

# 순차적 샘플링 방식을 이용한 가상 잡음 레이더 개념 증명

## Proof-of-Concept Research on Pseudo-Random Noise Radar Using Sequential Sampling Method

김 지 훈

Jihoon Kim

### 요 약

초 광대역 레이더는 숨겨진 물체를 찾는 데 많은 장점을 가지고 있기 때문에, 지표 투과 레이더나 수풀 투과 레이더와 같은 투과레이더에 널리 이용되고 있다. 초 광대역 레이더의 종류 중에 하나인 잡음 레이더는 간섭 환경에 강한 특성을 가지고 있다. 그러나 일반적인 잡음레이더는 고속의 아날로그 디지털 변환기가 필요하여 광대역 레이더로 제작하는데 어려움이 있다. 본 논문에서는 간섭에 강한 특징을 가지면서 고속의 아날로그 디지털 변환기가 필요하지 않은 가상 잡음 레이더 시스템이 연구되었다. 또한, 초 광대역 시스템이 저주파에서 구현되었고, 이는 실험으로 성능이 검증되었으며, 제안된 가상잡음 레이더 시스템의 개념도 증명되었다.

### Abstract

Ultra-wideband(UWB) radar is widely used in many penetration radar applications, such as ground-penetrating radar and foliage-penetrating radar, because it has many advantages in detecting concealed objects. One type of UWB radar system is random noise radar, which may be robust to jamming environment. However conventional random noise radar requires high-speed analog-to-digital convertor(ADC) for matched filtering. In this thesis, a pseudo-random noise radar system that maintains anti-jamming characteristics but does not require high-speed ADC is researched. and The UWB system is implemented in a low frequency system, and its performance has been demonstrated by experiment, which proves the concept of the proposed pseudo-random noise radar system.

Key words: Pseudo-Random Noise Radar, Sequential Sampling, UWB Radar

### I. 서 론

초 광대역 레이더는 넓은 대역폭(UWB: Ultra Wide Band)을 사용하여 뛰어난 분해능(resolution)을 가지고 있기 때문에, 숨겨진 물체를 찾는 지표 투과 레이더나 수풀 투과 레이더, 벽 투과와 같은 투과 레이더에서 널리 이용되고 있다<sup>[1]~[5]</sup>. 일반적인 초 광대역 레이더는 임펄스 신

호원이나, 칩(chirp) 신호원과 같은 주파수 축에서 넓은 대역폭을 가지는 신호 즉, 시간 축에 짧은 신호를 사용한다<sup>[6]</sup>. 특별하게 잡음 신호원을 사용하는 초 광대역 레이더의 경우 신호 특성상 넓은 대역폭을 가지면서 다른 신호의 간섭에 강한 특성을 가지게 된다<sup>[7]</sup>. 하지만, 보통의 잡음 신호원은 일반적인 신호원과 달리 잡음 신호원을 똑같이 반복적으로 생성해 내는 것이 불가능하다. 이러한

국방과학연구소 제8기술연구본부(The 8<sup>th</sup> R&D Institute Researcher, Agency for Defense Development)

· Manuscript received February 5, 2015 ; Revised May 20, 2015 ; Accepted May 26, 2015. (ID No. 20150205-011)

· Corresponding Author: Jihoon Kim (e-mail: kirana6666@gmail.com)

특성 때문에 잡음 신호원을 사용하는 초 광대역 레이더의 경우, 넓은 대역폭의 신호를 한 번에 샘플링할 수 있는 고속의 아날로그 디지털 변환기가 필요하다.

본 논문에서는 간섭에 강한 특징을 가지면서 고속의 아날로그 디지털 변환기가 필요하지 않은 가상 잡음 레이더 시스템이 연구되었다.

본 논문의 2장에서는 순차적 샘플링 방식을 이용한 가상 잡음 레이더에 대해서 설계 및 시뮬레이션을 진행하였고, 3장에서는 2장에서 설계 및 시뮬레이션된 레이더의 송신부를 저주파에서 구현하였다. 마지막으로 4장에서는 2장, 3장에서 연구된 내용을 근거로 결론을 맺고자 한다.

## II. 본 론

### 2.1 가상잡음 신호원 생성 원리

본 장에서는 가상 잡음 신호원을 생성해내고, 기본 개념의 가상 잡음 레이더를 매트랩 프로그램을 통해 구현하였다<sup>8)</sup>. 또한, 순차적 샘플링 방식 및 구현된 레이더의 간섭 특성도 매트랩으로 증명하였다.

그림 1은 매트랩으로 구현된 가상 잡음 레이더의 구성도이다. 신호원에서 일반적인 잡음이 아닌, 가상 디지털 잡음을 반복적으로 생성하고, 변조회로를 통해 디지털 신호를 안테나에서 방사가 가능한 아날로그 신호로 변환을 시킨다. 시뮬레이션상의 목표물은 약 4 km 지점(13.3 μs)에 위치시켰다. 안테나를 통해 방사된 잡음 신호는 목표물에 반사되어 돌아와 정합필터를 통과하고, 신호처리를 통해 목표물의 위치정보를 나타낸다.

그림 2는 가상잡음 신호원(PN code: Pseudo Noise co-

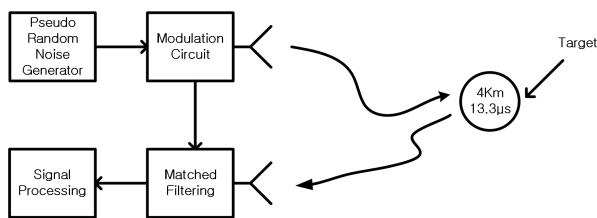


그림 1. 가상 잡음 레이더의 구성도  
Fig. 1. Schematic diagram of pseudo-random noise radar.

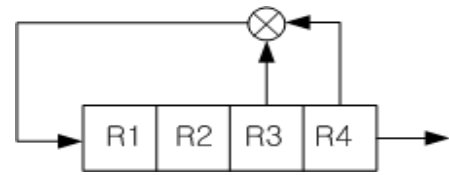


그림 2. 가상 잡음 코드  
Fig. 2. Pseudo noise code.

de)의 기본 구성도이다. 가상 잡음 신호원 생성의 기본원리는 선형 피드백 시프트 레지스터(LFSR: Linear Feedback Shift Register)에 기초를 두고 있다.

그림 2에서 볼 수 있듯이, 초기 코드를 제외한 전 단계의 출력이 후 단계의 입력이 되고, 임의의 두 단계의 출력을 XOR(Exclusive OR) 게이트를 통과시켜 가장 처음의 단계에 입력으로 넣어준다. 코드 최대 길이는 식 (1)과 같이 이루어져 있으며, 이러한 가상잡음 신호원을 두 개 이상 합하여 만든 코드는 골드코드(gold code)라고도 불리우며, 위성시스템(GPS : Ground Positioning System)에도 사용된다<sup>9)</sup>.

$$\text{Maximum Length} = 2^n - 1(\text{bits}) \quad (1)$$

Table 1은 그림 2의 입출력을 나타낸 표이다. 표 1에서 볼 수 있듯이 최대 코드 길이는 15 bits이고, 그 뒤 신호는 반복되는 것을 알 수 있다. R4 레지스터의 출력이 가상잡음 코드가 되는 것을 알 수 있다. 또한, 15 bits 이후에는 코드가 반복되는 것을 알 수 있다.

그림 3은 그림 2의 선형 피드백 시프트 레지스터에서 XOR 게이트의 위치를 변경한 레지스터이다. 표 2는 그림 3의 입출력을 나타낸 표이다. 두 개의 표에서 볼 수 있듯이 R4의 출력은 서로 다른 것을 알 수 있다.

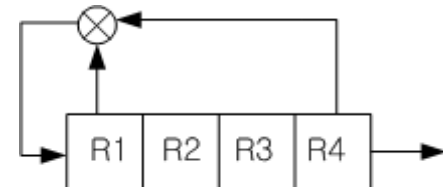


그림 3. 가상 잡음 코드  
Fig. 3. Pseudo noise code.

표 1. ‘그림 2’의 가상 잡음 코드 출력  
Table 1. ‘Fig. 2’ Pseudo noise code output.

State	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$
1	1	1	1	1
2	0	1	1	1
3	0	0	1	1
4	0	0	0	1
5	1	0	0	0
6	0	1	0	0
7	0	0	1	0
8	1	0	0	1
9	1	1	0	0
10	0	1	1	0
11	1	0	1	1
12	0	1	0	1
13	1	0	1	0
14	1	1	0	1
15	1	1	1	0
16	1	1	1	1

표 2. ‘그림 3’의 가상 잡음 코드 출력  
Table 2. ‘Fig. 3’ pseudo noise code output.

State	$R_1$	$R_2$	$R_3$	$R_4$
1	1	1	1	1
2	0	1	1	1
3	1	0	1	1
4	0	1	0	1
5	1	0	1	0
6	1	1	0	1
7	0	1	1	0
8	0	0	1	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	0
11	0	0	1	0
12	0	0	0	1
13	1	0	0	0
14	1	1	0	0
15	1	1	1	0
16	1	1	1	1

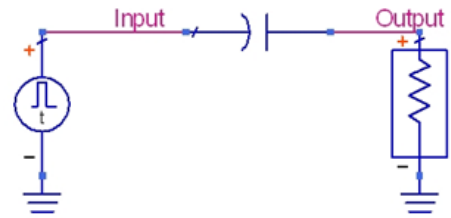


그림 4. 미분기의 구성도  
Fig. 4. Schematic diagram of differential circuit.

선형 피드백 시프트 레지스터에서 생성된 가상 잡음 신호는 디지털 신호이다. 디지털 신호는 안테나에서 방사하기 적합하지 않기 때문에, 디지털 아날로그 컨버터를 사용하여 신호를 변환해 주어야 한다<sup>[10]</sup>. 본 논문에서는 디지털 아날로그 컨버터가 아닌 변조회로를 구성하여 안테나에 방사하기 적합한 신호로 변환하였다.

변조회로는 DC 성분을 없애기 위한 미분기 회로와 디지털 신호를 아날로그 신호로 변화시켜주기 위한 low pass 필터로 구성되어 있다.

그림 4는 DC 성분을 없애면서 안테나의 balanced feeding을 위한 미분기를 나타낸다.

$$V_i(t) = \frac{1}{c} \int i(t)dt + R_i(t) \tag{2}$$

식 (2)는 미분기를 나타낸 식이다.  $V_i(t)$ 는 신호원의 전압을 나타내고,  $\frac{1}{C} \int i(t)dt$ 는 커패시터에 걸리는 전압이다.  $R_i(t)$ 는 저항의 전압이다.

$$V_i(t) = u(t) \tag{3}$$

식 (2)에 입력을 식 (3)으로 가정하고, 미분기를 통과시키면 식 (4)와 같고

$$\frac{1}{R}(\delta(t)) = \frac{1}{RC}i(t) + \frac{dt(t)}{dt} \tag{4}$$

식 (4)의 해는 식 (5)가 된다.

$$i(t) = \frac{V_i(t)}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \tag{5}$$

식 (3)의 입력인  $u(t)$ 가 step function이면 미분기를 통과한 신호는  $\delta(t)$ 인 함수가 된다.

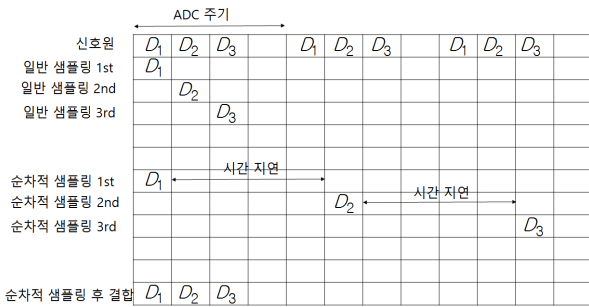


그림 5. 순차적 샘플링의 이론적 방법  
Fig. 5. Theoretical method of sequential sampling.

미분기를 통과한 디지털 신호를 아날로그 신호로 변조하기 위해 9차 butter worth low pass 필터를 사용하였다<sup>[11],[12]</sup>.

### 2-2 순차적 샘플링 원리

순차적 샘플링 방법은 시간 지연을 이용하여 저속의 아날로그-디지털 변환기로 고속의 아날로그-디지털 변환기의 효과를 낼 수 있는 방법이다.

그림 5는 순차적 샘플링의 이론적인 방법을 그림으로 나타낸 것이다. 일반적인 아날로그-디지털 변환기로 샘플링할 경우, 넓은 대역폭의 신호를 한 번에 샘플링하여야 하므로 고속의 샘플러가 필요하다. 하지만 순차적 샘플링 방법을 이용할 경우, 신호를 한 번에 샘플링하지 않고, 변환기 주기마다 한 번의 샘플링만 하면 되기 때문에 고속의 샘플러가 필요하지 않다. 그림에서 볼 수 있듯이, 신호 중에 가장 처음 신호를 먼저 샘플링하고, 시간 지연 후에 그 뒤 신호를 샘플링하며, 또 시간 지연 후에 그 뒤 신호를 샘플링해서 결합하면 원 신호원에서 방사한 신호를 복구할 수 있다. 순차적 샘플링을 사용하면, 저속의 샘플러로 넓은 대역폭의 신호를 샘플링할 수 있는 장점이 있지만, 고속의 샘플러보다 다수의 샘플링이 필요하기 때문에 속도가 상대적으로 떨어지고, 샘플링 주기를 신호특성에 맞게 설정해야 하는 단점이 있다.

### 2-3 개념 증명

그림 6은 가상잡음 신호원을 만들어내는 기본도이다. 선형 피드백 시프트 레지스터로는 D-F/F를 사용하였

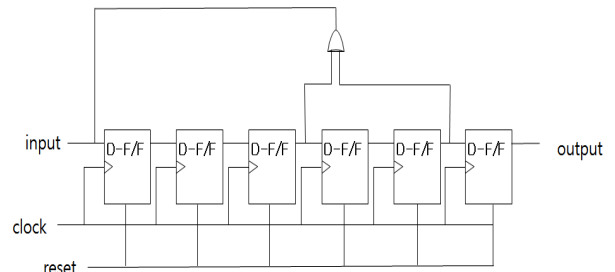


그림 6. 가상 잡음 신호원생성기의 구성도  
Fig. 6. Schematic diagram of pseudo-random noise generator.

다. 본 논문에서는 개념 증명 부분에서는 255 bits로 시뮬레이션하였고, 실제 구현에서는 127 bits로 구현하였다. 실제 구현 시 breadboard에 구현을 하였기 때문에 면적상의 문제로 127 bits로 구현하였고, 비교를 위해 127 bits 신호를 다시 시뮬레이션하여 비교하였기에 최종 결과 값에 영향을 미치지 않는다. 시뮬레이션에서 255 bits로 시뮬레이션 한 이유는 코드의 길이가 길수록 더 복잡한 코드가 형성되기 때문이다. 코드의 길이가 짧으면 짧을수록 비슷한 형상의 신호가 반복될 가능성이 높아, 기만 특성이 떨어질 수 있다.

그림 7은 255 bits 가상잡음 신호원을 매트랩 상에서 XOR 게이트와 D-F/F를 이용하여 구현한 결과이다<sup>[7]</sup>. 그림 7(a)는 시간 축에서 가상 잡음 신호를 나타낸 것이고, 그림 7(b)는 주파수 축에서 신호를 나타낸 것이다. 신호의 이산시간(discrete time)을 0.2  $\mu$ s로 설정을 하였기 때문에 주파수 축에서 first null bandwidth는 5 MHz가 된다. 안테나를 통한 방사를 위해 미분기와 필터로 구성된 변조회로를 구성하였다. 시뮬레이션 결과에 맞도록 구성된 미분기의  $t/RC=5$ 가 최적의 값으로 도출되었으며, 이에 따라  $t=0.25 \mu$ s,  $R=50 \Omega$ ,  $C=1 \text{ nF}$ 로 설계하였다<sup>[13]</sup>.

필터의 차단주파수는 first null bandwidth인 5 MHz이다. 설계된 변조 회로를 통과시키면 주파수축에서 그림 8(b)와 같은 신호로 최종 변조가 된다. 그림 8(a)는 미분기만 통과시킨 회로이고, 그림 8(b)는 미분기 통과 후 필터를 통과시킨 회로이다.

그림 9는 시간 축에서 변조회로 통과 전 후를 나타낸 것이다. 그림 9(a)에서는 직사각형의 신호 형태를 가지고 있지만, 변조회로를 통과한 후에는 그림 9(b)에서 볼 수

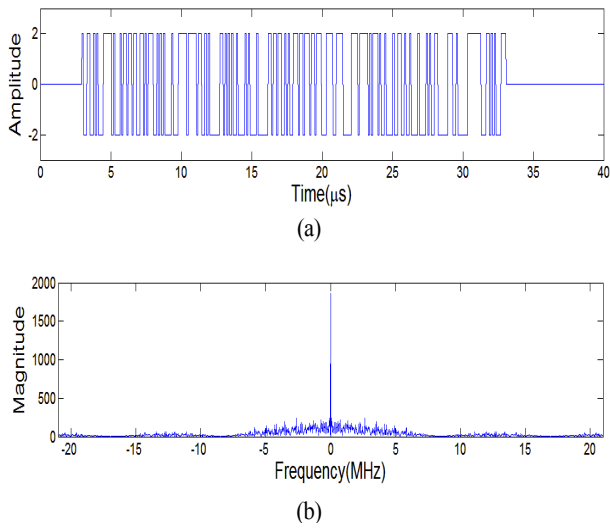


그림 7. (a) 시간 축, (b) 주파수 축에서 생성된 가상잡음 신호(시뮬레이션)  
 Fig. 7. Generated pseudo-random noise signal(simulated) (a) Time domain, (b) Frequency domain.

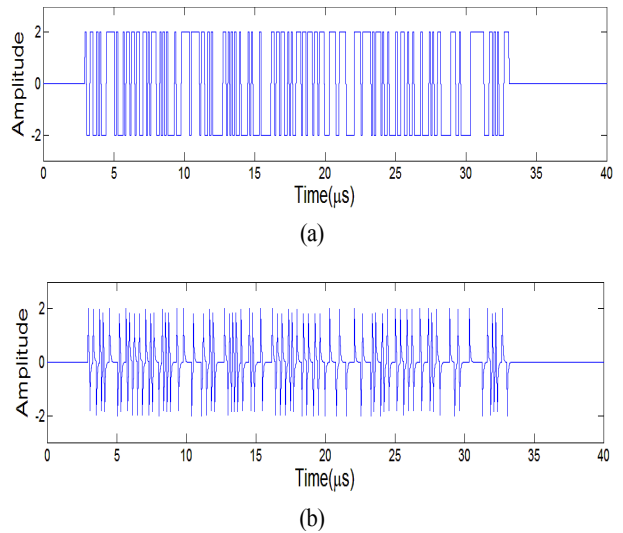


그림 9. (a) 변조 전, (b) 변조 후 가상 잡음 신호(시뮬레이션)  
 Fig. 9. Pseudo-random noise signals(simulated) (a) before modulation, (b) after modulation.

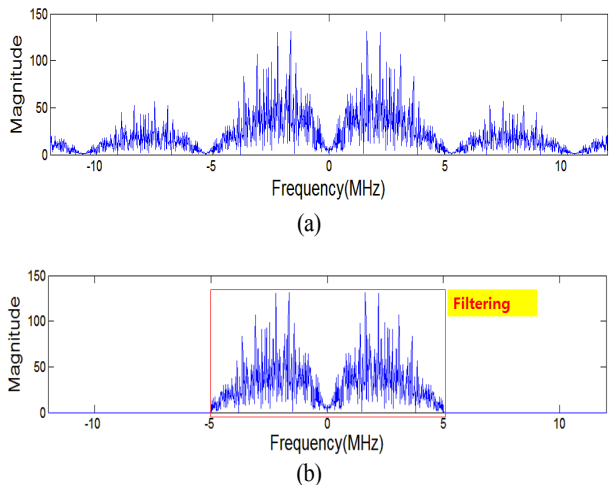


그림 8. (a) 미분기를 통과한 가상 잡음 신호, (b) 필터를 통과한 가상 잡음 신호(시뮬레이션)  
 Fig. 8. Modulated pseudo-random noise spectrum(simulated), (a) After differential circuit, (b) After low pass filter.

있듯이 직사각형이 아닌 웨이브 형태의 신호로 변조된 것을 알 수 있다.  
 변조회로를 통과한 신호를 이용하여 그림 1에 도시된 목표물을 찾아내는 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 1에

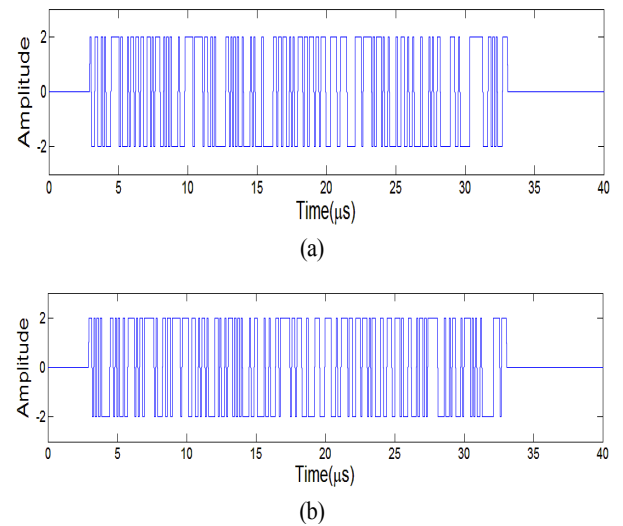


그림 10. 두 개의 다른 가상잡음 신호(시뮬레이션), (a) 본 신호, (b) 배열이 다른 신호  
 Fig. 10. Two different pseudo-random noise signal(simulated), (a) Original signal, (b) Different signal.

명시되었듯이 목표물을 4 km 지점( $13.3 \mu s$ )에 위치시키고, 첫 번째로 그림 10(a)의 신호를 방사하고 같은 신호로 정합필터를 사용하며, 두 번째로 그림 10(a)를 방사하고 배열(초기값)이 다른 그림 10(b)로 정합필터를 사용하여,

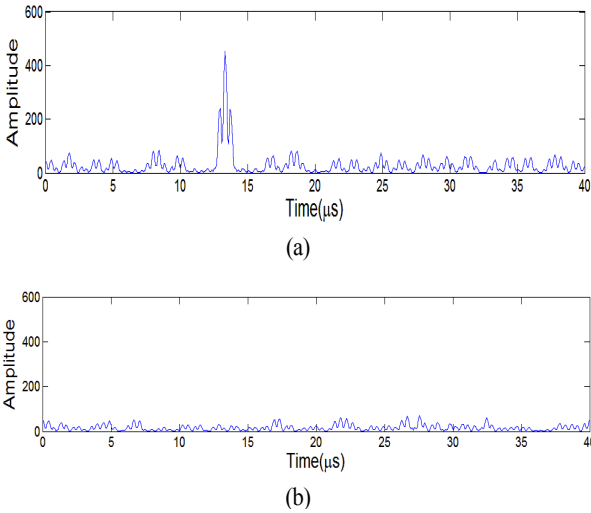


그림 11. (a) 그림 10(a) 신호의 정합필터 결과, (b) 그림 10(b) 신호의 정합필터 결과(시뮬레이션)  
 Fig. 11. (a) Matched filtering of Fig. 10 (a), (b) Matched filtering of Fig. 10(b)(simulated).

신호원의 기만(도청)에 대한 특성을 시뮬레이션하였다. 그림 11은 정합필터 후의 결과를 나타낸 그림이다. 그림(a)에서는 그림 10(a) 신호를 방사하고, 같은 신호를 정합필터를 통과시켰을 때 결과이다. 그림에서 볼 수 있듯이, 목표물이 위치한 13.3  $\mu$ s(약 4 km) 지점에 신호를 발견할 수가 있지만, 배열이 다른 신호인 그림 10(b)로 복조를 진행한 경우 아무런 결과도 얻을 수 없다. 즉, 본래 신호가 아닌 다른 신호로 복조를 시도한 경우, 결과를 얻을 수 없기 때문에 기만(도청)에 좋은 특성을 가지고 있는 것을 확인할 수 있다.

### III. 송신부의 구현

본 장에서는 2장에서 메트랩을 이용하여 시뮬레이션

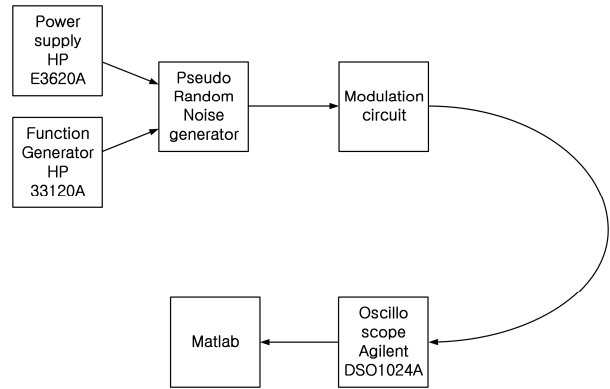


그림 12. 실험 구성도  
 Fig. 12. Schematic diagram of experiment.

한 연구내용을 바탕으로 저주파에서 송신부를 구현하였다. 그림 12는 본 실험의 구성도이다. 저주파에서의 실험이기 때문에 실제 목표물을 위치시키지 않고, 변조회로를 통과하여 생성된 신호를 오실로스코프에서 저장하여 메트랩을 통해 가상 목표물을 설정하여 실험하였고, 실제 신호와 구성된 송신부 신호를 비교하였으며, 실제 송신부 신호를 샘플로 순차적 샘플링을 메트랩 상에서 구현하였다.

그림 13은 가상잡음 신호원 생성기를 도시한 그림이다. D-F/F, 인버터, AND, OR, XOR 게이트를 사용하여 구성하였다. 일반적인 D-F/F의 경우, 초기 값이 1로 되어 있다. 이를 초기 값 0으로 변경해 주기 위해 인버터를 설치하고, AND 게이트를 이용해 초기 값을 변경해 주었다. 그림 14에서 초기 값은 [1 1 0 1 0 0 1]이 된다.

그림 14는 구성된 송신부에서 출력된 신호를 오실로스코프로 측정하여 메트랩으로 도시한 그림이다. 그림 14(a)는 변조 회로 거치기 전에 가상잡음 신호원에서 나

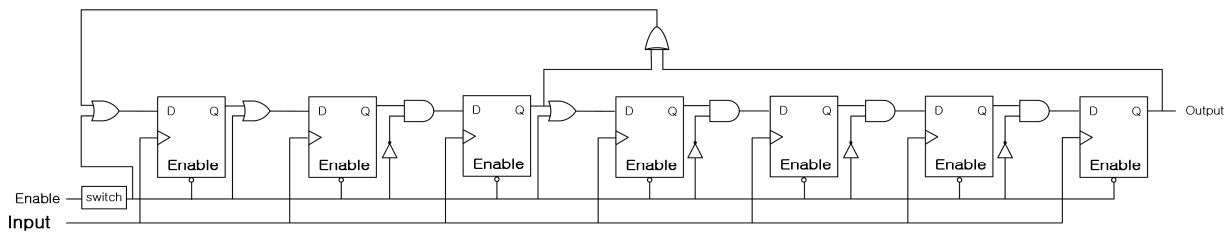


그림 13. 잡음 신호원의 실험 구성도  
 Fig. 13. Schematic diagram of experiment setup of noise generator.

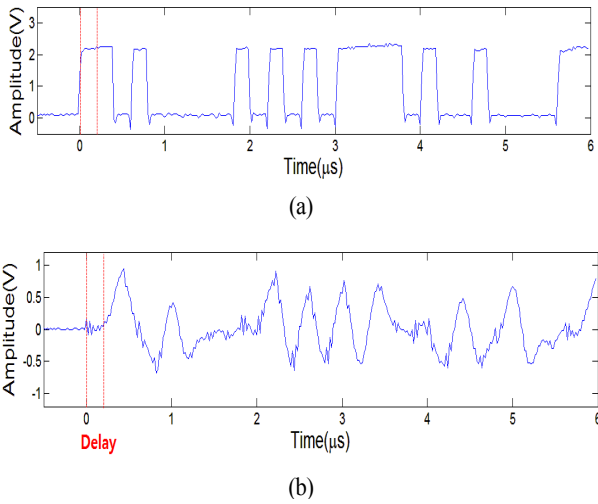


그림 14. (a) 잡음 신호원 출력, (b) 변조회로 출력  
 Fig. 14. Output of (a) Noise generator, (b) Modulation circuit.

은 출력을 나타낸 것이고, 그림 14(b)는 변조회로를 통과한 신호이다. 이 두 신호사이에는 약  $0.3 \mu s$ 의 지연시간이 발생하였다. 이는 D-F/F 및 기타 게이트들의 동작 지연시간으로 시뮬레이션상의 지연시간은  $0.23 \mu s$ 로 실제와 거의 비슷한 것을 알 수 있었다.

그림 15, 16은 시뮬레이션상의 신호와 실제 실험에서 나온 신호를 비교한 것이다. 실제 제작된 송신부의 신호와 동등한 비교를 위하여 시뮬레이션을 송신부와 함께 127 bits에 초기 값을 [1 1 0 1 0 0 1]로 재수행하여 비교하였다. 그림 15는 시뮬레이션과 실제 출력신호를 시간 축에서 비교한 것이고, 그림 16은 주파수축에서 비교한 것이다. 실제 제작은 breadboard 단계에서 제작을 하였기에 시뮬레이션보다 손실에 의해 신호의 크기가 작고, 노이즈가 발생한 것을 알 수 있지만, 신호의 모양은 시뮬레이션과 흡사한 것을 알 수 있다.

본 연구에서는 송신부만 구현을 하였기 때문에 순차적 샘플링은 직접 구현을 할 수 없었다. 하지만 송신부에서 출력된 신호를 가지고, 일반샘플링과 메트랩으로 구현된 순차적 샘플링을 비교하였다.

그림 17은 일반 샘플링 방법과 순차적 샘플링 방법을 비교한 그림이다. 그림 17(a)는 구현된 송신부에서 나온 신호를 일반샘플링으로 샘플링한 것이고, 그림 17(b)는

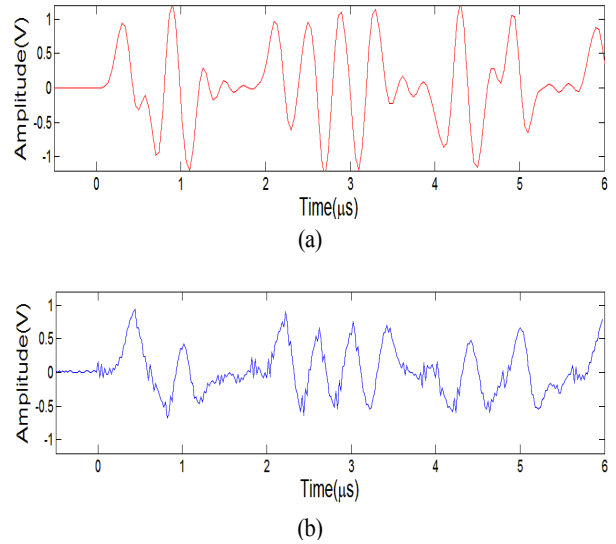


그림 15. 가상 잡음 신호원 출력 비교 (a) 시뮬레이션 출력, (b) 실험 출력  
 Fig. 15. Comparison of simulation output signal with measured generator output signal (a) Simulation output, (b) Experiment output.

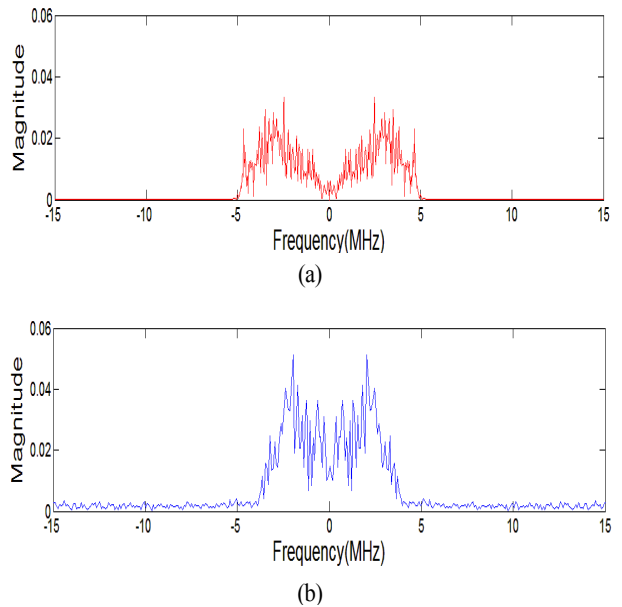


그림 16. 가상 잡음 신호원 출력 비교 (a) 시뮬레이션 출력, (b) 실험 출력  
 Fig. 16. Comparison of simulation output signal with measured generator output signal (a) Simulation output, (b) Experiment output.

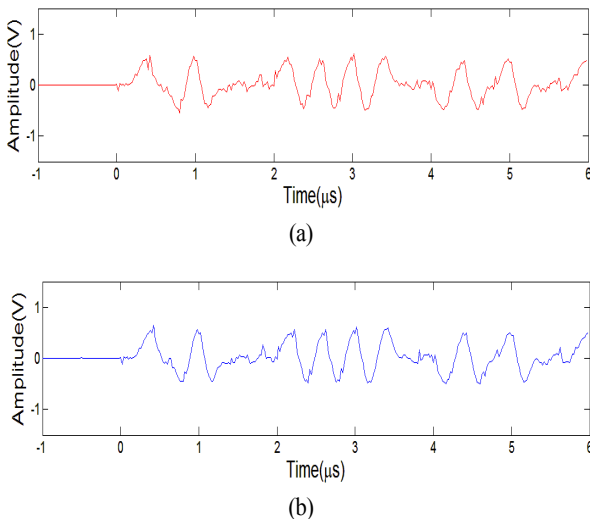


그림 17. (a) 일반 샘플링 결과, (b) 순차적 샘플링 결과  
 Fig. 17. Result of (a) Sequential sampling, (b) Normal sampling.

구현된 송신부 출력을 받아서 매트랩으로 순차적 샘플링을 300개의 스텝으로 나누어 진행한 것이다.

300개의 스텝으로 나누어서 진행한 이유는 오실로스코프에서 데이터로 저장 가능한 스텝이 총 300개였기 때문이다. 첫 번째 데이터를 샘플링한 후 딜레이를 301 스텝 준 뒤 두 번째는 301번째, 세 번째는 302번째 데이터를 샘플링하였다. 즉, 300개의 데이터를 300번에 걸쳐서 샘플링한 후, 데이터를 합산하여 순차적 샘플링을 구현하였다. 그림에서 볼 수 있듯이, 일반 샘플링과 순차적 샘플링의 결과가 동일한 것을 알 수 있다. 순차적 샘플링은 샘플 스텝이 적을수록 일반 샘플링과 결과가 달라지며, 스텝이 많을수록 일반 샘플링과 유사한 결과를 나타낸다.

마지막으로 실제 신호를 이용한 목표물 탐지 시뮬레이션과 구현된 송신부 출력을 이용한 목표물 탐지 결과이다. 앞에서와 같이 목표물을 약 4 km(13.3 μs) 지점에 있다고 가정하고 시뮬레이션을 하였다. 오실로스코프 상에서 얻은 데이터는 허수부가 없고 실수부만 존재하기 때문에, 시뮬레이션 상에서도 실수부만을 이용하여 시뮬레이션을 진행하였다. 그림 18(a)에서 볼 수 있듯이, 시뮬레이션 결과는 정확히 13.3 μs 지점에 위치하였고, 그림 18(b)에서 볼 수 있듯이 송신부 출력으로 시뮬레이션한 결과는 위치는 비슷하나, 손실에 의해 신호 세기가 약간

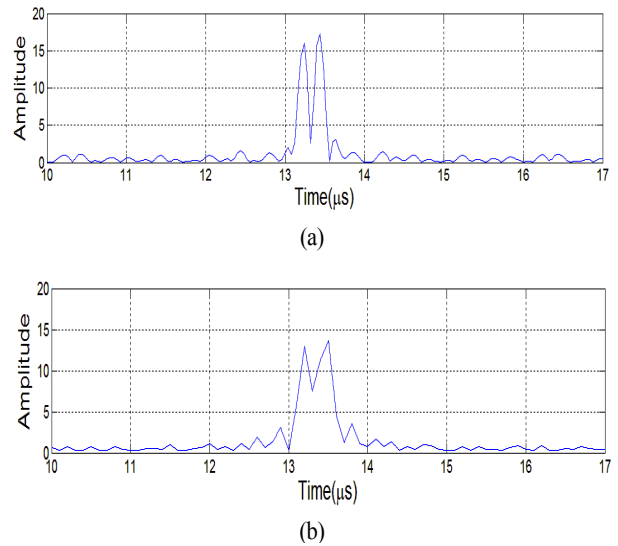


Fig. 18. (a) 시뮬레이션 상 목표물 응답 결과, (b) 실험 상 목표물 응답 결과  
 Fig. 18. Target response of (a) Simulation, (B) Experiment.

약하며, 분해능(resolution)이 시뮬레이션보다는 좋지 않은 것을 알 수 있다. 식 (6)은 거리분해능에 관한 식이다.

$$Resolution = \frac{c}{2 \times Bandwidth} \quad (6)$$

본 식에서  $c$ 는 전파의 속도이고,  $bandwidth$ 는 레이더 송신신호의 대역폭이다. 본 식에 의하면 저주파에서 시뮬레이션 상 분해능은 약 35 m이나, 구현된 송신부를 이용했을 경우 분해능은 약 60 m가 된다. 하지만 이는 고주파에서 넓은 대역폭을 사용하면 극복 가능한 사항이므로 큰 문제가 되지 않는다.

#### IV. 결 론

본 논문에서는 최근 지표 투과나 벽 투과 레이더 등에 널리 사용되는 초 광대역 레이더를 새로운 개념으로 접근하였다. 신호원을 일반적으로 많이 사용하는 신호원이 아닌 잡음 신호원을 사용하였고, 저속의 아날로그 디지털 변환기로도 광대역 신호의 샘플링이 가능하도록 순차적 샘플링 방법을 적용하였다. 또한, 순차적 샘플링 방법이 적용 가능하도록 일반 잡음 신호가 아닌 반복적으로 생성 가능한 가상잡음 신호를 사용하였다. 매트랩으로 구현

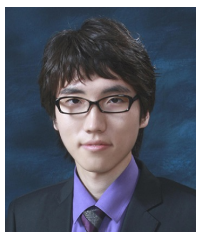


된 내용을 바탕으로 저주파에서 송신부를 실제 구현하여 테스트하였다. 실제 테스트 결과, 분해능은 일반레이더보다 좋진 않았지만, 이는 고주파에서 더 넓은 대역폭을 사용하면 문제가 되지 않을 것으로 판단된다. 잡음 신호원의 장점인 신호에 대한 기만(도청)특성은 유지되었기에 군사용으로 널리 사용가능 할 것으로 판단된다. 또한, 저속, 저가의 샘플러가 사용 가능하므로, 더 넓은 대역폭을 이용하여 분해능을 올리는 것에도 유리하다.

### References

- [1] M. Ressler, L. Nguyen, F. Koenig, D. Wong, and G. Smith, "The army research laboratory synchronous impulse reconstruction forward-looking radar", *Proc. SPIE*, vol. 6561, 2007.
- [2] Daeman Kim, "Design of a resistive slot antenna for ultra-wideband ground-penetrating radar", *GIST*, 2010.
- [3] Nam-Koong, UP, "The study on high accurate calibration method for pulse compression radar", *GIST*, 2010.
- [4] Jihoon Kim, Woong Kang, and Kangwook Kim, "The resistive dipole antenna excited by an impulse generator for ultra-wideband radar applications", *APS*, 2010.
- [5] Jihyuk Cho, "Design of vivaldi antenna array and experimental performance verification for vehicular UWB forward looking radar", *GIST*, 2009.
- [6] Merrill Skolnik, *Radar Handbook, 3rd ed.*, McGrawHill, 2008.
- [7] T. Thayaoaran, C. Wernik, "Noise radar technology basics", *Defence Research and Develop Canada*, 2006.
- [8] Bassem R. Mahafza, *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB, 2nd ed.*, Champman & Hall/CRC, 2005.
- [9] Kevin Roebuck, *GPS - Global Positioning System*, Emereo Publishing, 2012.
- [10] M. Ghavami, L. B. Michael, and R. Kohno, *Ultra Wideband Signals and Systems in Communication Engineering, 2nd ed.*, Wiley & Sons, Inc., 2007.
- [11] David M. Pozar, *Microwave Engineering, 3rd ed.*, John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [12] George L. Matthaei, Leo young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*, McGrawHill, 1980.
- [13] Randall W. Rhea, *HF Filter Design and Computer Simulation*, Noble Publishing Atlanta, 1994.

김 지 훈



2009년 2월: 충남대학교 전자전과정정보통신 (공학사)  
 2011년 2월: 광주과학기술원 기전공학과 (공학석사)  
 2011년 1월~2014년 10월: 국방기술품질원 연구원  
 2014년 10월~현재: 국방과학연구소 연구원

원

[주 관심분야] 유도무기 시험통제, 전파감시 및 방향탐지, 레이더 시스템 등