

# 위상을 고려한 UWB 채널 모델

정회원 양 훈 기\*, 박 종 일\*\*

## UWB Channel Model Reflecting Phase Factor

Hoon-Gee Yang\*, Jong Il Park\*\* *Regular Members*

### 요 약

본 논문에서는 위상 특성을 포함시킨 UWB 채널 모델링 방법을 제시한다. 제시된 방법에서는 UWB 펄스를 펄스폭의 역수에 해당하는 주파수 및 이 주파수의 하모닉 주파수를 중심주파수로 갖는 여러 협대역 신호들의 합으로 표현한 후 각 협대역 신호에 대해서 ray-tracing 알고리즘을 적용시킨다. 수신 신호의 다중 경로 성분들의 파형을 보기 위해 모의 실험을 하여 기존에 제시된 수신 펄스 형태외에 다양한 형태가 나타날 수 있음을 보인다.

### ABSTRACT

This paper presents a method of UWB channel modeling, which includes the phase characteristics of the UWB channel. This is accomplished by decomposing a UWB pulse into several narrowband signal components. We show the ray-tracing algorithm can be used to acquire the amplitude and the phase of each signal component. Finally, it is shown that the received pulses simulated can have various shapes due to frequency-dependent reflectivity coefficient resulting from the intrinsic nature of ultra-wide bandwidth of a UWB pulse.

### 1. 서 론

UWB(Ultrawide band) 통신 기술은 초저전력 특성으로 기존의 이동통신, WLAN 등 시스템과 양립(coexistence)할 수 있으면서도 고속으로 데이터 전송이 가능한 기술로 주목을 받고 있다.<sup>[1]</sup> 최근 FCC는 방사전력 허용한도에서 UWB 기기의 상용화를 허용한바 있으며 이에 따라 IEEE 802.15.3a 그룹에서 UWB 통신시스템의 물리 계층에 대한 표준화 작업이 진행중에 있다.<sup>[2]</sup> UWB 모델 기술, 신호 파형, 데이터 포맷, 채널 모델링 등 여러 방면에 걸쳐서 표준화 제안서가 접수중이다.<sup>[3]</sup>

채널 모델링은 통신시스템의 성능을 평가할 수 있는 틀로서 실제 동작 환경에서 수신될 수 있는 신호 형태를 시뮬레이션 하는 것이 주요 목표이다. 기존의

이동통신 채널중 도심지나 실내 채널 모델링 기법으로 여러 가지 방식들이 제안되었다.<sup>[4]</sup> 실내 채널모델에서는 내부 환경의 복잡도로 인해서 클러스터 효과가 나타난다.<sup>[5][6]</sup> 참고문헌[5][6]에서 제시된 방법 모두 Poisson 모델을 변형한 것으로서 Hashemi 측정된 결과를 바탕으로 다중 경로 성분의 진폭 특성이 Rayleigh 분포가 아니라 Lognormal 분포를 따른다고 주장하였다.<sup>[6]</sup> 여기서 제안된 방법의 임펄스 응답 결과는 UWB 시스템의 동작 환경이 실내이므로 UWB 채널 모델링에 어느 정도 적용 가능할 것이다. UWB 시스템은 좁은 폭의 펄스를 사용하므로 다중 경로 성분끼리 시간적으로 겹치는 부분이 적어서 페이딩 영향을 상대적으로 조금 받을 것이므로 진폭특성이 Rayleigh분포를 갖지 않을 것이다.<sup>[7]</sup> Cassioli는 UWB 채널을 large-scale 페이딩 및 small-scale 페이딩으로 구분하고 측정 결과와 가장 일치한 형태를 갖

\* 광운대학교 전자공학과 (hgyang@daisy.kw.ac.kr) \*\* 육군사관학교 전자공학과 (uwblab@hanmail.net)

논문번호: 030359-0814, 접수일자: 2003년 8월 14일

※ 본 논문은 2002년도 광운대학교 교내학술연구비 지원에 의해 연구되었음.

는 확률밀도 함수를 제시하였다.<sup>[8]</sup> small-scale 페이딩의 경우 진폭 성분은 Hashemi의 주장처럼 Lognormal 분포가 실측값과 가장 유사한 것으로 나타났다. Foerster는 RMS delay, mean access delay, 다중경로 성분의 갯수 등을 가장 잘 나타낼 수 있는 SV(Saleh Valenzuela)에 기반을 둔 UWB 채널모델을 IEEE에 제안하였다.<sup>[9]</sup> 이들 방법은 다중경로 성분의 진폭과 지연시간에 대한 통계적 특성을 찾는 것이 주요 관심사다.

UWB 펄스는 초광대역 신호이므로 반사계수가 주파수의 함수가 되고 또한 복소수 형태를 취하고 있으므로 복소위상을 고려해 주는 채널 모델링 기법이 필요하다. 본 논문에서는 위상 정보를 포함하는 UWB 채널 모델링 기법을 제시하고 이를 실행하기 위해서 간단한 실내구조에 대해서 ray-tracing 기법을 적용하여 다중경로 성분의 파형까지 보여줄 수 있는 수신 신호 발생 방법을 제시한다. 2절에서는 UWB 채널 모델링 방법을 제시하였고 3절에서는 수신신호를 발생시키는 모의 실험 결과를 제시하였으며 4절에서 결론을 맺는다.

## II. UWB 채널 모델링

기존에 발표된 대부분의 논문에서는 UWB 채널 모델링을 위해서 임펄스 응답  $h(t)$ 로

$$h(t) = \sum_k a_k \delta(t - \tau_k) \exp[j\theta_k] \quad (1)$$

가 주로 사용 되었다.<sup>[8][9]</sup> 여기서  $\tau_k$ 는  $k$ 번째 경로의 지연 시간이고  $a_k e^{j\theta_k}$ 는 거리에 따른 경로 손실 값을 포함하는 복소 반사 계수이다. 기존 논문에서 위상 성분  $\theta_k$ 는  $[-\pi, \pi]$  구간에서 uniform 분포를 갖는 랜덤 변수로 가정하고  $a_k$ 와  $\tau_k$ 의 통계적 특성을 주로 제시하였다.

(1)의 채널 임펄스 응답  $h(t)$ 는 협대역 통신 시스템의 임펄스 응답으로는 사용 가능하지만 UWB 통신 시스템 처럼 초광대역 신호를 전송하는 경우에는 단순히 적용시킬 수 없다. 왜냐하면 (1)의  $h(t)$ 는 기저대역 등가 모델(Baseband Equivalent Model)이고 UWB 펄스  $s(t)$ 는 대역통과 신호이기 때문이다. 그러므로 UWB 수신단에 도달한 신호는 단순히 송신 펄스와 채널 임펄스 응답의 컨벌루션 값  $h(t)*s(t)$

라 할 수 없다. 수신신호가 송신 펄스와 채널 임펄스 응답의 컨벌루션 형태가 되기 위해서는  $s(t)$ 를 기저대역 등가 형태로 바꾸어야 한다. 하지만 UWB 신호  $s(t)$ 는 반송파(carrier)가 없으므로 대역통과 신호의 경우처럼 간단히 바꿀 수는 없다. 이를 위해 다음과 같이  $s(t)$ 가 반복되는 주기신호  $s_p(t)$ 를 정의하자.

$$s_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s(t - kT)$$

여기서  $T$ 는 UWB 신호  $s(t)$ 의 펄스폭이며 이 경우  $s(t)$ 는  $s(t) = s_p(t) \text{rect}(\frac{t}{T})$ 로 표현할 수 있다.  $s_p(t)$ 는 주기 신호이므로 다음과 같이 Fourier 급수로 전개할 수 있다.

$$s(t) = \text{rect}(\frac{t}{T}) \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(2\pi n f_0 t) \quad (2)$$

(2)에서  $f_0 = \frac{1}{T}$ 이다. 그리고  $s(t)$ 는 우함수이고 적분값이 0, 즉  $\int_{-\infty}^{\infty} s(t)dt = 0$ 라고 가정하였다. 전자의 가정은 알고리즘의 유도과정 수식을 간단하게 해주며 채널 임펄스 응답의 형태를 바꾸지는 않는다. 단지  $t=0$ 에서 펄스가 송신된 경우(이때  $s(t)$ 는 우함수가 아님)와 비교해 보면 지연시간(delay time)축에서 펄스폭의 반만큼 채널 임펄스 응답이 일찍 도달한 모양이다. 후자의 가정은 UWB통신에서 허용된 주파수가 3-5GHz 대역이므로 낮은 주파수 성분은 무시할 수 있을 정도의 작은 값으로 가정 할 수 있다. DC 성분에 해당하는  $n=0$ 는  $s(t)$ 의 평균값이 0이 되도록 설계하여 즉  $\int_T s_p(t)dt = 0$ 이 되도록 하여  $A_0 = 0$ 이 되게 할 수 있으므로 급수 전개는  $n=1$ 에서 부터 시작하였다. (2)는  $s(t) = \sum_{n=1}^{\infty} s_n(t)$ 로 표현할 수 있으며 여기서  $s_n(t) = A_n \text{rect}(\frac{t}{T}) \cos(2\pi f_0 n t)$ 이다.  $A_n$ 값은  $s(t)$ 의 파형에 의해 정해지는 값으로 Fourier 변환 및 Fourier 급수 계수사이의 관계에 의해서

$$A_n = \left. \frac{S(f)}{T} \right|_{f=nf_0} \quad (3)$$

에 의해 구할 수 있다. 여기서  $S(f)$ 는  $s(t)$ 의 Fourier 변

환이다. 각각의  $s_n(t)$ 는 반송파 주파수가  $nf_0$ 의 대역통과 신호가 되고  $s_n(t)$ 의 기저대역 등가 신호를  $\tilde{s}_n(t)$ 라 하면  $\tilde{s}_n(t) = A_n \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$  이 된다. 송신펄스가 기저대역 등가 신호 형태로 변환되었으므로 컨볼루션 연산 적용이 가능하다. 즉  $\tilde{s}_n(t)$ 가 채널  $h(t)$ 를 통과하여 수신된 기저 대역 등가 수신 신호  $\tilde{r}_n(t)$ 는

$$\begin{aligned} \tilde{r}_n(t) &= \tilde{s}_n(t) * h(t) \\ &= A_n \sum_k a_k \text{rect}\left(\frac{t-\tau_k}{T}\right) \\ &\quad \times \exp[j(\theta_k - 2\pi n f_0 \tau_k)] \end{aligned}$$

이 된다.  $\tilde{r}_n(t)$ 을 다시 대역통과신호  $r_n(t)$ 로 변환하면

$$\begin{aligned} r_n(t) &= A_n \sum_k a_k \text{rect}\left(\frac{t-\tau_k}{T}\right) \\ &\quad \times \cos(2\pi n f_0(t-\tau_k) + \theta_k) \end{aligned} \quad (4)$$

이 된다. 사실상 (4)에서  $a_k$ 와  $\theta_k$ 는  $f = nf_0$ 주파수 성분에 대한 채널 응답을 나타내므로 다른 주파수 성분에 대해서는 다른 특성을 나타낼 것이다. 왜냐하면  $a_k$ 와  $\theta_k$ 는  $k$ 번째 경로가 주변물체에 의해 여러 번 반사과정을 거쳐서 최종적으로 얻어지는 진폭, 위상 특성이며 주변 물체의 반사계수가 일반적으로 주파수의 함수이므로 주파수 성분이 달라지면 다른 값을 갖는다고 가정해야 한다. 참고로 협대역 통신 시스템의 채널 모델링에서 이 값들은 보통 상수로 가정한다.  $a_k, \theta_k$ 를 주파수의 함수로 가정하여  $a_{n,k}$ 와  $\theta_{n,k}$ 로 대체하면  $r_n(t)$

$$\begin{aligned} r_n(t) &= A_n \sum_k a_{n,k} \text{rect}\left(\frac{t-\tau_k}{T}\right) \\ &\quad \times \cos(2\pi n f_0(t-\tau_k) + \theta_{n,k}) \end{aligned} \quad (5)$$

로 나타낼 수 있다. 요약해 보면 반송파를 가지지 않는 UWB 송신 신호  $s(t)$ 는 반송파 주파수가  $nf_0$ 인 대역 통과 신호  $s_n(t)$ 들의 합으로 나타낼 수 있고 각  $s_n(t)$ 은 채널 임펄스 응답이

$$h_n(t) = \sum_k a_{n,k} \delta(t - \tau_k)$$

$$\times \exp(j(\theta_{n,k} - 2\pi n f_0 \tau_k)) \quad (6)$$

인 서로 다른 특성을 가지는 채널을 통과하게 된다. 이를 블록도로 나타내면 아래 그림과 같다.

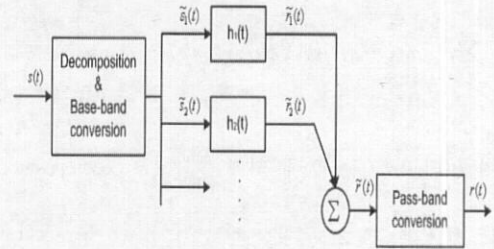


그림 1. 수신 신호 발생 블록도  
Fig. 1 Block diagram of simulating procedure

최종적으로 수신된 신호는

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_n r_n(t) = \text{rect}\left(\frac{t-\tau_1}{T}\right) \\ &\quad \times \{ A_{1,1} a_{1,1} \cos(2\pi f_0(t-\tau_1) + \theta_{1,1}) \\ &\quad + A_{2,1} a_{2,1} \cos(4\pi f_0(t-\tau_1) + \theta_{2,1}) \\ &\quad + A_{3,1} a_{3,1} \cos(6\pi f_0(t-\tau_1) + \theta_{3,1}) + \dots \} \\ &\quad + \text{rect}\left(\frac{t-\tau_2}{T}\right) \times \{ A_{1,2} a_{1,2} \cos(2\pi f_0(t-\tau_2) + \theta_{1,2}) \\ &\quad + A_{2,2} a_{2,2} \cos(4\pi f_0(t-\tau_2) + \theta_{2,2}) \\ &\quad + A_{3,2} a_{3,2} \cos(6\pi f_0(t-\tau_2) + \theta_{3,2}) + \dots \} \\ &\quad + \dots \end{aligned} \quad (7)$$

로 나타낼 수 있다. 여기서  $a_{n,k}$ 와  $\theta_{n,k}$ 는  $k$ 번째 경로의 수신 신호 중 주파수가  $nf_0$ 인 주파수 성분에 대한 물체의 반사 계수의 진폭 및 위상을 나타낸다. 경로에 따라 여러 반사과정을 거치게 되며 이때  $a_{n,k}$ 와  $\theta_{n,k}$ 이 결정되는 과정은 3절에서 설명한다. (6)은 UWB 채널 임펄스 응답으로 (1)을 사용하는 것은 정확한 표현이 못됨을 의미한다. (1)은 사실상 반사 계수가 주파수에 무관할 때 성립하는 식이므로 UWB 신호와 같이 초광대역 신호를 전송하는 시스템의 채널 임펄스 응답을 정확히 표현한다 할 수는 없다. 이것은 다음과 같이 달리 증명할 수 있다. 주파수가  $f$ 인 single tone 신호를 전송하는 경우 채널의 주파수 특성  $H(f)$ 의 진폭 및 위상이 주파수의 함수인 경우

$$H(f) = \sum_k a_k(f) \exp[j(\theta_k(f) - 2\pi f \tau_k)] \quad (8)$$

로 나타낼 수 있다. 이때  $\cos(2\pi n f_0 t)$ 를 전송하는 경우 수신 신호  $r_n(t)$ 는

$$\sum_k A_n a_n(n f_0) \cos[2\pi n f_0(t - \tau_k) + \theta_k(n f_0)] \quad (9)$$

이 된다.  $s(t)$ 는 (2)에 의해  $\sum_n s_n(t)$  decomposition될 수 있으므로  $\sum_n s_n(t)$ 가 송신된 경우 수신 신호는 (7)과 동일하게 되어 결국 기존에 임펄스 응답으로 사용한 (1)은 UWB 채널모델에 정확하게 맞는 형태가 못된다.

### III. 시뮬레이션

수신신호(7)을 시뮬레이션하기 위해서는  $a_{n,k}$ ,  $\theta_{n,k}$ ,  $\tau_k$  값이 필요하다. 본 논문에서는 이들을 ray-tracing 기법을 이용해서 추출할 것이며 그에 앞서 기존에 제시된  $a_{n,k}$ ,  $\theta_{n,k}$ 의 통계적 특성을 적용하면 수신 펄스 모양이 어떻게 달라지는지 시뮬레이션 해보았다.

그림 2(a)는 Gaussian pulse의 형태를 갖는 송신펄스이며 그림 2(b)는 (7)을 이용하여 얻어진  $r(t)$ 를 보여준다.  $A_n$ 은 (3)을 이용해서 얻었고  $\{a_{n,k}\}$ 은 log-normal 분포를 갖는 랜덤변수로,  $\{\theta_{n,k}\}$ 는  $[-\pi, \pi]$  구간에서 uniform 분포를 갖는 랜덤 변수로 가정하고 사용된 반송파는  $f_0$ 부터  $5f_0$ 까지 5개의 반송파를 사용하였다. 반송파 갯수를 5개로 한 이유는  $A_n$ 의 값은  $n$ 이 커짐에 따라 작아지며 5개 정도의 푸리에급수 값을 사용한 경우 합성된 신호파형이  $s(t)$ 와 거의 같아지기 때문이다. 그림 2(b)에 보여준 바와 같이  $s(t)$ 와 전혀 모양이 다른 여러 형태가 나타날 수 있음을 확인할 수 있었다.

참고로  $a_{n,k}$ 가 주파수에 관계없이 일정하다면, 즉  $m \neq n$ 인 모든  $m$ 에 대해서  $a_{n,k} = a_{m,k}$  라면 그리고  $\theta_{n,k}$ 가  $180^\circ \times (\text{반사횟수})$ 로 정의 된다면  $r(t) = as(t-\tau)$  ( $a, \tau$ : 상수)가 되어 다중 경

로 성분이  $s(t)$ 와 같은 형태이거나  $180^\circ$  위상 천이된 형태를 갖는 파형을 갖게 된다.

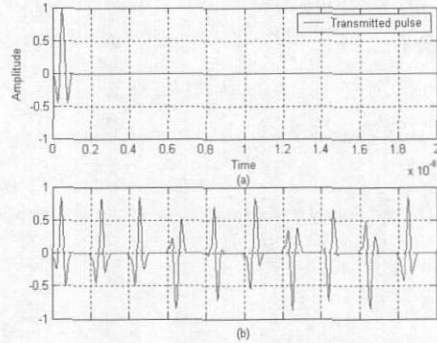


그림 2. 위상 성분을 고려한 UWB 송수신 신호 펄스  
Fig. 2 Transmitted pulse vs. simulated received pulse

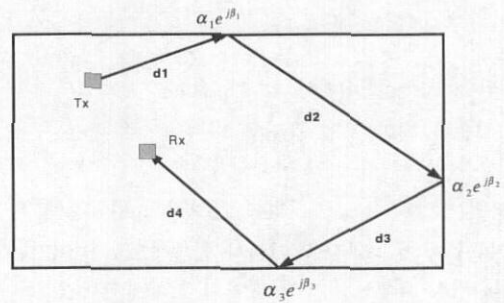


그림 3. 실내환경 및 반사계수  
Fig. 3 Indoor layout and reflectivity coefficients

$a_{n,k}$ 와  $\theta_{n,k}$  값들을 결정하기 위해서 그림 3에 제시된 간단한 2차원 실내 구조에 대해 ray-tracing 알고리즘을 적용하였다.<sup>[10]</sup> 그림3에 예로 제시한 하나의 경로는 송신단에서 수신단 까지 도달하는 동안 3번의 반사를 겪게 되며 각각의 반사계수가  $\alpha_1 e^{j\beta_1}$ ,  $\alpha_2 e^{j\beta_2}$ ,  $\alpha_3 e^{j\beta_3}$  라면 전체 반사계수는  $\alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 e^{j(\beta_1 + \beta_2 + \beta_3)}$  가 되며 이것이  $k$ 번째 경로의  $n f_0$  주파수 성분인 경우  $a_{n,k} = \alpha_1 \alpha_2 \alpha_3 / d$  ( $d = d_1 + d_2 + d_3 + d_4$ ),  $\theta_{n,k} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_3$  가 된다. 트랜시버가 수직편파를 송수신하는 경우 반사계수  $\Gamma$ 는

$$\Gamma = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t}$$

가 된다.<sup>[11]</sup> 여기서  $\theta_i$ 와  $\theta_t$ 는 입사각, 굴절각을 각각 나타내고  $\eta_1, \eta_2$ 는 공기와 콘크리트의 intrinsic 임피던스를 각각 나타낸다.  $\eta$ 는 유전률(permittivity)  $\epsilon$ , 투자율(permeability)  $\mu$ , 전도율(conductivity)  $\sigma$ 와  $\eta = \sqrt{\mu / (\epsilon - j \frac{\sigma}{2\pi f})}$ 의 관계가 있다.

$\epsilon = \epsilon_r \epsilon_0$ 를 구하기 위해서 공기는  $\epsilon_r = 1$ , 콘크리트는  $\epsilon_r = 5.5$  그리고,  $\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi}$ 를 사용하였다.  $\mu$ 는  $\mu = \mu_r \mu_0$ 일때 공기와 콘크리트 모두  $\mu_r = 1$ ,  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 를 공통으로 사용한다.  $\sigma$ 의 경우 공기는  $10^{-17}$ 을 콘크리트는  $10^{-5}$ 을 사용하였다.  $\eta_1, \eta_2, \cos \theta_i$ 의 값이 정해지면  $\cos \theta_t$ 는 snell's law에 의해 구할수 있다. 공기의  $\eta_1$ 은 복소수값을 가지며, 콘크리트의  $\eta_2$ 은  $f$ 값이 클 경우 거의 lossy성분이 없는 실수값에 가까운 복소수값을 갖는다. 이 경우 반사계수  $\Gamma$ 값은 입사각에 거의 무관하게  $\Gamma = -1$  즉, 크기가 1이고 위상이  $180^\circ$ 에 유사한 값을 갖는다. 반사 횟수가 4번 이상인 경로를 무시하고서 얻어진  $a_{n,k}$ (진폭),  $\theta_{n,k}$ (위상)의 일부 값을 표 1, 표 2에 나타내었다.

표 1. 주파수가 1GHz와 5GHz 일 때의 진폭 ( $a_{n,k}$ )의 결과

Table 1. Calculated  $a_{n,k}$  at 1 GHz and 5GHz

$a_{1.1}$	0.009473508517	...	$a_{5.1}$	0.009473508517
$a_{1.2}$	0.001818667045	...	$a_{5.2}$	0.001818648680
$a_{1.5}$	0.003566354316	...	$a_{5.5}$	0.003566327340
$a_{1.6}$	0.000284584957	...	$a_{5.6}$	0.000284579112
$a_{1.10}$	0.000351251916	...	$a_{5.10}$	0.000351244752
$a_{1.16}$	0.000299640631	...	$a_{5.16}$	0.000299634289
$a_{1.25}$	0.000219479989	...	$a_{5.25}$	0.000219475030

표 1은 1GHz와 5GHz에서의 수직편파를 사용한

경우의 진폭  $a_{n,k}$ 값들의 일부이다.  $k$ 가 1인 경우는 LOS, 2-5는 1번 반사, 6-13는 2번 반사, 14-25는 3번 반사를 의미한다.  $n$ 이 1인 경우는 주파수가 1GHz, 5인 경우는 5GHz임을 의미한다. 건물벽의 전도율 값이 달라짐에 따라  $a_{n,k}$ 가 주파수에 따라 어느정도 변화가 있으나 콘크리트의 경우는 표 1에 나타난 것처럼 거의 주파수에 무관하였다.

표 2. 주파수가 1GHz에서 위상 ( $\theta_{n,k}$ ) 비교

Table 2. Calculated  $\theta_{n,k}$  at 1GHz

Vertically polarization		Horizontally polarization	
$\theta_{1.1}$	0	$\theta_{1.1}$	0
$\theta_{1.2}$	179.9991	$\theta_{1.2}$	179.9990
$\theta_{1.3}$	179.9990	$\theta_{1.3}$	179.9990
$\theta_{1.6}$	359.9981	$\theta_{1.6}$	359.9980
$\theta_{1.7}$	359.9987	$\theta_{1.7}$	359.9955
$\theta_{1.14}$	539.9971	$\theta_{1.14}$	539.9970
$\theta_{1.18}$	539.9979	$\theta_{1.18}$	360.0075
$\theta_{1.22}$	539.9979	$\theta_{1.22}$	359.9994

표 2는 1GHz 주파수 성분에 대한 위상 ( $\theta_{n,k}$ )이다. 각 주파수에 따른 값의 변동은 거의 없었으며 수직편파와 수평편파를 사용한 경우에 대해서 차이가 있었다. 수직편파를 사용한 경우는  $\theta_{n,k}$ 값이  $180^\circ$ \*(반사횟수)에 거의 비례하지만 수평편파를 사용하는 경우는 다른 경우가 많았다. 예를 들어 3번 반사가 이루어지는 경로에서는  $540^\circ$ 에 가까운 위상값을 가져야 하지만, 수평편파에서는 간간히  $360^\circ$ 에 가까운 위상값을 갖는 경우가 발생하였다. 그림 3에 대해서 Ray-tracing으로 계산된  $\{a_{n,k}\}, \{\theta_{n,k}\}$  및  $\tau_k$ 를 이용해서  $h(t)$ 값을 계산하였고 그 결과를 그림 4에 나타내었다.  $\tau_k$ 의 설정은 path 길이를 전파속도로 나눈 값으로 주파수 값에 무관하다. 그림 4에 나타난 다중경로 성분들의 파형은  $s(t)$ 와 같거나 위상이  $180^\circ$ 바뀐 형태의 모양을 갖고 있다. 이와 같은 현상이 발생한 이유는 송신기가 수직편파를 사용하였고 콘크리트 전도율로  $10^{-5}$ 의 작은 값을 사용하였으므로  $a_{n,k}$ 가 주파수에 거의 무관했고 위상도 전

반사 조건을 만족했기 때문이다.

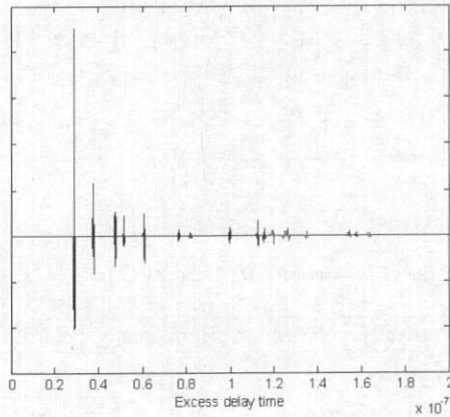


그림 4. UWB 채널응답 결과  
Fig. 4 UWB channel impulse response

### V. 결 론

본 논문에서는 복소 반사계수에 의한 UWB 채널의 위상특성을 반영할 수 있는 UWB 채널 모델링 방법을 제시하였다. 이를 위해 UWB펄스를 수개의 협대역 신호들의 합으로 분해한 후 각 성분에 해당하는 임펄스 응답들을 더함으로써 수신신호를 발생시켰다. 채널의 진폭 및 위상 값들을 결정하기 위해서 간단한 실내 환경을 설정하고 각 주파수 성분에 대해서 Ray-tracing 알고리즘을 적용시켰다. 시뮬레이션 결과 벽의 전도율이 작고 수직편파를 사용하는 경우 다중경로 성분들이 거의 송신펄스와 모양이 같거나 180° 위상차가 나는 형태를 가지고 있었다.

### 참 고 문 헌

[1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse Radio :How it works," *IEEE Comm. Letters*, vol. 2, no. 2, pp. 36-38, Feb 1998.

[2] "First Report and Order in the Matter of Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems," FCC, released, ET Docket 98153, FCC 0248, Apr. 22, 2002.

[3] <http://grouper.ieee.org/groups/802/15>

[4] H. Suzuki, "A Statistical Model for Urban Radio

Propagation," *IEEE trans. Comm.*, vol. COM-25, pp. 673-680, July 1977.

[5] A. A. Saleh and R. A. Valenzuela, "A Statistical Model for Indoor Multipath Propagation," *IEEE J. select. Areas Comm.*, vol. 5, pp. 128-137, Feb 1987.

[6] H. Hashemi, "Impulse Response Modeling of Indoor Radio Propagation Channels," *IEEE J. select. Areas Comm.*, vol. 11, no. 7, pp. 967-978, Sept. 1993.

[7] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the Robustness of Ultra-Wide bandwidth Signals in Dense Multipath Environments," *IEEE Comm. Letters*, Vol. 2, No. 2, pp.51-53, Feb. 1998.

[8] D. Cassioli, M. Z. Win and A. F. Molisch, "A Statistical Model for the UWB Indoor Channel," *IEEE J. Select Areas Comm.*, Vol. 20, pp. 1247-1257, Aug. 2002.

[9] Jeff Foerst, "Path Loss Proposed Text and S-V Model Information," Intel Research and Dev., <http://grouper.ieee.org/groups/802/15/pub /2002/Sep02>

[10] T. Holt, K. Pahlavan, and J.F. Lee, "A graphical indoor radio channel simulator using 2D ray tracing" *IEEE International Symposium on personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Proceedings, PIMRC 92., Third IEEE International Symposium on, 19-21, pp 411-416, Oct 1992.

[11] T. S. Rappaport, *Wireless Communications, Principles and Practice*, Prentice-Hall, New Jersey, 1996.

양 훈 기(Hoon-Gee Yang)

정회원



1985년 2월 : 연세대학교 전자  
공학과 졸업 (공학사)

1987년 5월 : SUNY at Buffalo  
전기 및 컴퓨터 공학과 졸업  
(공학석사)

1992년 4월 : SUNY at Buffalo  
전기 및 컴퓨터 공학과 졸업  
(공학박사)

1992년 5월~1992년 10월 : SUNY at Buffalo 연구원

1992년 5월~현재 : 광운대학교 전자공학과 교수

<관심분야> 적응신호처리, UWB 채널 모델링, 이동  
통신

박 종 일(Jong-Il Park)

정회원

1986년 2월 : 육군사관학교 전자공학과 (학사)

1990년 5월 : SUNY at Buffalo 전자공학과 (석  
사)

1998년 6월 : Georgia Institute of Technolo 전자  
공학과 (박사)

1992년 5월~현재 : 육군사관학교 전자공학과  
교수

<관심분야> 부호 및 정보이론, 통신공학