

IEEE 802.11n 기반 MIMO-IC의 간섭정렬 성능평가

배인산*, 윤희석* 종신회원, 김재명**

Evaluation of Interference Alignment for MIMO-IC based on IEEE 802.11n

Insan Bae*, Heesuk Yun* *lifelong Member*, Jaemoung Kim**

요 약

본 논문에서는, 기존에 연구되었던 간섭정렬 기법들은 주로 레일리 채널 환경에서 분석이 이뤄졌다. 간섭정렬 기법은 크게 Iterative-method와 Linear-method로 구분되어 지며, Iterative-method는 반복이라는 제약이 있지만 채널정보가 적게 드는 장점이 있다. Linear-method은 광역 채널 정보(global channel info)가 필요하지만 반복에서 자유로우며 비교적 성능이 우수하다. 이 논문에서는 기존의 간섭정렬 기법들을 실외 환경의 레일리에 페이딩 채널과 실내 환경인 IEEE 802.11n 채널에 적용함으로써 성능을 비교하고자 한다.

Key Words : Interference Alignment, MIMO, IEEE 802.11n, Rayleigh

ABSTRACT

In this paper, The existing interference alignment algorithms were analyzed in Rayleigh fading channel environment. The interference alignment techniques are divided to two parts. First thing is Iterative-method, another is Linear-method. Iterative method needs local channel info, but it has the constraint of iteration. On the other hand Linear-method must have global channel info, but has free of iteration and better performance. This paper evaluates the performance of interference alignment algorithms in Rayleigh fading channel of outdoor environment and WLAN channel based on IEEE 802.11n of indoor environment.

I. 서 론

최근, 이동통신 환경은 LTE 및 LTE-A 등장과 함께 다기능 스마트 기기(스마트 폰, 태블릿 PC 등)의 급격한 수요로 인한 무선 통신 데이터에 대한 요구가 급증하고 있다. macro-cell 데이터 수용 능력의 한계를 넘어선 근래의 셀룰러 환경에서 무선 통신 시스템의 전송률 증대 방안으로 매트릭스, 피코셀 그리고 펄토셀과 같은 소형셀을 이용하여 기지국의 밀도를 높여서 주파수를 재사용하는 것이 널리 고려되고 있다. 이처럼 단위 면적 안에서의 기지국 수의 증가는 기지국 간, 즉 셀 간 간섭이 발생하게 된다. 이러한 이유로 인하여 간섭을 제어하는 여러 기술이 중요시 되고 있다. 기존의 간섭을 제어하는 여러 방법들은 정보이론적 측면에서 채널용량이라는 어려움이 존재한다. 최근, 이러한 어려움을 극복하고자 3명 이상의 일반적 다중 사용자 간섭 채널에서 정

확한 채널 용량 대신 Degree-of-freedom(DoF)를 달성하는 방식으로 간섭정렬이 제시되었다. 간섭 정렬 기법이 다중 사용자 간섭 채널 환경에서 최상의 DoF 달성을 보장한다.

간섭정렬은 그림 1에서처럼 다중 안테나를 이용하여, 수신되는 신호를 크게 2개의 공간으로 나누어 하나의 공간에는 신호가 존재하게 하고, 다른 공간에는 간섭 신호들을 정렬시켜 전체 시스템의 성능을 향상시키는 기법이다.

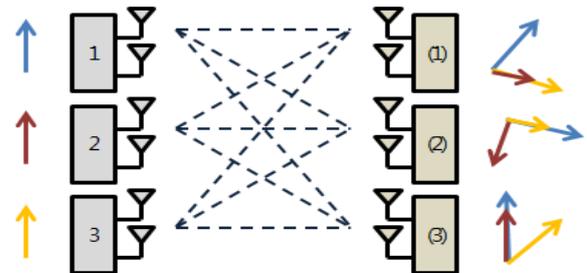


그림 1. 사용자-3, 안테나-2, MIMO 간섭 채널에서 신호 공간에 기반한 간섭정렬 기법의 예

*인하대학교 정보통신공학 무선전송연구실 (baeinsan@inha.edu, heesuk@inha.edu, jaekim@inha.edu)

접수일자: 2013년 10월 2일, 수정완료일자: 2013년 11월 25일, 최종 게재확정일자 : 2013년 11월 29일

간섭정렬은 크게 Iterative-method와 Linear-method 두 기법으로 나뉠 수 있다. 먼저 Iterative-method는 송·수신기의 Feedback정보를 이용하여 간섭을 정렬시키는 방법이다. 송·수신기에서는 채널정보를 반복적으로 Feedback을 실시하여 전체 성능을 향상시킨다. 실험을 실시할 때 반복수를 100회에서 500회까지 사용하였다. 한편, Linear-method는 모든 AP 및 사용자가 서로의 채널정보를 알고 있다는 가정을 전제로 한다. 즉, 광역채널정보를 이용하여 시스템을 정의하고 성능을 향상시킨다.

기존의 간섭정렬 알고리즘들은 대부분 레일레이 페이딩(Rayleigh fading channel)에서 분석을 실시하였다. 레일레이 페이딩 채널은 일반적인 도시 환경의 채널을 모델링 한 것으로서 대표적인 실외(Outdoor)환경으로 볼 수 있다. IEEE802.11n을 기반으로 하는 무선랜(WLAN)채널은 일반 가정이나 사무실에서 사용하는 무선랜 공유기에서 사용하는 채널 모델로서 실내(Indoor)환경으로 볼 수 있다. 실내, 실외의 대표적인 채널환경에 간섭정렬을 적용함으로써 좀 더 실제적인 알고리즘의 분석을 실시하였다.

본 고에서는 위에서 언급한 간섭정렬의 등장 및 소개를 시작으로, II장에서는 간섭정렬과 IEEE 802.11n 채널의 시스템을 정의하고 III장에서는 기존의 간섭정렬들을 레일레이 페이딩 채널과 IEEE 802.11n 채널에 적용한 결과를 보이고 분석하도록 한다.

II. 시스템 모델

1. 간섭정렬 시스템 모델

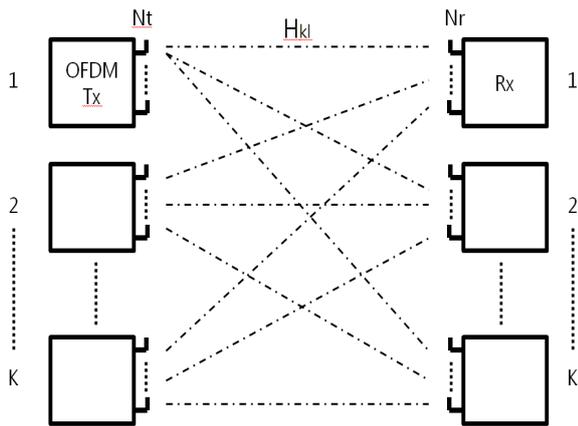


그림 2. 간섭정렬 시스템 모델

$M_{[k]}$ 개의 송신안테나와 $N_{[k]}$ 개의 수신안테나를 갖는 K 개의 송신기와 K 개의 수신기로 MIMO 간섭채널을 고려하자. 이때 k 번째 수신기의 수신신호는 다음과 같다.

$$Y_{[k]}(n) = \sum_{l=1}^K H_{[kl]}(n)X_{[l]}(n) + Z_{[k]}(n) \quad (1)$$

n 번째 채널을 사용했을 때, $Y_{[k]}(n), Z_{[k]}(n)$ 은 $M_{[k]}$ 안테나를 가지는 k 번째 수신기의 수신 신호벡터와 AWGN벡터이다($N_{[k]} \times 1$). 잡음 벡터 AWGN은 각 계수의 평균 $H_{[kl]}(n)$ 은 l 번째 송신기의 송신 신호벡터($M_{[l]} \times 1$)이다. $H_{[kl]}(n)$ 은 송신기 l 과 수신기 k 사이의 ($N_{[k]} \times M_{[l]}$)채널 행렬이다.

1.1 간섭정렬의 종류

간섭정렬의 종류는 다양하지만 몇몇 알고리즘에 대한 간단한 소개를 하겠다.

Iterative-method의 가장 기본적인 간섭정렬 기법인 Decentralized은 수신되는 간섭신호들에 대해 공통의 직교 부공간이 존재하고 그 부공간이 디코딩 행렬이 된다. 그래서 프리코딩 행렬을 고정한 다음 디코딩 행렬을 결정하고, 다시 디코딩행렬을 고정한 다음 프리코딩을 결정하는 형태의 반복 알고리즘이다[1]. 이를 좀 더 살펴보면, 먼저 총 간섭의 공분산 행렬을 구하고 수신 총 간섭 공분산 행렬 $rank(H_{kk}V_k) = d$ 의 개의 최소 고유치에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 $M \times d$ 행렬로 결정할 수 있다. 하지만, 이 경우 빔 행렬들은 간섭 정렬만 목표로 설계되므로, 신호대잡음비가 낮을 때는 효과적이지 않다. 그러므로 총 간섭 공분산 행렬에 열잡음 공분산 행렬을 더한 후 이 새로운 공분산 행렬의 d 개의 최소 고유치에 해당하는 고유벡터들로 이루어진 $M \times d$ 행렬로 결정할 수도 있다. 이 방법을 Max-SINR방식이라 한다[1]. Alternating minimization algorithm은 전처리 및 후처리 행렬의 집합을 이용하여 각 수신기에서 “누설(leakage)”전력을 최소화 하여 간섭을 정렬한다. 각 단계의 전처리 행렬이나 후처리 행렬 중 하나는 Grassmann manifold에 의해 주어진 방향으로 이동한다[2]. Maximum sum-rate algorithm은 alternating minimization algorithm과 기울기 감소를 이용한 알고리즘의 결합 형태이다[3]. MMSE-based algorithm은 각 수신기의 예상 값과 모든 링크에서 전송된 값의 합을 최소화 한다[4].

Linear-method는 주로 $K = 3$ 일 때의 경우를 고려한다. 이때 수신되는 신호는 간섭신호의 공간이 같다고 가정하고 식 (2)으로 나타낸다.

$$\begin{aligned} span(H_{1,2}V_2) &= span(H_{1,3}V_3) \\ span(H_{2,1}V_1) &= span(H_{2,3}V_3) \\ span(H_{3,1}V_1) &= span(H_{3,2}V_2) \end{aligned} \quad (2)$$

V 은 프리코딩 행렬이다. 이러한 조건을 이용하여 각 송신기의 프리코딩 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$V_2 = H_{32}^{-1}H_{31}V_1, V_3 = H_{23}^{-1}H_{21}V_1 \quad (3)$$

위의 조건을 만족하기 위해 을 식 (4) 같이 고유벡터로 설정한다.

$$V_1 = [e_1 e_2 \dots e_{M/2}] \quad (4)$$

위의 방법은 기본적인 형태인 Centralized알고리즘이다

[5]. 이밖에도, Generalized Precoder Design 알고리즘은 프리코딩 행렬을 QR분해와 SVD분해를 이용하여 성능을 향상시키는 기법이다[6].

2. IEEE 802.11n 채널 모델

2.1 경로손실(Path-loss)

IEEE 802.11n 채널 모델은 기본적으로 실내(indoor)환경에서의 MIMO 채널 모델을 수치적인 결과를 기반으로 설명한다. 채널은 A부터 F까지 6개의 모델로 이루어져 있으며, 개인주택과 같은 delay spread가 0~30ns인 작은 실내 환경(A-C)과, 넓은 공간이나 사무실과 같은 delay spread가 50~150ns인 큰 실내 환경(D~F)로 나뉠 수 있다. 각 채널모델은 여러 경로를 통해 수신된 클러스터에 의해 결정된다. 또한 각 클러스터는 거리에 따라 신호 강도가 감소하는 경로손실(path-loss)과 Shadow Fading으로서 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} L(d) &= L_{FS}(d) + X_{\sigma} & d \leq d_{BP} \\ L(d) &= L_{FS}(d) + 3.5 \times 10 \log(d/d_{BP}) + X_{\sigma} & d > d_{BP} \end{aligned} \quad (5)$$

이 때 d_{BP} 는 LOS가 존재하는 거리를 나타내며 X_{σ} 는 Shadow Fading을 의미하는 랜덤변수 이며 σ 는 d_{BP} 전·후의 표준 편차이다. 각 채널모델(A-F)의 Shadow Fading과 경로손실(Path-loss)를 표 1과 표 2에 나타내었다.

표 1. 채널 모델의 경로손실 변수

	d_{BP}	Slope		Shadow Fading std. dev. (dB)	
		Before d_{BP}	After d_{BP}	Before d_{BP}	After d_{BP}
A	5	2	3.5	3	4
B	5	2	3.5	3	4
C	5	2	3.5	3	5
D	10	2	3.5	3	5
E	20	2	3.5	3	6
F	30	2	3.5	3	6

표 2. 거리에 따른 경로손실과 SNR

Distance	Path-loss	SNR
1 m	47.0 dB	48.0 dB
3 m	56.5 dB	38.5 dB
6 m	62.5 dB	32.5 dB
...
15 m	73.0 dB	22.0 dB
...
30 m	84.0 dB	11.0 dB
...
55 m	93.0 dB	2.0 dB

2.2 클러스터 모델

일반적인 무선 채널은 전파가 임의의 여러 물체에 랜덤하게 반사되기 때문에 다중 경로 요소들(multipath components, MPCs)로 구성된다. 즉 도착시간이 랜덤하게

되며 Poisson분산을 가지게 된다. 하지만 실제적인 실험에서는 MPCs 값은 그룹이나 클러스터 형태로 수신되며, 채널 임펄스 응답은 다음과 같다.

$$h(k) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} (\beta_{k,l} e^{j\Phi_{k,l}} \alpha(t - T_l - \tau_{k,l})) \quad (6)$$

l 과 k 는 클러스터 번호를 나타내며, $\beta_{k,l}$ 과 $\Phi_{k,l}$ 은 l 번째 전파로부터 k 번째 전파의 진폭 및 위상을 나타낸다. T_l 은 l 번째 클러스터의 도착시간이며 $\tau_{k,l}$ 은 l 에서 k 로의 지연시간을 나타낸다.

2.3 MIMO 채널 모델

MIMO 채널의 이산시간에 따른 식을 나타내면 다음과 같다.

$$H_{total} = \sum_l^{L-1} H_l \delta(t - \tau_l) \quad (7)$$

MIMO 채널의 수신 신호는 다음과 같다.

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} H_l x(t - \tau_l) \quad (8)$$

or

$$y(t) = \sum_{l=0}^{L-1} H_{total}(\tau_l) x(t - \tau_l)$$

$x(t)$ 는 전송신호, $y(t)$ 는 수신신호, 는 임펄스 함수이며 MIMO채널의 tap과 delay를 포함하는 계수이다. 위 식에서처럼 채널은 선형 컨벌루션을 통해 나타낼 수 있다.

2.4 채널 탭 행렬

일반적으로 무선 MIMO채널은 LOS(line of sight)와 NLOS(non line of sight)로 구성되어 있다. 채널 탭(tap) 행렬은 LOS성분과 레일레이 형태의 NLOS성분으로 나타낼 수 있다. LOS 행렬은 송·수신기가 고정되어 있으며, 주위 환경의 움직임은 NLOS에만 영향을 미친다고 가정한다. 안테나를 가정했을 때 채널을 식 (9)과 같이 나타낼 수 있다.

$$H_l = \sqrt{P_l} \left(\sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{bmatrix} e^{j\Phi_{11}} & e^{j\Phi_{12}} & e^{j\Phi_{13}} & e^{j\Phi_{14}} \\ e^{j\Phi_{21}} & e^{j\Phi_{22}} & e^{j\Phi_{23}} & e^{j\Phi_{24}} \\ e^{j\Phi_{31}} & e^{j\Phi_{32}} & e^{j\Phi_{33}} & e^{j\Phi_{34}} \\ e^{j\Phi_{41}} & e^{j\Phi_{42}} & e^{j\Phi_{43}} & e^{j\Phi_{44}} \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} & X_{13} & X_{14} \\ X_{21} & X_{22} & X_{23} & X_{24} \\ X_{31} & X_{32} & X_{33} & X_{34} \\ X_{41} & X_{42} & X_{43} & X_{44} \end{bmatrix} \right) \quad (9)$$

P_l 은 탭의 전력이며, K 는 Ricean K-factor이며 $e^{j\Phi_{ij}}$ 는 고정된 LOS 행렬 성분 그리고 X_{ij} 는 송·수신기 사이의 unit variance로서 NLOS 행렬의 성분이다.

2.5 도플러 성분 모델

실내 무선채널에서, 일반적인 페이딩 효과는 사용자의 이동에 가장 큰 영향을 받는다. 이러한 페이딩 효과는 도플러 스펙트럼으로 나타낼 수 있다.

$$S(f) = \frac{1}{1 + A(\frac{f}{f_d})^2} \quad (10)$$

A는 S(f)를 0.1을 만들어주기 위한 상수이며, f_d는 도플러 스프레드이며 f_d = v₀/λ로 표현된다. 이때 v₀는 주의 환경의 속도를 의미한다.

2.6 무정형 분포

기존의 간섭정렬 분석에서는 위치와 거리를 전혀 고려하지 않는다. 하지만 실질적인 AP(access point)와 사용자(user)는 무정형하게 분포되어 있다. 즉 AP와 사용자의 무정형한 분포를 이용하여 서로간의 거리를 계산하고 이를 채널 모델에 적용하는 것이 필요하여 다음과 같은 가정을 통해 위치를 설정하였다.

- AP는 XY좌표(±10m) 상에 무작위로 분포한다.
- 사용자는 AP의 위치로부터 반경±5m 내에 존재한다.
- AP와 사용자의 높이는 고려하지 않는다.

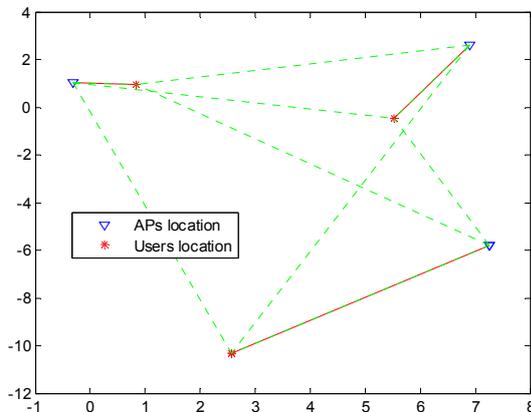


그림 3. 무정형 분포

2.7 간섭정렬을 위한 MIMO 채널 생성

무선 랜 환경은 IEEE 802.11n 채널 모델을 기반으로 한다. 기본적으로 OFDM시스템을 고려하기 때문에 부반송파(subcarrier)를 설정하여야 한다. MIMO-IC는 다음과 같은 과정을 통해 얻을 수 있다.

step1. 변수 설정: 사용자 수, 송·수신기 안테나 수, 부반송파, 샘플 수, 채널 모델(A to F)

step2. 각 링크마다 시간 영역에서의 IEEE 802.11n 모델 기반 채널 발생

$$h(Nr, Nt, tap, sample) \quad (11)$$

step3. OFDM 전송을 위한 푸리에 변환 실시

$$H_{[kl]} = FFT(h_{[kl]}, N) \quad (12)$$

$$H(Nr, Nt, N, sample)$$

step4. step2와 step3을 모든 링크에 대한 채널이 만들어질 때까지 반복

III. 모의실험 결과

표 1. 레일레이 채널 시스템 파라미터

송신기×수신기	3×3
N _t ×N _r	4×4
반복 수	100

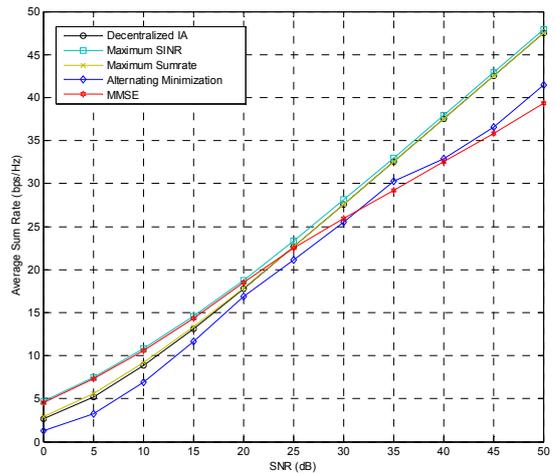


그림 4. 레일레이 채널 환경의 간섭정렬 성능 비교

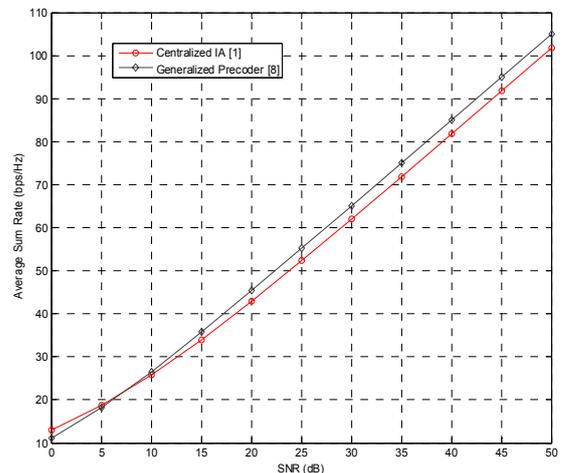


그림 5. 레일레이 채널 환경의 간섭정렬 성능 비교

그림 4과 그림 5은 레일레이 페이딩 채널 환경에서의 Iterative-method와 Linear-method의 결과 그래프이다. 그림 4에서, Decentralized의 경우 낮은 SNR에서는 성능이 좋지 않으며 이 단점을 보완한 것이 Max-SINR으로 SNR에 높은 영역에서는 성능이 비슷하지만 낮은 SNR에서는 성능이 더 좋음을 보인다. 그림 5에서는 Generalized Precoder 알고리즘이 단순한 Centralized 알고리즘보다

성능이 좋게 나타났다. Generalized Precoder의 경우 Precoder설계를 SVD를 사용하기 때문에 간섭의 영향을 줄일 수 있기 때문이다.

표 2. 802.11n기반 MIMO-IC시스템 파라미터

채널 모델	IEEE 802.11n (B)
송신기×수신기	3×3
$N_t \times N_r$	4×4
Subcarrier	64
Sample	100

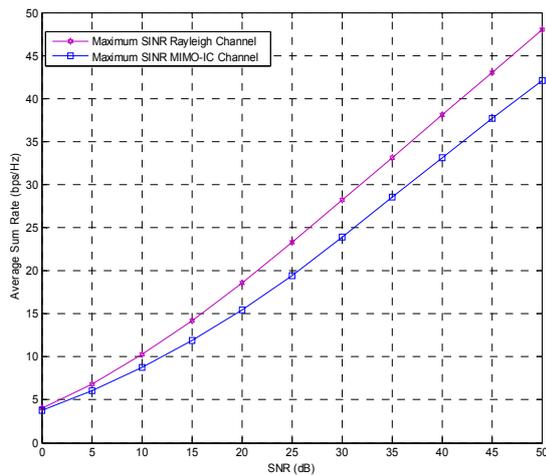


그림 6. 레일레이 채널과 MIMO-IC에서의 Iterative-method 성능비교

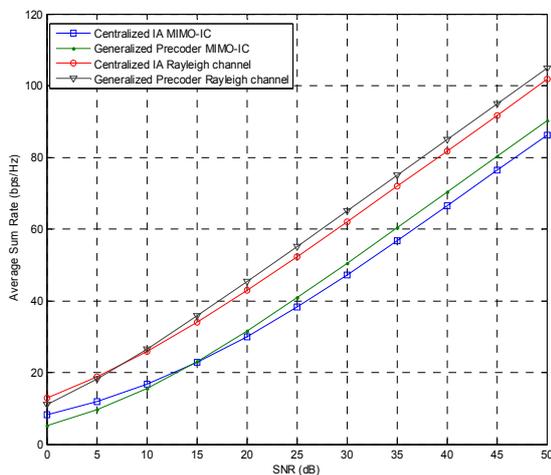


그림 7. 레일레이 채널과 MIMO-IC에서의 Linear-method 성능 비교

표 2는 무선 랜을 적용하기 위한 시스템 파라미터이며 그림 6과 그림 7는 레일레이 환경과 무선 랜 환경에서의 간섭정렬의 성능 비교를 나타낸다. 그림 6과 그림 7에서 확인할 수 있듯이 802.11n 기반의 무선 랜 채널의 성능이 SNR에 따라 1~10bps/Hz 낮게 나타난다. 이러한 결과의 이유는 IEEE 802.11n 채널의 경우 기본적으로 레일레이 환경보다는 AP와 사용자의 거리가 가깝기 때문이다. 즉, 간섭신호를 송신하는

AP의 거리가 짧기 때문에 사용자에게 미치는 간섭 영향이 더 크다는 것을 의미한다.

IV. 결론

본 논문에서는 기존의 간섭정렬 알고리즘을 대표적인 실외 환경인 레일레이 페이딩 채널 환경과 가정집이나 사무실에서 흔히 볼 수 있는 WLAN 공유기의 채널인 IEEE 802.11n 채널 환경을 이용하여 성능분석을 실시하였다. 기본적으로 IEEE 802.11n 채널 환경에서 AP와 사용자의 거리가 짧기 때문에 레일레이 환경보다 간섭을 더 크게 받는다는 것을 확인할 수 있었다. 이처럼 여러 환경에서의 간섭의 영향을 분석한다면 보다 다양하고 발전된 간섭정렬 알고리즘이 개발될 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] Gomadam, K.; Cadambe, V.R.; Jafar, S.A.; "Approaching the Capacity of Wireless Networks through Distributed Interference Alignment," Global Telecommunications Conference, 2008. IEEE GLOBECOM 2008. IEEE, vol., no., pp.1-6, Nov. 30 2008-Dec. 4 2008
- [2] Peters, S.W.; Heath, R.W.; "Interference alignment via alternating minimization," Acoustics, Speech and Signal Processing, 2009. ICASSP 2009. IEEE International Conference on, vol., no., pp.2445-2448, 19-24 April 2009
- [3] Santamaria, I.; Gonzalez, O.; Heath, R.W.; Peters, S.W.; "Maximum Sum-Rate Interference Alignment Algorithms for MIMO Channels," Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE, vol., no., pp.1-6, 6-10 Dec. 2010
- [4] Peters, S.W.; Heath, R.W.; "Cooperative Algorithms for MIMO Interference Channels," Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol.60, no.1, pp.206-218, Jan. 2011
- [5] Hakjea Sung; Seok-Hwan Park; Kyoung-Jae Lee; Inkyu Lee; "Linear precoder designs for K-user interference channels," Wireless Communications, IEEE Transactions on, vol.9, no.1, pp.291-301, January 2010
- [6] Huan Sun; Wei Fang; "Generalized precoder design for MIMO interference channel based on interference alignment," Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2011 IEEE 22nd International Symposium on, vol., no., pp.1885-1888, 11-14 Sept. 2011

저자

배 인 산(Insan Bae)

정회원



- 2012년 8월 : 인하대학교 정보통신공학 학사졸업
- 2012년 9월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학 석사과정

<관심분야> : 간섭정렬, MIMO

윤 희 석(Heesuk Yun)

정회원



- 2012년 2월 : 가천대학교 전자공학 학사졸업
- 2012년 3월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학 석사과정

<관심분야> : 인지무선기술

김 재 명(Jaemoung Kim)

종신회원



- 1974년 2월 : 한양대학교 전자공학과 학사졸업
- 1981년 8월 : 미국남가주대학교(USC) 전자공학과 석사졸업
- 1987년 8월 : 연세대학교 전자공학과 박사졸업

- 1974년 3월 ~ 1979년 6월 : 한국 과학기술 연구소, 한국통신 기술 연구소 근무
 - 1982년 9월 ~ 2003년 3월 : 한국전자통신연구원, 위성통신연구단장 / 무선방송연구소장
 - 2003년 4월 ~ 현재 : 인하대학교 정보통신공학부 교수, 통신위성우주산업연구회 회장역임 및 기술자문으로 다수 활동 중
- <관심분야> : 차세대 무선통신, UWB, 인지무선기술