

# 무선 페이딩 환경에 적합한 인터리브된 초직교 길쌈 부호화 UWB-IR 시스템의 성능 분석

## Performance Analysis of Interleaved Super Orthogonal Convolutional Coded UWB-IR System for Wireless Fading Environment

김 창 중 · 이 호 경

Chang-Joong Kim · Ho-Kyoung Lee

### 요 약

본 논문에서는 무선 페이딩 환경에 적합한 인터리브된 초직교 길쌈 부호화 초광대역 임펄스 라디오(Interleaved Super-Orthogonal Convolutional Coded Ultra Wide-Band Impulse Radio: ISOC-UWB-IR) 시스템을 제안하고, 그 시스템의 성능을 변환함수 상한(transfer function bounding)을 이용하여 분석하였다. ISOC-UWB-IR 시스템에 사용되는 인터리빙 기법은 복잡도와 성능에 따라 펄스 단위, 펄스 부그룹 단위, 펄스 그룹 단위 중에서 선택될 수 있다. 성능 분석 결과 레일리 페이딩 환경에서 ISOC-UWB-IR 시스템의 성능은 초직교 길쌈 부호(Super-Orthogonal Convolutional Code: SOC) 부호기의 부호율보다 인터리빙 방식의 종류에 더 많은 영향을 받는 것으로 나타났다.

### Abstract

In this paper, we propose interleaved super-orthogonal convolutional coded ultra wide-band impulse radio(ISOC-UWB-IR) system, and analyze its performance. The proposed system uses interleaver and deinterleaver to decorrelate the temporal correlation of the fading process and to obtain the diversity gain. We also suggest the three types of interleavers, which are pulse-wise interleaver(PI), pulse sub-group-wise interleaver(PSGI), and pulse group-wise interleaver(PGI). Performance analysis result shows that the interleaving scheme, rather than the code rate of super orthogonal convolutional code(SOC) encoder, affects the performance for the Rayleigh fading channel.

Key words : UWB, Impulse Radio, Super Orthogonal Convolutional Code, Fading Channel, Interleaving, Performance Analysis

### I. 서 론

초광대역 임펄스 라디오(Ultra Wide Band Impulse Radio: UWB-IR) 방식은 시간 영역에서 극히 짧은 폭을 가지는 펄스를 사용하여 정보를 전송하는 방식이다<sup>[1]-[3]</sup>. UWB-IR 방식은 초광대역에서 매우 낮은 수준의 전력 밀도를 가지기 때문에 주변 전자 기기의

작동에 거의 영향을 미치지 않는다. 따라서 UWB-IR 방식은 근거리 무선 통신 시스템에 적합한 기술로 각광을 받고 있다. UWB-IR 방식은 채널 부호 관점에서는 일종의 전력 효율이 매우 낮은 반복 부호로 볼 수 있다. 따라서 이 반복 부호와 동일한 부호율을 가지며, 반복 부호보다 전력 효율이 뛰어난 채널 부호를 사용하면 주파수 자원의 손실없이 전력 효율을

「이 논문은 2004학년도 홍익대학교 교내연구비에 의하여 지원되었음.」

홍익대학교 전파통신공학과(Dept. of Radio Communication Science and Engineering, Hongik University)

· 논문 번호 : 20040917-123

· 수정완료일자 : 2005년 1월 6일

높일 수 있다.

이러한 관점에서 UWB-IR 방식에 내부적으로 사용되는 반복 부호 대신에 초직교 길쌈 부호(Super Orthogonal Convolutional Code: SOC)<sup>[4]</sup>를 사용하도록 한 SOC-UWB-IR 시스템이 연구된 바 있다<sup>[5]</sup>. SOC-UWB-IR 시스템은 통상적인 UWB-IR 시스템에 비해 뛰어난 전력 효율을 가진다<sup>[5]</sup>. 그러나 무선 환경에 존재하는 페이딩의 시간적 상관성에 의한 성능 열화를 고려하지 않고 설계된 시스템이기 때문에 페이딩 현상에 매우 취약하다. 따라서 본 논문에서는 기존에 연구된 SOC-UWB-IR 시스템을 페이딩이 존재하는 무선 환경에 적합하도록 개선한 인터리빙 기법을 제안하고, 주파수 비선형적인 레일리 페이딩 환경에서 그 성능을 분석하고자 한다.

## II. 시스템 모델

기존의 SOC-UWB-IR 시스템의 송신기는 부호율이 펄스 반복 길이  $N_s$ 의 역수인 SOC 부호기와 UWB-IR 변조기로 이루어져 있으며, 수신기는 그에 상응하는 복조기와 복호기로 이루어져 있다. 이 시스템은 첨가적 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN) 환경에서는 만족할만한 성능을 나타내지만, 페이딩 환경에서는 페이딩의 시간적 상관성으로 인해 그 성능이 매우 열화된다. 또한 SOC-UWB-IR 시스템에 사용되는 SOC 부호기의 부호율은  $1/N_s$ 로 고정되어 있어서 펄스 반복 길이  $N_s$ 가 길어질수록 부호기와 복조기의 구조가 복잡해진다. 본 논문에서는 위의 두 가지 점을 고려하여 그림 1과 같은 구조를 가지는 인터리브된 SOC-UWB-IR (Interleaved SOC-UWB-IR: ISOC-UWB-IR) 시스템을 제안하였다. 그림 1에서 ISOC-UWB-IR 시스템은 기존의 SOC-UWB-IR 시스템과는 달리 페이딩의 시간

적 상관성을 제거하기 위하여 인터리버와 디인터리버를 사용하며, 부호율이  $1/N_s$ 보다 큰 SOC 부호기를 사용할 수 있도록 SOC 부호기 블록 뒤에 비트 단위 반복기를 사용하는 것을 알 수 있다. 여기서 SOC는 부호율이 양의 정수  $k$ 의 역수,  $1/k$ 인 길쌈 부호 중에서 거의 최적(near-optimal)의 성능을 가지는 부호이다<sup>[4]</sup>. 그림 1의 시스템에서 SOC 부호기의 부호율은  $1/n$ 이며, 비트 단위 반복기는 부호기의 출력을 비트 단위로  $N_s/n$ 개씩 반복시킨다. 따라서 SOC 부호기와 비트 단위 반복기를 묶어서 하나의 부호기로 생각하면, 전체 부호기의 부호율은  $1/N_s$ 로 유지되는 것을 알 수 있다. 각 블록의 작용을 보다 상세히 기술하기 위하여 그림 1에 표기한 바와 같이  $i$ 번째 순간에 SOC 부호기로 입력되는 이진 자료 비트를  $u_i$ 라고 하고, 이때 SOC 부호기에서 출력되는  $n$ 개의 비트들을  $c_i$ 라고 하며, 이를 비트 단위로  $N_s/n$ 개씩 반복시킨 결과를  $p_i$ 라고 하기로 한다. 또한 비트열  $c_i$ 의  $j$ 번째 비트를  $c_{i,j}$ 라 하고,  $p_i$ 의  $j$ 번째 비트를  $p_{i,j}$ 라 하기로 한다. 이 때,  $P_{i,j}$ 는 반복 부호기의 출력이므로,

$$P_{i,j} = c_i \left\lfloor \frac{j}{N_s} \right\rfloor \quad (1)$$

가 된다. 여기서  $\lfloor \cdot \rfloor$ 는  $x$ 보다 크지 않은 최대의 정수를 의미한다. 따라서  $p_i$ 는 그림 2와 같이 세 가지 단위로 구분될 수 있다. 이후에는 편의상 그림 2에 도시한 바와 같이 한 개의  $p_{i,j}$ 를 펄스,  $N_s/n$ 개씩 반복되는 펄스들을 펄스 부그룹,  $N_s$ 개의 펄스 전체를 펄스 그룹이라고 부르기로 한다.

비트 단위 반복기에서 출력되는 펄스  $p_{i,j}$ 들의 시퀀스는 그림 1의 인터리버를 통하여 순서가 뒤바뀌게 된다. 인터리버를 통하여 순서가 뒤바뀐 펄스열

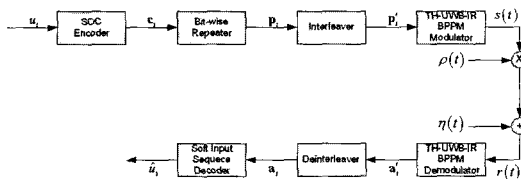


그림 1. ISOC-UWB-IR 시스템의 블록도  
Fig. 1. ISOC-UWB-IR system block diagram.

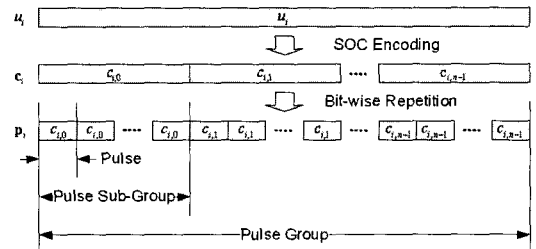


그림 2. 펄스, 펄스 부그룹, 펄스 그룹  
Fig. 2. Pulse, pulse sub-group, and pulse group.

에서  $i$ 번째 펄스 그룹을  $p'_i$ 라고 표기하기로 하고,  $p'_i$ 의  $j$ 번째 펄스를  $p'_{i,j}$ 로 표시하기로 한다. 이때  $p_i$ 는 앞에서 언급한 바와 같이 세 가지 단위로 표현이 가능하므로, 인터리버는 펄스 단위 인터리버(Pulse-wise Interleaver: PI), 펄스 부그룹 단위 인터리버(Pulse Sub-Group-wise Interleaver: PSGI), 펄스 그룹 단위 인터리버(Pulse Group-wise Interleaver: PGI) 중에서 선택하여 사용할 수 있다. 여기서 인터리빙 단위(unit)는 인터리버의 크기와는 다른 용어이다. 본 논문에서는 인터리버의 크기가 페이딩 과정의 시간적 상관성을 제거할 수 있을 정도로 충분히 크다고 가정했다. 이러한 인터리버의 출력  $p'_i$ 은 시간 도약(Time Hopping: TH) UWB-IR 이진 펄스 위치 변조(Binary Pulse Position Modulation: BPPM) 블록을 통하여 아래와 같이 변조된다.

$$s(t) = \sum_i \sum_{j=0}^{N_i-1} w(t - iT_b - jT_f - q_jT_c - \delta p'_{i,j}) \quad (2)$$

여기서  $T_b$ 는 입력 자료 비트의 비트 시간(bit duration)으로써 그림 2에서 정의된 펄스 그룹 단위의 전송을 위해 필요한 시간이며,  $T_f$ 는 프레임 시간(frame duration)으로써 그림 2에서 정의된 펄스 단위의 전송을 위해 필요한 시간이고,  $T_c$ 는  $T_f$ 보다 작은 값으로써 다중 접속 시간 도약 부호  $\{q_j\}$ 의 칩 시간(chip time)이다<sup>[1]</sup>. 또한,  $\delta$ 는 정보가 1일 때 펄스를 이동시킬 시간 간격이며,  $w(t)$ 는 아래 식과 같은 파형을 가지는 단주기(mono-cycle)펄스이다<sup>[1]</sup>.

$$w(t) = \left[ 1 - 4\pi \left( \frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \exp \left[ -2\pi \left( \frac{t}{\tau_m} \right)^2 \right] \quad (3)$$

여기서  $\tau_m$ 은 펄스폭과 관계되는 파라미터이다. 식 (2)로 표현되는 송신 신호  $s(t)$ 는 무선 통신 채널 환경을 통하여 수신기에 도달한다. 본 논문에서는 무선 통신 채널 환경을 그림 1과 같이 주파수 비선택적인 레일리 페이딩 과정  $\rho(t)$ 와 첨가적 가우시안 잡음  $\eta(t)$ 가 존재하는 환경이라고 가정하였다. 그러므로 채널을 통과하여 수신된 신호  $r(t)$ 는 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = \rho(t)s(t) + \eta(t) \quad (4)$$

식 (4)에서  $\eta(t)$ 는 다중 접속 사용자에게 의한 간섭(Multiple User Interference: MUI)과 AWGN의 합으로써, 평균이 0이고 분산이  $I_0/2$ 인 가우시안 확률 과정이다. 또한 단주기 펄스  $w(t)$ 의 펄스 폭은 매우 작기 때문에 펄스  $p'_{i,j}$ 이 전송되는 시간 동안 페이딩 과정  $\rho(t)$ 는 일정한 값,  $\rho_{i,j}$ 로 유지된다고 가정할 수 있다. 여기서  $E = [|\rho(t)|^2] = 1$ 이다. 그림 1의 복조기 블록에서는 이와 같은 채널을 통하여 수신된 신호의 로그 개연성 비율(Log Likelihood Ratio: LLR)을 계산한다. 수신기에서 완벽한 채널 상태 정보(Channel State Information: CSI),  $\rho_{i,j}$ 를 알고 있다고 가정하면,  $p'_{i,j}$ 가 전송되는 시간 동안 수신된 신호  $r(t)$ 의 LLR  $a'_{i,j}$ 는 아래와 같이 유도된다.

$$a'_{i,j} = \rho_{i,j} m'_{i,j} \quad (5)$$

여기서  $m'_{i,j}$ 은  $iT_b + jT_f \leq t < iT_b + (j+1)T_f$  동안 수신된 신호  $r(t)$ 와 수신기의 템플릿 신호  $v(t) = w(t) - w(t - \delta)$ 의 교차 상관으로써, 아래의 식 (6)과 같이 계산된다<sup>[1]</sup>.

$$m'_{i,j} = \int_{iT_b + jT_f}^{iT_b + (j+1)T_f} r(t)v(t - iT_b - jT_f - q_jT_c) dt \quad (6)$$

이때,  $E_w = \int_0^{T_f} w^2(t) dt$  이고,  $\Delta = E_w^{-1} \int_0^{T_f} w(t)w(t - \delta) dt$  라고 정의하면, 약간의 계산을 통하여  $m'_{i,j}$ 는 평균이  $\rho_{i,j} E_w (1 - \Delta)(1 - 2p'_{i,j})$  이고, 분산이  $I_0 E_w (1 - \Delta)$  인 가우시안 확률 변수임을 확인할 수 있다<sup>[1]</sup>. 복조기 블록을 통하여 계산된  $a'_{i,j} = \rho_{i,j} m'_{i,j}$ 는 그림 1의 디인터리버를 거쳐  $a_{i,j} = \rho_{i,j} m_{i,j}$ 가 된다. 또한, 그림 1에서  $\mathbf{a}_i = (a_{i,0}, a_{i,1}, a_{i,2}, \dots, a_{i,N_s-1})$  이고,  $\mathbf{a}_i = (a_{i,0}, a_{i,1}, a_{i,2}, \dots, a_{i,N_s-1})$ 이다. 디인터리버를 통해 본래의 순서대로 재배열된 LLR들은 최적 신호열 추정기(Maximum Likelihood Sequence Estimator: MLSE)에 입력되어 이진 자료 비트  $\hat{u}$ 에 대한 추정치  $\hat{u}_i$ 를 얻는 데에 사용된다.

### III. 성능 분석

본 장에서는 앞 장에서 제안된 ISOC-UWB-IR 시스템의 비트 오류(Bit Error Rate: BER)을 분석하고, 모의실험을 통하여 이를 검증한다. ISOC-UWB-IR

시스템의 BER 성능은 길쌈 부호를 사용하는 일반적인 디지털 통신 시스템의 성능과 같이 신호 쌍 오류 확률(Pairwise Error Probability: PEP)에 대한 합집합 상한(union bound)으로 얻어진다<sup>[7]</sup>.

여기서 PEP  $P(\underline{u} \rightarrow \hat{\underline{u}})$ 는 신호열  $\underline{u}$ 가 송신되었을 때,  $\hat{\underline{u}}$ 로 잘못 수신될 확률이다. 그런데 신호열  $\underline{u}$ 는 SOC 부호기와 비트 단위 반복기를 통해 생성된 펄스열  $\underline{p}$ 와 일대일로 대응되므로,  $P(\underline{u} \rightarrow \hat{\underline{u}})$ 는  $P(\underline{p} \rightarrow \hat{\underline{p}})$ 와 같다. 앞 장에서 구한 LLR을 사용하여 먼저 조건부 PEP  $P(\underline{p} \rightarrow \hat{\underline{p}} | \rho)$ 를 계산하면, 다음과 같은 결과를 얻게 된다<sup>[7]</sup>.

$$P(\underline{p} \rightarrow \hat{\underline{p}} | \rho) = Q \left( \sqrt{\frac{E_w d_w^2}{2I_0} \sum_{i \in \epsilon_1} \sum_{j \in \epsilon_2(i)} |\rho_{i,j}|^2} \right) \quad (7)$$

여기서  $\epsilon_1$ 는  $\underline{p}_i \neq \hat{\underline{p}}_i$ 인  $i$ 들을 원소로 가지는 집합이고,  $\epsilon_2(i)$ 는 주어진  $i$ 에 대하여  $\underline{p}_{i,j} \neq \hat{\underline{p}}_{i,j}$ 인  $j$ 들을 원소로 가지는 집합이다. 또한  $d_w^2 = 2(1 - \mathcal{D})$ 는 단주기 펄스  $w(t)$ 와  $w(t - \delta)$  사이의 정규화 기하학적 제곱 거리이다.  $\rho$ 에 대하여 식 (7)의 평균을 취하여 PEP  $P(\underline{p} \rightarrow \hat{\underline{p}})$ 를 구하면, 다음과 같은 결과를 얻게 된다<sup>[7]</sup>.

$$P(\underline{p} \rightarrow \hat{\underline{p}}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \prod_{i \in \epsilon_1} E \left[ D(\theta) \sum_{j \in \epsilon_2(i)} |\rho_{i,j}|^2 d_w^2 / N_s \right] d\theta \quad (8)$$

여기서  $D(\theta) = e^{-E_b / 4I_0 \sin^2 \theta}$ 이며, 비트 에너지  $E_b$ 는  $N_s E_w$ 이다. 또한 식 (8)에서  $E \left[ D(\theta) \sum_{j \in \epsilon_2(i)} |\rho_{i,j}|^2 d_w^2 / N_s \right]$ 를 계산하기 위해서는  $\rho_{i,j}$ 들의 통계적 상관 관계가 필요하다.  $\rho_{i,j}$ 들의 통계적 상관 관계는 페이딩의 시간적 상관성과 인터리빙 방식에 의해서 결정된다. 분석의 편의를 위하여 페이딩이 일정하게 유지되는 시간, 즉 페이딩의 응집 시간(coherence time)이 적어도 비트 시간보다 길다고 가정하고, 이상적 인터리빙을 가정하면, 디인터리브된 페이딩 성분  $\rho_{i,j}$ 는 동일한 인터리빙 단위(펄스 그룹, 펄스 부그룹, 펄스) 안에서는 같은 값을 가지며, 서로 다른 인터리빙 단위의 페이딩 성분과는 비상관적인 관계를 가지게 된다는 것을 알 수 있다. 따라서  $|\rho_{i,j}|^2$ 의 모멘트 생성 함수(Moment Generating Function: MGF)  $\phi(s)$ 가

$$\phi(s) = \frac{1}{1+s} \quad (9)$$

식 (9)와 같음<sup>[7]</sup>을 이용하면, 인터리빙 방식에 따라 다음과 같은 결과를 얻는다.

$$E \left[ D(\theta) \sum_{j \in \epsilon_2(i)} |\rho_{i,j}|^2 d_w^2 / N_s \right] = \begin{cases} \phi \left( -\frac{d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)(N_s/n) E_w d_w^2}{4I_0 \sin^2 \theta} \right) & \text{(PGI 사용시)} \\ \phi^{d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)} \left( -\frac{(N_s/n) E_w d_w^2}{4I_0 \sin^2 \theta} \right) & \text{(PSGI 사용시)} \\ \phi^{d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)(N_s/n)} \left( -\frac{E_w d_w^2}{4I_0 \sin^2 \theta} \right) & \text{(PI 사용시)} \end{cases} \quad (10)$$

여기서  $d_h(f, g)$ 는  $f$ 와  $g$  사이의 비트 단위 해밍 거리를 나타낸다. 식 (10)에서 PGI를 사용하는 경우 펄스 그룹 간의 해밍 거리는 모두 MGF 안에 흡수되어 다이버시티 효과를 전혀 얻을 수 없고, PSGI를 사용하는 경우에는  $d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)$ 이 MGF의 지수가 되어  $d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)$ 만큼의 다이버시티 효과를 얻을 수 있으며, PI를 사용하는 경우에는  $d_h(\underline{p}_i, \hat{\underline{p}}_i) = d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)(N_s/n)$ 이 모두 MGF의 지수가 되어 최대의 다이버시티 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 따라서 페이딩에 대한 내성은 PI를 사용하는 시스템이 가장 뛰어나며, 다음으로 PSGI를 사용하는 시스템, PGI를 사용하는 시스템 순서가 될 것임을 예측할 수 있다. 그러나 PI를 사용하기 위해서는 인터리빙 순서를 기억하기 위한 메모리의 크기가 더 커져야 하므로 시스템의 복잡도가 증가하게 된다. 한편, 페이딩의 응집 시간이 작아져서 펄스 시간에 이르게 되면, 인터리빙 기법에 관계없이  $\rho_{i,j}$ 들은 완전히 비상관적인 관계를 가지게 된다. 따라서 이 경우에는

$$E \left[ D(\theta) \sum_{j \in \epsilon_2(i)} |\rho_{i,j}|^2 d_w^2 / N_s \right] = \phi^{d_h(\underline{c}_i, \hat{\underline{c}}_i)(N_s/n)} \left( -\frac{E_w d_w^2}{4I_0 \sin^2 \theta} \right) \quad (11)$$

가 된다. 따라서 인터리빙의 크기가 무한히 크다고 할 때, 식 (10)과 식 (11)은 페이딩의 시간적 상관성에 따른 다이버시티 효과의 상한선과 하한선을 보여준다. 여기서 수신기는 펄스 단위의 LLR을 계산할

수 있으며, 펄스 단위의 정확한 CSI를 추정할 수 있다고 가정한다.

지금까지 계산된 PEP의 합집합 상한을 구하기 위해서는 변환 함수가 필요하다. SOC 부호기의 변환 함수는 아래와 같다<sup>[4]</sup>.

$$T(Z_1(\theta), Z_2(\theta), I) = \frac{IZ_1^{\kappa-2}(\theta)Z_2^2(\theta)(1-Z_1(\theta))}{1-Z_1(\theta)[1+I(1+Z_1^{\kappa-3}-2Z_1^{\kappa-2})]} \quad (12)$$

여기서  $Z_1(\theta)$ 와  $Z_2(\theta)$ 는 각각  $d_h(\hat{\mathbf{p}}_i, \hat{\mathbf{p}}_i) = N_s/2$ 인 경우와  $d_h(\hat{\mathbf{p}}_i, \hat{\mathbf{p}}_i) = N_s$ 인 경우  $E[D(\theta) \sum_{i=1}^N |\rho_{i,i}|^2 d_i^2 N_s]$ 이며,  $\kappa$ 는 SOC 부호기의 구속장 길이이다. SOC 부호기는 그 구조상 구속장  $\kappa$ 와 부호율  $1/n$  사이에  $\kappa = \log_2 n + 2$ 의 관계가 성립한다<sup>[4]</sup>. 식 (12)의 변환 함수를 이용하여 식 (8)으로 표현되는 PEP의 합집합 상한을 취하면, 다음과 같이 ISOC-UWB-IR 시스템의 BER의 정확한 상한치(True Upper Bound: TUB)를 구할 수 있다<sup>[7]</sup>.

$$P_b \leq \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\partial}{\partial I} T(Z_1(\theta), Z_2(\theta), I) \Big|_{I=1} d\theta \quad (13)$$

여기서  $I$ 에 대한 SOC 변환 함수의 편미분은

$$\frac{\partial}{\partial I} T(Z_1(\theta), Z_2(\theta), I) \Big|_{I=1} = \frac{Z_1^{\kappa-2}(\theta)Z_2^2(\theta) \left( \frac{1-Z_1(\theta)}{1-2Z_1(\theta)} \right)^2}{\left( \frac{1-Z_1(\theta)}{1-Z_1^{\kappa-2}(\theta)} \right)^2} \quad (14)$$

이며,  $\theta$ 에 대한 적분은 수치 적분을 사용하여 계산할 수 있다<sup>[7]</sup>.

이상의 내용을 검증하고, 각각의 인터리빙 방식이 페이딩 현상에 대하여 가지는 내성을 알아보기 위하여  $\delta$ 는 0.156 ns,  $\tau_m$ 은 0.2877 ns인 단주기 펄스 파형을 사용하고, 펄스 반복 주기  $N_s$ 는 32이며, SOC 부호기의 구속장  $\kappa=4$ 인 시스템을 설정하고, 이에 대한 분석과 모의실험을 수행하였다. 채널은 주파수 비선택적인 레이리 페이딩 채널의 경우와 AWGN의 경우를 고려하였다. 그 이유는 레이리 페이딩에서의 성능과 AWGN에서의 성능이 일반적인 라이시안 페이딩에서의 성능에 대하여 각각 상한(upper bound),

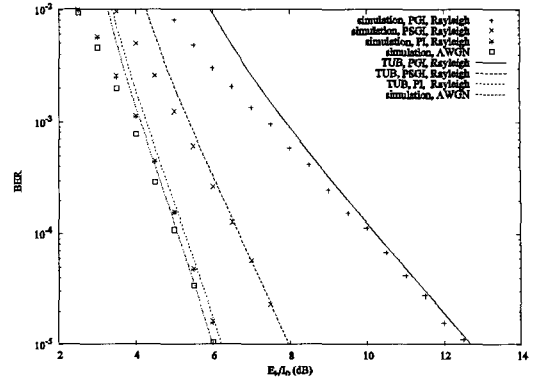


그림 3. 인터리빙 기법에 따른 BER 성능  
Fig. 3. BER performance according to the interleaving unit.

또는 하한(lower bound)이 되기 때문이다. 그림 3은 이상의 조건으로 TUB를 계산하고, 모의실험을 수행한 결과를 나타낸 것이다.

그림 3에서 모의실험 결과와 TUB는 실용적인 영역, 즉 BER이 10<sup>-3</sup> 미만인 영역에서 거의 일치한다. 또한 페이딩 현상에 대한 내성을 검토하기 위하여 서로 다른 인터리빙 방식을 사용하는 시스템들을 비교하였다. 비교 지표로는 AWGN 환경과 레이리 페이딩 환경에서 각각 10<sup>-5</sup>의 BER 가지기 위하여 필요한 Eb/N0값들을 사용하였다. 그 결과 AWGN 환경에서의 성능과 비교하여 레이리 페이딩 환경에서 PI를 사용하는 경우 약 0.2 dB, PSGI를 사용하는 경우 약 2 dB, PGI를 사용하는 경우에는 약 6.8 dB가 더 필요하다는 것을 알 수 있었다. 따라서 TUB의 유도 과정에서 예측했던 것과 같이 PI를 사용하는 시스템이 페이딩에 가장 강인한 내성을 가지며, PGI를 사용하는 시스템이 페이딩에 가장 큰 영향을 받는다는 사실을 확인할 수 있다. 다음으로는 인터리빙 기법과 SOC 부호기의 구속장이 성능에 미치는 영향을 알아보기 위하여 앞에서 사용된 시스템과 동일한 시스템에 구속장이 4인 SOC 부호기를 사용한 경우와 구속장이 7인 SOC 부호기를 사용한 경우의 성능을 비교하여 그림 4로 나타내었다. 여기서 구속장이 4인 SOC 부호기는 앞에서 언급한 구속장과 부호율의 관계에 따라 1/4의 부호율을 가지며, 구속장이 7인 부호기는 1/32의 부호율을 가지며, 채널은 레이리 페이딩 채널이라고 가정하였다.

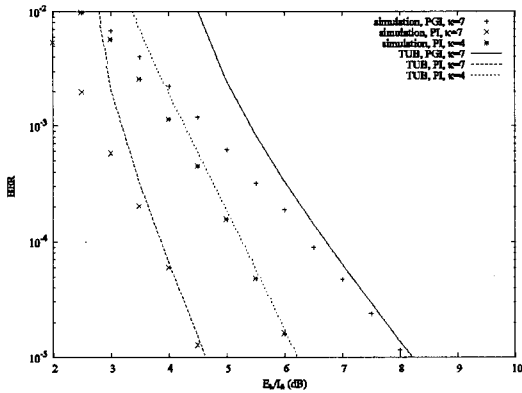


그림 4. 부호율과 인터리빙 기법에 따른 BER 성능  
Fig. 4. BER performance according to the code rate and interleaving unit.

그림 4에서 볼 수 있는 것과 같이  $10^{-5}$ 의 BER을 기준으로 할 때, 구속장이 4인 SOC 부호기와 PI를 사용한 시스템의 성능이 구속장이 7인 SOC 부호기와 PGI를 사용한 시스템의 성능에 비해 약 2 dB 정도 뛰어나며, 구속장이 7인 SOC 부호기와 PI를 사용한 경우에 비해 약 1.5 dB 정도 열화되는 것을 알 수 있다. 또한 PI를 사용하는 시스템들의 BER 곡선은 구속장이 서로 다를지라도 비슷한 기울기를 가진다. 따라서 PI를 사용하는 시스템들은  $10^{-5}$  미만의 BER 영역에서도 성능의 차이가 비슷하게 유지될 것이라는 것을 예측할 수 있다. 반면에 PI를 사용하는 시스템과 PGI를 사용하는 시스템의 BER 곡선은 그 기울기가 서로 다르다. 즉 BER 곡선의 기울기는 시스템에 사용되는 부호기의 구조보다 인터리빙 기법의 종류에 의존한다. 따라서 ISOC-UWB-IR 시스템의 성능이 SOC 부호기의 구속장보다 인터리빙 방식의 종류에 더 큰 영향을 받는다는 것을 알 수 있다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 SOC-UWB-IR 시스템을 페이딩이 존재하는 환경에 적용시키기 위하여 ISOC-UWB-IR 시스템을 설계하고, 그 성능을 분석하였다. ISOC-UWB-IR 시스템은 UWB-IR 시스템에 비해 주파수 대역 자원의 손실 없이 전력 효율을 얻을 수 있으며, 페이딩 현상에 강한 내성을 가진다. ISOC-UWB-IR 시스템은 PI, PSGI, PGI의 세 가지 인터리빙 방식가

운데 하나를 사용하도록 설계되며, 인터리빙 기법에 따라 성능이 달라진다. 수신기에서 완전한 CSI를 사용할 수 있다고 가정하면, PI를 사용할 때, 가장 뛰어난 성능을 얻을 수 있다. 그러나 PI를 사용하기 위해서는 PGI나 PSGI에 비해 더 큰 메모리를 사용해야 한다는 단점이 있다. 그러므로 ISOC-UWB-IR 시스템을 사용할 때에는 성능과 복잡도를 고려하여 적당한 인터리빙 방식을 선택해야 한다. 또한 본 논문에서 설계된 ISOC-UWB-IR 시스템은 SOC-UWB-IR 시스템과 달리 부호율을 반드시  $1/N_s$ 로 고정하지 않아도 되기 때문에 시스템 설계의 유연성이 SOC-UWB-IR 시스템에 비하여 증가된다. ISOC-UWB-IR 시스템의 성능 분석 결과 이 시스템의 성능은 부호기의 구속장  $k$ 와 펄스 반복 길이  $N_s$ , 인터리빙 기법의 영향을 받는다는 것을 알 수 있었다. 이 중에서 성능에 가장 큰 영향을 미치는 것은 다이버시티의 크기를 결정하는 인터리빙 기법이다. 또한 본 논문에서 계산된 TUB는 BER이  $10^{-3}$  이하인 범위에서 모의실험 결과와 거의 일치하는 높은 정밀도를 가진다.

#### 참 고 문 헌

- [1] R. A. Scholtz, "Multiple access with time hopping impulse modulation", in *Proc. Military Commun. Conf.*, pp. 447-450, Oct. 1993.
- [2] F. Rairez-Mireles, "Performance of ultrawideband SSMA using time hopping and M-ary PPM", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 1186-1196, Jun. 2001.
- [3] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: how it works", *IEEE Commun. Letters*, vol. 2, pp. 36-38, Jan. 1998.
- [4] A. J. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications*, Addison-Wesley, 1995.
- [5] A. R. Forouzan, M. Nasiri-Kenari, and H. A. Salehi, "Low-rate convolutionally encoded time-hopping spread spectrum multiple access systems", in *Proc. IEEE PIMRC 2000*, vol. 2, pp. 1555-1558, Sep. 2000.
- [6] A. J. Viterbi, J. K. Omura, *Principles of Digital Communication and Coding*, McGraw-Hill, 1979.

[7] M. K. Simon, M. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to*

*Performance Analysis*, Wiley & Sons, 2000.

김 창 중



2000년 2월: 홍익대학교 전자전기  
공학부 (공학사)  
2002년 2월: 홍익대학교 전파공학  
과 (공학석사)  
2002년 3월~현재: 홍익대학교 전  
파통신공학과 박사과정  
[주 관심분야] 전자공학, 통신공학,  
부호화 변조 기법

부호화 변조 기법

이 호 경



1981년 2월: 서울대학교 전자공학  
과 (공학사)  
1987년 2월: Northrop Univ. 전자공  
학과 (공학석사)  
1994년 6월: USC 전자공학과 (공학  
박사)  
1994년 8월~현재: 홍익대학교 전

자전기공학부 부교수  
[주 관심분야] 채널 코딩, TCM, Turbo TCM, 이동통신, 위  
성통신