

논문 2010-1-6

## 다중 사용자 간섭이 존재하는 환경에서 이중이진 터보부호를 이용한 UWB 기반의 전술이동통신시스템 성능

### Performance of Tactics Mobile Communication System Based on UWB with Double Binary Turbo Code in Multi-User Interference Environments

김은철\*, 서성일\*\*, 김진영\*\*\*

Eun Cheol Kim, Seo Sung Il and Jin Young Kim

**요약** 본 논문에서는 다중 사용자 간섭이 존재하는 환경에서 초광대역 (UWB: Ultra Wide Band) 기반의 전술이동통신 시스템의 성능을 분석하고 모의 실험을 통해 성능을 검증하였다. 본 논문에서 고려한 시스템은 채널에서 발생하는 오류를 정정하기 위해 이중 이진 터보 부호를 채널 부호로 채택한 시스템이다. 무선 채널은 수정된 SV (Saleh and Valenzuela) 모델로 모델링되었다. 또한 시스템 성능을 향상시키기 위해 시공간 블록 부호화 (STBC: Space Time Block Coding) 개념을 적용하였다. 시스템 성능은 비트 오류 확률 측면에서 분석되었다. 모의 실험 결과, 이중 이진 터보 부호로 부호화된 UWB 기반의 전술이동통신 시스템은 다중 사용자 간섭이 존재하는 환경에서 적절한 부호화 및 복호화 복잡도를 가지면서도 상당한 부호화 이득을 가질 수 있는 것을 확인하였다. 또한 고정된 부호화율에서 UWB 기반의 전술이동통신 시스템의 비트 오류 확률 성능은 반복 복호 횟수를 증가시키기에 따라 향상되는 것을 확인하였다. 그리고 이중 이진 터보 부호는 요구되는 비트 오류 확률을 유지하면서 동시 사용자 수를 증가시키는데 매우 효과적임이 검증되었다.

**Abstract** In this paper, we analyze and simulate the performance of a tactics mobile communication system based on ultra wide band (UWB) in multi-user interference (MUI) environments. This system adopts a double binary turbo code for forward error correction (FEC). Wireless channel is modeled a modified Saleh and Valenzuela (SV) model. We employ a space time block coding (STBC) scheme for enhancing system performance. System performance is evaluated in terms of bit error probability. From the simulation results, it is confirmed that the tactics mobile communication system based on UWB, which is encoded with the double binary turbo code, can achieve a remarkable coding gain with reasonable encoding and decoding complexity in multi-user interference environments. It is also known that the bit error probability performance of the tactics mobile communication system based on UWB can be substantially improved by increasing the number of iterations in the decoding process for a fixed cod rate. Besides, we can demonstrate that the double binary turbo coding scheme is very effective for increasing the number of simultaneous users for a given bit error probability requirement.

**Key Words** : Double Binary Turbo Code, Multi-user Interference, Space Time Block Code, Tactics Mobile Communication, Ultra Wide Band

\*정회원, 광운대학교 전자공학과

\*\*정회원, 광운대학교 전자공학과

\*\*\*정회원, 광운대학교 전자공학과

접수일자 2010.1.21, 수정일자 2010.2.16

## 1. 서 론

임펄스 라디오라고 불리는 초광대역 무선통신(UWB: Ultra Wide Band)<sup>[1, 2]</sup> 기술은 저전력을 사용하면서 높은 데이터율을 보장할 수 있고, 다중 경로 환경에서 강인한 성능을 보이며, 정밀한 위치추적 능력을 갖는 등, 여러 장점<sup>[3]</sup>으로 인해서 근거리에서 높은 처리량을 요구하는 무선통신 시스템의 유력한 후보 기술로 각광받고 있다.

UWB 신호는 0 Hz 부터 수 GHz 까지 매우 넓은 대역폭을 차지한다. UWB 시스템은 이러한 수 GHz 대역폭을 갖는 신호를 사용하기 때문에 실내 통신 환경에서 페이딩 효과를 줄일 수 있고<sup>[4]</sup>, 다중 경로의 신호를 정확히 분리해 낼 수 있다. 주파수 도메인에서 초광대역은 시간 도메인에서 수 나노초의 시간 폭을 갖는 기저대역 신호를 의미한다. 따라서 UWB 신호는 열 바닥 잡음 이하의 매우 낮은 전력 스펙트럼 밀도를 갖는다. 이러한 특징을 갖는 UWB 신호는 무선 채널을 이용하여 통신을 수행한다. 따라서 송신된 신호는 흩어지고 반사되고 회절되는 열악한 무선 환경으로 송신된다. 게다가 수신기에 수신되는 신호는 열잡음에 의해 방해받는다<sup>[5]</sup>. 따라서 시스템 성능이 열화되는데, 이를 해결하기 위한 방안 중에서 시공간 블록 부호(STBC: Space Time Block Code)가 있다. 시공간 부호(STC: Space Time Code)의 한 종류인 시공간 블록 부호는 다중 안테나를 사용하는 무선통신 시스템에서 데이터 송신의 신뢰성을 향상시키기 위한 간단한 송신 다이버시티 기술이다<sup>[6]</sup>. 시공간 블록 부호에서는 다중경로 페이딩 채널을 통해서 동일한 신호와 추가적인 정보가 여러 번 전송된다. 그런데 각 채널은 서로 다른 레벨의 페이딩과 간섭의 영향을 받기 때문에, 여러 개의 동일한 신호 중에서 일부는 확률적으로 수신기에서 송신 신호를 완벽하게 복원하는데 충분히 좋은 상태일 수 있다.

그리고 송신기와 수신기 사이의 전송 중에 다중경로 페이딩과 간섭 신호 그리고 잡음으로 인해서 정보가 손실될 수 있으므로, 무선통신 시스템의 신뢰성을 향상시키기 위해서 수신단에서 오류를 검출하고 정정하기 위한 기술이 필요하다. 이러한 기술 중에 하나가 바로 채널 부호화 기술이다. 지금까지 정보 전송의 신뢰성을 향상시키기 위해서 RS (Reed-Solomon) 부호, LDPC (Low-Density Parity-Check) 부호, Convolutional 부호, 연접 부호 등 여러 채널 부호 기술이 제안되었다<sup>[7]</sup>. 특히

부가 백색 가우시안 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise) 채널에서 Shannon 한계<sup>[8]</sup> 근처의 뛰어난 오류 정정 성능을 갖는 터보(Turbo) 부호가 1993년에 Berrou 등에 의해 제안되었다. 그리고 뛰어난 성능으로 인해 터보 부호는 WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access)와 CDMA2000의 제 3세대 이동통신 시스템에서 오류 정정 부호의 표준으로 채택되었다. 또한 터보 부호의 구조를 변경하여 오류 정정 성능을 향상시킨 이중이진 터보부호가 제안되었다<sup>[9]</sup>. 터보 부호화 기술에서는 한 클럭에 한 비트씩 부호화기에 입력되는데 반해서 이중이진 터보 부호화에서는 한 클럭에 두 비트씩 부호화기에 입력된다. 따라서 이중이진 터보부호의 부호워드 사이의 최소 이격 거리가 증가하고, 복호 성능이 향상되며, 높은 처리량으로 인해 처리 시간 또한 감소한다. [9]에서는 이중이진 터보부호가 기존의 터보부호에 비해서 향상된 오류 정정 성능을 보이는 것을 확인하였다. 따라서 이중이진 터보부호는 IEEE 802.16과 DVB-RCS (Digital Video Broadcasting-Return Channel Satellite) 시스템의 채널 부호화 표준에서 선택 사항으로 채택되었다.

본 논문에서는 다중 사용자 간섭이 존재하는 환경에서 이중이진 터보부호를 적용한 UWB 기반의 전술이동통신 시스템의 성능을 분석하고 모의실험을 통해 성능을 확인하였다. 본 논문에서는 펄스 위치 변조-시간 도약(PPM-TH: Pulse Position Modulation-Time Hoping) 방식과 펄스 진폭 변조-직접 시퀀스(PAM-DS: Pulse Amplitude Modulation-Direct Sequence) 방식의 UWB 시스템을 모두 고려하였다. 모의 실험은 실내 무선 채널을 가정하였는데, 2003년 7월에 IEEE 802.15.SG3a에서 제안된 변형된 SV (Saleh and Valenzuela) 모델<sup>[10]</sup>로 실내 채널을 모델링 하였다. 또한 시스템 성능을 향상시키기 위해서 시공간 블록 부호를 적용하였다. 그런데 펄스 변조 방식의 UWB 신호가 실 (Real) 신호이므로, 시공간 블록 부호화를 위해 실수 값을 갖는 신호에 대한 Alamouti 알고리즘을 적용하였다. 여기서 두 개의 연속적인 심볼 전송 주기 동안 채널은 변하지 않으며, 채널 계수는 수신기에서 완벽하게 복원된다고 가정하였다. 터보 복호 과정에서는 Max-Log-MAP 알고리즘을 사용하였다. 그리고 AWGN 환경에서 시스템 성능을 분석하고 모의실험을 하였다. 시스템 성능은 비트 오류율 측면에서 분석되었으며, 이중이진 터보부호 및 시공간 블록 부

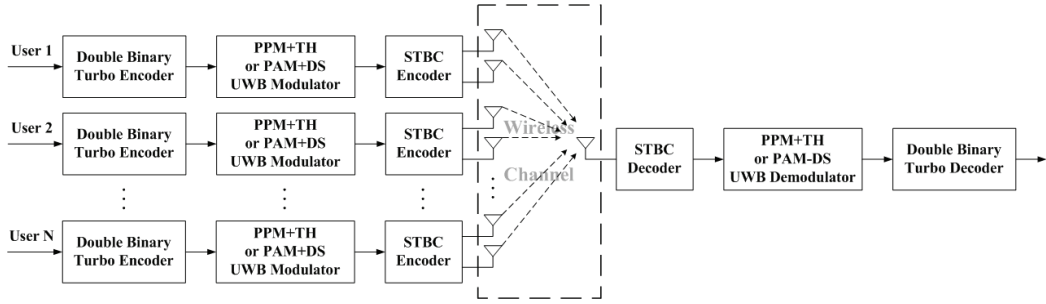


그림 1. 다중 사용자 간섭 환경에서 UWB 기반의 전술이동통신 시스템 모델  
 Fig. 1. Tactics mobile communication system model based on UWB in MUI environments.

호가 다중 사용자 환경에서 UWB 기반의 전술이동통신 시스템에 미치는 영향을 평가하기 위해서, 복호화 과정에서 반복 복호 횟수와 송신기의 안테나 개수 및 다중 사용자의 수를 변화시켜가면서 모의실험 결과를 보였다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 제 II장에서는 UWB 기반의 전술이동통신 시스템 모델을 제시하며, 이중이진 터보 부호화 및 복호화 과정을 제 III장에서 간략히 소개한다. 제 IV장에서는 본 논문에서 고려한 시스템에 대한 모의실험 결과를 언급하며, 본 논문의 결론을 제 V장에서 제시한다.

## II. 시스템 모델

본 논문에서 고려한 UWB 기반의 전술이동통신 시스템이 그림 1에 나타나있다. 다중 사용자 수는  $N$ 이고, 각 송신 안테나간 상관 관계가 없도록 하기 위해 각 안테나간 거리는 충분히 멀리 떨어져 있다고 가정한다.  $n$  번째, ( $n = 1, 2, \dots, N$ ), 사용자의 디지털화된 정보 비트는 이중이진 터보부호에 의해 부호화된다. 그리고 부호기 출력은 매우 짧은 펄스 열을 변조한 후, PPM-TH 또는 PAM-DS 변조 블록에서 각각 TH 또는 DS 방식으로 확산 변조된다. 확산 변조된 신호는 시공간 블록 부호화에 의해 부호화 되는데, 이 때 실수 값을 갖는 신호에 대한 Alamouti 알고리즘을 이용한다. 그리고 시공간 블록 부호화기 출력은 무선 채널로 전송된다.

채널을 통과한 신호는 수신기 안테나에 수신된 후, 시공간 블록 복호화에 입력된다. 그리고 복호화기 출력은 PPM-TH 또는 PAM-DS 복조기 블록에서 복조된다. 복조기 출력은 이중이진 터보 복호화기에서 복호화된 후,

원 신호로 복원된다.

### 1. 송신기 모델

그림 2는  $n$  번째 사용자에 대한 PPM-TH UWB 방식의 전술이동통신 송신기 모델을 나타낸다. 먼저 비트율이  $R_b = 1/T_b$  [bits/s]인  $n$  번째 사용자의 이진 시퀀스  $B_{PPM}^n = (\dots, b_{0,PPM}^n, b_{1,PPM}^n, \dots, b_{j,PPM}^n, \dots)$ 가 이중이진 터보 부호기에서 부호율  $1/3$ 로 부호화된다. 부호화기 출력 시퀀스  $L_{PPM}^n$ 는 부호율이  $R_{Lb} = 3/T_b = 1/T_L$  [bits/s]이고 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 L_{PPM}^n &= (\dots, l_{0,PPM}^n, l_{1,PPM}^n, \dots, l_{j,PPM}^n, \dots) \\
 &= (\dots, b_{0,PPM}^n z_{0,PPM}^n, z_{0,PPM}^n b_{1,PPM}^n, z_{1,PPM}^n, z_{1,PPM}^n b_{j,PPM}^n, \\
 &\quad \dots, b_{j,PPM}^n z_{j,PPM}^n, z_{j,PPM}^n b_{j,PPM}^n, \dots)
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

여기서  $z_{j,PPM}^n$ 은 이중이진 터보 부호화에 의해 생성된 패리티 비트이다.

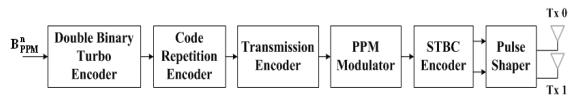


그림 2. PPM-TH UWB 기반의 전술이동통신 송신기 블록도  
 Fig. 2. Block diagram of tactics mobile communication transmitter based on PPM-TH UWB.

다음으로 반복 부호화기에서 터보 부호기 출력 비트는  $N_s$  회 반복되고  $R_{cb} = N_s/T_L = 1/T_s$  [bits/s]인 이진 시퀀스  $A_{PPM}^n$ 가 생성된다.

$$A_{PPM}^n = \left( \dots, a_{0,PPM}^n, a_{1,PPM}^n, \dots, a_{j,PPM}^n, \dots \right) \\ = \left( \dots, l_{0,PPM}^n, l_{1,PPM}^n, \dots, l_{j,PPM}^n, \dots \right) \quad (2)$$

이 시스템은  $(N_s, 1)$  블록 부호기이고, 추가 비트를 생성한다. 그리고 송신 부호기에서는 정수 값을 갖는 부호  $C_{PPM}^n = (\dots, c_{0,PPM}^n, c_{1,PPM}^n, \dots, c_{j,PPM}^n, \dots)$ 이  $A_{PPM}^n$ 에 적용되어 새로운 확산 시퀀스  $D_{PPM}^n = (\dots, d_{0,PPM}^n, d_{1,PPM}^n, \dots, d_{j,PPM}^n, \dots)$ 이 생성된다.

$$d_{j,PPM}^n = c_{j,PPM}^n T_c + a_{j,PPM}^n \varepsilon \quad (3)$$

여기서  $T_c$ 와  $\varepsilon$ 은 모든  $c_{j,PPM}^n$ 에 대해서  $c_{j,PPM}^n T_c + \varepsilon < T_s$ 와  $\varepsilon < T_c$ 를 만족하는 상수이고,  $T_s$ 는 펄스 반복 시간으로 펄스 폭  $T_c$ 의 수 백배이다. 다음으로  $D_{PPM}^n$ 는 PPM 변조기에 입력되어 펄스 시퀀스를 생성한다. 이 펄스들은  $jT_s + d_{j,PPM}^n$ 시간에 위치한다. 따라서 펄스는  $jT_s + c_{j,PPM}^n T_c + a_{j,PPM}^n \varepsilon$  시간에 발생한다. 변조기 출력은 시공간 블록 부호화에 의해 부호화된다. 그림 2에 나타난 것처럼 2개의 송신 안테나가 존재하는 경우, 실수 값을 갖는 신호에 대한  $n$ 번째 사용자의 전송 행렬은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$S^n = \begin{bmatrix} s_0^n & -s_1^n \\ s_1^n & s_0^n \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서  $s_0^n$ 와  $s_1^n$ 은 각각 0번째 안테나와 1번째 안테나로부터 송신되는 시퀀스를 나타낸다.

이중이진 터보 부호화된  $n$ 번째 사용자의 송신 신호는 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$s_i^n(t) = \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \mu_{i,j}^n p(t - jT_s - c_{j,PPM}^n T_c - a_{j,PPM}^n \varepsilon) \quad (5)$$

여기서  $E_{TX}^n$ 는  $n$ 번째 사용자의 펄스당 송신 에너지를 나타내고,  $p(t)$ 는 펄스 형성 필터의 에너지 정규화된

충격 응답을 나타낸다.  $t$ 는 송신기 클락 시간을 나타내고  $\mu_{i,j}^n \in \{\pm 1\}$ 은  $i$ 번째 안테나에서  $j$ 번째 펄스의 시공간 블록 부호화 요소를 나타낸다.  $a_j^n \varepsilon$ 은 변조에 의한 시간 이동을 나타내고,  $a_j^n$ 은  $j$ 번째 송신된 펄스의 크기를 나타낸다. PPM-TH UWB 신호에서  $a_j^n$ 은 1이다.

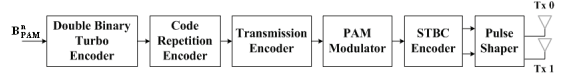


그림 3. PAM-DS UWB 기반의 전술이동통신 송신기 블록도  
Fig. 3. Block diagram of tactics mobile communication transmitter based on PAM-DS UWB.

그림 3은  $n$ 번째 사용자에 대한 PAM-DS UWB 방식의 전술이동통신 송신기 모델을 나타낸다. 비트율이  $R_b = 1/T_b$  [bits/s]인  $n$ 번째 사용자의 이진 시퀀스  $B_{PAM}^n = (\dots, b_{0,PAM}^n, b_{1,PAM}^n, \dots, b_{j,PAM}^n, \dots)$ 는 이중이진 터보 부호기에서 부호율 1/3로 부호화된다. 부호화기 출력 시퀀스  $L_{PAM}^n$ 는 부호율이  $R_{Lb} = 3/T_b = 1/T_L$  [bits/s]이고 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_{PAM}^n = \left( \dots, l_{0,PAM}^n, l_{1,PAM}^n, \dots, l_{j,PAM}^n, \dots \right) \\ = \left( \dots, b_{0,PAM}^n, z_{0,PAM}^n, z_{1,PAM}^n, b_{1,PAM}^n, z_{1,PAM}^n, z_{1,PAM}^n, \dots, b_{j,PAM}^n, z_{j,PAM}^n, z_{j,PAM}^n, \dots \right) \quad (6)$$

여기서  $z_{j,PAM}^n$ 은 이중이진 터보 부호화에 의해 생성된 패리티 비트이다. 다음으로 반복 부호화기에서 터보 부호기 출력 비트는  $N_s$ 회 반복되고  $R_{cb} = N_s/T_L = 1/T_s$  [bits/s]인 이진 시퀀스  $A_{PAM}^n$ 가 생성된다.

$$A_{PAM}^n = \left( \dots, a_{0,PAM}^n, a_{1,PAM}^n, \dots, a_{j,PAM}^n, \dots \right) \\ = \left( \dots, l_{0,PAM}^n, l_{0,PAM}^n, \dots, l_{0,PAM}^n, l_{1,PAM}^n, l_{1,PAM}^n, \dots, l_{1,PAM}^n, \dots, l_{j,PAM}^n, l_{j,PAM}^n, \dots, l_{j,PAM}^n, \dots \right) \quad (7)$$

그림 2의 TH 방법에서와 같이, 이 시스템은  $(N_s, 1)$  블록 부호기이고, 추가 비트를 생성한다. 그리고 송신 부

호기에서는  $\pm 1$ 로 이루어지고 주기가  $N_p$ 인 이진 부호  $C_{PAM}^n = (\dots, c_{0,PAM}^n, c_{1,PAM}^n, \dots, c_{j,PAM}^n, \dots)$ 을  $A_{PAM}^n$ 에 적용하여  $d_{j,PAM}^n = a_{j,PAM}^n \cdot c_{j,PAM}^n$ 의 원소로 이루어진 새로운 확산 시퀀스  $D_{PPM}^n = (\dots, d_{0,PPM}^n, d_{1,PPM}^n, \dots, d_{j,PPM}^n, \dots)$ 을 생성한다. 여기서  $N_p$ 는  $N_s$ 의 정수배로 가정한다.  $D_{PAM}^n$ 은 PAM 변조기로 입력되고 펄스 시퀀스가 생성된다. 이 펄스들은  $jT_s$  시간에 위치한다. 변조기 출력은 식 (4)의 시공간 블록 부호화에 의해 부호화된다. 충격 응답  $p(t)$ 를 갖는 펄스 성형 필터를 통과한 후  $n$ 번째 사용자의 PAM-DS UWB 송신 신호는 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$s_i^n(t) = \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \mu_{i,j}^n a_{j,PAM}^n c_{j,PAM}^n p(t - jT_s) \quad (8)$$

## 2. 실내 무선 채널 모델

본 논문에서는 2003년 7월에 IEEE 802.15.SG3a에서 제안된 변형된 SV 모델을 실내 채널 모델로 적용하였다. 시공간 블록 부호화 기법을 적용하기 위해 0번째 안테나와 1번째 안테나의 채널 충격 응답을 식 (9) 및 식 (10)과 같이 정의하였다.

$$h_0^n(t) = X_0^n \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)-1} \alpha_{0uk}^n \delta(t - T_{0u}^n - \tau_{0uk}^n) \quad (9)$$

$$h_1^n(t) = X_1^n \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)-1} \alpha_{1uk}^n \delta(t - T_{1u}^n - \tau_{1uk}^n) \quad (10)$$

여기서  $X_i^n$ 은  $n$ 번째 사용자에 대한  $i$ 번째 안테나의 채널 진폭 이득을 나타내는 로그노말 랜덤변수이고,  $U$ 는 관측된 클러스터의 개수이며,  $K(u)$ 는  $u$ 번째 클러스터에 수신된 다중경로의 개수이다.  $\alpha_{iuk}^n$ 는  $u$ 번째 클러스터의  $k$ 번째 다중경로 상수이고,  $T_{iu}^n$ 는  $u$ 번째 클러스터 도착 시간을 나타내며,  $\tau_{iuk}^n$ 는  $u$ 번째 클러스터 내에서  $k$ 번째 다중경로의 지연값이다. 채널 계수  $\alpha_{iuk}^n$ 는 식 (11)과 같이 정의할 수 있다.

$$\alpha_{iuk}^n = p_{iuk}^n \beta_{iuk}^n \quad (11)$$

여기서  $p_{iuk}^n$ 는 +1와 -1의 값이 동일 확률로 분포하는 이산 랜덤 변수이고,  $\beta_{iuk}^n$ 는 클러스터  $n$ 에 속한 다중 경로  $k$ 와 관련된 로그 노말 채널 계수이다.  $\beta_{iuk}^n$ 는 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\beta_{iuk}^n = 10^{\frac{x_{iuk}^n}{20}} \quad (12)$$

여기서  $x_{iuk}^n$ 는 평균이  $\mu_{iuk}^n$ 이고 분산이  $\sigma_{iuk}^n$ 인 가우시안 랜덤 변수이다.  $x_{iuk}^n$ 는 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$x_{iuk}^n = \mu_{iuk}^n + \xi_{iu}^n + \zeta_{iuk}^n \quad (13)$$

여기서  $\xi_{iu}^n$ 와  $\zeta_{iuk}^n$ 는 각각 클러스터와 채널에서 채널 계수의 변화를 나타내는 가우시안 랜덤 변수이다.  $\beta_{iuk}^n$ 에 포함된 전체 에너지는 식 (14)와 같이 정규화되어 있다.

$$\sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)-1} |\beta_{iuk}^n|^2 = 1 \quad (14)$$

본 논문에서 무선 채널의 충격 응답은 연속된 두 심볼 전송 구간 동안 상수라고 가정하였다. 따라서 식 (9)와 식 (10)은 각각 식 (15) 및 식 (16)와 같이 다시 표현할 수 있다.

$$h_0^n(t) = h_0^n(t+T) = h_0^n \quad (15)$$

$$h_1^n(t) = h_1^n(t+T) = h_1^n \quad (16)$$

## 3. 수신기 모델

그림 4는 UWB 방식의 전술이동통신 수신기 모델을 나타낸다. 무선 채널을 통해 수신된 신호는 시공간 블록 복호 복호기에 의해 복호화되고 PPM 또는 PAM 복조기에 의해 복조된다.

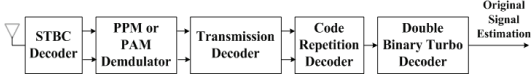


그림 4. UWB 기반의 전술이동통신 수신기 블록도  
Fig. 4. Block diagram of tactics mobile communication receiver based on UWB.

그리고 복조기 출력은 송신기에서 사용한 동일한 TH 또는 DS 부호에 의해 역확화된 후, 반복 복조기 의해 복호된다. 마지막으로 이중이진 터보 복호 과정에서 원래 송신된 신호가 추정된다.

그림 5는 전술이동통신 수신기의 상세한 모델을 나타낸다. 수신기에 수신된 신호는  $N$ 개의 송신기로부터 송신된 모든 신호의 합이다. PPM-TH 방식과 PAM-DS 방식의 UWB 신호에 대한 수신된 신호는 각각 식 (17) 및 식 (18)과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{i=0}^1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)} \mu_{i,j}^n X_i^n \alpha_{iuk}^n \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \cdot p(t-jT_s - c_{j,PPM}^n T_c - a_{j,PPM}^n \mathcal{E} - T_{in}^n - \tau_{iuk}^n - \tau_i^n) + n(t) \quad (17)$$

$$r(t) = \sum_{i=0}^1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)} \mu_{i,j}^n X_i^n \alpha_{iuk}^n \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \cdot a_{j,PAM}^n c_{j,PAM}^n p(t-jT_s - T_{in}^n - \tau_{iuk}^n - \tau_i^n) + n(t) \quad (18)$$

여기서  $\tau_i^n$ 는  $n$ 번째 사용자의 시간 지연이고,  $n(t)$ 는 평균이 0이고 분산이  $\sigma^2$ 인 AWGN이다. 만약 수신기가 첫 번째 송신기의 신호를 수신하기를 원하고, 첫 번째 송신기와 수신기의 클락이 정확히 동기되었다고 가정하면, 시간 지연  $\tau_i^0$ 를 수신기가 알 수 있다. 그리고  $\tau_i^0 = 0$  이라고 가정하면, 수신기에 수신된 신호는 식 (19)와 같이 다시 표현할 수 있다.

$$r(t) = r_w(t) + r_{mui}(t) + n(t) \quad (19)$$

여기서  $r_w(t)$ 와  $r_{mui}(t)$ 는 각각 수신기 입력단에서의 원하는 신호와 다중 사용자 간섭 신호이다.

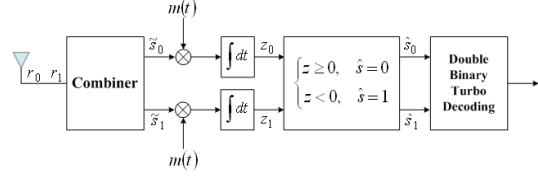


그림 5. 전술이동통신 수신기의 상세한 블록도  
Fig. 5. Block diagram of detailed tactics mobile communication receiver.

PPM-TH UWB 신호에 대해서  $r_w(t)$ 와  $r_{mui}(t)$ 는  $t \in [0, T_b]$ 에서 각각 식 (20) 및 식 (21)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_w(t) = \sum_{i=0}^1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{U-1} \sum_{u=0}^{K(u)} \mu_{i,j}^n X_i^n \alpha_{iuk}^n \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \cdot p(t-jT_s - c_{j,PPM}^n T_c - a_{j,PPM}^n \mathcal{E} - T_{in}^n - \tau_{iuk}^n) \quad (20)$$

$$r_{mui}(t) = \sum_{i=0n=1}^1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)} \mu_{i,j}^n X_i^n \alpha_{iuk}^n \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \cdot p(t-jT_s - c_{j,PPM}^n T_c - a_{j,PPM}^n \mathcal{E} - T_{in}^n - \tau_{iuk}^n - \tau_i^n) \quad (21)$$

그리고 PAM-DS UWB 신호에 대해  $r_w(t)$ 와  $r_{mui}(t)$ 는 각각 식 (22) 및 식 (23)과 같이 표현할 수 있다.

$$r_w(t) = \sum_{i=0}^1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{U-1} \sum_{u=0}^{K(u)} \mu_{i,j}^n X_i^n \alpha_{iuk}^n \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \cdot a_{j,PAM}^n c_{j,PAM}^n p(t-jT_s - T_{in}^n - \tau_{iuk}^n - \tau_i^n) \quad (22)$$

$$r_{mui}(t) = \sum_{i=0n=1}^1 \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{j=-\infty}^{\infty} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{k=0}^{K(u)} \mu_{i,j}^n X_i^n \alpha_{iuk}^n \sqrt{\frac{E_{TX}^n}{2}} \cdot a_{j,PAM}^n c_{j,PAM}^n p(t-jT_s - T_{in}^n - \tau_{iuk}^n - \tau_i^n) \quad (23)$$

첫 번째 심볼 구간과 두 번째 심볼 구간동안 수신된 신호를 각각  $r_0$ 와  $r_1$ 라고 표현하면  $r_0$ 와  $r_1$ 는 각각 식 (24) 및 식 (25)와 같이 표현할 수 있다.

$$r_0 = r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (h_0^n s_0^n + h_1^n s_1^n) + n_0 \quad (24)$$

$$r_1 = r(t+T) = \sum_{n=0}^{N-1} (-h_0^n s_0^n + h_1^n s_0^n) + n_1 \quad (25)$$

여기서  $n_0$ 와  $n_1$ 은 각각 시간  $t$ 와  $t+T$ 에서 AWGN 샘플을 나타내는 평균이 0이고 분산이 1인 독립 변수이다.

본 논문에서 채널 계수  $h_0^n$ 와  $h_1^n$ 는 수신단에서 완벽하게 복원되며, 첫 번째 송신기에서 수신된 신호가 원하는 신호라고 가정하였다. 따라서 결합기는 수신된 신호를 다음과 같이 결합한다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0^0 &= h_0^0 r_0 + h_1^0 r_1 \\ &= (h_0^0)^2 s_0^0 + \sum_{n=1}^{N-1} \{ (h_0^0 h_0^n + h_1^0 h_1^n) s_0^n + (h_0^0 h_1^n - h_1^0 h_0^n) s_1^n \} \\ &\quad + h_0^0 n_0 + h_1^0 n_1 \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1^0 &= h_1^0 r_0 - h_0^0 r_1 \\ &= (h_0^0)^2 s_1^0 + \sum_{n=1}^{N-1} \{ (h_1^0 h_0^n + h_0^0 h_1^n) s_0^n + (h_1^0 h_1^n - h_0^0 h_0^n) s_1^n \} \\ &\quad + h_1^0 n_0 - h_0^0 n_1 \end{aligned} \quad (27)$$

그리고 결합기 출력  $\tilde{s}_0^0$ 와  $\tilde{s}_1^0$ 은 상관 마스크와 상관되는데, PPM-TH 방식과 PAM-DS 방식의 UWB 신호에 대한 상관 마스크는 각각 식 (28) 및 식 (29)와 같이 표현할 수 있다.

$$m_{PPM}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} \nu(t - jT_s - c_{j,PPM}^0 T_c) \quad (28)$$

$$m_{PAM}(t) = \sum_{j=0}^{N_s-1} c_{j,PAM}^0 p(t - jT_s) \quad (29)$$

여기서  $v(t) = p(t) - p(t - \varepsilon)$ 이다. 상관 마스크는 각 사용자에게 유일하게 할당되어 있다. 따라서 수신된 신호 중에서 간섭 신호를 제거할 수 있다. 상관기 출력  $z_0$ 와  $z_1$ 은 임계값과 비교된 후  $\hat{s}_0^0$ 와  $\hat{s}_1^0$ 를 생성한다. 그리고

마지막으로 이중 이진 터보 복호기에서 Max-Log-MAP 알고리즘을 이용하여 원 신호가 복원된다.

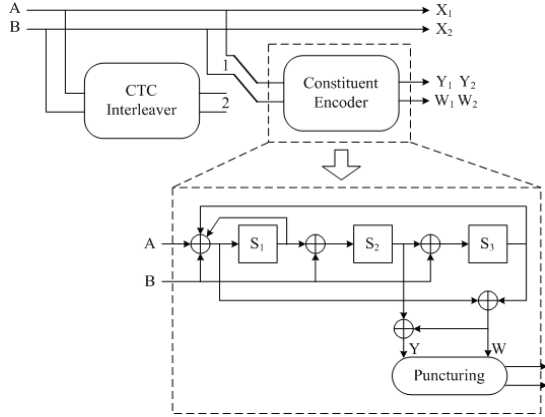


그림 6. 이중 이진 터보 부호화기 구조

Fig. 6. Double binary turbo encoder structure.

### III. 이중 이진 터보 부호

#### 1. 이중 이진 터보 부호화

그림 6은 이진 이중 터보 부호화기 구조를 나타낸다<sup>[9]</sup>. 여기서  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ 는 각각 쉬프트 레지스터를 나타낸다. 이진 이중 터보 부호화기는 선형 궤환 쉬프트 레지스터의 입력으로 단위시간당 두 개의 비트를 공급한다. 즉 두 개의 연속된 이진 비트들을 하나의 2-비트 심볼 ( $A, B$ )로 형성한 후 부호화를 수행한다. 이 때 constituent 부호화기는 콘볼루션 부호화 기법을 사용한다. 정보 블록  $N$  비트의 입력은  $N/2$  비트로 구성된  $A, B$  서브 블록으로 나뉜다. 부호기에서 입력  $A, B$  서브 블록은 출력  $A, B, Y_1, W_1, Y_2, W_2$  서브 블록을 생성하고 각 서브 블록은  $N/2$  비트로 구성되어 있다. 따라서 평치령을 거치지 않은 이중 이진 터보 부호는 1/3의 부호율을 갖는다. 출력에서  $A, B$  서브 블록은 정보 비트가 그대로 출력되는 systematic 부호화의 결과이고,  $Y_1$ 과  $W_1$  서브 블록은 정보 비트를 이중 이진 구조의 궤환형 콘볼루션 부호기를 통과시킨 후 생성된 패리티 비트이고,  $Y_2$ 와  $W_2$ 는 인터리버를 거친 정보 비트를 이중 이진 구조의 궤환형 콘볼루션 부호기를 통과시킨 후 생성된 패리티 비트이다.

## 2. 이중 이진 터보 복호화

그림 7은 이중 이진 터보 부호의 복호화기를 나타낸다<sup>[11]</sup>. 터보 복호기에서는 연속된 입력 비트들이 Trellis Mux를 통하여 정보 비트와 패리티 비트로 구분된다. 그리고 정보 비트와 패리티 비트가 이전의 SISO (Single Input Single Output) 복호기에 의해 발생된 사전 정보값과 함께 복호화 과정에 이용된다.

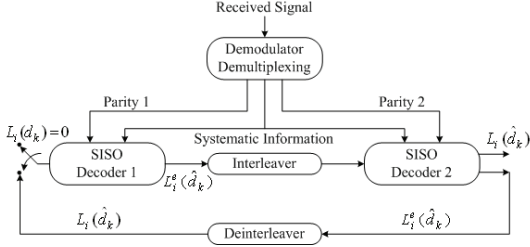


그림 7. 이중 이진 터보 복호화기 구조  
Fig. 7. Double binary turbo decoder structure.

그리고 복호화된 결과가 이전의 복호화된 결과 값과 비교된 후 추가 부가 정보들을 이용하여 복호화를 반복하여 결과 값에 대한 신뢰도를 증가시킨다. 일정 회수만큼 반복 복호화된 결과값은 경관정을 거쳐서 최종값으로 결정된다.

본 논문에서는 시스템의 계산의 복잡성을 줄이고, 처리량을 높이며, 전력 소모를 줄이기 위해서 이중 이진 터보 부호에 대해서 복호화 알고리즘으로 Max Log-MAP 알고리즘을 고려하였다.

## 3. Max-Log-MAP 알고리즘

먼저 식 (30)의 로그 스케일의 branch 천이 확률을 계산한다.

$$\overline{r}_w^i(S_{w-1}, S_w) = \ln r_w^i(S_{w-1}, S_w) = \ln p(y_w | d_w) P(d_w) \quad (30)$$

여기서  $S_w$ 는 시간  $w$ 에서 레지스터의 상태를 나타내고,  $y_w$ 는 수신된 심볼을 나타내며,  $d_w$ 는 정보 심볼을 나타낸다. [11]에 나타난 바와 같이 식 (30)의 결과는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \overline{r}_w(S_{w-1}, S_w) &= \frac{1}{2} L_c [y_w^{s,I} x_w^{s,I}(i) + y_w^{s,Q} x_w^{s,Q}(i)] \quad (31) \\ &\quad + \ln P(d_w) + W \\ &= \frac{1}{2} L_c [y_w^{p,I} x_w^{p,I}(i, S_{w-1}, S_w) \\ &\quad + y_w^{p,Q} x_w^{p,Q}(i, S_{w-1}, S_w)] \end{aligned}$$

여기서  $y_w^{s,I}$ ,  $y_w^{s,Q}$ ,  $y_w^{p,I}$ ,  $y_w^{p,Q}$ 는 각각  $I$  채널 및  $Q$  채널을 통하여 수신된 systematic 비트와 패리티 비트 값을 나타낸다. 그리고  $x_w^{s,I}(i)$ ,  $x_w^{s,Q}(i)$ ,  $x_w^{p,I}(i, S_{w-1}, S_w)$ ,  $x_w^{p,Q}(i, S_{w-1}, S_w)$ 는 각각 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) constellation에 매핑된 코드워드 비트를 나타낸다. 또한  $W$ 는 상수이다. 본 논문에서는 QPSK 변조방식을 사용하지 않고 PPM 및 PAM 변조 방식을 사용하였으므로  $I$  채널 및  $Q$  채널로 데이터를 전송하는 것이 없다. 따라서 이중 이진 터보 부호화를 적용할 수가 없는데, 이를 적용하기 위하여 부호화된 신호중  $I$  채널로 전송되는 신호를 홀수 번째 비트로 하고  $Q$  채널로 전송하는 신호를 짝수 번째 비트로 하여 PPM 변조를 수행하였다.

다음으로 MAP 알고리즘에서 순방향 반복과 역방향 반복에 의해 생성된 값  $\alpha_w(S_w)$ 와  $\beta_w(S_w)$ 를 구하고 이의 최대값을 구한다.

$$\overline{\alpha}_w(S_w) \approx \max_{S_{w-1}} [\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) + \overline{\alpha}_{w-1}(S_{w-1})] \quad (32)$$

$$\overline{\beta}_{w-1}(S_{w-1}) \approx \max_{S_w} [\overline{\gamma}_w(S_{w-1}, S_w) + \overline{\beta}_w(S_w)] \quad (33)$$

그리고 로그 우도비를 계산한다.

$$L_i(d_w) = \ln \frac{\sum_{d_w^i=S_{w-1}, S_w} \gamma_w^i(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)}{\sum_{d_w^i=0} \gamma_w^0(S_{w-1}, S_w) \alpha_{w-1}(S_{w-1}) \beta_w(S_w)} \quad (34)$$

여기서  $i=1, 2, 3$ 이다.

마지막으로 식 (35)의 이전 복호기로부터 다음 복호기



에 대한 심볼의 확률을 계산하여 최대값을 구한다.

$$L_i(d_w) = L_i^e(\hat{d}_w) = \ln \frac{P[d_w = i]}{P[d_w = 0]} \quad (35)$$

$$\ln P[d_w = 00] = -\max [0, L_1^e(\hat{d}_w), L_2^e(\hat{d}_w), L_3^e(\hat{d}_w)] \quad (36)$$

$$\ln P[d_w = 01] = L_1^e(\hat{d}_w) - \max [0, L_1^e(\hat{d}_w), L_2^e(\hat{d}_w), L_3^e(\hat{d}_w)] \quad (37)$$

$$\ln P[d_w = 10] = L_2^e(\hat{d}_w) - \max [0, L_1^e(\hat{d}_w), L_2^e(\hat{d}_w), L_3^e(\hat{d}_w)] \quad (38)$$

$$\ln P[d_w = 11] = L_3^e(\hat{d}_w) - \max [0, L_1^e(\hat{d}_w), L_2^e(\hat{d}_w), L_3^e(\hat{d}_w)] \quad (39)$$

#### IV. 실험 결과

이번 장에서는 다중 사용자 간섭 환경에서 이중이진 터보부호를 적용한 UWB 기반의 전술이동통신 시스템의 성능을 평가하기 위해 모의실험을 하였다. 성능 평가를 위해 비트 오류율을 측정하였다.

변조 과정에서 한 비트당 펄스의 개수는 1개로 설정하였으며, 비트당 송신 전력은 -30 dBm으로 설정하였다. 또한 두 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 가지고 있는 시공간 블록 부호화된 시스템을 고려하였다. 이중이진 터보 부호화에서 부호화율은 1/3으로 설정하였으며, 송·수신기 사이에 LOS (Line of Sight) 환경을 가정하였다. 송신기와 수신기 사이의 거리는 2 m로 설정하였으며, 심볼간 간섭 (ISI: Inter-Symbol Interference)이 발생하지 않는 것으로 가정하였다. SV 채널 모델 파라미터는 표 1의 Case A로 설정하였다.

표 1. 변형된 SV 채널모델의 A 경우에 대한 파라미터  
Table 1. Parameter settings for case A of modified SV channel model.

Scenarios	$\Lambda$ (1/ns)	$\lambda$ (1/ns)	$\Gamma$	$\gamma$	$\sigma_\xi$ (dB)	$\sigma_\zeta$ (dB)	$\sigma_g$ (dB)
Case A LOS(0-4m)	0.0233	2.5	7.1	4.3	3.3941	3.3941	3

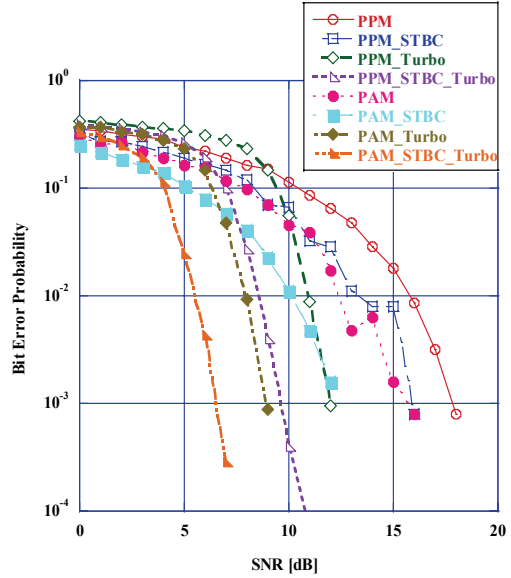


그림 8. 다중 사용자 간섭 환경에서 UWB 기반의 전술이동통신 시스템의 비트 오류 확률 (다중사용자: 7, 반복 복호 횟수: 1)

Fig. 8. Bit error probability of tactics mobile communication system based on UWB in MUI environments (7 multi-user, 1 decoding iteration).

그림 8은 본 논문에서 제안한 다중 사용자 환경의 전술이동통신 시스템에서 비트 에너지대 잡음 에너지 ( $E_X/N_0$ )에 따른 비트 오류율 성능을 나타낸다. 다중 사용자의 수는 7명이고 복호 과정에서 반복 복호 횟수는 1 회로 설정하였다. 성능 비교를 위해 이중이진 터보부호로 부호화하지 않은 경우의 실험 결과도 제시하였다. 예상한 바와 같이 시공간 블록 부호가 적용된 UWB 기반의 전술이동통신 시스템은 성능이 향상되는 것을 확인할 수 있다. 또한 부호화 하지 않은 경우와 비교할 때  $E_X/N_0$ 가 증가할수록 이중이진 터보부호는 상당한 부호화 이득을 제공하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안

한 시공간 블록 부호와 이중이진 터보부호를 사용하는 전술이동통신 시스템은 실험상의 다른 시스템에 비해 다중 사용자 환경에서 가장 좋은 비트 오류율 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그리고 송신 신호의 에너지가 동일한 경우, PPM-TH UWB 기반의 시스템보다 PAM-DS UWB 기반의 전술이동통신 시스템이 더 향상된 성능을 보이는 것을 확인할 수 있는데, 이는 PPM이 직교 (Orthogonal) 변조방식인데 반해 PAM은 반극 (Antipodal) 변조방식이기 때문이다.

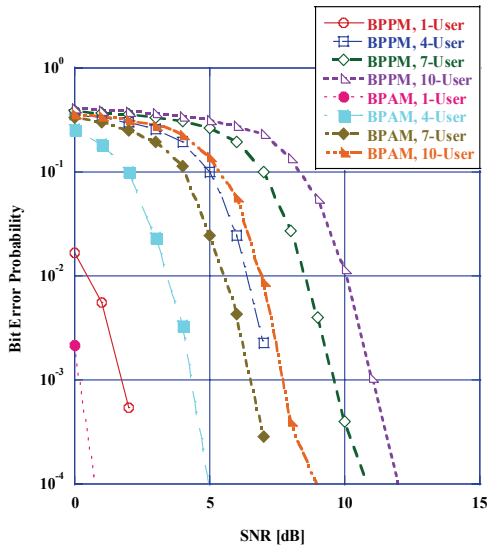


그림 9. 다중 사용자의 수에 따른 비트 오류 확률 (반복 복호 횟수: 1)  
 Fig. 9. Bit error probability for different numbers of multi-user (1 decoding iteration).

그림 9는 변화하는 다중 사용자 수에 대해  $E_x/N_0$ 에 따른 비트 오류율 성능을 나타낸다. 반복 복호 횟수는 1 회로 설정하였다. 그림으로부터 다중 사용자가 증가할수록 MUI로 인해 시스템 성능이 급격히 감소하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 다중 사용자가 10명이 존재하더라도 본 논문에서 제안한 시스템이 그림 8의 터보 부호화하지 않은 시스템에 비해 우수한 성능을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 따라서 본 논문에서 제안한 UWB 기반의 전술이동통신 시스템은 MUI가 존재하는 환경에서 매우 효과적임을 확인할 수 있다.

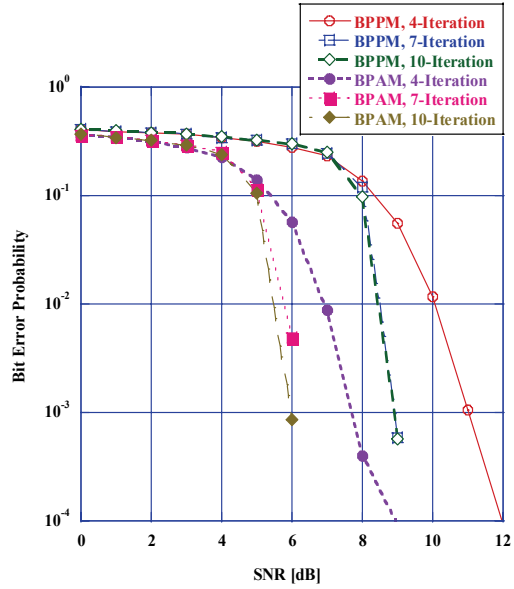


그림 10. 반복 복호 횟수에 따른 비트 오류 확률 (다중 사용자 수: 10)  
 Fig. 10. Bit error probability for different numbers of iterations (10 multi-user).

그림 10은 Max-Log-MAP 알고리즘을 사용하는 이중이진 터보부호 과정에서 다양한 반복 복호 횟수에 따른 제안된 시스템의 비트 오류율 성능을 나타낸다. 다중 사용자 수는 10명을 설정하였다. 그림으로부터 반복 복호 횟수를 증가시킬수록 부호화 이득이 증가하여 시스템 성능이 상당히 향상되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 반복 복호 횟수가 어느 수준을 넘어서면 반복 복호 횟수를 더 이상 증가시키더라도 시스템 성능을 향상되지 않는 것을 확인할 수 있다. 이는 충분한 반복 복호 후에는 소프트 정보가 더 이상 쓸모없게 되기 때문이다.

## V. 결론

본 논문에서는 다중 사용자 간섭이 존재하는 환경에서 이중이진 터보부호를 적용한 UWB 기반의 전술이동통신 시스템의 성능을 분석하고 모의 실험을 통해 검증하였다. 실험 결과 이중이진 터보부호는 부호화하지 않은 경우와 비교할 때 다중 사용자 환경에서도 상당한 부호화 이득을 제공하여 전술이동통신 시스템의 성능을 향상시키는 것을 확인할 수 있었다. 이 성능은 반복 복호

횃수를 증가시키수록 더욱 향상되었다. 하지만 반복 복호 횃수가 증가할수록 성능 향상 비율은 점차 감소하였다. 또한 시공간 블록 부호도 UWB 기반의 전술이동통신 시스템의 성능을 향상시키는데 효과적인 것을 확인할 수 있었다. 따라서 UWB 기반의 전술이동통신 시스템에서 이중이진 터보부호화는 다중 사용자의 수를 증가시키더라도 요구되는 비트 오류율을 만족시키는데 매우 효과적인 임을 확인할 수 있었다. 본 논문의 결과는 여러 사용자가 동시에 접속하는 UWB 기반 근거리 전술이동통신 시스템의 상향링크를 구성하는데 참고자료로 활용될 수 있다.

### 참 고 문 헌

- [1] M. Z. Win, and R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb. 1998.
- [2] J. Y. Kim, *Ultra Wideband Wireless Communication Systems*, Seoul, GS Interscience Publishers, 2009.
- [3] F. R. Mireles, "Performance of ultrawideband SSMA using time hopping and M-ary PPM," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, no. 6, pp. 1186-1196, June 2001.
- [4] M. Z. Win, R. A. Scholtz, and M. A. Barnes, "Ultra-wide bandwidth signal propagation for indoor wireless communications," in *Proc. of IEEE Int. Conf. Commun.*, Montreal, Canada, June 1997.
- [5] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2nd ed., Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002.
- [6] V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Space time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, Mar. 1998.
- [7] S. B. Wicker, *Error Control Systems for Digital Communication and Storage*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1995.
- [8] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes," in *Proc. of IEEE Int. Conf. Commun. (ICC'93)*, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, Mar. 1993.
- [9] C. Berrou, C. Douillard, and M. Jezequel, "Multiple parallel concatenation of circular recursive systematic convolutional (CRSC) codes," *Annals of Telecommun.*, vol. 54, no. 3-4, pp. 166-172, Mar. 1999.
- [10] IEEE 802.15.SG3a, "Channel modeling sub-committee report final," *IEEE P802.15-02/490r1-SG3a*, July 2003.
- [11] M. R. Soleymani, Y. Gao, and U. Vilaipornsawai, *Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2002.

※ 본 연구는 지식경제부 및 정보통신산업진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2009-(C1090-0902-0005))

저자 소개

김 은 철(준회원)



- 2003년 광운대학교 전자공학부 공학사
- 2005년 광운대학교 전파공학과 공학 석사
- 2005년 현재 광운대학교 전파공학과 박사 과정.

<주관심분야 : 무선통신, 동기화, 채널 부호화, 양립성>

서 성 일(정회원)



- 1990년 연세대학교 전자공학과 공학사
- 1992년 서울대학교 전자공학과 공학 석사
- 1997년 삼성전자 SOC 사업부 연구원
- 2007년 삼성전자 무선통신 연구개발 센터 연구원
- 2007년 현재 광운대학교 전파공학과 박사과정

<주관심분야 : MIMO-OFDM, 고속 무선통신>

김 진 영(준회원)



- 1998년 서울대학교 전자공학과 공학 박사
- 2000년 미국 Princeton University, Research Associate
- 2001년 SK 텔레콤 네트워크연구원 책임연구원
- 2001년 현재 광운대학교 전파공학과 부교수

• 2009년 현재 미국 MLIT 공대 Visiting Scientist  
<주관심분야 : 디지털통신, 무선통신, 채널부호화>