \mathbf{v}_{\beta k} x_{\beta k} + \sum_{k=1}^K \mathbf{H}_{\gamma k}^a \mathbf{v}_{\gamma k} x_{\gamma k} + \mathbf{w}^a. \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 K는 각 셀 내의 사용자 수이고 $\mathbf{H}_{ik}^j \in \mathbb{C}^{n \times n}$ 은 셀 i에 속한 사용자 k의 송신기로부터 기지국 j로의 채널이고 각 대각 성분이 채널의 주파수 응답으로 이루어진 대각 행렬이다. $\mathbf{v}_{ik} \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ 는 셀 i에 속한 사용자 k의 송신 벡터이고 $x_{ik} \in \mathbb{C}$ 는 전송 심볼, $\mathbf{w}^j \in \mathbb{C}^{n \times 1}$ 은 수신기 j에서의 부가 가우시안 잡음이다. $n = (\sqrt{K+1})^2$ 은 전체 신호가 차지하는 공간의 차원이다.

이때 각 사용자는 자신이 속한 셀의 채널과 인접 셀의 기지국과의 채널을 알고 있다고 가정하고 다음과 같이 채널을 분리한다.

$$\mathbf{H}_{ik}^j = \mathbf{H}_{ik}^{j,2} \otimes \mathbf{H}_{ik}^{j,1}. \quad (5)$$

여기서 \otimes 는 크로네커(Kronecker) 곱을 의미하고 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{A} \otimes \mathbf{B} = \begin{pmatrix} a_{11}\mathbf{B} & \dots & a_{1n}\mathbf{B} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1}\mathbf{B} & \dots & a_{nn}\mathbf{B} \end{pmatrix}$$

식 (5)와 같이 채널을 분리한 후 다음과 같이 송신 벡터를 만든다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{ak}^1 &= (\mathbf{H}_{ak}^{b,1})^{-1} \mathbf{v}_r, & \mathbf{v}_{ak}^2 &= (\mathbf{H}_{ak}^{c,2})^{-1} \mathbf{v}_r, \\ \mathbf{v}_{\beta k}^1 &= (\mathbf{H}_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_r, & \mathbf{v}_{\beta k}^2 &= (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_r, \\ \mathbf{v}_{\gamma k}^1 &= (\mathbf{H}_{\gamma k}^{a,1})^{-1} \mathbf{v}_r, & \mathbf{v}_{\gamma k}^2 &= (\mathbf{H}_{\gamma k}^{b,2})^{-1} \mathbf{v}_r. \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\mathbf{v}_{ik} = \mathbf{v}_{ik}^2 \otimes \mathbf{v}_{ik}^1$ 이다. 식 (5)와 (6)을 식 (4)에 대입하면 수신기 a 에서의 수신 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^a &= \sum_{k=1}^K \left[\left\{ \mathbf{H}_{\alpha k}^{a,2} (\mathbf{H}_{\alpha k}^{c,2})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \otimes \left\{ \mathbf{H}_{\alpha k}^{a,1} (\mathbf{H}_{\alpha k}^{b,1})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \right] x_{\alpha k} \\ &+ \sum_{k=1}^K \left[\mathbf{v}_r \otimes \left\{ \mathbf{H}_{\beta k}^{a,1} (\mathbf{H}_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \right] x_{\beta k} \\ &+ \sum_{k=1}^K \left[\left\{ \mathbf{H}_{\gamma k}^{a,2} (\mathbf{H}_{\gamma k}^{b,2})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \otimes \mathbf{v}_r \right] x_{\gamma k} + \mathbf{w}^a. \end{aligned} \quad (7)$$

식 (7)에서 두 번째 항과 세 번째 항은 인접 셀로부터의 간섭이고 수신단에서 $\mathbf{v}_r \otimes \mathbf{v}_r$ 과 직교하는 임의의 벡터를 곱해줌으로써 간섭을 정렬할 수 있다. 부분공간 간섭 정렬은 각 사용자의 채널 행렬을 크로네커 곱으로 이루어진 두 개의 행렬로 분해하여 간섭 정렬을 수행하기 때문에 실제로 적용할 때 채널 분리 또는 채널 추정에 오차가 발생하거나 전송 채널이 변화하면 정렬이 완벽히 이루어지지 않는 문제점이 있다.

3.2 부분공간 간섭 정렬에서 채널 분리 오차

단일 경로 채널은 플랫 페이딩(flat-fading) 채널이기 때문에 오차 없이 분리 가능하다. 그러나 다중 경로 채널은 주파수 선택적 페이딩(frequency-selective fading)이 일어나기 때문에 식 (5)dhk 같이 분리하기가 쉽지 않다. 이 문제를 해결하기 위해 NKP(Nearest Kronecker product Problem)을 이용하여 채널을 분리할 수 있으나 이 또한 완벽하게 분리되지는 않고 오차가 발생한다. 이처럼 채널 분리에 오차가 발생할 때, 즉 $\mathbf{H}_{ik}^j \neq \mathbf{H}_{ik}^{j,2} \otimes \mathbf{H}_{ik}^{j,1}$ 일 때의 간섭 벡터를 살펴보자.

기지국 a 를 기준으로 했을 때 셀 β 로부터 들어온 간섭 벡터를 고려하자. 셀 β 의 사용자 k 가 분해한 채널은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_{\beta k}^a + \delta_{\beta k}^a &= \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{a,2} \otimes \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{a,2}, \\ \mathbf{H}_{\beta k}^b + \delta_{\beta k}^b &= \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{b,2} \otimes \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{b,2}, \\ \mathbf{H}_{\beta k}^c + \delta_{\beta k}^c &= \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{c,2} \otimes \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{c,2}. \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{a,2}$ 는 오차가 발생했을 때 분리된 채널 값이고 $\delta_{\beta k}^a$ 는 분해된 채널 값을 이용하여 크로네커 곱을 계산한 값과 실제 채널 값 사이의 차이이다. 이때 송신 벡터는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\beta k}^1 &= (\tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_r, \\ \mathbf{v}_{\beta k}^2 &= (\tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_r. \end{aligned} \quad (9)$$

그러면 셀 β 로부터 들어온 간섭 벡터는 다음과 같다.

$$\sum_{k=1}^K \left[\left\{ \mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} (\tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \otimes \left\{ \mathbf{H}_{\beta k}^{a,1} (\tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \right]. \quad (10)$$

채널 분리에 오차가 없는 경우 간섭 벡터의 좌항은 \mathbf{v}_r 만 남게 되어 간섭 벡터는 $(\sqrt{K}+1)$ 차원 부분공간 내에 존재하게 된다. 그러나 채널 분리시 오차가 발생하면 식 (10)의 좌항에서 $\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} \neq \tilde{\mathbf{H}}_{\beta k}^{a,2}$ 이므로 간섭 신호가 식 (7)과 같이 $(\sqrt{K}+1)$ 차원 부분공간으로 정렬되지 않고 수신하고자 하는 신호와 섞이게 된다.

3.3 채널 추정 오차

TDD 방식의 통신에서는 송신벡터를 구하기 위해서 수신시 추정된 채널 정보를 이용한다. 실제로 채널 추정시에는 pilot 간의 선형 보간법을 많이 사용하기 때문에 채널 추정 값이 다르다. 그리고 시간에 따라 채널에 변화하여 송신 벡터와 실제 송신 채널이 다른 경우가 있다. 이러한 채널 추정 오차는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{ik}^j = \mathbf{H}_{ik}^j + \varepsilon_{ik}^j. \quad (11)$$

이때 각 사용자에 의해 분리된 채널과 송신 벡터는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{ik}^j = (\mathbf{H}_{ik}^{j,2} + \varepsilon_{ik}^{j,2}) \otimes (\mathbf{H}_{ik}^{j,1} + \varepsilon_{ik}^{j,1}). \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\beta k}^1 &= (\mathbf{H}_{\beta k}^{c,1} + \varepsilon_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_r, \\ \mathbf{v}_{\beta k}^2 &= (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} + \varepsilon_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_r. \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $\varepsilon_{ik}^{j,2}$ 는 실제 채널을 분리한 값과 추정된 채널을 분리한 값의 차이이다. 채널이 완벽하게 분리된다고 가정하면 셀 β 에서 기지국 a 에 영향을 미치는 간섭 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} &\sum_{k=1}^K \left\{ \mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} + \varepsilon_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_r \right\} \\ &\otimes \left\{ \mathbf{H}_{\beta k}^{a,1} (\mathbf{H}_{\beta k}^{c,1} + \varepsilon_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_r \right\}. \end{aligned} \quad (14)$$

채널 추정 오차가 없는 경우 식 (17)의 좌항은 참조 벡터 \mathbf{v}_r 만 남게 되므로 셀 β 로부터의 간섭 신호는 $\sqrt{K}+1$ 차원의 부분공간 내에만 존재한다. 간섭 벡터는 $n = (\sqrt{K}+1)$ 차원을 갖는 전체 신호공간에 존재하게 되어 원하는 신호와 간섭 신호가 전체 신호공간에 존재하게 되어 간섭 정렬이 완벽하게 이루어지지 않는다. 채널 추정 오차로 인한 문제도 채널 분리 문제와 같은 문제로 나타난다.

IV. 수신단 직교화를 통한 간섭 정렬 방법

본 장에서는 앞 장에서 언급된 문제점을 보완하기 위해 각 셀 마다 서로 직교하는 참조 벡터를 사용하여 채널 분리 문제에 따른 간섭의 영향을 줄이는 수신단 직교화를 통한 간섭 정렬 방법을 제안한다. 제안된 방법은 생성된 송신 벡터와 전송 채널이 다른 경우에 상쇄되지 않는 식 (14)의 좌항을 줄이는 데 목적이 있다. 이 방법에 대한 설명은 다음과 같다.

각 셀 별로 사용할 참조 벡터는 다음과 같이 설정한다.

$$\mathbf{v}_{r\alpha} \perp \mathbf{v}_{r\beta} \perp \mathbf{v}_{r\gamma}, \quad \|\mathbf{v}_{ri}\| = 1, \quad i \in \{\alpha, \beta, \gamma\} \quad (15)$$

이와 같은 참조 벡터를 이용하여 각 사용자의 송신 벡터는 다음과 같이 설정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{\alpha k}^1 &= (\mathbf{H}_{\alpha k}^{b1})^{-1} \mathbf{v}_{r\alpha}, & \mathbf{v}_{\alpha k}^2 &= (\mathbf{H}_{\alpha k}^{c2})^{-1} \mathbf{v}_{r\alpha}, \\ \mathbf{v}_{\beta k}^1 &= (\mathbf{H}_{\beta k}^{c1})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta}, & \mathbf{v}_{\beta k}^2 &= (\mathbf{H}_{\beta k}^{a2})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta}, \\ \mathbf{v}_{\gamma k}^1 &= (\mathbf{H}_{\gamma k}^{a1})^{-1} \mathbf{v}_{r\gamma}, & \mathbf{v}_{\gamma k}^2 &= (\mathbf{H}_{\gamma k}^{b2})^{-1} \mathbf{v}_{r\gamma}. \end{aligned} \quad (16)$$

식 (12)에서 추정된 채널을 분리한 값과 실제 채널을 분리한 값의 차는 $\varepsilon_{ik}^{j,2}$ 이므로 위와 같이 만든 송신 벡터를 이용했을 때 셀 β 에서 수신기 a 로 들어온 간섭 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\sum_{k=1}^K \left\{ (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} + \varepsilon_{\beta k}^{a,2}) (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta} \right\} \otimes \left\{ (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,1} + \varepsilon_{\beta k}^{c,1}) (\mathbf{H}_{\beta k}^{c,1})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta} \right\} x_{\beta k}. \quad (17)$$

각 셀의 참조 벡터의 크로네커 곱을 이용하여 다음과 같이 수신 벡터를 만든다.

$$\mathbf{u}_\alpha = (\mathbf{v}_{r\alpha} \otimes \mathbf{v}_{r\alpha}). \quad (18)$$

수신기에서 식 (18)의 수신 벡터를 적용하면 식 (17)의 좌항은 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} & \mathbf{v}_{r\alpha}^H (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2} + \varepsilon_{\beta k}^{a,2}) (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta} \\ &= \mathbf{v}_{r\alpha}^H \mathbf{v}_{r\beta} + \mathbf{v}_{r\alpha}^H \varepsilon_{\beta k}^{a,2} (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta} \\ &= \mathbf{v}_{r\alpha}^H \varepsilon_{\beta k}^{a,2} (\mathbf{H}_{\beta k}^{a,2})^{-1} \mathbf{v}_{r\beta} \end{aligned} \quad (19)$$

식 (19)에서 오차 항 때문에 간섭 신호가 식 (17)의 우항인 $\sqrt{K}+1$ 차원 부분공간으로 정렬되지 않고 전체 $(\sqrt{K}+1)$ 차원 공간으로 퍼진다. 그러나 $\mathbf{v}_{r\alpha} \perp \mathbf{v}_{r\beta}$ 이므로 식 (19)의 값은 $\mathbf{v}_{r\alpha} = \mathbf{v}_{r\beta}$ 인 경우보다 작아지게 된다. 따라서 인접 셀에 의한 간섭이 추가로 억제된다. 제안된 간섭 정렬 기법의 장점은 채널 추정 오차 또는 채널 분리 오차가 발생했을 때 추가적인 연산 없이 이를 개선할 수 있는 장점이 있다. 그리고 모든 셀에서 추가적인 처리 과정이 필요하다.

V. 전산 모의 실험

본 장에서는 제안된 간섭정렬 방법을 적용하였을 때 용량의 변화를 알아보기 위한 전산 모의 실험을 수행하였다.

3-셀 다중 접속 간섭 채널에서 각 셀마다 3명의 사용자가 존재한다고 가정하였다. 주파수 재사용률은 1이라고 가정하였다. 간섭 정렬의 효과를 최대한 얻기 위해 모든 사용자는 셀 경계점에 위치한다고 가정하였다. 따라서 경로 손실은 고려하지 않고 기지국에서 받은 각 사용자의 신호 전력은 평균적으로 동일하다고 가정하였다. 채널은 평균이 0이고 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 따른다. 동일한 셀 내의 사용자끼리는 간섭을 미치지 않는다고 가정한다. 그리고 동일한 셀 내의 사용자끼리는 서로 간섭을 미치지 않는다고 가정한다. 채널 분리 문제와 채널 추정 오차 문제는 같은 현상을 보이기 때문에 실험은 채널 추정 오차에 따른 용량 변화만을 확인하였다.

그림 2는 채널 추정 오차의 분산이 -10dB일 때 제안된 방법을 적용했을 때의 용량 변화를 나타내었다. 가로축은 기지국이 각 사용자로부터 받은 신호에 대한 SNR이다. 각 사용자에 대한 SNR이 20dB일 때 채널 추정이 완벽한 경우의 용량은 약 17bps/Hz이다. 기존의 부분공간 간섭 정렬을 적용했을 때 각 사용자의 SNR이 20dB인 경우 용량

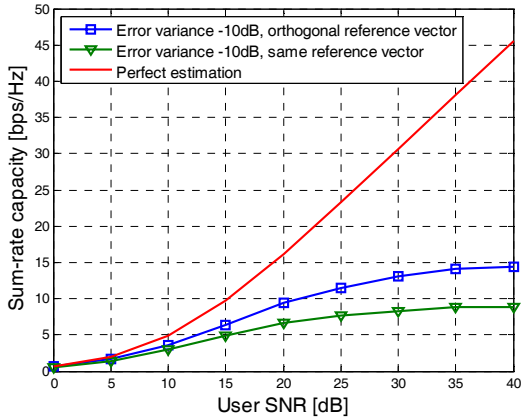


그림 2. 채널 추정 오차의 분산이 -10dB인 경우, 제안된 간섭 정렬 방법의 합용량 비교

량은 7.3bps/Hz로 감소한다. 제안된 방법을 사용하면 송신 벡터를 통해 생성된 부분공간 자체가 서로 직교하기 때문에 간섭의 영향을 상대적으로 더 적게 받아서 합용량은 9.4bps/Hz로 약 28.8% 향상되었다.

그림 3은 채널 추정 오차의 분산이 -30dB일 때의 합용량 변화를 나타내었다. 그림에서의 가로축은 그림 2와 동일하다. 각 사용자의 SNR이 20dB일 때 기존의 방법을 적용한 경우 합용량은 7.5bps/Hz이다. 제안된 방법을 적용하면 13.3bps/Hz로 적용 전 보다 약 77.3% 향상되었다.

실험에서 보인 바와 같이 채널 추정 오차가 없는 경우 간섭 신호는 $\sqrt{K}+1$ 차원 부분공간으로 완벽하게 정렬된다. 따라서 높은 SNR에서의 합용량은

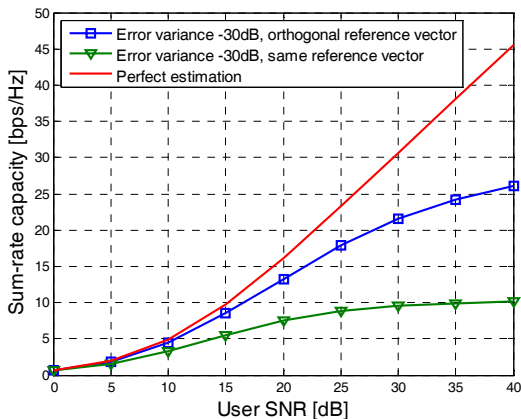


그림 3. 채널 추정 오차의 분산이 -30dB인 경우, 제안된 간섭 정렬 방법의 합용량 비교

선형적으로 증가한다. 그러나 실제 시스템에서는 채널 추정 오차로 인해 간섭 신호가 전체 수신 신호 공간에 영향을 미친다. 이때 SNR이 증가하더라도 합용량은 계속 증가하지 않고 일정 수준으로 수렴하는 성능 열화가 발생한다. 제안된 방법은 직교하는 참조 벡터를 사용함으로써 합용량 성능을 개선시킨다. 송신 벡터를 통해 생성된 부분공간 자체가 서로 직교하기 때문에 기존의 방법에 비해 간섭의 영향이 줄어들게 되고 감소한 간섭의 양 만큼 합용량 성능이 향상된다.

VI. 결론

본 논문에서는 셀 환경에서 셀 간의 간섭을 억제하기 위한 간섭 정렬 기법 중의 하나인 부분 공간 간섭 정렬 방법의 단점을 보완하기 위해 수신단 직교화를 통한 간섭 정렬 기법을 제안하였다. 제안된 수신단 직교화를 통한 간섭 정렬 기법은 각 셀 별로 서로 직교하는 참조 벡터를 사용함으로써 실제 채널 환경에서 기존의 방법에 비해 높은 합용량 성능을 얻을 수 있다. 그리고 추가적인 연산량을 필요로 하지 않는 장점이 있다. 전산 모의 실험을 통해 제안된 간섭 정렬 기법이 채널 분리 오차와 채널 추정 오차가 발생된 경우 보다 성능이 향상됨을 보였다.

참고 문헌

- [1] C. Rose, S. Ulukus and R. Yates, "Wireless Systems and Interference Avoidance," *IEEE Trans. on Wireless Communications*, Vol.1, pp. 415-428, July. 2002.
- [2] W. Yu, W. Rhee, S. Boyd and J. M. Cioffi, "Iterative Waterfilling for Gaussian Vector Multiple-Access Channels," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.50, No.1, pp.145-152, Jan. 2004.
- [3] T. Han and K. Kobayashi, "A New Achievable Rate Region for the Interference Channel," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.27, No.1, pp.49-60, Jan. 1981.
- [4] R. Etkin, D. Tse and H. Wang, "Gaussian Interference Channel Capacity to within One Bit," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.54, No.12, pp.5534-5562, Dec. 2008.

- [5] A. Carleial, "A Case Where Interference Does Not Reduce Capacity," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.21, No.5, pp.569-570, Sep. 1975.
- [6] N. Niato, F. Srelli, A. Sala and A. Capone, "Interference Mitigation Strategies for WiMax Networks," in *Proc. of IEEE International Symposium of Wireless Communication Systems(ISWCS '07)*, Oct. 2007.
- [7] X. Zhang, C. He, L. Jiang and J. Xu, "Inter-cell Interference Coordination based on Softer Frequency Reuse in OFDMA Cellular Systems," in *Proc. of IEEE International Conference on Neural Networks and Signal Processing(ICNNSP '08)*, June. 2008.
- [8] S. Parkval, E. Dahlman, A. Furuskar, Y. Jading, M. Olsson, S. Wanstedt and K. Zangi, "LTE-Advanced - Evolving LTE towards IMT-Advanced," *Proc. of IEEE Vehicular Technology Conference 2008(VTC '08)*, Sep. 2008.
- [9] 3GPP, R1-082896, "Coordinated Multi-cell Transmission for LTE-Advanced Downlink," ETRI.
- [10] 3GPP, R1-082942, "Network MIMO in LTE-Advanced," LG Electronics.
- [11] V. R. Cadambe and S. A. Jafar "Interference Alignment and Degrees of Freedom of the K-User Interference Channel," *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol.54, No.8, pp.3424-3441, Aug. 2008.
- [12] C. Suh and D. Tse "Interference Alignment for Cellular Networks," in *Proc. of Communication, Control and Computing, 2008 46th Annual Allerton Conference*, Sep. 2008.

서 종 필 (Jong-pil Seo)

준회원



2009년 2월 인하대학교 전자공학과
 2009년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 석사과정
 <관심분야> OFDM시스템, MIMO, Cognitive radio, LTE-Advanced

김 현 수 (Hyeon-soo Kim)

준회원



2008년 2월 인하대학교 전자공학과
 2008년 3월~현재 인하대학교 전자공학과 석사과정
 <관심분야> 수중 음향 통신, IMT-Advanced, cooperative MIMO, IPTV

이 윤 주 (Yoon-ju Lee)

정회원



1974년 숭실대학교 전자공학과 학사
 1989년 숭실대학교 전자공학과 석사
 1998년 숭실대학교 전자공학과 박사
 1975년~1978년 (주) 대한통신
 1979년~현재 한국전자통신연구원
 <관심분야> 디지털 스위칭, 데이터 통신, 차세대 이동통신

권 동 승 (Dong-seung Kwon)

정회원



1985년 연세대학교 전자공학과 학사
 1987년 연세대학교 전자공학과 석사
 1988년~현재 한국전자통신연구원 연구원 근무
 2004년 연세대학교 전자공학과 박사
 <관심분야> 이동통신시스템

김 지 형 (Ji-hyung Kim)

정회원



2000년 연세대학교 학사
 2002년 연세대학교 석사
 2007년 연세대학교 박사
 2007년~현재 한국전자통신연구원
 <관심분야> 이동통신시스템

정 재 학 (Jae-hak Chung)

중신회원



1988년 2월 연세대학교 전자공
학과

1990년 2월 연세대학교 전자공
학과 석사

2000년 University of Texas at
Austin 전기전산 학과 박사

2000년~2001년 post doctoral
fellow, University of Texas at Austin

2001년~2005년 수석연구원, 삼성종합기술원

2005년~현재 부교수, 인하대학교

<관심분야> Cognitive radio, 차세대 무선 이동 통
신, MIMO-OFDM, UWB, Cross layer설계