

주파수 영역 기반 BPM-UWB 시스템에서의 채널 추정 및 보상

준회원 최 호 선*, 장 동 헌**, 정회원 안 동 헌***
 종신회원 양 훈 기****, 정회원 양 성 현*****

Channel Estimation and Compensation in the Frequency Domain-based BPM-UWB System

Hoseon Choi*, Dongheon Jang** *Associate Members*, Donghun An*** *Regular Member*,
 Hoongee Yang**** *Lifelong Member*, Seonghyeon Yang***** *Regular Member*

요 약

본 논문은 ADC(analog-to-digital converter)의 속도에 의한 시간 영역에서 채널 추정 한계를 극복하기 위해서 트레이닝(training) 신호의 주파수 성분을 이용해서 다중경로 채널을 추정하고 이를 이용해서 채널 왜곡을 보상은 BPM(biphase modulation)-UWB 수신기를 제안한다. 여러 개의 펄스로 구성된 펄스열의 주기적인 특성을 이용해서 효과적으로 채널 추정이 가능함을 수학적으로 보인다. 또한 추정된 채널 주파수 응답 정보를 이용해서 시스템 성능을 최적화시킬 수 있는 디지털 수신부 구조를 제시하며 BER성능을 유도한다. 시뮬레이션을 통해 제시된 방법이 다중경로 채널을 보상함으로써 수신기의 BER성능이 획기적으로 개선됨을 보인다.

Key Words : UWB, Channel estimation, Compensation, Frequency component, BPM

ABSTRACT

To overcome the limit of the time-domain based channel estimation caused by the ADC speed, this paper present a new BPM-UWB receiver where the channel estimations and the compensations are digitally performed in the frequency domain. We theoretically show that the channel estimation can be accomplished by exploiting the periodicity of a training sequence consisting of finite number of pulses. We also present the digital receiver structure to implement the proposed system and derive its BER performances. Through computer simulations, we show the proposed receiver can dramatically improve the BER performances due to the incorporation of the estimated channel frequency response.

I. 서 론

Impulse Radio Ultra-wideband(IR-UWB) 통신

시스템은 수 나노(nano)초에서 피코(pico)초 단위의 폭이 매우 짧은 펄스(pulse)를 이용해서 통신하는 시스템을 말한다. 시스템의 복잡도가 낮고, 전력 소

※ 본 연구결과물은 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 「대학 IT연구센터 지원사업」(IITA-2008-C1090-0801-0038) 지원과

2007년도 「서울시 산학연 협력사업」의 「나노IP/SoC설계기술혁신사업단」의 지원으로 수행되었습니다.

* KTF 수도권네트워크본부 (2saint@gmail.com), ** 광운대학교 전파공학과 석사과정 (honeyaura@kw.ac.kr)

*** 광운대학교 전파공학과 박사 (jason@kw.ac.kr), **** 광운대학교 전파공학과 교수 (hgyang@kw.ac.kr)

***** 광운대학교 전자공학부 교수 (shyang@kw.ac.kr)

논문번호 : KICS2008-02-091, 접수일자 : 2008년 2월 21일, 최종논문접수일자 : 2008년 8월 11일

비가 적은 장점때문에 IEEE 802.15.3a 고속 무선 근거리 네트워크의 표준안으로 제안되었다.^[1,2,3]

UWB 통신 시스템의 성능향상을 위해서 다중경로 채널에서 수신펄스 신호에너지를 효과적으로 합치는 다양한 방법들이 제안되었다.^[4,5] 코릴레이터 형태의 수신기에서 다중 경로 정보를 포함하는 다편릿 신호를 발생시키는 방법에는 데이터 변조 펄스와 변조되지 않은 기준(reference) 펄스를 송신하고 자기상관(Auto-correlation receiver, AcR) 형태의 수신기를 구성하는 Transmitted-Reference(TR) 방법이 제안되었고, 데이터 변조된 펄스를 송신하기 전에 여러 개의 기준 펄스를 송신하여 수신기 버퍼(buffer)에 저장하고 복조부에서 국부(local) 펄스로 이용하는 Stored-Reference(SR) 방식, Differential 부호화를 이용하여 송신하고 AcR 형태의 수신기로 구현하는 Differential 수신기 등의 다양한 방법이 제안되었다.^[6,7]

UWB 다중경로 채널을 추정하는 방법으로는 시간 영역 입력신호를 FFT를 이용하여 주파수 영역 신호로 변환하고 채널의 클러스터 단위로 나누어 채널정보를 추정하는 방법,^[8] 입력신호의 코배리언스(Covariance) 행렬을 이용하여 POR(power-of-R) 기술을 적용한 방법,^[9] 레이크(Rake)수신기 형태로 구성하는 채널추정 방법,^[10,11,17] OFDM 시스템 기반의 FFT 블록을 이용한 채널추정 방법^[12,13] 등이 제안되었다.

UWB 통신 시스템을 포함하여 임의의 시스템을 디지털 시스템으로 구현할 때, 나이퀴스트(Nyquist) 샘플링(sampling) 조건을 만족해야 한다. UWB 시스템은 초광대역의 주파수 대역을 차지하고 있으므로 시간 영역에서 UWB 신호에 대한 초고속의 샘플링률을 구현하는 데 있어 큰 부담으로 작용한다. 이를 극복하고자 UWB 수신 펄스를 다수의 협대역 신호들의 합으로 분해함으로써 시간 영역에서의 샘플링률을 대폭 낮추는 새로운 방법이 제안되었다.^[14,15]

본 논문에서는 [14,15]에서 제시한 주파수 성분 획득 방법을 이용하여 기존의 복잡한 시간영역 채널추정방법과 달리 주파수 영역에서 채널의 주파수 응답을 획득하고 채널 왜곡을 보상하는 주파수 영역 기반의 BPM-UWB 수신기를 제안한다. II절에서는 주파수 영역에서 채널 추정하는 방법을 제안하고 또한 추정된 채널 정보를 이용해서 채널 왜곡을 보상해서 복조부 성능을 향상시키는 방법을 제시한다. 마지막으로 모의실험을 통해서 채널 시뮬레이터의 성능 및 이를 통해 개선된 BER 성능을 보이며 III절에서 결론을 맺는다.

II. 제안 시스템

2.1 채널 추정부

채널추정을 위해 송신단에서 보내는 트레이닝(training) 신호 $p_{TX}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{TX}(t) = \sum_{m=0}^{M-1} [g(t) * \delta(t - mT_p)] \quad (1)$$

여기서, $g(t)$ 는 펄스파형, M 은 $p_{TX}(t)$ 에 포함된 펄스의 개수, T_p 는 펄스 간격이다. 이 때 $p_{TX}(t)$ 의 푸리에 변환 $P_{TX}(f)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{TX}(f) = TG(f) \sum_k \text{sinc}\left(T\left(f - \frac{k}{T_p}\right)\right) \quad (2)$$

여기서 T 는 코릴레이터 적분구간으로 $T = MT_p$ 이고, $G(f)$ 는 $g(t)$ 의 푸리에 변환, k 는 $1/T_p$ 마다 나타나는 주파수 성분이다.

그림 1은 $M = 10$ 인 트레이닝 신호의 푸리에 변환 예이다. 트레이닝 신호가 T_p 의 주기로 반복되는 펄스열이므로 주기함수의 푸리에 변환 성질에 의해서 트레이닝 신호의 에너지는 $f = k/T_p$ ($k = 1, 2, \dots, K$)의 위치에 모여 있게 된다. M 이 충분히 큰 경우 $p_{TX}(t)$ 는 주기함수를 닮아감으로, 트레이닝 신호는 주파수가 $f_k = k/T_p$ 인 여러 sinusoidal 신호들의 합이라 가정할 수 있으므로 각 sinusoidal 성분의 주파수 응답을 구함으로써 전체 채널의 주파수 응답을 구할 수 있다. 주파수 성분의 개수 K 는 $|G(f_k)| > \rho$ (ρ : 양의 상수)를 만족하는 f_k 의 개

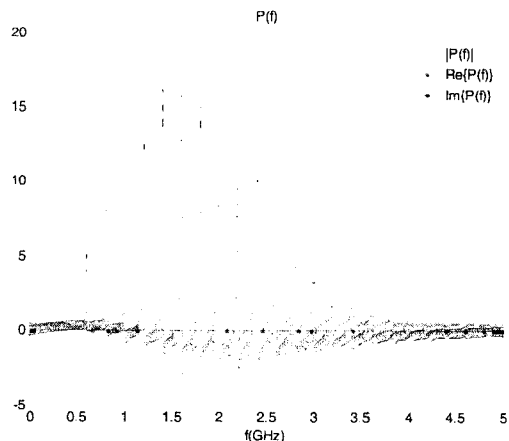


그림 1. $P_{TX}(f_k) @ T_p = 5$ ns, $M=10$
 Fig. 1. $P_{TX}(f_k) @ T_p = 5$ ns, $M=10$

수로서 펄스 파형 $g(t)$ 즉, $|G(f)|$ 의 파형에 따라 정해지며 K 값이 클수록 시스템 성능은 좋아진다. 다중경로 채널을 통과하여 수신되는 신호 $p_{RX}(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p_{RX}(t) = p_{TX}(t) * h(t) + n(t). \quad (3)$$

여기서, $h(t)$ 는 무선 채널의 채널 임펄스 응답으로 선형 시불변(linear time-invariant) 시스템으로 모델링하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$h(t) = \sum_{i=0}^L \alpha_i \delta(t - \tau_i). \quad (4)$$

여기서, L 는 다중경로의 개수를 나타내며, 채널 α_i 는 $\sum_{i=0}^L |\alpha_i|^2 = 1$ 을 만족한다고 가정한다. Sinusoidal 신호에 대한 무선 채널의 주파수 응답은 sinusoidal 신호의 진폭과 위상만 변화시키고 주파수는 변화시키지 않으므로 수신단의 채널 추정부도 수신 신호에서 $f = f_k = k/T_p$ 에서의 주파수 성분을 추출하여 구할 수 있다. 수신신호로부터 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분은 코릴레이터 बैं크(correlator bank)로 추출할 수 있으므로 코릴레이터 बैं크의 각 가지(branch)의 중심주파수는 $f = f_k$ 가 되어야 한다. 식 (3)에 대해서 컨볼루션(convolution) 정리를 적용하면 수신 신호의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분 $P_{RX}(f_k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{RX}(f_k) = TG(f_k)H(f_k) + N(f_k). \quad (5)$$

여기서 $H(f)$, $N(f)$ 는 각각 $h(t)$, $n(t)$ 의 푸리에 변환이다. $P_{RX}(f_k)$ 를 송신 펄스의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분 $G(f_k)$ 로 나눈 값인 $Q_{RX}(f_k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_{RX}(f_k) = TH(f_k) + \frac{N(f_k)}{G(f_k)}. \quad (6)$$

$Q_{RX}(f_k)$ 에서 신호성분 $TH(f_k)$ 가 잡음성분 $N(f_k)/G(f_k)$ 보다 충분히 크다면 잡음성분은 무시할 수 있으므로 $Q_{RX}(f_k)$ 는 근사적으로 채널 주파수 응답 $H(f_k)$ 의 상수배가 되어 $H(f_k)$ 를 추정할 수 있다. 추정된 $H(f_k)$ 는 복조부에서 다중경로 채널을 보상하는데 이용될 것이다.(그림 2 참조)

2.2 복조기

BPM-UWB 시스템에서 n 번째 데이터 비트 d_n 을 변조하여 송신하는 신호 $s_n(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_n(t) = d_n g(t - nT_p). \quad (7)$$

여기서 d_n 은 데이터 비트 값에 따라 +1, -1의 값을 갖는 진폭값이다. $s_n(t)$ 에 대해서 수신기에 수신되는 신호 $r_n(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r_n(t) = s_n(t) * h(t) + n(t). \quad (8)$$

시간 영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기에서는 수신 신호에 대해서 다음과 같은 코릴레이션 연산을 하여 데이터 값을 판별하게 된다.

$$\int_{\langle T_p \rangle} r_n(t)g(t)dt. \quad (9)$$

Parseval 정리를 이용하면 시간 영역 코릴레이션 연산 과정은 다음과 같이 주파수 영역연산과정으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} & \int_{\langle T_p \rangle} r_n(t)g(t)dt \\ &= \int_{\langle T_p \rangle} r_n(t)g(t)\exp(-j2\pi ft)dt|_{f=0} \\ &= R_n(f) * G(f)|_{f=0} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} R_n(\lambda)G(f-\lambda)d\lambda|_{f=0} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} R_n(f)G^*(f)df. \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $g(t)$ 는 실수함수이므로 $G^*(f) = G(-f)$ 인 성질을 이용하였다. 시간 영역 기반 BPM-UWB 수신기의 연산 과정은 식 (10)에 의해 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신기 연산 과정을 얻을 수 있다. 식 (10)에 의해 주파수 영역에서 데이터복조를 하기 위해서는 펄스 신호에 대한 주파수 성분을 얻어야 한다. 이를 위해서 코릴레이터 बैं크를 사용해야 하며, 이때 적분 구간은 $T = MT_p$ 가 아니라 T_p 가 된다. 적분구간이 T_p 이므로 푸리에 변환 성질에 의해 주파수 해상도는 $1/T_p$ 이상이 될 수 없으므로 코릴레이터 믹서의 오실레이터 주파수는 $f = f_k = k/T_p$ 를 사용할 수 있으며 이 주파수 성분들은 채널 추정시에 사용된 오실레이터 주파수와 동일하다.

수신신호 $r_n(t)$ 의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분

$R_n(f_k)$ 는 컨볼루션 정리에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_n(f_k) = d_n G(f_k) H(f_k) + N(f_k). \quad (11)$$

식 (11)에서 $R_n(f_k)$ 의 신호성분은 $d_n G(f_k) H(f_k)$ 로 볼 수 있으며, 출력 SNR을 최대로 만들기 위해 이 입력신호에 대한 matched 필터의 주파수 특성은 $G^*(f_k) H^*(f_k)$ 가 되어야 한다. 이 경우 matched 필터 출력 $V_n(f_k)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_n(f_k) &= d_n G(f_k) G^*(f_k) H(f_k) H^*(f_k) \\ &\quad + N(f_k) G^*(f_k) H^*(f_k) \\ &= d_n |G(f_k)|^2 |H(f_k)|^2 \\ &\quad + N(f_k) G^*(f_k) H^*(f_k) \end{aligned} \quad (12)$$

즉, matched 필터를 설계하기 위해서 $H(f_k)$ 정보가 필요하며 이는 앞 절에서 설명한 채널 추정부 출력으로부터 얻을 수 있다.

얻어진 $\{V_n(f_k), k=1,2,\dots,K\}$ 를 모두 합하여 다음과 같이 최대 SNR을 갖는 주파수 영역 상관기 출력 Z_n 을 구할 수 있다.

$$Z_n = \sum_{k=1}^K V_n(f_k). \quad (13)$$

식 (12)에 의해 신호 성분은 실수 값만 가지므로 Z_n 의 실수 부분으로부터 데이터를 판별할 수 있으며, 데이터 판별규칙은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{d}_n = \begin{cases} 1 & \text{for } \text{Re}\{Z_n\} > 0 \\ -1 & \text{for } \text{Re}\{Z_n\} < 0 \end{cases} \quad (14)$$

그림 2는 주파수 영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기의 복조부를 나타낸 것으로 점선으로 표시한 블록의 $Q_{RX}(f_k)$ 값은 채널 추정부로부터 얻어진다.

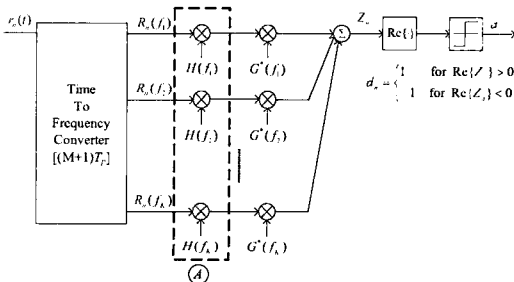


그림 2. 복조부
Fig. 2. Demodulator

2.3 시스템 성능 분석

$g(t)$, $h(t)$, $n(t)$ 의 $f=f_k$ 에서의 주파수 성분은 실수부와 허수부의 합으로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} G(f_k) &= G_{R,k} + jG_{I,k} = G_{R,k} \\ H(f_k) &= H_{R,k} + jH_{I,k} \\ N(f_k) &= N_{R,k} + jN_{I,k} \end{aligned} \quad (15)$$

여기서, $G_{R,k}$, $H_{R,k}$, $N_{R,k}$ 는 실수 성분, $G_{I,k}$, $H_{I,k}$, $N_{I,k}$ 는 허수 성분을 나타내며 $g(t)$ 를 우함수로 가정을 하여서 $G(f_k)$ 는 실수값이 되므로 $G_{I,k}=0$ 으로 가정하였다. $d_n=1$ 이라고 가정하면, 채널의 주파수 응답을 이용하여 다중경로 채널을 보정한 Z_n 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_n &= \sum_{k=1}^K V_n(f_k) \\ &= \sum_{k=1}^K G_{R,k}^2 (H_{R,k}^2 + H_{I,k}^2) \\ &\quad + \sum_{k=1}^K G_{R,k} (N_{R,k} H_{R,k} + N_{I,k} H_{I,k}) \\ &\quad - j \sum_{k=1}^K G_{R,k} (N_{R,k} H_{I,k} - N_{I,k} H_{R,k}). \end{aligned} \quad (16)$$

그러므로 $\text{Re}\{Z_n\}$ 의 평균은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[\text{Re}\{Z_n\}] = \sum_{k=1}^K G_{R,k}^2 (H_{R,k}^2 + H_{I,k}^2) = E_b'. \quad (17)$$

식 (17)에서 평균값은 비트 에너지에 해당하므로 E_b' 으로 나타내었다. $\text{Re}\{Z_n\}$ 의 분산은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} \text{Var}\{\text{Re}\{Z_n\}\} &= E\left[\left(\sum_{k=1}^K G_{R,k} N_{R,k} H_{R,k} + G_{R,k} N_{I,k} H_{I,k}\right)^2\right] \\ &= \sigma^2 E\left[\left(\sum_{k=1}^K G_{R,k}^2 (H_{R,k}^2 + H_{I,k}^2)\right)\right] \\ &= \sigma^2 E_b' = \frac{N_0 E_b'}{2}. \end{aligned} \quad (18)$$

여기서, $N_{R,k}, N_{I,k}$ 는 i.i.d 이며, $\sigma^2 = N_0/2$ 인 관계가 있다. $d_n=-1$ 인 경우 $\text{Re}\{Z_n\}$ 의 평균은 $-E_b'$ 이며 분산은 동일하게 된다. 따라서 다중경로 채널에서 제안하는 시스템의 BER성능은 BPSK 변조 방식의 성능과 유사하게 다음과 같다.

$$BER_{proposed} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(E_b')^2}{2 \left(\frac{E_b' N_0}{2} \right)}} \right) \quad (19)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b'}{N_0}} \right).$$

한편, 다중경로 페이딩이 없는 AWGN 채널일 경우 $Re\{Z_n\}$ 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Re\{Z_n\} = \sum_{k=1}^K [G_{R,k}^2 + \{G_{R,k} N_{R,k}\}]. \quad (20)$$

이때 평균과 분산은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[Re\{Z_n\}] = \sum_{k=1}^K G_{R,k}^2 = E_b, \quad (21)$$

$$\operatorname{Var}[Re\{Z_n\}] = E \left[\left(\sum_{k=1}^K G_{R,k} N_{R,k} \right)^2 \right]. \quad (22)$$

$$= \sigma^2 \sum_{k=1}^K G_{R,k} = \frac{N_0 E_b}{2}$$

따라서 AWGN 채널에서 BER 성능은 다음과 같다.

$$BER_{AWGN} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{(E_b)^2}{2(N_0 E_b/2)}} \right). \quad (23)$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$$

그림 3은 본 논문에서 제시한 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신기 블록도를 나타낸 것이다.

그림 3에서 2개의 주파수 변환부는 코릴레이터뱅크로 구현 가능하며 적분구간을 제외하고는 동일하다. 채널 추정시는 아래 코릴레이터뱅크가 동작하고 복조시에는 위 코릴레이터뱅크가 동작해서

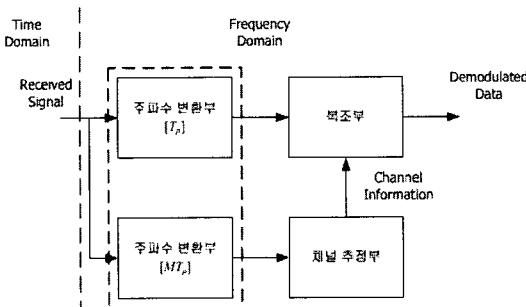


그림 3. 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신기 블록도
Fig. 3. Frequency domain based BPM-UWB receiver block diagram

두 코릴레이터뱅크는 시간적으로 동시에 동작하지 않고 순차적으로 동작하므로 실제로는 하나의 블록으로 구현가능하다.

2.4 모의 실험

본 논문에서 제시한 시스템의 성능 검증을 위해 UWB 신호는 펄스폭 $\tau = 1$ ns 인 Gaussian 2차 미분형 펄스를 사용했으며 시간축에서 샘플간격을 50 ps로 하여서 1개의 펄스는 20개의 샘플로 표시되도록 하였다. UWB 펄스간 간격은 5 ns이다.

그림 4는 UWB 펄스가 E_b/N_0 이 10dB인 AWGN 채널을 통과한 수신신호로서 UWB 펄스가 1개만 있는 5 ns 구간을 나타내었다. 그림 5는 AWGN 채널 조건에서의 수신단 Z_n 의 산점도(scatterplot)를 나타낸 것이다. 산점도는 Z_n 의 실수부와 허수부를 x 축 및 y 축에 각각 나타낸 것으로 잡음 및 왜곡이 없는 채널에서는 d_n 이 +1, -1에 따라 메시지 점(message point : 잡음이 없는 경우의 signal point)이 x 축 위에만 위치하게 된다.

그림 6과 그림 7은 UWB 펄스 신호가 IEEE 802.15.3a의 채널 모델(CM1)로 모델링된 채널을 통과하고 E_b/N_0 이 10dB인 AWGN이 더해진 채널에서 수신된 시간축상의 신호 및 Z_n 의 산점도를 각각 나타낸 것이다.

그림 7은 그림 5와 달리 다중경로 채널의 영향으로 인해 메시지 점이 x 축에 대해서 기울어진 것을 확인할 수 있다. 그림 8은 UWB 펄스와 수신기에서 다중경로 채널을 추정하고 보상함으로써 얻어진 시간축상의 펄스를 나타낸 것이며, 그림 6의 펄스신호에 비해 채널 성분이 보상됨으로써 UWB 펄스의 형태가 두드러짐을 알 수 있다. 그림 9는 그림 6에서 사용된 채널을 통과한 수신신호에 대해서 본 논문에서 제시한 시스템에서 얻어진 Z_n 의 산점도로 나타낸 것이다. Z_n 의 산점도도 그림 5와 같이 x 축에 분포하는 것을 볼 수 있다.

채널추정부의 성능을 조사하고자 그림 10과 같이 CM1 채널 임펄스 응답을 사용하였다^[16]. E_b/N_0 가 20dB일 때, 채널의 주파수 응답과 추정된 채널 주파수 응답을 그림 11에 나타내었다. 또한 추정된 채널의 주파수 응답을 IFFT하여 추정된 채널 임펄스 응답과 CM1 모델을 비교하였다(그림 12 참조).

그림 13은 기존의 채널 추정 방식^[13]과 본 논문에서 제시한 채널 추정 방식의 MSE(mean square error)를 비교한 결과다. 제시한 방식의 채널 추정정

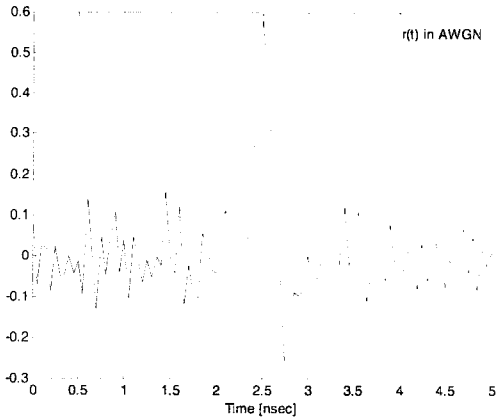


그림 4. AWGN 채널을 통과한 UWB 펄스
Fig. 4. Transmitted UWB pulse over AWGN channel

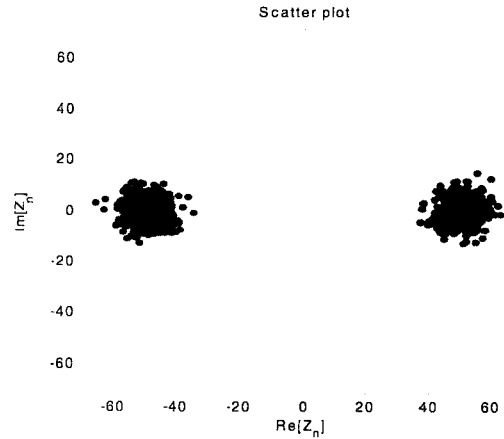


그림 5. AWGN 채널에서 수신펄스의 산점도
Fig. 5. Scatterplot of UWB pulse in AWGN channel

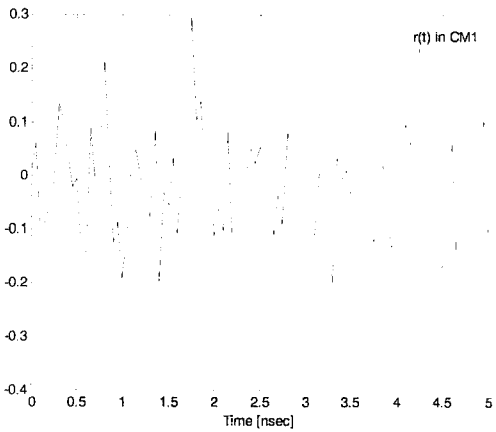


그림 6. CM1을 통과한 UWB 펄스
Fig. 6. Transmitted UWB pulse over CM1 channel

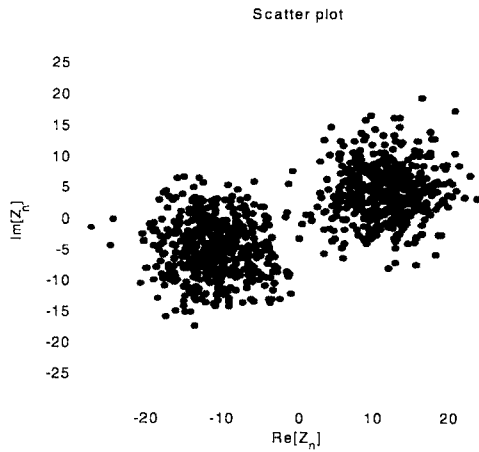


그림 7. CM1을 통과한 수신신호의 산점도
Fig. 7. Scatterplot of UWB pulse over CM1 channel

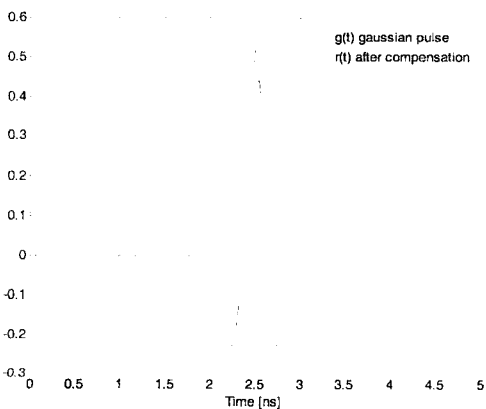


그림 8. 채널 보상한 후의 UWB 펄스
Fig. 8. UWB pulse after channel compensation

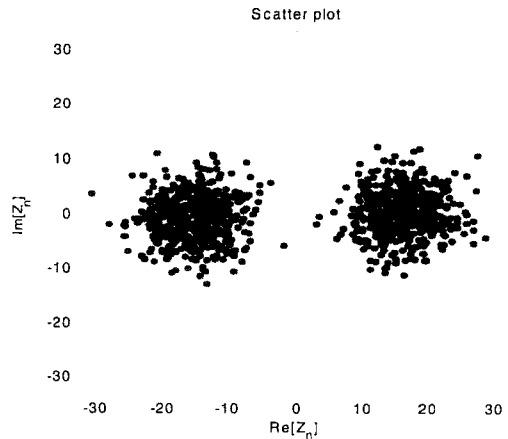


그림 9. 채널보상된 UWB 펄스의 산점도
Fig. 9. Scatterplot of UWB pulse after channel compensation

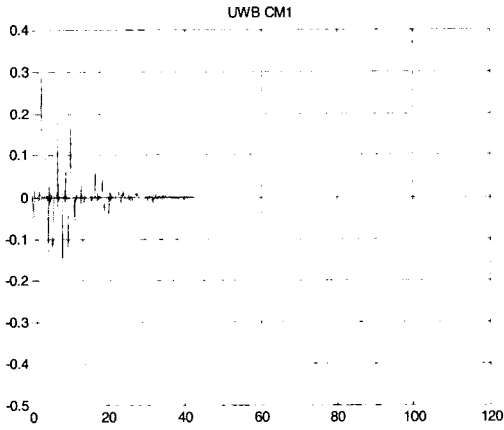


그림 10. CM1 임펄스 응답 $h(t)$
Fig. 10. CM1 impulse response $h(t)$

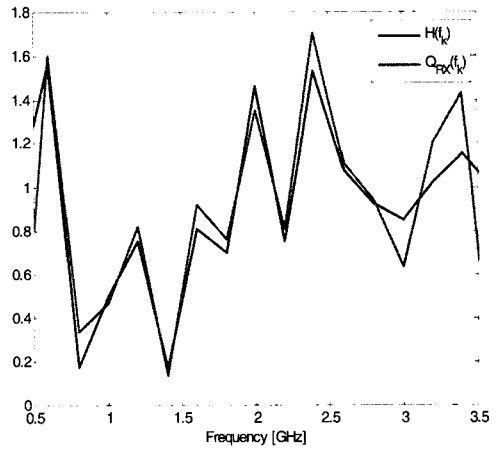


그림 11. 채널의 주파수 응답 비교 ($E_b/N_0=20\text{dB}$)
Fig. 11. Channel frequency response comparison ($E_b/N_0=20\text{dB}$)

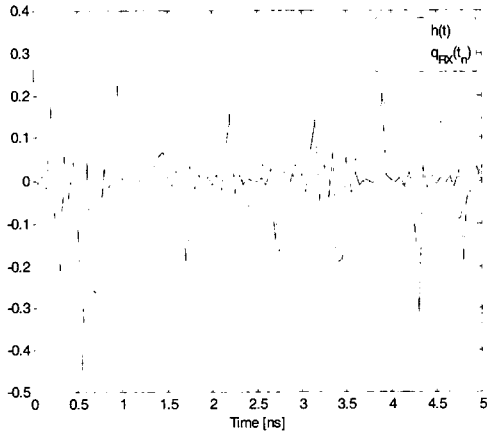


그림 12. 채널 임펄스 응답 비교 ($E_b/N_0=20\text{dB}$)
Fig. 12. Channel impulse response comparison ($E_b/N_0=20\text{dB}$)

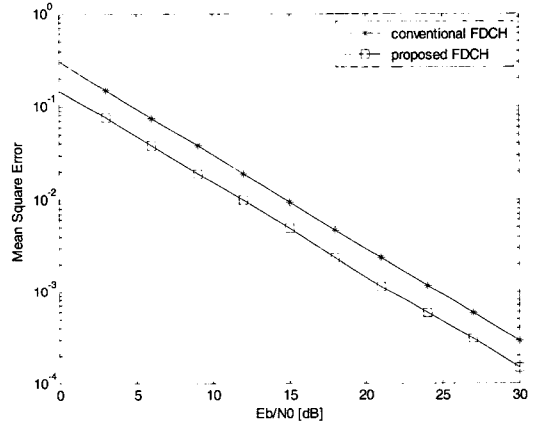


그림 13. MSE 성능 비교
Fig. 13. MSE performance comparison

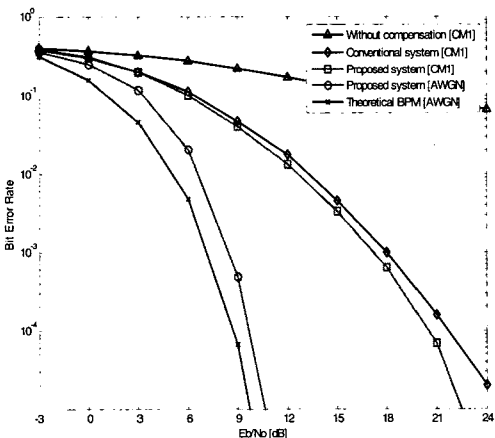


그림 14. BER 성능 비교
Fig. 14. BER performance comparison

확도가 기존 시스템보다 우수하게 나타났다.

그림 14는 IEEE 802.15.3 채널모델1(CM1)에서 제안하는 BPM-UWB 수신기의 BER 성능을 나타낸 것이다. 시뮬레이션을 위해 MATLAB을 이용하여 100개의 CM1을 무작위로 발생하였으며 채널추정을 위해 $M = 15$, $T_p = 10$ ns, 폭이 1 ns인 $p_{TX}(t)$ 를 송신하였고, 50000개의 심볼 $s_n(t)$ 를 송신하여 각 채널의 BER 성능을 평균으로 나타내었다. 그림 14에서 제시된 방식의 BER 성능은 다중경로 채널을 보상하여 복조함으로써 채널 보상이 없는 경우에 비해 BER 성능이 획기적으로 개선되었다. 그림 14를 보면 제시한 시스템의 성능은 기존의 시스템 성능보다 개선되었음을 알 수 있다.

제시된 방법의 채널 추정 결과가 [13]에서 제시한 기존 방법 보다 우수한 이유는 트레이닝 신호는

많은 펄스로 구성된 주기 신호를 담은 형태이므로 하모닉(harmonic) 주파수 성분 추출이 용이하기 때문이다. 더 많은 펄스열로 구성된 트레이닝 신호를 사용하면 성능이 점점 개선 가능하다. 기존 방법은 주기성 등을 이용한 것이 아니라 수신 신호를 FFT 하여 주파수 성분을 얻는 것으로 이후의 처리 과정에서 주파수 응답 추정 정도가 획기적으로 개선되기는 쉽지 않다.

AWGN 채널에서 제시된 방식의 성능은 이론치 성능보다 약간 나쁜 것으로 나타났다. 그 이유는 제시된 시스템에서 UWB 펄스가 갖는 모든 주파수 성분을 사용한 것이 아니고 유한한 개수의 주파수 성분을 사용했기 때문이다.

III. 결 론

본 논문은 다중경로 채널 환경에서 채널의 추정 및 보상을 통해 BER 성능을 획기적으로 개선할 수 있는 디지털 BPM-UWB 수신기를 제안하였다. 주기성을 가진 펄스열을 전송함으로써 채널 주파수 응답을 추정할 수 있음을 이론적으로 유도하였다. 시뮬레이션에 의해 제안된 주파수 추정방법이 다중 경로 채널 주파수 응답 및 채널 임펄스 응답을 효과적으로 추정하고 성능을 개선할 수 있음을 E_b/N_0 에 따른 MSE 및 BER 을 통해서 보였고 최근에 발표된 방식과의 비교 결과도 제시하였다.

참 고 문 헌

[1] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Ultra-wide bandwidth time-hopping spread-spectrum impulse radio for wireless multiple access communications," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.48, No. 4, pp.679-691, Apr. 2000.

[2] *Multi-Band OFDM Physical Layer Proposal for IEEE 802.15 Task Group 3a*, IEEE P802.15.3a Working Group, P802.15-03/268r2, Nov. 2003.

[3] *DS-UWB Physical Layer Submission to 802.15 Task Group 3a*, IEEE P802.15.3a Working Group, P802.15-04/0137r0, Mar. 2004.

[4] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.2, pp.51 - 53, Feb. 1998.

[5] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the energy capture of ultrawide bandwidth signals in dense multipath environments," *IEEE Commun. Lett.*, Vol.2, pp.245-247, Sept. 1998.

[6] M. Chung and R. A. Scholtz, "Comparison of transmitted- and stored-reference systems for ultra-wideband communications," *IEEE MILCOM 2004*, Vol.1, pp.521-527, Nov. 2004.

[7] R. Hoorfar and H. Tomlinson, "Delay-Hopped Transmitted-Reference RF Communications," *Proc. IEEE UWBST 2002*, pp.265-269, 2002.

[8] C. Carbonelli and U. Mitra, "Clustered channel estimation for UWB signals," *Proc. IEEE ICC*, pp.2432 - 2437, June 2004.

[9] P. Liu and Z. Xu, "POR-based channel estimation for UWB communications," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, Vol.4, No.6, pp.2968-2982, Nov. 2005.

[10] Y. Li, A. F. Molisch and J. Zhang, "Channel estimation and signal detection for UWB," *WPMC 2003*, Nov. 2003.

[11] V. Lottici, A.N. D'Andrea, and U. Mengali, "Channel estimation for ultra-wideband communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 120, no.9, pp.1638 - 1645, Dec. 2002.

[12] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. B. Seeyar and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems", *IEEE Commun. Mag.*, 2002, 40, pp.58 - 66, Apr. 2002.

[13] Y. Wang, and X. Dong, "Frequency domain channel estimation for SC-FDE in UWB communications," *IEEE Trans. on Comm.*, Vol.54, No.12, Dec. 2006.

[14] S. Hoyos, B. M. Sadler, and G. R. Arce, "Multicarrier digital receivers for ultrawideband communications," *IEEE Trans. on Wireless Comm.*, Vol.4, No.4, pp.1337-1344, July 2005.

[15] S. Hoyos and B. M. Sadler, "Ultra-wideband analog-to-digital conversion via signal expansion," *IEEE Trans. on Vehic. Tech.*, Vol.54, No.5, pp.1609-1622, Sept. 2005.

[16] A. F. Molisch, "Ultrawideband propagation channels - theory, measurement, and models,"

IEEE Trans. on Vehic. Tech., Vol.54, No.5,
pp.1528-1545, Sept. 2005.

최 호 선 (Hoseon Choi)

준회원



2006년 2월 광운대학교 전파공
학과 학사
2008년 2월 광운대학교 전파공
학과 석사
2008년 3월~KTF 수도권네트워
크본부
<관심분야> UWB, RFID

장 동 현 (Dongheon Jang)

준회원



2007년 2월 광운대학교 전파공
학과 학사
2007년 3월~광운대학교 전파공
학과 석사과정
<관심분야> UWB, 무선통신시
스템

안 동 현 (Donghun An)

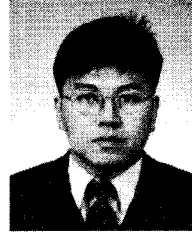
정회원



2000년 2월 대진대학교 통신공
학과 학사
2002년 8월 광운대학교 전파공
학과 석사
2008년 8월 광운대학교 전파공
학과 박사
<관심분야> RFID/USN, SDR,
4G, UWB, 무선통신시스템

양 훈 기 (Hoongee Yang)

종신회원

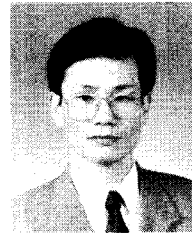


1985년 연세대학교 전자공학과
학사
1987년 SUNY at Buffalo ECE
석사
1992년 SUNY at Buffalo ECE
박사
1993년 3월~현재 광운대학교 전
파공학과 교수

<관심분야> 무선통신시스템, UWB, RFID, 스펙트
럼 공학

양 성 현 (Seonghyeon Yang)

정회원



1985년 광운대학교 전기공학과
학사
1988년 광운대학교 전기공학과
석사
1992년 Boston Univ. 객원연구원
1993년 3월~현재 광운대학교
부교수

<관심분야> 근거리통신, UWB, Bluetooth