

초광대역 레인징 시스템에서의 협대역 간섭 제거 기법

정회원 이 형 기*, 강 문 규**

Narrowband Interference Suppression Schemes in UWB Ranging System

Hyung-Ki Lee*, Moon-Kyoo Kang** *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 초광대역 레인징 시스템에서 협대역 간섭(Narrowband Interference, NBI)을 제거하는 방법으로 비선형 칩 파형을 제안한다. 특히 특정 주파수를 사용하여 레인징 오율을 낮추는 협대역 간섭 제거 파형을 이용한 초광대역 레인징 방법에 관한 것으로, 초광대역으로 승인된 주파수대역에는 특히 높은 레벨에서의 무수한 협대역 간섭이 존재하여 시스템의 성능을 저하시킬 수 있다. 따라서 본 논문에서는 협대역 간섭 억제 능력이 있는 비선형 칩 파형을 제안하고 선형 칩 방식과 레인징 오율에 대한 비교 및 분석을 통하여 제안된 방식이 협대역 간섭 억제 효과를 가짐을 입증하여 초광대역 레인징 시스템의 정확성을 향상시키고자 한다.

Key words : Narrowband Interference, UWB, Ranging System, Ranging Error, Non-Linear Chirp

ABSTRACT

We analyze the ultra-wideband (UWB) ranging system based on non-linear chirp waveforms with the ability of narrowband interference (NBI) suppression in this paper. A number of non-linear chirp waveforms are proposed. Ranging error rates of the proposed non-linear chirp schemes are compared with linear chirp scheme by simulation, and the results verify that the proposed schemes can suppress the NBI in a certain degree.

1. 서 론

초광대역 무선은 미래의 무선통신을 위한 후보기술로 제안되었다^[1]. 초광대역 기술은 한정된 주파수 자원에 대한 사용 효율성을 극대화하기 위하여 기존의 무선 시스템과 주파수 스펙트럼을 공유함으로써, 주파수 자원을 보다 효율적으로 사용할 수 있도록 고안되었다. 초광대역 통신 방식은 500MHz 이상의 주파수 대역을 사용하는 통신 시스템 또는 상대 대역폭이 20% 이상을 사용하는 무선통신 방식으로 규정되며, RF 반송파 대신 1ns 이하로 폭이 좁은 모노 펄스를 이용하여 정보를 전송하는 기술이다^[2]. 펄스 방식의 초광대역 시스템은 신호의 높은 시간해상도로 인하여 레인징 및 위치추적을 위

한 유력한 솔루션으로 거론된다. 송수신기간의 가시거리(LOS)가 존재하는 채널 환경에서는 초광대역 신호의 거리해상도에 해당하는 레인징의 정확도를 쉽게 얻을 수 있다^{[3][4]}. 초광대역 시스템 중 연속적 기저대역을 사용하고 안테나로부터 목적지까지 반송파 없이 펄스를 사용하여 거리를 측정하는 초광대역 레인징 시스템은 초광대역 무선 기술의 주요한 응용 부분 중에 하나이다. 그러나, 초광대역 무선의 초 저출력 특성으로 인해 협대역 간섭 현상이 발생한다. 이러한 간섭현상이 적절히 억제되지 않으면 초광대역 레인징 시스템의 정확성을 감소시킬 것이다^[5]. 기존 모노 사이클을 이용한 초광대역 레인징 시스템과 선형 및 비선형 칩 파형을 이용한 협대역 간섭 제거방법은 기 발표하였다. 따라서 본 논문

* 재능대학 정보통신과 (leehk@mail.jeiu.ac.kr), ** 재능대학 컴퓨터정보계열 (kmk555@mail.jeiu.ac.kr)
논문번호 : 09045-0802, 접수일자 : 2009년 8월 2일

서는 초광대역 레인징 시스템에서 협대역 간섭을 제거하는 방법으로 비선형 칩 파형을 제안하고 그 4가지 모델에 대한 설계방법을 제안하고 특히, 모의 실험을 통해 선형 칩 방식과 제안된 비선형 칩 방식의 성능을 비교한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서 칩 파형 모델에 대하여 고찰하고, 3장에서 모의실험 및 결과분석을 하며, 4장에서 결론을 맺고자한다.

II. 칩 파형 모델

일반적인 레인징 시스템의 칩 파형은 [6]에 의해 다음 식(1)과 같이 모형화된다.

$$w(t) = c(t) \cos[\Omega(t)] \quad (1)$$

여기서 $c(t)$ 는 칩 신호의 포락선으로서, 지속시간(T_s) 밖에서는 "0"이 된다. $\Omega(t)$ 는 위상 함수이며, $w(t)$ 의 순시주파수는 다음 식(2)와 같이 정의된다.

$$f_c(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Omega(t)}{dt} \quad (2)$$

칩 속도는 칩 시스템에서 중요한 매개변수로서 순시주파수로부터 유도되며 식(3)과 같다.

$$\mu(t) = \frac{df_c(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\Omega(t)}{dt^2} \quad (3)$$

이것은 순시주파수의 변화율을 나타낸다. $\mu(t) > 0$ 인 칩 파형을 Up-chirp이라 하고, $\mu(t) < 0$ 인 칩을 Down-chirp이라 한다. 선형 칩 시스템에서 $\mu(t)$ 는 상수이고, 이에 따라 $f_c(t)$ 는 t 의 선형함수이며, $\Omega(t)$ 는 2차함수이다. $t=0$ 에 중심을 갖도록 선형 칩 파형을 정의하면 다음 식(4)와 같다.

$$w(t) = c(t) \cos(2\pi f_0 t + \pi \mu t^2 + \Omega_0) \quad (4)$$

여기서 f_0 는 중심주파수이고 $c(t) = 0$, $|t| > T_s/2$ 이다. 대역폭 B 는 다음 식(5)와 같이 순간 주파수의 범위로서 용이하게 정의된다.

$$B = |\mu| \cdot T_s \quad (5)$$

수신 측에서는 정합된 필터를 사용하여 칩 파형을 복조하는데, 이것의 임펄스 응답 $h_m(t)$ 는 다음 식 (6)과 같이 주어진다.

$$h_m(t) = c^*(-t) \quad (6)$$

여기서 $*$ 는 복소공액을 나타낸다. 칩 신호 $c(t)$ 의 포락선은 $|t| \leq T_s/2$ 인 경우에 종종 상수가 된다. 일반성을 상실하지 않고 우리는 분석에 있어 $c(t) = 1$ 을 설정할 수 있으며, 정합된 필터의 출력 파형 $g(t)$ 는 다음의 식(7)로 주어진다.

$$g(t) = h_m(t) * w(t) = T \frac{\sin\left[\pi B t \left(1 - \frac{|t|}{T_s}\right)\right]}{\pi B t} \cos(2\pi f_0 t) \quad (7)$$

$|t| \leq T_s$ 인 경우

2.1 선형 칩 파형

선형 칩의 유용성은 부분적으로 동질성이 있고 페이딩이 있는 경우에는 PSK나 FSK보다 우수하다^[7]. 선형 칩은 순시주파수 $f_c(t)$ 가 시간 t 에 따라 변화한다는 것을 의미하며, 다음 식(8)과 같이 표현된다.

$$f_c(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Omega(t)}{dt} = f_o + \mu t \quad (8)$$

여기서 f_o 는 중심주파수이며, 위상함수($\Omega(t)$)와 칩 속도($\mu(t)$)는 각각 식(9)와 식(10)으로 주어진다.

$$\Omega(t) = 2\pi f_o t + \pi \mu t^2 \quad (9)$$

$$\mu(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d^2\Omega(t)}{dt^2} = \frac{df_c(t)}{dt} = \mu \quad (10)$$

초광대역 스펙트럼 대역은 몇 가지 협대역 응용 분야와 불가피하게 중첩되게 됨으로 NBI 억제가 요구된다. 선형 칩이 일반적인 방법이지만 이것은 모든 주파수 구간이 동일한 가중치를 갖고 있고 이에 따라 수신 정합 필터에서는 간섭 주파수 대역이 간섭되지 않는 다른 대역과 동일하게 취급된다는 것을 의미하며 특정한 주파수에서는 협대역 간섭 억

제가 되지 않는다.

2.2 비선형 첩 파형

2.1절에서 고찰한 바와 같이 $\mu(t)$ 가 상수값일 경우 이런 종류의 첩을 선형 첩이라 부른다. 반면 비선형 첩 파형은 첩 속도 $\mu(t)$ 가 상수값이 아니라 가변 함수인 첩 함수로 정의된다.

다음 그림 1과 그림 2는 각각 본 논문에서 제안하는 협대역 간섭 억제 능력이 있는 비선형 첩 파형을 이용한 초광대역 레인징 시스템의 일반적인 구성과 협대역 간섭 억제 파형을 이용한 초광대역 레인징 방법의 순서도를 보인다.

그림 1은 목표물에 전송신호를 송신하는 단계, 전송신호가 목표물에 의해 반사되어 수신되는 단계, NBI 억제 파형과 채널추정 신호를 결합하여 템플릿 신호를 생성하는 단계, 템플릿 신호와 반사 수신된 신호를 컨벌루션하여 상관 출력 신호를 생성하는 단계 및 상관 출력 신호의 최대값일때 시간지연을 이용하여 목표거리를 계산하는 단계로 레인징이 이루어진다. 또한, 제안된 시스템은 목표물에 반사된 수신 신호를 수신하는 수신 안테나, 채널 임펄스 응답을 추정하여 채널 추정 신호를 출력하는 채널 추정부, NBI 억제 파형을 생성하는 기준파형 발생부, 채널 추정 신호와 NBI 억제 파형을 결합한 템플릿 신호 및 수신 신호를 컨벌루션한 상관 출력 신호를 이용하여 목표물까지의 거리를 계산하는 거리 계산부로 구성되며 또한, 타임 클럭을 생성하는 시스템 클럭부, 타임 클럭에 의사잡음 코드를 부가하는 의사잡음 시퀀스 발생부, 전송 변조 파형을 생성하는 전송파형 발생부 및 송신 신호를 목표물로 송신하는 송신 안테나를 포함한다.

본 논문에서 제안된 방식에서는 순시주파수가 높은 속도로 협대역 간섭의 중심주파수를 통과하도록 강제한다. 그러면, 협대역 간섭은 제안된 첩 방식에

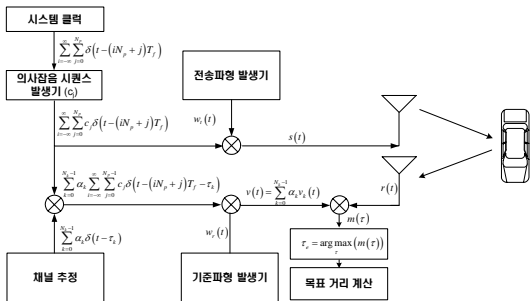


그림 1. 제안된 초광대역 레인징 시스템 블록
Fig. 1. Block of proposed 초광대역 ranging system

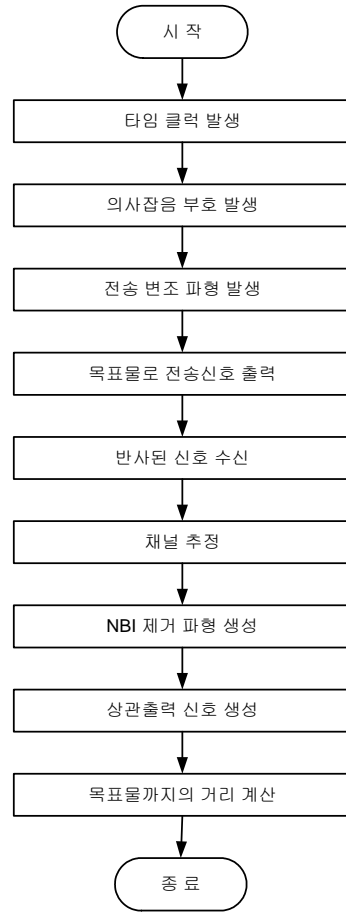


그림 2. 초광대역 레인징 순서도
Fig. 2. Flow chart of 초광대역 ranging

최소의 영향을 주게 될 것이며, 이와 같은 원리를 기반으로 본 논문에서는 4가지의 비선형 첩 파형을 제안한다.

2.2.1 Sinusoidal(정현곡선) 첩 파형

정현곡선 첩의 순시주파수는 다음 식(11)과 같이 주어진다.

$$f_c(t) = f_i + a \cos(bt + c) \quad (11)$$

여기서 매개변수 a와 b는 첩 파형을 조정할 수 있으며, c는 임의의 실수 상수로 설정하여 위상을 조정할 수 있다. 모의실험 분석에 의거하여 c는 단 순화를 위해 "0"으로 놓는다. f_i 는 협대역 간섭의 중심주파수와 동일하다. 제안된 정현곡선 첩 파형과 첩 속도는 각각 식(12) 및 식(13)과 같이 표현된다.

$$w(t) = \cos(2\pi f_i t + 2\pi a \sin(bt + c)/b) \quad (12)$$

$$\mu(t) = -absin(bt + c) \quad (13)$$

그림 3에는 선형 칩과 정현곡선 칩 사이의 순시 주파수 $f_c(t)$ 의 시간-주파수 관계를 나타내는 비교 그래프를 보인다.

$f_c(t)$ 의 기울기는 칩 속도 $\mu(t)$ 이다. 앞에서 언급한 바와 같이 선형 칩의 순시주파수 $f_c(t)$ 는 t에 따라 선형으로 변하며, 칩 속도 $\mu(t)$ 는 상수가 된다. 그러나, 비선형 칩의 $\mu(t)$ 는 t에 따라 변화한다. 비선형 칩에 대하여 최대 협대역 간섭 억제 능력은 $\mu(t)$ 의 절대값이 최대값에 도달할 때 달성될 수 있으며 다음 식(14)와 같이 표현된다.

$$t_o = \arg \max_t |\mu(t)| \quad (14)$$

다음으로, $f_c(t_o)$ 를 협대역 간섭 (5.3GHz)의 중심주파수로 조정하며, 이것은 $f_c(t_o) = f_i$ 를 의미한다. 제안된 설계에서, $f_{high} = 10.6\text{GHz}$, $f_{low} = 3.1\text{GHz}$, $f_m = (f_{high} + f_{low})/2$ 는 각각 초광대역 스펙트럼 대역에서 최고, 최저 및 중심 주파수가 되며, II의 위상범위와 f_i 의 중심주파수를 갖는 정현곡선을 채택하였다. 전체 스펙트럼 대역을 활용하기 위해서는 곡선에 있는 2개의 가장자리 주파수 중에서 최소한 하나가 f_{high} 또는 f_{low} 이어야 한다. f_i 가 f_m 과 동일하지 않으면 전체 곡선의 주파수 범위는 초광대역 스펙트럼 대역을 초과하게 된다. 따라서 본 논문에서는 곡선을 잘라내어 3.1GHz~10.6GHz의 주파

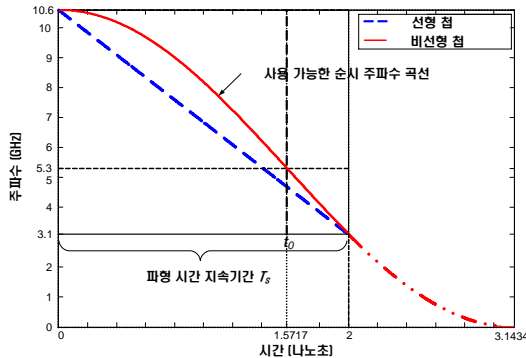


그림 3. 제안된 비선형 칩의 시간-주파수 관계
Fig. 3. Time-frequency relationship of proposed non-linear chirp waveform

수 범위를 포함시켰다. 그러므로 정현곡선의 상반부와 하반부의 1/3만을 활용할 수 있다. 매개변수 a와 b는 간섭 주파수 f_i 가 f_m 보다 높은지 혹은 낮은지의 여부를 기준으로 다음 식(15)와 같은 2세트의 값으로 일반화될 수 있다.

$$\begin{cases} \text{if } f_i \leq f_m \\ a = f_{high} - f_i \\ b = \arccos((f_{low} - f_i)/(f_{high} - f_i))/T_s \end{cases} \quad (15)$$

$$\begin{cases} \text{if } f_i \geq f_m \\ a = f_{low} - f_i \\ b = \arccos((f_{high} - f_i)/(f_{low} - f_i))/T_s \end{cases}$$

정현곡선 칩 파형과 동일한 설계원리로 매개변수 a와 b의 계산 방법을 나머지 3가지의 비선형 칩 파형으로 확장시킬 수 있다.

2.2.2 Hyperbolic tangent (Tanh) 칩 파형

쌍곡 탄젠트(Tanh) 칩 파형의 순시주파수 $f_c(t)$ 는 다음 식(16)과 같이 표현된다.

$$f_c(t) = f_i + a \tanh(bt + c) \quad (16)$$

또한, 칩 파형, 칩 속도 및 파형 매개변수는 각각 식(17), 식(18) 및 식(19)와 같이 주어진다.

$$w(t) = \cos(2\pi f_i t + 2\pi a \log[\cosh(bt + c)]/b) \quad (17)$$

$$\mu(t) = ab \operatorname{sech}^2(bt + c) \quad (18)$$

$$\begin{cases} \text{if } f_i \leq f_m \\ a = (f_{high} - f_i)/\tanh(c) \\ b = \left[\arccos\left(\frac{(f_{low} - f_i)/\tanh(c)}{(f_{high} - f_i)\tanh(c)}\right) + c \right] / T_s \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \text{if } f_i > f_m \\ a = (f_{low} - f_i)/\tanh(c) \\ b = \left[\arccos\left(\frac{(f_{high} - f_i)/\tanh(c)}{(f_i - f_{low})\tanh(c)}\right) + c \right] / T_s \end{cases}$$

2.2.3 Hyperbolic arc sine (Asinh) 칩 파형

쌍곡 역사인(Asinh) 칩 파형의 순시주파수는 다음 식(20)과 같다.

$$f_c(t) = f_i + a \operatorname{arcsinh}(bt + c) \quad (20)$$

칩 파형, 칩 속도 및 파형 매개변수는 각각 식 (21), 식(22) 및 식(23)에 의해 주어진다.

$$w(t) = \cos\left(2\pi f_i t + 2\pi a \left[\frac{(bt + c) \operatorname{arcsinh}(bt + c)}{\sqrt{1 + (bt + c)^2}} \right] / b \right) \quad (21)$$

$$\mu(t) = ab/\sqrt{1+(bt+c)^2} \quad (22)$$

$$\begin{aligned} &\text{if } f_i \leq f_m \begin{cases} a = (f_{high} - f_i)/\text{arcsinh}(c) \\ b = \left[\sinh\left(\frac{f_i - f_{low}}{(f_{high} - f_i)\text{arcsinh}(c)}\right) + c \right] / T_s \end{cases} \\ &\text{if } f_i > f_m \begin{cases} a = (f_{low} - f_i)/\text{arcsinh}(c) \\ b = \left[\sinh\left(\frac{f_{high} - f_i}{(f_i - f_{low})\text{arcsinh}(c)}\right) + c \right] / T_s \end{cases} \end{aligned} \quad (23)$$

2.2.4 Arc tangent (Atan) 첩 파형

역탄젠트(Atan) 첩 파형의 순시주파수는 다음 식(24)와 같이 주어진다.

$$f_c(t) = f_i + a\arctan(bt+c) \quad (24)$$

첩 파형, Chirp 속도 및 파형 매개변수는 각각 식(25), 식(26) 및 식(27)과 같다.

$$w(t) = \cos\left(2\pi f_i t + a\pi \left[\frac{\log(1+(bt+c)^2)}{+2(bt+c)\arctan(bt+c)} \right] / b \right) \quad (25)$$

$$\mu(t) = ab/(1+(bt+c)^2) \quad (26)$$

$$\begin{aligned} &\text{if } f_i \leq f_m \begin{cases} a = (f_{high} - f_i)/\arctan(c) \\ b = \left[\tan\left(\frac{f_{low} - f_i}{(f_{high} - f_i)\arctan(c)}\right) + c \right] / T_s \end{cases} \\ &\text{if } f_i > f_m \begin{cases} a = (f_{low} - f_i)/\arctan(c) \\ b = \left[\tan\left(\frac{f_{high} - f_i}{(f_{low} - f_i)\arctan(c)}\right) + c \right] / T_s \end{cases} \end{aligned} \quad (27)$$

제안된 각 비선형 첩 파형들에 대한 순시주파수와 첩 속도에 대한 비교는 그림 4에 나타내었다.

도 4(a)에서 순시 주파수 곡선이 협대역 간섭의 중심주파수 5.3GHz를 통과하는 해당 시점에서 도 4(b)에 표시된 첩 속도인 곡선의 기울기는 최고의

절대값을 달성하게 되어 제안된 방식에서 협대역 간섭은 최소의 효과만 주게 된다. 게다가 비선형 Atan 방식은 모든 방식 중에서 가장 높은 $|\mu(t)|$ 를 갖는다. 또한, 정현곡선 방식은 4가지의 제안된 비선형 방식 중에서 최저의 $|\mu(t)|$ 를 갖지만 선형 방식보다는 높은 $|\mu(t)|$ 를 가짐을 알 수 있다.

III. 모의실험 및 성능평가

본 논문에서는 선형 및 비선형 첩 파형의 레인징 오율을 평가하기 위한 레인징 시스템을 설정하였다. 제안된 시스템은 일련의 첩 파형을 송신하고 반사된 신호를 수신한다. 수신된 신호는 국지 기준신호와 상관되어 전송시간 지연 Δt 를 얻는다. 측정된 거리 $d_m = (\Delta t c_t) / 2$ 이며, 여기서 c_t 은 광속이다. d_m 에서 실제 거리 d 까지의 차이가 0.3m를 초과하는 경우에는 잘못된 측정이 발생하게 된다.

본 논문은 모의실험에 의하여 레인징 오율을 측정한다. 레인징 오율은 총 레인징 횟수에 대한 잘못된 레인징 횟수로 정의되며, 모의실험 시나리오는 다음과 같다.

- 첩 지속시간 : 2ns
- 첩의 순시주파수 범위 : 3.1~10.6GHz
- 간섭원 : BPSK 변조로 된 802.11a 무선 LAN 장치로부터 발생
- 협대역 간섭의 중심주파수 : 5.3GHz
- 대역폭 : 20MHz
- 채널환경 : AWGN 채널

모의실험의 결과는 그림 5와 그림 6에 각각 보인다. 그림 5는 14dB의 E_b/N_0 에서 레인징 오율 대비 신호대 간섭비(Signal-to-Interference Ratio, SIR)의

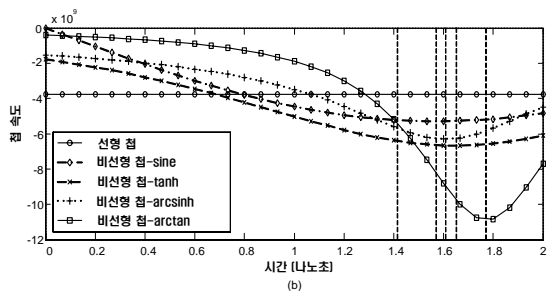
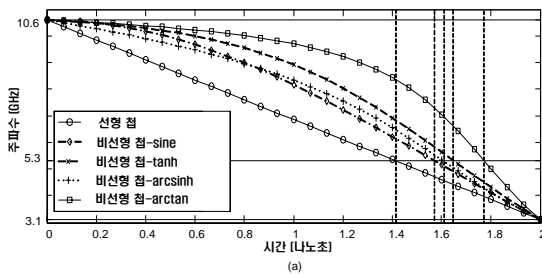


그림 4. (a) 순시주파수; (b) 첩 속도의 비교
Fig. 4. (a) Comparison of (a) instantaneous frequency; (b) chirp rate.

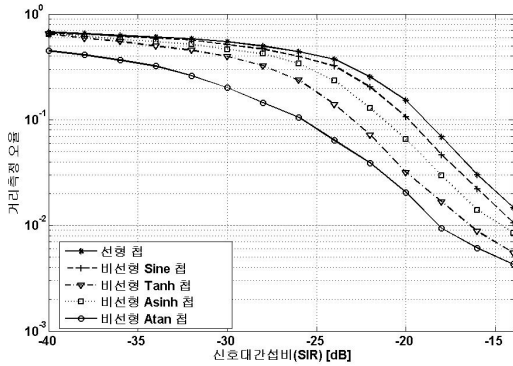


그림 5. 레인징 오율 대비 SIR ($E_b/N_0=14\text{dB}$)
 Fig. 5. Ranging error vs. SIR ($E_b/N_0=14\text{dB}$)

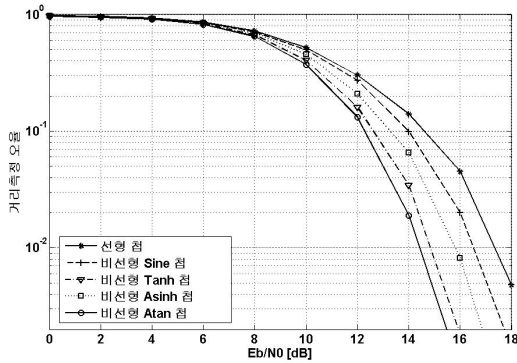


그림 6. 레인징 오율 대비 E_b/N_0 (SIR=-20dB)
 Fig. 6. Ranging error vs. E_b/N_0 (SIR=-20dB)

성능을 비교한 결과이며, 그림 6은 -20dB의 SIR에서 레인징 오율 대비 E_b/N_0 의 성능을 비교한 결과이다. 모의실험 결과, 제안된 4가지 비선형 칩 방식이 전체적으로 선형 칩 방식보다 낮은 레인징 오율을 가짐을 확인할 수 있다. 특히, 비선형 Atan 칩은 모든 파형 중에서 최고의 성능을 갖고 있으며, 정현 곡선 칩은 제안된 칩 파형 중에서 최악의 성능을 갖고 있음에도 불구하고 선형 칩보다는 낮은 레인징 오율을 가짐을 알 수 있다.

V. 결론

본 논문에서는 초광대역 레인징 시스템에서 특정 주파수를 이용하여 협대역 간섭을 제거하는 방법으로 비선형 칩 파형 모델을 제안한다. 모의실험 결과를 통해 가우시안 모노 펄스를 기반으로 하는 전형

적인 레인징 시스템은 물론 선형 칩 파형을 이용한 레인징 시스템보다 본 논문에서 제안한 방법을 사용한 레인징 시스템에서 더욱 낮은 레인징 오율을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다. 또한, NBI 억제 능력이 있는 4가지 비선형 칩 파형을 선형 칩 방식과 비교 평가를 통하여 제안된 방식이 우수한 결과를 보임을 확인하였으며, 특히 비선형 Atan 칩에서 가장 낮은 레인징 오율을 갖고 정현곡선 칩에서 가장 높은 레인징 오율을 가짐을 확인하였고 이를 근거로 제안된 방법은 초광대역 레인징 시스템에 협대역 간섭을 제거하는 용이한 방법으로 적용 가능할 것으로 기대된다.

참고 문헌

- [1] S. Roy, J. R. Forester, V. S. Somayazulu, and D. G. Leeper, "Ultra wideband radio design: The promise of high-speed, short-range wireless connectivity," Proc. IEEE Vol. 92, pp. 295-311, Feb. 2004.
- [2] M. Z. Win and R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works," IEEE Communications Letters, Vol. 2, Iss. 2, pp. 36-38, 1998.
- [3] Z. N. Low, J. H. Cheong, C. L. Law, W. T. Ng, and Y. J. Lee, "Pulse detection algorithm for line-of-sight (LOS) 초광대역 ranging applications," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol. 4, pp. 63-67, 2002.
- [4] W. C. Chung and D. Ha, "An accurate ultra wideband (초광대역) ranging for precision asset location," in Proc. 초광대역ST 2003, pp. 389-393. Nov. 2003.
- [5] X. Chu and R. D. Murch, "The Effect of NBI on 초광대역 Time-Hopping System," IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol. 3, Iss. 5, pp. 1431-1436, Sep., 2004.
- [6] D. P. Morgan, "Surface wave Device for Signal Processing," Elsevier Amsterdam, 1985.
- [7] A. J. Berni and W. D. Gregg, "On the utility of chirp modulation for digital signaling," IEEE Trans. on Communications, Vol. 21, No. 6, pp. 748-751, 1973.

이 형 기 (Hyung-Ki Lee)

정회원



1985년 2월 인하대학교 전자공
학과 졸업 (공학사)
1987년 8월 인하대학교 전자공
학과 졸업 (공학석사)
2006년 2월 인하대학교 전자공
학과 졸업 (공학박사)
1992년 3월~현재 재능대학 정
보통신과 교수

1989년 6월~1992년 3월 LG 텔레콤 네트워크센터
연구원

<관심분야> MIMO, WLAN, 초광대역

강 문 규 (Moon-Kyoo Kang)

정회원



1979년 2월 인하대학교 전자공
학과 졸업
1981년 9월 인하대학교 대학원
전자공학과 (석사)
2005년 2월 인하대학교 대학원
전자공학과 (박사)
1991년 3월~현재 재능대학 컴
퓨터정보계열 교수

<관심분야> MIMO, WLAN, UWB