DBpia

가설검증 방식을 통한 UWB Rake 수신기의 기준신호 선택 기법

정회원 이 준 용*, 준회원 유 성 열*, 윤 성 준*, 하 동 헌*

A Hypothesis Test Approach to Template Selection for UWB Rake Receivers

Joon-Yong Lee* ***Regular Member***,
Sungyul Yoo*, Sung-Jun Yoon*, Dong-Heon Ha* ***Associate Members***

요 약

초광대역(UWB) 통신시스템의 응용 시나리오는 많은 경우 비가시적(non-LoS) 환경에서의 응용을 가정하고 있다. UWB 신호가 매질을 투과하여 방사될 경우 신호의 왜곡현상이 발생하며, 이는 수신부 상관기의 기준신호와 수신된 신호와의 상관계수를 감소시켜 성능을 저하시키는 요인이 된다. 본 논문에서는 가설검증 방식을 이용한 UWB Rake 수신기의 기준신호 선택 기법을 소개한다. 가설을 세우기 위한 파형의 선택을 위해 벡터 양자화 기법인 Linde-Buzo-Gray(LBG) 알고리듬을 사용하였다. 개시된 알고리듬을 성능을 non-LoS 환경에서 측정된 데이터를 이용해 평가하였다.

Key Words : UWB, rake receiver, hypothesis test, LBG algorithm

ABSTRACT

Many application scenarios of ultra-wideband(UWB) radio assume non-line-of-sigit(non-LoS) signal propagations. Through-material propagation of UWB signal introduces a distortion of the waveform as well as attenuation, which will introduce a decrease of the correlation coefficient between the correlator template and the received signal. A hypothesis test approach to selection of the template waveform for UWB rake receivers is posed. Linde-Buzo-Gray(LBG) algorithm is used to select the candidate waveforms which are used to setup the hypothesis test. The performance of the algorithm is tested using a set of indoor non-LoS propagation measurement data.

Ⅰ. 서 론

펄스 방식의 초광대역(ultra-wideband, UWB) 통신 시스템은 수 GHz에 이르는 광대역 신호를 사용하기 때문에 채널의 특성을 규정하는 데에 여러 가지 어려움이 따른다. UWB 채널에 관한 연구는 최근 활발히 진행되어 왔으며, IEEE 802.15.3a 표준화 그룹에서는 UWB 채널을 위한 통계적 모델을 제시한 바 있다[1]. 상기 채널 모델에서는 가시적(line-of-sight, LoS) 채널 환경 및 비가시적(non-LoS) 채널 환경을 구분하였으며, 후자의 경우 그 거리에 따라 몇 가지 다른 모드로 구분하고 이를 위한 별도의 통계적 모델을 제시하였다. 그러나 상기 채널 모델에서는 채널의 주파수 의존성은 고려하고 있지

※ 이 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2003-003-D00266).
* 한동대학교 전산전자공학부 (joonlee@handong.edu, y7933@hanmail.net, sungjunyoon@gmail.com, cannoner@hanmail.net)
논문번호 : KICS2005-11-452, 접수일자 : 2005년 11월 9일

www.dbpia.co.kr

않다. 특별히 신호가 매질을 투과하여 방사되는 non-LoS 환경에서의 신호의 왜곡 현상은 현저할 수 있으며 시스템의 성능에도 큰 영향을 줄 수 있다. 최근 non-LoS 채널 방사의 주파수 특성에 관한 연구 결과들이 소개된 바 있다[2]-[4].

신호의 왜곡이 존재하는 환경에서 수신단의 성능을 개선하기 위한 접근 방법 중 하나가 Rake 수신기의 상관기 기준신호를 결정함에 있어 수신된 신호의 왜곡을 고려하는 것이다. 이를 위해 Taha[5]와 Wilson[6]은 least square estimation 기법을 사용하여 최적의 기준신호를 선택하는 기법을 소개하였다. 상기 논문에서는 신호의 추정 방식을 통해 최적의 기준신호를 선택하였으나, 기준신호의 파형을 상관기에서 임의로 변경하는 것이 불가능하므로 이를 실제 시스템에 적용하는 데에는 어려움이 있다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위한 방법으로 추정방식이 아닌 가설검증(hypothesis test) 방식을 사용한 기준신호 선택 기법을 개시한다 즉, rake 수신기의 각 finger의 기준신호를 미리 설정된 유한개의 파형 중 하나로 가설검증을 통해 선택하는 기법이다. 가설검증에 사용하는 유한개의 신호 집합을 결정하기 위해 벡터 양자화(vector quantization) 기법 중 하나인 Linde-Buzo-Gray(LBG) 알고리듬[7]을 적용하였다. 즉 수신된 파형이 속한 Hilbert space를 유한개의 영역으로 양자화하여 각 영역에 해당하는 대표 파형을 가설검증에 사용하는 방식을 취하였다. 마지막으로 제안된 기준신호 선택 기법의 성능을 채널 방사 측정 데이터를 이용하여 테스트하였다.

Ⅱ. UWB 신호의 투과 특성

먼저 매질 투과시 발생하는 UWB 신호의 왜곡 현상을 알아보기 위해 간단한 채널 방사 측정을 실시하였다. Time Domain 사에서 제작한 UWB 안테나를 network analyzer의 port1과 prot2에 연결하여 안테나 시스템의 전달함수(transfer function)를 측정하였다. 송수신 안테나는 지상 1.5m 높이로 삼각대에 고정하였으며 수직편파(vertical polarization)가 유지되도록 하였다. 측정 대역은 1GHz~6GHz이며 25MHz의 주파수해상도로 측정되었다. LoS 채널과 함께 표 1에 요약된 매질에 의해 가로막힌 non-LoS 채널에서 측정이 이루어졌으며, 그림 1은 측정된 안테나 시스템의 전달함수를 시간 도메인으로 변환한 결과이다. 그림 1에서 목재문과 유리문을 투과한 경우, LoS의 경우와 큰 차이를 보이지 않으나, 콘크리트벽을 투과한 경우 신호의 주파수응답이 현저히 변화되었음을 볼 수 있다. 동일한 채널을 통해 UWB 신호를 송수신할 경우, 신호의 왜곡이 발생할 것을 예상할 수 있다.

표 1. 투과 측정에 사용된 매질

매질	두께
나무문	6mm
유리문	35mm
콘크리트벽	220mm

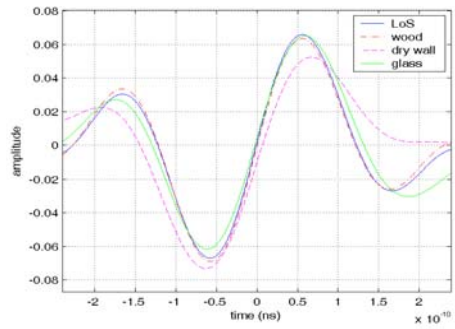

그림 1. Network analyzer로 측정된 antenna system function. 각 주파수응답의 energy는 정상화하였다.

Mashall[2]은 UWB 신호가 평면 매질을 투과하여 방사될 때의 효과를 모델링 한 바 있다. 상기 논문에 의하면 신호가 평면 매질에 수직으로 입사하여 투과할 때 전달함수 $H_w(f)$는

$$H_w(f) = \frac{4\eta_0\eta_w\rho_w}{(\eta_0+\eta_w)^2-\rho_w(\eta_0-\eta_w)^2} \quad (1)$$

로 나타내어질 수 있다. 여기서 η_0와 η_w은 각각 자유공간과 투과 매질의 특성임피던스(characteristic impedance)를 나타낸다. 그리고 파라미터 ρ_w는 매질 내부에서의 신호의 방사 효과를 나타내며 다음과 같이 표현된다.

$$\rho_w = \exp\left[-\left(\frac{\sigma}{2\beta}\sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} + j2\pi f\beta\sqrt{\mu\varepsilon}\right)\cdot\delta\right]. \quad (2)$$

여기서 파라미터 β는

$$\beta = \left[\frac{1+[1+(\sigma/2\pi f\varepsilon)^2]^{1/2}}{2}\right]^{1/2} \quad (3)$$

로 정의되며 σ, ε, μ는 매질의 전도율(conductivity), 유전율(permittivity), 투과율(permeability)을 각각 의미한다. Non-LoS 채널을 통해 수신된 신호의

www.dbpia.co.kr

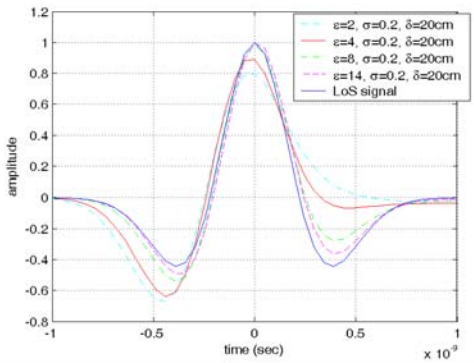

그림 2. 매질 투과시의 ε값에 따른파형의 변화

모양은 (2)와 (3)에 나타난 물질 상수들 이외에도 다중경로 채널의 기하학적 구조, 입사각 등의 다양한 요소에 의해서도 영향을 받는다. 그러나 본 논문에서는 propagation 시나리오를 간단화하여 평면 매질에 수직 입사한 경우만을 가정하였다. 그림 2는 (4)에서 정의된 Gaussian 함수의 2차미분 형태로 모델링된 신호가 (1)에 나타난 전달함수를 갖는 매질을 투과할 때의 파형의 변화를 보여준다.

$$w(t) = \left[1-4\pi\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2\right]\exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2\right], \quad (4)$$
$$\sigma = 0.781\times10^{-9}.$$

그리고 그림 3은 변형된 신호와 변형되기 이전의 신호와의 상관 계수를 보여준다. 그림 3에서 σ의 값이 크고 ε의 값이 작은 영역에서 상관계수가 급격히 감소함을 볼 수 있다.

수신된 펄스의 폭이 T_s sec 미만이라고 할 때, 수신된 신호들은 $t\in[-T_s/2, T_s/2]$에서 정의되는 무한차원(infinite dimension)의 연속적인 신호 공간에 속하게 된다. 또한 (2)와 (3)에 나타난 물질 상수들을 확률변수(random variable)로 모델링하면, 수신된 신호의 파형은 연속적인 확률과정(random process)으로 모델링 될 수 있으며, 이들이 속한 신호공간은 무한차원의 Hilbert space를 이루게 된다. 이때 수신 파형과 높은 상관계수를 갖는 기준신호를 선택함에 있어 가설검증 기법을 사용하기 위하여, 수신 파형이 속한 Hilbert space를 양자화하였다.

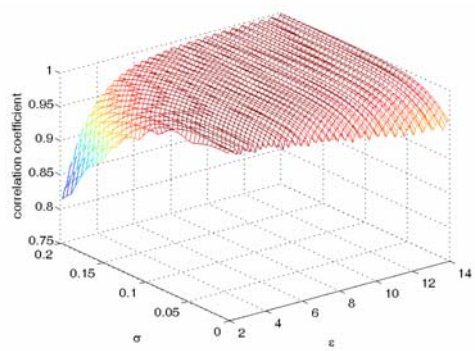

그림 3. 매질투과시 변형된 신호와 원래신호간의 상관계수. 매질의 두께는 20cm로 가정하였다.

Ⅲ. Hilbert space의 벡터 양자화

가설검증 과정을 위한 유한개의 대표 파형을 선택하기 위해서 본 논문에서는 벡터 양자화 기법 중의 하나인 LBG 알고리듬을 사용하였다. 앞서 언급된 바와 같이, non-LoS 채널에서 매질을 투과하여 수신된 신호의 모양은 연속적인 확률과정으로 모델링 될 수 있으며, 그 통계적 특성은 (2)와 (3)에 나타난 물질 상수들 (ε, σ, μ)의 분포에 의해 결정되어 진다. 상기 물질 상수들은 건축물에 사용되는 건축 자재들의 종류에 따라 달라지며, 이들의 확률 분포는 알려져 있지 않다. 본 논문에서는 일반적인 건축 자재의 물질 상수들의 범위[4]를 고려하여 다음과 같이 uniform한 확률밀도함수를 갖는다고 가정한다.

$$\begin{cases} f_\varepsilon(\varepsilon) = \dfrac{1}{\varepsilon_u-\varepsilon_l}, & \varepsilon\in[2,14], \\ f_\sigma(\sigma) = \dfrac{1}{\sigma_u-\sigma_l}, & \sigma\in[0,0.2], \\ f_\delta(\delta) = \dfrac{1}{\delta_u-\delta_l}, & \varepsilon\in[0.05,0.3]. \end{cases} \quad (5)$$

여기서 $f_a(a)$는 확률변수 "a"의 확률밀도함수를 의미한다. 식 (2), (3), (5)로부터 수신 신호 $w(t)$의 통계적 특성이 결정되며, 확률과정 $w(t)$는 양자화하고자하는 연속적인 Hilbert space 상에서 일종의 training sequence의 역할을 하게 된다. 신호공간의 벡터양자화를 위해 적용한 LBG 알고리듬은 다음과 같이 요약될 수 있다[7].

1. 기준신호의 초기값 $\{s_i(t)\}_{i=1}^N$, $t\in[-T_s/2, T_s/2]$으로 시작한다.
2. 다음과 같이 양자화 영역을 결정한다.

$$V_i = \left\{(\varepsilon,\sigma,\delta);\ \int_{-\infty}^{\infty}|w(t;\varepsilon,\sigma,\delta)-s_i(t)|^2dt < \int_{-\infty}^{\infty}|w(t;\varepsilon,\sigma,\delta)-s_j(t)|^2dt,\ \forall i\neq j\right\},$$
$$j = 1,2,\cdots,N. \quad (6)$$

www.dbpia.co.kr

3. 평균제곱오차(mean square error, MSE)를 다음과 같이 계산한다.

$$D=\sum_{i=1}^{N}\int_{(\varepsilon,\sigma,\delta)\in V_i}\int_{-\infty}^{\infty}|w(t;\varepsilon,\sigma,\delta)-s_i(t)|^2 \cdot f_{\varepsilon\sigma\delta}(\varepsilon,\sigma,\delta)dtd\varepsilon d\sigma d\delta. \quad (7)$$

4. MSE가 이전 iteration에 비해 일정 비율 이상 개선된 경우 다음 단계로 넘어간다. 그렇지 않을 경우 iteration을 멈춘다.
5. 다음과 같이 대표 파형 $\{s_i(t)\}_{i=1}^{N}$을 결정한다.

$$s_i(t)=\int_{(\varepsilon,\sigma,\delta)\in V_i} w(t;\varepsilon,\sigma,\delta) \cdot f_{\varepsilon\sigma\delta}(\varepsilon,\sigma,\delta)\,d\varepsilon d\sigma d\delta. \quad (8)$$

6. 2단계로 돌아간다.

상기 알고리듬을 적용함에 있어, 변형된 펄스들은 모두 LoS 신호와의 동기가 획득되었다고 가정하였다. 그림 4~그림 6은 상기 알고리듬에 따라 $N=$

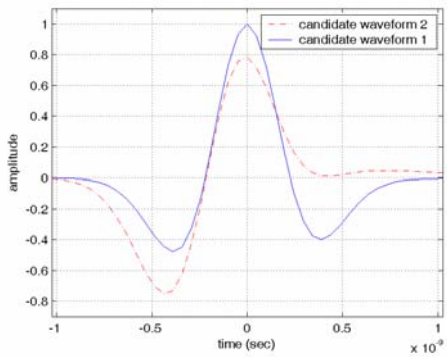

그림 4 LBG 알고리듬을 이용하여 얻어진 대표 파형($N=2$). 신호의 energy는 정상화되어 있다.

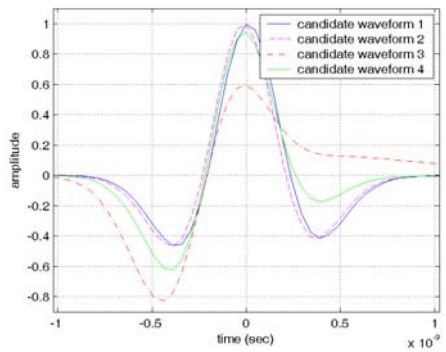

그림 5. LBG 알고리듬을 이용하여 얻어진 대표 파형($N=4$). 신호의 energy는 정상화되어 있다.

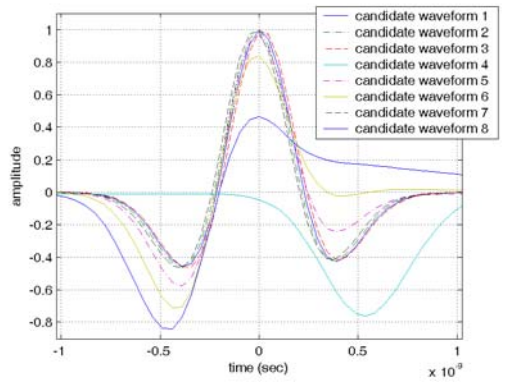

그림 6. LBG 알고리듬을 이용하여 얻어진 대표 파형($N=8$). 신호의 energy는 정상화되어 있다.

$2, 4, 8$인 경우 대표 파형을 수치적 방법(numerical method)을 이용해 구해본 것이다. 파라미터 $N=8$인 경우, 유사한 대표 파형들이 나타나는 것을 볼 수 있는데, 이것은 물질 상수들이 (5)의 분포를 따른다고 가정할 때, LoS 신호의 파형에서 거의 변형되지 않은 매우 유사한 수신 신호들이 많이 나타나기 때문이다.

Ⅳ. 가설 설정

Non-LoS 다중경로(multipath) 채널을 통해 수신된 신호는 $r(t)$는 일반적으로 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$r(t)=\sum_{k=1}^{L} a_k w_k(t-\tau_k)+n(t) \quad (9)$$

신호 $w_k(t)$는 k번째 다중경로 신호를 의미하며 Ⅱ절에서 언급된 바와 같이 Hilbert space에 속하는 연속적인 확률과정으로 모델링된다. 파라미터 τ_k, a_k는 k번째 다중경로 성분의 도착시간과 진폭을 각각 나타내며 $0<\tau_1<\tau_2<\cdots<\tau_N$를 만족한다. 채널에 존재하는 잡음신호 $n(t)$는 부가백색가우시안 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)이며 다중경로의 개수 L은 알려져 있지 않은 수이다. 이제 수신된 파형 $w_k(t)$가 N개의 양자화된 대표 파형 $\{s_i(t)\}_{i=0}^{N}$, $t\in[-T_s/2, T_s/2]$ 중의 하나라고 가정하고, 이때의 수신 신호를 $r_q(t)$라고 한다면,

$$r_q(t)=\sum_{k=1}^{L} a_k y_k(t-\tau_k)+n(t) \quad (10)$$

www.dbpia.co.kr

로 표현될 수 있으며, 여기서 신호 $y_k(t)$는

$$y_k(t) \in \{s_i(t)\}_{i=1}^{N} \tag{11}$$

를 만족한다.

Selective rake 수신방식의 경우 복조 과정에서 M개의 major path 신호 성분을 사용하게 되며, 이때 m번째 major path의 도착시간과 진폭을 각각 ζ_m와 b_m라 명한다. 여기서 $m \in \{1,2,\cdots M\}$이며, $\{b_i\}_{m=1}^{M}$은 $|b_1| > |b_2| > \cdots > |b_M|$ 를 만족한다고 가정한다. 또한 m번째 major path의 파형 $g_m(t)$는

$$g_m(t) \in \{s_i(t)\}_{i=1}^{N}, \quad m \in \{1,2,\cdots,M\} \tag{12}$$

를 만족한다. 상기 가정을 이용해 m번째 major path 신호 성분의 파형을 위한 가설을 다음과 같이 세울 수 있다.

$$\begin{aligned} H_i^{(m)}: g_m(t) &= s_i(t), \\ m &= 1, 2, \cdots M, \quad i = 1, 2, \cdots N, \end{aligned} \tag{13}$$

즉,

$$\begin{aligned} H_i^{(m)}: r_q(t) = & \; b_m s_i(t-\zeta_m) \\ & + \sum_{k=1, \tau_k \neq \zeta_m}^{L} a_k y_k(t-\tau_k) + n(t), \\ m = & \; 1, 2, \cdots M, \quad i = 1, 2, \cdots N. \end{aligned} \tag{14}$$

가설검증을 위해 maximum *a posteriori*(MAP) criterion을 적용하면 다음의 결정규칙(decision rule)이 얻어진다[8].

결정규칙:

$$\begin{aligned} & p_i \cdot \int_{-T_s/2}^{T_s/2} r(t) s_i(t-\zeta_m) dt \\ > & \; p_j \cdot \int_{-T_s/2}^{T_s/2} r(t) s_j(t-\zeta_m) dt, \\ & \forall i \neq j, \; j = 1, 2, \cdots, N. \end{aligned} \tag{15}$$

이 만족될 경우 $H_i^{(m)}$로 결정.

여기서 $p_i = P(H_i^{(m)})$는 선험확률(*a priori* probability)을 의미하며

$$p_i = \int_{(\varepsilon, \sigma, \delta) \in V_i} f_{\varepsilon\sigma\delta}(\varepsilon, \sigma, \delta) \, d\varepsilon \, d\sigma \, d\delta, \tag{16}$$

로 계산될 수 있다.

Selective rake 수신기에서의 decision variable U는

$$U = \sum_{m=1}^{M} b_m \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \, \hat{g}_m(t-\zeta_m) dt \tag{17}$$

로 정의될 수 있으며[9], 수신기의 성능은 U의 값에 의해 결정된다. (17)에서 $\hat{g}_m(t)$는 가설검증을 통해 선택된 m번째 major path의 기준신호이다. 이때 $\{s_i(t)\}_{i=1}^{N}$와 수신 신호 $\{w_k(t)\}_{k=1}^{L}$의 energy가 모두 E_s로 정상화되어 있다고 가정하면, U의 기대값(expectation)은

$$\begin{aligned} \mathrm{E}\{U\} &= \sum_{m=1}^{M} b_m \cdot \mathrm{E}\left\{ \int_{-\infty}^{\infty} r(t) \, \hat{g}_m(t-\zeta_m) dt \right\} \\ &= \sum_{m=1}^{M} b_m \cdot \left(E_s - \frac{D}{2} \right) \end{aligned} \tag{18}$$

로 계산될 수 있다. 여기서 D는 (7)에서 정의된 MSE를 의미한다. (18)에서 decision variable U의 기대값은 벡터 양자화에 의해 발생하는 MSE가 작아질수록 커짐을 알 수 있다.

Ⅴ. 측정데이터를 이용한 성능평가

상기 제안된 기준신호 선택 기법을 채널 측정 데이터를 사용하여 테스트하였다. 이를 위해 실내 환경에서 시간 도메인에서 측정된 데이터[10]를 사용하였다. 이 데이터는 일반 사무실 환경에서 측정된 것으로 그림 7은 측정이 이루어진 건물의 단면도를 보여준다. 측정시 건물의 중앙부에 송신기를 고정시키고 단면도상에 영문 알파벳으로 표기된 사무실에

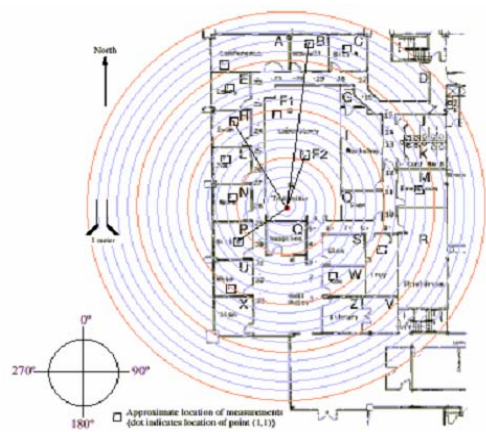

그림 7. 측정이 이루어진 건물의 단면도

www.dbpia.co.kr

수신 안테나와 디지털 오실로스코우프를 이용하여 채널 프로파일을 측정하였다. 또한 각 사무실에서는 간격이 6 inch인 7×7 그리드상에서 측정이 실시되었다.

주어진 채널 응답(channel response)으로 부터 각 rake finger의 기준신호를 결정하기 위해서는 채널 추정을 필요로 한다. 이를 위해 Win[10]은 maximum likelihood(ML) estimation을 이용한 비선형계획법(non-linear programming)을 소개한 바 있다. 여기서는 Win이 소개한 알고리듬에 여러 개의 대표 파형을 적용하는, 다음과 같은 수정된 ML 알고리듬을 사용하였다.

1. $m=1$로 놓는다.

$$(\zeta_m, \alpha_m) = \arg\max_{(\zeta, \alpha)} p_i \cdot \left| \int_{-\infty}^{\infty} r_{n-1}(t; \zeta_1, \cdots, \zeta_{m-1}, b_1, \cdots, b_{m-1}) \cdot s_\alpha(t-\zeta) dt \right|. \quad (19)$$

여기서

$$r_m(t; \zeta_1, \cdots, \zeta_m, b_1, \cdots, b_m) = r(t) - \sum_{k=1}^{m} b_k g_k(t-\zeta_k), \quad r_0(t) = r(t) \quad (20)$$

로 정의된다.

2. $g_m(t) = s_{\alpha_m}(t)$
3. $$(b_1, b_2, \cdots, b_m) = \arg\min_{(c_1, \cdots, c_m)} A \quad (21)$$
$$\int_{-\infty}^{\infty} |r_m(t; \zeta_1, \cdots, \zeta_m, c_1, \cdots, c_m)|^2 dt$$
4. Index m을 1만큼 증가시킨다.
5. $m \le M$일 경우 2단계로 돌아간다. 그렇지 않을 반복을 멈춘다.

그림 8은 이 데이터 중 SNR이 양호한 441개의 샘플을 사용하여 decision variable U의 값을 추출한 결과이다. 기준신호로 사용한 대표 파형의 수가 증가할수록 U도 증가함을 볼 수 있으며, 결과적으로 비트 오류율(bit error rate)이 낮아지게 됨을 예상할 수 있다. 그림 9와 그림 10은 그림 7의 단면

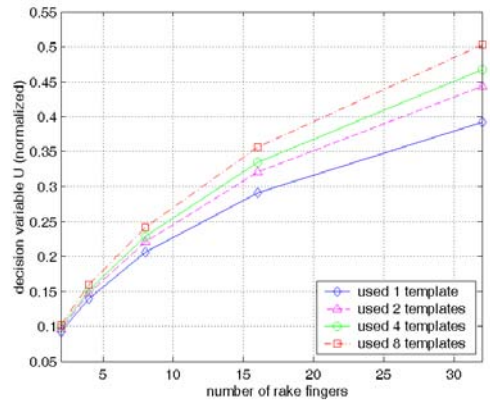

그림 8 Decision variable U

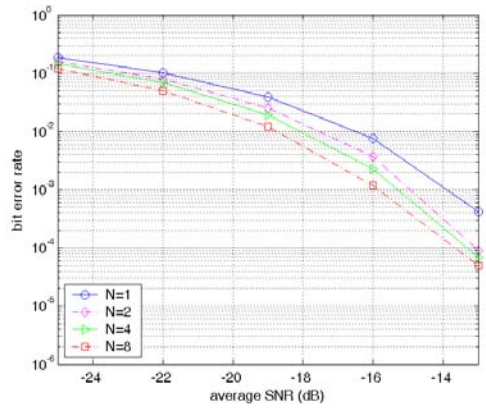

그림 9. 사무실 U에서 측정된 데이터를 이용해 얻어진 비트 오류율

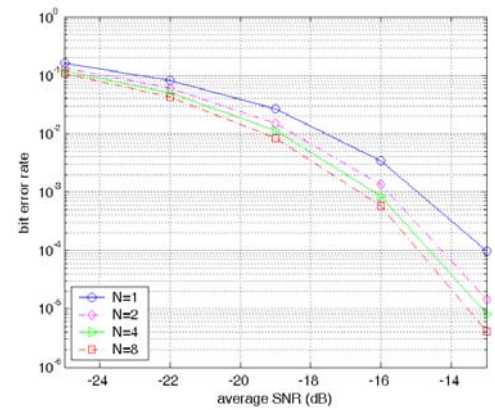

그림 10. 사무실 W에서 측정된 데이터를 이용해 얻어진 비트 오류율

도상의 사무실 U와 W에서 측정된 데이터를 이용한 모의실험의 결과이다. 본 모의실험에서는 AWGN 채널환경을 가정하였으며, 수신단은 finger의 수가 8

www.dbpia.co.kr

인 selectrive rake 수신기로 설정하였다. 다중접속 방식과 변복조 방식은 각각 direct sequence(DS) - CDMA 방식과 BPSK 방식을 사용하였으며, 전송률은 10Mbps를 가정하였다. 다중접속을 위해 사용된 pseudorandom(PN) code는 uniform하게 생성하였다. 모의실험 결과는 사용된 대표 파형의 종류가 증가할수록 비트 오류율이 감소함을 보여준다.

Ⅵ. 결 론

투과로 인해 발생하는 신호의 왜곡으로 인한 성능 저하를 개선하기 위한 방법으로 가설검증을 통해 기준신호를 선택하는 기법을 개시하였다. 이 기법은 추정을 통해 기준신호의 파형을 결정하는 방식 [5], [6]에 비해 성능 개선의 폭이 작으나, 실제 시스템에 적용이 가능하다는 장점이 있다. 특정 개수의 대표 파형을 결정하는 방법으로 신호공간의 벡터양자화 기법을 사용하였으며, 이는 변형된 신호의 통계적 정보가 주어져 있을 때, 최적화된 방법이다. 본 논문에서는 매질의 물질상수의 분포를 uniform하다는 가정 하에 변형된 신호의 통계적 정보를 추출하였으나, 매질의 특성 및 기하학적 구조에 대한 좀 더 신뢰성이 높은 통계적 모델이 필요하다.

참 고 문 헌

〔1〕 Jeff Forester, “Channel modeling sub-committee report(final),” Tech. Rep. P802-15-02/368r5-SG3a, IEEE P802.12 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), Dec. 2002.

〔2〕 Jim Marshall, “Modeling of through-wall propagation for ultrawideband signals,” *MILCOM 2004*, Oct. 2004.

〔3〕 Robert A. Scholtz and Joon-Yong Lee, “Problems in modeling UWB channels,” in *Proc. 36th Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers*, Nov. 2002, pp. 706-711.

〔4〕 Zhenqii Chen, Zihua Guo, Richard Yao, “The characteristics of UWB signal tranmitting through a lossy dielectric slab,” in *Proc. VTC 2004*, Sep. 2004, vol. 1, pp. 134-138.

〔5〕 Ali Taha and Keith M. Chugg, “On designing the optimal template waveform for UWB impulse radio in the presence of multipath,” in *Proc. UWBST 2002*, May 2002, pp. 41-45.

〔6〕 Robert A. Scholtz Robert D. Wilson, “Template estimation in ultrawideband radio,” in *Proc. Signals, 37th Asilomar Conference on Systems & Computers*, Nov. 2003, pp. 1244-1248.

〔7〕 Khalid Sayood, *Data Compression*, Morgan Kaufmann Publishers, Inc., San Francisco, CA, 1996.

〔8〕 Harry L. Van Trees, *Detection, Estimation, and Modulation Theory*, John Wiley & Sons, Inc., New York, 2001.

〔9〕 John G. Proakis, *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 2000.

〔10〕 Moe Z. Win and Robert A. Scholtz, “Energy capture vs. correlator resources in ultra-wide bandwidth indoor wireless communications channels,” in *Proc. Milcom ’97*, Nov. 1997.

이 준 용 (Joon-Yong Lee) 정회원

1993년 2월 홍익대학교 전자공학과(공학사)
1997년 5월 University of Southern California(공학석사)
2002년 5월 University of Southern California(공학박사)
2002년 9월~현재 한동대학교전산전자공학부 조교수
<관심분야> UWB 위치인식 시스템, UWB 채널모델링

유 성 열 (Sungyul Yoo) 준회원

2006년 2월 한동대학교 전산전자공학부(공학사)
<관심분야> UWB 위치인식, UWB 거리추정 성능평가

www.dbpia.co.kr

윤 성 준 (Sung-Jun Yoon) 준회원

1999년 3월~현재 한동대학교 전산전자공학부

<관심분야> Impulse radio 성능 평가

하 동 헌 (Dong-Heon Ha) 준회원

2001년 3월~현재 한동대학교 전산전자공학부

<관심분야> UWB 신호의 투과 특성, UWB 위치인식 성능개선

www.dbpia.co.kr