DBpia

논문 13-38A-12-17

한국통신학회논문지(J-KICS) '13-12 Vol.38A No.12
http://dx.doi.org/10.7840/kics.2013.38A.12.1117

스몰셀 무선망 간섭 상쇄 기법 연구

전 상 운◆, 정 방 철°

Interference Neutralization for Small-Cell Wireless Networks

Sang-Woon Jeon◆, Bang Chul Jung°

요 약

최근 무선트래픽 수요가 폭발적으로 증가하면서 셀룰라 무선망에서 이를 효율적으로 지원하기 위한 스몰셀 연구가 활발히 수행중이다. 본 논문은 스몰셀 구현의 가장 큰 걸림돌인 다중셀 간섭을 효율적으로 해결하기 위한 간섭상쇄 기법에 대해 연구하였다. 각 사용자의 메시지가 기지국 혹은 릴레이를 통하여 전달되는 경우, 무선채널의 시변특성을 이용한 간섭상쇄 기법을 제안하였다. Amplify-and-forward (AF) 에 기반한 기존 접근방식은 잡음증폭 특성으로 인하여 신호대잡음비가 낮은 영역에서는 심한 성능열화를 보였다. 본 논문은 최근 개발된 compute-and-forward (CF) 에 기반한 간섭상쇄를 제안하여 이러한 문제를 해결하고 신호대잡음비가 작은 영역에서 전송율을 크게 개선하였다.

Key Words : Ergodic capacity, inter-cell interference, interference nuetralization, relay, small-cell.

ABSTRACT

As the recently soaring wireless traffic, small-cell techniques have been actively studied in order to support such a wireless demand for cellular wireless networks. This paper focuses on the inter-cell interference neutralization to resolve the main barrier for implementing small-cell cellular networks. Assuming that each message is delivered to the final destination by the help of base stations or relays, ergodic interference neutralization is proposed, which exploits the time-varying nature of wireless channels. The previous approach based on amplify-and-forward (AF) suffers from severe performance degradation in the low signal-to-noise (SNR) regime due to noise amplification. On the other hand, the proposed interference neutralization based on recently developed compute-and-forward (CF) fixes such a problem and improves the performance in the low SNR regime.

Ⅰ. 서 론

최근 스마트폰과 테블릿 PC 사용자의 폭발적인 증가로 인하여, 언제 어디서나 다양한 통신서비스를 무선망을 통하여 제공받기를 원한다. 이러한 폭발적인 무선 트래픽을 셀룰라 무선망을 통해 효율적으로 지원하기 위한 가장 간단하면서도 강력한 방안으로, 셀을 작게 구성하거나 기존 셀에 다수의 소형 셀들을 구축하는 "스몰셀" 기술들이 활발히 연구되고 있다[1,2]. 이러한 스몰셀 셀룰라망은 단위면적당 전송용량을 획기적으로 개선할 수 있지만 셀간 거리 감소로 인한 간섭이 상대적으로 중요하게 작용하게 된다. 따라서 셀당 전송용량을 증대시키고 스몰셀 기술의 효율을 개선하기 위해서는 효과적인 셀간 간섭제어 기법에 대한 연구가 반드시 수반되어야 한다[3-11].

※ 이 논문은 2013학년도 안동대학교 학술연구조성사업비에 의하여 연구되었음.
◆ First Author : 국립안동대학교 정보통신공학과, swjeon@anu.ac.kr, 종신회원
° Corresponding Author : 국립경상대학교 정보통신공학과, bcjung@gnu.ac.kr, 종신회원
논문번호 : KICS2013-10-434, 접수일자 : 2013년 10월 8일, 심사일자 : 2013년 12월 10일, 최종논문접수일자 : 2013년 12월 16일

www.dbpia.co.kr

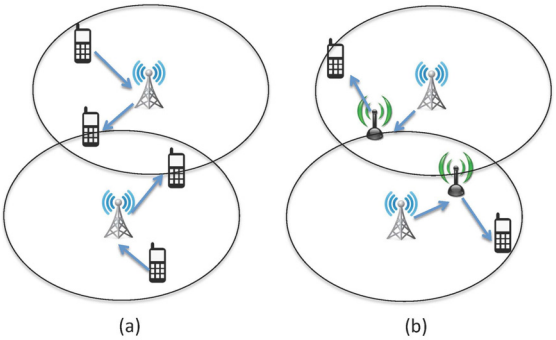


그림 1. 각 사용자가 기지국을 통하여 셀내의 다른 사용자에게 전송 (a), 각 기지국이 소형기지국 혹은 릴레이를 통해 셀내의 사용자에 전송 (b).
Fig. 1. Each user transmits to another user in the same cell via base station (a), each base station transmits to its user via small base station or relay (b).

그림 1과 같이 메시지가 다중 홉을 거쳐 최종 목적노드에게 전달되는 경우, 간섭이 다수의 경로를 통해 최종 목적노드에게 전달된다. 이러한 특성으로 인하여 릴레이 역할을 하는 노드에게 적절한 전송기법을 적용하여 최종 목적노드에서 간섭이 다수의 채널경로를 통하여 상쇄되도록 만들어 줄 수 있다. "간섭상쇄" (interference neutralization) 라고 부르는 이러한 기술은 최근 다중사용자 다중홉 망의 최적 자유도를 달성하기 위한 핵심 기술임이 밝혀졌다[7-10].

최근에 연구된 이러한 간섭상쇄 기술들을 살펴보면 amplify-and-forward (AF) 에 기반하고 있다. 따라서 AF의 잡음증폭 특성으로 인하여 신호대잡음비가 낮은 영역에서 성능열화가 심하다.

AF의 잡음증폭 한계를 극복하기 위하여 본 논문에서는 최근 개발된 compute-and-forward (CF) 에 기반한 간섭상쇄 기술을 새롭게 제안하고자 한다. CF란 각 릴레이노드가 메시지들의 선형합을 디코딩하는 것으로, 기존 decode-and-forward (DF) 를 확장한 개념이며 [12], 다양한 통신 환경에서 그간 달성하지 못했던 망용량을 달성하여 크게 주목받고 있다[13,14]. 또한 메시지 수신이라는 기존 통신 모델 뿐 아니라 함수 수신에서도 그 무한한 가능성이 주목받고 있다[15,16].

본 논문은 CF의 이러한 디코딩 특성을 통해 간섭을 상쇄시키면서 동시에 잡음증폭의 한계도 극복하고자 한다. 기존 연구는 CF의 함수 디코딩 능력, 즉 확장된 DF라는 개념을 활용하여 망용량을 증대시키려 한 반면, 본 논문은 이를 직접 간섭상쇄에 적용하는 새로운 릴레이기법을 도출하고자 한다.

Ⅱ. 릴레이 기반 스몰셀 무선망

본 논문에서 Z는 정수집합을 의미하며, 소수 p에 대하여 F_p, $\mathrm{mod}p$, $\oplus$, $\ominus$는 각각 크기-p 선형유한체, mod 연산, mod 합연산, mod 차연산을 의미한다. 또한 $\log^+(x)=\max\{\log(x),0\}$를 의미한다.

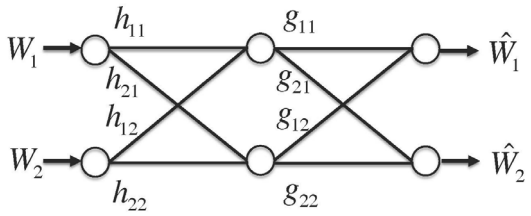


그림 2. 2-셀 2-홉 스몰셀 무선망.
Fig. 2. 2-cell 2-hop small-cell wireless networks.

2.1. 2-셀 2-홉 스몰셀 무선망

본 논문은 그림 2와 같은 2-셀 2-홉 무선망을 고려한다. 각 소스노드는 독립적인 메시지를 2개의 릴레이노드의 도움으로 해당 목적노드에게 전달하고자 한다. 시간 t에서 첫 번째 홉의 입출력 관계 (즉, 소스노드-릴레이노드) 는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{y}_R[t]=\boldsymbol{H}[t]\boldsymbol{x}[t]+\boldsymbol{n}_R[t] \tag{1}$$

여기서 $\boldsymbol{H}[t]=\left[[h_{11}[t],h_{12}[t]]^T,[h_{21}[t],h_{22}[t]]^T\right]^T$는 시간 t에서의 첫 번째 홉 채널 행렬, $\boldsymbol{x}[t]=[x_1[t],x_2[t]]^T$는 시간 t에서의 소스노드 전송신호 벡터, $\boldsymbol{n}_R[t]=[n_{R,1}[t],n_{R,2}[t]]^T$는 시간 t에서의 릴레이노드 잡음 벡터이다. 각 소스노드는 전송파워 P를 만족해야 하며, $\boldsymbol{n}_R[t]$의 각 성분은 독립적이며 $\mathcal{N}(0,1)$을 따른다.

유사하게 시간 t에서의 두 번째 홉의 입출력 관계 (즉, 릴레이노드-목적노드) 는 다음과 같다.

$$\boldsymbol{y}[t]=\boldsymbol{G}[t]\boldsymbol{x}_R[t]+\boldsymbol{n}[t] \tag{2}$$

여기서 $\boldsymbol{G}[t]=\left[[g_{11}[t],g_{12}[t]]^T,[g_{21}[t],g_{22}[t]]^T\right]^T$는 시간 t에서의 두 번째 홉 채널 행렬, $\boldsymbol{x}_R[t]=[x_{R,1}[t],x_{R,2}[t]]^T$는 시간 t에서의 릴레이노드 전송신호 벡터, $\boldsymbol{n}[t]=[n_1[t],n_2[t]]^T$는 시간 t에서의 목적노드 잡음 벡터이다. 각 릴레이노드는 전송파워 P_R를 만족하야 하며, $\boldsymbol{n}[t]$의 각 성분은 독립적이며 $\mathcal{N}(0,1)$을 따른다.

시변채널을 가정하였으며, 각각의 채널은 대칭적인

www.dbpia.co.kr

분포를 따른다. 즉, $h_{ii}[t]$, $g_{ii}[t]$는 연속확률분포 $f_d(.)$를 따르며, $h_{ij}[t]$, $g_{ij}[t]$는 연속확률분포 $f_c(.)$를 따른다, $i,j\in\{1,2\}$, $i\neq j$. 또한 채널의 확률분포는 $f_d(x)=f_d(-x)$, $f_c(x)=f_c(-x)$ 성질을 만족한다. 각 노드는 모든 채널정보를 알고 있음을 가정하였다.

Remark: 본 논문에서 고려하는 채널 모델은 가우시안 페이딩 모델을 포함한다. 이 경우 $f_d(.)$는 $N(0,\sigma_d^2)$, $f_c(.)$는 $N(0,\sigma_c^2)$를 따른다.

2.2. 평균 전송용량 (ergodic capacity)

앞서 정의한 무선망 모델에 기반하여 길이-n 블록 코드를 고려하자. $W_i\in\{1,...,2^{nR_i}\}$를 소스노드 i의 메시지라고 표기한다. 이때 n이 증가함에 따라, W_1, W_2에 대한 오류확률이 0으로 수렴하는 $(2^{nR_1},2^{nR_2};n)$ 블록 코드가 존재하면, (R_1,R_2)를 달성한다고 정의한다. 채널이 임의의 확률분포를 따르기 때문에, 본 논문에서 언급하는 전송율은 기대값, 즉 평균 전송율(ergodic rate) 로 정의된다. 또한 평균 전송용량 C_Σ은 달성가능한 최대 R_1+R_2로 정의된다. 본 논문에서는 따로 언급하지 않아도 전송율 혹은 전송용량은 평균을 의미한다.

Ⅲ. 채널 조합에 따른 전송기법

본 논문에서 고려하는 2-셀 2-홉 무선망의 최적 자유도 2를 달성하기 위해서는 간섭상쇄가 필수적으로 수반되어야 한다 [8-10]. 원천 릴레이기법 중 DF 와 compress-and-forward는 릴레이를 활용한 간섭상쇄가 불가능하므로 본 논문에서는 AF 및 CF 기반 간섭상쇄에 대해서만 고려하고자 한다.

3.1. 채널 조합에 기반한 전송

다중홉 무선망의 경우, 간섭이 다수의 다른 채널경로를 통해 수신되므로 적절한 릴레이기법을 통해 상쇄시켜줄 수 있다 (그림 2 참고). 간섭상쇄라고 부르는 이러한 현상은 다중사용자 다중홉 무선망의 최적 자유도를 달성하기 위한 핵심기술임이 밝혀졌다 [7-10].

간단한 예로, 첫 번째 홉의 채널이

$$\boldsymbol{H}[t]=\boldsymbol{A}=\begin{bmatrix}a_{11}\,a_{12}\\ a_{21}\,a_{22}\end{bmatrix} \tag{3}$$

로 발생되었다면 릴레이노드는 적절한 시간지연 τ를 통해 두 번째 홉의 채널이

$$\boldsymbol{G}[t+\tau]\simeq F(\boldsymbol{A})=\begin{bmatrix}a_{22} & -a_{12}\\ -a_{21} & a_{11}\end{bmatrix} \tag{4}$$

를 만족할 때 수신신호를 AF로 전송하면 최종 채널행렬은

$$\boldsymbol{G}[t+\tau]\begin{bmatrix}1\,0\\ 0\,1\end{bmatrix}\boldsymbol{H}[t]\simeq\begin{bmatrix}\det(\boldsymbol{A}) & 0\\ 0 & \det(\boldsymbol{A})\end{bmatrix} \tag{5}$$

가 되어 간섭신호가 채널을 통해 상쇄된다.

아울러 이같은 채널조합이 가능한 이유는 두 채널조합을 구성하는 각 홉 채널의 확률분포가 $p_{\boldsymbol{H}[t]}(\boldsymbol{A})=p_{\boldsymbol{G}[t]}(F(\boldsymbol{A}))$와 같이 동일하기 때문이다. 즉, 첫 번째 홉에서 T 시간동안 전송한 다음, 두 번째 홉에서 T 시간동안 (3), (4) 채널조합을 만족하는 시간에 첫 번째 홉에서 수신한 신호를 전달할 수 있다.

하지만 채널이 연속적으로 변하기 때문에 두 번째 홉에서 정확한 채널 조합을 맞출 수 없으며 채널 양자화를 통해 근사적으로 일치하는 조합을 선택해야 한다. 이를 위한 구체적인 채널 양자화 및 채널조합 방법은 참고문헌 [9,10]에 자세히 소개되어 있다.

앞서 설명하였듯이, 지금까지 제안된 적절한 채널조합을 통한 간섭상쇄 전송기법인 ergodic interference neutralization은 모두 AF를 기반으로 동작하고 있다[8-10]. 하지만 신호대잡음비가 작은 영역에서는 AF의 잡음증폭 특성으로 성능열화가 심하다. 이러한 한계를 극복하기 위해 본 논문에서는 다음과 같이 다양한 간섭상쇄 기법을 제안한다. 본 장에서 제안한 전송기법들은 3장에서 소개한 채널조합을 통해 전송된다. 즉, 첫 번째 홉의 채널과 두 번째 홉의 채널이 수식 (3), (4) 관계를 만족한다. 따라서 편의상 본 장에서는 시간 t를 생략한 입출력 관계

$$\boldsymbol{y}_R=\boldsymbol{H}\boldsymbol{x}+\boldsymbol{n}_R \tag{6}$$

$$\boldsymbol{y}=\boldsymbol{G}\boldsymbol{x}_R+\boldsymbol{n} \tag{7}$$

를 사용하며 또한

$$\boldsymbol{H}=\left[[h_{11},h_{12}]^T,[h_{21},h_{22}]^T\right]^T \tag{8}$$

$$\boldsymbol{G}=\left[[h_{22},-h_{12}]^T,[-h_{21},h_{11}]^T\right]^T \tag{9}$$

www.dbpia.co.kr

관계를 가정한다.

3.2. AF-기반 단일사용자 전송기법

가장 단순한 전송기법으로 두 사용자 중 전송율이 좋은 사용자가 릴레이를 통해 전송하는 방법이다. 이 때 각 릴레이는 AF 기반으로 동작함을 가정하였다. 이는 간단하지만 특정 상황에서 좋은 성능을 발휘한다.

첫 번째 사용자가 전송할 경우, 각 릴레이노드 전송신호는 $x_{R,1}=\alpha_1 y_{R,1}$, $x_{R,2}=\alpha_2 y_{R,2}$으로 주어지며 이 때 릴레이노드 전송파워 P_R을 만족하는 AF 증폭율은

$$\alpha_1=\sqrt{\frac{P_R}{h_{11}^2P+1}},\ \alpha_2=\sqrt{\frac{P_R}{h_{21}^2P+1}} \quad (10)$$

으로 주어진다. 따라서 첫 번째 사용자의 전송율은 다음과 같다.

$$R_{SU-AF}^1 = \frac{1}{2}log\left(1+\frac{(\alpha_1 h_{11}h_{22}-\alpha_2 h_{12}h_{21})^2P}{\alpha_1^2h_{12}^2+\alpha_2^2h_{22}^2+1}\right) \quad (11)$$

마찬가지로 두 번째 사용자가 전송할 경우 전송율은 다음과 같다.

$$R_{SU-AF}^2 = \frac{1}{2}log\left(1+\frac{(\beta_2 h_{11}h_{22}-\beta_1 h_{12}h_{21})^2P}{\beta_2^2h_{11}^2+\beta_1^2h_{21}^2+1}\right) \quad (12)$$

그러므로 둘중 좋은 사용자가 전송하였을 경우 전송합은 다음과 같다.

$$R_{SU-AF}=\max\left\{R_{SU-AF}^1,R_{SU-AF}^2\right\} \quad (13)$$

3.3. AF-기반 다중사용자 전송기법

다중사용자를 동시에 지원하면서 높은 전송합을 얻기 위해서는 사용자간 간섭을 최소화하여야 한다. 3장에서 소개하였듯이, 두 홉의 채널 행렬이 수식 (8), (9)와 같은 조건을 만족하면 AF를 통하여 간섭을 완전히 상쇄할 수 있다[9,10]. 본 절에서 소개하는 AF 기반 간섭상쇄는 기존기법 [9,10]와 유사하다.

먼저 릴레이 송신신호 벡터는 $\boldsymbol{x}_R=\gamma\boldsymbol{y}_R$로 주어진다. 이때 AF 증폭율은 다음과 같다.

$$\gamma=\sqrt{\frac{P_R}{\max\left\{h_{11}^2+h_{12}^2,h_{21}^2+h_{22}^2\right\}P+1}} \quad (14)$$

따라서 목적노드 수신신호 벡터는

$$\begin{aligned}\boldsymbol{y}&=\boldsymbol{G}(\gamma\boldsymbol{y}_R)+\boldsymbol{n}\\&=\gamma\boldsymbol{GHx}+\gamma\boldsymbol{Gn}_R+\boldsymbol{n}\end{aligned} \quad (15)$$

이며 이때 각 사용자 전송율은

$$R_{MU-AF}^1=\frac{1}{2}log\left(1+\frac{\gamma^2\det(\boldsymbol{H})^2P}{\gamma^2(h_{12}^2+h_{22}^2)+1}\right) \quad (16)$$

$$R_{MU-AF}^2=\frac{1}{2}log\left(1+\frac{\gamma^2\det(\boldsymbol{H})^2P}{\gamma^2(h_{11}^2+h_{21}^2)+1}\right) \quad (17)$$

로 주어진다. 그러므로 AF-기반 다중사용자 전송기법의 전송합은 다음과 같다.

$$R_{MU-AF}=R_{MU-AF}^1+R_{MU-AF}^2 \quad (18)$$

3.4. CF-기반 다중사용자 전송기법

4.1장, 4.2장에서 제안한 기법의 경우 AF에 기반한 전송 방식으로 잡음증폭 특성으로 인하여 신호대잡음비가 작은 영역에서는 성능열화가 심하다. 이를 극복하기 위한 방안으로 릴레이노드들이 메시지를 디코딩하는 DF를 고려할 수 있으나, 각 릴레이노드가 특정 메시지를 디코딩하는 방식은 다중사용자를 지원하는데 한계가 있다.

기존 DF의 이러한 한계를 극복하기위해 최근 각 릴레이들이 메시지의 선형합을 디코딩하는 CF가 제안되었으며, 다중사용자 간섭을 획기적으로 제어할 수 있어 많은 주목을 받고 있다[12]. 본 절에서는 CF에 기반한 간섭상쇄 기법을 제안한다. CF의 구체적인 인코딩, 디코딩 과정은 참고문헌 [12]에서 자세히 소개되었으며, 본 절에서는 릴레이노드가 특정 메시지 선형합을 디코딩 할 때 달성가능한 전송율에 대해 간략히 기술하겠다.

www.dbpia.co.kr

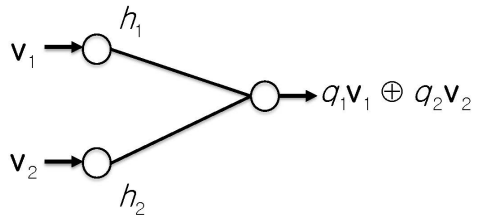


그림 3. 단일 릴레이노드가 두 전송 메시지들의 선형합을 디코딩하고자 한다.
Fig. 3. A single relay node wishes to docode a linear sum of the two transmit messages.

그림 3과 같이 단일 릴레이노드가 두 소스노드의 메시지 선형합을 $y=\boldsymbol{h}^T\boldsymbol{x}+n$라는 채널을 통해 디코딩하는 상황을 고려하자. 여기서 $\boldsymbol{h}=[h_1,h_2]^T$는 2×1 채널벡터이다. 각 소스노드의 메시지는 선형 유한체집합 $\boldsymbol{v}_1\in F_p^m$, $\boldsymbol{v}_2\in F_p^m$의 원소로 나타낼 수 있으며 이 때 m과 p (소수) 는 메시지의 전송율에 의해 결정된다. 이 경우 다음 Theorem이 성립한다.

Theorem 1 (Nazer-Gastpar): 임의의 정수로 이루어진 벡터 $\boldsymbol{a}=[a_1,a_2]\in Z^2$를 가정하자. 릴레이 노드가 그림 3으로 표현되는 채널을 통해 $q_1\boldsymbol{v}_1\oplus q_2\boldsymbol{v}_2$를 디코딩 하고자 할 때 달성 가능한 전송율은 다음과 같다.

$$R=\frac{1}{2}log^+\left(\left(\|\boldsymbol{a}\|^2-\frac{P(\boldsymbol{h}^T\boldsymbol{a})^2}{1+P\|\boldsymbol{h}\|^2}\right)^{-1}\right) \quad (19)$$

이 때 $q_1=a_1 \bmod p\in F_p$, $q_2=a_2 \bmod p\in F_p$로 주어진다.

Proof: 참고문헌 [12]의 Theorem 2에 자세한 증명이 기술되어 있다. □

Theorem 1을 바탕으로 CF에 기반한 제안 간섭상쇄 기법의 전송율을 도출할 수 있다. 이를 위해, 편의상 수식 (19)의 전송율을 $R(\boldsymbol{h},\boldsymbol{a},P)$라고 표기한다 ($\boldsymbol{h},\boldsymbol{a},P$의 함수).

특정한 정수집합 $\{a_{ij}\}_{i,j\in\{1,2\}}\in Z^4$을 고려하자. 또한 이를 바탕으로 $q_{ij}=a_{ij} \bmod p\in F_p$를 정의한다. 제안 간섭상쇄 기법은 다음과 같이 동작한다.

- 첫 번째 소스노드는 메시지 $\boldsymbol{v}_1\in F_p^m$, 두 번째 소스노드는 메시지 $\boldsymbol{v}_2\in F_p^m$를 각각 전송한다.
- 첫 번째 릴레이노드는 $q_{11}\boldsymbol{v}_1\oplus q_{21}\boldsymbol{v}_2:=\boldsymbol{w}_1$, 두 번째 릴레이노드는 $q_{21}\boldsymbol{v}_1\oplus q_{22}\boldsymbol{v}:=\boldsymbol{w}_2$ 각각 디코딩한 후 이를 다시 인코딩하여 전송한다.
- 첫 번째 목적노드는 $q_{22}\boldsymbol{w}_1\ominus q_{12}\boldsymbol{w}_2$, 두 번째 목적노드는 $q_{11}\boldsymbol{w}_2\ominus q_{21}\boldsymbol{w}_1$를 각각 디코딩한다.

위 제안기법에서 언급한 인코딩, 디코딩은 CF 기반으로 이루어진다. 제안기법으로 전송할 경우 첫 번째 목적노드의 최종 디코딩 메시지는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}&q_{22}\boldsymbol{w}_1\ominus q_{12}\boldsymbol{w}_2\\&=q_{22}(q_{11}\boldsymbol{v}_1\oplus q_{12}\boldsymbol{v}_2)\ominus q_{12}(q_{21}\boldsymbol{v}_1\oplus q_{22}\boldsymbol{v}_2)\\&=[q_{22}[q_{11}\boldsymbol{v}_1+q_{12}\boldsymbol{v}_2]\bmod p\\&-q_{12}[q_{21}\boldsymbol{v}_1+q_{22}\boldsymbol{v}_2]\bmod p]\bmod p\\&=[q_{22}(q_{11}\boldsymbol{v}_1+q_{12}\boldsymbol{v}_2)-q_{12}(q_{21}\boldsymbol{v}_1+q_{22}\boldsymbol{v}_2)]\bmod p\\&=[(q_{22}q_{11}-q_{12}q_{21})\boldsymbol{v}_1]\bmod p\end{aligned} \quad (20)$$

마찬가지로 두 번째 목적노드의 최종 디코딩 메시지는

$$\begin{aligned}&q_{11}\boldsymbol{w}_2\ominus q_{21}\boldsymbol{w}_1\\&=[(q_{22}a_{11}-q_{12}q_{21})\boldsymbol{v}_2]\bmod p\end{aligned} \quad (21)$$

로 주어진다. 따라서 각 목적노드에서 간섭메시지들이 완전히 상쇄됨을 확인할 수 있으며,

$$q_{22}q_{11}-q_{12}q_{21}\neq 0 \quad (22)$$

조건을 만족하면 메시지를 디코딩할 수 있다.

그러므로 $\{a_{ij}\}_{i,j\in\{1,2\}}\in Z^4$를 (21)을 만족하면서 전송율을 최대화하도록 설정해야 한다. 참고문헌 [12]에서 증명되었듯이, 위의 전송율을 최대화하는 $\{a_{ij}\}_{i,j\in\{1,2\}}\in Z^4$는 특정 상한값 이하에 항상 존재하며 이를 고려한 전송율 최대화 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}&R_{MU-CF}\\&=\max_{\{a_{ij}\}\in A}\min\{R([h_{11},h_{12}]^T,[a_{11},a_{12}],P)\\&\qquad R([h_{21},h_{22}]^T,[a_{21},a_{22}],P)\\&\qquad R([h_{22},-h_{12}]^T,[a_{22},-a_{12}],P_R)\\&\qquad R([-h_{21},h_{11}]^T,[-a_{21},a_{11}],P_R\}\end{aligned} \quad (23)$$

여기서 $A\subset Z^4$는 다음 조건을 만족하는 $\{a_{ij}\}_{i,j\in\{1,2\}}$ 집합이다.

www.dbpia.co.kr

$$
\begin{aligned}
&a_{11}^2+a_{12}^2 \le 1+(h_{11}^2+h_{12}^2)P \\
&a_{21}^2+a_{22}^2 \le 1+(h_{21}^2+h_{22}^2)P \\
&a_{22}^2+a_{12}^2 \le 1+(h_{22}^2+h_{12}^2)P_R \\
&a_{21}^2+a_{11}^2 \le 1+(h_{21}^2+h_{11}^2)P_R \\
&q_{22}q_{11}-q_{12}q_{21} \neq 0
\end{aligned} \tag{24}
$$

수식 (23)의 min안의 4개 전송율은 각각 두 릴레이 노드와 두 목적노드에서 해당 메시지 선형합을 디코딩하기 위한 조건으로써 Thereom 1을 통해 쉽게 유도할 수 있다.

Ⅳ. 평균 전송율

본 장에서는 제안기법을 시변채널에서 동작시켰을 때의 평균 전송율 (ergodic rate) 을 유도하고 성능을 검증하고자 한다. 여기서 평균 전송율이란 시변채널을 충분히 긴 시간동안 사용하여 전송하였을 경우 달성 가능한 전송율을 의미한다.

4.1. 제안기법의 평균 전송율

3.1장에서는 첫 번째 홉과 두 번째 홉 채널을 특정한 조합을 거쳐 전송되게 유도하는 채널 조합 기법에 대해 제안하였으며, 3.2장에서 3.4장에서는 각 채널 조합에 따른 가능한 전송기법을 세가지 제안하였다. 따라서 매 채널조합마다 전송율이 최대가 되는 전송기법을 선택하여 전송함으로써 평균 전송율을 최대화 할 수 있다. 이를 통해 다음과 같은 평균 전송율이 달성 가능하다.

$$
\begin{aligned}
R_1+R_2 = E_{\boldsymbol{H}}(&\max\{\mathrm{R}_{\mathrm{SU-AF}}(\mathrm{H}), \\
&R_{MU-AF}(\boldsymbol{H}), R_{MU-CF}(\boldsymbol{H})\})
\end{aligned} \tag{25}
$$

여기서 $R_{SU-AF}(\boldsymbol{H})$, $R_{MU-AF}(\boldsymbol{H})$, $R_{MU-CF}(\boldsymbol{H})$는 각각 (13), (18), (23)에 주어져 있다.

4.2. 모의실험 결과

본 절에서는 제안기법의 성능을 검증하기 위한 모의실험을 수행하였다. 비교를 위해 전송합의 상한값인 cut-set upper bound도 함께 도시하였다. 아울러 3장에서 제안한 전송기법들을 각각 동작시켰을 때 달성할 수 있는 전송합도 함께 도시하였다.

먼저 P_R=P인 경우 평균 전송율을 그림 4에 도시하였다. 각 채널은 독립적인 가우시안 분포, 즉 $f_d(.)=f_c(.)=N(0,1)$ 임을 가정하였다. SU-AF (13), MU-AF (18), MU-CF (23)을 각각 동작시켰을 경우, 신호대잡음비가 작은 영역에서는 새롭게 제안한 MU-CF (23)의 전송율이 더 큼을 확인할 수 있다. 또한 각 채널조합마다 각 기법의 최대 전송율이 선택되도록 동작시킬 경우 전송율은 (25)로 주어지며 모든 신호대잡음비 영역에서 향상된 전송율을 달성할 수 있다.

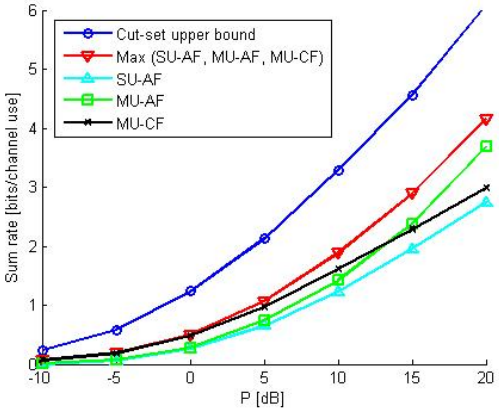


그림 4. $P_R=P$ 일 때의 평균 전송율.
Fig. 4. Ergodic rate when $P_R=P$.

다음으로 $P_R=10P$인 경우 평균 전송율을 그림 5에 도시하였다. 각 채널은 독립적인 가우시안 분포, 즉 $f_d(.)=f_c(.)=N(0,1)$ 임을 가정하였다. 릴레이 전송파워가 커질수록 AF의 잡음증폭이 전체 전송율에 미치는 영향이 미비해진다. MU-AF (18), MU-CF (23)를 비교해보면 알 수 있듯이, MU-AF의 전송율이 MU-CF의 전송율보다 큼을 알 수 있다. 하지만 이 경우에도 각 채널조합마다 최대 전송율을 달성하는 기법을 선택할 경우 여전히 모든 신호대잡음비 영역에 대해 향상된 전송율을 달성할 수 있다.

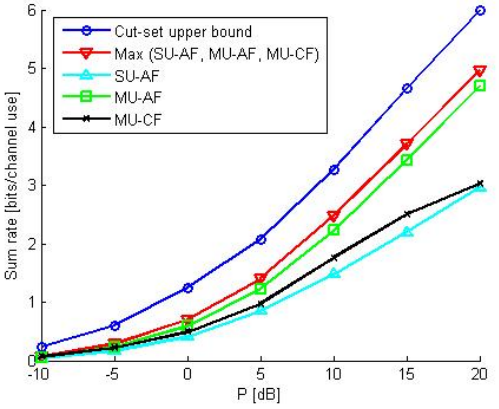


그림 5. $P_R=10P$ 일 때의 평균 전송율.
Fig. 5. Ergodic rate when $P_R=10P$.

www.dbpia.co.kr

V. 결 론

본 논문은 효율적인 스몰셀 망 구현에 필수적인 간섭상쇄 기법에 대해 연구하였다. 기존 간섭상쇄 기법은 AF에 기반한 방식으로써 잡음증폭으로 인해 신호대잡음비가 낮은 영역에서 전송율이 현저히 저하되었다. 이러한 한계를 극복하기 위해 본 논문에서는 CF에 기반한 새로운 간섭상쇄 기법을 제안하였으며 신호대잡음비가 낮은 영역에서의 전송 효율을 개선하였다.

제안된 간섭상쇄를 적용하면 망의 궁극적 용량에 근접하는 획기적 전송율 향상이 가능하나 동시에 시스템 복잡도 및 시간지연 또한 증가한다. 상용통신시스템의 원천 릴레이 기술로 활용하기 위해서는 복잡도 및 시간지연에 대한 분석 및 개선이 추후 이루어져야 할 것으로 예상한다.

References

[1] J. Hoydis, M. Kobayashi, and M. Debbah, “Green small-cell networks,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 6, no. 1, pp. 37-43, Mar. 2011. v

[2] A. Ghosh, N. Mangalvedhe, R. Ratasuk, B. Mondai, M. Cudak, E. Visotsky, T. A. Thomas, J. G. Andrews, P. Xia, H. S. Jo, H. S. Dhillon, and T. D. Novian, “Heterogeneous cellular networks: From theory to practice,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 50, no. 6, pp. 54-64, June 2012.

[3] R. H. Etkin, D. N. C. Tse, and H. Wang, “Gaussian interference channel capacity to within one bit,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 12, pp. 5534-5562, Dec. 2008.

[4] V. R. Cadambe and S. A. Jafar, “Interference alignment and degrees of freedom of the K-user interference channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 54, no. 8, pp. 3425-3441, Aug. 2008.

[5] C. Suh, M. Ho, and D. N. C. Tse, “Downlink interference alignment,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 59, no. 9, pp. 2616-2626, Sep. 2011.

[6] C. Suh and D. N. C. Tse, “Interference alignment for cellular networks,” in *Proc. 46th Annu. Allerton Conf. Commun., Control, Comput.*, pp. 1037-1044, Urbana-Champaign, U.S.A.,, Sep. 2008.

[7] S.-W. Jeon and S.-Y. Chung, “Capacity of a class of linear binary field multisource relay networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 59, no. 10, pp. 6405-6420, Oct. 2013.

[8] T. Gou, S. A. Jafar, C. Wang, S.-W. Jeon, and S.-Y. Chung, “Aligned interference neutralization and the degrees of freedom of the 2x2x2 interference channel,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 7, pp. 4381-4395, July 2012.

[9] S.-W. Jeon, S.-Y. Chung, and S. A. Jafar, “Degrees of freedom region of a class of multisource Gaussian relay networks,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 5, pp. 3032-3044, May 2011.

[10] S.-W. Jeon, C.-Y. Wang, and M. Gastpar, “Approximate ergodic capacity of a class of fading 2-user 2-hop networks,” *Submitted to IEEE Trans. Inf. Theory*, [Online]. Available: http://arxiv.org/abs/1210.2182, Oct. 2012.

[11] J. Shin, “Non-robust and robust regularized zero-forcing interference alignment methods for two-cell MIMO interfering broadcast channels,” *J. Korea Inform. Commun. Soc. (KICS)*, vol. 38A, no. 7, pp. 560-570, July 2013.

[12] B. Nazer and M. Gastpar, “Compute-and-forward: Harnessing interference through structured codes,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 57, no. 10, pp. 6463-6486, Oct. 2011.

[13] B. Nazer and M. Gastpar, “Reliable physical layer network coding,” *Proc. IEEE*, vol. 99, no. 3, pp. 438-460, Mar. 2011.

[14] U. Nissen and P. Whiting, “The degrees of freedom of compute-and-forward,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 58, no. 8, pp. 5214-5232, Aug. 2012.

[15] S.-W. Jeon, C.-Y. Wang, and M. Gastpar, “Computation over Gaussian networks with orthogonal components,” *Submitted to IEEE Trans. Inf. Theory*, [Online]. Availalbe:

www.dbpia.co.kr

http://arxiv.org/abs/1310.7112, Oct. 2013.

[16] C.-Y. Wang, S.-W. Jeon, and M. Gastpar, "Interactive computation of type-threshold functions in collocated broadcast-superposition networks," *Submitted to IEEE Inf. Theory*, [Online]. Available: http://arxiv.org/abs/1310.2860, Oct. 2013.

전 상 운 (Sang-Woon Jeon)

2003년 8월 연세대학교전기전자공학부 공학사

2006년 2월 연세대학교 전기전자공학부 공학석사

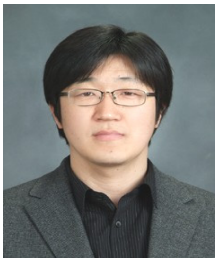
2011년 8월 한국과학기술원 전기전자공학과 공학박사

2011년 8월~2013년 2월 EPFL 박사후연구원

2013년 3월~현재 국립안동대학교 정보통신공학과 조교수

<관심분야> 정보이론, 무선통신

정 방 철 (Bang Chul Jung)



2002년 2월 아주대학교 전자공학부 공학사

2004년 8월 한국과학기술원 전기전자공학과 공학석사

2008년 2월 한국과학기술원 전기전자공학과 공학박사

2008년 1월~2009년 8월 KAIST IT융합연구소 연수연구원

2009년 9월~2010년 2월 KAIST IT융합연구소 연구교수

2010년 3월~현재 국립경상대학교 정보통신공학과 조교수

<관심분야> 무선통신, 통계적신호처리

www.dbpia.co.kr