

논문 2015-52-12-2

셀룰러 네트워크상의 D2D 통신 시스템에서 간섭 억제 및 제거를 위한 연관정 기반 향상된 수신기

(Soft Decision based Advanced Receiver to Suppress and Cancel the Interference in D2D Communication Underlying Cellular Network)

문 상 미*, 추 명 훈*, 김 한 중**, 김 대 진***, 김 철 성***, 황 인 태***

(Sangmi Moon, Myeonghun Chu, Hanjong Kim, Daejin Kim, Cheolsung Kim, and Intae Hwang[Ⓞ])

요 약

셀룰러 네트워크에서 기지국의 과부하를 줄이고 주파수 부족 현상을 완화시킬 수 있는 D2D(Device-to-Device) 통신에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 하지만 셀룰러 네트워크의 상향링크 주파수 자원을 공유함으로써 상호간의 간섭은 증가하게 된다. 본 논문에서는 셀룰러와 D2D 사이의 간섭을 줄이기 위하여 연관정 기반의 향상된 수신기를 제안한다. 제안한 수신기는 MMSE (Minimum Mean Square Error) 또는 IRC (Interference Rejection Combining) 수신기를 통해 간섭 신호의 불편 추정 (unbiased estimation) 값을 계산 하고 간섭 신호를 억제 및 제거한다. 간섭 신호는 LLR (Log-Likelihood Ratio)로 표현되는 소프트 정보를 통해 업데이트 한다. 시스템 레벨 시뮬레이션은 3GPP LTE-A 시스템의 20MHz 대역을 기반으로 이루어 졌으며, 시뮬레이션 결과 제안한 수신기를 통해 기존 수신기보다 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율 측면에서 성능 향상을 가져다주는 것을 확인하였다.

Abstract

Cellular Network assisted device-to-device (D2D) communication has been growing to reduce the overload of eNodeB and mitigate the frequency shortage. However, by sharing the uplink frequency resource with the cellular network, the interference between cellular and D2D is increased. In this paper, we propose the advanced receiver based on soft decision to reduce the interference between cellular and D2D. The proposed receiver can suppress and cancel the interference by calculating the unbiased estimation value of interference signal using minimum mean square error (MMSE) or interference rejection combining (IRC) receiver. The interference signal is updated using soft information expressed by log-likelihood ratio (LLR). We perform a system level simulation based on the 20-MHz bandwidth of the 3GPP LTE-A system. Simulation results show that the proposed receiver can improve SINR, throughput and spectral efficiency compared to conventional receivers.

Keywords : Advanced receiver, Device-to-Device (D2D), LLR, Soft Decision

* 학생회원, *** 평생회원, 전남대학교 전자컴퓨터공학부

(School of Electronics & Computer Engineering Chonnam National University)

** 평생회원, 한국기술교육대학 정보기술공학부

(School of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Korea University of Technology and Education)

Ⓞ Corresponding Author(E-mail: hit@jnu.ac.kr)

※ 본 연구는 미래창조과학부 및 정보통신기술진흥센터의 정보통신·방송 연구개발 사업의 일환으로 수행하였음.
[14-000-04-001, 초연결 스마트 모바일 서비스를 위한 5G 이동통신 핵심기술 개발]

※ 이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 기초연구사업 지원을 받아 수행된 것임.
(2013R1A1A2007779)

※ 이 논문(저서)은 2014년 교육부와 한국연구재단의 지역혁신창의인력양성사업의 지원을 받아 수행된 연구임.
(NRF-2014H1C1A1066568).

Received ; September 14, 2015 Revised ; November 13, 2015 Accepted ; November 17, 2015

I. 서론

최근 스마트 단말의 보급으로 무선 통신과 대용량 멀티미디어 통신이 활발히 이루어짐에 따라 데이터 트래픽에 대한 수요가 급증하여 한정된 자원을 가진 기지국이 이를 수용하기에 많은 어려움이 따르고 있다. 새로운 모바일 멀티미디어 서비스는 많은 사람들에게 제공되기 위해 높은 데이터 속도와 많은 양의 무선 액세스를 계속해서 요구하고 있다. 이러한 이유로 데이터 속도 향상과 높은 시스템 용량 처리를 가져올 차세대 무선 통신 기술의 연구가 활발히 이루어지고 있다. 그리고 이러한 요구사항을 만족하는 시스템 설계를 통한 연구로 최근 셀룰러 시스템에서 기지국의 과부하를 줄이고 주파수 부족 현상을 완화시킬 수 있는 단말 간 직접 통신을 하는 D2D(Device-to-Device) 통신 기술이 출현하였다. 이 기술은 통신을 원하는 이동통신 단말간에 기지국을 거치지 않고 직접 통신하는 기술로 기지국의 과부하를 줄여 트래픽 수용 능력을 증가시킬 수 있는 기술이다.

하지만 LTE-A 셀룰러 환경에서 기존 셀룰러 단말과 무선 자원을 공유하는 D2D 단말은 자신이 속한 셀룰러 네트워크에 심각한 간섭을 줄 가능성이 높기 때문에 간섭을 제거하거나 완화시킬 필요가 있다. 또한 다른 D2D 통신을 하고 있는 단말간의 간섭도 발생하여 전체적인 성능저하로 서비스 만족에 영향을 줄 수 있다.

따라서, 자원 할당 기법, 전력 제어, 모드 선택을 통해 간섭을 완화하거나 제거하는 연구가 활발해지고 있다^[1~6].

또한 간섭 문제를 해결하려는 연구는 셀 간 협력 처리 기술과 같이 기지국 송신기에서 간섭을 줄이는 전송 방법과 고성능 수신 알고리즘을 적용하여 수신기에서 간섭을 처리하는 방법으로 분류할 수 있다. 그런데 전자의 경우 간섭 처리를 위해 각 단말은 채널 정보를 피드백 해야 한다. 안테나 개수의 증가에 따른 피드백 오버헤드와 피드백 정보의 부정확함을 고려할 때, 피드백을 필요로 하는 송신기 간섭 처리 방법에는 제약이 따른다. 반면 수신기에서 간섭을 처리 하는 방법은 피드백을 필요로 하지 않으므로 최근 3GPP에서 주목을 받고 있다.

간섭 영향을 줄일 수 있는 고성능 수신 알고리즘은 크게 간섭 억제 수신기와 간섭 제거 수신기로 분류할

수 있으며, 이러한 NAICS (Network Assisted Interference Cancellation and Suppression) 연구는 고성능 수신기 알고리즘과 이와 관련된 네트워크 지원 방법으로 분류될 수 있다. 다중 셀 환경에서 간섭제거 및 용량 개선 관점에서 MMSE (Minimum Mean Square Error)에 기반을 둔 수신기 알고리즘들이 활발하게 제시되고 있으며, 3GPP Release-12에서는 NAICS가 SI (Study Item)로 승인되어 네트워크 지원과 관련하여 성능 개선, 지원 정보 종류, 오버헤드 등이 논의되었다^[7~8].

본 논문에서는 셀룰러와 D2D 단말에서 간섭의 영향을 줄일 수 있는 기존의 수신기에 대하여 살펴보고, SIC (Successive Interference Cancellation) 및 FSC (Full Suppression and Cancellation) 수신기에서 성능을 향상시키기 위해 연판정 (SD: Soft Decision) 기반 수신기를 제안한다.

논문의 구성은 다음과 같다. 제 II장에서는 시스템 모델에 대하여 기술한다. 제 III장에서는 기존 수신기에 대하여 기술하고 제 IV장에서는 연판정 기반 수신기에 대하여 제안한다. 그리고 제 V장에서 모의실험을 통해 제안 기법의 성능을 분석한다. 마지막으로 제 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델

1. D2D 통신 시스템 모델

D2D 통신 시스템은 셀룰러 단말과 하향링크 또는 상향링크 주파수 자원을 공유할 수 있다. 본 논문에서는 LTE-A 셀룰러 단말에 할당된 주파수 중 사용량이 적은 상향링크 대역을 적용한다. 다중 안테나를 장비하고 있는 eNodeB가 있고, K 개의 셀룰러 단말은 다중 안테나를 장비하고 있다고 가정한다. 이때 지리적으로 서로 가까이 위치하는 두 통신 단말기가 데이터를 주고받기 위하여 셀룰러 단말기와 동일한 주파수 자원을 공유하여 신호를 주고받는 D2D 통신 시스템 모델을 고려한다. D2D 통신 단말기 역시 셀룰러 단말과 마찬가지로 다중 안테나를 장비하고 있다고 가정한다.

간섭 시나리오는 크게 셀룰러 링크와 D2D 링크로 나눠서 설명할 수 있다. 셀룰러 링크의 경우, 인접 셀의 셀룰러 단말로부터 오는 C2B (Cellular UE to eNodeB) 간섭과 같은 셀 또는 인접 셀의 D2D로부터 오는 Intra

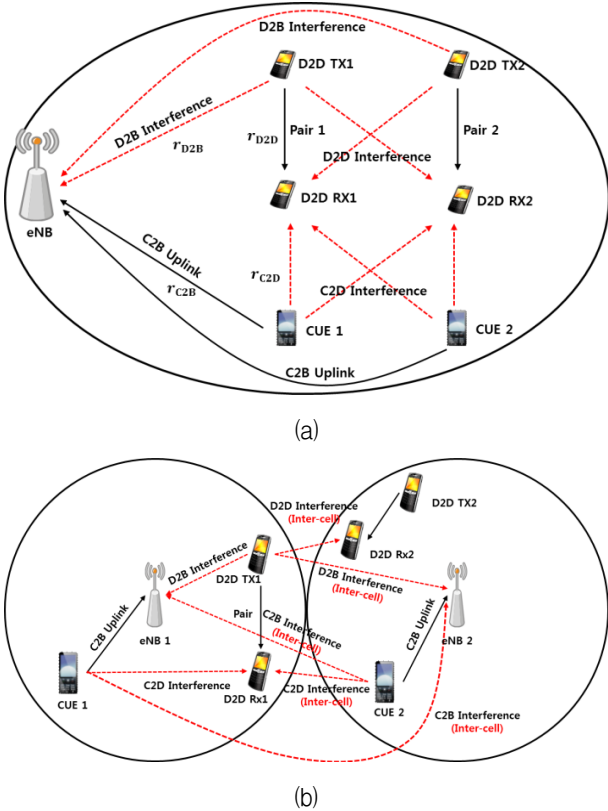


그림 1. 간섭 시나리오: (a) 셀내 간섭, (b) 셀간 간섭
Fig. 1. Interference scenario: (a) Intra-cell interference, (b) Inter-cell interference.

또는 Inter D2B(D2D to eNodeB) 간섭이 존재한다. D2D 링크의 경우, 같은 셀 또는 인접 셀의 D2D로부터 오는 Intra 또는 Inter D2D(D2D to D2D) 간섭과 같은 셀 또는 인접 셀의 셀룰러 단말로부터 오는 Intra 또는 Inter C2D(Cellular UE to D2D) 간섭이 존재한다. 그림 1은 상향 링크에서 셀내(Intra-cell) 및 셀간(Inter-cell) 간섭 시나리오를 보여주고 있다.

2. 수신 신호 모델

셀룰러 상향링크의 경우, RE(Resource Element)에서 eNodeB의 수신 신호는 다음 식과 같다.

$$x = H_{C_0,n} s_{C_0,n} + \sum_{n' \neq n}^{N_{stream}} H_{C_0,n'} s_{C_0,n'} + \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{C_q,n} s_{C_q,n} + \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{q,d,n}} s_{D_{q,d,n}} + N \quad (1)$$

여기서 s_{C_0} 와 $H_{C_0}(q=0)$ 는 각각 셀룰러 eNB에게 전달되는 신호와 해당 전파 채널이다. s_{C_q} 와 $H_{C_q}(q=1,2,\dots,N_{cell}-1)$ 는 각각 q 번째 셀 내 간섭 신호

와 해당 전파 채널이고 s_{D_q} 와 H_{D_q} 는 D2D 간섭 신호와 해당 전파 채널이다. 그리고 N 은 잡음이다.

또한, RE에서 D2D 수신 단말의 수신 신호는 다음 식과 같다.

$$x = H_{D_0,n} s_{D_0,n} + \sum_{n' \neq n}^{N_{stream}} H_{D_0,n'} s_{D_0,n'} + \sum_{d \neq d'}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{d',0,n}} s_{D_{d',0,n}} + \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{d',q,n}} s_{D_{d',q,n}} + \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{C_{q,n}} s_{C_{q,n}} + N \quad (2)$$

여기서 s_{D_0} 와 $H_{D_0}(q=0)$ 는 각각 D2D에게 전달되는 신호와 해당 전파 채널이다. $s_{D_{d',0}}$ 와 $H_{D_{d',0}}(d \neq d')$ 는 각각 D2D 간 간섭 신호들과 해당 전파 채널이다. s_{D_q} 와 $H_{D_q}(q=1,2,\dots,N_{cell}-1)$ 는 D2D 내 간섭 신호들과 해당 전파 채널들이다. s_{C_q} 와 H_{C_q} 는 C2D 간섭 신호들과 해당 전파 채널들이다. 그리고 N 은 잡음이다.

III. 기존 수신기

본 장에서는 기존 수신기 방식인 SIC, FSC 및 ML(Maximum Likelihood)에 대하여 살펴본다.

1. SIC

SIC 기법을 적용할 경우 간섭 신호에 대한 변조 차수 및 간섭을 일으키는 채널 행렬에 대한 정보가 요구된다. SIC 수신기는 다음과 같이 표현된다^[9].

$$\hat{s} = H^H (H H^H + \sigma_N^2 I)^{-1} (x - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} H_q \tilde{s}_q) \quad (3)$$

이때, \tilde{s}_q 는 간섭 신호 s_q 에 대한 양자화된 추정 값이다. 이상적인 채널 추정에서 셀룰러 간섭 신호 s_{C_q} 의 양자화 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}_{C_q} = \frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_q}^H \left(\frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_q} H_{C_q}^H + (\sigma_I^2 + \sigma_N^2) I \right)^{-1} x \quad (4)$$

D2D 간섭 신호 $s_{D_{q,d}}$ 의 양자화 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}_{D_{q,d}} = \frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream, D_{q,d}}} H_{D_{q,d}}^H \left(\frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream, D_{q,d}}} H_{D_{q,d}} H_{D_{q,d}}^H + (\sigma_I^2 + \sigma_N^2) I \right)^{-1} x \quad (5)$$

셀룰러 단말의 경우, SIC의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{ideal, SIC} = \frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} H_{C_0}^H \left(\frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} H_{C_0} H_{C_0}^H + \sigma_N^2 I \right)^{-1} \quad (6)$$

그리고 복원된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s} = W_{ideal, SIC} \left(x - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{C_{q,n}} \tilde{s}_{C_{q,n}} - \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{q,d,n}} \tilde{s}_{D_{q,d,n}} \right) \quad (7)$$

SIC의 이상적인 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out, n} = \frac{\frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} W_{ideal, SIC, C_0, n} H_{C_0, n} H_{C_0, n}^H W_{ideal, SIC, C_0, n}^H}{W_{ideal, SIC, C_0, n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{D2B} + \sigma_N^2 I) W_{ideal, SIC, C_0, n}^H} \quad (8)$$

이때 셀 내, 셀 간(C2B) 간섭 공분산 그리고 D2B 간섭 공분산은 다음과 같다.

$$R_{intra} = \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} H_{C_{0, n'}} H_{C_{0, n'}}^H \quad (9)$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_{q,n}} H_{C_{q,n}}^H e \quad (10)$$

$$R_{D2B} = \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream, D_{q,d}}} H_{D_{q,d,n}} H_{D_{q,d,n}}^H e \quad (11)$$

여기서 $e = \beta E |s_q - \tilde{s}_q|^2$ 이고 β 는 검출 신호의 에러 확률이고 다음 식과 같다^[10].

$$\beta = 2Q(\sqrt{SINR_{out}^q}) - [Q(\sqrt{SINR_{out}^q})]^2 \quad (12)$$

D2D 수신 단말의 경우, SIC의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{ideal, SIC} = \frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}}} H_{D_{0,d}}^H \left(\frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}}} H_{D_{0,d}} H_{D_{0,d}}^H + \sigma_N^2 I \right)^{-1} \quad (13)$$

그리고 복원된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s} = W_{ideal, SIC} \left(x - \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{C_{q,n}} \tilde{s}_{C_{q,n}} - \sum_{d=1}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{0,d,n}} \tilde{s}_{D_{0,d,n}} - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{q,d,n}} \tilde{s}_{D_{q,d,n}} \right) \quad (14)$$

SIC의 이상적인 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out, n} = \frac{\frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}}} W_{ideal, SIC, D_{0,d}, n} H_{D_{0,d}, n} H_{D_{0,d}, n}^H W_{ideal, SIC, D_{0,d}, n}^H}{W_{ideal, SIC, D_{0,d}, n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{C2D} + \sigma_N^2 I) W_{ideal, SIC, D_{0,d}, n}^H} \quad (15)$$

이때 셀 내, 셀 간(D2D) 간섭 공분산 그리고 C2D 간섭 공분산은 다음과 같다.

$$R_{intra} = \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_{D_0}}{N_{stream, D_0}} H_{D_{0, n'}} H_{D_{0, n'}}^H + \sum_{d \neq d'}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_0}}{N_{stream, D_{d,0}}} H_{D_{0, d, n}} H_{D_{0, d, n}}^H \quad (16)$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{q,d,n}}}{N_{stream, D_{q,d,n}}} H_{D_{q,d,n}} H_{D_{q,d,n}}^H e \quad (17)$$

$$R_{C2D} = \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_{q,n}} H_{C_{q,n}}^H e \quad (18)$$

2. FSC

FSC 수신기는 IRC와 SIC 수신기를 결합한 향상된 수신기 FSC 수신기의 흐름도는 그림 2와 같고 다음과 같이 표현된다^[11].

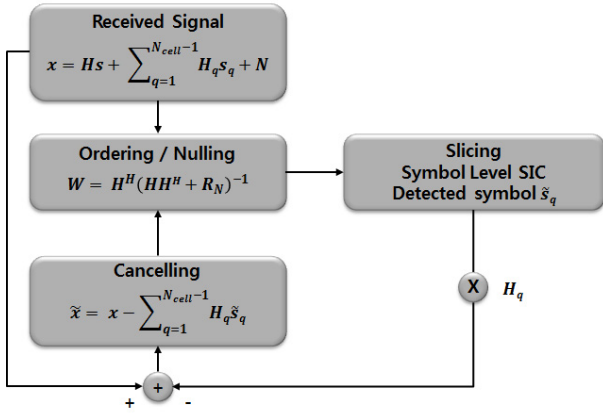


그림 2. FSC 수신기의 흐름도

Fig. 2. Flow chart of FSC receiver.

$$\hat{s} = H^H(HH^H + R_N)^{-1} \left(x - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} H_q \tilde{s}_q \right) \quad (19)$$

이때, \tilde{s}_q 는 간섭 신호 s_q 에 대한 양자화된 추정 값이다. 제안한 FSC 수신기의 흐름도는 그림 2와 같다.

수신된 신호에 대하여 정렬화 (Ordering) 및 무효화 (Nulling)가 이루어지며, 이후 경판정 기반의 심볼 레벨 SIC가 적용하여 양자화 (Slicing)가 이루어진다. 이를 통해 간섭 신호에 대한 추정 값을 얻음으로써, 수신 신호와의 제거화 (Cancelling) 과정을 통해 원하는 신호를 계산하는 작업이 이루어진다.

이상적인 채널 추정에서 셀룰러 간섭 신호 s_{C_q} 의 양자화 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}_{C_q} = \frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_q}^H \left(\frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_q} H_{C_q}^H + R_{I+N} \right)^{-1} x \quad (20)$$

RE에서 DMRS(Demodulation Reference Signal)에 기반을 둔 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$R_{I+N} = E[\tilde{x}\tilde{x}^H] \quad (21)$$

$$\tilde{x} = x - H_{C_q} r_{C_q} \quad (22)$$

여기서 r_{C_q} 는 q 번째 셀에서 셀룰러 단말의 DMRS 시퀀스이다.

D2D 간섭 신호 $s_{D_{q,d}}$ 의 양자화 추정은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{s}_{D_{q,d}} = \frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream, D_{q,d}}} H_{D_{q,d}}^H \left(\frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream, D_{q,d}}} H_{D_{q,d}} H_{D_{q,d}}^H + R_{I+N} \right)^{-1} x \quad (23)$$

RE에서 DMRS에 기반을 둔 공분산 행렬은 다음과 같다.

$$R_{I+N} = E[\tilde{x}\tilde{x}^H] \quad (24)$$

$$\tilde{x} = x - H_{D_{q,d}} r_{D_{q,d}} \quad (25)$$

여기서 $r_{D_{q,d}}$ 는 q 번째 셀에서 D2D 전송의 DMRS 시퀀스이다.

셀룰러 단말의 경우, FSC의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{ideal, FSC} = \frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} H_{C_0}^H \left(\frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} H_{C_0} H_{C_0}^H + R_N \right)^{-1} \quad (26)$$

그리고 복원된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{s} = W_{ideal, FSC} \left(x - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{C_{q,n}} \tilde{s}_{C_{q,n}} - \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{q,d,n}} \tilde{s}_{D_{q,d,n}} \right) \quad (27)$$

FSC의 이상적인 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out, n} = \frac{\frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} W_{ideal, FSC, C_0, n} H_{C_0, n} H_{C_0, n}^H W_{ideal, FSC, C_0, n}^H}{W_{ideal, FSC, C_0, n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{D2D} + \sigma_N^2) W_{ideal, FSC, C_0, n}^H} \quad (28)$$

이때 셀 내, 셀 간(C2B) 간섭 공분산 그리고 D2B 간섭 공분산은 다음과 같다.

$$R_{intra} = \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} H_{C_{0, n'}} H_{C_{0, n'}}^H \quad (29)$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_{q, n}} H_{C_{q, n}}^H e \quad (30)$$

$$R_{D2B} = \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{q,d}}}{N_{stream, D_{q,d}}} H_{D_{q,d,n}} H_{D_{q,d,n}}^H e \quad (31)$$

D2D 수신 단말의 경우, FSC의 가중치 행렬은 다음 식과 같다.

$$W_{ideal, FSC} = \frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}}} H_{D_{0,d}}^H \left(\frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}}} H_{D_{0,d}} H_{D_{0,d}}^H + R_N \right)^{-1} \quad (32)$$

그리고 복원된 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{s} = & W_{ideal, FSC} \left(x - \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{C_{q,n}} \tilde{s}_{C_{q,n}} \right. \\ & - \sum_{d=1}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{0,d,n}} \tilde{s}_{D_{0,d,n}} \\ & \left. - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} H_{D_{q,d,n}} \tilde{s}_{D_{q,d,n}} \right) \quad (33) \end{aligned}$$

FSC의 이상적인 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out, n} = \frac{\frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}}} W_{ideal, FSC, D_{0,n}}^H H_{D_{0,n}} H_{D_{0,n}}^H W_{ideal, FSC, D_{0,n}}}{W_{ideal, FSC, D_{0,n}} (R_{intra} + R_{inter} + R_{C2D} + \sigma_N^2) W_{ideal, FSC, D_{0,n}}^H} \quad (34)$$

이때 셀 내, 셀 간(D2D) 간섭 공분산 그리고 C2D 간섭 공분산은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_{intra} = & \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_{stream}} \frac{P_{D_0}}{N_{stream, D_0}} H_{D_{0,n'}} H_{D_{0,n'}}^H \\ & + \sum_{d \neq d'}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_0}}{N_{stream, D_{d,0}}} H_{D_{0,d,n}} H_{D_{0,d,n}}^H \quad (35) \end{aligned}$$

$$R_{inter} = \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} \sum_{d=0}^{N_{D2D}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{D_{q,d,n}}}{N_{stream, D_{q,d,n}}} H_{D_{q,d,n}} H_{D_{q,d,n}}^H e \quad (36)$$

$$R_{C2D} = \sum_{q=0}^{N_{cell}-1} \sum_{n=1}^{N_{stream}} \frac{P_{C_q}}{N_{stream, C_q}} H_{C_{q,n}} H_{C_{q,n}}^H e \quad (37)$$

3. ML

ML 기법은 가장 이상적인 성능을 보이는 기법으로, 복잡도가 가장 높은 단점을 갖고 있다. ML 수신기는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \{ \hat{s}_0, \hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_q \} = \\ \operatorname{argmin}_{\hat{s}_0, \hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_q \in \Omega} \left\| x - H_0 s_0 - \sum_{q=1}^{N_{cell}-1} H_q s_q \right\|^2 \quad (38) \end{aligned}$$

이때, Ω 는 원하는 신호와 간섭 신호에 사용되는 변조 방식의 constellation points set을 나타낸다.

ML의 출력 SINR 값은 PIC(Perfect Interference Cancellation)의 SINR과 MMSE의 SINR 계산을 통하여 계산된다[12].

셀룰러 단말의 경우, 식 (39)은 PIC의 출력 SINR을 나타내며 MMSE의 출력 SINR은 식 (40)와 같다.

$$SINR_{out, n}^{PIC} = \frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0} (\sigma_I^2 + \sigma_N^2)} \| H_{C_{0,n}} \|^2 \quad (39)$$

$$SINR_{out, n}^{MMSE} = \frac{\frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0}} W_{ideal, MMSE, C_0, n}^H H_{C_0, n} H_{C_0, n}^H W_{ideal, MMSE, C_0, n}}{W_{ideal, MMSE, C_0, n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{D2B} + \sigma_N^2) W_{ideal, MMSE, C_0, n}^H} \quad (40)$$

D2D 수신 단말의 경우, 식 (41)은 PIC의 출력 SINR을 나타내며 MMSE의 출력 SINR은 식 (42)과 같다.

$$SINR_{out, n}^{PIC} = \frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}} (\sigma_I^2 + \sigma_N^2)} \| H_{D_{0,d,n}} \|^2 \quad (41)$$

$$SINR_{out, n}^{MMSE} = \frac{\frac{P_{D_0}}{N_{stream, D_0}} W_{ideal, MMSE, D_0, n}^H H_{D_0, n} H_{D_0, n}^H W_{ideal, MMSE, D_0, n}}{W_{ideal, MMSE, D_0, n} (R_{intra} + R_{inter} + R_{C2D} + \sigma_N^2) W_{ideal, MMSE, D_0, n}^H} \quad (42)$$

ML의 이상적인 출력 SINR 값은 다음 식을 통해 계산된다.

$$SINR_{out, n} = (1 + SINR_{out, n}^{PIC})^{\alpha\beta} (1 + SINR_{out, n}^{MMSE})^{1-\alpha\beta} - 1 \quad (43)$$

여기서 α 와 β 는 다음과 같이 계산된다.

$$\alpha = \frac{C_{open} - C_{MMSE}}{C_{PIC} - C_{MMSE}}, 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (44)$$

$$\beta = \frac{C_{ML} - C_{MMSE}}{C_{open} - C_{MMSE}}, 0 \leq \beta \leq 1 \quad (45)$$

이때, 셀룰러와 D2D 단말의 MIMO 개구간 용량은 각각 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$C_{open} = \log_2 \det \left(I_{N_i} + \frac{P_{C_0}}{N_{stream, C_0} (\sigma_I^2 + \sigma_N^2)} H_{C_0} H_{C_0}^H \right) \quad (46)$$

$$C_{open} = \log_2 \det \left(I_{N_i} + \frac{P_{D_{0,d}}}{N_{stream, D_{0,d}} (\sigma_I^2 + \sigma_N^2)} H_{D_{0,d}} H_{D_{0,d}}^H \right) \quad (47)$$

MMSE, PIC 그리고 ML의 용량은 다음과 같다.

$$C = \sum_{n=1}^{N_{stream}} \log_2 (1 + SINR_{out,n}) \quad (48)$$

IV. 제안 수신기

본 장에서는 SIC 및 FSC 수신기의 성능을 향상시키기 위한 연판정 기반 수신기를 제안한다. 그림 3은 수신 단에서 디프리카딩, 레이어 디맵퍼, 디스크램플링 블록을 생략한 SIC 및 FSC의 연판정 수신기 구조를 나타낸다.

수신 신호 x 는 MMSE 또는 IRC 수신기를 통해 i 번째 셀에서 송신 신호 s_i 의 불편 추정 (unbiased estimation) 값을 다음 수식을 통해 계산한다.

$$\tilde{s}_i = w_i x \quad (49)$$

여기서 $i=0$ 인 경우 서빙 셀의 신호이고, w_i 는 i 번째 셀의 가중치 행렬이며, MMSE와 IRC 수신기의 가

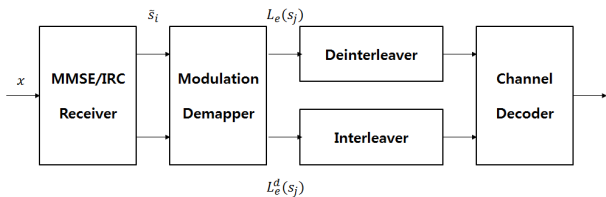


그림 3. 연판정 수신기의 구조

Fig. 3. Structure of soft decision receiver.

중치 행렬은 식 (50)와 (51)과 같다.

$$w_{MMSE} = H^H (H H^H + \sigma_{I+n}^2 I)^{-1} \quad (50)$$

$$w_{IRC} = H^H (H H^H + R_{I+n})^{-1} \quad (51)$$

여기서 σ_{I+n}^2 은 간섭 및 잡음의 파워, R_{I+n} 은 간섭 및 잡음의 공분산 행렬이다. 신호 추정 후 수신 신호 x 에서 \tilde{s}_i 를 제거하면 다음과 같이 표현된다.

$$\hat{s} = w (x - \sum_{i=1}^n H_i m_i) \quad (52)$$

여기서 m 은 사전 정보(prior information)로 심볼 s 의 평균 $m = E(s)$ 로 표현된다. 시작 단계에서는 사전 정보가 존재하지 않기 때문에 $m = 0$ 이다. 사전 정보는 MMSE 또는 IRC 등화기를 거친 후 추정 신호의 소프트 정보를 통해 업데이트할 수 있다. 소프트 정보는 LLR(Log-Likelihood Ratio)로 표현되며, 사전 LLR, 사후 LLR, 외부 LLR은 각각 식 (53), (54), (55)와 같다.

$$L(s_j) = \ln \frac{P(s_j = 0)}{P(s_j = 1)} \quad (53)$$

$$L(s_j | \tilde{s}) = \ln \frac{P(s_j = 0 | \tilde{s})}{P(s_j = 1 | \tilde{s})} \quad (54)$$

$$\begin{aligned} L_e(s_j) &= L(s_j | \tilde{s}) - L(s_j) \\ &= \ln \frac{\sum_{\alpha_k: \alpha_{k,j} = 0} p(\tilde{s} | s = \alpha_k) p(s_{j'} = \alpha_{k,j'})}{\sum_{\alpha_k: \alpha_{k,j} = 1} p(\tilde{s} | s = \alpha_k) p(s_{j'} = \alpha_{k,j'})} \end{aligned} \quad (55)$$

여기서 $j, j' = 1, 2$ 이고 $j \neq j'$ 이다. 사전 LLR은 MMSE 또는 IRC 수신기 전에서, 사후 LLR은 수신기 후 계산된다. 외부 LLR은 변조 방식에 따라 달라진다. 또한, $p(x)$ 는 PDF (Probability Density Function)이며, 다음 아래식과 같이 가우시안 근사를 이용한다.

$$p(\tilde{s} | s = \alpha_k) = \frac{1}{\sigma_k^2} \cdot \exp(-|\tilde{s} - u_k|^2 / \sigma_k^2) \quad (56)$$

여기서 평균은 $u_k = E(\tilde{s} | s = \alpha_k)$ 이고, 분산은 $\sigma_k^2 = cov(\tilde{s}, \tilde{s} | s = \alpha_k)$ 이고 다음과 같이 계산된다.

$$u_k = \alpha_k \quad (57)$$

$$\sigma_k^2 = 1/(H^H RH) \quad (58)$$

이를 이용하여 식 (55)를 간략히 표현하면 다음과 식과 같다.

$$L_e(s_1) = \sqrt{\beta} Re(\tilde{s})(H^H RH) \quad (59)$$

$$L_e(s_2) = \sqrt{\beta} Im(\tilde{s})(H^H RH) \quad (60)$$

여기서 $\sqrt{\beta}$ 는 변조 방식에 따라 달라지며 QPSK의 경우 $2\sqrt{2}$, 16QAM의 경우 $10\sqrt{2}$, 64QAM의 경우 $42\sqrt{2}$ 상수 값을 갖는다.

마지막으로, 외부 LLR $L_e(s_j)$ 는 채널 디코더로 입력된 후 새로운 외부 LLR $L_e^d(s_j)$ 를 생성 한다.

V. 모의실험 결과 및 분석

본 장에서는 기존 및 제안 수신기의 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율에 대하여 성능 분석이 이루어졌다. 이에 대한 모의실험 모델 및 파라미터와 모의실험 결과는 다음과 같다.

1. 모의실험 모델 및 파라미터

모의실험은 매크로셀이 3개의 섹터로 구분되고, 19개로 구성된 시스템 레벨 모의실험이 이루어졌다^[13]. 시스템 레벨 시뮬레이션에서 사용된 파라미터에 대하여 표 1과 같이 정리하였다.

표 1. 모의실험 파라미터
Table 1. Simulation Parameters.

Parameter	Value
Cell Structure	Hexagonal grid, 2-tier, 19 cell sites, 3 Sectors per site
No. of UE / Sector	21 UEs
No. of D2D Pair	2 Pairs (2 Tx D2D UE, 2 Rx D2D UE)
Distance between D2D	25m
No. of D2D RBs	4 RBs
Antenna Configuration	BS: 2, MS: 2
Channel Model	WINNER Channel Models,

	UMi - NLoS
Doppler Velocity	300Hz
UE Max TX Power	23 dBm
Center Frequency	2.6 GHz
Bandwidth (No. of RBs)	20 MHz (100RBs)
Scheduling	Round Robin
Traffic Model	Full Buffer
Cell Radius (R) = ISD/ROOT3	[Case 1] 500/ROOT3= \sim 289m
BS antenna gain plus cable loss	14 dBi for micro, macro cell case
Antenna Pattern	$A_H(\varphi) = -\min\left[12\left(\frac{\varphi}{\varphi_{3dB}}\right)^2, A_m\right]$, $\varphi_{3dB} = 70 \text{ degrees}$, $A_m = 25dB$
Path Loss Model	$PL = 130.5 + 37.6 \cdot \log_{10}(R)$
Shadow Std. Deviation	10 dB
Penetration Loss	20 dB
UE Noise Level	174dBm/Hz
UE Noise Figure	9 dB
Correlation distance of shadowing	50 m
Shadowing correlation between cells/sectors	0.5 / 1.0
Minimum distance between UE and cell	≥ 35 meters
Channel Estimation	Ideal
Advanced Receiver	Conventional Receiver: SIC-HD, FSC-HD, ML Proposed Receiver: SIC-SD, FSC-SD

2. 모의실험 결과 및 성능 분석

본 절에서는 경관정 기반 SIC와 FSC, 연관정 기반 SIC와 FSC 및 ML에 대하여 성능 분석을 한다. 성능 분석시 할당된 RB, 모듈레이션, 코드율 및 TB 크기를 기반으로 전송률 및 스펙트럼 효율을 계산한다.

표 2와 3은 각각 향상된 수신기에 따른 전송률과 스펙트럼 효율 성능을 보여준다. SIC-HD, FSC-HD, SIC-SD, FSC-SD, ML순으로 성능이 향상된 것을 볼 수 있다.

그림 4는 향상된 수신기에 따른 셀룰러 링크의 평균 SINR을 나타낸다. 경관정 기반 SIC 및 FSC 보다 제안하는 연관정 기반 SIC 및 FSC 수신기의 SINR 성능이 우수한 것을 알 수 있다. 또한 SIC-HD, FSC-HD, SIC-SD, FSC-SD, ML 순으로 성능이 향상되었다.

표 2. 향상된 수신기에 따른 전송률
Table 2. Throughput according to advanced receiver.

Advanced Receiver	Link	Average Cell Throughput (Mbps)	Average UE Throughput (Mbps/Users)
SIC-HD	Cellular	49.491	2.357
	D2D	4.017	2.009
	Total	53.508	4.365
FSC-HD	Cellular	52.708	2.510
	D2D	4.138	2.069
	Total	56.846	4.579
SIC-SD	Cellular	56.134	2.673
	D2D	4.181	2.091
	Total	60.315	4.763
FSC-SD	Cellular	59.783	2.846
	D2D	4.211	2.105
	Total	63.994	4.952
ML	Cellular	68.521	3.263
	D2D	4.262	2.131
	Total	72.783	5.394

표 3. 향상된 수신기에 따른 스펙트럼 효율
Table 3. Spectral efficiency according to advanced receiver.

Advanced Receiver	Link	Average Cell Spectral Efficiency (bps/Hz)	Average UE Spectral Efficiency (bps/Hz/Users)
SIC-HD	Cellular	3.037	0.143
	D2D	0.347	0.173
	Total	3.384	0.316
FSC-HD	Cellular	3.235	0.152
	D2D	0.357	0.178
	Total	3.592	0.330
SIC-SD	Cellular	3.446	0.164
	D2D	0.359	0.180
	Total	3.805	0.344
FSC-SD	Cellular	3.671	0.175
	D2D	0.363	0.182
	Total	4.034	0.356
ML	Cellular	4.205	0.198
	D2D	0.368	0.184
	Total	4.573	0.382

그림 5와 6은 각각 향상된 수신기에 따른 셀룰러 링크의 전송률과 스펙트럼 효율을 나타낸다.

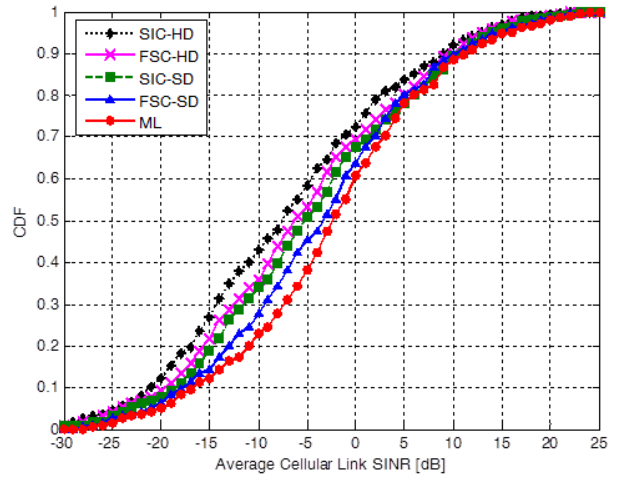


그림 4. 셀룰러 링크의 평균 SINR

Fig. 4. Average SINR of cellular link.

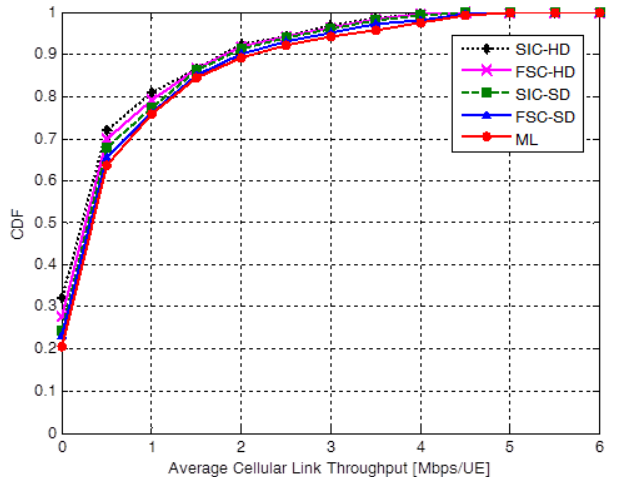


그림 5. 셀룰러 링크의 평균 전송률

Fig. 5. Average throughput of cellular link.

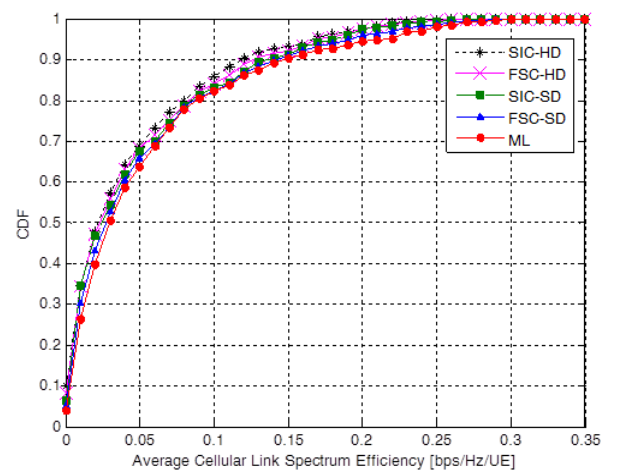


그림 6. 셀룰러 링크의 평균 스펙트럼 효율

Fig. 6. Spectral efficiency of cellular link.

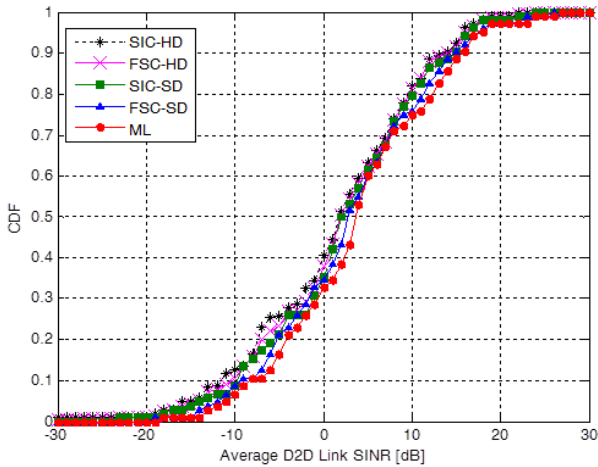


그림 7. D2D 링크의 평균 SINR
Fig. 7. SINR of D2D link.

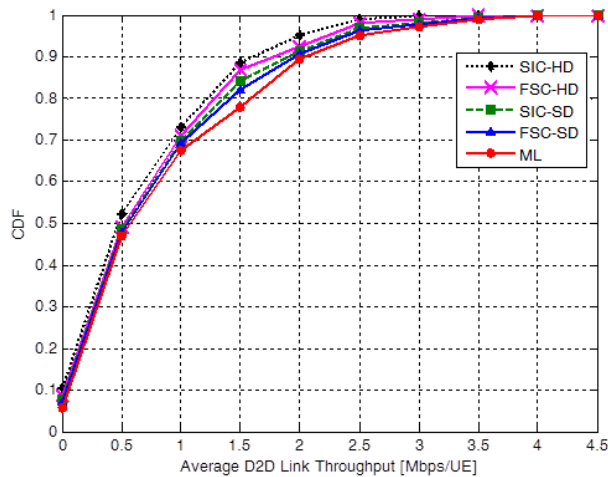


그림 8. D2D 링크의 평균 전송률
Fig. 8. Average throughput of D2D link.

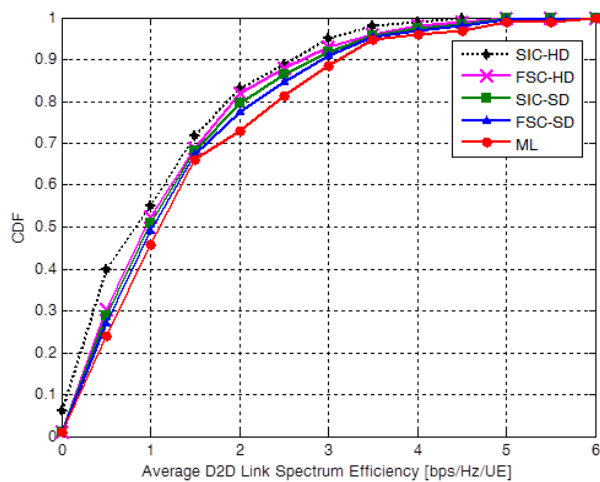


그림 9. D2D 링크의 평균 스펙트럼 효율
Fig. 9. Spectral efficiency of D2D link.

그림 7은 향상된 수신기에 따른 D2D 링크의 SINR을 나타낸다. 경관정 기반 SIC 및 FSC 보다 제안하는 연관정 기반 SIC 및 FSC 수신기의 SINR 성능이 우수한 것을 알 수 있다. 또한 SIC-HD, FSC-HD, SIC-SD, FSC-SD, ML 순으로 성능이 향상되었다.

그림 8과 9는 각각 향상된 수신기에 따른 D2D 링크의 전송률과 스펙트럼 효율을 나타낸다.

VI. 결 론

본 논문에서는 셀룰러 단말과 D2D 단말이 상향링크 주파수 대역을 공유할 때, 셀룰러 또는 D2D 단말로부터 간섭의 영향을 줄이기 위하여 연관정 기반의 향상된 수신기를 제안하였다. 제안한 수신기는 MMSE 또는 IRC 수신기를 통해 간섭 신호의 불편 추정 값을 계산하고 간섭 신호를 억제 및 제거한다. 간섭 신호는 LLR로 표현되는 소프트 정보를 통해 업데이트 한다. 시스템 레벨 시뮬레이션은 3GPP LTE-A 시스템의 20MHz 대역을 기반으로 이루어 졌으며, 시뮬레이션 결과 제안한 수신기를 통해 기존 수신기보다 SINR, 전송률 및 스펙트럼 효율 측면에서 셀룰러와 D2D 링크의 성능 향상을 가져다주는 것을 확인하였다.

REFERENCES

- [1] Mohammad Zulhasnine, Changcheng Huang, Anand Srinivasan, "Efficient Resource Allocation for Device-to-Device Communication Underlying LTE Network," IEEE 6th WiMob, Oct. 2010.
- [2] H. Wang and X. Chu, "Distance-constrained resource-sharing criteria for device-to-device communications underlying cellular networks," IET Electron. Lett., vol. 48, no. 9, pp. 528-530, Apr. 2012.
- [3] Hongnian Xing, and Sami Hakola, "The Investigation of Power Control Schemes for a Device-to-Device Communication integrated into OFDMA Cellular System," 2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), September 2010.
- [4] Hyunkee Min, Woohyun Seo, Jemin Lee, Sungsoo Park, and Daesik Hong, "Reliability Improvement Using Receive Mode Selection in the

- Device-to-Device Uplink Period Underlying Cellular Networks,” IEEE Transactions on Wireless Communications, VOL. 10, NO. 2, Feb. 2011.
- [5] Sungsoo Park, Keukjoon Bang, and Daesik Hong, “Beamforming and User Scheduling for Device-to-Device Underlying Cellular Networks,” Journal of IEIE, vol. 49, no. 2, 2012. 2.
- [6] Woojin Kim, Seongkyu Choi, “Interference Alignment for device to device communication in MIMO cellular network,” 2012 IEIE Autumn Conference, 2012. 11.
- [7] 3GPP TR 36.866, “Study on Network-Assisted Interference Cancellation and Suppression (NAICS) for LTE,” V12.0.1, March 2014.
- [8] R4-131291, “Discussion on Reference IC/IS Receivers for NAICS”, Chicago, IL, US, 15-19 Apr., 2013.
- [9] Ivan Ku, Cheng-Xiang Wang, John Thompson, and Peter Grant, “Impact of Receiver Interference Cancellation Techniques on the Base Station Power Consumption in MIMO Systems with Inter-Cell Interference,” 2011 IEEE 22nd International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 11-14 Sept. 2011.
- [10] Ravi Narasimhan, “Error Propagation Analysis of V-BLAST With Channel-Estimation Errors”, IEEE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, VOL. 53, NO. 1, JANUARY 2005.
- [11] Sangmi Moon, Hun Choe, Myeonghun Chu, Hanjong Kim, and Intae Hwang, “Design and Performance Analysis of Hybrid Receiver based on System Level Simulation in Backhaul System,” Journal of IEIE, vol. 52, no. 5, pp. 23-52, 2015. 5.
- [12] Sung-Hyun Moon, Kyoung-Jae Lee, Jihoon Kim, and Inkyu Lee, “Link Performance Estimation Techniques for MIMO-OFDM Systems with Maximum Likelihood Receiver,” IEEE TRANSACTIONS ON WIRELESS COMMUNICATIONS, VOL. 11, NO. 5, MAY 2012
- [13] 3GPP TR 36.814, Further advancements for E-UTRA physical layer aspects (Release 9), V9.0.0

저 자 소 개



문 상 미(학생회원)
2012년 2월 전남대학교
전자컴퓨터공학부 학사
2014년 8월 전남대학교
전자컴퓨터공학과 석사
2014년 9월~현재 전남대학교
전자컴퓨터공학과 박사과정
<주관심분야 : 이동통신, ICIM, MIMO-OFDM,
D2D, SCE>



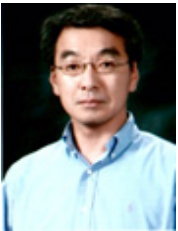
김 대 진(평생회원)
1984년 서울대학교
전자공학과 학사
1986년 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 석사
1991년 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 박사
1991년 7월 1996년 12월 LG전자 멀티미디어
연구소 책임연구원
1997년~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수
<주관심분야 : 디지털 통신, 디지털 방송>



추 명 훈(학생회원)
2015년 8월 전남대학교
전자컴퓨터공학부 학사
2015년 9월~현재 전남대학교
전자컴퓨터공학과 석사과정
<주관심분야 : 이동통신, MIMO,
OFDM>



김 철 성(평생회원)
1987년 Univ. of Arizona (박사)
1987년~1989년 한국전자통신
연구원
1989년~현재 전남대학교
전자컴퓨터공학부 교수
<주관심분야 : 이동통신, 디지털통신, MIMO,
OFDM, RFID>



김 한 종(평생회원)
1986년 2월 한양대학교
전자공학과 학사
1988년 8월 연세대학교
전자공학과 석사
1988년 9월~1994년 2월 연세대학
교 전자공학과 박사
1994년 9월~현재 한국기술교육대학교 전기전자
통신공학부 교수
<주관심분야: 디지털통신, 무선통신시스템, 방송
시스템, 신호처리 및 마이크로 프로세서 응용>



황 인 태(평생회원)
1990년 2월 전남대학교
전자공학과 학사
1992년 8월 연세대학교
전자공학과 석사
1999년 9월~2004년 2월
연세대학교
전기전자공학과 박사
1992년 8월~2006년 2월 LG전자 책임 연구원
2006년 3월~현재 전남대학교 전자컴퓨터공학부
교수
<주관심분야 : 디지털통신, 무선통신시스템, 차세
대이동통신, MIMO, OFDM, MIMO-OFDM,
Relay, ICIM, CoMP, D2D, SCE, MTC>