

주파수 기반 UWB 시스템의 펄스 동기 방법

준회원 최호선*, 장동헌**, 정회원 안동헌**, 종신회원 양훈기***
정회원 양성현****, 강문식*****, 김세중*****

A Pulse Synchronization Method for a Frequency-Based UWB System

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

요약

본 논문은 주기적인 펄스열 형태의 동기 신호로부터 주파수 성분들을 추출한 후 이를 이용해서 디지털적으로 구현 가능한 UWB 신호 동기 검출 방법을 제시한다. 동기 신호의 펄스 개수 및 펄스 간격이 동기 검출 성능에 미치는 영향 및 제시된 방법으로 얻을 수 있는 동기의 정확도를 이론적으로 분석한다. 또한, 시뮬레이션을 통하여 이론적 분석 결과를 검증하고 AWGN 환경에서의 제시된 방법의 성능을 보인다.

Key Words : UWB, Synchronization, Correlator, Frequency Component

ABSTRACT

In this paper, we propose a digitally implementable synchronization method for the UWB system. This is achieved by manipulating the frequency components of a synchronizing signal which is the sequence of pulses of periodicity. We analyze the dependancy of the number of pulses and pulse interval on the intrinsic synchronization accuracy. Moreover, through the computer simulation, the performance of the proposed method is examined via varying system parameters.

I. 서론

일반적인 무선 통신 시스템에서 반송파 신호를 이용하여 원하는 데이터를 전송하는 방식과 달리 초광대역(Ultra-wideband, UWB) 통신 시스템은 그 폭이 매우 짧은 펄스를 이용하여 통신하는 방식으로 업/다운 컨버터(up/down converter)를 사용하지 않고 시스템 구현이 가능하며, 아날로그(analog) 부분에서 저복잡도의 시스템 설계를 가능하게 하고, 소비전력을 줄이며 비용절감의 효과를 기대함과 동

시에 장치의 소형화가 가능하다는 장점이 있다.^{[1][2]}

UWB 통신 시스템은 On-off keying(OOK), Bi-phase modulation(BPM), Pulse amplitude modulation(PAM), Pulse Position Modulation(PPM) 등의 다양한 변복조 방식이 사용되며, 신호의 동기가 맞지 않으면 수 nano초 정도의 시간차이로 인해 시스템 성능을 열화시킬 수 있다. 그러므로 수신 신호의 정확한 시간정보는 매우 중요한 수신기 구성요소 중 하나이다.

UWB 통신 시스템을 동기 시키는 방법으로는 여

* 본 연구는 교육과학기술부에서 지원받은 2006년 광운대학교 대학특성화사업(차세대 신성장 동력산업을 위한 실감 IT 전문인력 양성사업)의 일환으로 진행되었으며 이에 감사를 드립니다.

* KTF 수도권네트워크본부(hoseon.chio@ktf.com), ** 광운대학교 전파공학과(honeyaura@kw.ac.kr, jason@kw.ac.kr)

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

***** 강릉대학교 전자공학부 교수(mskang@kangnung.ac.kr), ***** 국방기술품질원

논문번호 : KICS2007-05-240, 접수일자 : 2007년 5월 31일, 최종논문접수일자 : 2008년 1월 21일

러 개의 적분기를 이용하여 시간구간으로 나누는 방법으로 동기를 검출하는 방법이 있으며^{[3][4]}, 수신 신호의 샘플링을 통해 각 프레임(frame)의 시작을 수신기 클럭(clock)에 동기를 맞추는 프레임 동기화, 각 심볼(symbol)의 첫 번째 프레임 위치를 맞추는 방법^[5], 채널의 구조를 무시할 수 있는 최소 제곱(least-squares) 방법,^[6] 채널의 정보가 없이 최소 평균 획득 시간(minimum mean acquisition time, MAT)을 이용한 방법들이 제안되고 있다.^[7] 하지만, 이들 방법은 시간 영역에서 동기화 하는 것으로 본 논문에서 제안하는 방법과 확연히 구분된다.

동기부를 시간 축에서 디지털로 구현하려면 신호 대역폭의 2배 이상으로 샘플링을 해야 하는 Nyquist 샘플링조건을 만족해야 한다. 매우 넓은 대역폭을 사용하는 UWB 통신 시스템을 시간 축에서 샘플링할 경우, 요구되는 초고속의 샘플러는 큰 부담으로 작용한다. 이러한 초고속의 샘플러 구현에 관한 많은 연구가 진행되고 있으며 특히 UWB 신호를 다수의 현대역 신호들의 합으로 분해해서 샘플링 조건을 완화시키는 방법들이 제안되었다. 시간신호의 특정 주파수 성분은 시간신호와 특정주파수의 단위 직교함수를 내적 하여 얻을 수 있다^[8-11].

본 논문은 동기 신호의 주파수 성분들을 이용하여 디지털적으로 구현 가능한 UWB 신호 동기 검출 방법을 제시한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2절에서 주파수 영역에서 동작하는 수신기에 대하여 설명하고 3절에서 제안하는 동기 방법에 대해 분석하고 4절에서 시뮬레이션에 의해 제안된 동기 방법의 성능에 대해 설명하며 5절에서는 결론을 맺는다.

II. UWB 통신 시스템

2.1 시간 영역에서 동작하는 BPM-UWB

BPM UWB 시스템은 송신할 데이터 d_i 에 따라 펄스의 위상을 180도 반전 시키는 것으로 아래 식 (1)은 BPM 변조신호 $s(t)$ 를 나타낸 것이다.

$$s(t) = \sum_i d_i g(t - iT_b) \quad (1)$$

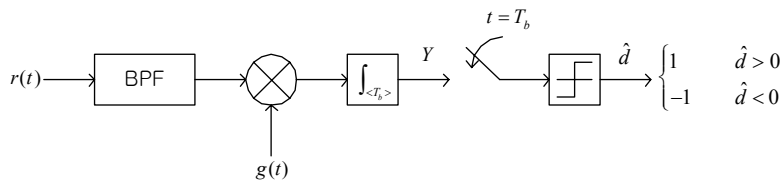


그림 1. 시간 영역 BPM UWB 수신기 블록도

Fig. 1 Time Domain BPM UWB Receiver Block Diagram

여기서, d_i 는 데이터 1,0에 따라 변하는 +1, -1의 심볼값, $g(t)$ 는 펄스 성형(shaping)된 UWB 펄스, T_b 는 펄스 주기를 나타낸다.

수신기에 수신되는 신호 $r(t)$ 는 다음 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t) \quad (2)$$

여기서, *는 컨볼루션(convolution) 연산자, $h(t)$ 는 채널 임펄스 응답이며, $n(t)$ 는 평균이 0이고, PSD(power spectral density)가 $N_0/2$ 인 WGN(white Gaussian noise) 이다.

그림 1은 시간 축에서 복조하는 BPM UWB 수신기의 블록도이다. 수신신호 $r(t)$ 는 국부 발진기에서 발생되는 신호 $g(t)$ 와 곱해지고 적분되는 코릴레이션(correlation) 과정을 거친다. 적분기 출력 값 Y_t 는 다음 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$Y_t = \int_{<T_b>} r(t)g(t)dt \quad (3)$$

Y_t 에 대해서 다음과 같은 판정방법(decision rule)을 적용시켜서 데이터 \hat{d}_i 을 구할 수 있다.

$$\hat{d}_i = \begin{cases} 1 & (Y_t > 0) \\ -1 & (Y_t < 0) \end{cases} \quad (4)$$

2.2 주파수 영역에서 동작하는 BPM-UWB

식 (3)은 Parseval 정리를 이용해서 아래 식(5)와 같이 바꾸어 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} \int_{<T_b>} r(t)g(t)dt &= \int_{<T_b>} r(t)g(t)e^{-j2\pi f t} dt |_{f=0} \quad (5) \\ &= R(f) * G(f) |_{f=0} = \int_{-\infty}^{\infty} R(\lambda) G(f-\lambda) d\lambda |_{f=0} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} R(\lambda) G^*(\lambda) d\lambda \end{aligned}$$

여기서, $G(f)$ 는 $g(t)$ 의 Fourier 변환이고 $G^*(f)$ 는 $G(f)$ 의 켈레복소수 함수를 나타내며 $g(t)$ 가 실

수인 경우 $G^*(f)=G(-f)$ 인 성질을 이용하였다. 채널 왜곡이 없다면 즉, $h(t)=\delta(t)$ 라면 첫 번째 펄스 ($i=0$)에 대한 식 (5)를 적용한 코릴레이션 결과는 다음과 같다.

$$Y_f = d_0 \int_{-\infty}^{\infty} G(f)G^*(f)df + \int_{-\infty}^{\infty} N(f)G^*(f)df \quad (6)$$

$$= d_0 \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df + \int_{-\infty}^{\infty} N(f)G^*(f)df$$

여기서, $N(f)$ 는 $n(t)$ 의 Fourier 변환이다. 식 (6)에 의해서 Y_f 는 복소수 값이나 신호 성분은 실수부에만 존재하므로 수신 데이터 \hat{d}_i 의 판정방법은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{d}_i = \begin{cases} 1 & (Re\{Y_f\} > 0) \\ -1 & (Re\{Y_f\} < 0) \end{cases} \quad (7)$$

그림 2는 주파수 영역에서의 코릴레이션에 의한 BPM UWB 수신기의 블록도이다. 박스로 표시된 부분은 BPM UWB 신호의 에너지가 존재하는 대역에서 원하는 주파수 성분을 얻어내는 주파수 변환 블록을 나타낸 것이다.

주파수 변환 블록에서 각 극부 발진기의 주파수 간격 $\Delta f = f_k - f_{k-1}$ 은 Fourier 변환 성질에 의해 $\Delta f = 1/T_b$ 의 관계가 있다. 수신된 신호 $r(t)$ 는 주

파수 변환 블록을 통과하면 식 (8)과 같이 $f = f_k$ ($k=1, \dots, N$)에서의 주파수 성분을 얻을 수 있다. $f = f_k$ 에서 $r(t)$ 의 주파수 성분 $R(f_k)$ 는 다음과 같다.

$$R(f_k) = \int_{\langle T_b \rangle} r(t)e^{-j2\pi f t} dt|_{f=f_k} \quad (8)$$

$$= \int_{\langle T_b \rangle} (g(t) + n(t))e^{-j2\pi f t} dt$$

$$= G(f_k) + N(f_k)$$

III. 동기 방법

II절에서 제시한 주파수 영역에서 동작하는 수신부가 성공적으로 동작하기 위해서는 주파수 성분 $R(f_k)$ 와 코릴레이터 입력 $G^*(f_k)$ 의 위상이 일치해야 하므로 이를 위한 동기 방법이 필수적이다. 본 절에서는 II절에서 제시한 수신 시스템의 동작에 필수적인 동기부를 제안하고 성능을 분석 한다. 동기를 위해 송신기에서 보내는 동기 신호 $p(t)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$p(t) = \sum_{m=0}^{M-1} g(t - mT_p) \quad (9)$$

여기서, M 은 동기 신호에 포함된 펄스의 개수,

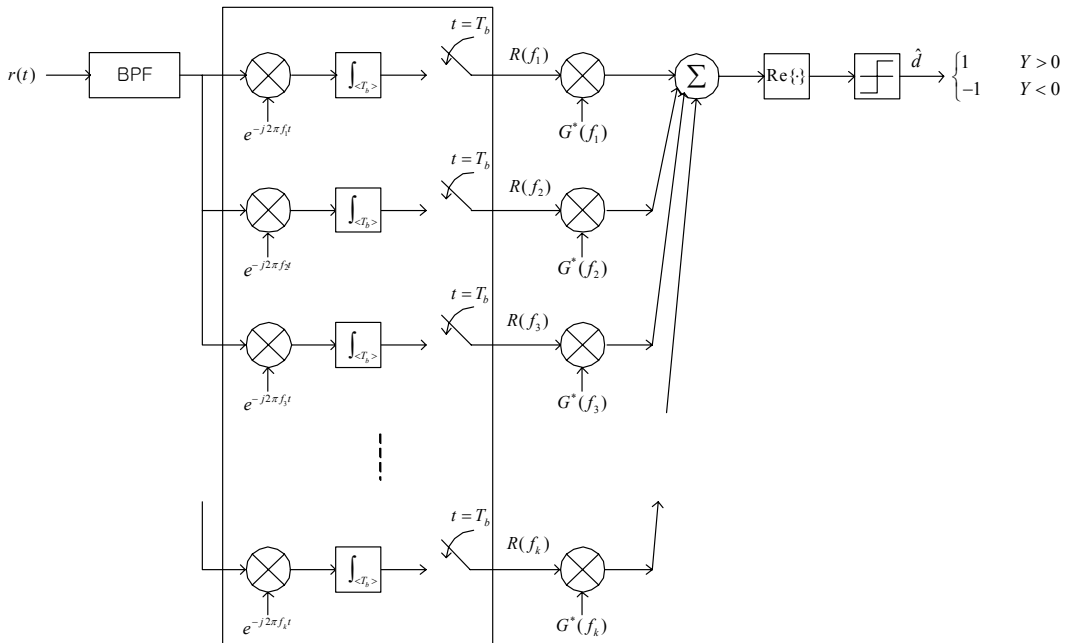


그림 2. 주파수 영역 BPM UWB 수신기 블록 다이어그램
Fig 2 Frequency Domain BPM UWB Receiver Block Diagram

T_p 는 펄스 간 간격으로 동기모드 후 복조가 이루어져야 하므로 심볼 간격과 동일하게 정할 수 있다. 동기 신호 $p(t)$ 의 Fourier 변환 $P(f)$ 는 식(10)과 같이 쓸 수 있다.

$$P(f) = G(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_p}\right) * Tsinc(Tf) \quad (10)$$

$$= TG(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(T\left(f - \frac{k}{T_p}\right)\right)$$

T 는 동기 신호에 포함된 펄스의 개수 M 에 비례하며 $T = MT_p$ 를 만족한다.

그림 3은 $T_p=5\text{nsec}$ 이고 $M=10$ 인 경우의 식(10)을 그린 것으로, 동기 신호 $p(t)$ 는 $1/T_p$ 마다 선 스펙트럼 트럼을 갖고 있으며 최대 신호 전력은 $f_k = k/T_p$ ($k=1, \dots, M$)에 집중되어 있다. 본 논문에서는 최대 신호 전력을 이용해서 동기화시키기 위해 주파수 변환 블록의 각 국부 발진기 주파수를 $f_k = k/T_p$ 가 되도록 했으며, 따라서 주파수 성분 간 간격 Δf 는 $\Delta f = 1/T_p$ 의 관계가 있다.

그림 4는 $M=10$ 으로 고정하고 각각 $T_p=10 \text{ nsec}$, $T_p=2\text{nsec}$ 일 때, $p(t)$ 의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분 $P(f_k)$ 를 나타낸 것이다. T_p 가 크면 많은 주파수 성분을 얻어 낼 수 있는 장점이 있는 반면, 주파수 변환 블록의 적분기 개수도 많아져야 하므로 설계 복잡도가 증가한다는 단점이 있다. 한편, T_p 가 작으면 취할 수 있는 주파수 성분의 개수가 적으므로 충분한 신호의 정보를 얻지 못하는 반면, 주파수 변환블록의 적분기 개수가 줄어들어 구현시 비용절감의 효과를 기대할 수 있다.

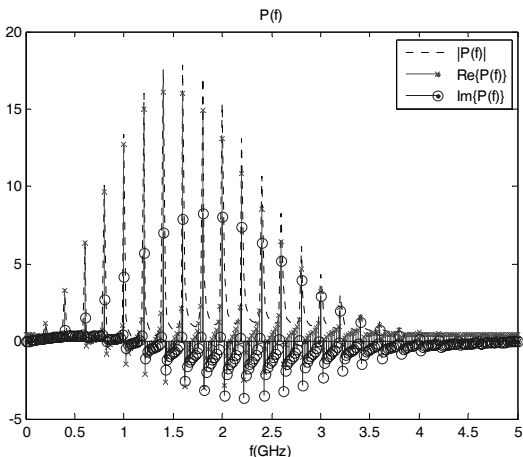


그림 3. $P(f)$ @ $T_p=5\text{nsec}$, $M=10$
Fig. 3 $P(f)$ @ $T_p=5\text{nsec}$, $M=10$

그림 5는 $T_p=10\text{nsec}$ 로 고정하고 각각 $M=2$, $M=10$ 일 때, $P(f_k)$ 를 나타낸 것이다. 각 주파수 성분들의 에너지가 $M=2$ 인 경우에 비해 $M=10$ 인 경우에 주파수 성분의 진폭이 커서 더 많은 전력의 동기 신호 성분을 이용할 수 있다. 즉, 펄스 개수와 동기 신호로 사용할 수 있는 신호 전력은 비례한다.

$p(t)$ 에 노이즈 신호 $n(t)$ 가 더해져 D 만큼 지연된 동기신호의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분은 다음 식 (11)과 같이 쓸 수 있다.

$$\int_{< T_b >} [p(t-D) + n(t-D)] e^{-j2\pi f t} dt \Big|_{f=f_k} \quad (11)$$

$$= [P(f) + N(f)] e^{-j2\pi f D} \Big|_{f=f_k}$$

$$= \left[TG(f) \sum_{k=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(T\left(f - \frac{k}{T_p}\right)\right) + N(f) \right] e^{-j2\pi f D} \Big|_{f=f_k}$$

$$= [TG(f_k) + N(f_k)] e^{-j2\pi f_k D}$$

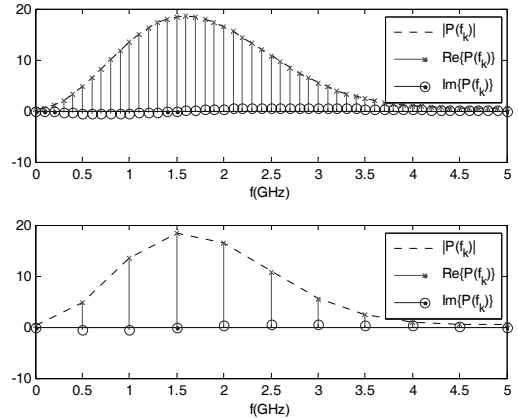


그림 4. $P(f_k)$ @ $M=10$, $T_p=10\text{nsec}$ (상) 및 $T_p=2\text{nsec}$ (하)
Fig. 4 $P(f_k)$ @ $M=10$, $T_p=10\text{nsec}$ (top) and $T_p=2\text{nsec}$ (bottom)

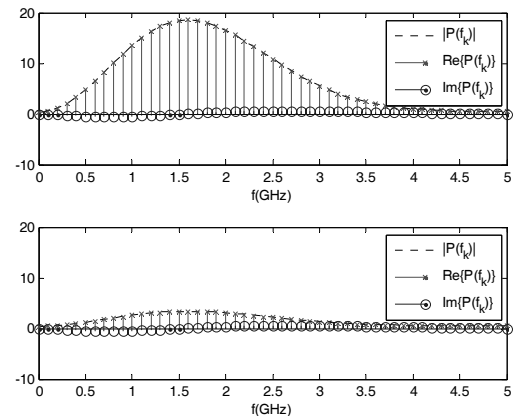


그림 5. $P(f_k)$ @ $T_p=10\text{nsec}$, $M=10$ (상) 및 $M=2$ (하)
Fig. 5 $P(f_k)$ @ $T_p=10\text{nsec}$, $M=10$ (top) and $M=2$ (bottom)

식 (11)의 결과식 $[TG(f_k) + N(f_k)]e^{-j2\pi f_k D}$ 를 동기블록에서 이미 알고 있는 $g(t)$ 의 $f = f_k$ 에서의 주파수 성분 $G(f_k)$ 로 나눈 함수를 $Q(f_k)$ 라 하자.

$$Q(f_k) = \frac{[TG(f_k) + N(f_k)]e^{-j2\pi f_k D}}{G(f_k)} \quad (12)$$

$$= \left[T + \frac{N(f_k)}{G(f_k)} \right] e^{-j2\pi f_k D}$$

만약 SNR이 높으면 $N(f_k)/G(f_k)$ 는 무시할 수 있으며, $T e^{-j2\pi f_k D}$ 만 남게 된다. 즉, SNR이 큰 경우 $Q(f_k)$ 를 IFFT를 하면 다음과 같은 $q(t_n)$ 을 얻을 수 있다.

$$q(t_n) = IFFT[Te^{-j2\pi f_k D}] \quad (13)$$

$$= T\delta(t_n - D)$$

$$= MT_p\delta(t_n - D)$$

여기서, t_n 은 FFT 성질에 의해서 샘플 간격이 $1/N\Delta f$ 인 이산 시간축이다. $\delta(t - D)$ 는 $(0, T_p)$ 의 구간에서만 나타나며, 이 구간을 벗어나는 T_p 이상의 D 는 $D \pm nT_p$ 로 나타낼 수 있다. 식(13)의 피크(peak)값에 해당하는 시간 t_n 이 지연값 \hat{D} 에 해당한다.

다. $t_n = n/N\Delta f$ 이므로 \hat{D} 의 해상도는 다음과 같다.

$$D - \frac{1}{2N\Delta f} < \hat{D} < D + \frac{1}{2N\Delta f} \quad (14)$$

여기서 D 는 오차가 없는 시간지연 값이다. 여기서 추출된 지연값 \hat{D} 은 coarse 동기에 해당하며 보다 정확한 동기를 위해서는 fine 동기 과정이 요구된다. 그림 6은 제안하는 동기 방법의 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

IV. 시뮬레이션

그림 7과 8은 각각 SNR이 0dB, -10dB, $D=3.2$ nsec, $M=10$, $T_p=5$ nsec일 때, 동기블록에 의해 계산한 $q(t_n)$ 을 나타낸 것이다. 그림 7에서 x표시가 된 부분은 원래의 시간지연 값 D 를 나타내고 있다. 그림 7의 SNR이 0dB인 경우 \hat{D} 이 D 를 정확하게 찾는 것을 볼 수 있다. 반면, 그림 8의 SNR이 -10dB인 경우 노이즈 신호의 영향에 의해 계산된 \hat{D} 이 D 와는 다른 지점에 발생하여 잘못된 값으로 계산 되었다.

제안된 동기 방식의 성능을 정량화시키기 위해 검출된 결과가 식 (14)의 오차범위 내에 있다면 검

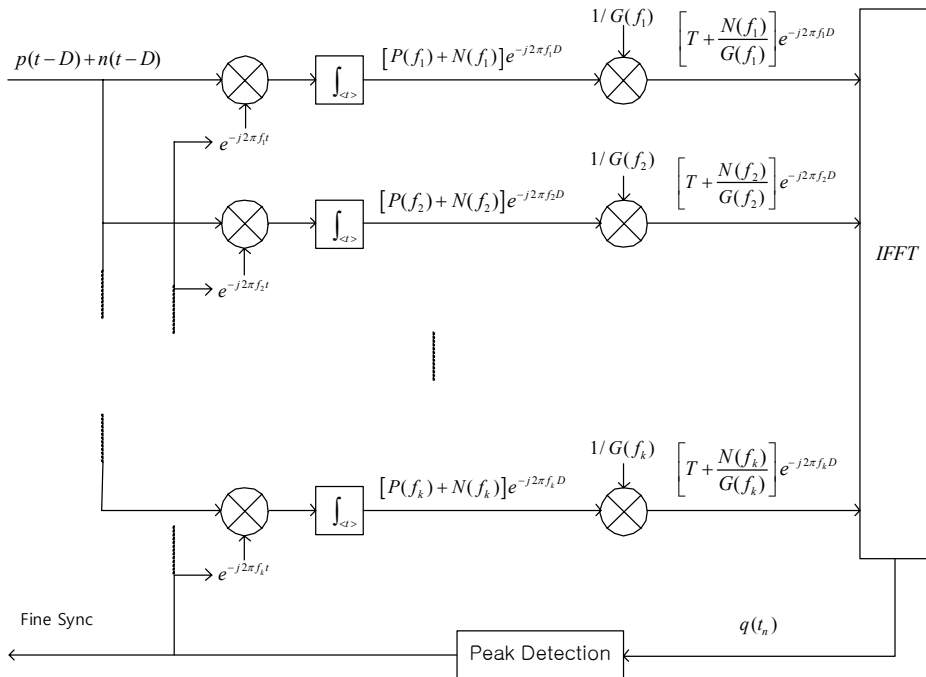


그림 6. 동기부 블록도
Fig. 6 Synchronizer Block Diagram

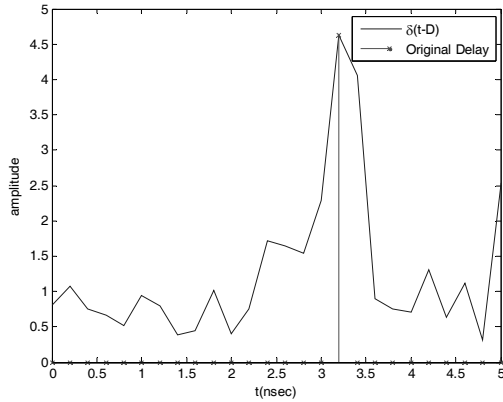


그림 7. $q(t_n)$ @ $D=3.2\text{nsec}$, $\text{SNR}=0\text{dB}$, $M=10$, $T_p=5$
 Fig. 7 $q(t_n)$ @ $D=3.2\text{nsec}$, $\text{SNR}=0\text{dB}$, $M=10$, $T_p=5$

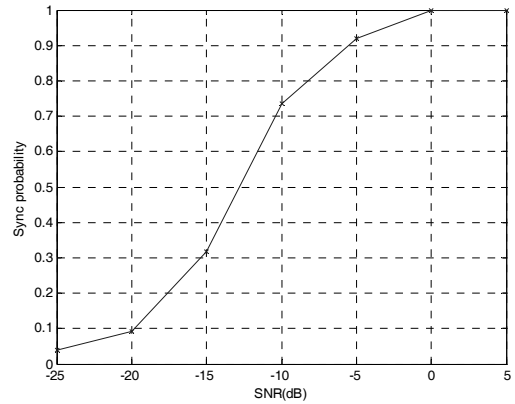


그림 9. 동기검출 확률 vs. SNR
 Fig. 9 Synchronization Probability vs. SNR

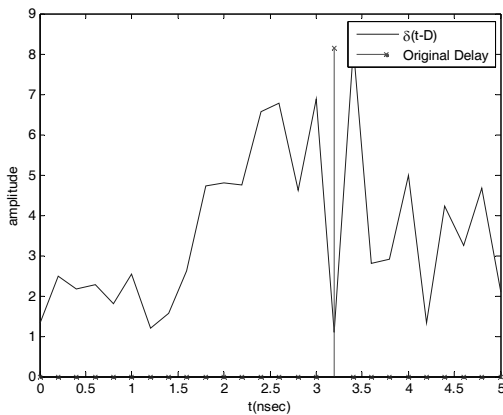


그림 8. $q(t_n)$ @ $D=3.2\text{nsec}$, $\text{SNR}=-10\text{dB}$, $M=10$, $T_p=5$
 Fig. 8 $q(t_n)$ @ $D=3.2\text{nsec}$, $\text{SNR}=-10\text{dB}$, $M=10$, $T_p=5$

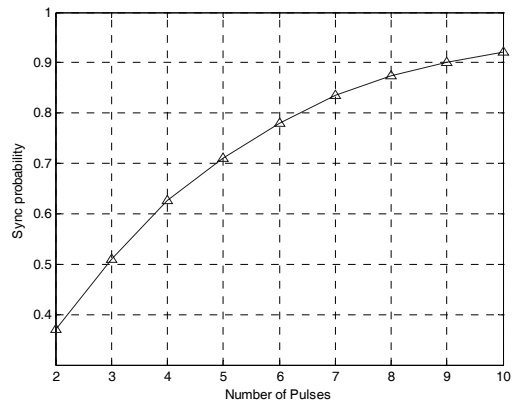


그림 10. 동기검출 확률 vs. 펄스 개수
 Fig. 10 Synchronization Probability vs. the Number of Pulses

출에 성공한 것으로 판정하고 그렇지 못하면 실패한 것으로 판정한다. AWGN 환경에서 1000회 시행에 의해 동기 성공 확률을 찾았다. 이 시뮬레이션에서는 $T_p=10\text{nsec}$, $M=10$ 인 동기신호를 송신하였으며 대역통과 여파기는 5GHz의 대역을 갖도록 하였다.

그림 9는 AWGN 채널에서 SNR의 증가에 따라 식 (14)에서 제시한 해상도 범위 내에서 정확하게 동기를 시킬 수 있는 확률을 나타낸 것으로 SNR이 증가할수록 동기검출 확률이 증가한다는 것을 확인할 수 있다.

앞서 $T=MT_p$ 인 관계가 있으므로, 펄스 개수가 증가할수록 동기성공 확률이 커졌다. 그림 10은 $\text{SNR}=-7\text{dB}$, $T_p=5$ 일 때, 펄스 개수와 동기 확률의 관계를 나타낸 것이다. 펄스의 개수가 증가 할수록 정확히 동기시킬 확률이 증가하는 것을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문은 주기적인 펄스열 형태의 동기 신호로부터 주파수 성분들을 추출한 후 이용해서 디지털적으로 구현 가능한 UWB 신호 동기 검출 방법을 제시하였다. 동기 신호의 주파수 스펙트럼에서 Δf 마다 최대 전력을 갖는 선스펙트럼이 발생하는 것을 이용하였다. 펄스의 개수가 많을수록, 펄스의 개수가 동일한 경우는 펄스간 간격이 클수록, 더 많은 에너지의 주파수 성분을 추출할 수 있었다. 또한 이들 파라미터 값에 따른 동기 정확도를 이론적으로 유도하였다. $M=10$, $T_p=5$ 이고 $\text{SNR}=0\text{dB}$, -10dB 일 때, $q(t_n)$ 을 통해 노이즈 신호가 $q(t_n)$ 에 미치는 영향을 확인하였다. 본 논문에서 제안하는 동기방법은 $\text{SNR}=-10\text{dB}$ 일 때, $T_p=10\text{nsec}$, $M=10$ 인 동기 신호를 송신하여 74%의 동기 검출확률을 나타냈

며 펄스 개수가 7개이고 SNR=-7dB, $T_p=5$ 일 때 86%의 동기 검출 확률을 보여 AWGN환경에서 그 성능을 검증하였다.

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. 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] A. Rabbachin and I. Oppermann, "Synchronization analysis for UWB systems with a low-complexity energy collection receiver," *Proc. Joint UWBST & IWUWBS 2004*, Kyoto, Japan, pp.288-292, May 18-21, 2004.

[4] S. Y. Jung and D.J. Park, "Design of preamble signal for synchronization with UWB non-coherent energy detection receiver," *IEEE Int. Conf. UWB 2005. ICU 2005*, pp.464-468, Sept. 2005.

[5] C. Carbomelli and U. Mengali, "Synchronization algorithms for UWB signals," *IEEE Trans. Comm.*, Vol.54, pp.329-338, Feb. 2006.

[6] C. Carbonelli, U. Mengali and U. Mitra, "Synchronization and channel estimation for UWB signals," *Glob. Telecomm. Conf. IEEE Globecom 03*, vol.2, pp.764-768, Dec. 2003.

[7] E. Ariar-deReyna and J.I. Acha-Catalina, "Efficient search strategy for coarse synchronization of UWB signals without channel knowledge," *IEEE Int. Conf. UWB 2006*, pp.7-12, Sept. 2006.

[8] S. Hoyos, B. M. Sadler and G. R. Arce "Mono-bit digital receivers for ultra-wideband communications," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol.4, pp.1337, Jul. 2005.

[9] S. Hoyos and B. M. Sadler "Ultra-wideband analog to digital conversion via signal expansion," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.54, pp.1609, Sept. 2005.

[10] S. Hoyos and B. M. Sadler "Frequency-domain

implementation of the transmitted-reference ultra-wideband receiver," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.54, Part 2, pp.1745-1753 Jun. 2006.

[11] H.J. Lee, D.S. Ha, and H.S. Lee, "A Frequency-domain Approach for all-digital CMOS Ultra-wideband Receivers," in Proc. of UWBST 2003, IEEE Conf. Ultra Wideband Systems and Technologys Reston, VA, pp.86-90, Nov 2003.

[12] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th Ed., McGraw-Hill, New York, 2001.

[13] A. Rabbachin and I. Oppermann, "Synchronization analysis for UWB systems with a low-complexity energy collection receiver," Proc. Joint UWBST & IWUWBS 2004, Kyoto, Japan, pp.288-292, May 18-21, 2004.

최 호 선 (Hoseon Choi)

준회원



2006년 2월 광운대학교 전파공학과 학사
 2008년 2월 광운대학교 전파공학과 석사
 2008년 3월 ~ 현재 KTF 수도권 네트워크본부
 <관심분야> UWB, RFID

장 동 현 (Dongheon Jang)

준회원



2007년 2월 광운대학교 전파공학과 학사
 2007년 3월 광운대학교 전파공학과 석사과정
 <관심분야> UWB, 디지털통신

안 동 현 (Donghun An)

정회원



2000년 2월 대전대학교 통신공학과 학사
 2002년 8월 광운대학교 전파공학과 석사
 2003년 3월 광운대학교 전파공학과 박사과정
 <관심분야> RFID/USN, SDR, 4G, UWB, 무선통신시스템

양 훈 기 (Hoongee Yang)

중신회원



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, 스펙트럼
공학

강 문 식 (Moonsik Kang)

정회원



1993년 3월 ~ 현재 강릉대학교
전자공학부 교수

제 30권 9A호 참조

<관심분야> 초고속네트워크 구조 및 무선 이동 네트워
크에서의 QoS제어

양 성 현 (Seonghyeon Yang)

정회원



1985년 광운대학교 전기공학과
학사
1988년 광운대학교 전기공학과
석사
1992년 광운대학교 전기공학과
박사
1992년 Boston Univ. 객원연구원

1993년 3월~현재 광운대학교 전자공학부 교수

<관심분야> 근거리통신, UWB, Bluetooth

김 세 중 (Sejung Kim)

정회원

1988년 2월 연세대학교 물리학과 졸업
1988년 3월 국방기술품질원 국방벤처팀장
2007년 3월 국방대학원 석사과정