

논문 2004-41TC-12-9

# 멀티밴드 레이크 수신기를 적용한 DS-UWB 시스템의 성능분석

(The Performance Analysis of DS-UWB Systems with Multiband Rake Receiver)

최 윤 성\*, 김 수 남\*, 강 동 욱\*, 김 기 두\*

(Yun-Sung Choi, Su-Nam Kim, Dong-Wook Kang, and Ki-Doo Kim)

## 요 약

본 논문에서는 우수한 잡음 방지 성능과 다른 사용자 간섭에 강건하며, 보안성이 우수한 특징을 갖는 DS-UWB(Direct Sequence-UWB) 방식에 멀티밴드 방식을 적용하였다. 제안된 시스템의 각 서브밴드는 코히어런스 대역폭을 만족하지 못하기 때문에 각 서브밴드에서 레이크 수신기가 사용되었으며 레이크 수신기의 출력은 MRC(Maximum Ratio Combining) 기법을 사용하여 결합 하였다. 제안된 시스템은 타 시스템과의 원활한 공존이 가능하며 PBI(Partial Band Interference)에 우수한 성능을 나타낸다. 또한 초광대역 안테나의 부담이 줄게 되며 평균전력 대비 첨두치(peak to average power) 값이 작다는 장점이 있다. 본 논문에서는 AWGN(Additive White Gaussian Noise), 다른 사용자 간섭 및 협대역 잡음이 존재하는 채널에서 멀티밴드 시스템을 적용한 DS-UWB의 BER을 수학적으로 분석하였으며, 수신단에서 서브밴드 수가 증가함에 따라 성능이 개선됨을 시뮬레이션을 통하여 입증하였다.

## Abstract

In the paper, system is combined multiband system with DS-UWB techniques with properties including low peak-to-average power ratio, robustness to multiuser interference and excellent security. Because each sub-band is not satisfied with coherence bandwidth, rake receiver in each sub-band is applied to the proposed system receiver. Output of rake receiver is combined by using Maximal Ratio combining technology. In this paper we mathematically analyse the BER of the DS-UWB system with singleband and multiband systems in the narrow interference channel condition and multi user interference channel condition, the simulation results show that proposed scheme is getting robust with increasing of the number of subbands.

**Keywords:** DS-UWB, 멀티밴드, 레이크 수신기, Markov  $\Delta$ -K 모델

## I. 서 론

UWB는 1nsec 이하의 짧은 펄스를 이용하는 변조 방식이기 때문에 기존의 시스템과 비교해 볼 때 송수신기 구현에 많은 어려움이 따른다. 특히 수신단에서는 송신 신호가 2차 미분된 형태의 UWB 신호를 매우 정밀한 상관계 회로로 복원해야 하며 또한 초 광대역 안테나가 필요하다. 이와 같은 단점들을 보완하기 위해서 IEEE

표준화 작업에서는 3.1GHz~10.6GHz 대역을 하나의 밴드로 사용하는 단일밴드 방식과 몇 개로 나누어 사용하는 멀티밴드 방식이 동시에 진행되고 있다<sup>[1, 2]</sup>. 구현상의 문제뿐만 아니라 기존에 상용화되어 서비스 하고 있는 협대역 시스템과의 간섭문제도 반드시 고려해야 할 사항중 하나이다. 따라서 기존의 단일밴드를 사용하는 통신 방식보다는 협대역 간섭에 강한 멀티밴드의 통신 구조가 더 효율적일 것이다. 그동안 UWB 기술에 관한 많은 연구가 THSS(Time Hopping Spread Spectrum)에 초점이 맞춰져 진행 되어 왔다. 참고문헌 [3]에서는 기존의 PPM-IRMA에 입각한 MIMO-UWB 구조에 멀

\* 정회원, 국민대학교 전자정보통신공학부  
(School of Electrical Eng., Kookmin University)  
접수일자: 2004년9월23일, 수정완료일: 2004년11월17일

티밴드 방식을 적용하고, 각각의 서브밴드별로 다중경로에 신호에 의한 페이딩을 극복하고자 수신단에서 Zero-Forcing 기법을 채택하였으며 각 서브밴드로부터 수신된 신호는 Maximum Likelihood 기준에 의거하여 원 신호를 복원하였다. 반면에 본 논문에서는 평균 전력 대비 첨두치 값이 작고 다중 접속 잡음에 강한 특징을 가지고 있는 DSC(Direct Spread Coded) 방식에 멀티밴드방식을 적용하였고 각 서브밴드에서의 주파수 선택적 페이딩을 타개하기 위해 서브밴드 마다 레이크 수신기를 채택하였다. 그리고 협대역 잡음이 발생하였을 경우 및 다중 접속 잡음이 발생하였을 경우에 대하여 성능을 분석하였다.

## II. 시스템 모델

### 2.1 송신단

k번째 사용자에게 대한 송신기 구조는 그림 1과 같다.

여기서  $b_i^k$ 는 k번째 사용자의 i번째 전송 비트를,  $a_n^k$ 은 k번째 사용자의 PN 코드를 나타낸다. 이때 각각의 사용자는 서로 다른 PN 코드를 사용하고 비트당 칩 수는  $N_r$ 개, 칩 당 에너지는  $E_c$ 로 가정한다.  $z_{tr}(t)$ 는 UWB 펄스 파형이며 각각의 멀티밴드 주파수로 곱해진다. 따라서 전송 신호는 식 (2.1)과 같다.

$$s_k(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_r-1} b_i^k a_n^k z_{tr}(t - iT_r - nMRT_c) \times \sum_{mr=1}^{MR} \cos(w_{mr}t + \theta_{k,mr}) \quad (2.1)$$

여기서  $T_r$ 은 비트 간격이고  $MRT_c$ 는 PN 칩 간격이다. 따라서  $T_r/MRT_c = N_r$ 이 되고,  $z_{tr}(t)$ 는 구간  $0 \leq t \leq T_m$ 에서만 존재하는 신호로 가정하며  $T_m$ 은 UWB 펄스의 폭이다.

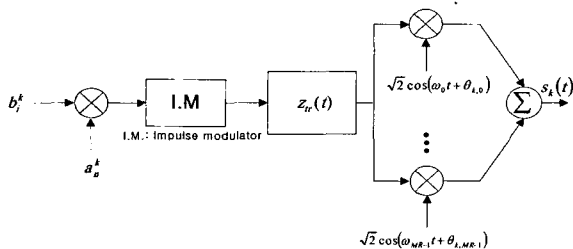


그림 1. 제안한 송신단 구조  
Fig. 1. Proposed transmitter block diagram.

### 2.2 채널

본 논문에서 고려하는 채널은 수 GHz의 대역을 몇 개의 서브밴드로 나누어 사용된다. 하지만 각각의 서브밴드 역시 주파수 선택적인 채널이기 때문에 각 채널은  $L_s$ 개의 다중경로가 있는 식 (2.2)와 같이 표현할 수 있다.

$$h(t, \tau) = h(\tau) = \sum_{l_s=0}^{L_s-1} \alpha_{l_s} e^{j\phi} \delta(\tau - l_s \cdot MR \cdot T_m) \quad (2.2)$$

여기서 MR은 서브밴드의 개수이며  $L_s$ 는 UWB 시스템에서 허용되는 resolvable path에 의하여 결정되는 값이다.  $l_s$ 번째의  $MRT_m$  구간에서 수신되는 다중경로의 평균 개수( $n_{l_s}$ ) 및 분산( $\sigma_{MP,l_s}^2 = \frac{1}{n_{l_s}} E[\alpha_{l_s}^2]$ )은 two-state Markov  $\Delta$ -K 모델에 의하여 결정되며, MP는 다중경로 크기의 분산을 표현하기 위해 사용된 인덱스이다. 이때 채널의 다중경로는 파라미터 K 값에 의하여 군집 특성이 결정된다<sup>[4]</sup>. 따라서  $l_s$ 번째의  $MRT_m$  구간에서 수신되는 다중경로 신호 파워는  $y_{l_s} = \alpha_{l_s}^2$ 와 같이 표현되며,  $y_{l_s}$ 의 분포는 식 (2.3)과 같이 감마분포 함수로 나타낼 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$p(y_{l_s}) = \frac{1}{\sigma_{MP,l_s}^{n_{l_s}} 2^{n_{l_s}/2} \Gamma(\frac{1}{2} n_{l_s})} y_{l_s}^{\frac{n_{l_s}}{2} - 1} e^{-y_{l_s}/2\sigma_{MP,l_s}^2} \quad (2.3)$$

### 2.3 수신단

제안된 수신기의 구조는 그림 2와 같다. 이때 채널을

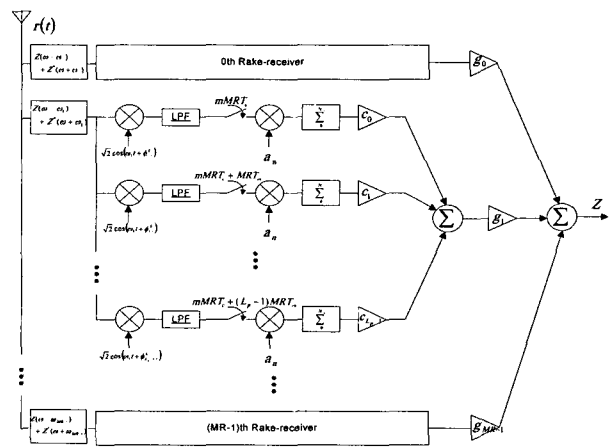


그림 2. 제안한 수신기 구조  
Fig. 2. Proposed receiver block diagram.

통하여 안테나에 수신되는 신호는 식 (2.4)와 같다. 편의상 0번째 사용자가 송수신 한다고 가정하였고, 각 서브밴드에서의  $L_s$ 가 모두 같다고 가정 하였다.

$$r(t) = \sqrt{2E_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L_s-1} b_i^0 a_n^0 z_{rec}(t - iT_r - nMRT_c - l_sMRT_m) \times \sum_{m=0}^{MR-1} \alpha_{i, m}^0 \cos(w_{nr}t - \phi_{i, m}^0) + M(t) + I(t) + n(t) \quad (2.4)$$

여기서  $\phi_{i, m}^0 = \theta_{0, m} + \theta_{i, m}$ 이다. UWB 파형은 송신 안테나를 통과 할 때 한 번 미분된 형태를 가지며 수신 안테나를 통과할 때 또 한 번의 미분된 형태를 갖는다. 이것은 식 (2.4)에  $z_{rec}(t)$ 로 나타내었다. 수식을 편리하게 하기 위해서 각 서브밴드에 수신된 파형은 식 (2.5)와 같은 방법으로 일반화 된다.

$$\int_{-\infty}^{\infty} z_{rec}^2(t) dt = 1 = \int_{-\infty}^{\infty} Z_{rec}(f)^2 df \quad (2.5)$$

여기서  $Z_{rec}(f)$ 는  $z_{rec}(t)$ 의 푸리에 변환을 나타낸다. 식 (2.4)에서  $M(t)$ 는 다른 사용자의 신호,  $I(t)$ 는 협대역 잡음이며  $n(t)$ 는 AWGN이다. 채널을 통과한 신호는 식 (2.4)에서와 같이 진폭과 위상 왜곡 그리고 시간 지연을 각각의 경로에서 겪게 된다. 캐리어 복조와 코드 비트 동기가 완벽하게 맞았다고 가정하면 h번째의 정합 필터를 통과한 후  $t = mMRT_c + l_sMRT_m$  마다 샘플링 된 신호의 출력은 식 (2.6)과 같다.

$$y_{h, m, l_s} = S_{y_{h, m, l_s}} + M_{y_{h, m, l_s}} + I_{y_{h, m, l_s}} + n_{y_{h, m, l_s}} \quad (2.6)$$

여기서  $S_{y_{h, m, l_s}}$ ,  $M_{y_{h, m, l_s}}$ ,  $I_{y_{h, m, l_s}}$ ,  $n_{y_{h, m, l_s}}$ 는 각각 0번째 사용자의 신호, 다른 사용자로 인한 간섭, 협대역 잡음 및 AWGN으로 식 (2.7), (2.8), (2.9), (2.10)과 같다.

$$S_{y_{h, m, l_s}} = \sqrt{E_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_{i, h}^0 b_i^0 a_n^0 f_{(-i), (m-n), (l-l_s)} \quad (2.7)$$

$$M_{y_{h, m, l_s}} = \sum_{k=1}^{K-1} \sqrt{E_c} \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{L_s-1} \alpha_{i, h}^0 b_i^0 a_n^0 f_{(-i), (m-n), (l-l_s-q_k)} \quad (2.8)$$

$$I_{y_{h, m, l_s}} = L_p [I(mMRT_c + l_sMRT_m) \times \sqrt{2} \cos(w_h(mMRT_c + l_sMRT_m) + \phi_{l_s, h}^0)] \quad (2.9)$$

$$n_{y_{h, m, l_s}} = L_p \left[ \int_0^{MRT_c} z(u)_{rec} n(u + mMRT_c + l_sMRT_m) du \times \sqrt{2} \cos(w_h(mMRT_c + l_sMRT_m) + \phi_{l_s, h}^0) \right] \quad (2.10)$$

여기서  $f_{v, w, x}$ 는 식 (2.11)과 같이 정의 된다<sup>[6]</sup>.

$$f_{v, w, x} = \int_0^{MRT_c} z_{rec}(u) z_{rec}(u + vT_r + wMRT_c + xMRT_m) du = \begin{cases} \int_0^{T_m} z_{rec}^2(u) du = 1 & , vT_r + wMRT_c + xMRT_m = 0 \\ 0 & , else \end{cases} \quad (2.11)$$

식 (2.7)을  $N_r$ 개의 샘플에 대하여  $s_{y_{h, l_s}} = [S_{y_{h, l_s, 0}}, S_{y_{h, l_s, 1}}, \dots, S_{y_{h, l_s, N_r-1}}]^T$ 와 같이 벡터로 표현하면 식 (2.12)와 같이 표현 될 수 있다.

$$s_{y_{h, l_s}} = \sum_{i=-i_L}^0 \sqrt{E_c} b_i^0 \mathbb{E}_{i, l_s}^0 \alpha_{i, h}^0 \quad (2.12)$$

여기서  $\mathbb{E}_{i, l_s}^0 = [e_{i, l_s}^{0,0}, e_{i, l_s}^{0,1}, e_{i, l_s}^{0,2}, \dots, e_{i, l_s}^{0, L_s-1}]$ 으로  $e_{i, l_s}^{0, l_s}$ 은 식 (2.13)과 같이 정의된다.

$$e_{i, l_s}^{0, l_s} = \begin{cases} [0, 0, \dots, 0, a_0^0, a_1^0, \dots, a_{N_r-1+q}^0]^T & \text{if } -N_r < q \leq 0 \\ \text{where } q = -iN_r + (u - l_s)/N_c \text{ is an integer} \\ [a_q^0, a_{q+1}^0, \dots, a_{N_r-1}^0, 0, 0, \dots, 0]^T & \text{if } 0 < q \leq N_r \\ \text{where } q = -iN_r + (u - l_s)/N_c \text{ is an integer} \\ 0_{N_r \times 1} & \text{else (including when } q \text{ is not an integer)} \end{cases} \quad (2.13)$$

또한  $i_L$ 은  $L_s$ 개의 다중 경로 성분이 있다고 하면  $i_L = (L_s - 1)/(N_c N_r) + (N_r - 1)N_c / (N_r N_c)$ 으로 표현되고,  $i_L \neq 0$ 일 경우는 심볼간 간섭을 의미하게 된다. 여기서  $x$ 는  $x$ 를 넘지 않는 최대 정수를 나타낸다. 또  $\vec{\alpha}_h^0$ 은 0번째 사용자의 h번째 서브밴드의 채널 계수이며  $\alpha_h^0 = [\alpha_{0, h}^0, \alpha_{1, h}^0, \alpha_{2, h}^0, \dots, \alpha_{L_s-1, h}^0]^T$ 와 같이 나타낼 수 있다.  $l_s$ 번째 구간  $MRT_m$ 에서 다중 경로 성분이 없다면 탭 가중치  $\alpha_{l_s, h}^0$ 는 0이 된다. h 번째 레이크 수신기의 신호 성분 출력은 식 (2.14)로 나타낼 수 있다.

$$s_{z_h} = (\vec{a}^0)^T s_{y_{h, l_s}} \vec{c}_h^0 \quad (2.14)$$

여기서  $\alpha^0 = [a_0^0, a_1^0, a_2^0, \dots, a_{N_r-1}^0]^T$ 는 0번째 사용자의 PN 코드를 나타내고,  $c_h^0 = [c_{0, h}^0, c_{1, h}^0, c_{2, h}^0, \dots, c_{L_s-1, h}^0]^T$

는 레이크 수신기 각 브랜치의 가중치를 나타낸다.

식 (2.8)의 다중 사용자 간섭 신호에서  $q_k$ 는  $[0, N_r N_c - 1]$ 에서 균일한 분포를 가지며, 여기서  $N_c = T_c / T_m$ 로 표현된다.  $N_r$ 개의 샘플에 대하여  $\mathbf{M}_{y_k} = [M_{y_{k,0,t}}, M_{y_{k,1,t}}, \dots, M_{y_{k,N-1,t}}]^T$  와 같이 표현하면  $h$  번째 레이크 수신기의 출력에서 다른 사용자 신호는 식 (2.15)와 같다.

$$\mathbf{M}_{z_h} = (\vec{a}^0) \mathbf{M}_{y_{h,t}} \vec{c}_h^0 \quad (2.15)$$

식 (2.9)의 협대역 잡음에서  $I(mMRT_c + l'MRT_m)$ 은 대역통과 필터를 통과한 후의 신호이며  $L_p\{\cdot\}$ 는 저역 통과 필터링을 나타낸다. 이 신호의  $N_r$ 개 샘플은  $\mathbf{I}_{y_k} = [I_{y_{k,0,t}}, I_{y_{k,1,t}}, \dots, I_{y_{k,N-1,t}}]^T$ 이 되며 레이크 수신기의 출력 신호는 식 (2.16)과 같다.

$$\mathbf{I}_{z_h} = (\vec{a}^0)^T \mathbf{I}_{y_{h,t}} \vec{c}_h^0 \quad (2.16)$$

식 (2.10)의 AWGN에서  $n_{y_{h,m,t}}$ 는 iid 가우시안 랜덤 변수이며 평균은 0이고 분산은  $E[(n_{y_{h,m,t}})^2] = \frac{1}{2} \eta_0 = \sigma_{av,gn}^2$ 이다.  $N_r$  개의 샘플은  $N_{y_{h,t}} = [n_{y_{h,0,t}}, n_{y_{h,1,t}}, n_{y_{h,2,t}}, \dots, n_{y_{h,N-1,t}}]^T$ 이 되고 레이크 수신기의 출력 신호는 식 (2.17)과 같다.

$$\mathbf{N}_{z_h} = (\vec{a}^0)^T \mathbf{N}_{y_{h,t}} \vec{c}_h^0 \quad (2.17)$$

채널의 예측이 완벽하다면  $\vec{c}_h^0 = \vec{\alpha}_h^0$ 로 대체 할 수 있다.

### III. 성능 분석

#### 3.1 h 번째 레이크 수신기의 출력

$h$  번째 레이크 수신기의 출력  $z_h$ 는 식 (3.1)로 표현 할 수 있다.

$$\begin{aligned} z_h &= (\vec{a}^0)^T \mathbf{s}_{y_{h,t}} \vec{\alpha}_h^0 + (\vec{a}^0)^T \mathbf{M}_{y_{h,t}} \vec{\alpha}_h^0 \\ &+ (\vec{a}^0)^T \mathbf{I}_{y_{h,t}} \vec{\alpha}_h^0 + (\vec{a}^0)^T \mathbf{N}_{y_{h,t}} \vec{\alpha}_h^0 \end{aligned} \quad (3.1)$$

$\vec{\alpha}_h^0$ 에 대하여  $z_h$ 의 조건부 분산을 구하면 식 (3.2)과 같다.

$$E[z_h | \alpha_h^0, \{b_i^0\}] = \pm \sqrt{E_c N_r} \sum_{l'=0}^{L_c-1} (\alpha_{l',h}^0)^2 \quad (3.2)$$

다른 사용자로부터의 간섭과 협대역 잡음, 그리고 AWGN이 서로 각각 독립이라 가정하면  $\alpha_h^0$ 에 대하여  $z_h$ 의 조건부 분산은 식 (3.3)과 같다.

$$\begin{aligned} \text{Var}\{z_h | \alpha_h^0\} &= \sigma_z^2 \\ &= \text{Var}\{\mathbf{M}_{z_h} + \mathbf{I}_{z_h} + \mathbf{N}_{z_h} | \alpha_h^0\} \\ &= \text{Var}\{\mathbf{M}_{z_h} | \alpha_h^0\} + \text{Var}\{\mathbf{I}_{z_h} | \alpha_h^0\} + \text{Var}\{\mathbf{N}_{z_h} | \alpha_h^0\} \end{aligned} \quad (3.3)$$

다른 사용자 간섭, 협대역 잡음 및 백색 잡음에 대한 조건부 분산은 각각 식 (3.4), 식 (3.5) 및 식 (3.6)과 같다.

$$\text{Var}\{\mathbf{M}_{z_h} | \alpha_h^0\} = \frac{N_r(K-1)E_c}{2MRT_m} \times \frac{35\tau\sqrt{\pi}}{384\pi^2} \sum_{l'=0}^{L_c-1} (\alpha_{l',h}^0)^2 \quad (3.4)$$

여기서  $\tau$ 는 UWB 펄스의 폭을 결정하는 파라메타이다.

$$\text{Var}\{\mathbf{I}_{z_h} | \alpha_h^0\} = \frac{ISR \cdot E_b}{2 \cdot N_c \cdot W_j \cdot T_m} \sum_{l'=0}^{L_c-1} (\alpha_{l',h}^0)^2 \quad (3.5)$$

$$\text{Var}\{\mathbf{N}_{z_h} | \alpha_h^0\} = \frac{\eta_0 N_r}{2} \sum_{l'=0}^{L_c-1} (\alpha_{l',h}^0)^2 \quad (3.6)$$

여기서 ISR은 Interference to signal power ratio이다.

따라서 식 (3.3)은  $\text{Var}\{z_h | \alpha_h^0\} = \sigma_{h,l'}^2 \sum_{l'=0}^{L_c-1} (\alpha_{l',h}^0)^2$  와 같이 나타낼 수 있고,  $\sigma_{h,l'}^2 = \frac{N_r(K-1)E_c}{2MRT_m} \times \frac{35\tau\sqrt{\pi}}{384\pi^2} + \frac{ISR \cdot E_b}{2 \cdot N_c \cdot W_j \cdot T_m} + \frac{\eta_0 N_r}{2}$  이다.

#### 3.2 Maximal Ratio Combiner

전체 시스템의 출력은 MRC 기법을 이용하여 각 레이크 수신기의 출력을 결합하며 식 (3.7)과 같다.

$$Z = \sum_{h=0}^{MR-1} g_h z_h \quad (3.7)$$

$g_h$ 는  $h$ 번째 서브밴드 브랜치에서의 이득이며

$$g_h = \frac{E\{z_h | \alpha_h^0\}}{\text{Var}\{z_h | \alpha_h^0\}}$$

와 같이 정의 된다.  $\alpha_h^0$ 가 천천히 변화

$z_h$ 의 조건부 평균과 조건부 분산을 완벽히 예측 가능하다고 하면 수신기를 통과한 신호의 신호대 잡음비는 식 (3.8)과 같다.

$$\begin{aligned}
 SNR &= \sum_{h=0}^{MR-1} \frac{E^2\{z_h | \alpha_h^0\}}{Var\{z_h | \alpha_h^0\}} \\
 &= E_c N_r^2 \sum_{h=0}^{MR-1} \sum_{l'=0}^{L_s-1} \frac{(\alpha_{h,l'}^0)^2}{\sigma_{h,l'}^2} = E_c N_r^2 \lambda
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

여기서  $\lambda$ 는 식 (3.9)와 같다.

$$\lambda = \sum_{h=0}^{MR-1} \sum_{l'=0}^{L_s-1} \gamma_{h,l'} \tag{3.9}$$

여기서  $\gamma_{h,l'} = \frac{(\alpha_{h,l'}^0)^2}{\sigma_{h,l'}^2}$ 이다.

#### IV. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 고려된 각 서브밴드는 멀티패스 페이딩이 존재하는 주파수 선택적 채널이다. 멀티밴드로 시스템을 구성하여 각 서브밴드를 주파수 비선택적 채널로 만들기에는 RF단의 도입 비용과 시스템이 복잡해지는 단점이 발생하게 된다. 따라서 각 서브밴드 별로 주파수 선택적 채널에 대처하기 위한 시스템 구성이 필요하다. 본 논문에서 고려된 서브밴드에는 여러 개의 다중경로가 존재하게 되며 수신기의 성능을 높이기 위해서 다이버시티 기법을 이용한다. 수신기에 이용된 레이크 수신기는 각기 지연된 경로를 펄스폭의 해상도로 검출하여 다중경로 페이딩에 대처하게 하였고 경로 다이버시티 이득을 얻었다. 또 각 서브밴드의 출력이 모두 낮은 신호대 잡음비의 값을 갖을 확률이 작다는 사실에 입각하여 MRC 기법으로써 각 서브밴드의 출력을 결합하였다.

시뮬레이션은 백색 잡음만 존재 할 경우, 다른 사용자 간섭이 있을 경우, 그리고 협대역 잡음과 다른 사용자 간섭이 있을 경우에 대하여 수행하였다. 그림 3은 AWGN하에서 시뮬레이션을 통해 서브밴드 수의 증가 따른 BER 계산 결과를 보여준다. 서브밴드 수가 증가를 하여도 시스템의 성능은 동일하다. 이는 각 멀티밴드로 시스템이 구성이 되어도 전체 다중경로 수는 동일하기 때문이다<sup>[7]</sup>.

그림 4와 5는 각각 50명, 100명의 다른 사용자 간섭이 있을 경우에 대하여 시뮬레이션을 한 결과이다. 사용자가 50명이고 BER이  $10^{-4}$ 일때, 서브밴드 수가 1, 2, 4, 8로 증가 할수록  $E_b/N_0$ 는 약 25dB, 14dB, 11dB, 9dB로 점차 줄어들어 전력효율이 개선됨을 알 수 있다.

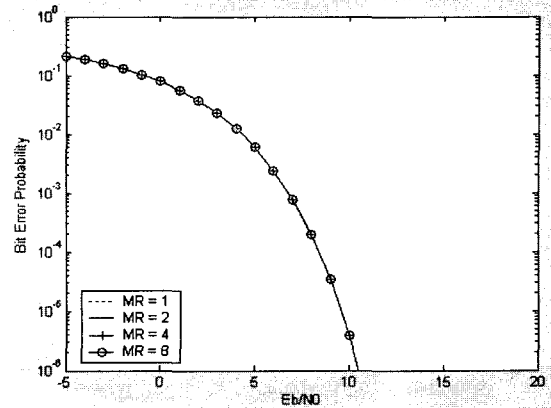


그림 3. AWGN하에서 단일밴드와 멀티밴드의 성능 비교  
Fig. 3. Performance comparison of singleband and multiband system under AWGN.

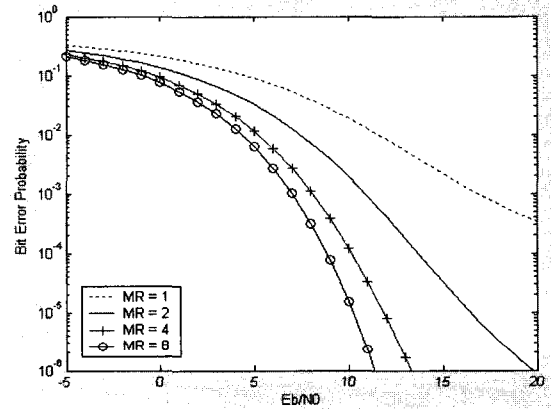


그림 4. BER vs.  $E_b/N_0$  (사용자수 = 50)  
Fig. 4. BER vs.  $E_b/N_0$  (user = 50).

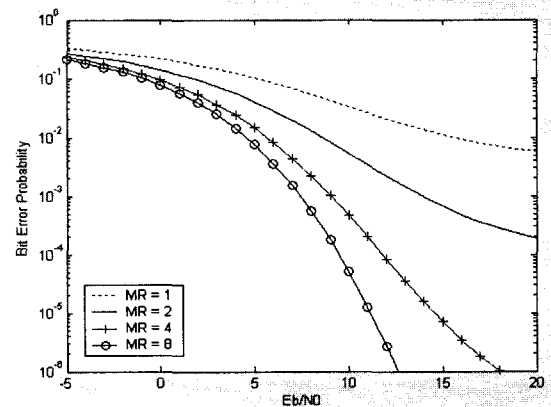


그림 5. BER vs.  $E_b/N_0$  (사용자수 = 100)  
Fig. 5. BER vs.  $E_b/N_0$  (user = 100).

100명으로 사용자가 늘어 났을 경우 서브밴드 수가 2, 4, 8로 증가함에 따라 상응하는  $E_b/N_0$ 는 약 25dB, 13dB, 10dB가 됨을 알 수 있다. 그림 4와 5를 비교할 때 서브밴드수가 많을수록 다른 사용자 간섭에 영향을

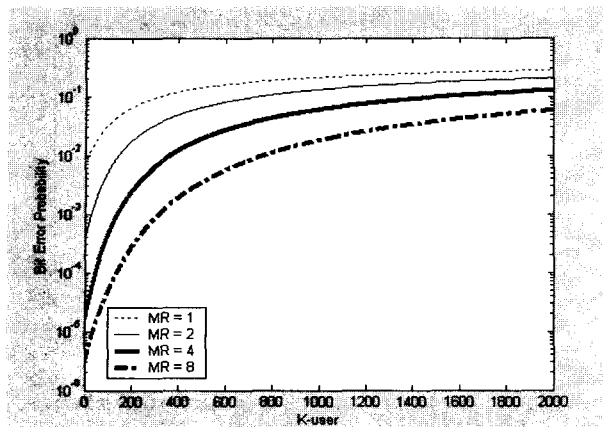


그림 6. 사용자 증가에 따른 BER  
Fig. 6. BER vs. K-user.

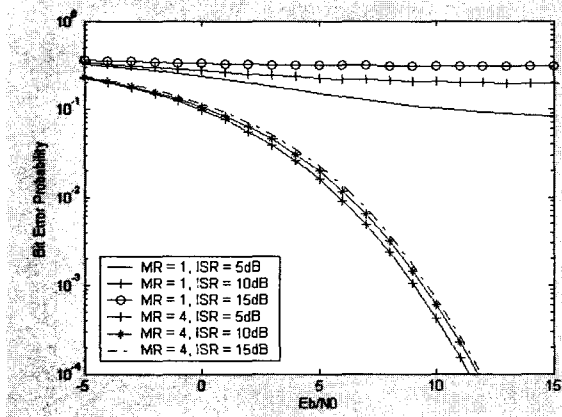


그림 7. PBI 존재시의 성능 비교(BER vs. Eb/NO)  
Fig. 7. Performance comparison under PBI (BER vs. Eb/NO).

덜 받는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 고려된 시스템은 멀티밴드로 인해 주파수 다이버시티와 각 서브밴드에 레이크 수신기를 적용하여 경로 다이버시티 효과를 동시에 얻을 수 있다. 주파수 다이버시티로 인해 비록 다른 사용자 간섭이 존재 하여도 시스템의 성능이 크게 저하되지 않음을 그림 4와 그림 5를 통해 명백하게 확인할 수 있다.

그림 6은 사용자 증가에 따른 시스템의 BER을 나타낸다. 사용자가 증가함에 따라 다른 사용자 간섭이 증가하게 되고 BER이 수렴하는 것을 볼 수 있다. 또한 만일 BER을  $10^{-3}$ 으로 고정 할 경우 MR=2, 4, 8로 증가시키면 각 시스템에서의 허용 사용자의 수는 26, 140, 316명으로 증가됨을 알 수 있다. 따라서 서브밴드 수가 많을수록 사용자 간섭에 상대적으로 더욱 강인함을 확인할 수 있다.

그림 7은 50명의 사용자 간섭과 협대역 잡음이 존재 할 경우에 대하여 단일밴드와 MR=4인 멀티밴드 시스

템의 성능을 비교한 결과이다. 여기서 협대역 잡음은 4개의 서브밴드 중 임의의 밴드에만 존재 하는 것으로 가정하였다.

결과는 단일밴드 시스템에 비하여 멀티밴드 시스템이 협대역 잡음에 강인함을 알 수 있다. 멀티밴드의 경우 하나의 서브밴드에 협대역 잡음이 존재한다고 하여도 협대역 잡음이 존재하지 않는 나머지 서브밴드들로부터 수신단에서 판정을 내릴 수가 있기 때문에 단일밴드 시스템에 비하여 월등한 성능을 나타낸다. 기존의 멀티밴드 시스템과는 다르게 본 논문에서 제안된 시스템은 각 서브밴드에서의 주파수 선택적 페이딩을 타개하고자 레이크 수신기가 적용되었다. 제안된 시스템은 각 서브밴드의 모든 다중경로를 획득하게 됨으로 다중 경로 페이딩을 극복할 수 있으며 또한 그 출력을 MRC 기법을 적용하여 결합하였기에 신호대 잡음비를 최대로 할 수 있으므로 협대역 잡음에 대해서도 월등한 성능을 보이게 된다.

## V. 결 론

본 논문에서 제안된 시스템은 기존의 멀티밴드 방식의 장점과 DS 방식의 장점을 가진다. DS 방식의 적용으로 인하여 평균 전력 대비 침투치를 줄일 수 있을 뿐만 아니라 멀티밴드 시스템으로 구성하여 주파수 다이버시티를 이용한 장점도 가질 수 있다. 또한 각 서브밴드의 레이크 수신기 해상도는 송신단의 각 서브밴드에서 전송되는 UWB 펄스 폭에 의해서 결정이 되며 DS 방식을 적용하여 전송되는 신호가 다중경로 채널에 의해 지연되는 시간이 길어져도 모든 지연된 신호를 검출해 낼 수 있기 때문에 경로 다이버시티에 대한 이득을 최대로 할 수 있다.

기존의 멀티캐리어 DS-CDMA 시스템에서 각 서브밴드는 코히어런스 대역폭을 만족하도록 고려한 것이지만<sup>[7, 8]</sup> 본 논문에서의 각 서브밴드는 일반적으로 코히어런스 대역폭을 만족하지 못한다. 따라서 수신단에서는 각 서브밴드에 레이크 수신기를 고려하였다. 멀티밴드를 사용하는 이유는 단순한 협대역 잡음에 강건하게 하기 위해서 뿐만이 아니다. 5GHz 주파수 대역은 WLAN이 사용중인 대역이고, 멀티밴드를 사용하게 되었을 경우 이 대역을 피하여 시스템을 구성할 수 있다. 또한 각 서브밴드 별로 저가의 저전력 시스템과 고성능을 요구하는 시스템에 각각 저대역 서브밴드와 고대역 서브밴드를 할당 할 수 있다.

시뮬레이션 결과 멀티밴드 시스템에서 각 서브밴드의 수가 증가할수록 다른 사용자 간섭 및 협대역 잡음이 있는 상황에서 성능이 향상됨을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 이것은 각 서브밴드에서 발생하는 다중 경로 페이딩을 레이크 수신기가 대처하며 또 레이크 수신기의 출력이 MRC 기법에 의해 결합되므로 수신기의 성능은 서브밴드의 수가 많을수록 개선됨을 나타낸다. 또 멀티밴드 구조이기에 협대역 잡음에도 강인함을 그림 7을 통하여 확인하였다. 제안된 멀티밴드 시스템 구조의 단점은 단일밴드 시스템과 비교할 때 RF단 믹싱 도입에 의한 시스템 비용이 증가한다는 것이다. 이에 불구하고 데이터 전송 및 기존 IEEE 802.11a와의 원활한 공존이 가능한 장점이 있다. 본 논문에서 고려한 멀티밴드는 기존의 시스템에서 NBI에 대항하기 위해 멀티밴드를 적용한 것과는 차별이 된다.

**참 고 문 헌**

[1] M. Benedetto and G. Giancola, Understanding Ultra Wide Band Radio Fundamentals, Prentice Hall PTR, 2004

[2] 이성수, 조상인, "UWB 네트워킹 기술과 표준화," 한국통신학회지, Vol. 20, No. 2, pp. 184-192, 2003년 2월.

[3] 이준행, 김수남, 김기두, "멀티밴드 방식을 적용한 MIMO-UWB 시스템의 성능 개선," 한국통신학회 논문지, 2004년 9월.

[4] Fang Zhu, Zhiqiang Wu, and Carl. R. Nassar, "Generalized fading channel modeling with application to UWB," Ultra Wideband System and Technologies, 2002, Digest of Papers, 2002 IEEE Conference, 21-23 May 2002.

[5] John G. Proakis, Digital Communications, McGRAW-HILL, 2001.

[6] Foerster R. Jeffrey, "The Performance of A Direct-Sequence Spread Ultra-Wideband System in the presence of multipath, narrowband interference, and multiuser interference," Ultra Wideband System and Technologies, 2002, Digest of Papers, 2002 IEEE Conference, 21-23 May 2002.

[7] Shiro Kondo and Laurence B. Milstein, "Performance of Multicarrier DS-CDMA Systems," IEEE Transaction on Communications, Vol. 44, No. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.

[8] Douglas Neal Rowitch, "Convolutional and Turbo Coded Multicarrier Direct sequence CDMA, and Applications of Turbo Codes to Hybrid ARQ Communication Systems," PhD. dissertation, UCSD, 1998.

**저 자 소 개**



**최 윤 성**(정회원)  
 2002년 8월 국민대학교  
 전자공학과 졸업  
 2004년 8월 국민대학교  
 전자공학과 석사  
 <주관심분야: UWB, CDMA,  
 GSM>

**김 수 남**(정회원)  
 1998년 2월 국민대학교 전자공학과 졸업  
 1998년~2000년 삼성전자 시스템 LSI 사업부  
 연구원  
 2002년 2월 국민대학교 전자공학과 석사  
 2002년~현재 국민대학교 전자공학과 박사과정  
 <주관심분야: 디지털 신호처리, 디지털 이동통신>

**강 동 욱**(정회원)  
 1986년 2월 서울대학교 전자공학과 졸업  
 1988년 2월 서울대학교 전자공학과 석사  
 1995년 2월 서울대학교 전자공학과 박사  
 2000년~2001년 Lucent Technology, USA,  
 MTS  
 1995년~현재 국민대학교 전자정보통신공학부  
 부교수  
 <주관심분야: 영상통신, 디지털방송>

**김 기 두**(교신저자)  
 제 39권 SP편 제 1호 참조  
 현재 국민대학교 전자정보통신공학부 교수

