한국ITS학회논문지
제7권, 제1호 (2008년 2월)
pp.84~91

다중경로 채널을 보상하는 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신기

Frequency-domain Based BPM-UWB Receiver with Channel Compensation

최호선* (Ho-Seon Choi)　양훈기** (Hoon-Gee Yang)

요 약

본 논문은 다중경로 채널에 따른 채널왜곡을 보상하여 복조하는 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신기를 제안한다. 시간영역 BPM-UWB 수신기로부터 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신 방식을 유도하였으며 다중경로 채널 환경에서도 성능을 최적화 시킬 수 있는 matched 필터 방식 수신기 구조를 제시하였다. 수학적인 분석에 의해서 시스템 성능을 유도하였으며 시뮬레이션에 의해서 제안한 채널 보상 시스템에 의해 성능이 획기적으로 개선됨을 보인다.

Abstract

In this paper, we propose a frequency domain based BPM-UWB receiver compensating for distortion in the multi-path channel. We give a mathematical derivation for the proposed receiver which exploits a matched filter theory for optimum reception. We also analyze the system performance and present the simulation results that show the performance enhancement of the proposed system.

Key Words : UWB communications, frequency domain, multi-path channel, matched filter, BPM-UWB

Ⅰ. 서 론

초광대역(Ultra-wideband, UWB) 통신 시스템은 수 나노(nano) 초에서 피코(pico) 초 단위의 폭이 매우 짧은 펄스를 이용하여 통신하는 방식으로 아날로그 부분에서 복잡도가 낮고 소비 전력이 적은 시스템 설계가 가능하다. 이를 통해 비용절감의 효과를 기대할 수 있으며, 동시에 장치의 소형화가 가능하다는 장점이 있다 [1, 2].

UWB 통신 시스템의 변복조 방법은 OOK, BPM, PAM, PPM등 다양한 방법이 있으나, 폭이 매우 짧은 펄스를 이용하기 때문에 다중경로 채널에서 수신기 성능의 열화가 발생할 수 있다. 하지만, 채널 추정을 통해 이를 극복하려는 다양한 방법들이 제안되었다 [3-7].

다중경로 채널을 극복하는 다른 방법으로는 데

본 연구는 「2005 산업자원부 성장동력산업」의 「유비쿼터스 홈 네트워크 범용 침입대응 시스템 개발사업」의 지원과 2007년도 「서울시 산학연 협력사업」의 「나노IP/SoC설계기술혁신사업단」의 지원으로 수행 되었습니다.
* 주저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정
** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 교수
† 논문접수일 : 2007년 12월 4 일

이터 변조된 펄스와 변조되지 않은 기준(reference) 펄스를 송신하고 Auto-correlation(AcR)구조로 수신기를 구성하는 TR-UWB, 데이터 펄스를 송신하기 전에 여러 개의 레퍼런스 펄스를 송신하여 이를 수신기 버퍼에 저장하고 수신기의 국부(local) 펄스로 이용하는 SR-UWB, Differential 부호화를 이용하여 송신하고 이것을 수신기에서 AcR형태로 구현하는 Differential UWB 등의 방법도 제안되었다 [8, 9].

나이키스트(Nyquist) 샘플링조건을 만족하는 디지털 시스템을 구현하려면 시간 축에서 UWB 신호를 샘플링 하는 데 이것은 고속 샘플러(sampler)를 요구하기 때문에 큰 부담으로 작용한다. 이를 극복하고자 주파수 성분을 획득하는 방법으로써 샘플링 조건을 완화시킬 수 있다. 주파수 성분은 시간영역 신호와 특정 주파수를 갖는 단위 직교함수를 상관하여(correlation) 구할 수 있다 [10-13].

본 논문은 다중경로 채널에 따른 채널왜곡을 보상하는 주파수 영역 기반 BPM-UWB 수신기를 제안한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서는 시간영역과 주파수 영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기에 대해서 수학적으로 유도하고 AWGN 채널과 다중경로 채널에서 BER성능을 분석하였으며, 3절에서 시뮬레이션을 통해 채널의 왜곡을 보상하는 방법을 검증하였고 4절에서 본 논문의 결론을 맺는다.

Ⅱ. 본 론

1. 시간영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기

BPM(Bi-Phase Modulation)-UWB 송신기는 송신할 데이터 d_n에 따라서 펄스의 위상을 180도 반전 시켜 전송하는 방식이다. 데이터 비트 한 개가 펄스 한 개에 의해 표현된다고 가정할 때, n번째 데이터 비트를 BPM-UWB 변조한 신호 $s_n(t)$는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$s_n(t) = d_n g(t - nT_p) \tag{1}$$

여기서 d_n은 데이터 비트에 따라 +1, -1의 값을 갖는 진폭값, T_p는 펄스 주기 그리고 $g(t)$는 펄스파형을 나타낸다. 이 때, 수신기에 수신되는 신호 $r_n(t)$는 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r_n(t) = s_n(t) * h(t) + n(t) \tag{2}$$

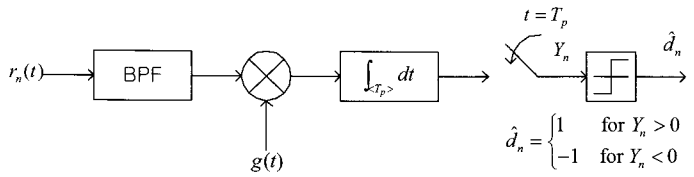
여기서, *는 컨볼루션 연산자, $h(t)$는 채널 임펄스 응답, $n(t)$는 평균이 0이고, Power Spectral Density(PSD)가 $N_0/2$인 백색 가우시안 잡음(WGN)이다. 수신기에서 수신신호 $r_n(t)$는 국부 펄스 발진기에서 발생되는 신호 $g(t)$와 곱해지고 적분구간 T_p를 갖는 상관기(correlator)를 거친다. 적분기 출력값 Y_n는 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_n = \int_{<T_p>} r_n(t) g(t) dt \tag{3}$$

Y_n에 대해서 식 (4)의 판별식을 적용시켜 복조 데이터 $\hat{d}_n$를 구할 수 있다.

$$\hat{d}_n = \begin{cases} 1 & \text{for } Y_n > 0 \\ -1 & \text{for } Y_n < 0 \end{cases} \tag{4}$$

<그림 1>은 위에서 설명한 시간영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기를 나타낸 것이다.

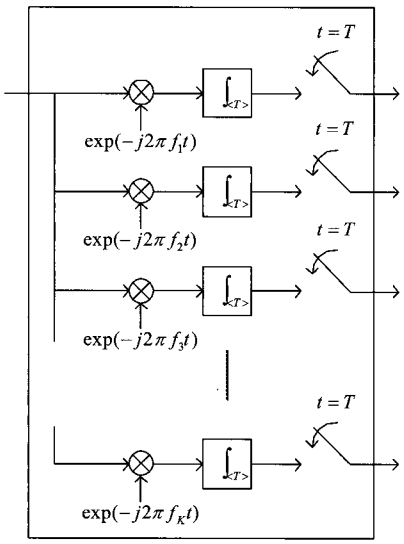


<그림 1> 시간영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기
<Fig. 1> Time domain BPM-UWB receiver

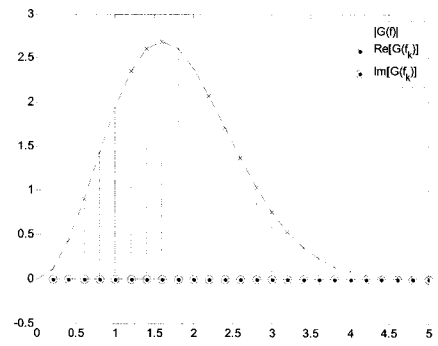
2. 주파수영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기

1) 주파수 변환 블록

하나의 수신펄스는 <그림 2>에서 나타낸 주파수 변환 블록을 이용하여 $f=f_k(k=1,...,K)$에서 주파수 영역 신호들의 집합으로 바꿀 수 있다. 퓨리에(Fourier)변환 이론에 의해 적분구간이 T_p인 경우 주파수 해상도 Δf는 $1/T_p$를 넘을 수 없으므로 $f_k=k/T_p$가 되도록 하였으며, $\Delta f_k=f_k-f_{k-1}=1/T_p$인 관계가 있다.



<그림 2> 주파수 변환 블록
<Fig. 2> Time to frequency converter



<그림 3> 우함수 형태 펄스신호의 G(f)와 G(fk)
<Fig. 3> G(f) and G(fk) of a pulse of even function

식 (1)의 $g(t)$가 <그림 2>의 주파수 변환 블록을 통과하면 $g(t)$의 $f=f_k$에서 주파수 성분 $G(f_k)$는 <그림 3>과 같이 나타낼 수 있다. <그림 3>의 예에서는 우함수 형태의 송신 펄스를 사용해서 송신펄스의 퓨리에 변환 $G(f_k)$는 실수 값만 갖고 있다.

2) 주파수 영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기

$r_n(t)$가 주파수 변환 과정을 거치면 $f=f_k$에서의 주파수 성분 $R_n(f_k)$를 구할 수 있으며 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

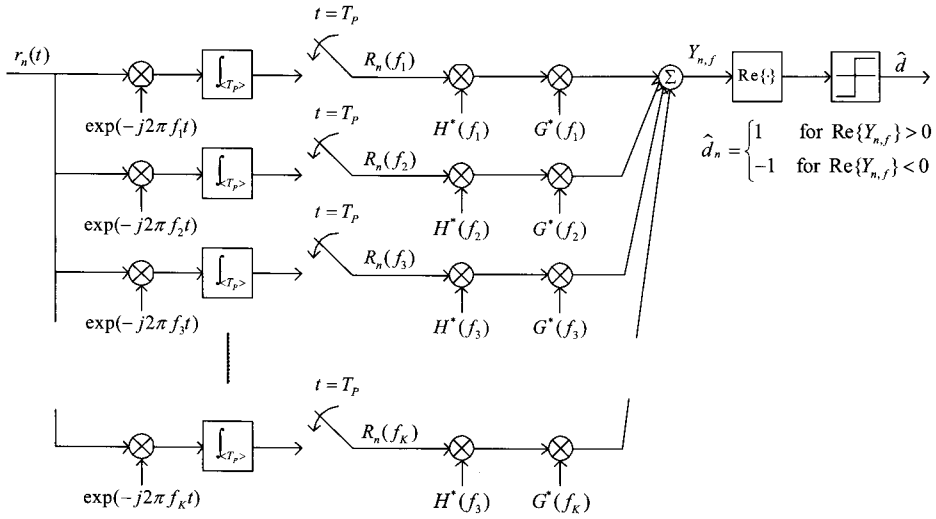
$$\begin{aligned} R_n(f_k) &= \int_{<T_p>} r_n(t)e^{-j2\pi ft}dt|_{f=f_k} \\ &= \int_{<T_p>} (s_n(t)*h(t)+n(t))e^{-j2\pi ft}dt|_{f=f_k} \\ &= d_n G(f_k)H(f_k)+N(f_k) \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서 $R_n(f_k)$의 신호성분은 $d_n G(f_k)H(f_k)$로 볼 수 있으며, 이 입력신호에 대한 matched 필터는 주파수 특성이 $G^*(f_k)H^*(f_k)$가 되어야 한다. 그러므로 이 경우 matched 필터 출력은 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} R'_n(f_k) &= d_n G(f_k)G^*(f_k)H(f_k)H^*(f_k) \\ &\quad + N(f_k)G^*(f_k)H^*(f_k) \\ &= d_n|G(f_k)|^2|H(f_k)|^2 \\ &\quad + N(f_k)G^*(f_k)H^*(f_k) \end{aligned} \quad (6)$$

그러므로 상관기 출력의 SNR을 최대로 만들기 위해서는 수신기 앞단에 채널추정부가 있어서 테스트 신호를 이용하여 완벽한 채널의 주파수 응답 $H(f_k)$을 계산해야 한다. 본 논문에서는 채널추정부가 $H(f_k)$를 정확히 획득했다고 가정해서 시뮬레이션을 진행하였다. 식 (6)에서 구한 K개의 $R'_n(f_k)$를 모두 합하여 SNR이 최대화된 주파수 영역 상관기 출력 Z_n을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_n = \sum_{k=1}^{K} R'_n(f_k) \quad (7)$$



<그림 4> 주파수 영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기의 복조부
<Fig. 4> Demodulator of the frequency domain receiver

식 (6)에 의해서 신호성분은 실수 값만 가지므로 Z_n으로 부터 데이터 판별규칙은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{d}_n = \begin{cases} 1 & \text{for } Re[Z_n] > 0 \\ -1 & \text{for } Re[Z_n] < 0 \end{cases} \tag{8}$$

그림 4는 위에서 설명한 주파수 영역에서 동작하는 BPM-UWB 수신기의 복조부를 나타낸 것이다.

3) 성능분석

$g(t)$, $h(t)$ 그리고 $n(t)$의 $f=f_k$에서의 주파수 성분은 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} G(f_k) &= G_{R,k} + jG_{I,k} = G_{R,k} \\ H(f_k) &= H_{R,k} + jH_{I,k} \\ N(f_k) &= N_{R,k} + jN_{I,k} \end{aligned} \tag{9}$$

여기서, $G_{R,k}$, $H_{R,k}$, $N_{R,k}$는 실수 주파수 성분을 나타내고, $G_{I,k}$, $H_{I,k}$, $N_{I,k}$는 허수 주파수 성분을 나타낸다. 우함수 형태의 $g(t)$를 사용하는 경우 $g(t)$의 $f=f_k$에서 주파수 성분 $G(f_k)$는 실수값만 존재하므로 $G_{I,k}$=0이 된다. d_n=1이라고 가정했을 때, AWGN 채널에서의 Z_n는 식 (10)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_n &= \sum_{k=1}^{K} R'_n(f_k) \\ &= \sum_{k=1}^{K} \left(|G(f_k)|^2 + N(f_k) G^*(f_k) \right) \\ &= \sum_{k=1}^{K} \left[G_{R,k}^2 + \{ G_{R,k} N_{R,k} + jG_{R,k} N_{I,k} \} \right] \end{aligned} \tag{10}$$

따라서, $Re\{Z_n\}$은 식 (11)과 같이 쓸 수 있다.

$$Re\{Z_n\} = \sum_{k=1}^{K} \left[G_{R,k}^2 + \{ G_{R,k} N_{R,k} \} \right] \tag{11}$$

식 (11)에 의하여 $Re\{Z_n\}$의 평균과 분산을 m_a, V_R이라고 하자.

$$E[Re\{Z_n\}] = \sum_{k=1}^{K} G_{R,k}^2 = m_A \tag{12}$$

$$Var[Re\{Z_n\}] = E\left[\left(\sum_{k=1}^{K} G_{R,k} N_{R,k} \right)^2 \right] = V_R \tag{13}$$

제안된 시스템의 상관기 출력값은 BPSK 변복조 출력값 형태를 가지며 V_R은 AWGN 잡음 형태를 가지므로 BER은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$BER_{AWGN} = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{m_A^2}{2V_R}}\right) \quad (14)$$

d_n=1인 동일한 가정 아래, 채널의 주파수 응답을 이용하여 다중경로 채널을 보상한 Z_n은 식 (15)과 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} Z_n &= \sum_{k=1}^{K} R_n(f_k) \\ &= \sum_{k=1}^{K} \begin{pmatrix} |G(f_k)|^2 |H(f_k)|^2 \\ + N(f_k) G^*(f_k) H^*(f_k) \end{pmatrix} \\ &= \sum_{k=1}^{K} \begin{bmatrix} G_{R,k}^2 \left(H_{R,k}^2 + H_{I,k}^2\right) \\ + G_{R,k}\left(N_{R,k} H_{R,k} + N_{I,k} H_{I,k}\right) \\ - jG_{R,k}\left(N_{R,k} H_{I,k} + N_{I,k} H_{R,k}\right) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

따라서, $Re\{Z_n\}$는 식 (16)과 같이 쓸 수 있다.

$$Re\{Z_n\} = \sum_{k=1}^{K} \begin{bmatrix} G_{R,k}^2 \left(H_{R,k}^2 + H_{I,k}^2\right) \\ + G_{R,k}\left(N_{R,k} H_{R,k} + N_{I,k} H_{I,k}\right) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$Re\{Z_n\}$의 평균과 분산은 각각 식 (17), (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$E[Re\{Z_n\}] = \sum_{k=1}^{K} G_{R,k}^2 \left(H_{R,k}^2 + H_{I,k}^2\right) = m_B \quad (17)$$

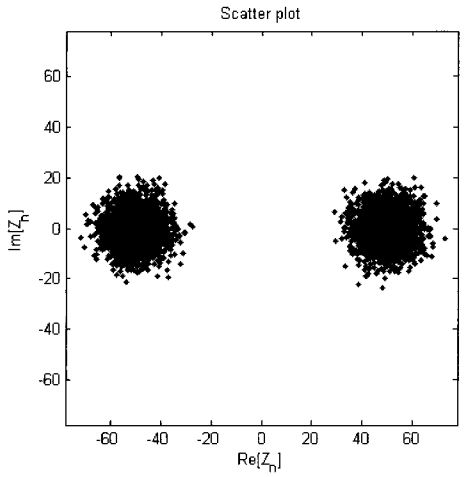
$$\begin{aligned} Var[Re\{Z_n\}] &= E\left[\left(\sum_{k=1}^{K} G_{R,k} \begin{pmatrix} N_{R,k} H_{R,k} \\ + N_{I,k} H_{I,k} \end{pmatrix}\right)^2\right] \\ &= E\left[\left(\sum_{k=1}^{K} N_{R,k} G_{R,k} H_{R,k}\right)^2\right] \\ &\quad + E\left[\left(\sum_{k=1}^{K} N_{I,k} G_{R,k} H_{I,k}\right)^2\right] \\ &= V_R + V_I \end{aligned} \quad (18)$$

식 (17)과 (18)에 의해서 다중경로 채널에서 BER은 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$BER = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{m_B^2}{2(V_R + V_I)}}\right) \quad (19)$$

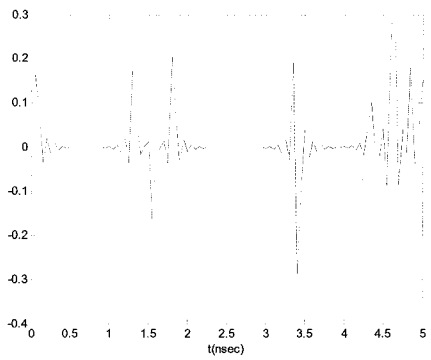
Ⅲ. 시뮬레이션

<그림 5>는 AWGN채널에서 Z_n의 산점도(scatter plot)를 복소수 평면에 나타낸 것이다.

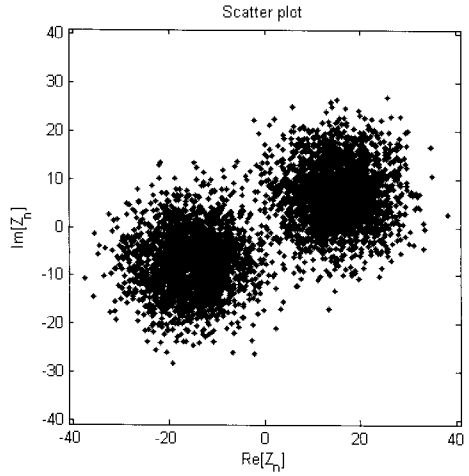


<그림 5> AWGN 채널에서 Z_n의 산점도 @
<Fig. 5> Scatter plot of Z_n in AWGN channel

다중경로 채널발생을 위해 IEEE 802.15.3a 채널 모델 CM1을 MATLAB을 이용하여 무작위로(random) 100개의 채널모델을 발생하였다. 그림 6은 무작위로 발생된 CM1 중 하나를 나타낸 것이다.

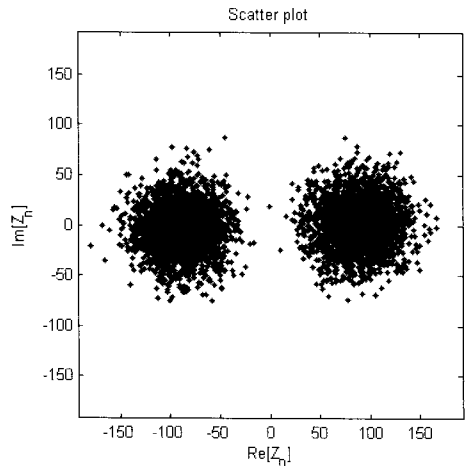


<그림 6> IEEE 802.15.3a 채널 모델
<Fig. 6> IEEE 802.15.3a channel model



<그림 7> 다중경로 채널에서 Z_n의 산점도
<Fig. 7> Scatter plot of Z_n in multipath fading channel

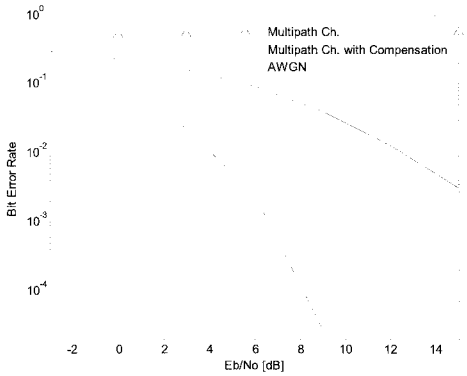
<그림 7>은 다중경로 채널에서 Z_n의 산점도를 나타낸 것이다. AWGN 채널에서와 달리 다중경로 채널의 영향 때문에 신호 성분들이 x축과 기울어져 나타난 것을 볼 수 있다.



<그림 8> 다중경로 채널을 보상한 Z_n의 산점도
<Fig. 8> Scatter plot of Z_n with channe compensation

채널보상이 안된 Z_n에 대해서 채널 추정부가 적확하게 채널의 주파수 응답 $H(f_k)$를 추정했다고 가정하여 채널 왜곡을 보상한 후 얻어진 Z_n을 그림 8에 나타내었다. 신호성분들이 <그림 5>에서 처럼 거의 x축에 위치해 있다.

시뮬레이션을 위해서 T_p=5nsec인 10만개의 $s_n(t)$를 송신하고 100개 채널에서 BER성능을 평균하여 <그림 9>에 나타내었다.



<그림 9> BPM-UWB BER 성능
<Fig. 9> BER performance of BPM-UWB

<그림 9>에서 점선으로 표시된 것은 AWGN 채널에서 BER성능을 나타낸 것이고, 삼각형으로 표시된 것은 다중경로 채널을 보상하지 않은 수신기의 BER성능을 나타낸 것이며, 네모로 표시된 것은 채널 추정부에 의해 주파수 응답을 계산하고 그것을 이용하여 다중경로 채널을 보상한 BPM-UWB 수신기의 평균 BER성능을 나타낸 것이다.

다중경로 채널을 보상하지 않은 수신기의 BER성능은 SNR이 증가하더라도 개선되지 않는 것을 볼 수 있으며 다중경로 채널을 보상한 수신기는 E_b/N_0 값이 커짐에 따라 성능이 점진적으로 개선됨을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 BPM-UWB 수신부를 디지털로 구현하기 위해서 요구되는 고속샘플링에 대한 부담을 덜고자 주파수영역에서 샘플링한 BPM-UWB 수신기에 대하여 분석하고, 시뮬레이션을 통해 그 결과를 확인하였다. 다중경로 채널 환경에서 채널추정에 따른 BER성능을 유도 하였으며 수신기 구조를 제

시하였다. AWGN 채널과 다중경로 채널을 보상한 경우와 그렇지 못한 경우에 따라서 판정기에 입력되는 신호의 산점도를 비교한 결과 산점도의 기울어짐이 보상되었고 BER 성능이 개선된 것을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

참고문헌

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

[2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments," *IEEE Comm. Lett.*, vol. 2, no. 2, pp. 51-53, Feb. 2003.

[3] C. Carbonelli and U. Mitra, "Clustered channel estimation for UWB signals," *Proc. IEEE Int. Conf. Comm.*, vol. 4, pp. 2432-2436, June 2004.

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

[5] Y. Li, A. F. Molisch, and J. Zhang, "Channel estimation and signal detection for UWB," *Proc. WPMC*, pp. 121-125, Oct. 2003.

[6] V. Lottici, A. D'Andrea, and U. Mengali, "Channel estimation for ultra-wideband communications," *IEEE J. Selected Areas in Comm.*, vol. 20, no. 9, pp. 1638-1645, Dec. 2002.

[7] C. Carbonelli and U. Mitra, "Synchronization and channel estimation for UWB signals," *Proc. IEEE Globecom*, vol. 2, pp. 764-768, Dec. 2003.

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

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

[10] S. Hoyos, B. M. Sadler, and G. R. Arce, "Mono-bit digital receivers for ultra-wideband communications," *IEEE. Trans. Wireless Comm.*, vol. 4, no. 4, pp. 1337-1344, July 2005.

[11] S. Hoyos and B. M. Sadler, "Ultra-wideband analog to digital conversion via signal expansion," *IEEE Trans. Vehicular Technol.*, vol. 54, no. 5, pp. 1609-1622, Sept. 2005.

[12] S. Hoyos and B. M. Sadler, "Frequency-domain implementation of the transmitted-reference ultra-wideband receiver," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 4, pp. 1745-1753, June 2006.

[13] H. J. Lee, D. S. Ha, and H. S. Lee, "A frequency-domain approach for all-digital CMOS ultra-wideband receivers," *Proc. IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technology*, pp. 86-90, Nov. 2003.

저자소개

최 호 선 (Choi, Ho-Seon)
2006년 : 광운대학교 전자공학부 학사
2006년 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

양 훈 기 (Yang, Hoon-Gee)
1985년 : 연세대학교 전자공학과 학사
1987년 : SUNY at Buffalo ECE 석사
1992년 : SUNY at Buffalo ECE 박사
1993년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 교수