

무선광대역통신을 위한 블록부호화방식의 링크 적응 기법

민승욱
상명대학교 컴퓨터과학과

Link Adaptation Method of the Block Coded Modulation for UWB-IR

Seungwook Min

Department of Computer Science, Sangmyung University

요약 무선통신 환경에서 채널상태의 변화에 대응하기 위하여 여러 개의 전송속도 중에서 적합한 하나의 전송속도를 선택하는 링크 적응기법이 사용될 수 있다. 블록부호화방식에서는 채널 상태에 적응하기 위하여 블록의 구조를 결정짓는 프레임 시간과 블록 길이 등을 변화시킬 수 있다. 프레임 타임과 블록 길이의 변화에 따라 프레임 간의 간섭의 크기가 변화하여 시스템의 성능에 영향을 준다. 프레임 시간이 크면 프레임간 간섭이 줄어 비트오율은 감소하나, 비트에 대한 전송시간이 증가하여 전송속도는 감소하게 된다. 따라서, 프레임 시간과 블록 길이는 중요한 설계 요소이다. 본 논문에서는 IEEE 802.15a에서 제안하는 채널모델에 대하여 프레임 시간의 변화에 따른 블록부호의 부호화 이득을 바탕으로 적절한 프레임 시간을 결정하는 방안을 제시한다. 또한 프레임 시간과 블록 길이의 변화가 시스템의 성능에 끼치는 영향을 분석하여 링크 적응 기법에 적용한다. 모의실험을 통하여 CM1~CM4 모델에 대하여 프레임 시간 14~50 nsec 구간에서 변화간격 2~5 nsec를 사용하여 링크 적응을 수행할 수 있다.

Abstract In wireless communications environments, a link adaptation technique that selects the proper rate from among several transmission rates is adopted to cope with variations in channel status. In block coded modulation, the frame time and/or the block length can be adjusted to the channel status. A smaller frame time can cause inter-frame interference (IFI), however, a larger frame time can reduce the data rate. Therefore, frame time is the design factor decided by a tradeoff between performance and the data rate. This paper presents a method to determine the frame time based on the processing gain for the channel model, CM1~CM4, recommended by IEEE 802.15a. Also, a link adaptation technique for block coded modulation is proposed for efficient communications by varying the frame time and the block length. Through simulation, link adaptation can be carried out with a step size of 2~5 nsec in a frame time range of 14~ 50 nsec for channel models CM1~CM4.

Keywords : UWB-IR (Ultra Wide Band-Impulse Radio), IFI (Inter Frame Interference), Channel Model, BCM (Block Coded Modulation), Processing Gain

1. 서론

무선광대역통신시스템에서 채널 추정과 채널 동기를 얻기 위하여 복잡한 하드웨어를 요구하는 동기방식에 비하여 구현이 용이한 비동기 방식에 대한 연구는 여러 분야에서 이루어지고 있다. WBAN (wireless body area network) 등의 분야에서 인체 내부에 이식한 장치와의

통신으로서 무선광대역통신의 비동기방식을 이용하는 방안도 연구되고 있다[1]. 무선광대역통신에서 비동기방식으로서 블록부호 변조방식이 [2]에서 제안된 이후 블록부호의 최적화를 위한 연구, TR (transmitted reference) 방식 기반의 블록부호 변조방식에 관한 연구 등이 이루어져 왔다[3-4].

*Corresponding Author : Seungwook Min(Sangmyung Univ.)

Tel: +82-2-2287-5339 email: swmin@smu.ac.kr

Received April 16, 2018

Accepted July 6, 2018

Revised (1st May 14, 2018, 2nd June 7, 2018)

Published July 31, 2018

변화하는 채널에 대처하기 위하여 전송속도를 동적으로 할당하는 채널 적응형 전송방식은 시스템의 성능을 개선시키는 효율적인 방식으로 인식되어진다. IEEE 802.11 WLAN 시스템의 경우 채널상태에 따라 MCS (modulation coding scheme)을 변화시키는 방식으로 채널 적응을 운용한다[5]. 즉, 채널 상태가 열악하면 BPSK (binary phase shift keying)를 사용하여 전송속도를 낮추고, 채널상태가 양호해지면 QAM (quadrature amplitude modulation)을 사용하여 전송속도를 증가시켜 효율적인 전송속도를 유지한다. UWB의 블록 부호화 방식은 전송속도를 변화시키기 위하여 MCS를 변화시키는 대신에 블록 내에서 펄스간의 간격을 나타내는 프레임 시간이나 블록 길이를 조정하여 변화하는 채널에 적용할 수 있다. 모의실험에서 사용된 채널모델은 IEEE 802.15a에서 제안하는 CM1 ~ CM4이다. 본 논문에서는 블록부호 전송 방식에서 채널에 따라 전송속도를 제어하는 방법으로서 프레임 타임과 블록 길이를 결정하는 방법을 제안한다.

2. 본론

2.1 기존 연구 및 연구의 목표

2.1.1 기존의 연구

CMSA (Code Matching Signal Aggregation) 기반의 비동기 블록부호화방식이 참고문헌 [2]에서 제안된 이래 최적해를 구하는 방법[6], 코드 최적화와 LI (layered interference) 모델 기반의 성능 분석 [3], TR 기반의 블록부호화 방식 [4] 등이 연구되어왔다. 본 연구와 비교할 만한 UWB-IR 시스템을 위한 블록부호화방식의 링크적응 기법에 대한 연구는 아직까지 발표되지 않았다.

2.1.2 연구의 목표

IEEE 802.15a에서 권고하는 UWB 시스템의 채널 모델 CM1~CM4는 채널별로 차이가 크다. 특히, 블록부호화방식의 전송속도를 결정하는 프레임 시간은 채널에 따라 변화하는 것이 효율적인 전송을 위해 필요하다. 본 연구의 목표는 다음과 같이 세 가지로 정리한다. (1) 참고문헌 [3]과 같이 LI 모델을 이용한 성능 분석이다. 참고문헌은 CMSA 기반의 블록부호화인 반면, 본 논문은 TR 기반의 블록부호화방식에 대하여 적용하였을 뿐만 아니라, 프레임 시간이 증가하는 것을 비교하였다. (2)

모의실험을 기반으로 구한 매개변수 결정 방법이다. 채널별 프레임 시간에 대한 변화율을 구하기 위한 채널별 부호화 이득 기반의 프레임 시간 변화량 ΔT_f 을 결정하는 방법과 프레임 시간의 최소값 $T_{f,min}$ 과 최대값 $T_{f,max}$ 의 결정이다. (3) (2)에서 구한 매개변수를 기반으로 블록부호화 방식을 위한 링크적응기법의 제안이다.

2.2 시스템 모델

2.2.1 표시법 정리

본 논문에서 사용된 기호들의 표시법을 Table 1에 정리하였다.

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
T_i	iteration time
\mathbf{b}_i	binary orthogonal block code for i th symbol
$b_{i,j}$	code for j th frame in i th symbol
$p(t)$	gaussian monopulse waveform
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 response
$n(t)$	noise with zero mean and the spectral density $N_o/2$
$g(t)$	received signal of a pulse
$g_j(t)$	received signal in j th time slot
E_p	transmitted energy for a pulse
ϵ_j	energy of received signal $g_j(t)$ in j 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

2.2.2 신호 모델

UWB-IR 시스템에서 BCM 신호의 송신 신호는 Fig. 1에서 블록 길이 $N_f=4$ 인 경우에 대하여 2 개의 심볼 구간 동안 나타내었고, 각각의 사용자에 대한 송신신호는 다음과 같이 표현된다[6].

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

이때, 위의 변수들에 대한 정의는 Table 1에 정리되어 있다. \mathbf{b}_i 는 i 번째 데이터 심볼을 전송하는 이진 직교 블록 코드 (binary orthogonal block code)이며, $\mathbf{b}_i = [b_{i,0}, b_{i,1}, \dots, b_{i,N_f-1}]$ 로 표시한다. 또한, \mathbf{b}_i 는 $N_f \times N_f$ Walsh-Hadamard 행렬 중에서 선택된 하나의 열 벡터 (row vector)이다. 따라서, 각각의 코드워드는 $K = \log_2 N_f$ 개의 정보비트를 전송한다.

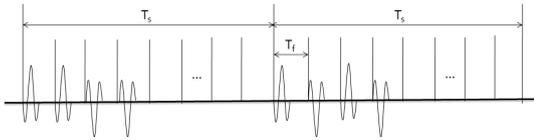


Fig. 1. Illustration of Block Code Modulated (BCM) signals in case of $N_f=4$

2.2.3 채널 모델

IEEE 802.15a에서 권고한 다중 경로 채널의 임펄스 응답은 다음과 같이 주어진다 [7].

$$h(t) = X \sum_{n=1}^L \sum_{k=1}^{K(n)} \alpha_{nk} \delta(t - T_n - \tau_{nk}) \quad (2)$$

이때, X 는 채널의 경로별 신호의 크기를 나타내는 로그-노말 분포를 갖는 확률변수이고, L 은 관찰된 클러스터의 수이고, $K(n)$ 은 n 번째 클러스터의 다중 경로의 수이다. α_{nk} 는 n 번째 클러스터의 k 번째 다중경로의 신호세기이고, T_n 은 n 번째 클러스터의 도착시간이고, τ_{nk} 는 n 번째 클러스터의 k 번째 다중경로의 지연시간이다. Table 2는 각각의 채널모델 CM1~CM4에 대한 변수 값을 정리한 것이다.

Table 2. Parameter Settings for the IEEE UWB channel Model

Notation	Definition
Λ	the cluster average arrival rate
λ	the pulse average arrival rate
Γ	the power decay factor for clusters
γ	the power decay factor for pulses within a cluster
σ_ξ	the standard deviation of the fluctuations of the channel coefficients for clusters

σ_ξ	the standard deviation of the fluctuations of the channel coefficients for pulses within each cluster
σ_g	the standard deviation of the channel amplitude gain

Scenario	CM1	CM2	CM3	CM4
Λ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.00667	0.00667
λ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
Γ	7.1	5.5	14	24
γ	4.3	6.7	7.9	12
σ_ξ	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_ζ	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
σ_g	3	3	3	3

2.3 수신 시스템

시스템의 송신신호는 Fig.1과 같이 전송되어, 무선 채널 $h(t)$ 를 거쳐서 수신된 수신신호 $r(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

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

이때, $g(t) = w(t) * h(t)$ 는 $w(t)$ 와 $h(t)$ 의 컨볼루션이다. $n(t)$ 는 전력밀도 (power spectral density)가 $N_0/2$ 인 백색 가우시언 잡음 (white gaussian noise process)을 나타낸다.

수신신호를 복조하기 위하여, 기준 격자신호 (reference template) $g_r(t)$ 를 다음과 같이 구성한다.

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

(4)에서 $g_r(t)$ 는 i 번째 심볼에서 첫 번째 펄스가 기준신호를 구성하는데 사용되고, 잡음의 영향을 줄이기 위하여 N_A 개의 심볼의 평균을 기준신호로 사용될 수 있다. Fig. 2 는 $N_A = 1$ 인 경우를 나타낸다.

기준 격자신호를 이용하여 블록 부호화 격자신호 (block coded template)를 식 (5)와 같이 구성하면, Fig. 2와 같은 격자신호를 생성할 수 있다.

$$f_m(t) = \sum_{k=1}^{N_f-1} b_k^{(m)} g_r(t - kT_f) \quad (5)$$

Fig. 3은 블록 부호화 격자신호 발생기의 구조를 나타낸다. 수신된 신호에서 코드워드 \mathbf{b}_i 를 코드워드 정합(codeword matching)을 통하여 검출하면, 데이터 비트는 데이터와 코드워드 사이의 연결(mapping) 관계로부터 데이터를 추출할 수 있다. 따라서, 데이터를 추출하는 것은 다음과 같다.

$$\hat{b}_i = \arg_m \max |A[r_i(t)|b^{(m)}]| \quad (6)$$

$$A[r_i(t)|b^{(m)}] = \int_0^{T_i} f_m(t)r_i(t)dt \quad (7)$$

(6)과 (7)를 수행하는 수신기는 Fig. 4와 같이 구성한다.

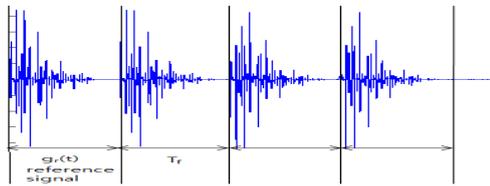


Fig. 2. Reference Template of Received Signal when block length $N_f=4$ and codeword $\mathbf{b}_i = [1 \ 1 \ -1 \ -1]$

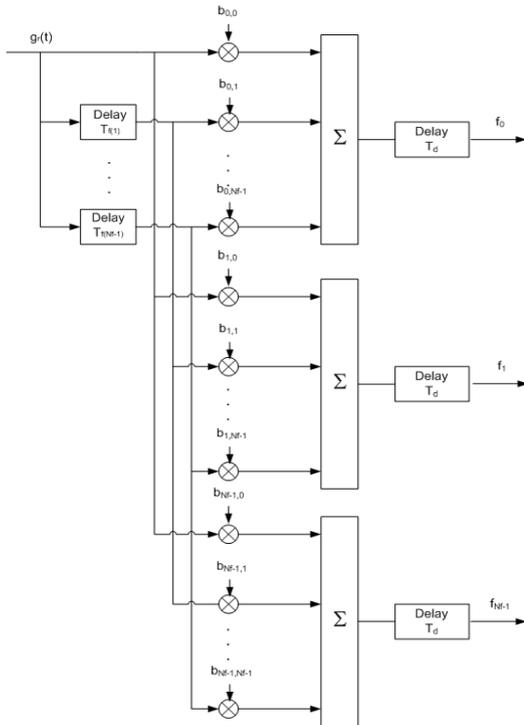


Fig. 3. Template Generator Structure of Block Coded Modulation

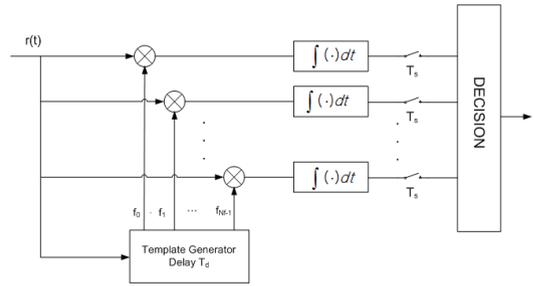


Fig. 4. Receiver Structure for Block Coded Demodulator System

2.4 모의실험

2.4.1 모의실험 환경

모의실험에 사용된 펄스파형은 가우시안 펄스 파형(gaussian monocycle)을 이용하였다. 펄스 파형의 폭은 $T_w = 0.5 \text{ nsec}$ 로 하기 위하여 식 (8)에서 $t = 0.25 \text{ nsec}$ 로 사용하였다.

$$w(t) = \left[1 - 4\pi \left(\frac{t}{\tau} \right)^2 \right] e^{-2\pi \left(\frac{t}{\tau} \right)^2} \quad (8)$$

채널모델은 IEEE 802.15.3a 표준에서 권고한 채널모델을 사용한다. 일반적으로 CM1은 비트오율 성능이 가장 좋은 LOS (line-of-sight) 환경을 나타내고, CM4는 NLOS (non line-of-sight) 환경 중에서 비트오율 성능이 가장 열악하다. CM2와 CM3는 비트오율 성능관점에서 CM1과 CM4 사이에 존재한다. 모의실험에서 채널모델의 최대 지연 확산(delay spread)은 100 nsec 로 가정하였다. 시스템의 BER 성능은 블록의 크기 N_f , 펄스간의 중첩을 결정하는 프레임 시간 간격 T_f 등에 대하여 수행하였다.

2.4.2 부호화이득 분석

주어진 매개변수를 사용할 때, 전송속도 $R(N_f, T_f)$ 은 식 (8)과 같이 표현되고, 그림으로 나타내면 Fig. 5와 같다. Fig. 5는 N_f 의 변화에 따른 전송속도의 변화이다. N_f 의 값은 블록의 크기이며, 2의 거듭, 즉 2, 4, 8, 16 등의 값을 가진다. T_f 의 값에 따라 다르지만, $N_f=4$ 혹은 8 일 때, 최대 전송속도를 가지는 것을 알 수 있다. 또한, T_f 가 커지면 전송속도가 줄어드는 것을 보여준다. 따라서, 채널의 변화에 따른 전송속도 적응 제어는 T_f 와

N_f 의 이용 가능한 적절한 값을 찾는 것이라고 할 수 있다.

$$R(N_f, T_f) = \frac{\log_2 N_f}{(N_f - 1) T_f + \tau_{\max}} \quad (9)$$

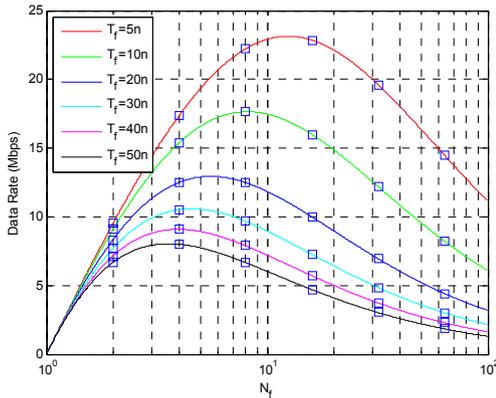


Fig. 5. Relation of the Data Rate vs. the Frame Time and the Block Length

먼저, 적절한 T_f 의 범위를 알아보기 위하여 다음과 같은 부호화 이득의 조사한다. 수식 (1)과 같이 전송된 신호는 채널환경을 거치면서 다중경로페이딩이 발생하고, 이는 성능을 저하시키는 원인이 된다. 직교부호로 이루어진 블록부호는 부호화 이득으로 성능저하를 극복하기 위하여 사용된다. 이때, 채널변화에 따른 특성을 측정하기 위하여 부호화 이득 (processing gain)을 다음과 같이 정의한다.

공통조건: Fig. 6에 나타낸 것과 같이 (1) 동일한 T_s , (2) N_f 개의 코드 중에 2개 코드 사용, 조건 (1)과 (2)에 따라서 (3) 동일한 전송속도 $R = 1/T_s$ (bit/sec) 를 가진다.

$$PG(N_f)_{P_b} \equiv E_b/N_o(N_f = 2)_{P_b} - E_b/N_o(N_f)_{P_b} \quad (10)$$

위 식에서 정해진 비트오율 P_b 에서 블록크기가 2일 때의 E_b/N_o 와 블록 크기 N_f 일 때의 E_b/N_o 의 차를 부호화 이득이라고 정의한 또한 IFI가 커서 송신전력을 높여도 비트오율이 높아져 정해진 P_b 에 도달할 수 없을 경우 $E_b/N_o(N_f)_{P_b} = \infty$ 로 정한다. 모의실험에서 $P_b = 10^{-3}$ 으로 설정하였다.

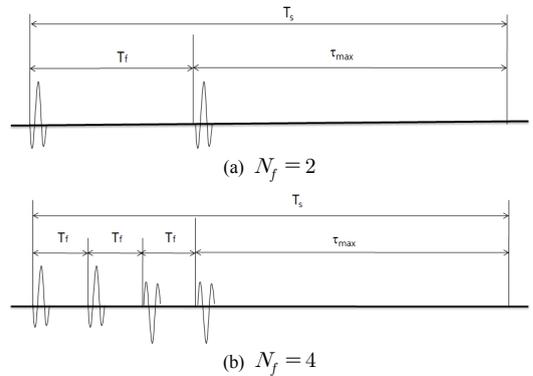


Fig. 6. Illustration of the block coded transmitted signal

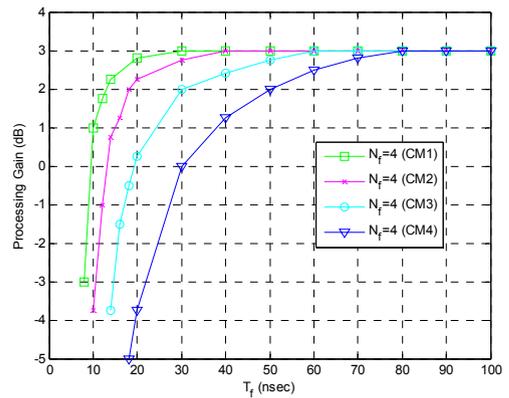


Fig. 7. Processing Gain for the Frame Time in case of $N_f = 4$ under the Channel Model CM1~CM4

Fig. 7은 위에서 언급한 조건하에서 $N_f=4$ 일 때, CM1~CM4의 부호화 이득을 표시한 것이다. CM1의 경우 T_f 는 10nsec 이상에서 사용되는 것이 적절하고, 20 nsec 이상에서는 프레임 타임이 증가해도 부호화 이득이 거의 증가하지 않는다. 같은 방법으로 CM2~4까지 적용해 보면 CM2의 경우에는 적절한 T_f 의 범위는 10~30 nsec, CM3의 경우는 20~40 nsec, CM4의 경우는 30~60 nsec 구간이다. 즉, CM1~CM4의 경우 IFI가 없는 경우는 100 nsec 이지만, 블록 부호화를 하는 경우, 10~60 nsec 사이에서 채널 적응이 가능할 것으로 예측된다. 또한, Fig. 7은 각 채널모델에 대하여 T_f 변화에 따른 변화율을 보여준다. 즉, CM1에서는 T_f 변화에 따라 BER 변화가 민감한 반면, CM4에서는 둔감하다. 따라서, T_f 의 변화로 링크적응을 할 경우, CM1에서는 T_f 의 변화 간격 (step size)을 작게하고, CM4에서는 크게 할 필요가 있다.

2.4.3 LI 모델을 이용한 성능분석

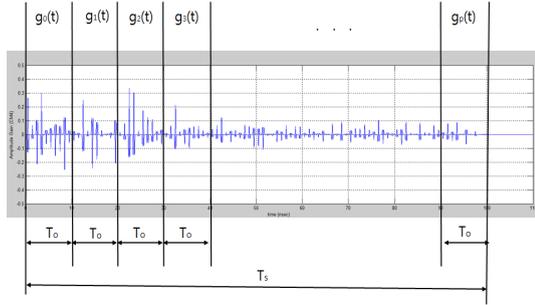


Fig. 8. Channel Response Partition with $g_i(t)$ in LI model

블록부호화방식의 프레임 시간 증가가 성능에 끼치는 영향을 분석하기 위하여 참고문헌 [3]에서 사용된 LI (Layered Interference) 모델을 사용한다. 수신신호에서 간섭의 영향을 나타내기 위하여 수신신호 $r(t)$ 는 Fig. 8에서 표시된 것과 같은 부분 채널 응답 $g_j(t)$ 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.

$$r(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{k=0}^{N_f-1} b_{i,k} \sum_{p=0}^P g_p(t - iT_s - (k+p)T_f) + n(t) \quad (11)$$

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

$$G_{t \in [t_1, t_2]} = \begin{cases} 1 & t_1 \leq t < t_2 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

프레임 길이 수신신호를 기반으로 i 번째 심볼길이 수신신호는 Fig. 9로부터 도식적으로 확인할 수 있다. i 번째 심볼 길이 수신신호를 벡터로 표시하면 식 (13)과 같다.

$$\mathbf{r}_i(t) = \sum_{p=0}^{N_f-1} \tilde{\mathbf{b}}_{i,p}^T g_p(t) + \mathbf{n}_i(t) \quad (13)$$

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. 9는 편의상 노이즈를 제외하고 하나의 심볼 내에서 정보비트를 나타내는 계수 $b_k = b_{i,k}$ 와 채널 응답 $g_j(t)$ 를 이용하여 한 개의 심볼을 나타낸 것이다. 첫 번째 프레임에는 간섭이 없이 신호만 존재하고, 두 번째 프레임에서는 $b_1g_0(t)$ 는 신호이고, $b_0g_1(t)$ 은 간섭이 되어 시스템의 성능 저하의 요인이 될 수 있다.

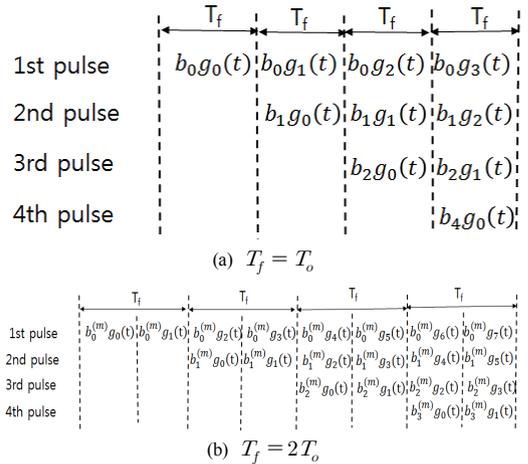
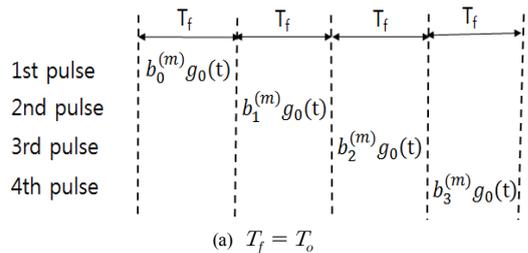


Fig. 9. Illustration of Received Signal using the channel response function $g_j(t)$ in case of (a) $T_f = T_o$ and (b) $T_f = 2T_o$ when $N_f=4$



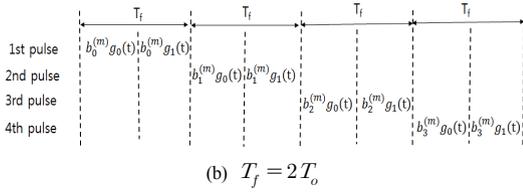


Fig. 10. Illustration of Template using the channel response function $g_j(t)$

블록 부호 전송방식에서 식 (5)를 이용하여 수신 격자 신호를 Fig. 10과 같이 생성할 수 있다. Fig. 10에서 $b_k^{(m)}$ 은 m 번째 코드의 k 번째 계수이고, 기준신호 $g_r(t)$ 은 $g_0(t)$ 이므로 격자신호는 다음과 같이 표현된다.

$$f_m(t) = \sum_{k=0}^{N_f-1} b_k^{(m)} g_0(t - kT_o) \quad (14)$$

i 번째 심볼을 복호하기 위해서 식 (14)의 격자 신호를 이용하여 선택 기준 (Decision Metric)을 수식으로 표현하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{b}_i = \arg_m \max |A[r_i(t)|b^{(m)}]| \quad (15)$$

$$\begin{aligned} A[r_i(t)|b^{(m)}] &= \int_0^{T_f} f_m(t) r_i(t) dt \\ &= \sum_{k=0}^{N_f-1} \int_0^{T_o} b_k^{(m)} g_0(t) r_{i,k}(t) dt \end{aligned} \quad (16)$$

이때, 선택 기준의 성능을 분석하기 위하여 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.

$$A[r_i(t)|b^{(m)}] = S_i^{(m)} + I_i^{(m)} + \xi_{i,1}^{(m)} + \xi_{i,2}^{(m)} \quad (17)$$

프레임 시간의 증가가 성능에 미치는 영향을 분석하기 위하여 각각 $T_f = T_o$ 와 $T_f = NT_o$ 의 경우를 비교한다.

1) $T_f = T_o$ 일 때,

신호항은 수신신호의 신호항과 격자신호의 곱으로 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} S_i^{(m)} &= b_0^{(m)} b_0 \int_0^{T_o} g_0^2(t) dt + \dots \\ &+ b_{N_f-1}^{(m)} b_{N_f-1} \int_0^{T_o} g_0^2(t) dt \\ &= \mathbf{b}^{(m)}(\mathbf{b})^T \int_0^{T_o} g_0^2(t) dt \end{aligned} \quad (18)$$

마찬가지 방법으로, 수신신호의 간섭항과 격자신호의 곱으로 간섭항은 다음과 같다.

$$I_i^{(m)} = \sum_{k=1}^{N_f-1} b_k^{(m)} \sum_{l=0}^{k-1} b_l \int_0^{T_f} g_0(t) g_{k-l}(t) dt \quad (19)$$

2) $T_f = NT_o$ 일 때,

$$S_i^{(m)} = \mathbf{b}^{(m)}(\mathbf{b})^T \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} g_n^2(t) dt \quad (20)$$

$$I_i^{(m)} = \sum_{k=1}^{N-1} \sum_{l=0}^{k-1} \sum_{n=0}^{N-1-k+l} b_k^{(m)} \left\{ b_l \left(\int_0^{T_o} g_n(t) g_{N(k-l)+n}(t) dt \right) \right\} \quad (21)$$

$N=1$ 일 때 식 (20)은 식 (18)과 동일하고, 식 (21)은 식 (19)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 [8]로부터 다음과 같은 식을 이용한다.

$$E_h \left[\int_{\Omega} g(t) g(t - \Delta) dt \right] \approx \phi_w(\Delta) \int_{\Omega} \psi_h(t) dt \quad (22)$$

이때, $\phi_w(\Delta) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t) w(t + \Delta) dt$ 는 송신 파형 $p(t)$ 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.

$$E_h \left[\int_0^{T_o} g_i(t) g_j(t) dt \right] \approx \begin{cases} \epsilon_i & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (23)$$

식 (23)을 이용하여 신호항과 간섭항에 대한 채널 평균을 계산할 수 있다.

1) $T_f = T_o$:

$$\bar{S}_i^{(m)} = E_h \{ S_i^{(m)} \} = N_f \epsilon_0 \quad (24)$$

2) $T_f = NT_o$:

$$\bar{S}_i^{(m)} = E_h \{ S_i^{(m)} \} = N_f \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n \quad (25)$$

모든 경우에 식 (23)의 결과에 따라 간섭항은 $E_h \{ I_i^{(m)} \} \approx 0$ 이다. 선택 기준 식 (16)에서 잡음은 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

$$\xi_{i,1}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{T_o} b_k^{(m)} g_0(t) \times n_{i,k}(t) dt \\ + \sum_{l=0}^k \int_0^{T_o} b_l g_{k-l}(t) \times n_{i,0}(t) dt \end{array} \right\} \quad (26)$$

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

$$\text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} = E_n \{ E_h \{ \xi_{i,1}^{(m)} \} \times E_h \{ \xi_{i,1}^{(m)} \} \} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} &= (N_o/2) \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} \left((b_k^{(m)})^2 \epsilon_0 + \sum_{l=0}^k (b_l)^2 \epsilon_{k-l} \right) \right. \\ &\quad \left. + (N_o/2) b_0^{(m)} b_0 \epsilon_0 \right) \\ &= (N_o/2) \left((N_f+1) \epsilon_0 + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f-k) \epsilon_k \right) \end{aligned} \quad (28)$$

$$\xi_{i,2}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \int_0^{T_o} n_{i,0}(t) \times n_{i,k} dt \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} &= E_n \{ \xi_{i,2} \} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \int_0^{T_o} E \{ n_{i,0}(t) \times n_{i,k} \} dt \\ &\approx \int_0^{T_o} n_{i,0}^2(t) dt \end{aligned} \quad (30)$$

식 (30)은 $n_{i,0}$ 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 [3]으로부터

$$\text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} \} = N_o^2 N_f^2 T_o W \quad (31)$$

2) $T_f = NT_o$ 인 경우

$$\xi_{i,1}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \begin{array}{l} \int_0^{T_o} b_k^{(m)} g_n(t) \times n_{i,kN+n}(t) dt \\ + \sum_{l=0}^k \int_0^{T_o} b_l g_{(k-l)N+n}(t) \times n_{i,n}(t) dt \end{array} \right\} \quad (32)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,1}^{(m)} \} &= \frac{N_o}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \left(\sum_{k=0}^{N_f-1} \left((b_k^{(m)})^2 \epsilon_n + \sum_{l=0}^{N_f-1-k} (b_l)^2 \epsilon_{kN+n} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{N_o}{2} b_0^{(m)} b_0 \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n \right) \\ &= \frac{N_o}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \left((N_f+1) \epsilon_n + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f-k) \epsilon_{kN+n} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

$$\xi_{i,2}^{(m)} = \sum_{k=0}^{N_f-1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} n_{i,n}(t) \times n_{i,kN+n} dt \quad (34)$$

$$\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} = E_h \{ \xi_{i,2}^{(m)} \} \approx \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_o} n_{i,n}^2(t) dt \quad (35)$$

$$\text{Var}_n \{ \bar{\xi}_{i,2}^{(m)} \} = N_o^2 N_f^2 (NT_o) W \quad (36)$$

식 (17)로부터 시스템의 비트오율 등의 성능은 신호 항이 클수록, 혹은 간섭과 잡음항이 작을수록 좋아진다. 즉, 신호대 잡음비를 위의 식을 이용하여 구할 수 있다. 프레임 시간의 증가에 따른 신호항의 전력 증가는 식 (25)와 같이 증가한다.

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

$$P(b^{(m)} \rightarrow b^{(m')}) = P(\Lambda[r_i(t)|b^{(m)}] < \Lambda[r_i(t)|b^{(m')}]) \quad (37)$$

$$= P(\Delta(b^{(m)}, b^{(m')}) < 0)$$

$$\Delta(b^{(m)}, b^{(m')}) \equiv \Lambda[r_i(t)|b^{(m)}] - \Lambda[r_i(t)|b^{(m')}] \quad (38)$$

$$\bar{X}_i \equiv \Delta(b^{(m)}, b^{(m')}) \quad (39)$$

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

식 (39)에서 $\bar{X}_{i,S}$ 은 잡음과 상관없는 신호 부분이다. \bar{X}_i 의 평균과 분산은 각각 다음과 같이 구할 수 있다. 식 을 간단하게 하기 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 [3]. 따라서, 각각의 평균과 분산은 다음과 같이 표현된다.

$$E_n\{\bar{X}_i\} = \bar{X}_{i,S} + E_n\{\bar{X}_{i,\xi}\} \quad (40)$$

$$\begin{aligned} \text{Var}_n\{\bar{X}_i\} &= \text{Var}_n\{\bar{X}_{i,\xi}\} \\ &= \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} + \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m')}\} \\ &\quad + \text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,2}^{(m)} - \bar{\xi}_{i,2}^{(m')}\} \end{aligned} \quad (41)$$

위 식으로부터 SNR (signal to noise ratio)를 계산할 수 있다.

$$\gamma_i = \frac{\{E_n[\bar{X}_i]\}^2}{\text{Var}_n\{\bar{X}_i\}} \quad (42)$$

식 (28), (33)을 단순화하기 위하여, $N \gg 1$ 이라 가정하면, $k \neq 0$ 일 때 $\epsilon_{kN+n} \approx 0$ 이고, $(b_k^{(m)})^2 = 1$, $b_0^{(m)} = 1$ 이다. 식 (33)은 다음과 같이 단순화된다.

$$\text{Var}_n\{\bar{\xi}_{i,1}^{(m)}\} = (N_o/2)(2N_f + 1) \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n \quad (43)$$

1) $T_f = T_o$:

$$\gamma_i = \frac{(N_f \epsilon_0)^2}{N_o \left(\epsilon_0 (N_f + 1) + \sum_{k=0}^{N_f-1} (N_f - k) \epsilon_k \right) + 2N_o^2 N_f^2 T_o W} \quad (44)$$

2) $T_f = NT_o$:

$$\gamma_i = \frac{\left(N_f \sum_{k=0}^{N-1} \epsilon_k \right)^2}{N_o \left(2N_f + 1 \right) \sum_{n=0}^{N-1} \epsilon_n + 2N_o^2 N_f^2 NT_o W} \quad (45)$$

$\sum_{k=0}^{N-1} \epsilon_k \approx \epsilon_g$ 이면

$$\begin{aligned} \gamma_i &= \frac{(N_f \epsilon_g)^2}{N_o (2N_f + 1) \epsilon_g + 2N_o^2 N_f^2 NT_o W} \\ &\approx \left(\frac{2N_o}{KE_b} + \frac{2N_o^2 N_f^2 T_o W}{K^2 E_b^2} \right)^{-1} \end{aligned} \quad (46)$$

이때, $E_b = N_f \epsilon_g / K$, $K = \log_2 N_f$ 이고 $T_I = NT_o$ 이다. 식 (46)의 결과는 참고문헌 [6]의 결과와 일치한다. 또한, 식 (45)는 프레임 시간을 결정하는 N 이 증가하여

$\sum_{k=0}^{N-1} \epsilon_k \approx \epsilon_g$ 이 될 때까지 SNR이 증가하다가, 그 이상이 되면 더 이상 성능향상이 없다는 것을 나타낸다. 모의실험에서 각 채널별로 N 이 증가해도 더 이상 비트오율에서의 성능 향상이 없이 전송속도가 낮아지는 영역을 확인할 수 있다.

2.4.4 모의실험 결과분석

Fig. 11은 채널모델 CM1 환경에서 T_f 의 변화에 대한 비트오율을 나타낸다. $T_f = 4T_o = 8$ nsec부터 $T_o = 2$ nsec 단위의 변화에 대한 비트오율을 살펴보면, 12 nsec까지는 IFI에 의한 영향으로 E_b/N_o 가 증가하여도 비트오율 발생하는 것을 알 수 있다.

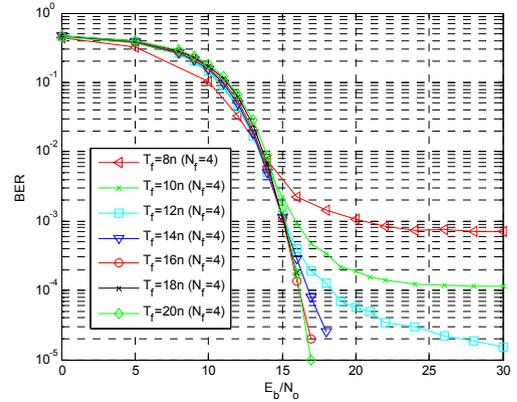


Fig. 11. Bit Error Rate vs. E_b/N_o under the Channel Model CM1

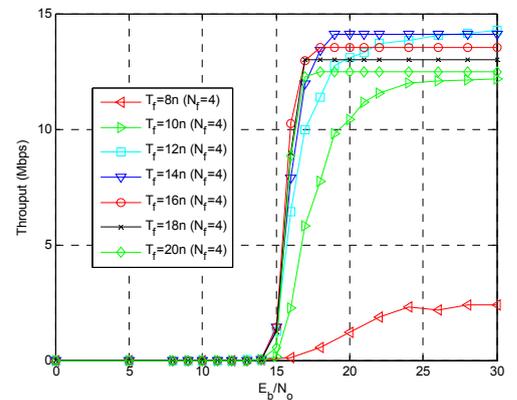


Fig. 12. Throughput vs. E_b/N_o under the Channel Model CM1

비트오율을 100바이트 단위의 패킷으로 전송할 때의 성능 (Throughput)으로 구해보면 Fig. 12와 같다. T_f 가 14 nsec 까지는 성능이 증가하다가, 그 이상이 되면 다시 감소한다. 프레임 시간이 14 nsec ($N=7$) 보다 작을 때에는 비트오율이 커서 성능이 떨어지고, 14 nsec 보다 클 때는 심볼 타임이 증가하여 전송속도가 감소한다. 따라서, CM1 환경에서는 $T_f=14$ nsec 근방이 적절한 프레임 시간임을 알 수 있다. 그렇지만, 같은 프레임 시간에서 다른 채널모델에 대해서는 성능이 다르게 나타나는 것은 Fig. 13에서 알 수 있다.

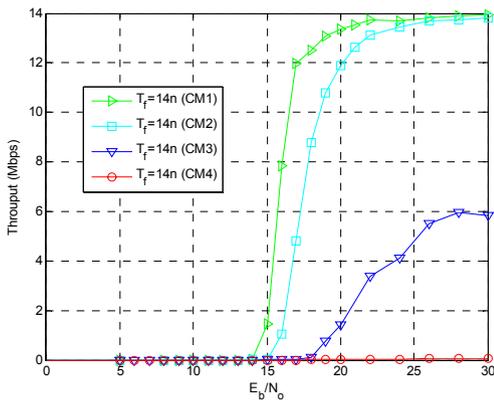


Fig. 13. Throughput vs. E_b/N_o when $T_f = 14$ nsec under the Channel Model CM1~CM4

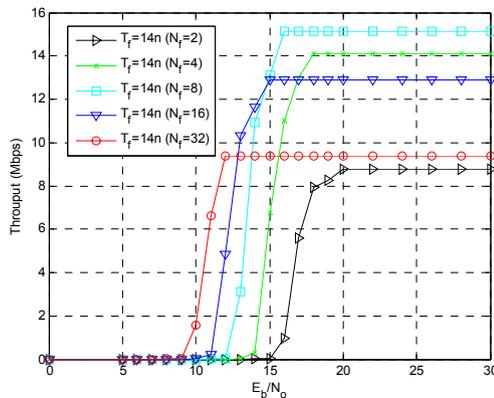


Fig. 14. Throughput vs. E_b/N_o for the block length N_f when $T_f = 14$ nsec under the Channel Model CM1

Fig. 14는 적절한 프레임 시간 $T_f=14$ nsec에 대하여 블록길이에 대한 모의실험 결과를 보여준다. CM1에서

는 블록길이를 변화시켜서 최소 요구 E_b/N_o 를 변화시킬 수 있다. 블록길이를 2배로 할 때 평균 1.5 dB 정도 최소 요구 E_b/N_o 가 작아지는 것을 나타낸다. 또한 가장 효율적인 블록길이는 $N_f=8$ 임을 보여준다. Fig. 7에서 얻어진 결과와 CM1~CM4의 모의실험을 통하여 적절한 프레임 시간의 범위와 알 수 있다. 적절한 프레임 시간의 범위와 변화단위를 Table 3에 정리하였다.

Table 3. List of Key Variables (unit: nsec)

Channel Model	T_f range	T_o step size
CM1	10~20	2
CM2	14~30	2
CM3	30~40	4
CM4	40~60	6

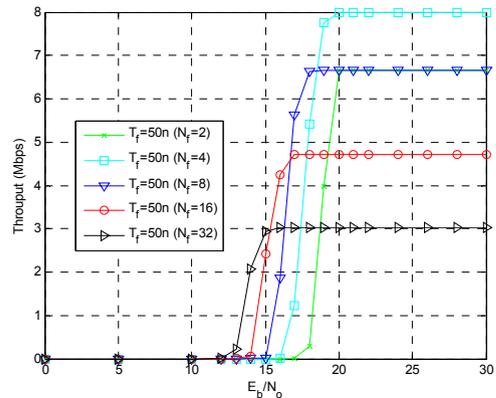


Fig. 15. Throughput vs. E_b/N_o for the block length N_f when $T_f = 50$ nsec under the Channel Model CM4

Fig. 15는 채널모델 CM4에서의 성능을 나타낸다. CM1의 Fig. 14와 비교하면 프레임 시간이 14 nsec에서 50 nsec로 증가하였다. 또한, 이때 가장 효율적인 블록길이는 $N_f=4$ 임을 보여준다. 가장 성능이 좋은 블록길이는 Fig. 5에 나타난 바와 같이 프레임 시간에 따라 변화한다.

Fig. 16은 블록부호화방식을 위한 링크적응기법을 나타낸다. 링크적응기법 알고리즘은 송신기에서 적용된다. 이때, 송수신을 위한 매개변수의 변경 등은 MAC (media access control) 계층에서 제어 패킷을 통하여 이루어진다. ACK 패킷은 수신기에서 수신신호가 정상일 때 전송된다. 송수신 채널에서 채널의 상태는 ACK 패킷

으로 판단하고, ACK 패킷 수신 실패의 수가 정해진 임계값 (Fail_Th)보다 크면 전송속도를 감소시키고, 낮으면 증가시킨다. 증가시키는 시간단위는 채널별로 다르게 적용되고, Table 3의 $\Delta T_f = T_o$ 를 이용한다. 프레임 시간의 최대값과 최소값은 전송속도의 범위를 결정하고, Table 3으로부터 $T_{f,min}=10$ nsec, $T_{f,max}=60$ nsec로 정한다.

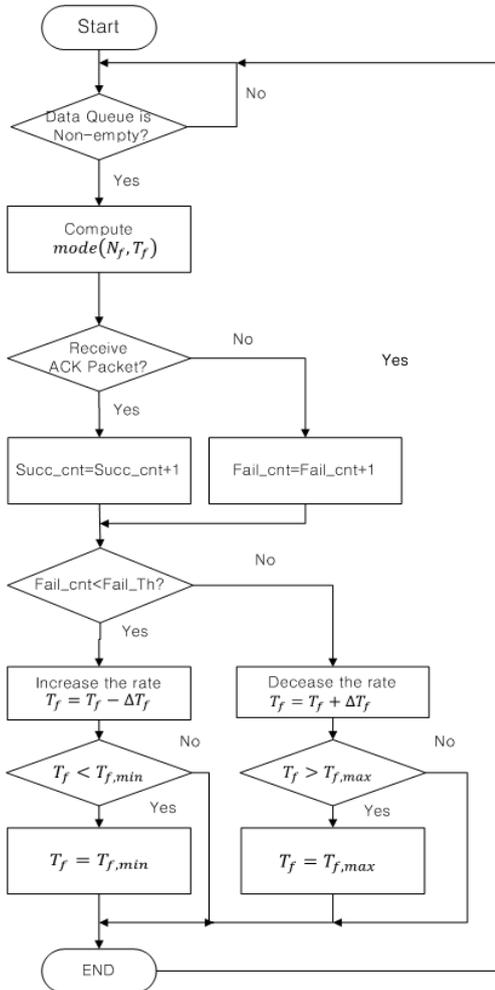


Fig. 16. Proposed Link Adaptation Algorithm of BCM for UWB-IR

3. 결론

본 논문에서 블록부호화방식의 무선 채널의 변화에 적응하기 위한 기법을 제안한다. IEEE 802.15a에서 제

안된 채널모델 CM1~CM4 채널의 부호화 이득을 기반으로 적용 가능한 프레임 시간을 추정할 수 있고, 프레임 시간의 증가에 따른 비트오율의 변화를 LI 모델의 채널 응답을 이용하여 분석하였다. IFI가 없는 프레임 시간은 100 nsec이나, 모의실험을 통하여 채널모델 CM1에서 14 nsec의 프레임 시간과 변화간격 2 nsec부터 채널모델 CM4에서 50 nsec 프레임 시간에 변화간격 5 nsec 등을 보여준다. 또한 블록부호화방식에서 프레임 시간의 조정만으로는 최소 요구 E_b/N_o 를 변화시킬 수 없고, 블록 길이를 조정하여 최소 요구 E_b/N_o 를 변화시킬 수 있다.

향후에는 물리계층 뿐만 아니라, 데이터 링크 계층과 연동하여 다양한 링크 적을 기법의 연구가 필요하다.

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. DOI: <https://doi.org/10.1109/TBME.2015.2511538>
- [2] Y. Ying, M. Ghogho, and A. Swami, "Block-coded modulation and noncoherent detection for impulse radio UWB," *IEEE Signal Process. Letters*, vol. 15, pp. 112 - 115, 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/LSP.2007.910307>
- [3] H. Gao, et al, "IFI and ISI Premitigation for Block-Code-Modulated Noncoherent UWB Impulse Radio: A Code Optimization Approach," *IEEE Trnas. Vehicular Tech.*, vol. 61, no. 4, pp. 1635-1648, May 2012. DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2012.2187938>
- [4] S. Min, "Efficient Receiver Design Based On Block-Coded Correlator Scheme for UWB-IR," *Journal of KAIS*, vol. 16, no. 11, pp. 7582-7588, 2015. DOI: <https://doi.org/10.5762/KAIS.2015.16.11.7582>
- [5] D. Qiao, et al, "Goodput analysis and link adaptation for IEEE 802.11a wireless LANs," *IEEE Trans, Mobile Computing*, pp. 278-292, 2002. DOI: <https://doi.org/10.1109/TMC.2002.1175541>
- [6] D. Mu, et al, "Performance Analysis of UWB Noncoherent Receiver with Block-Coded Modulation Scheme," *IEEE Communications Lettrers*, vol. 14, no. 6, pp. 509-511, June 2010. DOI: <https://doi.org/10.1109/LCOMM.2010.06.100102>
- [7] J. Foerster, Channel Modeling Subcommittee Final Rep. (doc.: IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Feb. 2002.
- [8] K. Witrisal and M. Pausini, "Statistical analysis of UWB channel correlation funtions," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, no. 3, pp. 1359-1373, May 2008. DOI: <https://doi.org/10.1109/TVT.2007.907008>

민 승 욱(Seungwook Min)

[정회원]



- 1987년 2월 : 서울대학교 제어계측 공학과 (공학사)
- 1990년 2월 : KAIST 전기및전자 공학과 (공학석사)
- 1999년 6월 : Polytechnic Univ. 전자공학과 (공학박사)
- 2007년 3월 ~ 현재 : 상명대학교 컴퓨터과학과 교수

<관심분야>

광대역통신, 무선랜, 이동통신