

초광대역 임펄스 라디오를 위한 시간중첩격자를 이용한 블록부호변조방식

민 승 욱*

Block Coded Modulation Using Time Overlapped Template for UWB Impulse Radio

Seungwook Min*

요 약

비동기 전송방식인 블록부호 변조방식은 동기식 레이크 수신기에 비하여 하드웨어 복잡도가 낮고 우수한 성능을 나타내어 주목을 받아왔다. 블록부호 변조방식은 일반적으로 하나의 심볼을 구성하는 여러 개의 펄스에 직교 부호를 곱하여 심볼간의 직교성을 이용하여 성능을 개선하는 방식이다. 따라서, 블록은 심볼 내의 펄스의 수를 의미하는 블록 크기와 펄스가 차지하는 시간을 의미하는 프레임 시간으로 구성된다. 프레임 시간의 결정은 전송속도와 간섭에 의한 성능 저하 사이에서 결정되는 설계 요소이다. 즉, 프레임 시간이 크면 간섭이 적어서 비트오율 등의 성능은 개선되나 심볼 시간이 증가하여 전송속도를 저하시킨다. 반대로 프레임 시간이 작아지면 전송속도는 증가하나 펄스 간의 간섭이 커져서 비트오율이 증가한다. 기존의 블록부호 변조방식은 하나의 심볼 내에서 같은 크기의 프레임 시간을 점유하나, 제안하는 방식은 TR 기반의 블록부호 변조방식에서 기준 신호의 시간 중첩으로 생성된 격자 신호를 이용하여 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다. LI 모델을 이용한 분석을 통하여 기존 방식과 제안하는 방식의 성능을 비교하고, 모의실험을 통하여 성능 향상을 확인할 수 있다.

Key Words : UWB (ultrawide band), interframe interference (IFI), inter-symbol interference (ISI), Block Code Modulation (BCM), Correlator

ABSTRACT

Noncoherent receivers are favored for block-code-modulated (BCM) ultrawideband impulse radio (UWB-IR) systems because of the relatively high performance and their low implementation complexity compared with coherent rake receivers. In the block coded modulation methods, the performance enhancement is obtained by using the orthogonality of codes to be multiplied to the pulses in a symbol. Therefore, a block is represented by the number of frame in a symbol and the frame time that is the time distance between pulses. As the frame/symbol duration is shortened to boost data rate, interframe interference (IFI) or intersymbol interference (ISI) occurs and degrades the detection performance of BCM. In this paper, we propose the time-overlapped template as a block-coded correlator. Proposed method results in the better performance compared to the conventional method, which is validated through the simulation and the analysis.

* First Author : (ORCID:0000-0003-3080-7510)Sangmyung University, swmin@smu.ac.kr, 정회원
논문번호 : 201806-A-124-RE, Received April 19 22, 2018; Revised August 6, 2018; Accepted August 7, 2018

I. 서 론

UWB-IR (Ultrawideband Impulse Radio) 채널의 다중 경로 페이딩에 대한 채널 추정이나 채널 동기 등의 복잡한 하드웨어와 비용이 요구되는 동기식 레이 크 수신기 (Coherent rake receiver)에 비하여, 구현 관점에서 장점을 가진 비동기(Noncoherent) 방식이 주목 받아왔다^[1-3].

대표적인 비동기 시스템으로는 기준 신호를 먼저 전송한 후, 시간 지연 후에 정보 신호를 전송하는 TR (Transmitted Reference) 방식이 있고, 전송 효율을 증가시킨 차등 (Differential) TR, 기준 신호의 노이즈의 영향을 감소시키는 평균 (Averaged) TR 등의 방식이 제안되어 성능 향상을 이루었다^[4-6]. TR 방식 보다 전송효율이 뛰어난 블록 부호를 이용하는 BCM (Block Coded Modulation) 신호를 송신하는 경우, CMSA (Code Matching and Signal Aggregation) 기법이 제안되어 뛰어난 성능을 보여 주었다^[7,8]. 또한, TR 기반의 BCM의 성능이 CMSA 이상으로 우수한 성능을 나타내고 있다^[9].

본 논문에서는 TR 기반의 BCM의 성능을 향상시키기 위한 방법을 제안한다. 블록 부호를 생성할 때, 블록 내에서 펄스의 간격이 일정한 기준 방식과는 달리 펄스 간격을 조정하여 성능을 향상시키는 방법이다. TR 기반의 BCM에서 기준 신호가 되는 첫 번째 펄스의 간격은 크게 하고, 나머지는 작게 하는 방법으로 송신할 때, 간격이 작아진 부분에서 성능 저하가 발생하지 않기 때문에 결과적으로 전송속도를 증가시킬 수 있는 방식이다.

II. 본 론

2.1 시스템 모델

2.1.1 표시법 정리

표 1. 중요 변수 정리
Table 1. List of Key Variables

Notation	Definition
T_s	symbol time duration
T_w	pulse time duration
T_f	frame time duration
T_o	unit time slot duration
\mathbf{b}_i	binary orthogonal block code for i th symbol

Notation	Definition
$b_{i,j}$	code for j th frame in i th symbol
N_f	the number of frames in a symbol duration
N	the number of time slots in a frame
N_A	the number of the averaged signals to get a reference signal
$h(t)$	channel model
$n(t)$	noise with zero mean and the spectral density $N_o/2$
$g(t)$	received signal of a pulse
$g_i(t)$	received signal in i th time slot
E_p	transmitted energy for a pulse
ϵ_i	energy of received signal $g_i(t)$ in i th time slot
ϵ_g	energy of received signal $g(t)$
W	filter bandwidth of the receiver
$w(t)$	energy normalized gaussian mono pulse waveform of duration T_w

2.1.2 신호 모델

Fig. 1 (a)는 기존의 블록부호 변조방식의 송신신호의 예를 나타낸다. T_f 는 프레임 시간을 표시하고, T_s 는 심볼 시간을 나타낸다. 블록 크기 $N_f=4$ 이고, 2개의 심볼을 표시하였다. 이때, 심볼의 마지막 펄스는 채널의 최대 지연인 τ_{max} 만큼 유지하여 심볼간 간섭 (ISI: Inter Symbol Interference)이 발생하지 않도록 구성한다. 일반적으로 블록을 구성하는 프레임 시간 T_f 는 Fig.1 (a) 처럼 일정하나, 본 논문에서는 Fig.1 (b) 와 같이 프레임의 길이를 변화하여 성능을 향상시

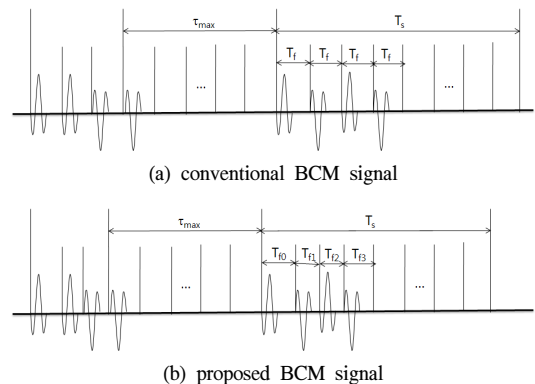


그림 1. 블록크기 $N_f=4$ 인 경우의 BCM 신호
Fig. 1. Illustration of BCM Signals in case of Block Length $N_f=4$

키는 방법을 제안한다.

블록 크기 N_f 으로 구성된 BCM 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다^[8].

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} b_{i,j} w(t - iT_s - T_f^*) \quad (1)$$

$$\text{이때, } T_f^* = \begin{cases} jT_f & \text{for conventional case} \\ \sum_{l=0}^j T_{f_l} & \text{for proposed case} \end{cases}$$

식 (1)에서 사용된 기호들은 Table 1에 정리되어있다. 블록 크기가 N_f 인 코드워드는 $K = \log_2 N_f$ 개의 정보비트를 전송한다.

2.1.3 채널 모델

무선 채널 모델은 UWB 시스템에서 일반적으로 사용되는 IEEE 802.15.3a에서 제안된 모델을 사용한다. 무선 채널에 대한 다중 경로 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다^[10].

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) \quad (2)$$

이때, 채널이득계수 α_l 과 경로지연계수 τ_l 을 나타내고, L 은 다중경로의 수이다. 경로지연계수 차이 $\tau_{l,0} \equiv \tau_l - \tau_0$ 로 정의하고, $\tau_{l,0} < \tau_{l+1,0}$ 이 성립한다.

2.1.4 제안하는 시스템

송신 BCM 신호는 Fig. 1과 같이 전송되고, 무선 채널을 거쳐서 수신된다. 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{j=0}^{N_f-1} b_{i,j} g(t - iT_s - T_f^*) + n(t) \quad (3)$$

이때, $g(t) = w(t) * h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l w(t - \tau_{l,0})$ 는 $w(t)$ 와 $h(t)$ 의 컨볼루션이다. $n(t)$ 는 전력밀도가 $N_0/2$ 인 백색 가우시언 잡음을 나타낸다.

BCM 신호를 복조하기 위한 수신기 구조는 Fig. 2와 같이 구성된다. 수신 신호에 각각의 격자신호(Template)를 곱한 후, 상관기(Correlator)를 통하여 생성된 결과 값 중에서 가장 큰 값을 갖는 격자에 해

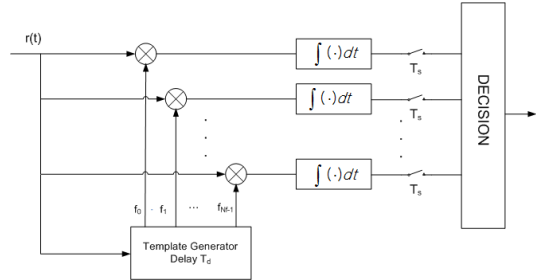


그림 2. 제안하는 BCM 수신기의 구조
Fig. 2. Schematic Structure for Proposed BCM Receiver

당하는 블록 부호를 검출하는 구조이다. 이때, 격자신호를 생성하기 위해서는 먼저, 기준신호(Reference signal)를 심볼의 첫 번째 수신 펄스로부터 구한다. 잡음의 영향을 줄이기 위하여 여러 개의 기준신호로부터 평균을 취하여 사용할 수도 있다. 이를 식으로 표현하면 식 (4)와 같다.

$$g_r(t) = \begin{cases} \frac{1}{N_A} \sum_{i=0}^{N_A-1} r(t - iT_s), & 0 \leq t \leq T_f \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

기준신호를 구한 후 윌쉬-하다마드 부호와 같은 직교 부호를 곱하여 격자신호를 생성한다. Fig. 3은 블록 부호 격자 신호 발생기의 구조를 나타낸다. 식 (4)에 의해 얻어진 기준 격자신호로부터 식 (5)와 같이 코드와 지연소자를 적용하여 블록 부호화 격자신호를 발생시킨다. $b_{i,j} \in \{-1, 1\}$ 이기 때문에 기준 격자신호

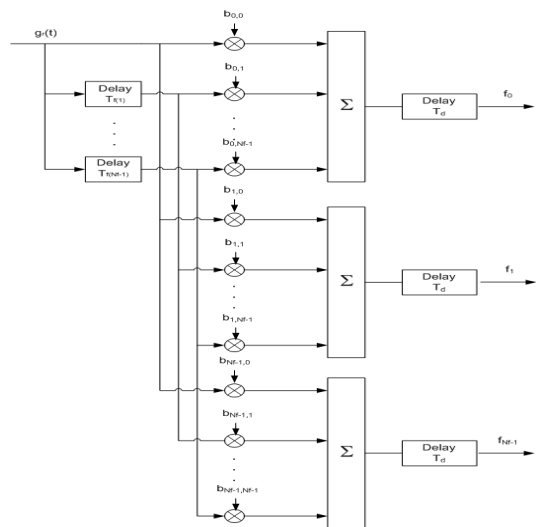


그림 3. 블록 부호화 격자 생성기 구조
Fig. 3. Generator Structure of Block Coded Template

는 위상 천이기 (Phase Shifter)와 시간 지연 소자 (Delay Component)를 사용하여 Fig. 3과 같이 구현할 수 있다.

$$f_m(t) = \sum_{j=0}^{N_f-1} b_j^{(m)} g_r(t-jT_f) \quad (5)$$

N_f 개의 블록 부호화 격자신호는 Fig. 2와 같이 수신신호와 상관기를 거쳐서 얻어진 값 중에서 가장 큰 값으로 수신 코드를 추정한다.

2.2 LI 모델을 이용한 선택기준 분석

IFI의 영향을 분석하기 위하여 참고문헌 [8]에서 사용된 LI (Layered Interference) 모델을 사용한다. 수신신호에서 간섭의 영향을 나타내기 위하여 수신신호 $r(t)$ 는 Fig. 4에서 표시된 것과 같은 부분 채널 응답 $g_i(t)$ 으로 표시할 수 있다. 인접한 프레임의 간섭의 효과를 분석하기 위하여 $g(t)$ 를 단위 시간 T_o 로 구분하여 표시한다. 프레임 시간은 T_o 의 정수 배로 선정하는데, 프레임 시간의 증가에 따른 성능을 분석하기 위함이다. 채널 응답을 이용하여 수신 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_f-1} b_{i,k} \sum_{p=0}^P g_p(t-iT_s-(k+p)T_f) + n(t) \quad (6)$$

이때, $g(t) = \sum_{p=0}^P g_p(t-pT_f)$ 는 프레임 길이로 겹치지 않게, $g_p(t) = g(t+pT_f)G_{t \in [0, T_f]}$ 로 구성된다. 게이트 함수 $G(t)$ 는 다음과 같다.

$$G_{t \in [t_1, t_2]} = \begin{cases} 1 & t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (7)$$

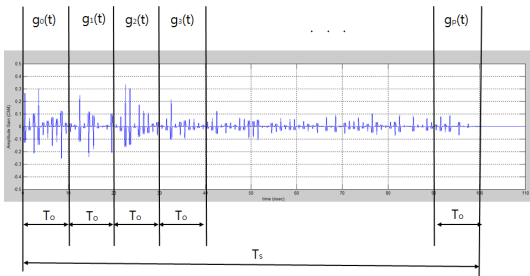


그림 4. LI 모델의 채널응답 $g_i(t)$
Fig. 4. Channel Response Partition with $g_i(t)$ in LI model

프레임 길이 수신신호를 기반으로 i 번째 심볼길이 수신신호는 Fig. 5로부터 도식적으로 확인할 수 있다. i 번째 심볼 길이 수신신호를 벡터로 표시하면 식 (8)과 같다.

$$\mathbf{r}_i(t) = \sum_{p=0}^{N_f-1} \tilde{\mathbf{b}}_{i,p}^T g_p(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (8)$$

이때, $\mathbf{r}_i(t) = [r_{i,0} \ r_{i,1} \ \dots \ r_{i,N_f-1}]^T$ 이고, $r_{i,j}$ 는 i 번째 심볼의 j 번째 프레임의 수신신호이다. $\mathbf{b}_i = [b_{i,0} \ b_{i,1} \ \dots \ b_{i,N_f-1}]$ 는 정보비트 벡터이고, 각 원소 $b_{i,j}$ 는 i 번째 심볼의 j 번째 프레임의 정보 비트이다. 또한 $\tilde{\mathbf{b}}_{i,p} = [0, \dots, 0, b_{i,0}, \dots, b_{i,N_f-1-p}]$ 는 \mathbf{b}_i 의 p -프레임 천이 (p-frame shifted version) 벡터이다. 노이즈도 벡터 $\mathbf{n}_i(t) = [n_{i,0}(t), \dots, n_{i,N_f-1}(t)]^T$ 로 표현할 수 있다. Fig. 5는 편의상 노이즈를 제외하고 정보비트를 나타내는 계수와 채널 응답 $g_i(t)$ 를 이용하여 한 개의 심볼을 나타낸 것이다. 첫 번째 프레임에는 간섭이 없이 신호만 존재하고, 두 번째 프레임에서는 $b_{i,1}g_0(t)$ 는 신호이고, $b_{i,0}g_1(t)$ 은 간섭이 되어 시스템의 성능이 저하될 수 있다. 블록 부호 전송방식에서 식 (5)를 이용하여 수신 격자 신호를 Fig. 6와 같이 생성할 수 있다.

Fig. 6(a)에서 $b_k^{(m)}$ 은 m 번째 코드의 k 번째 계수이고, 기준 신호 $g_r(t)$ 는 $g_0(t)$ 이므로 격자신호는 다음과 같이 표현된다.

$$f_m(t) = \sum_{k=0}^{N_f-1} b_k^{(m)} (g_0(t-kT_f) + n_{i,0}) \quad (9)$$

i 번째 심볼을 복호하기 위해서 식 (9)의 격자 신호를 이용하여 선택 기준 (Decision Metric)을 수식으로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

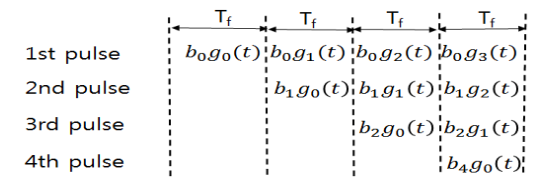


그림 5. $T_f = T_o$, $N_f=4$ 인 경우 채널 응답 함수 $g_i(t)$ 를 이용한 수신 신호의 표시
Fig. 5. Illustration of Received Signal using the channel response function $g_i(t)$ in case of $T_f = T_o$ and $N_f=4$

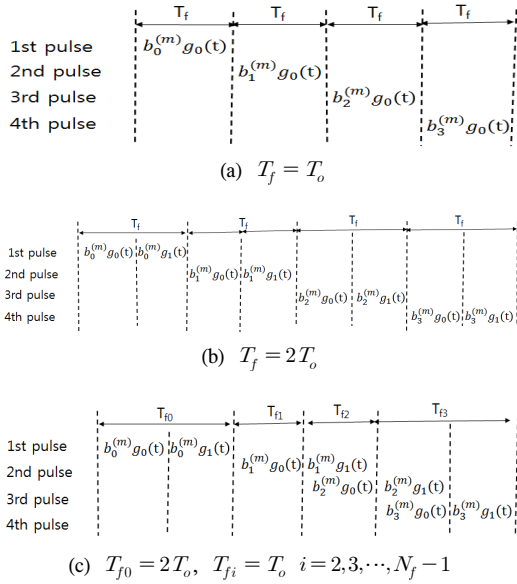


그림 6. 채널 응답 함수 $g_i(t)$ 를 이용한 격자신호의 예
 Fig. 6. Illustration of Template using the channel response function $g_i(t)$

$$\hat{b}_i = \arg_m \max |A[r_i(t)|b^{(m)}]| \quad (10)$$

$$A[r_i(t)|b^{(m)}] = \int_0^{T_f} f_m(t)r_i(t)dt \quad (11)$$

$$= \sum_{k=0}^{N_f-1} \int_0^{T_f} b_k^{(m)}g_0(t)r_{i,k}(t)dt$$

이때, 성능을 분석하기 위하여 선택 기준 식 (11)을 각각 신호항 $S_i^{(m)}$, 간섭항 $I_i^{(m)}$, 간섭잡음항 $\xi_{i,1}^{(m)}$ 과 잡음항 $\xi_{i,2}^{(m)}$ 으로 다음과 같은 표현할 수 있다.

$$A[r_i(t)|b^{(m)}] = S_i^{(m)} + I_i^{(m)} + \xi_{i,1}^{(m)} + \xi_{i,2}^{(m)} \quad (12)$$

2.2.1 신호항과 간섭항

성능 분석의 비교를 위하여 세 가지 경우에 대하여, (1) 프레임 시간이 균일한 $T_f = T_o$ 와 (2) $T_f = NT_o$ 비교는 프레임 시간이 증가할 때의 성능 비교를 위한 것이고, (3) 제안하는 방식은 프레임 시간이 첫 번째 프레임은 크고 ($T_{f0} = NT_o$), 나머지 프레임 시간은 작은 ($T_{fi} = T_o, i = 1, 2, \dots, N_f - 1$) 경우이다. 따라서, 각 경우의 식 (12)의 각 항은 다음과 같이 구할 수 있다.

신호항은 수신신호의 신호항과 격자신호의 곱으로 다음과 같이 구할 수 있다.

(1) $T_f = T_o$ 일 때,

$$S_i^{(m)} = b_0^{(m)}b_0 \int_0^{T_o} g_0^2(t)dt + \dots$$

$$+ b_{N_f-1}^{(m)}b_{N_f-1} \int_0^{T_o} g_0^2(t)dt \quad (13)$$

$$= \mathbf{b}^{(m)}(\mathbf{b})^T \int_0^{T_o} g_0^2(t)dt$$

마찬가지 방법으로, 수신신호의 간섭항과 격자신호의 곱으로 간섭항은 다음과 같다.

$$I_i^{(m)} = \sum_{k=1}^{N_f-1} b_k^{(m)} \sum_{l=0}^{k-1} b_l \int_0^{T_f} g_0(t)g_{k-l}(t)dt \quad (14)$$

(2) $T_f = NT_o$ (Fig. 6(b))일 때, (1)에서 구한 방식으로

$$S_i^{(m)} = \mathbf{b}^{(m)}(\mathbf{b})^T \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} g_n^2(t)dt \quad (15)$$

$$I_i^{(m)} = \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=0}^{N-1-k} b_k^{(m)} \left\{ b_l \left(\int_0^{T_o} g_n(t)g_{N(k-l)+n}(t)dt \right) \right\} \quad (16)$$

(3) 제안하는 방식 (Overlapped Template, Fig. 6(c)) 일 때,

$$S_i^{(m)} = \mathbf{b}^{(m)}(\mathbf{b})^T \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} g_n^2(t)dt \quad (17)$$

$$I_i^{(m)} = \sum_{k=1}^{N_f-1} \sum_{l=0}^{k-1} \sum_{n=0}^{N-1-k-l} b_k^{(m)} b_l \int_0^{T_o} g_n(t)g^*(t)dt \quad (18)$$

이때, $g^*(t) = \begin{cases} g_n(t) & l=0, k=0 \\ g_{(k-l)+(N-1)+n}(t) & l=0, k \neq 0 \\ g_{(k-l)+n}(t) & otherwise \end{cases} \quad (19)$

$N=1$ 일 때 식(15)와 (17)은 식 (13)과 동일하고, 식 (16)과 (18)은 식 (14)와 동일한 것을 확인할 수 있다.

위의 식은 신호항과 간섭항을 채널 응답 $g(t)$ 의 함수로 나타내었다. 채널 응답은 채널 상태에 따라 가변적이므로 채널 응답에 대한 평균을 구하는 것이 필요하며, 참고문헌 [11]로부터 다음과 같은 식을 이용한다.

$$E_n \left[\int_{\Omega} g(t)g(t-\Delta)dt \right] \approx \phi_w(\Delta) \int_{\Omega} \psi_h(t)dt \quad (20)$$

이때, $\phi_w(\Delta) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t)w(t+\Delta)dt$ 는 송신 파형 $w(t)$ 의 자기 상관 함수 (autocorrelation function) 이고, $\psi_h(t)$ 는 채널의 평균전력 지연 프로파일 (average power delay profile) 이고, Ω 는 적분 구간이다. $\Delta > T_w$ 인 구간에서는 $\phi_w(\Delta) = 0$ 이기 때문에 아래의 식이 성립한다.

$$E_h \left[\int_0^{T_o} g_i(t)g_j(t)dt \right] \approx \begin{cases} \epsilon_i & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (21)$$

식 (21)을 이용하여 신호항과 간섭항에 대한 채널 평균을 계산할 수 있다.

i) $T_f = T_o$:

$$\bar{S}_i^{(m)} = E_h [S_i^{(m)}] = N_f \epsilon_0 \quad (22)$$

ii) $T_f = NT_o$:

$$\bar{S}_i^{(m)} = E_h [S_i^{(m)}] = N_f \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n \quad (23)$$

iii) 제안하는 방식:

$$\bar{S}_i^{(m)} = E_h [S_i^{(m)}] = N_f \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n \quad (24)$$

식 (21)로부터 모든 경우에 간섭항은 $E_h [I_i^{(m)}] \approx 0$ 이다.

2.2.2 잡음항

선택 기준 식 (12)에서 잡음 관련 항은 2 가지 경우로 고려할 수 있다. 첫째, 간섭 혹은 신호와 잡음의 곱 $\xi_{i,1}$ 과 둘째, 잡음과 잡음의 곱인 $\xi_{i,2}$ 를 고려한다. $\xi_{i,1}$ 은 격자신호의 신호 성분과 수신신호의 잡음의 곱과 격자신호의 잡음과 수신신호의 신호 혹은 간섭 성분의 곱으로 나타낼 수 있다. 각 잡음항 성분의 분산을 구하면 다음과 같다. 상세한 식의 유도는 부록 A에서 확인 할 수 있다.

(1) $T_f = T_o$ 인 경우

$$Var_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} = (N_o/2) \left((N_f + 1) \epsilon_0 + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) \quad (25)$$

$$Var_n \{ \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} \} = N_o^2 N_f^2 T_o W \quad (26)$$

(2) $T_f = NT_o$ 인 경우

$$Var_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} = (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} \left((N_f + 1) \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_{kN+n} \right) \quad (27)$$

$$Var_n \{ \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} \} = N_o^2 N_f^2 (NT_o) W \quad (28)$$

(3) 제안하는 방식

$$Var_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} \leq (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f - 1) \epsilon_n + \min(N, N_f) \sum_{k=0}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \epsilon_k \quad (29)$$

$$Var_n \{ \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} \} = N_o^2 N_f^2 (NT_o) W \quad (30)$$

2.3 NI 모델을 이용한 SNR 분석

송신 부호 $b^{(m)}$ 을 송신하였을 때, 수신 부호 $b^{(m')}$ 으로 복호되는 경우의 확률을 구하는 것으로 비트 오류율을 구할 수 있다.

$$P(b^{(m)} \rightarrow b^{(m')}) = P(A[r_i(t)|b^{(m)}] < A[r_i(t)|b^{(m')}]) = P(\Delta(b^{(m)}, b^{(m')}) < 0) \quad (31)$$

$$\Delta(b^{(m)}, b^{(m')}) \equiv A[r_i(t)|b^{(m)}] - A[r_i(t)|b^{(m')}] \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \bar{X}_i &\equiv \Delta(b^{(m)}, b^{(m')}) \\ &= \bar{S}_i^{(m)} - \bar{S}_i^{(m')} + \bar{I}_i^{(m)} - \bar{I}_i^{(m')} \\ &\quad + \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} - \bar{\xi}_{i,1}^{(m')} + \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} - \bar{\xi}_{i,2}^{(m')} \\ &= \bar{X}_{i,S} + \bar{X}_{i,\xi} \end{aligned} \quad (33)$$

식 (32)에서 $\bar{X}_{i,S}$ 은 잡음과 상관없는 신호 부분이 다. \bar{X}_i 의 평균과 분산은 각각 다음과 같이 구할 수 있다. 식을 간단하게하기 위하여 변수 $\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}$, $\bar{\xi}_{i,1}^{(m')}$ 과 $\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} - \bar{\xi}_{i,2}^{(m')}$ 는 근사적으로 상관관계가 없다고 간주할 수 있다. 따라서, 각각의 평균과 분산은 다음과 같이 표현된다.

$$E_n \{ \bar{X}_i \} = \bar{X}_{i,S} + E_n \{ \bar{X}_{i,\xi} \} \quad (34)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}_n\{\bar{X}_i\} &= \text{Var}_n\{\bar{X}_{i,\xi}\} \\ &= \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} + \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m')}\} \\ &\quad + \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} - \bar{\xi}_{i,2}^{(m')}\} \end{aligned} \quad (35)$$

위 식으로부터 SNR를 계산할 수 있다.

$$\gamma_i = \frac{\{E_n[\bar{X}_i]\}^2}{\text{Var}_n\{\bar{X}_i\}} \quad (36)$$

식 (36)으로부터 비트 오류율은 $P_b = Q(\sqrt{\gamma_i})$ 로부터 구할 수 있다. 이때, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$ 이다.

1) $T_f = T_o$:

$$\gamma_i = \frac{(N_f \epsilon_0)^2}{N_o \left(\epsilon_0 (N_f + 1) + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) + 2N_o^2 N_f^2 T_o W} \quad (37)$$

2) $T_f = NT_o$:

$$\gamma_i = \frac{\left(N_f \sum_{k=0}^{N-1} \epsilon_k \right)^2}{N_o \left((N_f + 1) \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) + 2N_o^2 N_f^2 NT_o W} \quad (38)$$

N_f 와 N 이 증가하여 $\sum_{k=0}^{N-1} \epsilon_k \approx \epsilon_g$, $\sum_{k=0}^{N_f-1} \epsilon_k \approx \epsilon_g$ 이고, $k \neq 0$ 일 때 $\epsilon_{kN+n} \approx 0$ 이면, 식 (32)는 다음과 같이 단순화된다.

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} \approx (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (2N_f + 1) \epsilon_n \quad (39)$$

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \frac{(N_f \epsilon_g)^2}{N_o(2N_f + 1) \epsilon_g + 2N_o^2 N_f^2 NT_o W} \\ &\approx \left(\frac{2N_o}{KE_b} + \frac{2N_o^2 N_f^2 T_o W}{K^2 E_b^2} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (40)$$

이때, $E_b = N_f \epsilon_g / K$, $K = \log_2 N_f$ 이고 $T_f = NT_o$ 이다. 식 (40)의 결과는 참고문헌 [7]의 결과와 일치한다.

3) 제안하는 방식

$$\gamma_i \geq \frac{\left(N_f \sum_{k=0}^{N-1} \epsilon_k \right)^2}{N_o \left(\sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 1) \epsilon_n + \min(N_f, N) \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) + 2N_o^2 N_f^2 NT_o W} \quad (41)$$

이때, $N_f^* = N_f + N - 1$ 이다.

제안하는 방식과 $T_f = NT_o$ 인 경우의 성능을 SNR 측면에서 비교하기 위하여 식 (38)과 (41)으로부터 $\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} + \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m')}\}$ 항만 다르고 나머지는 동일하다. $\epsilon_0 > \epsilon_1 > \epsilon_2 > \dots$ 이고, $\epsilon_n \approx 0$ for $n \gg 1$ 을 고려하면, 이 차이는 모의실험을 통하여 유사한 비트 오류 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다.

III. 모의실험

3.1 모의실험 환경

모의실험에 사용된 펄스파형은 참고문헌 [12]에서 사용된 펄스 파형 (Gaussian doublet)을 이용하였다. 펄스 파형의 폭은 $T_w = 0.5$ nsec로 하기 위하여 식 (42)에서 $t = 0.25$ nsec로 사용하였다.

$$w(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t}{\tau} \right)^2} \quad (42)$$

채널 모델은 IEEE 802.15.3a 표준에서 권고한 채널 모델 중에서 일반적으로 성능이 가장 좋은 LOS (Line-Of-Sight) 환경을 나타내는 채널 모델 CM1과 NLOS (Non Line-Of-Sight) 환경 중에서 가장 열악한 환경인 채널 모델 CM4를 사용하였다.

모의실험에서 채널모델의 최대 지연 확산 (Delay Spread) 은 100 nsec 로 한정하였다. 성능평가는 블록의 크기 N_f , 펄스간의 중첩을 결정하는 프레임 시간 간격 T_f 등에 대하여 기존의 방식과 제안된 방식간의 비트오율을 비교하여 성능 평가를 수행하였다.

3.2 모의실험 결과분석

Fig. 7은 채널모델 CM4 환경에서, 기존의 균일한 T_f 방식에서 T_f 가 20 nsec ('□')에서 40 nsec ('▷')로 증가할 때, 비트오율이 개선되는 것을 보여준다. 앞의 분석에서 $T_o = 20$ nsec, $N = 2$ 로 증가시킨 경우이며, 신호항의 증가가 간섭항이나 잡음항의 증가보다 커서 성능이 향상되는 경우이다. 제안하는 방식은

첫 번째 프레임 시간 $T_{f0} = 40\text{nsec}$, 나머지 프레임은 20 nsec ('◇')와 5 nsec ('○') 경우를 나타낸다. 제안하는 방식은 첫 번째 프레임의 길이가 성능을 결정하며 중첩된 격자신호의 사용이 전체 성능을 향상시키는 것을 나타낸다. 첫 번째 프레임의 크기는 크게하고, 나머지 프레임의 길이를 줄이면, 전체 심볼의 길이가 작아져서 전송속도를 개선할 수 있음을 보여준다. 기존 방식과 제안 방식의 비교를 위하여, 심볼시간이 기존의 방식 $T_s = (N_f - 1)T_f + \tau_{\max}$ 과 제안하는 방식 $T_s = T_{f0} + (N_f - 2)T_{f1} + \tau_{\max}$ 로부터 $T_f = 40\text{ nsec}$ 인 경우는 $T_s = 220\text{ nsec}$, 제안하는 방식의 $T_{f0} = 40\text{nsec}$ 이고, $T_{f1} = 20\text{ nsec}$ 의 경우는 $T_s = 180$

nsec 이다. 심볼당 2 비트를 전송하므로 전송 속도는 각각 9.1 Mbps, 11.1 Mbps가 되어 제안하는 방식이 우수한 전송속도를 가지는 것은 확인할 수 있다.

Fig. 8은 채널모델 CM1에서의 모의실험 결과를 보여준다. CM1은 채널상태가 CM4 보다 양호하므로 프레임 시간 T_f 의 크기가 작아진다. 기존 방식의 프레임 시간이 각각 20 nsec ('▷')와 10 nsec ('□')와 제안하는 방식의 $T_{f0} = 20\text{ nsec}$ 이고, $T_{f1} = 10\text{ nsec}$ 인 경우와 $T_{f0} = 20\text{nsec}$ 이고, $T_{f1} = 5\text{ nsec}$ 인 경우를 나타낸다. CM4에서와 마찬가지로 제안하는 방식은 첫 번째 프레임 시간의 길이가 성능을 결정하는 것을 보여준다.

IV. 결 론

기존의 블록 부호화 방식에서 비트오율과 같은 성능에 영향을 주는 프레임간의 간섭을 결정하는 프레임 시간은 전송속도와 비트오율 사이의 설계 요소이다. 프레임 시간을 길게하면 간섭을 줄어드는 반면, 전송속도가 감소한다. 제안하는 방식은 모든 프레임의 시간을 늘리는 대신에 첫 번째 프레임의 시간을 늘려서, 모든 프레임의 시간을 늘린 것과 유사한 성능을 가지는 방법을 제안한다. LI 모델을 이용한 분석을 통하여 제안하는 방식이 첫 번째 프레임 시간을 길게 하고 나머지 프레임은 짧게 보내도 첫 번째 프레임으로 생성된 격자신호의 중첩을 이용하여 모든 프레임을 길게 보내는 것과 유사한 성능 향상이 이루어지는 것을 보였다. 모의실험 결과는 채널 모델 CM1 과 CM4 에서 제안하는 방식이 기존 방식보다 우수한 성능을 보여주었다.

부록 A 잡음항 계산

선택 기준 식 (12)에서 잡음 관련 항은 2 가지 경우로 고려할 수 있다. 첫째, 간섭 혹은 신호와 잡음의 곱 $\xi_{i,1}$ 과 둘째, 잡음과 잡음의 곱인 $\xi_{i,2}$ 를 고려한다. $\xi_{i,1}$ 은 격자신호의 신호 성분과 수신신호의 잡음의 곱과 격자신호의 잡음과 수신신호의 신호 혹은 간섭 성분의 곱으로 나타낼 수 있다.

- (1) $T_f = T_o$ 인 경우

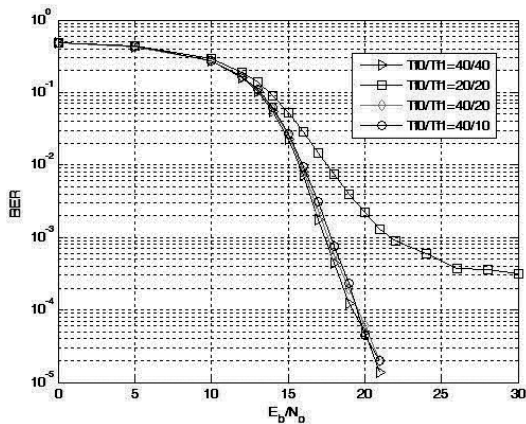


그림 7. 채널모델 CM4에서 $N_f=4$ 일 때, T_f 에 대한 성능 비교
Fig. 7. Performance comparison for frame time T_f in case of $N_f=4$ under channel model CM4

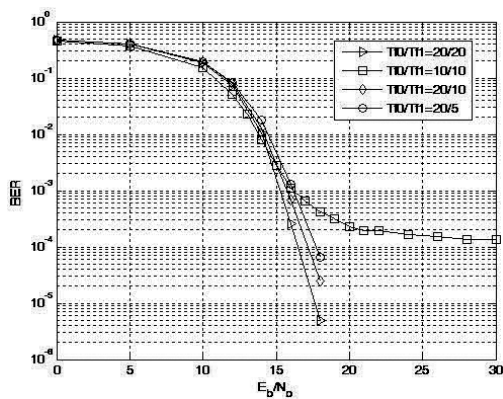


그림 8. 채널모델 CM1에서 $N_f=4$ 일 때, T_f 에 대한 성능 비교
Fig. 8. Performance comparison for frame time T_f in case of $N_f=4$ under channel model CM1

$$\xi_{i,1}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \left\{ \int_0^{T_o} b_k^{(m)} g_0(t) \times n_{i,k}(t) dt + \sum_{l=0}^k \int_0^{T_o} b_{k-l} g_l(t) \times n_{i,0}(t) dt \right\} \quad (\text{A-1})$$

채널 평균 $\bar{\xi}_{i,1}^{(m)} = E_h\{\xi_{i,1}^{(m)}\}$ 과 잡음항은 잡음에 대한 평균 $E_n[\cdot]$ 도 구할 수 있다.]

$$E_n\{n_{i,k}(t)\} = 0 \text{ 이므로 } E_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = 0$$

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = E_n\{E_h\{\xi_{i,1}^{(m)}\} \times E_h\{\xi_{i,1}^{(m)}\}\} \quad (\text{A-2})$$

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = (N_o/2) \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} \left((b_k^{(m)})^2 \epsilon_0 + \sum_{l=0}^k (b_{k-l})^2 \epsilon_l \right) + (N_o/2) b_0^{(m)} b_0 \epsilon_0 \right)$$

$$= (N_o/2) \left((N_f + 1) \epsilon_0 + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) \quad (\text{A-3})$$

$$\xi_{i,2}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \int_0^{T_o} n_{i,0}(t) \times n_{i,k} dt \quad (\text{A-4})$$

$$\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} = E_n\{\xi_{i,2}^{(m)}\} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \int_0^{T_o} E\{n_{i,0}(t) \times n_{i,k}\} dt$$

$$\approx \int_0^{T_o} n_{i,0}^2(t) dt \quad (\text{A-5})$$

식 (A-5)는 $n_{i,0}$ 과 $n_{i,k}$ 은 $k \neq 0$ 일 때 상관관계가 없으므로 (uncorrelated) $E_h\{n_{i,0} n_{i,k}\} = 0$, for $k \neq 0$ 로부터 성립한다.

참고문헌 [8]로부터

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,2}^{(m)}\} = N_o^2 N_f^2 T_o W \quad (\text{A-6})$$

(2) $T_f = NT_o$ 인 경우

$$\xi_{i,1}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \int_0^{T_o} b_k^{(m)} g_n(t) \times n_{i,kN+n}(t) dt + \sum_{l=0}^k \int_0^{T_o} b_{k-l} g_{l(N+n)}(t) \times n_{i,n}(t) dt \right\} \quad (\text{A-7})$$

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} \left((b_k^{(m)})^2 \epsilon_n + \sum_{l=0}^{N_f-1-k} (b_l)^2 \epsilon_{kN+n} \right) + (N_o/2) b_0^{(m)} b_0 \epsilon_n \right)$$

$$= (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} \left((N_f + 1) \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_{kN+n} \right) \quad (\text{A-8})$$

$$\xi_{i,2}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} n_{i,n}(t) \times n_{i,kN+n} dt \quad (\text{A-9})$$

$$\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} = E_h\{\xi_{i,2}^{(m)}\} \approx \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} n_{i,n}^2(t) dt \quad (\text{A-10})$$

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,2}^{(m)}\} = N_o^2 N_f^2 (NT_o) W \quad (\text{A-11})$$

(3) 제안하는 방식

$$\xi_{i,1}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \int_0^{T_o} b_k^{(m)} g_n(t) \times n_{i,k^*}(t) dt + \sum_{l=0}^k \int_0^{T_o} b_{k-l} g_l^*(t) \times n_{i,n}(t) dt \right\} \quad (\text{A-12})$$

이때, $k^* = \begin{cases} n & k=0 \\ k+(N-1)+n & k \neq 0 \end{cases}$, $g^*(t)$ 는 식 (19)에 정의되어 있다.

i) $N = 1$ 이면

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} (b_k^{(m)})^2 + b_0^{(m)} b_0 \right) \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N_f-1} N \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right)$$

$$= (N_o/2) \left((N_f + 1) \epsilon_0 + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) \quad (\text{A-13})$$

ii) $2 \leq N \leq N_f$ 이면

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} (b_k^{(m)})^2 + b_0^{(m)} b_0 + (b_0)^2 \right) \epsilon_n + \sum_{k=1}^{N_f-1} k \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right)$$

$$+ \sum_{k=N}^{N_f-1} N \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right)$$

$$+ \sum_{k=N_f}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right) \quad (\text{A-14})$$

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 2) \epsilon_n + \sum_{k=1}^{N-1} k \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right) + \sum_{k=N}^{N-1} N \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right)$$

$$+ \sum_{k=N_f}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right)$$

$$\leq (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 2) \epsilon_n + \sum_{k=1}^{N-1} N \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right)$$

$$\leq (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 1) \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N-1} N \sum_{l=0}^k \epsilon_l$$

$$= (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 1) \epsilon_n + N \sum_{k=0}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \epsilon_k \quad (\text{A-15})$$

iii) $N > N_f \circlearrowleft$ 면

$$\begin{aligned} \text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} &= (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} (b_k^{(m)})^2 + b_0^{(m)} b_0 + (b_0)^2 \right) \epsilon_n \\ &+ \sum_{k=1}^{N_f-1} k \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right) \\ &+ \sum_{k=N_f}^{N-1} N_f \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right) \\ &+ \sum_{k=N}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \left(\sum_{l=0}^{k-1} (b_{k-l})^2 \epsilon_l + (b_0)^2 \epsilon_{(N-1)+k} \right) \end{aligned} \quad (\text{A-16})$$

$$\begin{aligned} \text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} &= (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 2) \epsilon_n \\ &+ \sum_{k=1}^{N_f-1} k \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right) + \sum_{k=N_f}^{N-1} N_f \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right) \\ &+ \sum_{k=N}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \left(\sum_{l=0}^{k-1} \epsilon_l + \epsilon_{(N-1)+k} \right) \\ &\leq (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 2) \epsilon_n + \sum_{k=1}^{N_f-1} N_f \sum_{l=0}^k \epsilon_l \\ &\leq (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 1) \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N_f+N-2} N_f \sum_{l=0}^k \epsilon_l \\ &= (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f + 1) \epsilon_n + N_f \sum_{k=0}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \epsilon_k \end{aligned} \quad (\text{A-17})$$

식 (A-15)과 (A-17)로부터

$$\begin{aligned} \text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} &\leq (N_o/2) \sum_{n=0}^{N-1} (N_f - 1) \epsilon_n \\ &+ \min(N, N_f) \sum_{k=0}^{N_f+N-2} (N_f + N - 1 - k) \epsilon_k \end{aligned} \quad (\text{A-18})$$

$$\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} = E_h \{ \xi_{i,2}^{(m)} \} \approx \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} n_{i,n}^2(t) dt \quad (\text{A-19})$$

$$\text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} \} = N_o^2 N_f^2 (N T_o) W \quad (\text{A-20})$$

References

[1] S. Nagaraj and F. Rassam, "Improved noncoherent UWB receiver for implantable biomedical devices" *IEEE Trans. Biomedical Eng.*, vol. 63, pp. 2220-2225, 2016.

[2] K. Witrals, et al., "Noncoherent ultra-wideband systems," *IEEE Sign. Process. Mag.*, pp. 48-66 Jul. 2009.

[3] Y. Jin, et al., "A reconfigurable digital receiver for transmitted reference pulse cluster UWB communications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*,

vol. 63, pp. 4734 - 4740, 2014

[4] R. Hoctor and H. Tomlinson, "Delay-hopped transmitted-reference RF communications," in *Proc. IEEE Conf. UWBST*, pp. 265-269, 2002.

[5] M. Ho, V. Somayazulu, J. Foerster, and S. Roy, "A differential detector for an ultrawideband communications system," in *Proc. IEEE VTC*, pp. 1896-1900, Spring 2002.

[6] J. Choi and W. Stark, "Performance of ultrawideband communications with suboptimal receivers in multipath channels," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 20, no. 9, pp. 1754-1766, Dec. 2002.

[7] D. Mu, et al., "Performance analysis of UWB noncoherent receiver with block-coded modulation scheme," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, no. 6, pp. 509-511, Jun. 2010.

[8] H. Gao, et al., "IFI and ISI premitigation for block-code-modulated noncoherent UWB impulse radio: A code optimization approach," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 61, no. 4, pp. 1635-1648, May 2012.

[9] S. Min, "Transmitted reference UWB systems based on Block-Coded modulation," *J. KICS*, vol. 38A, no. 3, pp. 289-293, Mar. 2014.

[10] J. Foerster, *Channel Modeling Subcommittee Final Rep.* (doc.: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs)), Feb. 2002.

[11] K. Witrals and M. Pausini, "Statistical analysis of UWB channel correlation functions," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1359-1373, May 2008.

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

민 승 욱 (Seungwook Min)



1987년 2월 : 서울대학교 (공학사)

1990년 2월 : KAIST (석사)

1999년 6월 : Polytechnic Univ.
(박사)

2007년 3월~현재 : 상명대학교
컴퓨터과학과

<관심분야> WLAN system 설
계, UWB system 설계