

## ABSTRACT

# 연속적으로 변하는 간섭 채널에서 아날로그 피드백을 이용한 간섭 정렬의 성능 평가

송경영\*, 임대운\*

## Performance Evaluation of Interference Alignment Based on Analog CSI Feedback in Continuously-Varying Interference Channel

Kyoung-Young Song\*, Dae-Woon Lim\*

### 요약

본 논문에서는 연속적으로 채널이 변하는 통신망에서 채널 상태 정보의 변화를 추정하여 간섭 정렬을 적용했을 때 간섭 채널의 성능을 분석한다. 채널 상태 정보의 변화를 효과적으로 추정하는 방법을 제안하고, 이를 이용하여 3-user 간섭 채널에 대해 간섭 정렬 기법의 성능을 sum rate를 척도로 모의실험을 통해 분석한다. 또한 채널 추정 빈도에 따른 성능을 비교하여 성능과 계산 복잡도 간의 관계를 실험적으로 분석하였다. 실험 결과는 제안된 기법이 프레임 내에서 채널이 변하지 않는다는 가정한 기존의 방식에 비해 성능이 우수함을 확인할 수 있다.

**Key Words :** Interference alignment (IA), channel estimation, channel state information (CSI) feedback, Doppler spread, sum rate

In this letter, the performance of the interference channel with continuously varying channel is evaluated by using interference alignment based on practical channel estimation and channel state information(CSI) feedback and ideal Doppler frequency estimation. In this paper, performance evaluation is performed in terms of sum rate for 3-user interference channel. And also, sum rate is measured according to frequency of channel estimation relating with the calculation complexity. Simulation results show that the proposed scheme outperforms the conventional one which assumes that the channel is constant in a frame in some circumstances.

### I. 서론

모바일 통신 환경의 셀 경계 지역과 같은 간섭 채널에서 사용자가 원하는 신호를 효율적으로 전송하기 위해 다양한 간섭 관리 기법들이 제안되었다. 특히, 최근 들어 간섭 정렬(interference alignment) 기법에 대한 연구들이 많이 수행되고 있다<sup>[1]</sup>. 간섭 정렬은 채널 추정을 기반으로 다른 사용자의 신호를 간섭으로 인식하여 원하는 신호를 복호한다<sup>[2][4]</sup>. 따라서 원하는 신호를 얻기 위해서는 정확한 채널추정이 수반되어야 한다. 가능한 한 정확하게 송수신기 사이의 채널 변화를 반영하는 것은 더 큰 오버헤드(overhead)와 채널 상태(channel state information: CSI)에 대한 피드백 정보를 필요로 하므로 전체적인 데이터 전송율의 감소를 가져온다. 주파수 효율의 오버헤드비용, 채널 상황에 따른 최적화 연구가 수행되었다<sup>[2]</sup>. 또한 하나의 프레임에서 채널은 일정하다는 가정에서 analog CSI 피드백을 이용한 간섭 정렬 기법이 제안되었으며<sup>[3]</sup>, 간섭 정렬기법에 대해 채널추정을 위한 오버헤드 비용의 최적화와 sum-rate에 대한 분석이 이뤄졌다<sup>[4]</sup>.

이 논문에서는 도플러 스프레드와 SNR(signal-to-noise ratio)에 따라 채널을 추정하고 이 정보로부터 간섭 정렬 기법을 적용하고 이를 실험적으로 증명할 것이다. II장에서는 zero-forcing(ZF)에 기반한 비

※ 본 연구는 2012년 울산과학기술대학교 교내학술연구비 지원(201210026)으로 수행되었습니다.

\* First Author and Corresponding Author : 울산과학기술대학교 전기전자공학부, kysong@uc.ac.kr, 종신회원

\* 동문대학교 정보통신공학과, daewoonlim@gmail.com, 종신회원

논문번호 : KICS2013-10-442, 접수일자 : 2013년 10월 12일, 심사일자 : 2013년 10월 28일, 최종논문접수일자 : 2014년 1월 7일

반복적 간섭 정렬 방식을 설명한다. III장에서는 연속적으로 변하는 채널에서 본 논문에서 제안한 채널 추정에 기반한 간섭 정렬을 적용하여 sum rate 성능을 비교하고, IV장에서 결론을 맺는다.

## II. 간섭 정렬(Interference Alignment)

간섭 채널의 한 가지 실례로 모바일 통신환경을 생각할 수 있다. 셀 경계에서 MS  $k$ (Mobile station  $k$ )는 BS  $k$ (Base station  $k$ )로부터 신호를 수신하고 다른 BS로부터의 신호는 간섭으로 간주한다.

이 논문에서는 3-user의 경우만 고려하며 송수신 안테나의 개수는 같은 것으로 가정한다. ( $N_t = N_r$ ) 송수신 입출력 관계는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$\mathbf{y}_k = \sqrt{\gamma_k} \mathbf{H}_{k,k} \mathbf{P}_k \mathbf{x}_k + \sum_{l \neq k} \sqrt{\gamma_l} \mathbf{H}_{k,j} \mathbf{P}_j \mathbf{s}_j + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

여기서  $\mathbf{H}_{k,j}$ 는 BS  $j$ 에서 MS  $k$ 로의 채널 행렬을 나타내고  $\gamma_k$ 는 BS  $k$ 의 송신 전력을 나타내며,  $\mathbf{n}_k$ 의 각 원소는 평균이 0이고, 분산이 1인 circularly symmetric complex Gaussain 확률 분포를 따른다. 본 논문에서 SNR은 송신 전력  $\gamma_k$ 을 나타낸다. 식 (2)의  $\mathbf{P}_k$ 는 BS  $k$ 에서의 프리코딩(precoding) 행렬을 나타내며, 이 논문에서는 비반복적으로 프로코딩 행렬을 구하는 방식을 채택한다. MS  $k$ 에서는 결합(combining) 행렬  $\mathbf{W}_k$ 를 식 (3)과 같이 계산하고 다음과 같이 신호를 복호할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \mathbf{W}_k \mathbf{y}_k \quad (4)$$

식 (2)와 (3)에서  $\mathbf{e}_i$ 는 행렬  $\mathbf{E}$ 의 eigenvector이며 chordal distance가 큰 것을 선택하는 것이 간섭 정렬의 특성을 좋게 한다. 위와 같이 구성된 프리코딩 행렬의 성질로부터 식 (4)와 같은 ZF 결합 행렬을 구할 수 있다. 이 행렬 표현의  $\mathbf{X}(a:b,c:d)$ 에서  $a:b$ 와

$c:d$ 는 각각 행(row)과 열(column)에 대한 index를 나타내며 index가 없는 것은 전체 행 또는 열을 말한다. 또한 행렬의 아래첨자 중 1, 2, 3은 사용자를 의미하며, 아래첨자 11, 12는 user 1의 경우, 서브 스트림 1과 2에 대한 결합 행렬을 구하는 과정을 보인 것이다.

## III. 시변 채널 추정에 기반한 간섭정렬

### 3.1 시변 채널 추정과 CSI 피드백

BS는 일반적으로 고정되고 MS는 이동성을 갖는다. 이러한 이동성을 표현하는 지표로서 정의되는 것이 도플러 천이(Doppler shift)이며 정규화된 도플러 천이는  $f_D = f_m/R_s$ 과 같으며  $f_m$ 과  $R_s$ 는 각각 최대 도플러 주파수와 데이터 전송률을 나타낸다.

이 논문에서는 채널 추정을 위해서는 파일럿을 이용한 interpolation 기반 채널 추정 방식을 고려한다<sup>[5]</sup>. 이를 위해 그림 1과 같은 형태의 프레임 전송을 고려하며 도플러 주파수 추정은 정확하다고 가정된 상황에서의 채널을 추정하고자 한다. 그림 1에서  $P_2$ 와  $D_1$ 의 위치가 뒤바뀐 것을 ‘conventional’이라 할 수 있다. 유효 전송률은 전체 전송률에 제어 채널 등의 오버헤드를 고려해야 한다.

그림 1은 full-duplex방식으로 통신하는 상황에서의 데이터 전송 방식을 나타낸 것이다. 예를 들어  $D_2$ 에 적용되는 프리코딩 행렬을 구성하는 채널은 다음과 같은 방식으로 적용된다.

$$\tilde{h}[n] = \frac{CSI_2 - CSI_1}{L_{data1} + L_{pilot1}}(n - idx_2) + CSI_2 \quad (5)$$

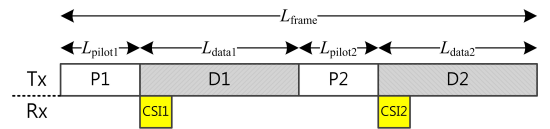


그림 1. 프레임 구조 ( $\lceil L_{data1}/2 \rceil = \lceil L_{data2}/2 \rceil$ )  
Fig. 1. Frame structure

$$\begin{cases} \text{span}(\mathbf{H}_{12}\mathbf{P}_2) = \text{span}(\mathbf{H}_{13}\mathbf{P}_3) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{32}\mathbf{P}_2) = \text{span}(\mathbf{H}_{23}\mathbf{P}_3) \\ \text{span}(\mathbf{H}_{31}\mathbf{P}_2) = \text{span}(\mathbf{H}_{32}\mathbf{P}_2) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{E} = \mathbf{H}_{31}^{-1}\mathbf{H}_{32}\mathbf{H}_{12}^{-1}\mathbf{H}_{13}\mathbf{H}_{23}^{-1}\mathbf{H}_{21} \\ \mathbf{P}_1 = [\mathbf{e}_1 \ \mathbf{e}_2], \ \mathbf{P}_2 = \mathbf{H}_{32}^{-1}\mathbf{H}_{31}\mathbf{P}_1, \ \mathbf{P}_3 = \mathbf{H}_{23}^{-1}\mathbf{H}_{21}\mathbf{P}_1 \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \mathbf{H}_{ef11} \triangleq [\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_1 \ \mathbf{H}_{12}\mathbf{P}_2] \\ \mathbf{H}_{ef12} \triangleq [\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_1 \ \mathbf{H}_{13}\mathbf{P}_3] \\ \mathbf{H}_{ef2} \triangleq [\mathbf{H}_{21}\mathbf{P}_1 \ \mathbf{H}_{22}\mathbf{P}_2] \\ \mathbf{H}_{ef3} \triangleq [\mathbf{H}_{31}\mathbf{P}_1 \ \mathbf{H}_{33}\mathbf{P}_3] \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{U}_{11}\mathbf{D}_{11}\mathbf{V}_{11}^H = \text{svd}(\mathbf{H}_{ef11}(:,2:4)) \\ \mathbf{U}_{12}\mathbf{D}_{12}\mathbf{V}_{12}^H = \text{svd}(\mathbf{H}_{ef12}(:,1,3,4)) \\ \mathbf{U}_2\mathbf{D}_2\mathbf{V}_2^H = \text{svd}(\mathbf{H}_{ef2}(:,1:2)) \\ \mathbf{U}_3\mathbf{D}_3\mathbf{V}_3^H = \text{svd}(\mathbf{H}_{ef3}(:,3:4)) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{T}_{11} = \mathbf{U}_{11}(:,4)^H \\ \mathbf{T}_{12} = \mathbf{U}_{12}(:,4)^H \\ \mathbf{T}_2 = \mathbf{U}_2(:,3:4)^H \\ \mathbf{T}_3 = \mathbf{U}_3(:,3:4)^H \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \mathbf{W}_{11} = (\mathbf{T}_{11}\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_1)^{-1}\mathbf{T}_{11} \\ \mathbf{W}_{12} = (\mathbf{T}_{12}\mathbf{H}_{11}\mathbf{P}_1)^{-1}\mathbf{T}_{12} \\ \mathbf{W}_2 = (\mathbf{T}_2\mathbf{H}_{22}\mathbf{P}_2)^{-1}\mathbf{T}_2 \\ \mathbf{W}_3 = (\mathbf{T}_3\mathbf{H}_{33}\mathbf{P}_3)^{-1}\mathbf{T}_3 \end{cases} \quad (3)$$

여기서  $CSI_1, CSI_2$ 는 각각 해당 데이터 블록 ( $D_1, D_2$ )의 전송 전에 수신된 CSI들이며  $idx_2$ 는  $CSI_2$ 의 추정을 위해 보낸 파일럿의 중심 index를 의미한다.

### 3.2 모의실험

이 절에서는 시변 채널에서 아날로그 CSI 피드백을 interpolation 방식으로 추정하여 간섭 정렬을 했을 경우의 sum rate을 살펴본다. 파일럿의 길이는 고정하고 데이터의 길이는 도플러 스프레드에 따라 결정한다. 이 실험에서는  $L_{data} = \lceil 1/8f_D \rceil$ ,  $L_{\pi lot1} = L_{\pi lot2} = 16$ 로 하고, QPSK와 16QAM인 경우에 대한 sum rate을 살펴보았다. 이 논문에서  $R_s = 4000$ [sps]로 고정하였다.

그림 2는  $f_m = 0.2$ [Hz]인 경우의 SNR과 sum rate의 관계를 나타낸 것이다. 대부분의 SNR영역에서 제안한 기법이 ‘conventional’ 방식보다 우수한 sum rate 특성을 보인다. 또한 genie-aided 기반의 sum rate은 파일럿 오버헤드를 고려하고 모든 채널 링크의 채널 정보를 알고 있다고 가정한 것이다. 유효 sum rate을 계산함에 있어 전체 프레임 길이에 대한 오버헤드 비율을 고려하였다.

표 1은 채널 추정 빈도에 따른 sum rate을 SNR = 30[dB],  $f_m = 1$ [Hz]일 때 비교한 결과이다. Frequency가 1인 경우는 ‘conventional’을 의미하며,

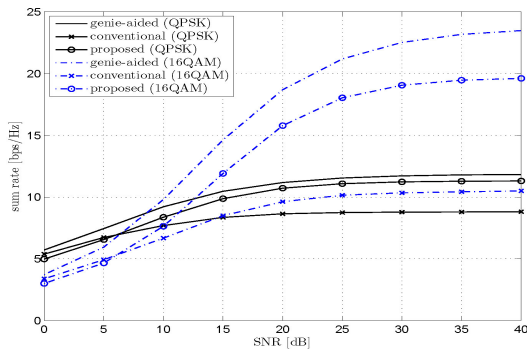


그림 2.  $f_m = 0.2$ [Hz]일 때 SNR에 따른 sum rate  
Fig. 2. Sum rate w.r.t SNR for  $f_m = 0.2$ [Hz].

표 1. 채널 추정 빈도에 따른 sum rate (SNR = 30[dB],  $f_m = 1$ [Hz],  $L_{data} = 500$ )  
Table 1. Sum rate with respect to frequency of channel estimation.

Frequency	1	2	4	10	20	50	100	250	500
QPSK	8.342	9.584	10.183	10.456	<b>10.509</b>	10.533	10.538	10.539	10.540
16QAM	9.687	13.005	15.424	16.915	<b>17.312</b>	17.469	17.499	17.506	17.511

‘proposed’는 한 프레임에서 적어도 2회 이상의 채널 추정을 실시해야 한다. 실험 결과로부터 25심볼 마다 1회의 채널 추정을 하는 경우는 매 심볼 마다 채널 추정을 하는 경우와 비교하면, sum rate의 열화는 작으면서도(대략 1%) 복잡도 측면에서 큰 이득을(1/25배) 갖는다.

## IV. 결 론

본 논문에서는 시간에 따라 연속적으로 변하는 채널에서의 간섭 정렬의 효과를 모의실험을 통해 분석하였다. 3-user 간섭 채널에서 analog 피드백된 CSI들을 interpolation 방식으로 추정하여 적용하는 본 논문의 방식은 한 프레임에서 채널이 고정되어있다고 가정한 방식에 비해 우수한 sum rate 성능을 보임을 모의실험을 통해 확인하였다.

## References

- [1] 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.
- [2] N. Jindal and A. Lozano, “A unified treatment of optimum pilot overhead in multipath fading channels,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, no. 10, pp. 2939-2948, Oct. 2010.
- [3] O. E. Ayach and R. W. Heath Jr., “Interference alignment with analog channel state feedback,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 2, pp. 626-637, Feb. 2012.
- [4] O. El Ayach, A. Lozano, and R. W. Heath Jr., “On the overhead of interference alignment: Training, feedback, and cooperation,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 11, no. 11, Nov. 2012.
- [5] K.-Y. Song and D.-W. Lim, “A study on estimation and prediction of continuously varying channel for multiuser communication systems,” in *Proc. KICS Int’l Conf. Commun. 2013* (KICS ICC 2013), Korea, Jun. 2013.