

논문 2012-50-3-2

무선 애드혹 네트워크에서의 간섭 제어 수신 기법 (Interference Aware Receiver Filtering for Wireless Ad Hoc Networks)

신 성 필*, 이 병 주*, 박 선 호*, 심 병 호**

(Sungpil Shin, Byungju Lee, Sunho Park, and Byonghyo Shim)

요 약

근래 애드혹 네트워크에서 송신 노드가 하나의 안테나만을 가지고 있을 지라도 다수의 수신 안테나로 선형적인 네트워크 throughput에 근접한 값을 얻을 수 있음이 보여졌다. 본 논문에서는 수신 노드에서 채널 상태 정보 (channel state information at receiver, CSIR)가 주어지지 않았을 때, 비모수 기반 선형 평균 제곱오차 (MMSE) 수신기를 사용하여 안테나 수에 비례하는 선형 이득을 얻는 수신 기법을 제안한다. 제안하는 방법에서는 간섭과 노이즈의 공분산에 관심 있는 채널 정보를 포함하여 전송률의 손실 없이 최적의 MMSE 전송 용량에 근접한 결과를 얻는다. 네트워크 전송 용량에 대한 분석과 모의실험을 통해 제안하는 비모수 기반의 선형 MMSE 수신 기법이 기존의 알고리즘들보다 우수한 성능을 가질 수 있음을 확인할 수 있다.

Abstract

Recent works on ad hoc network study have shown that achievable throughput can be made to scale linearly with the number of receive antennas even if the transmitter has only a single antenna. In this paper, we propose a non-parametric linear minimum mean square error (MMSE) receiver for achieving further gain in performance when the channel state information at receiver (CSIR) of interferers is imperfect. The key feature to make our approach effective is to exploit the autocorrelation of the received signal. In fact, by incorporating the desired channel information on top of the observations including interference and noise only, the proposed method achieves large fraction of the optimal MMSE transmission capacity without transmission rate loss. From the SINR analysis as well as transmission capacity simulations in realistic ad hoc network system, we show that the proposed non-parametric linear MMSE receiver brings substantial performance gain over existing multiple receive antenna algorithms.

Keywords: Ad hoc network, Non-parametric linear MMSE, Transmission capacity, CSIR,
Sample covariance matrix.

I. 서 론

최근 애드혹 네트워크라고 불리는 탈집중 무선 네트

워크가 사물지능통신 (Machine-to-Machine, M2M)과 같은 차세대 통신 시스템의 인프라로서 많은 주목을 받고 있다. 애드혹 네트워크는 다수의 송신-수신 쌍들이 기지국과 같은 고정된 기반 없이 동시에 통신하는 네트워크를 지칭한다. 애드혹 네트워크는 추가되는 노드 수에 특별한 제한이 없다는 장점을 갖고 있지만, 다수의 송신 노드가 동시에 데이터를 전송할 때 사용자 간에 상당한 간섭이 발생하고 이로 인한 성능 열화를 피하기 어렵다는 단점이 있다. 송신 안테나가 추가될 때 간섭의 세기 또한 비례하여 증가하기 때문에 무선 애드혹 네트워크에서는 다수의 수신 안테나를 이용하여 간섭을

* 학생회원, ** 정회원, 고려대학교 정보통신대학 컴퓨터·전파통신공학과

(School of Information and Communication)

※ 이 논문은 2012년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원(No. 2012R1A2A01047510), 방송통신위원회의 방송통신 원천기술개발사업(KCA- 2012-12-911-01-110)의 지원을 받아 수행된 연구임.

접수일자: 2012년10월19일, 수정완료일: 2013년2월18일

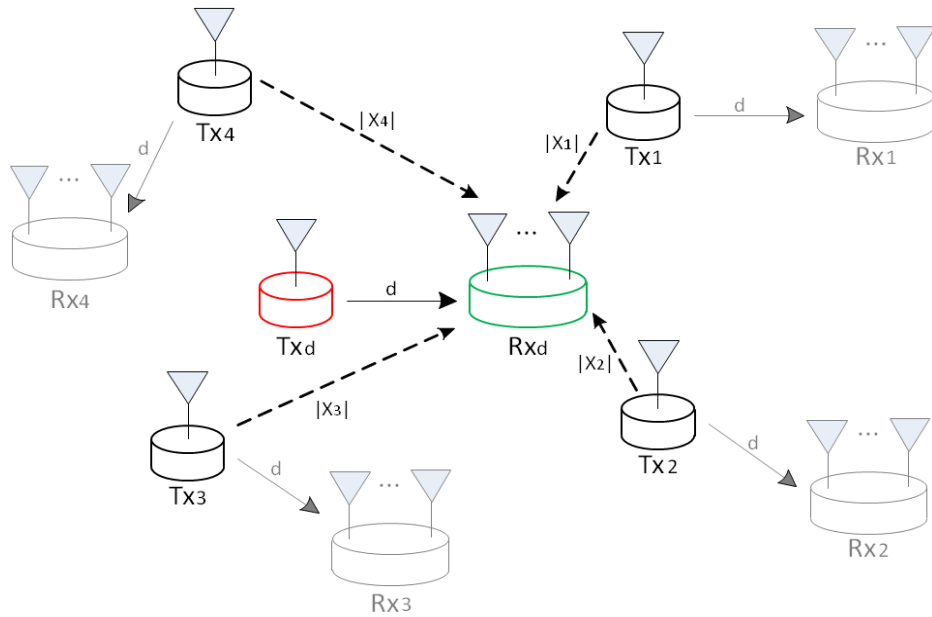


그림 1. 관심 있는 송신-수신 쌍과 PPP 간섭 송신기에 의한 간섭들.
 Fig. 1. Desired transmit-receive pair and interference from a PPP of interfering transmitters.

제거하는 것이 효과적이다^[4]. 단, 이러한 결과들은 수신 노드에서 간섭원의 채널 상태 정보 (channel state information at receiver, CSIR)를 아는 것으로 가정하기 때문에 간섭 노드들의 채널 정보가 주어지지 않을 때는 성능의 감소를 피할 수 없다. 블라인드 채널 추정 기법이 적용된 MMSE 수신 기법에서는 관심 있는 송신 노드의 신호를 제외한 간섭 노드만으로 이루어진 수신 신호로부터 공분산 행렬을 얻는다^[5]. 공분산 행렬을 얻기 위한 수신 샘플의 수가 증가 하는 경우 이 기법은 최적의 전송 용량에 상당부분 가까워진다. 하지만 공분산 행렬을 추정하는 동안에는 관심 있는 송신 노드 (desired transmitter)가 비활성 상태 (inactive state)로 있어야하기 때문에 비활성 시간에 비례하여 전송 효율이 줄어드는 단점이 있다.

본 논문에서는 애드혹 네트워크에서 간섭원의 채널 상태 정보를 아는 경우에서 얻을 수 있는 전송 용량과 근접하는 수신 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 수신된 신호의 자기상관 (autocorrelation)을 이용하는 비모수 (non-parametric) 선형 MMSE 수신기를 기반으로 한다. 분석 및 모의실험을 통하여 제안하는 기법이 간섭원의 채널 정보가 주어지지 않을 때에도 수신 안테나 수에 비례하는 네트워크 throughput을 얻는 것을 보인다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 서론에 이어 II장에서 시스템 모델과 기존의 MMSE 수신기법을 간

략하게 소개하고, III장에서는 제안하는 비모수 선형 MMSE 기법에 관해 기술한다. 그리고 IV장에서는 모의 실험의 결과를 기술한다. 마지막으로 V장에서는 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 기존 MMSE 수신기

애드혹 네트워크에서 활성 송신 노드들은 밀도 λ (transmitters/ m^2)를 갖는 동일한 성질 (homogeneous)의 포아송 포인트 과정 (Poisson point process)에 따라 분포한다고 가정한다^[6-7]. 그림 1과 같이 각각의 송신 노드는 N개의 안테나를 가진 하나의 수신 노드와 통신하고 각각의 수신 노드는 상응하는 송신 노드의 d 미터 안에 위치한다. 전송 노드들이 상호 독립적이라는 가정 하에 관심 있는 송신-수신 쌍 (Tx_d 와 Rx_d)의 성능을 분석 할 수 있다. Rx_d 의 관점에서 Tx_d 를 제외한 간섭 송신 노드들 역시 포아송 포인트 과정을 따른다^[8]. 모든 활성화된 송신 노드들의 집합은 $A = \{(d, h_d), (X_i, h_i), \lambda, i \in N\}$ 로 표현되고 이때 h_d 는 관심 있는 수신 노드와 송신 노드 사이의 채널 벡터이다. X_i 와 h_i 는 각각 i번째 송신 노드와 관심 있는 수신 노드 사이의 거리와 채널 벡터이다. 이때 N-차원 수신 신호 벡터 y 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$y = d^{-\alpha/2} h_d s_d + \sum_{i \in A(\lambda) \setminus \{T_x\}} |X_i|^{-\alpha/2} h_i s_i + w \quad (1)$$

여기서 α 는 경로 손실 지수 ($\alpha > 2$)이며 w 는 $N \times 1$ 복소 가우시안 노이즈 벡터 ($w \sim CN(0, \sigma^2 I)$) 이고 s_d 와 s_i 는 관심 있는 송신신호와 i 번째 송신신호 ($E[s_d^2] = E[s_i^2] = \rho$)를 나타낸다.

기존 MMSE 수신기에서 단위 노름 (unit norm) 수신 필터 v_d 가 수신된 신호 벡터에 적용되면 관심 있는 신호의 추정 값은 $\hat{s}_d = v_d^H y$ 가 되며 SINR은 다음과 같이 표현된다.

$$SINR = \frac{\rho d^{-\alpha} v_d^H h_d h_d^H v_d}{v_d^H (\sigma^2 I + \rho \sum_{i \in A(\lambda) \setminus \{T_x\}} |X_i|^{-\alpha} h_i h_i^H) v_d} \quad (2)$$

모든 노드에서의 전송률이 $R = \log_2(1 + \beta)$ 일 때, 수신된 SINR이 β 보다 크면 노드에서의 통신이 성공했다고 가정한다. 이때 SINR 임계값 (threshold) β 에서 Outage 확률은 $P_{out} = P[SINR(\lambda) \leq \beta]$ 이 된다. Outage 확률은 네트워크 패킷 오율과 노드의 밀도 λ 에 비례한다^[5]. Outage가 $\epsilon (> 0)$ 을 넘지 못하는 최대 간섭 신호 전송 노드의 밀도는 $\lambda_\epsilon = \max_\lambda \{\lambda : P_{out}(\lambda) \leq \epsilon\}$ 이다. 애드혹 네트워크의 전송 용량 (transmission capacity)은 단위 면적당 성공적인 전송량으로 다음과 같이 표현할 수 있다^[2, 9~11].

$$C(\epsilon) = \lambda_\epsilon (1 - \epsilon) \log_2(1 + \beta) \text{ bps/Hz/m}^2 \quad (3)$$

SINR은 P_{out} 과 λ_ϵ , 그리고 궁극적으로 전송 용량을 결정하는 가장 중요한 인자이므로 수신 노드에서 SINR을 증가시키는 간섭 제어 기술이 중요하다. 기존의 연구에 의하면 선형 수신 기법 중 MMSE 수신기가 (2)식에 나타난 SINR을 최대화하는 것으로 알려져 있다^[6, 10].

^[2]. 간섭과 노이즈 합 의 공분산 Σ 을 $\Sigma = \frac{1}{SNR} I + d^\alpha \sum_{i \in A(\lambda) \setminus \{T_x\}} |X_i|^{-\alpha} h_i h_i^H$ 이라하고 $SNR = \frac{\rho d^{-\alpha}}{\sigma^2}$ 일 때, MMSE 수신 필터 v_d 는 다음과 같다.

$$v_d = \arg \max_{v_d} \frac{v_d^H h_d h_d^H v_d}{v_d^H \Sigma v_d} = \Sigma^{-1} h_d \quad (4)$$

이 MMSE 필터 v_d 는 SINR을 최대화하여 최적의 전송 용량을 얻을 수 있으므로 genie MMSE로 명명한다.

식 (4)를 식 (2)에 대입하면, genie MMSE 수신기의 SINR은 다음과 같이 표현된다^[13].

$$\begin{aligned} SINR_{mmse} &= \frac{\rho d^{-\alpha} (h_d^H \Sigma^{-1} h_d)^2}{h_d^H \Sigma^{-1} (\sigma^2 I + \rho \sum_{i \in A(\lambda) \setminus \{T_x\}} |X_i|^{-\alpha} h_i h_i^H) \Sigma^{-1} h_d} \\ &= h_d^H \Sigma^{-1} h_d \end{aligned} \quad (5)$$

MMSE 수신 필터를 얻기 위해서는 수신 노드에서 관심 있는 채널 h_d 와 간섭과 노이즈의 공분산 Σ 를 얻어야 한다. 관심 있는 채널은 파일럿 심볼들을 통해 추정할 수 있다. 반면, 관심 있는 수신 노드에서 공분산 행렬을 추정하기 위한 방법으로 Jindal은 MMSE 동작에서 샘플 공분산 행렬 블라인드 추정기법을 제안했다^[5]. 이 기법에서 수신 노드는 관심 있는 신호를 제외한 간섭과 노이즈의 합을 분석하여 샘플 공분산 행렬을 추정한다. 관심 있는 송신 노드가 K 심볼 기간 동안 비활성화 상태로 있을 때의 샘플 공분산은 다음과 같다.

$$\hat{\Sigma} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K r_i r_i^H \quad (6)$$

여기서 r_i 는 간섭과 노이즈를 포함하는 i 번째 관측 값이다. 식 (4)의 Σ 을 $\hat{\Sigma}$ 로 대체하고, $v_d = \frac{\hat{\Sigma}^{-1} h_d}{\|\hat{\Sigma}^{-1} h_d\|}$ 이면 SINR은 다음과 같이 된다.

$$SINR = \frac{(h_d^H \hat{\Sigma}^{-1} h_d)^2}{h_d^H \hat{\Sigma}^{-H} \Sigma \hat{\Sigma}^{-1} h_d} \quad (7)$$

모든 간섭 전송 노드들이 독립적인 가우시안 신호를 보낸다는 가정 하에 $\hat{\Sigma}^{-1} h_d$ 을 사용한 SINR의 기대값은 다음과 같다^[14].

$$E_{\hat{\Sigma}} \left[\frac{(h_d^H \hat{\Sigma}^{-1} h_d)^2}{h_d^H \hat{\Sigma}^{-H} \Sigma \hat{\Sigma}^{-1} h_d} \right] = \left(1 - \frac{N-1}{K+1} \right) h_d^H \hat{\Sigma}^{-1} h_d \quad (8)$$

식 (5)와 비교할 때 식 (8)의 SINR은 추가적인 스케일링 값으로 $1 - \frac{N-1}{K+1}$ 을 포함한다.

III. 비모수 기반 선형 MMSE 수신 기법

본 장에서는 제안하는 수신 신호의 자기상관을 이용

하는 비모수 기반 선형 MMSE 수신 기법을 설명한다. 기존의 방식에서는 간섭과 노이즈만으로 이루어진 샘플 공분산을 추정하는 반면 제안하는 기법에서는 관심 있는 채널 정보까지 포함된 샘플 공분산을 추정한다. 이를 통하여 샘플 공분산 추정과 데이터 전송이 동시에 이루어질 수 있기 때문에 수신 안테나의 수에 따라 전송 용량이 선형적으로 증가하는 결과를 얻을 수 있다. 먼저 기존에 제안된 수신 기법의 문제들을 살펴보면 다음과 같다.

- 1) 관심 있는 송신 노드는 공분산 행렬을 추정 하는 기간 동안 비활성 상태로 있어야 한다. 이 기간이 길어질 때 공분산 행렬의 정확도가 높아지지만 신호 전송이 이루어지지 않기 때문에 상당한 전송률 손실을 가져온다.
- 2) 채널 상태가 변화하게 되면 공분산 행렬 정보도 갱신되어야 한다. 예를 들어, 채널이 T 심볼 주기로 변화하고 비활성 상태 구간의 길이가 K일 때 전송률이 $\frac{T-K}{T}$ 배 만큼 감소한다.
- 3) 식 (8)에 따라 수신 노드의 안테나 수 N이 증가하면 식 (5)의 SINR과 동일한 값을 얻기 위해 관측 되어야 하는 K의 수도 증가하여야 한다.

2. 비모수 선형 MMSE 기법

제안하는 방식의 핵심은 간섭과 노이즈 공분산외에도 관심 있는 채널 정보까지 포함한 수신신호로 공분산 행렬을 추정하는 것이다. [15]로부터 선형 MMSE에서 관심 있는 추정 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\hat{s}_d &= v_d^H y = R_{s_d y} R_{y y}^{-1} y \\ &= h_d^H \left(\frac{1}{SINR} I + \sum_{i \in A(\lambda) \setminus \{T_x\}} h_i h_i^H + h_d h_d^H \right)^{-1} y \\ &= h_d^H (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} y\end{aligned}\quad (9)$$

다음의 정리는 선형 MMSE 수신기의 SINR이 genie MMSE 수신기의 SINR과 동일함을 증명한다.

정리 3.1 : 수신 신호의 자기상관 R_{yy} 가 $R_{yy} = \Sigma + h_d h_d^H$ 일 때, 이를 이용한 비모수 선형 MMSE 수신 필터는 다음과 같다.

$$v_d = \Sigma h_d = (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} h_d \quad (10)$$

이를 사용할 때 SINR은 다음과 같다.

$$SINR = h_d^H \Sigma^{-1} h_d \quad (11)$$

증명 : 식 (10)을 식 (2)에 대입하면 선형 MMSE 수신기의 SINR은 다음과 같이 된다.

$$SINR = \frac{(h_d^H (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} h_d)^2}{h_d^H (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} \Sigma (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} h_d} \quad (12)$$

Sherman-Morrison 공식^[15]을 사용하면, 공분산 행렬 $(\Sigma + h_d h_d^H)$ 의 역은 다음과 같다.

$$(\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} = \Sigma^{-1} - \frac{\Sigma^{-1} h_d h_d^H \Sigma^{-1}}{1 + h_d^H \Sigma^{-1} h_d} \quad (13)$$

이때, $\Sigma_h = h_d^H \Sigma^{-1} h_d$ 이면, 식 (12)의 분자와 분모는 $(h_d^H (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} h_d)^2 = \frac{\Sigma_h^2}{(1 + \Sigma_h)^2}$, $h_d^H (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} \Sigma (\Sigma + h_d h_d^H)^{-1} h_d = \frac{\Sigma_h}{(1 + \Sigma_h)^2}$ 으로 표현된다. 따라서 식 (12)는 다음과 같이 나타난다.

$$SINR = \frac{\Sigma_h^2}{\Sigma_h} = \Sigma_h = h_d^H \Sigma^{-1} h_d \quad (14)$$

제안하는 비모수 기반 선형 MMSE 수신기법은 간섭과 잡음의 공분산 행렬에 관심 있는 채널 정보를 포함하면서도 genie MMSE 기법에서 보여주는 최대 전송 용량을 달성한다.

정리 3.1의 간단한 수정으로 간섭원의 CSIR이 주어지지 않는 상황에서 제안하는 알고리즘의 SINR을 분석할 수 있다. 제안하는 수신기의 샘플 공분산은 $\hat{\Sigma}_d = \hat{\Sigma} + h_d h_d^H$ 으로 표현하며 여기서 $\hat{\Sigma}$ 은 관측된 간섭과 노이즈의 공분산 행렬이다.

정리 3.2: $\hat{\Sigma}_d$ 에 대한 SINR은 다음과 같다.

$$SINR_{prop} = \frac{\left(\hat{\Sigma}_h - \frac{\hat{\Sigma}_h^2}{1 + \hat{\Sigma}_h} \right)^2}{\left(1 - \frac{\hat{\Sigma}_h}{1 + \hat{\Sigma}_h} \right)^2 h_d^H \hat{\Sigma}^{-1} \Sigma \hat{\Sigma}^{-1} h_d} \quad (15)$$

$\hat{\Sigma}_h = h_d^H \hat{\Sigma}^{-1} h_d$ 일 때 SINR의 기대값은 다음과 같다.

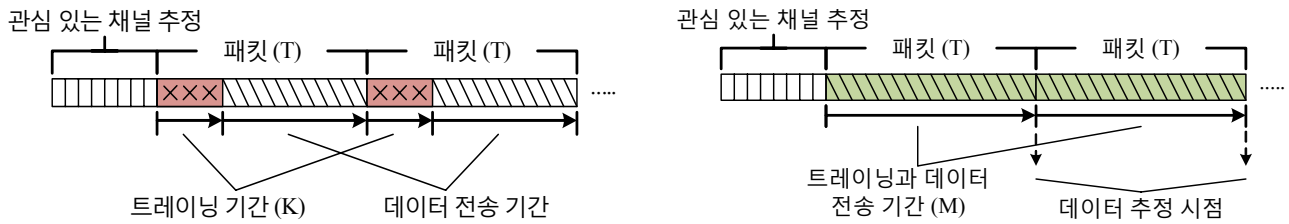


그림 2. 패킷 흐름 구조 : (a) 기존 방식 및 (b) 제안하는 기법.
Fig. 2. Packet structure : (a) conventional method and (b) proposed method.

$$E_{\hat{\Sigma}_d} \left[\frac{(h_d^H \hat{\Sigma}_d^{-1} h_d)^2}{h_d^H \hat{\Sigma}_d^{-1} \Sigma \hat{\Sigma}_d^{-1} h_d} \right] = \left(1 - \frac{N-1}{M+1} \right) h_d^H \Sigma^{-1} h_d \quad (16)$$

선형 MMSE의 완전한 채널 정보가 있을 때의 공분산을 대체하여 추정된 공분산 $\hat{\Sigma}_d$ 을 사용했을 때 SINR의 기대값은 완전한 채널 정보를 가진 이상적인 MMSE의 SINR 값인 식 (11) 보다 $1 - \frac{N-1}{M+1}$ 배 만큼 작게 나타나는 것을 볼 수 있다. 이 인자는 관측된 샘플 수 M에 대한 증가함수이고, M값이 클 때에 $\hat{\Sigma}_d$ 이 Σ_d 로 수렴하기 때문에 M이 무한대로 갈 때 $1 - \frac{N-1}{M+1}$ 는 1로 수렴한다. 패킷은 보통 수백 심볼 이상의 길이를 가지므로 $\hat{\Sigma}_d$ 를 사용한 SINR의 기대값과 전송 용량은 $\hat{\Sigma}$ 를 사용하는 방법 보다 더 큰 것을 파악할 수 있다.

이해를 돕기 위해 기존 방식과 제안하는 기법의 패킷 흐름 과정을 그림 2에 나타내었다. 기존 방식과 제안하는 기법 모두 파일럿 신호를 통해 관심 있는 채널을 추정할 수 있기 때문에 샘플 공분산 행렬을 추정하는 과정만 도시하였다. 기존의 방식에서는 별도의 시간을 할당해서 샘플 공분산 행렬을 추정하는 반면에, 제안하는 기법은 이를 위한 별도의 구간이 필요 없다.

IV. 모의실험 결과 및 논의

본 절에서는 최대비 결합 (Maximal Ratio Combining, MRC)과 zero forcing (ZF) 기법뿐만 아니라 기존의 MMSE, 간섭원의 CSIR이 주어지지 않는 조건의 MMSE의 전송 용량을 비교한다. MRC가 관심 있는 신호 전력을 최대화하고 full ZF이 $N-1$ 간섭 채널에 직교하는 필터를 선택하는 반면, partial ZF은 일부의 수신 안테나만을 간섭 제어에 사용하고 나머지는 관심 있는 신호의 세기를 증폭시키는데 사용한다^[5]. 모의

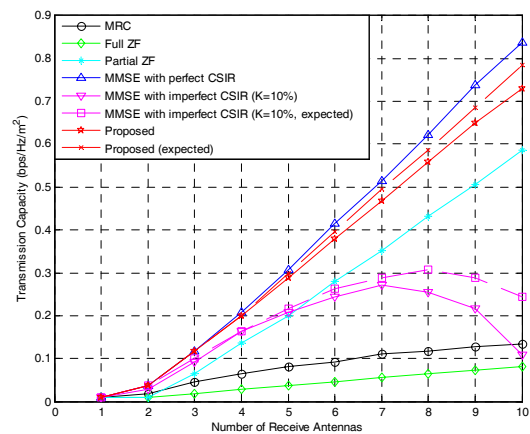


그림 3. N에 따른 전송 용량, $\epsilon=0.1$, $\beta=1$, $\alpha=3$, $d=1$, $K=10$.
Fig. 3. Transmission capacity versus N for $\epsilon=0.1$, $\beta=1$, $\alpha=3$, $d=1$, $K=10$.

실험에서는 송신 노드들이 2-D PPP 제곱 거리로 분포되어 있다고 가정한다. SINR과 Outage 확률은 최대 밀도를 결정하기 위해 수천 번 반복 수행된다. 각각의 송신 채널 벡터의 요소들은 서로 독립적이며, 동일한 분포를 따르는 평균이 0이고 단위 분산을 갖는 복소 가우시안 확률 변수들이라고 가정한다.

그림 3에 $K=10$, $M=100$ 일 때 N에 대한 전송 용량의 함수를 나타내었다. 제안하는 선형 MMSE, 그리고 간섭원의 CSIR이 모두 주어지는 조건의 MMSE, partial ZF은 전송 용량의 선형적인 증가 형태를 보이는 반면 간섭원의 CSIR이 주어지지 않는 조건의 MMSE, MRC, full ZF은 상당한 성능열화를 겪는다. 제안하는 기법이 간섭원의 CSIR이 모두 주어지는 조건의 MMSE와 성능 차이가 있긴 하지만 간섭원의 CSIR이 주어지지 않는 조건의 MMSE와 partial ZF 보다는 큰 전송 용량을 갖고, N이 커질수록 이득이 증가하는 것을 볼 수 있다. $\left(1 - \frac{N-1}{K+1} \right)$ 값에 의해 간섭원의 CSIR이 주어지지 않는 조건의 MMSE는 간섭원의 CSIR이 모두 주어지는 조

건의 MMSE 보다 평균 SINR이 더 작고, 전송 용량은 K가 고정되고 N이 증가하면 감소하게 된다. 본 모의실험을 통하여 제안하는 기법이 실제적인 애드혹 네트워크 시나리오 하에서 효율적임을 파악할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 애드혹 네트워크에서 간섭 노드들의 CSIR이 불완전 할 때의 성능을 향상시키는 방법을 연구하였다. 불완전한 CSIR일 때 MMSE가 샘플 공분산 행렬 추정 기간 동안 상당한 전송 손실률을 가져오는 것을 극복하기 위해서 비모수 선형 MMSE 수신기를 사용하여 간섭과 노이즈의 공분산뿐만 아니라 관심 있는 채널을 포함한 샘플 공분산 행렬을 추정하였다. 모의실험의 결과를 통해 제안하는 기법은 불완전한 CSIR일 때의 기존의 MMSE기법에 비해 상당한 성능 이득을 보이며, 이로서 제안하는 기법이 실제 애드혹 네트워크에서 유용하다는 것을 파악할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] J. G. Andrews, S. Weber, and M. Haenggi, "Ad hoc networks: To spread or not to spread," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 45, no. 12, pp. 8491, Dec. 2007.

[2] A. Hunter, J. G. Andrews, and S. Weber, "The transmission capacity of ad hoc networks with spatial diversity," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 12, pp. 5058-5071, Dec. 2008.

[3] K. Huang, J. G. Andrews, D. Guo, R. W. Heath, Jr., and R. Berry, "Spatial interference cancellation for multi-antenna mobile ad hoc networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 3, pp. 1660-1676, March 2012.

[4] O. Ai, C. Cardinal, and F. Gagnon, "Performance of optimum combining in a Poisson field of interferers and Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 8, pp. 2461-2467, Aug. 2010.

[5] N. Jindal, J. G. Andrews, and S. weber, "Multi-antenna communication in ad hoc networks: achieving MIMO gains with SIMO transmission," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 59, no. 2, pp. 529-540, Feb. 2011.

[6] E. Sousa, "Performance of a spread spectrum packet radio network link in a Poisson field of

interferers," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 38, no. 6, pp. 1743-1754, Nov. 1992.

[7] J. Ilow and D. Hatzinakos, "Analytic alpha stable noise modeling in a poisson field of interferers or scatterers," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 46, no. 6, pp. 1601-1611, June 1998.

[8] S. Weber, J. G. Andrews, and N. Jindal, "An overview of the transmission capacity of wireless networks," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 58, no. 12, pp. 3593-3604, Dec. 2010.

[9] S. Weber, X. Yang, J. G. Andrews, and G. de Veciana, "Transmission capacity of wireless ad hoc networks with outage constraints," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, no. 12, pp. 4091-4102, Dec. 2005.

[10] J. Blomer and N. Jindal, "Transmission capacity of wireless ad hoc networks: successive interference cancellation vs. joint detection," *Proc. IEEE Intl. Conf. Commun. (ICC)*, Dresden, Germany, June 2009.

[11] B. Chen and M. Gans, "MIMO communications in ad hoc networks," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 54, no. 7, pp. 2773-2783, July 2006.

[12] S. Govindasamy, D. W. Bliss, and D. H. Staelin, "Spectral efficiency in single-hop ad-hoc network wireless networks with interference using adaptive antenna arrays," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, no. 7, pp. 1358-1369, Sep. 2007.

[13] H. Cox, R. Zeskind, and M. Owen, "Robust adaptive beamforming," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol.35, pp. 1365-1375, 1987.

[14] I. Reed, J. Mallet, and L. Brennan, "Rapid convergence rate in adaptive arrays," *IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst.*, vol. 10, no. 6, pp. 853-863, Nov. 1974.

[15] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*, Prentice Hall, 1998.

저 자 소 개



신 성 필(학생회원)
2013년 고려대학교 컴퓨터·통신
공학부 학사 졸업.
2013년~현재 고려대학교 컴퓨터·
전파통신공학과 석박사
과정.

<주관심분야 : 신호처리, 무선통신, 정보이론>



이 병 주(학생회원)
2008년 고려대학교 전파통신
공학과 학사 졸업.
2010년 고려대학교 컴퓨터·전파
통신공학과 석사 졸업.
2010년~현재 고려대학교 컴퓨터·
전파통신공학과 박사
과정.

<주관심분야 : 신호처리, 무선통신, 정보이론>



박 선 호(학생회원)
2008년 고려대학교 전파통신
공학과 학사 졸업.
2010년 고려대학교 컴퓨터·전파통
신공학과 석사 졸업.
2011년~현재 고려대학교 컴퓨터·
전파통신공학과 박사
과정.

<주관심분야 : 신호처리, 무선통신, 정보이론>



심 병 효(정회원)-교신저자
1995년 서울대학교 제어계측
공학과 학사 졸업.
1997년 서울대학교 제어계측
공학과 석사 졸업.
2004년 University of Illinois at
Urbana-Champaign
Mathematics 석사 졸업.

2005년 University of Illinois at Urbana-
Champaign Electrical and Computer
Engineering 박사 졸업.

2005년~2007년 미 쉘컴사 선임 및 책임연구원
2007년~현재 고려대학교 컴퓨터·전파통신공학과
부교수

<주관심분야 : 신호처리, 무선통신, 정보이론>