

선형 주파수 변조 신호의 부엽 제거를 통한 다중 경로 환경에서의 UWB 위치 추정 성능 향상 기법

A Study on the Performance Improvement for UWB Ranging in Multipath Environments by Modified Linear FM Signals

이 우 경

Woo-Kyung Lee

요 약

최근 논의되는 대로 향후 가용 UWB(Ultra-Wideband) 대역폭이 축소되면 기존 UWB 신호의 광대역 특성이 약해지고 특히 다중 경로 환경에서 성능 저하가 두드러질 것으로 예상된다. 본 논문에서는 향후 변경되는 UWB 허가 대역에서 펄스 발생을 용이하게 하고 에너지 효율성을 높이는 방법으로선형 주파수 변조 신호를 사용하는 방법을 제안한다. 주파수 변조 신호를 사용함으로써 다중 경로 환경에서 신호 감지 성능이 향상되고 UWB 통신에서는 신호 동기 특성이 향상됨을 보인다. 정합 필터와 부엽 제거 필터를 사용하는 수신단을 도입하여 신호대 간섭비를 높이고 거리 측정 오차를 더욱 감소시키는 기법을 소개한다.

Abstract

Recently a new spectrum ruling has been proposed for UWB(Ultra-Wideband) communication applications. The new proposal is expected to reduce the usable UWB spectrum significantly and may cause to weaken the unique advantages of the UWB pulses such as high resolution synchronizations and robustness to the multipath effects. In this paper, we investigate the performance degradation caused by the reduced UWB spectrum. As a means to overcome the performance degradation, a modified discrete linear frequency modulation technique is proposed. We show that, when multipath components are present in the received signal, the proposed method exhibits superior performances in terms of pulse detection efficiency and range resolutions.

Key words : UWB, Ranging, Signal Processing, Linear FM, Multipath

I. 서 론

UWB의 넓은 대역폭은 저전력으로 높은 해상도를 갖는 펄스를 생성할 수 있도록 한다. 그러나 점차 UWB 기기와 타시스템 간의 상호 간섭 문제가 제기됨에 따라 최근에는 국내외적으로 통신용 UWB 주파수 대역폭을 기존에 설정된 대역보다 훨씬 축소하는 방안이 검토되고 있다. 일본 및 유럽에서와 유사

하게 국내에서도 최근 UWB 허가 대역을 제한하여 향후 2010년까지는 4.2~4.8 GHz에 대해서만 임시적으로 허가하는 방안이 추진되고 있다. 이는 기존의 1.8 GHz 대역폭에 비해 1/3로 감소된 것으로서 송신 전력의 감소로 인한 수신 감도의 저하와 함께 펄스 폭을 증가시켜 위치 추적의 해상도를 저하시키는 결과로 나타날 것이다. 이에 따라 광대역 신호의 높은 해상도 특성을 이용하는 위치 기반 시스템으로의 적

「이 연구는 2006학년도 한국항공대학교 대학 연구비의 지원으로 연구되었음.」

한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics, Telecommunications and Computer Engineering, Hankuk Aviation University)

· 논문 번호 : 20060524-056

· 수정완료일자 : 2006년 6월 15일

용시에 성능 저하가 예상된다.

일반적으로 거리 측정 시스템에서는 수신기에서 수신된 신호를 상관기를 통과시켜서 나온 값을 미리 설정된 임계치의 값과 비교하여 시간 지연값(time of arrival)을 결정한다^[1].

위치 추정 오차를 줄이기 위해서는 신호 대 잡음비(SNR)를 높이는 것이 유리하며 펄스폭을 줄임으로써 다중 경로 성분에 의한 펄스간 간섭(inter symbol interference)을 억제해야 한다. 이를 위해 송신 신호에 대한 정합 필터(matched filter)를 수신단에 적용하여 위치 계산 오차를 줄이는 방법이 소개되었고^[2] 기존의 가우시언 모노펄스 대신 선형 주파수 변조 신호를 적용하여 전송 신호의 효율성을 높이는 방법도 제안되었다^[3].

선형 주파수 변조(linear FM) 신호를 이용한 광대역 펄스 생성 기술은 레이더 분야에서 오랫동안 활용되어 왔다. 일정한 밴드폭을 갖는 linear FM 신호는 송신단에서 넓게 펼쳐져 전송되고 수신단에서는 이를 시간축 상에서 압축하여 최대 순간 전력과 해상도를 확보하게 된다. 따라서 시간 영역에서 순간 최대 출력을 낮출 수 있게 되고 송신기의 시스템 사양을 완화시키는 장점을 갖는다.

본 논문에서는 향후 UWB 허가 대역폭이 600 MHz 이하로 제한될 경우 생성되는 펄스 신호의 특성을 살펴보고 이를 위치 추적에 활용하였을 때 다중 경로 환경에서의 성능을 분석한다. 협소해진 대역폭에서의 전력 효율을 높이는 방안으로써 기존의 가우시언 모노 펄스 대신 선형 변조 방식(Linear FM: Linear Frequency Modulation)을 이용한 펄스 기법을 도입한다. Linear FM 신호를 신호 처리하여 다중 경로 환경에서의 수신 성능을 향상시키는 방법을 제안하고 모의 실험을 통해 기존의 모노펄스를 사용했을 때와 비교 분석한다.

II. UWB 스펙트럼 대역 조정

기존의 IEEE 802.15.3a 물리층 표준화 그룹에서는 UWB 상용 주파수 대역폭으로 1.8 GHz 이상 확보될 것으로 예상하고 기술 개발을 서둘러왔다. 그러나 점차 타 기기와의 간섭 가능성이 높아지면서 주파수 대역을 제한하는 추세가 가시화되고 있다.

국내에서는 2010년까지 간섭 회피 기술의 적용이 의무화되고 그 이전 단계로는 임시로 600 MHz(4.2 ~4.8 GHz) 이하의 대역폭에 대해서만 의무 적용이 유예될 것으로 보인다. 그림 1은 새롭게 제안될 것으로 보이는 국내 UWB 주파수 허가 대역을 보여준다. 이렇게 대역폭이 제한될 경우 UWB 기기의 최대 출력과 펄스폭 해상도는 직접적인 영향을 받게 된다. 가용 대역폭의 감소에 따라 UWB의 고유 장점인 고속의 데이터 전송 및 정보 전달 성능의 저하가 불가피하다. 기존의 UWB 수신단에서와 동일한 속도로 수신 신호에 대한 샘플링이 이루어질 경우 펄스폭의 확대에 인하여 신호의 중첩이 증가하고 이에 따라 기존에 사용되던 채널 모델에서 변형이 발생하게 된다. 또한 전송 신호의 에너지가 더욱 넓은 영역에 분포하므로 신호의 동기화나 거리 측정시의 최대 값 추적에서 오차가 발생할 가능성이 높아진다.

그림 1의 주파수 대역 신호를 시간 영역에서 함수 $s(t)$ 로 표현하면 다음과 같이 표현된다.

$$s(t) = \cos(2\pi f_c t) \sin(\pi Bt) \tag{1}$$

여기서 중심 주파수 f_c 가 4.5 GHz이고 주파수 변조 신호의 대역폭 B는 600 MHz이다. 그림 2는 그림 1의 UWB 마스크 스펙트럼을 역 FFT를 취하여 얻어진 펄스를 보여준다. 주어진 600 MHz 주파수 대역을 시간 영역으로 표현했을 경우 펄스폭은 이상적인 조건에서 2 ns로 넓어지고 시스템의 오차를 고려하

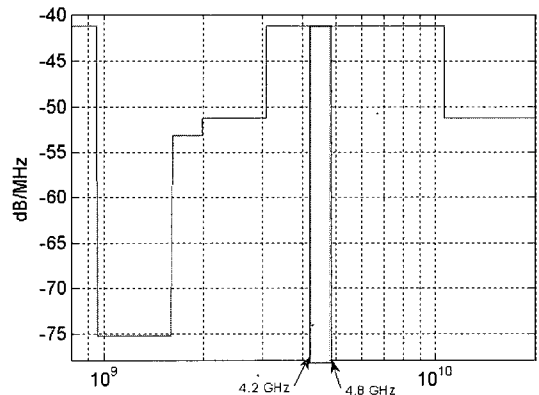


그림 1. 간섭 회피 기술 없이 사용 가능한 예상 UWB 스펙트럼 대역

Fig. 1. Available UWB spectrum mask without DAA (Detection and Avoidance).

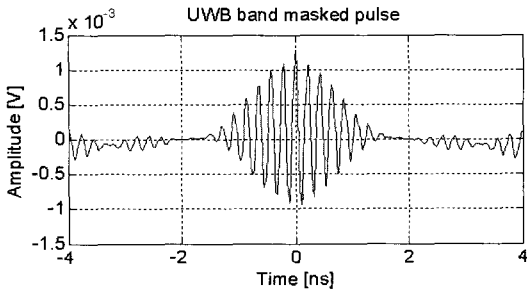


그림 2. 제한된 UWB 대역(4.2~4.8 GHz)에서 생성된 펄스

Fig. 2. Pulse of limited UWB mask spectrum.

면 그 해상도는 더욱 낮아지게 된다. 저주파수 대역 성분이 상실되므로 펄스 내부에 고주파 성분이 두드러져 다중 경로 환경에서 수신할 경우 수신 신호에 대한 분석이 더욱 어려워질 가능성도 높아진다.

그림 3은 그림 2의 펄스가 직접 경로(LOS: Line of Sight) 성분이 존재하는 실내 환경에서 전송될 때 예측되는 채널 특성을 보여준다^[4]. 펄스가 시간 영역에서 넓게 분산됨에 따라 기존의 가우시안 펄스에 비해 채널 특성이 더욱 왜곡되어 나타난다. 또한 펄스 간격이 줄어들어 펄스간의 에너지의 중첩으로 인한 수신 오류(false alarm)가 발생할 가능성도 높아지게 된다. 따라서 기존의 통신 시스템에 적용하기 위해서는 데이터 전송 속도를 낮추거나 레이더의 경우 거리 해상도를 줄이는 등 시스템 사양의 저하가 불가피하다.

다중 경로를 거쳐 도착하는 신호는 서로 중첩되면서 직접 경로 신호에 영향을 미친다. 대역폭이 감소함에 따라 시간 영역에서의 간섭은 더욱 증가되는

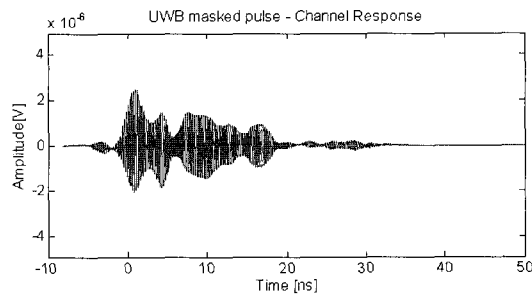


그림 3. 축소된 UWB 대역 펄스의 채널 특성
Fig. 3. Multipath channel response of limited UWB pulse.

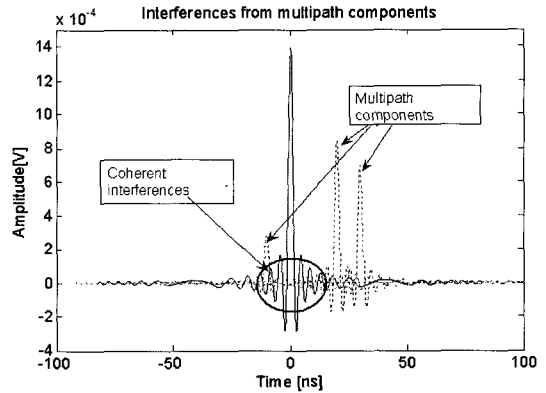


그림 4. 확장된 펄스폭에 의한 다중 경로 간섭
Fig. 4. Increased multipath interferences due to extended pulse width.

데 이는 수신단에서 상관기를 거친 후 발생하는 부엽파(sidelobe) 성분의 크기에 비례한다.

그림 4는 다중 경로 신호의 부엽파 성분에 의해 LOS 성분이 간섭을 받는 현상을 보여준다. 부엽파 성분은 가우시안 잡음 성분과는 달리 가간섭적(coherent)으로 중첩되므로 복잡한 다중 경로 환경에서는 그 영향이 더욱 커진다. 신호의 대역폭이 줄어들면 부엽파 발생 구간이 확장되어 직접 경로 신호의 왜곡 현상이 심화된다. 따라서 주엽 성분 대비 부엽파 성분을 줄이는 것이 점차 중요해진다. 부엽파에 의한 간섭을 수치적으로 표현하기 위해 본 논문에서는 누적 간섭량비 ISLR(Integrated Sidelobe Ratio)를 도입한다. 수신단의 상관기를 거쳐 나오는 신호를 $\Omega(t)$ 라 하고 주엽파 성분이 존재하는 영역을 D 라고 할 때 ISLR은 다음과 같이 표현된다.

$$ISLR[dB] = 20 \log_{10} \left(\frac{\int_D \Omega(t) dt}{\int_{D^c} \Omega(t) dt} \right) \quad (2)$$

전통적으로 수신단의 부엽 성분을 줄이기 위해 많은 방법들이 제시되어 왔다^{[5],[6]}. 대표적인 방법으로는 스펙트럼 영역에서 체비셰프(Chebyshev) 또는 버터워스(Butterworth) 여과기와 같은 인위적인 마스크를 씌우는 방식이 있다. 이러한 방식은 부엽파를 제거하기 위해 스펙트럼의 자원의 손실을 감수하게 된다. 그러나 한정된 UWB 스펙트럼에서 추가적인 주파수 자원의 손실은 적절하지 않다. 본 논문에서

는 주파수 영역 대신 시간 영역에서 직접 부엽파 성분을 제거함으로써 간섭 효과를 줄이면서도 주파수 자원의 손실을 피할 수 있는 방법을 제시한다.

III. 선형 주파수 변조 신호의 성능 분석

3-1 선형 주파수 변조 신호 생성

펄스의 폭이 T 이고 주파수 대역폭이 B 인 선형 주파수 변조(Linear FM) 신호 $f(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$f(t) = \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{B}{2T} \pi t^2\right) \quad (3)$$

식 (1)의 UWB 펄스와 동일한 사양에서 동작하기 위해서는 중심 주파수 성분 $f_0=4.5$ GHz이고 대역폭 B 는 600 MHz로 설정한다. 일반적으로 펄스폭을 나타내는 T 의 값은 임의로 선택할 수 있으나 그림 1의 스펙트럼 특성은 생성되는 UWB 신호의 최대 출력 값이 -41.3 dBm/MHz \times 600 MHz를 초과하지 못하도록 제한한다. 본 논문에서는 초당 펄스 발생 빈도 PRF를 1로 가정하여 펄스 폭 T 는 80 ns이고 최대 신호 진폭이 2.8 V인 신호를 이용하여 모의 실험을 수행하였다.

그림 5는 생성된 주파수 변조 신호의 스펙트럼과 이를 기저대역으로 주파수 전이를 시켰을 때 시간 영역에서의 파형을 보여주고 있다. 진폭은 2.5 uV로서 그림 2에서의 UWB 펄스의 최대 진폭인 1.3 mV

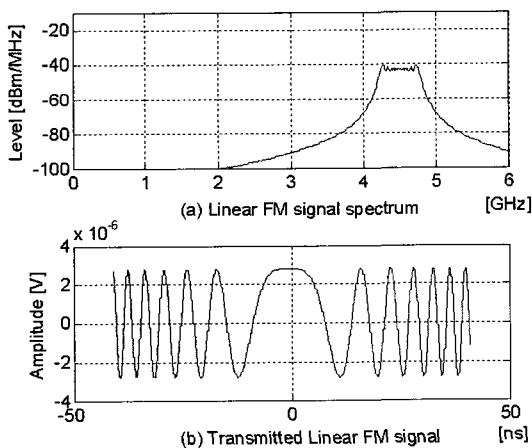


그림 5. Linear FM 신호의 스펙트럼 및 파형
Fig. 5. Linear FM in frequency and time domains.

와 비교해서 약 520배 감소되어 있다. 반면 펄스폭은 40배 증가되어 같은 크기의 에너지를 훨씬 넓은 시간 영역의 범위로 분산시키고 있음을 알 수 있다.

이렇게 전송된 신호는 수신단에서 정합 필터를 거쳐 펄스 압축 과정을 거친다. 압축된 펄스는 원래의 주파수 대역폭에 해당되는 펄스폭을 갖는 초단파로 변형되고 진폭 역시 압축된 정도만큼 증폭된다. 같은 에너지를 갖는 UWB 펄스와 FM 신호가 각각 상관을 거치고 나면 두 경우 모두 유사한 진폭을 갖게 되고 또한 서로 같은 대역폭을 공유하므로 이상적인 환경에서는 시간 해상도 역시 같아진다. 결과적으로는 같은 해상도 성능을 가지면서도 Linear FM 신호는 그림 5에서처럼 송신단에서 넓은 펄스폭에 에너지를 실어 보낼 수 있으므로 에너지가 넓게 분산된다. 이는 다중 경로 신호들에 의한 중첩 영역을 역시 분산시켜 간섭 효과를 완화시키는 결과로 이어진다. 또한 시간축 상에서 전송 신호의 최대 출력이 현저하게 낮으므로 송신단 최종 출력 증폭기의 사양을 완화시키는 장점을 갖는다.

3-2 수신 부엽 신호의 성능 개선

주파수 변조 신호의 사용은 수신단에서 적절한 후처리를 통해 해상도를 향상시키고 부엽파(side-lobe)를 제거함으로써 신호 대 간섭비를 높일 수 있는 가능성을 제공한다. 기존의 단순 펄스 신호를 사용할 경우에는 신호 동기화 및 시간 해상도 획득을 위한 성능 향상에 한계가 있으나 주파수 변조된 신호는 적절한 샘플링을 통해 부엽파를 제거하여 주엽파(mainlobe) 성분만을 간섭없이 추출할 수 있도록 한다^[7].

선형 변조 신호를 Nyquist rate으로 샘플링하여 얻은 이산(discrete) 신호는 독특한 부엽 신호 특성을 갖는 것으로 알려져 있다^[8]. 식 (4)는 디지털 영역으로 변환된 FM 변조 신호를 표현한다.

$$S(t) = \sum_{i=0}^N \exp\left(\frac{j\pi}{N} i^2\right) \cdot U\left[\frac{t - \left(i + \frac{1}{2}\right)t_b}{t_b}\right] \quad (4)$$

위 식에서 t_b 는 샘플링 간격으로서 $t_b=1/B$ 의 관계가 되도록 설정되고 전체 펄스폭 T 는 $(N+1)t_b$ 와 같다. 전송된 신호는 수신단에서 정합 필터를 통해 신호 압축 과정을 거쳐 주엽 성분과 부엽 성분으로

분리된다. 일반적인 linear FM 신호가 정합 필터를 통과하면 압축된 신호는 sinc 함수가 되는 것으로 알려져 있으나 식 (4)에서와 같이 디지털 변환을 할 경우 부엽 성분은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} \phi(q) &= [S(N-q+1)\cdots S(N)] \times \text{conj}[S(1)\cdots S(q)] \\ &= \exp\left(\frac{j\pi}{N}(N-q)^2\right) \sum_{k=1}^q \exp\left[\frac{j\pi}{N}(N-1)k\right] \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서 서로 인접한 구간에서의 변화량 $\phi(q) - \phi(q-1)$ 은 항상 일정한 레벨로 유지된다. 따라서 수신단에서 시간 지연 회로를 거친 신호와 원래의 신호의 차를 구하면 부엽 성분의 레벨이 일정하게 유지되도록 변환시킬 수 있다. 이때의 부엽 성분 레벨 $\phi(q) - \phi(q-1) = \Omega(q)$ 은 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$\Omega(q) = \begin{cases} (-1)^N \exp\left(-\frac{j\pi}{N}q^2\right), & 1 < q < N-1 \\ (-1)^{N+1} \exp\left(-\frac{j\pi}{N}(2N+1-q)^2\right), & N+2 < q < 2N \end{cases} \quad (6)$$

식 (6)으로 표현되는 신호의 위상은 원래의 전송 신호인 (4)의 위상에 근사적으로 수렴한다. 따라서 생성되는 부엽 신호는 예측 가능하며 이는 원래의 송신 신호의 레벨을 변형하여 복원할 수 있게 한다. 복원된 신호를 수신된 신호에서 빼주면 부엽 성분만을 선택적으로 제거할 수 있게 된다. 이 과정에서 주엽 성분은 영향을 받지 않으며 식 (5)에서 $q=N$ 과 $q=N+1$ 일 때의 값이 주엽 성분(mainlobe)을 구성하게 된다. 신호의 대역폭에 관계없이 부엽 성분의 레벨은 오직 수신된 신호의 세기에 의해서만 결정된다. 따라서 수신 신호의 최대값을 검출하면 부엽 레벨 성분을 예측할 수 있고 따라서 수신단에 이에 비례하는 차감기를 사용하면 부엽 성분을 제거할 수 있게 된다. 그림 6은 이러한 과정을 순차적으로 구현한 수신단의 시스템 블록을 보여준다.

그림 6에서 정합 필터를 거쳐서 나온 신호 (1)이 단위 샘플의 길이만큼 지연된 후 원래의 수신된 신호와 차감되면 일정한 레벨을 갖는 신호 (2)가 된다. 여기에서 원래의 신호에 peak detector에서 검출된 레벨만큼을 곱하여 차감하면 부엽 성분이 제거된 (3)

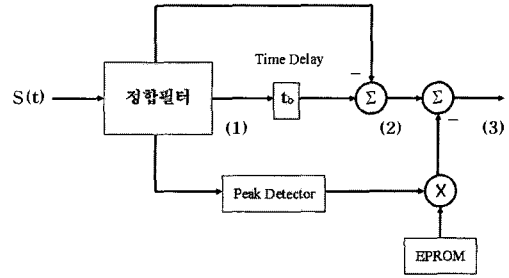


그림 6. Linear FM 수신단에서의 부엽 성분 제거
Fig. 6. Linear FM sidelobe reduction scheme.

을 얻을 수 있다. 빠른 속도를 보장하기 위해 식 (4)로 표현되는 전송 신호 성분은 EPROM에 저장하여 신속하게 사용할 수 있도록 한다. 실제 시스템을 구현할 때 ns 단위의 시간 지연과 샘플링을 동기화하는 정확도가 보장되지 않을 수 있다.

따라서 실제로는 일련의 과정을 하나의 비정합 필터로 구현하게 된다^[8]. 그림 7은 그림 6에서 얻어진 각 신호들의 단계별 변화를 보여준다. 부엽 성분을 근사적으로 추정하여 제거한 그림 7(C)에서 부엽 성분의 감소가 명확하게 나타남을 확인할 수 있다.

부엽 성분 제거의 효율성은 수신단의 peak 성분을 추측하는 정확도에 의해 결정된다. 또한 선형 변조 신호를 식 (4)에서와 일치하는 간격으로 샘플링할 때만이 독특한 부엽과 특성을 갖게 된다. 따라서 디지털 영역으로 변환을 위한 샘플링 간격은 신호의 대역폭에 의해 결정된다. 즉 식 (4)에서 표현된 것처럼 $t_b=1/B$ 간격으로 변환을 할 때 그림 7과 같은 결과를 얻을 수 있다.

IV. 다중 경로 환경에서의 모의 실험

본 논문에서 제안된 선형 주파수 변조파의 채널 특성을 파악하기 위해 각각의 파형에 대한 UWB 채널 전송 시뮬레이션을 수행하였다. 모의 실험 결과를 표준화하기 위해 신호가 전파되는 환경은 IEEE의 UWB 표준화 그룹인 802.15.3a에서 공식 제안된 4개의 실내 전파 채널 모델 중 직접 경로 성분을 포함하는 CM1로 설정하였다^[9]. 시뮬레이션을 통해 신호의 동기화 및 위치 측정시 발생하는 오차를 계산하여 각각의 성능을 비교하도록 하였다. 그림 5에서 보면 linear FM 신호의 경우 주어진 스펙트럼 마스

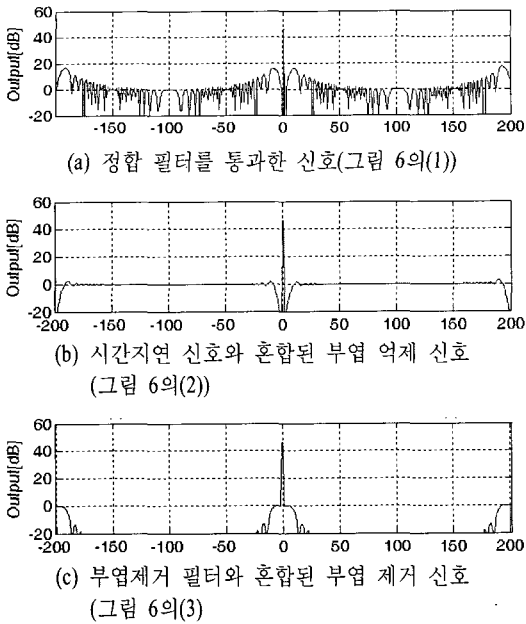


그림 7. Linear FM 부엽 성분 제거 후 출력 변화
Fig. 7. Correlation responses of linear FM signal.

크를 벗어난 영역에서도 에너지가 분포되어 있다. 따라서 UWB 마스크만을 사용하는 이상적인 경우보다 신호 에너지가 높아지게 되므로 실제 시뮬레이션에서는 이를 보상하여 계산하였다.

4-1 채널 분석

그림 8(a)는 그림 5에서의 스펙트럼 특성을 갖는 선형 주파수 변조 신호가 CM1 다중 경로 채널 환경에서 수신될 때의 원시 데이터를 보여준다. 그림 3의 UWB 펄스와 비교할 때 입력되는 신호의 진폭이 매우 낮음을 알 수 있다. 이는 고주파의 신호 에너지가 수십 ns 이상의 구간에 분산되기 때문인데 이로 인해 채널의 특성이 크게 왜곡되어 신호 동기 및 거리 측정을 위한 최대값 검출이 어렵게 된다. 수신된 신호를 혼합기를 통해 기저 대역으로 주파수 전이를 시키면 그림 8(b)처럼 고주파 성분이 사라지고 다중 경로로 전송되는 신호는 서로 완전한 위상차를 보이면서 겹쳐지게 된다. 마지막으로 정합 필터를 이용하여 상관기(correlator)를 통과시키면 그림 8(c)처럼 채널 특성 곡선을 선명하게 얻을 수 있다. 이를 더 자세히 관찰하기 위해 에너지 분포 변화 곡선 PDP (Power Distribution Profile)를 그림 9에 표시하고 이

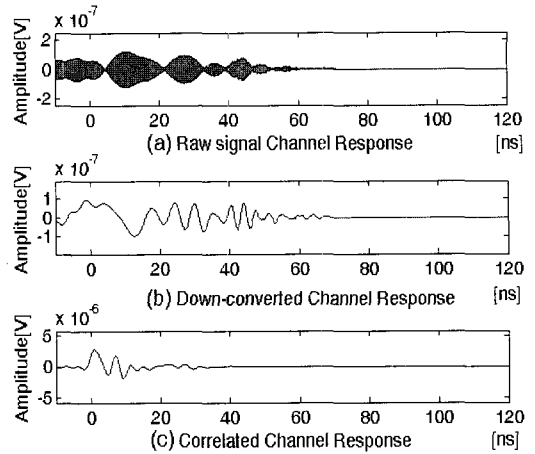


그림 8. Linear FM 신호의 다중 경로 채널 특성
Fig. 8. Multipath channel response of linear FM.

를 변조 없이 UWB mask만을 통과시킨 펄스를 사용한 경우와 비교해 보았다. 정확한 비교를 위하여 수신단에서의 상관기에 의한 신호 증폭은 서로 같도록 설정하였다. 신호의 변화가 급격하게 이루어지고 에너지가 넓게 분산되는 기존의 펄스에 비해 linear FM 신호는 에너지가 특정 지점에 중심으로 모여 있어서 효율적인 채널 반응을 보임을 알 수 있다. 이는 FM 정합 필터에 의해 부엽파가 넓은 영역으로 분산되었기 때문이라고 해석할 수 있다. 그러나 수신 신호의 감도에서는 두 경우 모두 유사한 결과를 보였다. 이는 두 경우에서의 누적 간섭량비 ISLR이 서로 비슷하기 때문인 것으로 해석할 수 있다. 같은 채널 환

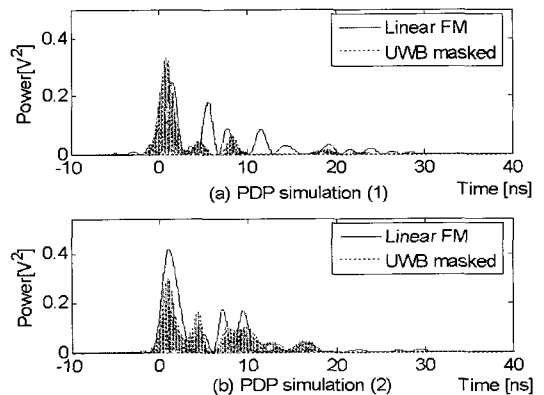


그림 9. 다중 경로 채널 환경에서 수신 신호 레벨 비교
Fig. 9. Ranging error simulations of linear FM.

표 1. ISLR 성분 비교

Table 1. Comparison of ISLR calculations.

	3 dB 해상도 [ns]	ISLR [dB]
UWB mask pulse	1.5	5.85
Linear FM	1.43	5.83
Modified Linear FM	2.8	36.1

경에서 모의 실험을 2번 수행하여 각각 그림 9의 (a)와 (b)에 도시한 결과는 이러한 관계가 일정하게 유지됨을 보여준다. 따라서 부엽파로 인한 간섭 에너지의 누적이 억제되지 않을 경우 전송되는 신호에 관계없이 채널 특성은 일정하게 유지된다고 할 수 있다.

4-2 ISLR 성능 향상

본 논문에서 제시한 선형 변조 신호의 장점은 그림 7에서 보여진 바와 같이 부엽파를 제거하여 신호 대 간섭비를 더욱 높일 수 있다는 것에 있다.

표 1은 각각의 경우에 대한 ISLR 성능을 비교한다. 이론적으로는 같은 대역폭을 사용할 경우 UWB 펄스와 linear FM 모두 같은 거리 해상도를 갖게 된다. 정확한 성능 비교를 위해 해상도의 기준은 최대값 대비 3 dB 레벨까지의 구간으로 설정한다. 예상했던 대로 linear FM 신호와 UWB 마스크만을 사용한 무변조 신호는 서로 거의 일치하는 성능을 보였다. 다중 경로 신호에 의해 침투되는 부엽 성분들은 서로 가간섭 성분(coherent)으로 중첩된다. Linear FM 신호의 경우 부엽 성분이 넓게 분산되지만 그 에너지의 합은 일정하므로 ISLR 특성에는 변화가 없다. 그러나 부엽 성분 제거 알고리즘을 사용하는 경우 실질적으로 에너지가 감소하는 효과를 얻을 수 있으므로 ISLR이 증가한다. 편의상 수신단에서 비정합 필터를 거치게 되는 선형 변조와 신호를 modified linear FM으로 표시하였다. 간섭 제거를 통해 36.1 dB의 ISLR을 획득하여 기존의 경우에 비해 30 dB 이상의 성능 향상을 기대할 수 있다. ISLR의 증가는 불필요한 간섭 성분을 제거하여 다중 경로 환경의 LOS 성분을 추출 정확도를 향상시키게 된다.

4-3 모의 실험 분석

Linear FM 신호를 본 논문에서 제시한 비정합 필

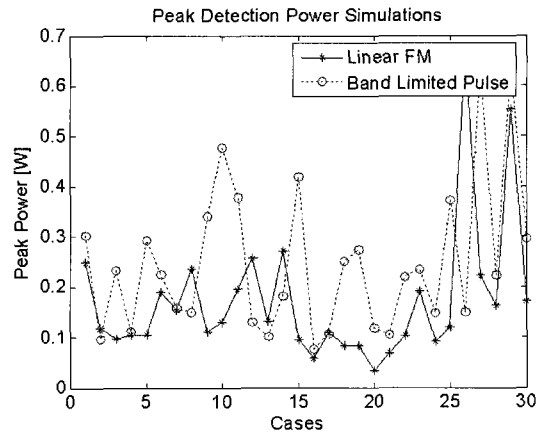


그림 10. 다중 경로 환경에서 수신 신호의 레벨 비교
Fig. 10. PDP simulation of linear FM.

터를 이용하여 수신할 때의 성능을 정성적으로 분석하기 위해 몬테카를로 모의 실험을 수행하였다. 서로 동일한 에너지를 갖는 UWB mask 신호와 linear FM 신호가 같은 다중 경로 채널 환경에서 수신되었을 때 각각의 거리 측정 오차를 계산하였다. 먼저 수신단의 상관기를 통과하여 얻어지는 결과의 최대값에 비례하는 임계치를 설정한다. 이를 다시 수신 신호에서 검출되는 최초의 임계치 초과값과 비교하여 거리 오차를 계산하였다^[9]. 수신된 신호 $r(t)$ 와 수신단의 상관기에서 사용되는 template 신호 $g(t)$ 가 주어질 때 임계치는 다음과 같이 주어진다.

$$\gamma = \alpha \times \max \{ r(t) \otimes g(t) \} \quad (7)$$

여기서 α 는 임계 상수로서 본 논문에서는 0.7로 설정하였다. 그림 10과 11은 모의 실험을 30번 반복 수행하여 수신되는 신호의 최대 레벨값과 이때의 거리 계산 오차를 각각 비교하여 보여준다.

그림 9와 표 1에서 예상된 바와 같이 여러 개의 모의 실험 표본에서도 두 신호간의 수신 레벨 성능은 유사한 것으로 나타났다. Linear FM 신호의 수신 레벨이 다소 낮게 나타나지만 이는 그림 5에서 사용된 스펙트럼이 이상적인 필터를 이용하지 않았기 때문에 나타나는 에너지 손실 때문이며 대체적으로 성능 차이는 명확하게 드러나지 않는다. 이는 다중 경로 환경에서의 성능을 결정짓는 ISLR 변수가 서로 동일하기 때문이다.

그림 12~14는 UWB mask 신호와 부엽 성분이 제

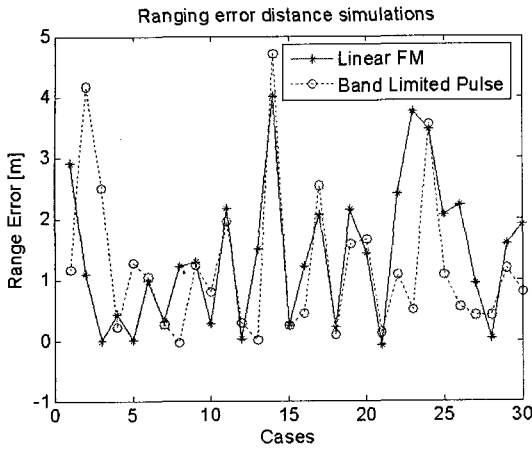


그림 11. Linear FM 신호의 거리 측정 오차 비교
Fig. 11. Ranging error simulation of linear FM.

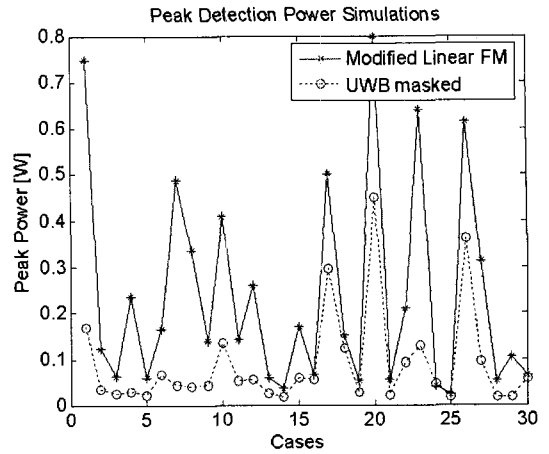


그림 13. Modified linear FM 신호 수신 레벨 분석
Fig. 13. PDP simulation of modified linear FM.

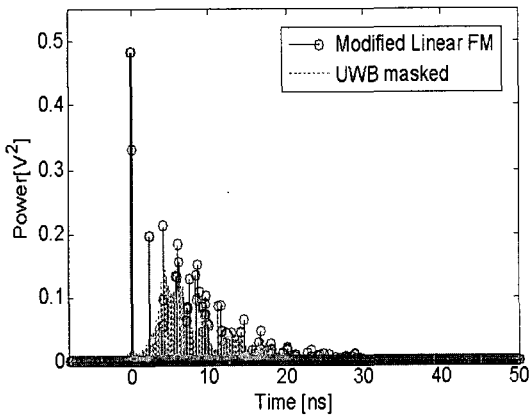


그림 12. Modified linear FM의 다중 경로 채널 특성
Fig. 12. Multipath channel response of modified linear FM.

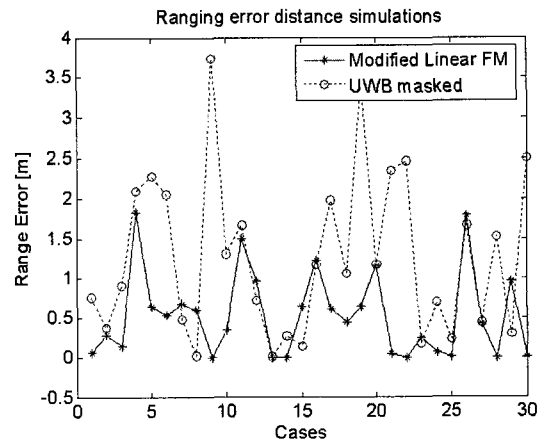


그림 14. Modified linear FM 신호의 위치 오차 비교
Fig. 14. Ranging error simulation of modified linear FM.

거된 modified Linear FM 신호를 비교한다. 그림 12에서는 두 경우에서 PDP의 분포가 명확하게 구분됨을 알 수 있다. UWB 펄스 신호는 넓게 분포된 그룹으로 표현되는 것에 비해 부엽 성분이 제거된 linear FM은 시간 지연 신호들이 각각 높은 레벨을 유지하면서 분리되어 존재하는 것처럼 보인다.

그림 13과 14는 각각의 신호에 대한 수신 레벨과 계산된 거리값의 오차 분포를 보여준다. 일반적인 linear FM 신호의 경우와는 달리 두 항목 모두에서 향상된 성능을 뚜렷이 확인할 수 있다.

기존의 펄스를 그대로 사용할 때 계산된 평균 거리 측정 오차는 1.26 m로 나타나는 반면 modified

linear FM 신호를 사용했을 경우는 오차가 0.52 m로 향상되었다. 시뮬레이션의 신뢰도를 분석하기 위해 계산된 오차의 분산값도 FM 신호의 경우 0.56 m로서 무변조 UWB 펄스 신호의 2.6 m에 비해 더 높은 신뢰도를 보여준다.

이러한 성능의 향상은 다중 경로 환경에서 불필요하게 증폭되어 간섭을 일으키는 부엽 성분을 제거하여 수신 신호의 ISLR 값이 향상됨에 따라 얻어지는 것이라고 할 수 있다.

결과의 신뢰도를 높이기 위해 반복적으로 모의 실험을 4회 수행하여 이를 표 2에 정리하였다. Mo-

표 2. 거리 해상도 계산을 위한 시뮬레이션 결과
Table 2. Comparisons of ranging error simulation.

	UWB mask pulse		Modified linear FM	
	평균[m]	분산[m]	평균[m]	분산[m]
모의실험 1	1.26	2.6	0.52	0.56
모의실험 2	1.43	3.79	0.83	1.68
모의실험 3	0.84	1.5	0.56	0.74
모의실험 4	0.92	1.64	0.26	0.19

dified linear FM을 사용하였을 때 거리 측정 오차가 일관되게 작은 값이 나타남을 확인할 수 있다. 또한 데이터의 분산값이 낮기 때문에 상대적으로 더 높은 신뢰도를 기대할 수 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

UWB 가용 대역폭이 축소될 경우 광대역 특성의 감소로 인하여 UWB 펄스의 다중 경로 채널 특성이 저하될 것으로 예상된다. 본 논문에서는 주파수 대역폭의 감소에 의해 발생하는 시간 해상도의 저하 및 전력 손실을 보상하기 위해 선형 주파수 변조 방식을 이용한 펄스의 사용을 제안하였다.

복잡한 다중 경로 환경에서 펄스를 사용한 위치 측정의 신뢰도를 높이기 위해서는 신호 대 간섭비의 성능을 향상시키는 것이 중요하다. 본 논문에서 새롭게 제안된 선형 주파수 변조 방식은 축소된 대역폭에 의해 증가된 부엽 성분을 수신단에서 신호 처리를 통해 억제함으로써 신호 대 누적 간섭비를 높인다. 다중 경로 채널에서의 몬테카를로 모의 실험을 반복적으로 수행하여 부엽 신호가 약화됨에 따라 다중 채널 환경에서의 거리 추정 정확도가 향상됨을 확인하였다.

본 논문에서 제안된 펄스 처리 기법은 향후 UWB 가용 대역폭이 축소될 때 고해상도 위치 측정 및 저전력 통신의 저하된 성능을 보상하기 위해 활용될 수 있을 것으로 기대된다.

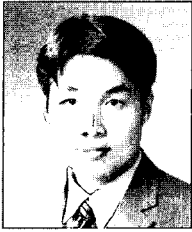
참 고 문 헌

[1] G. R. Cooper, C. D. McGillem, *Modern Commu-*

nication and Spread Spectrum, McGraw Hill, pp. 23-28, 1986.

- [2] N. Alsindi, K. Pahlavan, "Performance of TOA estimation algorithms in different indoor multipath conditions", *IEEE WCNC*, Atlanta, pp. 495-500, 2004.
- [3] Woo C. Chung, Dong S. Ha, "An accurate UWB ranging for precision asset location", *IEEE Conference on UWB*, Oulu, Finland, pp. 383-393, 2003.
- [4] Keisuke Doi, Takeshi Matsumura, and K. Mizutani, "Ultra wideband ranging system using improved chirp waveform", *IEEE UWB Conference*, Zurich, Switzerland, pp. 207-210, 2005.
- [5] Dajana Cassioli, Moe Z. Win, and Andreas F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations", *IEEE Journal on Selected Areas in Comm.*, vol. 20, no. 6, pp. 1247-1257, 2002.
- [6] F. J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform", *Proceeding of the IEEE*, vol. 66, no. 1, pp. 51-80, Jan. 1978.
- [7] Ian Oppermann, "A technique for deriving sets of orthogonal sequences from binary parents which preserves auto-correlation properties", *IEEE Communication Letters*, vol. 6, no. 10, pp. 416-418, Oct. 2002.
- [8] Woo K. Lee, H. D. Griffiths, "Development of modified polyphase P codes with optimum sidelobe characteristics", *IEE Proc.-Radar Sonar Navig.*, vol. 151, no. 4, pp. 210-220, Aug. 2004.
- [9] J. Foerster, "Channel Modelling Sub-committee; Final Report", *IEEE P902.15-02/490r1-SG3a*, Mar. 2003.
- [10] Z. N. Low, J. H. Cheng, C. L. Law, W. T. NG, and Y. J. Lee, "Pulse detection algorithm for Line-of-Sight UWB ranging applications", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 63-67, 2005.

이 우 경



1994년 2월: 한국과학기술원 전자
공학과 (공학사)

1996년 2월: 한국과학기술원 전자
공학과 (공학석사)

1999년 12월: 런던대학교 전자공학
과 (공학박사)

2000년 12월~2002년 12월: 한국과
학기술원 인공위성연구센터

2003년 1월~2004년 8월: 삼성종합기술원

2004년 9월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신
공학부 전임강사

[주 관심분야] 위성시스템, 레이다, UWB, 신호처리