

사용자 협력통신을 위한 새로운 전송 신호 구조 설계

정 휘 재[†] · 공 형 윤^{**}

요 약

본 논문에서는 기존의 협력통신을 위한 신호 구조와 동일한 성능을 유지하면서 스펙트럼 효율을 높일 수 있는 Alamouti 전송 다이버시티를 기초한 새로운 신호 구조를 제안한다. 제안하는 신호 구조는 (n+1)시간 슬롯에 n 개의 데이터를 처리할 수 있어 n 값이 커질수록 1(bit/s/Hz)에 근접하는 스펙트럼 효율을 보이게 된다. 제안하는 신호 구조의 성능을 검증하기 위해 수학적 접근으로 Closed form BER을 유도한 결과와 레일리 페이딩과 AWGN(Additive White Gaussian Noise)이 합해진 채널상황에서 시뮬레이션으로 얻은 성능을 비교하였다. 분석 결과 제안하는 신호 구조의 Closed form BER 성능과 시뮬레이션을 통해 얻은 성능이 정확하게 일치하는 것을 알 수 있었다.

키워드 : Alamouti, 협력통신, 파이프라인, 레일리 페이딩, AWGN

A Design of New Transmission Signal Structure for User Cooperative Communication

Jeong Hwi Jae[†] · Hyung-Yun Kong^{**}

ABSTRACT

In this paper, we propose a new signal frame structure based on Alamouti code that can maintain the same performance as Alamouti code and increase spectral efficiency. The proposed signal frame structure can increase spectrum efficiency to approach 1(bit/s/Hz) since it can process n bit data during (n+1) time slot. In order to verify two performances, we derive closed form BER via mathematical approach, and compare with the simulation result in Rayleigh fading plus AWGN channel. Then we find that the two performances are exactly same.

Key Words : Alamouti, Cooperative Communication, Pipeline, Rayleigh fading, AWGN

1. 서 론

신호의 왜곡, 그림자 지역, 반사, 경로 손실 등에 의한 감쇄 현상은 무선 채널을 사용하는 모바일 기기들에게 치명적인 시스템 성능 저하를 가져온다[1]. 독립적인 경로, 시간, 주파수를 통해 동일한 데이터를 복사하여 전송할 때 생성되는 다이버시티 효과는 무선 채널에서 발생하는 신호의 감쇄 현상을 효율적으로 극복할 수 있다[2][3]. 따라서 최근 활발히 연구되고 있는 다중 입·출력 시스템은 이러한 다이버시티 효과를 생성할 수 있으며 시스템 전체 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있다. 하지만 다이버시티 효과의 생성을 위해 다수의 안테나를 설치할 경우 시스템 전체 복잡도와 가격이 증가하게 된다. 또한 늘어난 안테나만큼 전송 에너지

가 증가하게 되어 기기의 수명이 짧아지는 단점이 있어 실제 다중 입·출력 시스템을 적용하는 것에 많은 제약 사항이 따르게 된다[4]. 최근 단일 안테나를 사용하는 두 사용자에 대해 ‘파트너’를 통해 가상의 다중 입·출력 시스템을 형성하고 다중 입·출력 시스템의 다이버시티 효과를 생성해낼 수 있는 협력통신이 제안되었다[4][5]. 사용자 협력을 통한 다이버시티 효과를 생성해 내는 방법으로 증폭 후 재전송, 복호 후 재전송, 부호화 협력의 세 가지 신호법이 있으며 각 신호법을 사용한 데이터 전송으로 다이버시티 효과를 생성해 낸다[5][6]. 하지만 기존협력통신을 위한 신호 구조에서는 2/3의 제한된 스펙트럼 효율을 보이며 BS에서는 두 번째와 세 번째 시간에 수신한 신호를 가지고 데이터를 복원해 내기 때문에 데이터 처리 효율 또한 낮은 단점이 있다[7].

본 논문에서는 Alamouti 부호와 동일한 성능을 유지하면서 기존 협력통신을 위한 신호 구조보다 높은 스펙트럼 효율을 가지면서 데이터 처리 속도 또한 향상시킬 수 있는 새로운 신호 구조를 제안한다. 제안한 신호 구조는 각 사용자

* 본 연구는 정보통신부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT 연구센터 육성지원사업의 연구결과로 수행되었습니다.

† 준 회원 : 울산대학교 전기전자정보시스템공학과 석사

** 정 회원 : 울산대학교 전기전자정보시스템공학과 교수

논문접수: 2006년 9월 22일, 심사완료: 2007년 7월 27일

들이 현재 전송하는 데이터와 이전 시간에 수신한 파트너 데이터를 중복하여 전송하게 된다. BS에서는 수신한 신호에 대해 첫 번째 데이터를 복원하면서 동시에 두 번째 데이터를 수신하는 구조로 동작하는 파이프라인(Pipeline) 구조를 형성한다. 사용자의 데이터의 복원과 다음 데이터 수신을 동시에 수행하게 되어 데이터 처리효율을 높일 수 있는 장점이 있다. 제안하는 신호 구조의 성능 분석을 위해 수학적 접근을 통한 Closed form BER을 유도해 내고 레일리 페이딩과 AWGN이 합쳐진 채널 상황에서 시뮬레이션한 결과와 비교하였으며, 기존 Alamouti 부호의 성능과 비교 및 분석하였다. 또한 기존 Alamouti 부호의 성능과 수신 다이버시티(1개의 전송안테나, 2개의 수신안테나) 성능과 비교, 분석하였다. 제안하는 신호 구조의 Closed form BER과 시뮬레이션 결과와 정확하게 일치하는 것을 확인하였으며 기존 Alamouti 부호의 성능과도 일치하는 것을 확인하였다. 또한 1개의 송신안테나와 2개의 수신안테나를 고려한 수신 다이버시티의 성능과 비교하였을 때 약 3dB의 성능 저하가 나타나는 것을 확인하였다. 제안하는 신호 구조에서는 평균한 시간 슬롯 동안 두 비트의 데이터를 전송하게 된다. 따라서 하나의 안테나가 전송하는 평균 에너지가 '1'인 경우 각 데이터는 '0.5'씩의 전송 에너지를 가지며 이것은 시스템의 성능에 영향을 미치는 것을 알 수 있다.

2. 협력통신을 위한 새로운 전송 신호 구조

2.1 기존의 신호 구조

우선 기존의 협력통신을 위한 신호 구조는 세 시간 슬롯으로 나누어 동작을 한다. 첫 번째 시간 슬롯에서 각 사용자들은 자신의 파트너에게 자신의 데이터를 전송하며 BS(Base Station)에서는 어떠한 신호도 검파 하지 않는다. 두 번째 시간 슬롯에 사용자들이 생성한 두 번째 데이터와 파트너로부터 수신된 첫 번째 데이터를 함께 BS로 전송한다. 마지막 시간 슬롯에서는 첫 번째 시간 슬롯에 파트너에게 전송했던 자신의 데이터와 두 번째 시간 슬롯에 파트너로부터 수신한 데이터를 BS로 전송하게 된다. 결국 BS에서는 마지막 시간 슬롯에 사용자들의 첫 번째 데이터를 복구하게 되는 것이다. 위 동작을 표로 나타내면 다음과 같다[6].

i 는 사용자를 나타내며, j 는 시간 슬롯으로 정의한다. d_{ij} 는 j 시간에 사용자 i 의 데이터를 나타내며 C_i 는 사용자 구분하기 위한 코드이다. y_{ij} 는 사용자 i 가 j 시간에 수신한 데이터이며, y_{BSj} 는 사용자 i 가 j 시간에 송신하여 BS가 수신한 데이터로 정의한다.

<표 1>의 신호의 흐름을 살펴보면 세 시간슬롯의 주기적인 반복을 통해 다이버시티 효과를 만들어낸다. 그러나 매 첫 번째 시간슬롯을 버리게 되는 단점을 가지고 있다. 따라서 일정한 길이의 프레임을 가지고 데이터를 전송하게 되면 많은 스펙트럼 손실이 따르게 된다. 그리고 세 번째 시간슬롯에서 첫 번째 데이터가 검파되기 때문에 데이터 처리 효

<표 1> 협력 사용자들의 데이터 송, 수신 흐름

User 1 (MS1)			
	Phase 1	Phase 2	Phase 3
Transmit	$d_{11}C_1$	$-d_{12}C_1 + y_{11}^*C_2$	$d_{11}C_1 - y_{12}^*C_2$
Receive	y_{11}	y_{12}	

User 2 (MS2)			
	Phase 1	Phase 2	Phase 3
Transmit	$d_{21}C_2$	$-d_{22}C_2 + y_{21}^*C_1$	$d_{21}C_2 - y_{22}^*C_1$
Receive	y_{21}	y_{22}	

Base Station (BS)			
	Phase 1	Phase 2	Phase 3
Receive		$y_{BS12} + y_{BS22}$	$y_{BS13} + y_{BS23}$

율도 떨어지는 단점이 있다.

2.2 제안하는 신호 구조

제안하는 협력통신 신호 구조는 스펙트럼 손실과 데이터 처리효율을 극복하면서 성능을 향상시킬 수 있다. 먼저 제안하는 신호법의 데이터 흐름을 표로 나타내면 다음과 같다.

<표 2>의 신호 구조를 보면 <표 1>과 비교하여 BS에서 데이터를 수신하는 것에 차이가 있음을 알 수 있다. 기존 신호 구조는 두 번째와 세 번째 시간슬롯에서 BS에 데이터를 수신하고, 세 번째 시간슬롯에서 두 데이터를 복원한다. 하지만 표 2를 보면 제안하는 신호 구조는 첫 번째 시간슬롯부터 BS에 데이터를 전송하여 두 번째 시간슬롯에서부터 데이터를 복원해 내기 때문에 BS에서의 데이터 처리 효율을 높일 수 있다. 뿐만 아니라 Alamouti가 제안한 MIMO 시스템과 동일한 구조를 가지고 있기 때문에 같은 다이버시티 효과를 생성해 내며 성능 향상이 가능하다. BS에서는 (그림 1)의 순서로 데이터를 수신하며 두 번째 시간 슬롯부터 첫 번째 데이터가 복원되고 동시에 두 번째 데이터를 수신하는 것을 확인할 수 있다.

(그림 1)로부터 스펙트럼 효율을 비교할 수 있는데, 스펙트럼 효율이란 주파수의 사용 정도를 나타내며 제한된 자원인 주파수 스펙트럼에 대한 효율로 시스템의 성능을 나타낼 수도 있다. 우선 기존 신호 구조의 스펙트럼 효율은 식 1로 나타낼 수 있다.

<표 2> 제안하는 신호법의 데이터 흐름

User 1 (MS1)					
	Phase 1	Phase 2	Phase 3	...	Phase N
Transmit	d_1C_1	$d_1C_1 - y_{11}^*C_2$	$d_1C_1 - y_{12}^*C_2$...	$-y_{1(N-1)}^*C_2$
Receive	y_{11}	y_{12}	y_{13}	...	y_{1N}

User 2 (MS2)					
	Phase 1	Phase 2	Phase 3	...	Phase N
Transmit	d_2C_2	$d_2C_2 - y_{21}^*C_1$	$d_2C_2 - y_{22}^*C_1$...	$-y_{2(N-1)}^*C_1$
Receive	y_{21}	y_{22}	y_{23}	...	y_{2N}

Base Station (BS)					
	Phase 1	Phase 2	Phase 3	...	Phase N
Receive	$y_{BS11} + y_{BS21}$	$y_{BS12} + y_{BS22}$	$y_{BS13} + y_{BS23}$...	$y_{BS1N} + y_{BS2N}$

y_{BS11} +	$d_{11}C_1$	Null		
y_{BS21}	$d_{21}C_2$	Null		
y_{BS12} +		$d_{12}C_1$	$-y_{11}^*C_2$	
y_{BS22}		$d_{22}C_2$	$-y_{21}^*C_1$	
y_{BS13} +			$d_{13}C_1$	$-y_{12}^*C_2$
y_{BS23}			$d_{23}C_2$	$-y_{22}^*C_1$
...				
y_{BS1N} +				Null
y_{BS2N}				Null
				$-y_{1(N-1)}^*C_2$
				$-y_{2(N-1)}^*C_1$

(그림 1) 제안하는 신호구조의 BS에서의 수신한 데이터의 흐름

$$s_{efficiency} = \frac{\text{transmit data bits}}{\text{time slots}} = \frac{2}{3} \quad (1)$$

기존의 신호 구조는 2/3의 고정된 효율을 보이지만 제안하는 신호 구조는 아래와 같은 스펙트럼 효율을 보인다.

$$s_{efficiency} = \frac{\text{transmit data bits}}{\text{time slots}} = \frac{N-1}{N} \quad (2)$$

식으로부터 데이터 프레임이 커질수록 기존의 신호구조과 비교해 스펙트럼 효율은 증가하게 되며 프레임이 무한히 커질수록 스펙트럼 효율은 1로 가까워지게된다. 제안하는 신호 구조의 통한 데이터 전송은 다음과 같이 진행된다. 첫 번째 시간슬롯에서 사용자들은 자신의 파트너와 BS로 자신의 신호를 전송하게 되며 자신의 파트너로부터 수신된 신호를 다음의 식으로 나타낸다. h_{ij} 은 j 시간에 사용자 i 와 파트너 사이에서 생성되는 페이딩 계수이며, n_{ij} 는 j 시간에 사용자 i 와 파트너 사이에서 생성되는 AWGN을 의미한다.

$$y_{11} = h_{11}d_{21}C_2 + n_{11} \quad (3)$$

$$y_{21} = h_{21}d_{11}C_1 + n_{21} \quad (4)$$

또한 BS에서는 각 사용자로부터 다음의 신호를 수신하게 된다. 식에서 P_{ij} 는 j 시간에 사용자 i 와BS 사이에 생성되는 페이딩 계수를 나타낸다. n_{BSij} 는 j 시간에 사용자 i 와 BS 사이에서 생성되는 AWGN이다.

$$y_{BS11} = P_{11}d_{11}C_1 + n_{BS11} \quad (5)$$

$$y_{BS21} = P_{21}d_{21}C_2 + n_{BS21} \quad (6)$$

두 번째 시간 슬롯부터 $(N-1)$ 시간슬롯까지 사용자는 자신의 파트너로부터 다음의 신호를 수신하게 된다.

$$y_{1j} = h_{1j}d_{2j}C_2 + n_{2j} \quad (7)$$

$$y_{2j} = h_{2j}d_{1j}C_1 + n_{1j} \quad (8)$$

식에서 j 의 범위는 $2 \leq j \leq (N-1)$ 이다. BS에서는 다음의 동일한 패턴의 신호를 수신하게 된다.

$$y_{BS1j} = P_{1j}(d_{1j}C_1 - y_{1(j-1)}^*C_2) + n_{BS1j} \quad (9)$$

$$y_{BS2j} = P_{2j}(d_{2j}C_2 + y_{2(j-1)}^*C_1) + n_{BS2j} \quad (10)$$

위 식의 구조를 보면 Alamouti가 제안한 MIMO 시스템의 데이터 전송 구조와 동일하며 Pipeline처럼 형성이 되어 있는 것을 알 수 있다. BS에서는 두 번째 시간 슬롯에서부터 데이터의 복원이 시작이 되며 기존의 방식과 비교해 데이터 처리 시간이 한 시간슬롯 빠르기 때문에 처리 효율 또한 증가하는 것을 알 수 있다. 프레임의 마지막 N 시간 슬롯에서는 사용자는 $(N-1)$ 시간 슬롯에 수신한 자신의 파트너 데이터만을 전송하며 한 프레임 내의 데이터 전송을 마치게 된다.

$$y_{BS1N} = -P_{1N}y_{1(N-1)}^*C_2 + n_{BS1N} \quad (11)$$

$$y_{BS2N} = P_{2N}y_{2(N-1)}^*C_1 + n_{BS2N} \quad (12)$$

수학적 접근을 통한 시스템 성능 분석(Closed Form BER) 각 사용자로부터 전송되어 BS에서 수신한 신호를 다음과 같이 일반화 하였다. 사용자를 구분하기 위한 부호에 의해 각 사용자의 데이터는 완벽하게 구분할 수 있다.

$$r_{BS1k} = h_{1k}(t_{x1k} - t_{r1(k-1)}^*) + n_{BS1k} \quad (13)$$

$$r_{BS2k} = h_{2k}(t_{x2k} + t_{r2(k-1)}^*) + n_{BS2k} \quad (14)$$

k , ($k=1, 2, \dots, N$)는 시간슬롯이며, r_{BSi} , $i=1, 2$ 는 BS가 수신한 각 사용자들의 데이터이다. h_i 는 각 사용자와 BS 사이의 페이딩 계수를 나타내며, t_{xi} 는 사용자 i 의 데이터를, t_{ri}^* 는 각 사용자가 수신한 파트너의 데이터로 정의한다.

마지막으로 n_{BSi} 는 평균이 '0'이고 분산이 σ^2 인 AWGN으로 정의한다. 추정된 채널 계수와 $(t-1)$, t 시간에 수신한 신호를 기초로 MRC를 통과하며 각 사용자의 데이터를 복원해 낸다. 첫 번째 시간에 사용자로부터 수신한 신호와 두 번째 시간에 파트너로부터 수신한 신호를 이용하여 각 사용자들의 첫 번째 데이터를 복원할 수 있으며 다음의 과정으로 복원한다.

수신된 신호로부터 사용자 원래 데이터를 복원하기 위해 추정된 채널의 페이딩 계수를 곱하여 정리하면 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$t'_{x11} = r_{BS11}h_{11}^* + r_{BS22}h_{22}^* \quad (15)$$

$$t'_{x21} = r_{BS21}h_{21}^* - r_{BS12}h_{12}^* \quad (16)$$

r_{BS1k} 와 r_{BS2k} 를 식 (15)와 (16)에 대입하여 정리하면 다음의 식을 유도할 수 있다.

$$i'_{x11} = \left(|h_{11}|^2 + |h_{22}|^2 \right) x_{11} + N_{BS11} \quad (17)$$

$$i'_{x21} = \left(|h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 \right) x_{21} + N_{BS21} \quad (18)$$

식(17)과 (18)에서

$$N_{BS11} = h_{11}^* n_{BS11} + h_{22} n_{BS22}^* \quad (19)$$

$$N_{BS21} = h_{21}^* n_{BS21} - h_{12} n_{BS12}^* \quad (20)$$

이 된다. 식 (17)과 (18)로부터 2 레벨 MRC와 동일한 성능을 얻을 수 있는 것을 알 수 있다. 식에서 $|h_{11}|^2 = |h_{21}|^2 = a$, $|h_{12}|^2 = |h_{22}|^2 = b$, $|h_{11}|^2 + |h_{22}|^2 = a + b = \alpha$ 로 가정하자. h_{ik} 는 제안하는 시스템의 평균 전송에너지를 고려하였을 때, 평균이 '0'이고 분산이 ' σ^2 '인 복소 가우시안 분포가 되므로 a 와 b 는 가우시안 분산의 평균값을 포함하는 지수 분포 값을 가지며 다음의 식으로 나타낸다.

$$f_a(a) = \alpha_a e^{-\alpha_a a}, \quad f_b(b) = \alpha_b e^{-\alpha_b b}$$

식에서 $\alpha_a = 1/\sigma_a^2$, $\alpha_b = 1/\sigma_b^2$ 이며 $a, b \geq 0$ 이다. $f_a(a)$ 와 $f_b(b)$ 는 각각 랜덤 변수 a 와 b 의 pdf 형태로 나타낼 수 있으며 α 의 pdf는 다음과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} f_\alpha(\alpha) &= f_a(a) * f_b(b) = \int_{-\infty}^{\infty} f_a(a) f_b(\alpha - a) da \\ &= \int_0^\alpha \alpha_a e^{-\alpha_a a} \alpha_b e^{-\alpha_b(\alpha - a)} da \\ &= \begin{cases} \frac{\alpha_a \alpha_b}{\alpha_a - \alpha_b} (e^{-\alpha_b \alpha} - e^{-\alpha_a \alpha}), & \alpha_a \neq \alpha_b \\ \beta^2 e^{-\beta \alpha} \alpha & , \alpha_a = \alpha_b \end{cases} \end{aligned}$$

또한 n_{BSik} 는 서로 독립적인 채널로 가정했기 때문에 N_{BS1k} 와 N_{BS2k} 는 동일한 분산 ρ^2 를 가지는 평균이 '0'인 복소 가우시안 잡음의 랜덤 변수가 된다.

$$\rho^2 = E[N_{BSik}^2] - E[N_{BSik}]^2 = (|h_{11}|^2 + |h_{12}|^2) \rho^2 = \alpha \sigma^2$$

따라서 각 사용자의 데이터는 동일한 페이딩과 노이즈 레벨의 영향을 받기 때문에 식 (17)과 (18)로부터 데이터를 복원할 때 에러가 발생할 확률은 동일하다. 본 논문에서 사용자와 파트너의 데이터는 BPSK 변조된 심볼로 전송되며 채널 상황에 따른 BER 조건은 다음과 같이 주어진다. BPSK 변조를 적용하였기 때문에 $g = \text{Re}(N_{BS1k})$ 을 사용하며 g 또

한 분산 $\rho^2/2$ 을 가지는 평균이 '0'인 가우시안의 랜덤 변수이다.

$$P_e = P(g > \alpha | \alpha) = \int_{\alpha}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\rho^2/2}} e^{-\left(\frac{g^2}{2\rho^2/2}\right)} dg$$

여기서 Q -function의 정의에 따라 P_e 는 다음의 식으로 정리할 수 있다.

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\left(\frac{x^2}{2}\right)} dx, \quad \therefore P_e = P(g > \alpha | \alpha) = Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha}{\sigma^2}}\right)$$

따라서 평균 에러 확률은 파라미터 α 에 대한 P_e 의 평균을 계산하면 구할 수 있다.

$$P_{avg} = \int_0^{\infty} P_e f_\alpha(\alpha) d\alpha = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha}{\sigma^2}}\right) f_\alpha(\alpha) d\alpha$$

2.3 비대칭의 경우

각 사용자와 BS 사이의 페이딩 계수가 다르게 설정된 경우, 사용자들은 서로 다른 값을 가지는 페이딩의 영향을 받으면서 신호가 전송된다. 이 경우 α_a 와 α_b 의 값은 서로 다르게 나타나고 평균 에러 확률은 다음의 과정을 통해 구할 수 있다.

$$P_{avg} = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha}{\sigma^2}}\right) \frac{\alpha_a \alpha_b}{\alpha_a - \alpha_b} (e^{-\alpha_b \alpha} - e^{-\alpha_a \alpha}) d\alpha$$

$\mu = \alpha/\sigma^2$ 을 대입하여 식을 정리하면

$$P_{avg} = \frac{\alpha_a}{\alpha_a - \alpha_b} \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\mu}) \sigma^2 \alpha_b e^{-\sigma^2 \alpha_b \mu} d\mu - \frac{\alpha_b}{\alpha_a - \alpha_b} \int_0^{\infty} Q(2\mu) \sigma^2 \alpha_a e^{-\sigma^2 \alpha_a \mu} d\mu$$

을 얻는다. [7, p. 817]에 의해 정리하면 평균 에러확률을 계산해 낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P_{avg} &= \frac{\alpha_a}{2(\alpha_a - \alpha_b)} \left[1 - \sqrt{\frac{1}{1 + \sigma^2 \alpha_b}} \right] - \frac{\alpha_b}{2(\alpha_a - \alpha_b)} \left[1 - \sqrt{\frac{1}{1 + \sigma^2 \alpha_a}} \right] \\ &= \frac{1}{2(\sigma_b^2 - \sigma_a^2)} \left[\sigma_b^2 \left(1 - \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{\sigma^2}{\sigma_b^2}}} \right) - \sigma_a^2 \left(1 - \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{\sigma^2}{\sigma_a^2}}} \right) \right] \end{aligned}$$

2.4 대칭의 경우

이 경우는 각 사용자와 BS 사이의 페이딩 계수가 동일하게 적용되었으며 $\alpha_a = \alpha_b = x = 1/\sigma_a^2$ 가 성립한다. 따라서

$$P_{avg} = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2\alpha}{\sigma^2}}\right) \beta^2 e^{-\beta \alpha} \alpha d\alpha$$

로 계산되며, $\mu, y=1/\beta\sigma^2=1/(\sigma^2/\sigma_a^2)$ 을 가정하여 식을 정리하면 평균 에러확률을 구할 수 있다.

$$P_{avg} = \int_0^{\infty} Q(\sqrt{2\mu}) \frac{\mu}{y^2} e^{-\frac{\mu}{y^2}} d\mu = \frac{(1-\omega)^2(2+\omega)}{4}$$

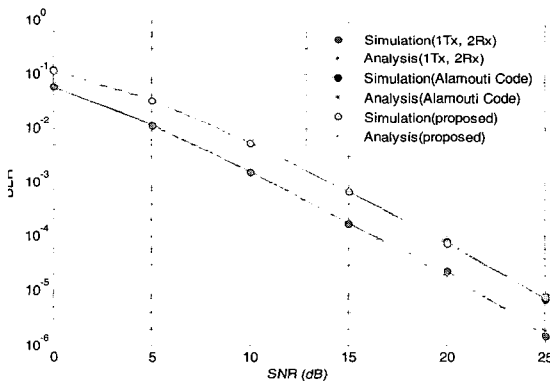
$$\omega = \sqrt{1 + \frac{1}{y}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\sigma_a^2}{\sigma^2}}}$$

3. 실험결과

제안하는 신호 구조의 성능을 검증하기 위해 수학적 접근을 통한 Closed form BER을 유도하였다. 레일리 페이딩과 AWGN이 합해진 채널상황에서의 실제 시뮬레이션 결과를 비교하고 오차를 확인하였다. 먼저 Closed form BER과 실제 시뮬레이션 사이의 정확한 성능 비교를 하기 위해 신호의 평균전송 에너지를 고려하여 $SNR = 2 \times (\sigma_a^2 + \sigma_b^2) / \sigma^2$ 로 정의한다. 그리고 두 사용자와 BS 사이의 노이즈 분산의 비를 $\delta = \sigma_b^2 / \sigma_a^2$ 로 정의하면 $SNR = 2 \times (1 + \delta) \sigma_a^2 / \sigma^2$ 이 된다. 마지막으로 수신부에서는 채널의 상태 정보를 완벽하게 알고 있다고 가정한다.

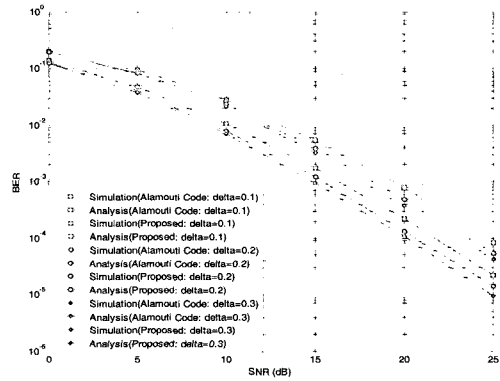
(그림 2)는 사용자와 BS사이의 채널이 동일한 상황 ($\sigma_a = \sigma_b$)에서의 성능을 비교하였다. 위 결과는 Alamouti 부호의 성능과 동일하게 나타나며 1개의 송신안테나와 2개의 수신안테나를 적용한 성능 곡선과 비교해 약 3dB 정도 성능이 저하되는 것을 알 수 있었다.

그림 3, 4, 5로부터 δ 값이 0.1~0.9까지 변화함에 따라 두 채널 상황이 달라지고 이것에 의해 시스템 전체 성능 곡선이 변화하는 것을 알 수 있다. 우선 제안하는 신호 구조의 수학적 접근을 통해 유도된 Closed form BER의 성능과 실제 시뮬레이션을 통해 얻은 성능을 비교하였다. 경로 이득과 잡음 성분의 관계를 이용한 평균 에러확률에 의해 계산된 수학적 유도를 통한 성능 곡선과 실제 시뮬레이션을 통해 얻은 성능이 정확하게 일치하는 것을 확인하였다. 또한 제안한 신호 구조와 기존 Alamouti 부호의 성능을 비교하여

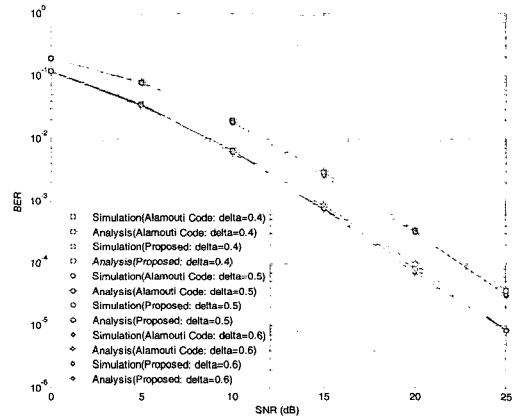


(그림 2) Symmetric 경우의 성능 곡선

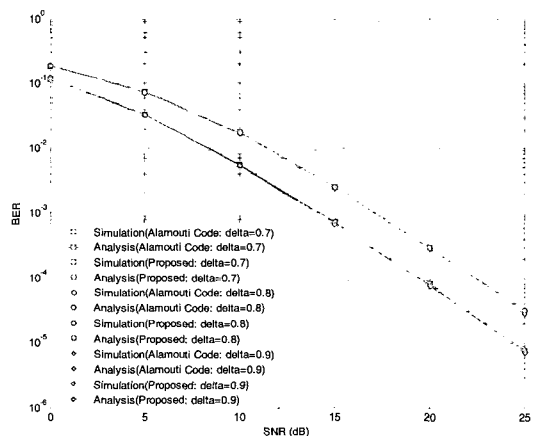
정확하게 일치하는 것을 확인하였으며 보다 정확한 비교를 위해 서로 동일한 환경을 설정하고 결과를 확인하였다. 단일 전송 안테나와 두 개의 수신 안테나를 사용한 수신 다이버시티 성능과 비교했을 때 대칭 구조의 채널을 적용했을 때와 동일하게 약 3dB의 성능저하가 발생하는 것을 알 수 있었다. 그 이유는 제안하는 신호 구조에서는 평균 한 시간



(그림 3) $\delta = 0.1 \sim 0.3$ 일 때, 협력통신의 BER곡선



(그림 4) $\delta = 0.4 \sim 0.5$ 일 때, 협력통신의 BER 곡선



(그림 5) $\delta = 0.7 \sim 0.9$ 일 때, 협력통신의 BER 곡선

슬롯 동안 두 비트의 데이터를 전송하게 되며 하나의 안테나가 전송하는 평균 에너지가 '1'인 경우 각 데이터는 '0.5'씩의 전송 에너지를 가지지만 단일 안테나를 통해 전송하여 두 개의 안테나를 통해 수신하는 수신 다이버시티 효과에서는 전송단에서 '1'의 평균 전송에너지를 가지고 전송하게 되며 따라서 시스템의 성능에 영향을 미치게 되는 것을 알 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 기존의 협력통신의 신호 구조를 개선한 신호 구조를 제안하고 성능을 검증하기 위해 Closed form BER을 유도해 내고 레일리 페이딩과 AWGN이 합해진 채널상황에서 실제 시뮬레이션 결과와 비교, 분석 하였다. 두 성능 곡선이 정확하게 일치하는 것으로 제안한 신호 구조의 타당성을 검증할 수 있었으며 기존의 협력통신 신호 구조의 2/3의 제한된 스펙트럼 효율에 비해 $N-1/N$ 의 높은 스펙트럼 효율을 가진다. 특히 프레임의 길이가 무한히 길어지면 스펙트럼 효율은 1로 가까워져서 프레임 길이가 길어질수록 기존 신호구조보다 스펙트럼 효율이 더욱 향상됨을 알 수 있다. 또한, BS에서는 기존의 신호 구조가 주기적으로 세 번째 시간 슬롯에서 수신한 데이터를 한꺼번에 복원하는 것에 비해 제안한 신호 구조는 수신한 신호를 두 번째 시간 슬롯 이후부터 계속적으로 데이터를 복원하여 더욱 효율적인 데이터 처리가 가능한 것을 증명하였다. 제안하는 신호 구조는 제한된 전력을 사용하는 무선 네트워크 환경에서 더욱 좋은 성능을 나타낼 수 있으므로 본 논문을 바탕으로 무선 환경에서 최적의 성능을 보장할 수 있도록 깊은 연구를 진행할 것이다.

참 고 문 헌

[1] M.K. Simon and M.S. Alouini, "Digital Communication over Fading Channels", Second Edition, John Wiley & Sons, Inc, 2005.
 [2] V. Tarokh, H. Jafarkhani, A.R. Calderbank, "Space time block coding for wireless communications: performance results", IEEE Trans on Communications, Vol. 17, pp. 451 - 460, March 1999.
 [3] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications", IEEE Journal on Communications, Vol. 16, p. 1451 - 1458, Oct. 1998.
 [4] A. Nosratinia, A. Hedayat, and T.E. Hunter, "Cooperative Communication in Wireless Networks", IEEE Communications Magazine, Vol. 42,10, pp. 74 - 80, Oct. 2004.
 [5] Laneman, J.N.; Tse, D.N.C.; Wornell, G.W, "Cooperative diversity in wireless networks: Efficient

protocols and outage behavior," Information Theory, IEEE Transactions on Volume 50, Issue 12, Dec. 2004 Page(s): 3062 - 3080

[6] Hyung Yun Kong, Ho Van Khuong, Doo Hee Nam, "Performance Analysis of a Novel Cooperative Communications Signaling Structure in CDMA network", ITC CSCC Conference, Vol4, pp.1229 - 1230, Jul, 2005
 [7] John G. Proakis, "Digital communications", Fourth Edition, McGraw Hill, 2001.
 [8] A. Sendonaris, E. Erkip, and B. Aazhang, "User cooperation diversity Part I II", IEEE Trans. on Communications, 51, 11, pp. 1927 - 1948, 2003.



정 휘 재

e-mail : hwijae78@mail.ulsan.ac.kr

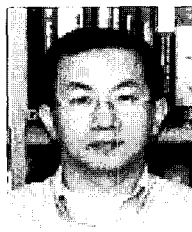
2005년 울산대학교 전기전자정보

시스템공학부(학사)

2007년 울산대학교 전기전자정보

시스템공학과(석사)

관심분야: 코딩(Turbo Code, Convolution Code, Reed Solomon Code), QAM, CDMA, 협력통신



공 형 윤

e-mail : hkong@mail.ulsan.ac.kr

1989년 미국 New York Institute of Technology 전자공학과(학사)

1991년 미국 Polytechnic University 전자공학과(석사)

1996년 미국 Polytechnic University 전자공학과(박사)

1996년~1996년 LG전자 PCS 팀장

1996년~1998년 LG전자 회장실 전략사업단

1998년~현재 울산대학교 전기전자정보시스템공학부 교수

관심분야: 코딩(LDPC, Turbo) 및 모듈레이션(OFDM, QAM), 멀티코드, WSN 등