

초광대역 시스템의 계층변조 기반 적응적 듀얼 홉 전송 기법

정회원 김 대 환*, 종신회원 송 형 규**, 조 위 덕***

Adaptive Dual-Hop Transmission Based On Hierarchical Modulation in UWB System

Dae-Hwan Kim* *Regular Member*, Hyoung-Kyu Song**, We-Duke Cho*** *Lifelong Members*

요 약

UWB(Ultra-Wideband)는 낮은 전력으로 초고속 통신을 실현하는 근거리 무선 통신 기술로서 주파수 부족 현상을 넘어서서 신규 기술을 도입할 수 있는 획기적인 기술 방식이다. UWB 전송방식 중의 하나인 MB-OFDM(Multiband Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 다양한 무선 통신 서비스에 적용이 가능하다. 본 논문에서는 협력 전송에서 전송률이 감소하는 문제를 해결하기 위한 UWB 시스템에서 계층 변조(HM : Hierarchical Modulation)와 순환 중복 검사를 통해 중계기에서 적응적으로 변조방식을 변경하는 새로운 중계 기법을 제시한다. 이는 기존 방법에 비해 비트 에러율은 비슷하며 처리량을 33%까지 증가시키는 장점이 있다.

Key Words : cooperation, STBC, hierarchical modulation

ABSTRACT

Recently, various transmission techniques for communication and broadcasting systems have been developed to meet the dramatically increasing requirement of consumers. Because UWB (Ultra-Wideband) is a wireless communication technique that supports high data rate with low power, it can satisfy the requirement and can be applied to various wireless communication services. The multi-band orthogonal frequency division multiplexing (MB-OFDM) system, one of UWB system, is the wireless communication system that satisfies the transmission characteristic for UWB and so it can be used for various wireless communication services. In this paper, we propose a scheme that uses hierarchical modulation which is applied in digital video broadcasting system at the source and adaptive modulation based on the channel quality at the relays. The simulation results have shown that the proposed scheme has both the advantages of the increased throughput by 33% and similar BER performance to conventional scheme.

I. 서 론

최근에 방송, 통신을 중심으로 한 다양한 신규 무선

기술이 개발되어 서비스가 도입되고, 각종 산업에서 무선 서비스에 대한 수요가 급격히 확대됨에 따라 주파수에 대한 수요가 폭발적으로 증가하고 있다.

※ 본 연구는 지식경제 프론티어 기술개발사업의 일환으로 추진되고 있는 지식경제부의 유비쿼터스컴퓨팅 및 네트워크원천기술개발사업(11C3-C2-10M)의 지원에 의한 것임.

* 전자부품연구원 RFID·USN융합연구센터, ** 세종대학교 정보통신공학과 uT통신연구소 (songhk@sejong.ac.kr)

*** 이주대학교 전자공학부

논문번호 : KICS2011-04-194, 접수일자 : 2011년 4월 20일, 최종논문접수일자 : 2011년 7월 5일

이로 인하여 유한한 자원인 주파수의 가치는 점차 높아지고 있으며, 효율적인 주파수 활용에 대한 관심이 점차 고조되고 있다. UWB(Ultra-Wideband)는 낮은 전력으로 초고속 통신을 실현하는 근거리 무선 통신 기술로서 주파수 부족 현상을 넘어서서 신규 기술을 도입할 수 있는 획기적인 기술 방식이다.^[1]

UWB 기술은 홈 게이트웨이, TV 영상전송, 다채널 오디오 등의 홈 네트워크, 대량의 무선 정보를 전송하는 UWB 칩이 내장된 휴대폰, 무선 USB 등 폭 넓은 분야에 적용되고 있다.

이러한 UWB 전송방식 중의 하나인 MB-OFDM (Multi-Band Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템은 다양한 무선 통신 서비스에 적용이 가능하다. 또한, MIMO(Multi Input Multi Output) 기법을 MB-OFDM 시스템에 적용하면 시스템의 전송 용량을 극대화 할 수 있다.

그러나 MIMO 기법을 적용하는데 가장 큰 문제점은 기지국에서는 송수신 안테나 증가에 따른 RF장비, 케이블 증가이며 단말기에서는 크기, 전력, 비용이 주요 고려 요소로서 제한된 공간에서 낮은 상관도를 갖는 안테나 설계, 실제로 존재하는 다양한 전파환경에서의 좋은 성능, 단말기 내의 장비 간 전파간섭을 극복하는 것이 중요하다.

이런 문제점들을 해결하기 위해서 송신기와 수신기 사이에 중계역할을 하는 중계기를 이용하여 채널용량을 증가시키고 경로 손실을 줄임으로써 수신 성능을 향상시킬 수 있는 협력 전송에 관한 연구가 이루어지고 있다. 협력 전송 방식은 사용자들의 안테나와 그 밖에 다른 자원들을 공유하기 때문에 사용자의 스펙트럼 효율은 증가하지만 그만큼 전송률은 감소하는 트레이드오프(Trade-off)가 있다.

본 논문의 제 2장과 3장에서는 UWB 시스템 중 하나인 MB-OFDM 시스템과 협력 전송 기법에 대해 알아본다. 또한 제 4장에서는 제안된 계층변조 기반 적응적 듀얼 홉 전송 기법에 대해서 알아보고 제 5장에서 모의실험 및 고찰을 살펴본다. 마지막으로 제 6장에서는 결론을 맺는다.

II. MB-OFDM 시스템 개요

MB-OFDM은 미연방 통신 위원회에서 실내 무선 통신 분야로 제한한 3.1 GHz에서 10.6 GHz까지의 전체 7.5 GHz의 대역을 그림 1에서와 같이 528MHz의 대역폭을 갖는 14개의 작은 대역으로 나누고 이를 6개의 그룹으로 분류하였다. 이 중에서 첫 번째 Band

Group 1(3.1 GHz~4.8 GHz)을 기본(Mandatory)으로 사용하는 것이 제안되었으며, Band Group 2~6은 선택적으로 사용된다. 그리고 그룹 6은 각 국가의 주파수 사용 현황을 고려하여 추가되었다. 이 중 5 GHz 비 면허 대역을 포함하는 그룹 2는 WLAN과의 간섭 문제 때문에 사용하지 않을 수도 있다.

MB-OFDM은 매 심볼마다 528 MHz의 대역을 도약하는 TFI(Time Frequency Interleaved) 구조를 이용하여 주파수 영역에서 다이버시티 효과와 동시에 사용되는 다른 piconet간의 간섭을 최소화하는 구조로 이루어져 있다. 이러한 SOP (Simultaneously Operating Piconet)의 성능 향상을 위해서 TFC(Time Frequency Code)를 가지고 있고, 이를 구별하기 위해서 고유한 7개의 프리앰블을 갖는다.^[2]

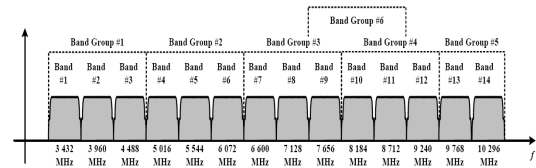


그림 1. MB-OFDM 주파수 할당

III. 협력 전송 기법

최근 큰 관심을 받고 있는 협동 전송 기법은 송수신 다이버시티 기법의 여러 단점들을 극복하면서도 송수신 다이버시티 기법과 유사한 성능을 얻을 수 있는 매우 효과적인 방법이다.^[3]

기본적으로 협력 전송 기법은 주변의 단말이 소스 단말을 위해 중계 단말의 역할을 하여 신호 전송을 도와주게 된다. 이 때, 중계 단말에서 신호를 중계하는 방법은 총 3가지가 있다. 이들 중 첫 번째로 AF (Amplify-and-forward) 방식이 있다. 이 방식에서 중계기는 사용자에게 의해 전송된 잡음이 섞인 신호를 증폭시켜 목적지에 재전송한다. 최종 목적지에서는 사용자로부터 직접 전송받은 신호와 다른 중계기들에 의해 받은 정보들을 적절하게 조합하여 사용자의 정보를 복원한다. 비록 잡음이 섞인 신호가 중계기에 의해 증폭되어 재전송 되지만, 목적지는 독립적인 채널 환경을 통해 수신된 신호들의 조합을 통해 다이버시티 효과를 얻을 수 있어 전체 시스템의 성능을 향상시킨다. 또한 사용자와 중계기 사이의 거리에 비해 사용자와 목적지 사이의 거리가 가깝거나 비슷하여, 중계 채널과 비교해서 주 채널 환경이 나쁘지 않을 경우에

decode-and-forward 기법보다 대체로 성능이 좋다.

두 번째 방식은 DF(Decode-and-forward) 방식이다. 이 방식에서 중계기는 사용자에 의해 전송된 잡음이 섞인 신호를 복호한 후 이 복호한 정보를 목적지에 재전송한다. 최종 목적지에서는 역시 사용자로부터 직접 전송받은 신호와 다른 중계기들에 의해 받은 정보들을 적절하게 조합하여 사용자의 정보를 복원한다.

그러나 이 기법은 중계기가 수신 신호를 복호함으로써 사용자와 중계기 사이의 채널을 통해 얻을 수 있는 다이버시티 효과를 상쇄시키기 때문에, amplify-and-forward 방식에 비해 다이버시티 정도가 떨어진 다. 또한 사용자와 중계기 사이의 채널 환경이 좋지 않아 사용자에 의해 전송된 신호를 중계기가 잘못 복원할 경우 전체 시스템의 성능을 저하시킨다. 그러므로 위의 경우에는 협력 전송을 하지 않는 것이 낫고, 사용자와 중계기간 채널 환경에 따라 협력 전송의 여부를 선택하는 편이 더 바람직하다. 반대로, 사용자와 중계기 사이의 거리가 가까워서 사용자와 목적지 사이의 채널에 비해 중계 채널의 환경이 상당히 좋은 경우에는 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

세 번째로 CC(Coded cooperation)은 협력 전송과 채널 코딩을 통합한 방식이다. 이 기법은 독립적인 경로를 통하여 각 사용자들이 코딩한 정보들을 목적지로 전송하는 것이다. 즉, 사용자가 코딩하여 전송한 정보 다음에 중계기 역할을 하는 사용자들이 코딩한 여분의 정보를 추가적으로 목적지에 전송한다. 사용자들 사이에 피드백을 필요로 하지 않으며, 사용자들이 각각 협력적 또는 비협력적 모드로 자동적으로 변환하는 것이 가능하다.

IV. 계층 변조 기반 적응적 듀얼 홉 전송 기법

4.1 듀얼 홉 통신 시스템 모델

계층 변조를 사용한 처리율 향상 방법은 송신기 1개, 중계기 2개, 수신기 1개로 구성되어 있고 각각의 노드들은 모두 단일 안테나를 갖는다.

모의실험을 간단하게 하기 위해 송신기와 수신기 사이에 장애물로 가려져 있어 직접 경로가 존재하지 않는다고 가정하고, 또한 중계기들은 송신기와 수신기 사이에 위치한다고 가정한다. 송신기와 중계기들 사이의 채널은 h_{SR_i} 라고 하고 중계기들과 수신기 사이의 채널은 h_{R_iD} 라고 정의 하며 여기서 $i = 1, 2$ 이다. 각 채널들은 서로 i.i.d.(independent and identically distributed) 하고 느리게 변하는 UWB 채널로 모델링 된다.

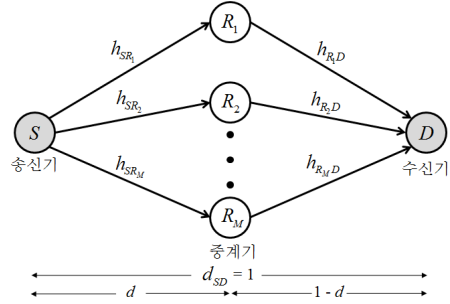


그림 2. 협력 전송 시스템 모델

비대칭적인 통신 환경에서 송신기-중계기 그리고 중계기-수신기 채널은 서로 다른 채널 전력을 갖게 되고 다음과 같이 간단하게 모델링 할 수 있다.

$$\alpha_{SR_i}^2 = \left(\frac{d_{SD}}{d}\right)^n, \quad \alpha_{R_iD}^2 = \left(\frac{d_{SD}}{1-d}\right)^n \quad (1)$$

여기서 n 은 경로 손실 지수이고, $\alpha_{SR_i}^2$ 와 $\alpha_{R_iD}^2$ 는 채널의 전력을 의미한다. 간단하게 하기 위해서, 송신기와 수신기에서 모든 중계기들까지의 거리는 같다고 하고 d_{SD} 은 1로 정규화된 거리, d 는 송신기와 중계기들의 상대적인 거리라고 한다.

마지막으로 싱글 홉 전송과의 공정성을 위해 모든 노드들에서 보낸 전체 파워는 싱글 홉에서 보낸 파워와 동일하도록 하며, 모든 노드는 보내는 동시에 받을 수 없는 반 이중 전송으로 제한한다.

4.2 기존의 협력 중계 방법

이 단락에서 두 개의 중계기를 사용하는 기존의 DF 방법들을 보여줄 것이다. 기존 방법 A는 송신기와 중계기들에서 QPSK 변조 방법을 사용하는 것이고 기존 방법 B는 처리율 향상을 위해서 송신기에서는 16-QAM 변조 방법, 중계기들에서는 QPSK 변조 방법을 사용하는 방법이다.

우선 적어도 4-시간 슬롯 동안 채널이 준정적이라고 가정하고, 채널은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} H_{SR_i} &= \alpha_{SR_i} e^{j\theta_{SR_i}}, \\ H_{R_iD} &= \alpha_{R_iD} e^{j\theta_{R_iD}}, \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 H_{SR_i} 과 H_{R_iD} 은 각각 송신기-중계기, 중계기-수신기간 채널의 주파수 응답을 나타내고 α 와 θ 는 채널의 크기와 위상을 의미한다. 기존 방법 A는 다음의

절차대로 진행된다. 첫 번째와 두 번째 시간 슬롯에서 송신기는 QPSK 변조된 신호 $X_{1,Q}$ 와 $X_{2,Q}$ 를 브로드캐스팅을 하고 중계기에서 받은 주파수 영역 신호들은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_{R_1,t} &= X_{1,Q}H_{SR_1} + N_{R_1,t}, \\ Y_{R_2,t} &= X_{1,Q}H_{SR_2} + N_{R_2,t}, \\ Y_{R_1,t+T} &= X_{2,Q}H_{SR_1} + N_{R_1,t+T}, \\ Y_{R_2,t+T} &= X_{2,Q}H_{SR_2} + N_{R_2,t+T} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 " $R_i,t+lT$ "는 $(l+1)$ 번째 시간 슬롯 성분이고, N 은 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 가산 백색 가우시안 잡음이다. 본 연구는 DF를 기반으로 하고 있으므로, 알고 있는 CSI(Channel State Information)를 통해 $\widehat{X}_{k,Q}$ 와 $\overline{X}_{k,Q}$ 를 다음처럼 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}_{1,Q} &= \frac{Y_{R_1,t}}{H_{SR_1}}, \overline{X}_{1,Q} = \frac{Y_{R_2,t}}{H_{SR_2}}, \\ \widehat{X}_{2,Q} &= \frac{Y_{R_1,t+T}}{H_{SR_1}}, \overline{X}_{2,Q} = \frac{Y_{R_2,t+T}}{H_{SR_2}}, \end{aligned} \quad (4)$$

여기서 $\widehat{X}_{k,Q}$ 와 $\overline{X}_{k,Q}$ 는 각각 중계기 1과 중계기 2에서 $X_{k,Q}$ 의 추정된 심볼이다. 다이버시티 이득을 얻기 위해서 전송은 다음과 같이 이루어진다. 세 번째 시간 슬롯에 두 심볼은 동시에 중계기들로부터 전송된다. 중계기 1로부터 전송된 심볼은 $\widehat{X}_{1,Q}$ 로 표기되고 중계기 2로부터 전송된 심볼은 $\overline{X}_{1,Q}$ 로 표기된다. 네 번째 시간 슬롯에는 중계기 1로부터 $-\widehat{X}_{2,Q}^*$ 가 중계기 2로부터 $\overline{X}_{1,Q}^*$ 가 전송되고 여기서 $(\cdot)^*$ 는 복소 켈레 복소수를 의미한다. 수신기는 받아진 신호는 중계기 1과 중계기 2로부터 전송된 심볼이 더해져서 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_{D,t+2T} &= \widehat{X}_{1,Q}H_{R_1D} + \overline{X}_{2,Q}H_{R_2D} + N_{D,t+2T} \\ Y_{D,t+3T} &= -\widehat{X}_{2,Q}^*H_{R_1D} + \overline{X}_{1,Q}^*H_{R_2D} + N_{D,t+3T} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서 " $D,t+lT$ "는 $(l+1)$ 번째 시간 슬롯 성분을 나타낸다. 수신기에서 디코딩 후의 심볼은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}_{1,Q} &= Y_{D,t+2T}H_{R_1D}^* + Y_{D,t+3T}H_{R_2D}^* \\ \widehat{X}_{2,Q} &= Y_{D,t+2T}H_{R_2D}^* - Y_{D,t+3T}H_{R_1D}^* \end{aligned} \quad (6)$$

식 (2)와 식 (5)를 식 (6)에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}_{1,Q} &= (\alpha_{R_1D}^2 + \alpha_{R_2D}^2)X_{1,Q} + H_{R_1D}^*N_{D,t+2T} \\ &\quad + H_{R_2D}^*N_{D,t+3T}, \\ \widehat{X}_{2,Q} &= (\alpha_{R_1D}^2 + \alpha_{R_2D}^2)X_{2,Q} - H_{R_1D}^*N_{D,t+3T} \\ &\quad + H_{R_2D}^*N_{D,t+2T}, \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 $\widehat{X}_{k,Q}$ 는 수신기에서 $X_{k,Q}$ 의 추정된 심볼이다. 위 식을 보면 알 수 있듯이 간단한 디코딩 방법을 통해서 협력 다이버시티 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다.

기존 방법 A는 첫 번째 홉에서 두 시간 슬롯을 통해 전송하는 단점이 존재한다. 이러한 단점을 보완하기 위해 송신기에서 한 차수 높은 변조 방법을 사용함으로써 한 시간 슬롯을 절약하는 방법을 기존 방법 B라 하며 절차는 다음과 같다.

첫 번째 시간 슬롯에 송신기는 16-QAM 변조된 심볼($X_{12,16Q}$)을 브로드캐스팅한다. 각 중계기는 16-QAM 복조기를 사용해 심볼을 복조하고 전자와 후자의 2비트를 각각 QPSK 변조한다. 두 번째와 세 번째 시간 슬롯에서 중계기들은 기존 방법 A와 같은 방법으로 재전송한다. 결과적으로 한 시간 슬롯을 절약함으로써 처리율은 증가하지만 중계기의 상대적인 위치에 따라 BER 성능은 빠르게 감소하는 결과를 가져온다.

4.3 계층변조 기반 적응적 신호 전송 방법

그림 3처럼 송신기에서 계층 변조^[8]를 사용하고 중계기에서 CRC 검사를 통해 적응적으로 신호를 전송하는 전송 방법을 제안한다.

원래의 계층 변조는 DVB-T 시스템에서 사용하던 것으로 송신기에서 16-QAM 계층 변조를 해서 신호를 보내면 수신기는 채널 상태에 따라 QPSK 혹은 16-QAM으로 복조를 하는 방식이었다.

이와는 다르게 본 연구에서 제안된 방법은 중계기는 항상 16-QAM 복조기를 사용해 복조하고 CRC 검사를 실시한다. CRC 검사 결과를 성공하면 모든 비트를 수신기에 전송하고 실패를 하게 되면 중요하지 않은 2비트를 버리고 전송함으로써 BER 성능을 유지하면서 처리율을 증가시킬 수 있게 된다.

16-QAM 계층 변조에서 중요도 높은 2비트는 계층 1에 중요도 낮은 2비트는 계층 2에 맵핑이 되며 음성이나 영상신호에서 중요도 낮은 2비트를 버리는 것은 성능에 크게 영향을 미치지 않는다.

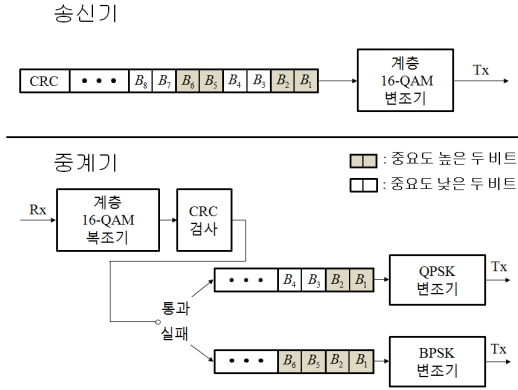


그림 3. 송신기와 중계기에서의 제안된 전송 방법

제안된 방법은 다음과 같은 순서로 진행된다. 첫 번째 시간 슬롯에 송신기는 16-QAM 계층 변조된 심볼을 브로드캐스팅하고 중계기에서 받은 주파수 영역의 신호는 아래와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} Y_{R_1,t} &= X_{12,H}H_{SR_1} + N_{R_1,t} \\ Y_{R_2,t} &= X_{12,H}H_{SR_2} + N_{R_2,t} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 $X_{12,H}$ 는 16-QAM 계층 변조된 심볼의 주파수 영역 표현이다. DF를 사용한 협력 전송이므로, 알고 있는 CSI를 통해서 $\tilde{X}_{12,H}$ 와 $\bar{X}_{12,H}$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\widehat{X}_{12,H} = \frac{Y_{R_1,t}}{H_{SR_1}}, \overline{X}_{12,Q} = \frac{Y_{R_2,t}}{H_{SR_2}}, \quad (9)$$

여기서 $\widehat{X}_{12,H}$ 와 $\overline{X}_{12,H}$ 는 각각 중계기 1과 중계기 2에서 $X_{12,H}$ 의 추정된 심볼이다. 각 중계기는 16-QAM 복조기를 통해서 심볼들은 복조하고 CRC 검사의 결과에 따라 적응적으로 변조를 한다.

만약 CRC 검사를 모든 중계기에서 통과하면, 중계기 1은 계층 1과 계층 2 비트를 $\widehat{X}_{1,Q}$, $\widehat{X}_{2,Q}$ 로 변조한다. 마찬가지로, 중계기 2도 계층 1과 계층 2 비트를 $\overline{X}_{1,Q}$, $\overline{X}_{2,Q}$ 로 변조한다. 두 번째와 세 번째 시간 슬롯에, 수신기에서 중계기 1과 중계기 2로부터 받은 공간-시간 코딩된 심볼은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{D,t+T} &= \widehat{X}_{1,Q}H_{R_1D} + \overline{X}_{2,Q}H_{R_2D} + N_{D,t+T} \\ Y_{D,t+2T} &= -\widehat{X}_{2,Q}H_{R_1D} + \widehat{X}_{1,Q}H_{R_2D} + N_{D,t+2T} \end{aligned} \quad (10)$$

위 식을 가지고 간단한 디코딩 방법^[4]을 통해 다음과 같이 추정된 심볼을 얻게 된다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}_{1,Q} &= Y_{D,t+T}H_{R_1D}^* + Y_{D,t+2T}H_{R_2D}^* \\ \widehat{X}_{2,Q} &= Y_{D,t+T}H_{R_2D}^* - Y_{D,t+2T}H_{R_1D}^* \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $\widehat{X}_{1,Q}$ 는 계층 1에 해당하는 $X_{1,Q}$ 의 추정된 심볼이다. 비슷하게, $\widehat{X}_{2,Q}$ 는 계층 2에 해당하는 $X_{2,Q}$ 의 추정된 심볼이다.

만약 CRC 검사를 하나의 중계기라도 통과하지 못하면 중계기 1은 계층 2에 해당하는 비트를 버리고 계층 1에 해당하는 2 비트를 각각 $\tilde{X}_{1-1,B}$, $\tilde{X}_{1-2,B}$ 로 BPSK 변조한다. 마찬가지로 중계기 2도 각각 $\bar{X}_{1-1,B}$, $\bar{X}_{1-2,B}$ 로 BPSK 변조한다. 두 번째와 세 번째 시간 슬롯의 과정은 위에서 설명한 과정과 같다.

V. 모의 실험 및 고찰

기존의 방법과 제안된 방법의 성능을 비교하기 위해 BER 성능과 처리량 관점에서 컴퓨터로 모의실험이 이루어 졌으며, 모든 모의실험에서 경로손실지수는 3이 사용되었다.

우선 그림 4와 5는 중계기의 상대적인 위치가 0.2일 때와 0.8일 때 기존방법 A, 기존방법 B, 제안된 방법의 BER 성능을 보여준다.

CM1, CM3의 채널 환경에서 기존방법 A가 다른 방법에 비해 가장 좋은 BER 성능을 보이고 있고 제안된 방법은 BER이 10^{-4} 일 때 기존방법 B보다 CM1

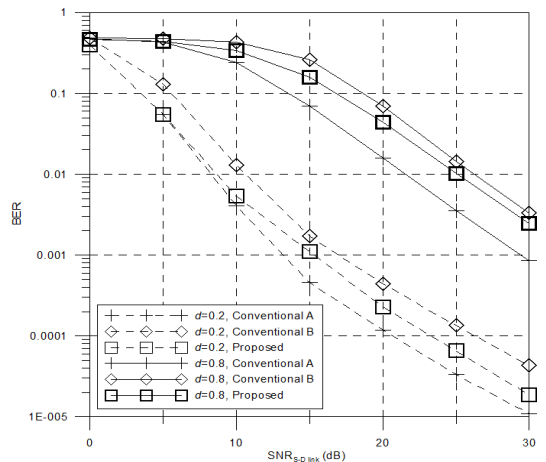


그림 4. 기존방법A, 기존방법B, 제안된 방법의 BER 성능 (CM1, Convolution code rate = 1/2)

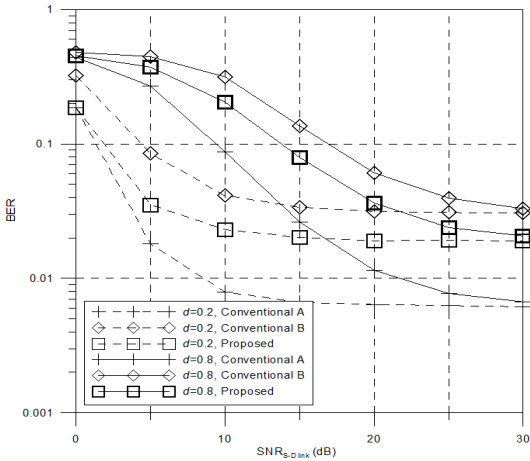


그림 5. 기존방법A, 기존방법B, 제안된 방법의 BER 성능 (CM3, Convolution code rate = 1/2)

에서는 3dB 좋은 성능을 보이고 있다.

한편, CM3은 열악한 채널환경이기 때문에 SNR이 증가해도 성능이 좋아지지 않고 플로어가 발생하는 것을 확인 할 수 있다.

그림 6과 7은 중계기의 상대적인 위치에 따른 BER 성능을 보여준다. CM1에서는 상대적인 위치가 멀어 질수록 기존방법 A에 가까웠던 제안된 방법의 BER 성능이 기존방법 B에 가까워지는 것을 알 수 있다. CM3은 채널이 너무 열악한 탓인지 상대적인 위치에 따른 BER 변화가 거의 없는 것을 알 수 있다.

그림 8과 9는 기존방법 B의 처리량에 의해 정규화된 제안된 방법의 처리량을 보여준다. 제안된 방법은 CRC 검사를 통해 신호를 버리면서 재전송을 하므로 상대적인 위치가 증가할수록 처리량이 감소하는 것을

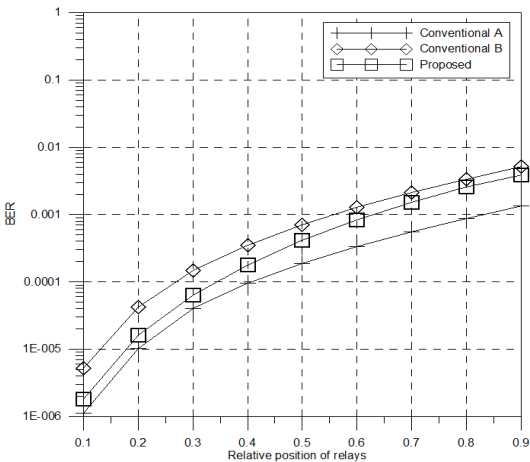


그림 6. 중계기의 상대적인 거리에 따른 BER 성능 (CM1, Convolution code rate = 1/2, SNR=30dB)

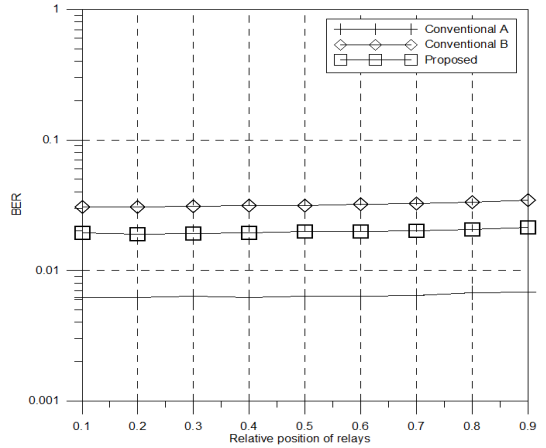


그림 7. 중계기의 상대적인 거리에 따른 BER 성능 (CM3, Convolution code rate = 1/2, SNR=30dB)

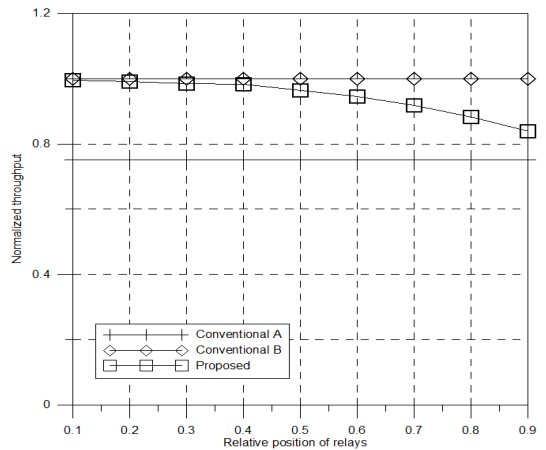


그림 8. 중계기의 상대적인 거리에 따른 처리량 (CM1, Convolution code rate = 1/2)

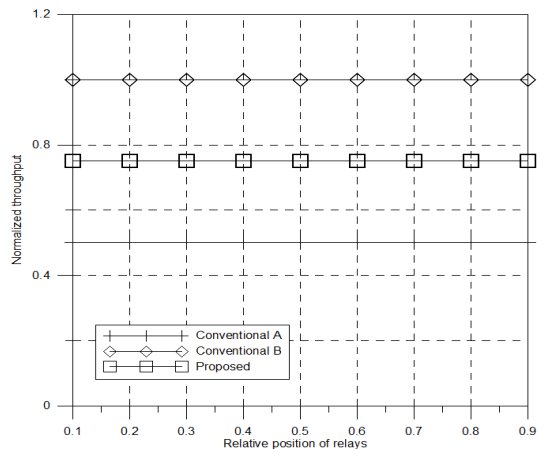


그림 9. 중계기의 상대적인 거리에 따른 처리량 (CM3, Convolution code rate = 1/2)

볼 수 있다.

그러나 CM1에서 제안된 방법의 처리량이 기존방법 A보다는 최대 33%까지 높으며 항상 높은 처리량을 보이고 있다. 마지막으로, CM3은 채널특성상 상대적 거리에 상관없이 처리량이 변하지 않는 것을 확인 할 수 있는데 이는 제안된 방법이 CM1과 CM2일 때만 적용되어야 하고 CM3과 CM4일 때는 처리량이 줄어드는 단점이 있어 적용되지 말아야 함을 의미한다.

VI. 결 론

본 논문에서는 협력 통신에서 전송률이 감소하는 문제를 해결하기 위해 UWB 시스템에 듀얼 홉 협력 통신을 적용하여 송신기에서 계층변조를 중계기에서 CRC검사를 통해 신호를 적응적 변조하여 전송하는 협력 통신의 새로운 기법을 제안했다. 모의실험을 통해 CM1부터 CM4까지의 성능을 알아보았으며 제안된 방법이 기존방법보다 처리량을 최대 33%까지 높여주며 비트 에러율은 유지 할 수 있다는 것을 증명하였다.

참 고 문 헌

- [1] 최은창, "WiMedia UWB 기반 무선 USB 응용 기술동향," *TTA Journal*, No. 124, pp. 80-85, 2009년 7월.
- [2] MultiBand OFDM Alliance (MBOA) Special Interest Group (SIG) / Wimedia Alliance, Inc. (WiMedia), "Multi-Band OFDM Physical Layer Specification," Release Candidate Version 1.5, March 2009.
- [3] J. N. Laneman, D. N. C. Tse, and G. W. Wornell, "Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.50, No.12, pp.3062-3080, December 2004.
- [4] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, Vol.16, No.8, pp. 1451-1458, October 1998.
- [5] M.O. Hasna and M.S. Alouini, "A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays," *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, Vol.3, No.6, pp.1963-1968, Nov. 2004.
- [6] T.A. Tsiftsis, G.K. Karagiannidis, S.A.

Kotsopoulos, and F.N. Pavlidou, "BER analysis of collaborative dual-hop wireless transmissions," *Electron. Lett.*, Vol.40, No.11, pp.679-681, May 2004.

- [7] J.N. Laneman and G.W. Wornell, "Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks," *IEEE Trans. Inf. Theory*, Vol.49, No.10, pp.77-81, Nov. 2002.
- [8] ETSI, EN 301 958, V.1.1., Digital Video Broadcasting (DVB): Interaction Channel for Digital Terrestrial Television (RCT) Incorporation Multiple Access OFDM, March 2002.

김 대 환 (Dae-Hwan Kim)

정회원



1991년 2월 명지대학교 전자공학과 학사

1993년 2월 명지대학교 전자공학과 석사

1993년~현재 전자부품연구원 융합산업본부 RFID·USN융합연구센터 수석연구원

2006년~현재 아주대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> RFID, USN, 디지털 통신, 근거리 무선 통신

송 형 규 (Hyoung-Kyu Song)

종신회원



1996년 2월 연세대학교 전자공학과 박사

1996년 1월~2000년 2월 전자부품연구원 책임연구원

2000년 3월~현재 세종대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야> 디지털통신, 방송통신, WPAN

조 위 덕 (We-Duke Cho)

중신회원



1981년 서강대학교 전자공학과
학사

1983년 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 석사

1987년 한국과학기술원 전기
및 전자공학과 박사

1983년~1990년 금성전기 (현
LG전자) 기술연구소 DSP 연구실장

1991년~2003년 전자부품연구원 시스템연구본부 본
부장

2003년~현재 유비쿼터스컴퓨팅사업단 단장, 아주대
학교 전자공학부 교수

<관심분야> ubiquitous intelligence / context aware
biz-model design, smart space system for
wellbeing life care, smart sensing embedded
platform