

공간적으로 좌표 재배열된 직교 설계 기반의 대역 효율적인 상호협력 통신 기법

정회원 류 현 석*, 종신회원 강 충 구*

Bandwidth-Efficient Mutually Cooperative Relaying with Spatially Coordinate-Interleaved Orthogonal Design

Hyun-Seok Ryu* *Regular Member*, Chung G. Kang** *Lifelong Member*

요 약

본 논문에서는 두 명의 상호협력 사용자가 추가적인 대역을 사용하지 않고도 서로의 데이터를 공간적으로 다중화 할 수 있는, 공간적으로 좌표 재배열된 직교 설계 기반의 새로운 상호협력 통신 기법을 제안한다. 제안하는 기법은 기존의 상호협력 통신기법에 비해 다이버시티 이득 (다이버시티 이득 2) 뿐만 아니라 추가적인 코딩 이득을 얻을 수 있음을 보인다. 상호협력 통신에 참여하는 특정 사용자 노드가 자신과 짝을 이루어 동일한 목적지 노드 (즉, 셀룰러 네트워크에서의 기지국)와 통신할 수 있는 또 다른 사용자 노드를 찾을 수만 있다면, 제안하는 기법을 통해 셀룰러 네트워크에서 상향링크의 비트 오류율 성능을 향상시킬 수 있음을 시뮬레이션 결과를 통해 확인한다.

Key Words : Cooperative Diversity, Mutually Cooperative Relay, Coordinate-Interleaved Orthogonal Design (CIOD)

ABSTRACT

In this paper, we propose a new type of mutually cooperative relaying (MCR) scheme based on a spatially coordinate-interleaved orthogonal design (SCID), in which two cooperative users are spatially multiplexed without bandwidth expansion. It provides not only diversity gain (with order of two) as in the existing MCR scheme, but also additional coding gain. Our simulation results demonstrate that the proposed SCID scheme is useful for improving the uplink performance as long as one user can find another active user as a close neighbor that is simultaneously communicating with the same destination, e.g., a base station in the cellular network.

1. 서 론

사용자 협력통신(user cooperative relaying)은 그림 1에서와 같이 단순 협력통신^{[1]-[2]}(simple cooperative relaying: SCR)과 상호 협력통신 기법^{[3]-[5]}(Mutually cooperative relaying: MCR)으로 분류할 수 있다. 단순 협력통신에서는 두 명의 인접한 사용자(user) 중 한 명의 사용자가 또 다른 사용자를 위해 일시

적으로 중계 노드 (relay node)의 역할을 한다. 즉, 중계 역할을 하는 사용자 노드는 자신의 신호가 아닌, 신호원(source) 역할을 하는 사용자 노드로부터 수신한 신호만을 증폭 후 전달(amplify-and-forward) 또는 복호 후 전달(decode-and-forward) 방식을 이용하여 목적지 노드로 중계한다. 일반적으로 협력통신을 위해서는 신호원 노드가 중계 노드 및 목적지 노드(destination node)로 방송(broadcasting)하기 위

* 고려대학교 전자공학과 무선정보시스템공학 연구실(kor74ryu@korea.ac.kr)

논문번호 : KICS2009-07-276, 접수일자 : 2009년 7월 3일, 최종논문접수일자 : 2009년 11월 5일

해 요구되는 자원과 중계 노드가 목적지 노드로 재전송하기 위한 추가적인 자원이 필요하다. 따라서 단순 협력통신은 중계 노드 없이 신호원 노드와 목적지 노드가 직접 통신하는 직접 전송 방식과 동일한 대역 효율성을 유지하기 위해 더 높은 변조 차수(modulation order)를 사용해야 한다.

한편, 두 명의 사용자가 짝을 이루는 상호 협력통신에서 사용자 각각이 목적지 노드로 데이터를 전송하는 시점에, 자신의 데이터뿐만 아니라 이전에 또 다른 사용자 노드로부터 수신한 데이터를 동시에 전송함으로써 가상의 공간 다중화를 실현할 수 있다. 따라서 단순 협력통신과 비교할 때 상호 협력통신은 높은 차수의 변조를 사용하지 않고도, 중첩 변조^[3], 직교 시그널링(orthogonal signaling)^[4]과 같이 대역 효율적인 전송 기법을 사용할 수 있다는 장점이 있다.

본 논문에서는 기존에 제안되었던 좌표 재배열된 직교 설계^[6] (Coordinate-interleaved orthogonal design: CIOD)를 상호협력 무선 중계 시스템에 적용한 새로운 형태의 상호 협력통신을 제안한다. 제안하는 상호 협력통신 기법에서는 기존의 안테나 간의 심볼 재배치를 통한 좌표 재배열된 직교 설계^[6] 또는 시간 차원에서의 심볼 재배치를 통한 좌표 재배열된 직교 설계^[7]와 달리, 두 명의 사용자가 전송하는 독립적인 두 개의 심볼들이 사용자들 간에 공간적으로 재배열됨으로써 다이버시티 이득과 부호화 이득을 얻을 수 있다. 따라서 제안하는 기법을 공간적으로 좌표 재배열된 직교 설계(SCID: spatially coordinated-interleaved orthogonal design) 기반의 상호 협력통신이라 명한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II장에서는 시스템 모델을 살펴보고 기존의 상호 협력통신 기법들과 제안하는 상호 협력통신 기법의 동작 원리를 살펴본다. III장에서는 제안하는 상호 협력통신 기법의 다이버시티 이득과 부호화 이득을 분석한다. 한편, IV장에서는 모의실험을 통한 비트 오류율 성능을 분석하고 마지막으로 V장에서 본 논문의 결론을 맺는다.

II. 시스템 모델 및 상호 협력통신

2.1 시스템 모델

본 논문에서는 그림 1과 같이 사용자 i (U_i)와 사용자 j (U_j), 그리고 목적지 노드(D)로 구성된

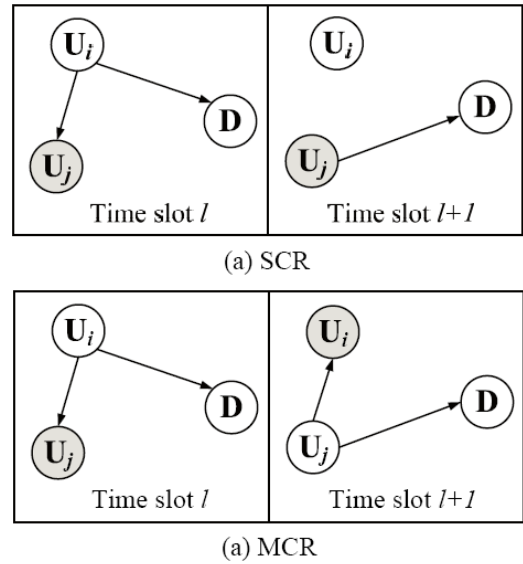


그림 1. 시분할 다중 접속 기반의 사용자 협력통신 기법

협력통신 시스템을 고려한다. 이때, U_i 와 U_j 는 각각 서로를 이용하여 자신의 데이터를 D 로 전송하고자 한다. 모든 노드들은 하나의 안테나만을 장착하고 있다고 가정하고, 수신과 송신이 동시에 이루어지지 않는 반 이중 통신(half-duplexing) 방식으로 동작한다고 가정한다. 또한, 두 사용자들은 시분할 다중 접속(time division multiple access) 방식을 통해 다중 접속을 한다고 가정한다. 즉, 각 사용자는 자신에게 할당된 시분할 슬롯에서만 전송할 수 있다. 일반적으로 하나의 시분할 슬롯은 다수개의 심볼들로 구성되지만, 분석의 편의를 위해 각 시분할 슬롯 내에는 하나의 심볼만이 전송된다고 가정한다. 마지막으로 각 노드의 수신기에서는 심볼들 간의 동기 및 채널 정보를 정확히 추정할 수 있다고 가정한다.

2.2 기존의 상호 협력통신 기법

상호 협력통신에서는 협력통신에 참여하는 각 사용자 노드가 자신이 할당받은 시분할 슬롯에, 자신의 심볼뿐만 아니라 자신이 이전 시분할 슬롯에 다른 사용자 노드로부터 수신한 심볼을 동시에 전송한다. 따라서 상호 협력통신에서는 새로운 형태의 심볼이 구성되어야 하며, 이를 MCR 심볼이라고 명한다. 상호 협력통신의 기본적인 동작 원리는 다음과 같다. 첫 번째 시분할 슬롯에서, U_i (또는 U_j)는 자신이 전송할 심볼을 D 로 전송하고 U_j (또는

U_i)는 이를 엿듣는다(overhearing). 두 번째 시분할 슬롯에서, U_j (또는 U_i)는 자신의 심볼과 이전에 엿들은 심볼을 이용하여 MCR 심볼을 구성한다. $x_k(l)$ 를 Gray-mapping을 사용하는 정상도 \mathbb{A} 에 있는 심볼들 중 하나이며, 사용자 U_k , ($k \in \{i, j\}$, $i \neq j$)가 시분할 슬롯 l ($l = 1, 2, \dots$)에 전송하는 심볼로 정의한다.

2.2.1 Orthogonal Signaling-based MCR scheme: OS-MCR

직교 시그널링 기반의 MCR에서 MCR 심볼은 사용자(행)와 전송 시간(열) 차원을 이용한 전송 행렬의 형태로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathbb{X} = \begin{bmatrix} x_{i,I}(l) + j\hat{x}_{j,Q}(l-1) & 0 \\ 0 & \hat{x}_{i,I}(l) + jx_{j,Q}(l+1) \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 $x_{i,I}(\cdot) = Re\{x_i(\cdot)\}$ 고 $x_{i,Q}(\cdot) = Im\{x_i(\cdot)\}$ 를 나타내고 $\hat{x}_{j,Q}(\cdot)$ 와 $\hat{x}_{i,I}(\cdot)$ 는 정상도 집합 \mathbb{A} 에 존재하는 모든 가능한 in-phase (I-phase) 또는 quadrature-phase (Q-phase)로부터 최대 우도 (maximum likelihood) 검출기를 거쳐 검출된 $Im\{x_j(\cdot)\}$ 와 $Re\{x_i(\cdot)\}$ 를 각각 나타낸다. OS-MCR 심볼은 I-phase 또는 Q-phase에서 독립적으로 \sqrt{M} -PAM (pulse amplitude modulation) 변조를 사용하므로 M-QAM (quadrature amplitude modulation) 변조를 사용하는 SCR 기법과 동일하다. 따라서 OS-MCR 기법은 추가적인 대역을 소모하지 않고 두 사용자의 데이터를 다중화하면서 다이버시티 이득을 얻을 수 있으나, 추가적인 부호화 이득을 얻을 수 없다.

2.2.2 Superposition Modulation-based MCR scheme: SM-MCR

SM-MCR 기법은 상호협력 통신의 또 다른 형태이며 SM-MCR 기법을 위한 MCR 심볼은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{\mathbb{X}} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_i & 0 \\ 0 & \tilde{x}_j \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 $\tilde{x}_i = \sqrt{1-\gamma^2}x_i(l) + \gamma\hat{x}_j(l-1)$ 을 나타내고 $\tilde{x}_j = \sqrt{1-\gamma^2}x_j(l+1) + \gamma\hat{x}_i(l)$ 을 나타낸다. 한편, γ^2

은 심볼들 간의 전력 분할 계수를 의미하고 $\hat{x}_k(\cdot)$, ($k \in \{i, j\}, i \neq j$)는 각 파트너 노드에서 최대 우도 검출기를 통해 검출된 심볼을 의미한다^[3]. SM-MCR 기법은 SCR과 OS-MCR처럼 다이버시티 이득 2를 얻을 수 있다. 그러나 심볼 간의 전력 분할 계수 및 심볼과 비트 간의 맵핑 룰을 결정하기 위한 다소 복잡한 최적화 과정이 필요하다는 단점이 있다.

2.3 제안하는 상호 협력통신 기법

각 사용자, U_k ($k \in \{i, j\}, i \neq j$)는 자신이 사용하는 시그널 집합 \mathbb{A} 에 존재하는 심볼들을 θ_k 만큼 회전시킴으로써 새로운 시그널 집합 \mathbb{A}_k^* 를 생성할 수 있다. 각 사용자, U_k 는 시그널 집합 \mathbb{A}_k^* 으로부터 $s_k(l)$ 를 전송한다($s_k(l) \in \mathbb{A}_k^*$). 따라서 제안하는 SCID-MCR 기법에서 사용되는 MCR 심볼은 다음과 같다.

$$\mathbb{S} = \begin{bmatrix} s_{i,I}(l) + js_{j,Q}(l-1) & 0 \\ 0 & s_{j,I}(l+1) + js_{i,Q}(l) \end{bmatrix} \quad (3)$$

여기서 $s_{k,I}(\cdot) = Re\{s_k(\cdot)\}$ 을 나타내고 $s_{k,Q}(\cdot) = Im\{s_k(\cdot)\}$, ($k \in \{i, j\}, i \neq j$)는 시그널 집합 \mathbb{A}_k^* 에 존재하는 회전된 심볼들과 관련된 모든 가능한 I-phase 요소(component)들로부터 최대 우도를 거쳐 검출된 심볼이다. 식 (3)으로부터, 각 사용자가 전송하는 MCR 심볼들의 I-phase와 Q-phase 요소가 재배열됨을 알 수 있다. 따라서 제안하는 SCID-MCR 기법은 목적지 노드에서 다이버시티 이득 2를 얻을 수 있으며, 이는 CIOD^[7]와 유사하다. 그림 2는 제안하는 기법을 위한 송신기 구조를 나타낸다.

목적지 노드의 수신기에서는 각 사용자를 위한 심볼을 검출하기 위해, 현재 시분할 슬롯에 수신된 심볼과 이전 시분할 슬롯에 수신된 심볼을 요소 결합기를 거쳐 결합시킨다. 따라서 목적지 노드에서 시분할 슬롯, l 과 시분할 슬롯, $l+1$ 에서 수신한 심볼은 각각 다음과 같다.

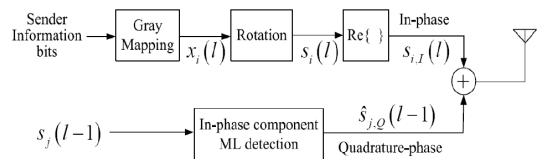


그림 2. SCID-MCR 기법을 위한 사용자 i의 송신기 구조

$$r_d(l) = h_i(s_{i,I}(l) + js_{j,Q}(l-1)) + n_d(l) \quad (4)$$

$$r_d(l+1) = h_j(s_{j,I}(l) + js_{i,Q}(l)) + n_d(l+1) \quad (5)$$

여기서 h_k 는 U_k ($k \in \{i, j\}, i \neq j$)와 목적지 노드 사이의 채널 계수를 나타낸다. $n_d(\cdot)$ 는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 복소 가우시안 잡음을 나타낸다. 동기식(coherent) 검출을 가정할 때 식 (4)와 (5)는 각각 다음과 같다.

$$\tilde{r}_d(l) = h_i^* r_d(l) \quad (6)$$

$$\tilde{r}_d(l+1) = h_j^* r_d(l+1) \quad (7)$$

여기서 h_k^* 는 h_k 의 복소 쥬레(complex conjugate)를 의미한다. 식 (6)과 (7)을 이용하여 U_i 로부터 송신된 심볼은 다음과 같이 재구성될 수 있다.

$$\begin{aligned} y_i(l+1) &= Re[\tilde{r}_d(l)] + jIm[\tilde{r}_d(l+1)] \\ &= |h_i|^2 s_{i,I}(l) + |h_j|^2 s_{j,Q}(l) + \tilde{n}_d \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $\tilde{n}_d = n_I + jn_Q$ 를 의미하고 n_I 와 n_Q 는 각각 평균이 0이고 각각 분산이 $|h_i|^2 \sigma^2$, $|h_j|^2 \sigma^2$ 을 갖는 복소 가우시안 잡음이다. 목적지 노드에서는 U_i 로부터 전송된 심볼을 다음과 같이 최대 우도 검출 원칙을 이용하여 검출할 수 있다.

$$\hat{s}_i(l) = \underset{s}{\operatorname{argmin}} \left[|h_j|^2 |\tilde{r}_{d,I}(l) - |h_i|^2 s_I|^2 + |h_i|^2 |\tilde{r}_{d,Q}(l) - |h_j|^2 s_Q|^2 \right] \quad (9)$$

여기서 $\tilde{r}_{d,I}(\cdot) = Re\{\tilde{r}_d(\cdot)\}$ 이고, $\tilde{r}_{d,Q}(\cdot) = Im\{\tilde{r}_d(\cdot)\}$ 을 나타낸다. s_I 와 s_Q 는 확장된 시그널 집합 \mathbb{A}_k^* 내에 존재하는 가능한 I-phase와 Q-phase 요소들 중 하나의 요소를 각각 의미한다^[6].

III. 다이버시티 이득 분석

본 절에서는 쌍 오류 확률(pair-wise error probability: PEP)을 이용하여 SCID-MCR 기법의 다이버시티 이득을 분석한다. 식 (9)로부터 조건부 쌍 오류 확률은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{e||h_i||h_j} &= \Pr[s \rightarrow \hat{s} || h_i || h_j] \\ &= Q \left(\sqrt{\frac{|h_i|^2 e_I^2 + |h_j|^2 e_Q^2}{4\sigma^2}} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $e_I = \hat{s}_I - s_I$, $e_Q = \hat{s}_Q - s_Q$ 을 나타낸다. Chernoff 바운드, $Q(x) \leq \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)$ 과 식 (10)을 $|h_i||h_j|$ 를 통해 평균을 취하면 쌍 오류 확률, P_e 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_e \leq \left(1 + \frac{e_I^2 \sigma_i^2}{8\sigma^2}\right)^{-1} \left(1 + \frac{e_Q^2 \sigma_j^2}{8\sigma^2}\right)^{-1} \quad (11)$$

여기서 σ_k^2 은 $|h_k|$, ($k \in \{i, j\}, i \neq j$)의 파라미터를 나타낸다. 높은 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio)에서 식 (11)은 다음과 같이 근사화할 수 있다.

$$P_e \leq \frac{64}{(e_I^2 \cdot e_Q^2)} \left(\frac{\sigma_i^2}{\sigma^2}\right)^{-1} \left(\frac{\sigma_j^2}{\sigma^2}\right)^{-1} \quad (12)$$

식 (12)로부터 제안하는 SCID-MCR 기법은 높은 SNR에서 다이버시티 이득 2를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한 코딩 이득은 $(e_I \cdot e_Q)^2$ 에 의존함을 알 수 있다. 각 사용자가 사용하는 신호점들의 회전 각도, θ_i 와 θ_j 를 이용하여 $(e_I \cdot e_Q)^2$ 은 다음과 같이 세 가지의 값을 취할 수 있다.

$$\begin{aligned} &16\cos^2\theta_i \sin^2\theta_j \\ &16\cos^2\theta_j \sin^2\theta_i \\ &16(1 - \sin 2\theta_i)(1 + \sin 2\theta_j) \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)으로부터 $(e_I \cdot e_Q)^2$ 은 채널에 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 또한 최소의 $(e_I \cdot e_Q)^2$ 은 $\theta_i = \theta_j = \frac{1}{2} \tan^{-1}(2) \approx 31.7^\circ$ 일 때 최대값을 갖게 됨을 알 수 있다.

IV. 모의실험 및 분석

본 절에서는 모의실험을 통하여 제안하는 SCID-MCR 기법의 비트 오류율(bit error rate: BER) 성

능을 채널 부호화를 적용하지 않은 경우와 적용한 경우에 대해 각각 분석한다. 모든 채널은 블록 레일리 주파수 평탄 페이딩을 가정한다. 즉, 채널 계수가 한 블록 내에서는 상수 값을 갖게 되며, 블록들 간에는 독립적인 분포를 갖는다. 각 사용자와 목적지 노드의 수신단에서 채널 추정은 완벽하다고 가정하고, QPSK 변조를 사용하였다. SCID-MCR 기법에서 각 사용자를 위한 시그널 집합에서 회전 각도는 채널 변화에 관계없이, $\theta = 31.7^\circ$ 로 고정하였다. 제안하는 SCID-MCR 기법과 기존의 MCR 기법들 간의 공정한 성능 비교를 위해서 데이터 전송률을 동일하게 맞춰야 한다. 따라서 OS-MCR의 경우 각 사용자는 4-PAM 변조를 사용하며, SM-MCR과 SCID-MCR에서는 4-QAM 변조를 사용하였다. 또한, SM-MCR의 경우 전력 분할 계수 $\gamma^2 = 0.15$ 로 설정하였다²⁾.

그림 3과 그림 4는 각 사용자와 목적지 노드 간의 상향링크 채널 품질이 동일한 대칭 상향링크 채널과 사용자 간의 채널이 이상적인 경우(사용자 간의 채널에서 오류가 발생하지 않는 경우)에서 각각 채널 부호화를 적용하지 않은 경우와 채널 부호화를 적용한 경우에 대한 그림이다. 한편, 채널 부호화는 부호화율 1/2와 constraint length 9를 갖는 컨볼루션 부호화를 사용하였으며, 각 사용자가 전송하는 데이터 블록의 크기는 100비트로 설정하였다. 그림 3과 그림 4를 통해서 모든 MCR 기법들이 차수 2의 다이버시티 이득을 갖을 수 있음을 알 수 있다. 그러나, 제안하는 SCID-MCR 기법이 모든 다른 MCR 기법에 비해 채널 부호화를 적용한 시스템에서는 0.5dB, 채널 부호화를 적용하지 않은 시스템에서는 1.5~2dB의 이득이 있음을 알 수 있

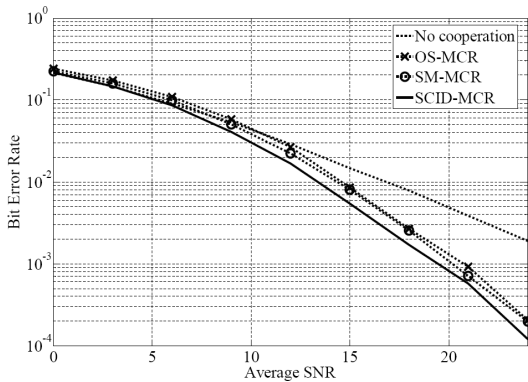


그림 3. 이상적인 사용자 간 채널에서의 비트 오류율 성능 비교: 채널 부호화를 적용하지 않은 시스템

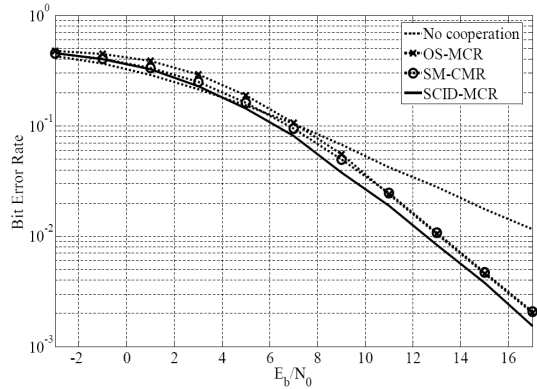


그림 4. 이상적인 사용자 간 채널에서의 비트 오류율 성능 비교: 채널 부호화를 적용한 시스템

다. 이러한 이득은 식 (12)와 (13)의 코딩 이득 때문이다. 그러나 빠른 속도로 변하는 페이딩 채널에서는 오류 정정 부호를 통한 코딩 이득과 시간 다이버시티 이득이 강력해지기 때문에 SCID-MCR 기법과 기존 MCR 기법들 간의 성능 차이는 크지 않을 것이다. 따라서, 제안하는 기법은 협력통신에 참여하는 사용자들이 천천히 움직이거나 정지한 경우, 또는 채널 부호화에서 사용되는 인터리버의 사이즈가 제한될 경우에 유용할 것임을 알 수 있다.

그림 5에서는 대칭 상향링크 채널과 사용자 간의 채널이 이상적이지 못한 경우(사용자 간의 채널에서 오류가 발생하는 경우), 그리고 채널 부호화를 적용하지 않는 시스템을 가정한다. 이때, 대칭 상향링크 채널의 평균 SNR은 10dB와 15dB로 고정하고 사용자 간 평균 SNR의 변화에 따른 비트 오류율 성능을 나타낸 것이다. 그림 5를 통해서 다른 MCR 기법들에 비해 SCID-MCR 기법의 비트 오류율 성능이 사용자 간의 채널 품질에 가장 덜 민감함을

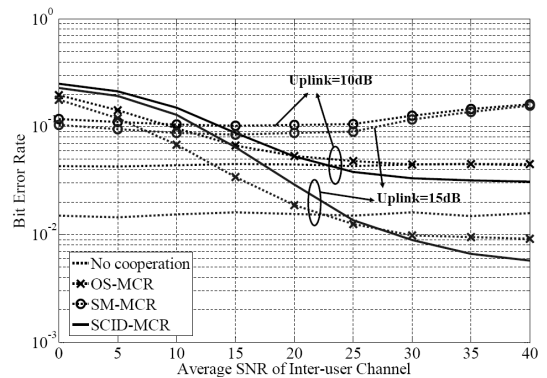


그림 5. 비 이상적인 사용자 간 채널에서의 비트 오류율 성능 비교: 채널 부호화를 적용하지 않은 시스템

알 수 있다. 또한, MCR 기법들의 비트 오류 성능을 보장하기 위해서는 사용자 간 채널의 평균 SNR이 10dB, 15dB인 경우에 대해 상향링크 채널의 평균 SNR이 대략적으로 각각 24dB, 30dB 이상이 되어야 함을 알 수 있다. 이는 사용자 간 채널의 품질을 보장할 수 있는 사용자들 간에 협력통신이 이루어져야 함을 의미한다. 다시 말해, 제안하는 기법은 적절한 레벨의 사용자 간 채널 품질을 갖는 사용자들 간에서만 이루어져야 함을 의미한다.

V. 결 론

본 논문에서는 추가적인 대역을 사용하지 않고, 다이버시티 이득과 부호화 이득을 제공할 수 있는 상호 협력통신 기법을 제안하였다. 제안하는 상호 협력통신 기법은 셀룰러 시스템의 상향링크에서와 같이 두 명의 사용자가 동일한 목적지 노드로 동시에 데이터를 전송 하고자 할 때 적용 가능하다. 하명의 사용자가 동일한 목적지 노드로 데이터를 전송하고자 하는 가까운 위치에 존재하는 또 다른 사용자를 발견할 수 있다면, 제안하는 기법을 통해 상향링크의 비트 오류율 성능을 증가 시킬 수 있음을 보였다. 추후 연구에서는 제안하는 기법과 BICM (bit-interleaved coded modulation)을 MCR에 적용한 기법과의 성능 비교가 필요하다. 또한 MCR 기법을 위해 필요한 대역 요청 및 대역 할당 과정, 그리고 사용자들을 선택하기 위한 미디어 접속 제어 프로토콜에 대한 연구가 필요하다.

참 고 문 헌

[1] A. Nosratinia, T. E. Hunter, and A. Hedayat, "Cooperative Communication in Wireless Networks," *IEEE Communication Magazine*, pp.74-80, Oct., 2004.

[2] R. U. Nabar, H. Bölcskei, and F. W. Kneubühler, "Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-Time Signal Design," *IEEE Journal of Selected Areas on Commun.*, Vol.22, No.6, pp.1099-109, Aug., 2004.

[3] E.G. Larsson and B.R. Vojcic, "Cooperative Transmit Diversity based on Superposition Modulation," *IEEE Commun. Letters*, Vol.19, No.9, pp.778-780, Sept., 2005.

[4] V. Mahinthan and J.W. Mark, "A Simple

Cooperative Diversity Scheme based on Orthogonal Signaling," in *Proc. of IEEE WCNC*, Vol.2, pp.1012-1017, March, 2005.

[5] P. Tarasak, H. Minn, and V.K. Bhargava, "Differential Modulation for Two-User Cooperative Diversity Systems," *IEEE Trans. on Commun.*, Vol.23, No.9, pp.1891-1900, Sept., 2005.

[6] Md.Z.A. Khan and B.S. Rajan, "A Full-Diversity Rate-One STBC for Four Tx Antennas with Single-Symbol Decoding," *Technical Report No. TR-PME-2002-17*, Indian Institute of Science, Bangalore, Oct., 2002.

[7] J. Boutros and E. Viterbo, "Signal Space Diversity: A Power and Bandwidth Efficient Diversity Technique for the Rayleigh Fading Channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.44, pp.1453-1467 July, 1998.

류 현 석 (Hyun-Seok Ryu)

정회원



1999년 8월 고려대학교 전자공학
학과

2006년 2월 고려대학교 전파공
학과 석사

2006년 3월~현재 고려대학교 전
파공학과 박사과정

<관심분야> 광대역 무선 송/수

신 기술, 이동통신 시스템 모델링 및 성능 분석

강 충 구 (Chung G. Kang)

중신회원



1987년 6월 Univ. of California
(San Diego), 전자공학과 학사

1989년 6월 Univ. of California
(Irvine), 전자 및 컴퓨터 공
학과 석사

1993년 3월 Univ. of California
(Irvine), 전자 및 컴퓨터 공

학과 박사

1992년 7월~1993년 6월 (미) Aerospace Corp. 연
구원

1993년 3월~1994년 2월 (미) Rockwell International
연구원

2000년 9월~2001년 8월 (미) Center for Wireless
Communication, UCSD 방문 교수

1994년 3월~2006년 2월 고려대학교 전파통신공학
과 교수

2003년 7월~현재 TTA PG05 2.3GHz 휴대인터넷
프로젝트 그룹 부의장/서비스 및 네트워크 실무
반 의장

2005년 1월~2005년 12월 한국통신학회 이동통신연
구회 위원장

2006년 1월~현재 한국통신학회 (상임)학술이사

<관심분야> 광대역 무선 전송 기술 및 매체접근제
어 프로토콜 설계/구현, 무선 네트워크(Wireless
PAN/LAN/MAN) 제어 프로토콜 설계 및 성능
분석