THE JOURNAL OF KOREAN INSTITUTE OF ELECTROMAGNETIC ENGINEERING AND SCIENCE. 2018 Apr.; 29(4), 308～315.

http://dx.doi.org/10.5515/KJKIEES.2018.29.4.308
ISSN 1226-3133 (Print) · ISSN 2288-226X (Online)

SDR 기반의 LFM 레이다 설계 및 구현

LFM Radar Implemented in SDR Architecture

윤재혁 · 유승오 · 이동주 · 예성혁

Jae-Hyuk Yoon · Seung-Oh Yoo · Dong-Ju Lee · Sung-Hyuck Ye

요 약

본 논문에서는 두 표적 간의 거리차를 정밀하게 계측할 수 있는 S-band 고 분해능 레이다 개발을 위한 시스템 기본 설계 및 구현 결과를 제시한다. 3.5 GHz LFM(Linear Frequency Modulation) 레이다 기본 설계를 위하여 제안하는 시스템 요구조건은 거리 분해능 1 m, 최대 계측 거리 2 km이며 레이다 방정식을 통해 각 모듈의 사양을 결정하였다. 최종적으로 150 MHz 대역폭, 송신 출력 43 dBm 전력 증폭기, 이득 26 dBi 안테나, 잡음 지수 8 dB 이하, RCS 1 m^2일 때, 표적과 레이다의 최대거리 2 km 기준 SNR이 30 dB 이상이 나올 수 있음을 확인할 수 있었다. 시뮬레이션 결과를 토대로 하드웨어 설계를 하였으며, SDR(Software Defined Radar) 장비를 이용한 LFM 레이다 설계 이론과 방법 그리고 야외 시험 결과를 보여주고 요구조건을 만족하는 레이다 시스템 설계가 가능함을 입증하였다.

Abstract

In this paper, we present the basic design results for high-resolution radar development at S-band frequency that can precisely measure the miss distance between two targets. The basic system requirement is proposed for the design of a 3.5 GHz linear frequency-modulated (LFM) radar with maximum detection distance and distance resolution of 2 km and 1 m, respectively, and the specifications of each module are determined using the radar equation. Our calculations revealed a signal-to-noise ratio ≥ 30 dB with a bandwidth of 150 MHz, transmission power of 43 dBm for the power amplifier, gain of 26 dBi for the antenna, noise figure of 8 dB, and radar cross-section of 1 m^2 at a target distance of 2 km from the radar. Based on the calculation results and the theory and method of LFM radar design, the hardware was designed using software defined radar technology. The results of the subsequent field test are presented that prove that the designed radar system satisfies the requirements.

Key words: Linear Frequency Modulation, Range Profile, Doppler Processing, High Resolution, SDR, Radar

Ⅰ. 서 론

유도무기 및 총포탄약 비행시험에서 궤적 및 이벤트 계측을 위한 국방 분야의 레이다 시스템에선 먼 탐지 거리와 높은 거리 해상도를 요구한다. 두 조건을 모두 만족시키기 위해선 전력 증폭기의 출력을 높여야 하지만 소자의 비선형성, 열에 의한 열화와 같은 다양한 하드웨어적 한계점이 있으므로 두 조건을 동시에 만족시키기 어렵다. 이러한 한계점을 극복하기 위해 LFM(Linear Frequency Modulation) 신호를 이용한 펄스 압축 기법이 사용

「이 연구는 국방과학연구소(Agency for Defense Development) 연구비로 연구되었음.」

국방과학연구소 8기술연구본부(Agency for Defense Development 8th Institute)

· Manuscript received December 28, 2017 ; Revised February 6, 2018 ; Accepted April 11, 2018. (ID No. 20171228-127)

· Corresponding Author: Jae-Hyuk Yoon (e-mail: jh_yoon@add.re.kr, kgandtmac@gmail.com)

ⓒ Copyright The Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science. All Rights Reserved.

될 수 있다[1]~[3]. 펄스 압축 기법은 LFM 신호를 적당한 크기의 전력과 긴 펄스폭으로 송신하여 먼 탐지 거리를 확보하고, 표적으로부터 반사되는 수신 신호의 펄스폭을 압축하여 높은 거리 해상도와 신호 대 잡음비를 향상시키는 기법이다. 본 논문에선 기존 논문에 제시하지 않은 실제 레이다 설계를 위한 하드웨어 선정 방법, EM 시뮬레이션, 설계 이론 및 방법, 성능검증방법 등을 제시한다.

계측 대상의 모델링과 FEKO 3D EM 시뮬레이션을 이용하여 최종 획득 가능한 거리 프로파일을 미리 확인하고, SDR(Software Defined Radar) 장비를 이용한 LFM 레이다 설계 이론과 방법 그리고 실제 유도무기 목업 제작을 통한 성능 검증 방법을 기술하였다.

Ⅱ. LFM 개념 및 신호처리

2-1 LFM 개념

선형 주파수 변조 레이다에서 발생되는 송신 신호의 선형 주파수 변조는 시간에 따라 선형적으로 증가/감소하는 삼각파 형태 또는 선형적으로 증가 후 기본 주파수로 돌아오는 톱니파 형태를 이용한다. 송신 신호와 목표물로부터 반사되어 되돌아 온 수신 신호의 시간차는 거리에 따라 변화하며 획득된 거리 정보를 CPI(Coherent Pulse Interval) 시간동안 축적하여 FFT(Fast Fourier Transform) 처리를 수행함으로써 속도 정보를 추출해 낼 수 있다. 그림 1에서 빨간선은 선형 주파수 변조된 송신신호이며, 노란선과 파란선은 두 표적으로부터 반사되어 돌아온 수신 신호이다. Δt는 송수신간의 시간차이며 이는 표적과 레이다 사이의 거리이다. Δf는 송수신 신호간의 주파수 차이이고 이는 곧 도플러 주파수 그리고 표적 기준 상대적 속도를 의미한다. 선형 주파수 변조 신호를 생성하기 위해서 신호의 위상을 변화시키는 수식을 이용하여 구현하였다. 식 (1)과 같이 LFM 신호의 $\theta(t)$를 정의하고, 시간 변수 t를 루프의 반복 횟수(i)와 시간 간격(Δt)의 곱으로 변환하여 식 2와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 fc 중심주파수, f_{start} 변조가 시작되는 주파수, f_{stop} 변조가 멈추는 주파수, T 주기를 의미한다. 그림 2에서 수식을 LabVIEW 언어로 코드화한 결과를 확인할 수 있으며, 그림 3을 통해서 생성된 LFM의 신호와 이를 STFT(Short-Time Fourier Transform) 처리하여 정상적으로 신호가 생성되었음을 시간-주파수 축에서 확인할 수 있다.

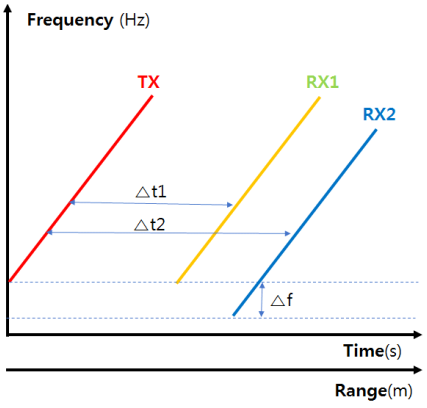


그림 1. LFM 송수신 개념도
Fig. 1. LFM transmitting and receiving concept.

$$\theta(t) = 2\pi\left(f_c t + \frac{f_{start} - f_{Stop}}{2T} t^2\right) \quad (1)$$

$$\theta(t) = 2\pi\left(f_c(i * \Delta t) + \frac{f_{start} - f_{stop}}{2(Number of Samples * \Delta t)} (i * \Delta t)^2\right) \quad (2)$$

2-2 Range Profile

대표적으로 사용되는 펄스 압축 기법은 그림 4에서 나타낸 바와 같이 크게 두 가지가 있다. ADC(Analog-Digital Converter)를 통과한 시간 영역에서의 수신신호와 송신신호를 컨볼루션(convolution)시키는 방법과 FFT를 취한 후

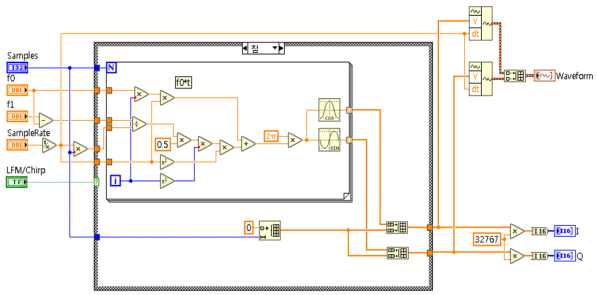
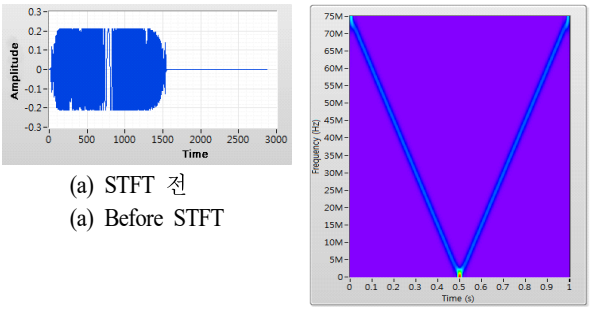


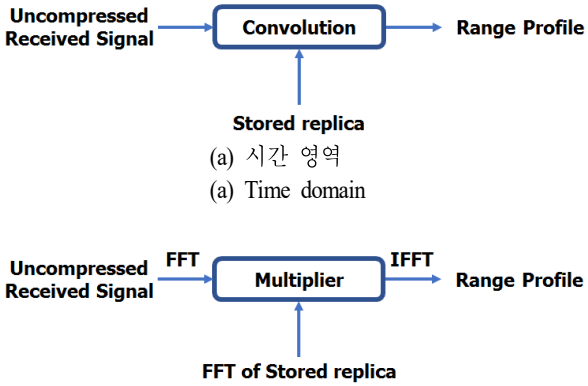
그림 2. LFM 신호 생성 코드
Fig. 2. Code of LFM signal generation.



(a) STFT 전
(a) Before STFT

(b) STFT 후
(b) After STFT

그림 3. 150 MHz LFM 신호의 STFT 처리
Fig. 3. STFT result of 150 MHz LFM signal.



(a) 시간 영역
(a) Time domain

(b) 주파수 영역
(b) Frequency domain

그림 4. 선형 주파수 변조 신호의 펄스 압축 방식
Fig. 4. Method for pulse compression of LFM.

주파수 영역에서 곱하는 방법이 있다.

$$\triangle R = \frac{c}{2*B} \tag{3}$$

식 (3)은 거리 해상도를 나타내는 식이며, c는 빛의 속도, B는 대역폭을 의미한다. 높은 거리 분해능을 얻기 위해 더 넓은 대역폭(B)의 선형 주파수 변조 신호를 이용해야하는데, 상호 연관법의 경우 광대역에서 연산량이 많아지기 때문에 상대적으로 불리하다고 알려져 있다. 하지만, 최근에는 FPGA, DSP, 그리고 RTOS(Real-Time OS) 기술이 발전하여 연산속도가 올라감에 따라 이러한 처리들이 디지털 단에서 이루어지는 SDR(Software Defined Radar)이 많이 사용되고 있다[2]. 펄스 압축된 신호를 수식으로 유도하면 다음과 같다. 먼저 식 (4)를 선형 주파수 변조된 송신신호로 정의하고, 반사되어 돌아온 신호를 식 5로 정의한다. 두 신호를 시간영역에서 컨볼루션 연산한 후, $t \leqslant T$라고 가정하면 식 (6)의 결과를 얻을 수 있다. 여기서 T는 주기, B는 대역폭, f_c는 중심주파수, k는 주파수 변화 속도(=B/T)를 의미한다[4].

$$s(t) = rect\left(\frac{t}{T}\right)e^{2\pi j(f_c t + kt^2/2)} \tag{4}$$

$$h(t) = rec\left(\frac{t}{T}\right)e^{-j\pi kt^2} * e^{j2\pi f_c t} \tag{5}$$

$$S_0(t) = TSa(\pi Bt)rect\left(\frac{t}{2T}\right) \approx T*B \tag{6}$$

펄스 압축된 결과는 주기-대역폭 곱만큼의 압축비를 갖게 되며 이를 압축 이득(compression gain)이라 부른다. 일반적인 펄스 신호를 정합 필터링하여 얻은 결과에 비하여 상대적으로 더 낮은 부엽(side-lobe) 특성과 좁은 주엽 펄스 폭의 출력 신호를 만들 수 있으며 이는 곧 높은 SNR(신호 대 잡음비)과 고해상도의 거리 탐지결과를 얻을 수 있음을 의미한다. 변조되지 않은 일반 펄스 신호와 선형 주파수 변조된 펄스 신호의 펄스 압축 결과는 그림 5를 통해서 확인할 수 있다. 식 (7)을 이용하여 펄스 압

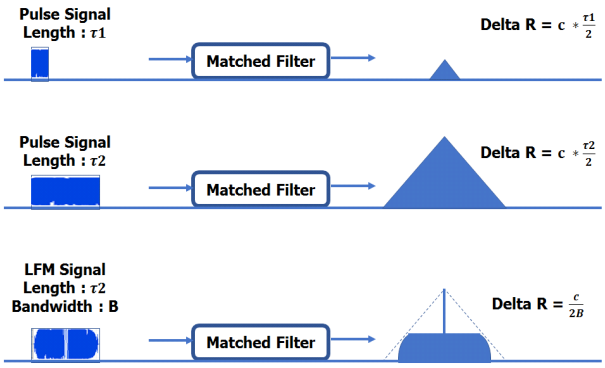


그림 5. 일반적인 펄스와 선형 주파수 변조된 펄스의 펄스 압축 결과
Fig. 5. Pulse compression result of pulse and frequency modulation pulse.

축 결과의 x축 인덱스를 거리로 환산할 수 있으며, i는 인덱스, c는 빛의 속도, f_s는 샘플링 속도이다. 표적을 레이다로부터 30 m 거리에 위치시키고 계측하여 얻은 거리 프로파일을 그림 6을 통해서 확인할 수 있다.

$$R = \frac{i * c * f_s}{2} \tag{7}$$

2-3 Range-Doppler Image

도플러 신호처리는 거리 신호처리와는 다르게 다수의 거리 정보를 이용해 처리된다. 기 기술된 내용대로 거리 신호처리는 송신신호와 수신신호가 컨볼루션 연산되어 펄스 압축된 형태로 제공된다. 그림 7은 도플러 처리 방법을 보여준다. 먼저 거리 정보를 CPI 동안 축적하여 2차원 배열을 만든 후 전치시켜 세로축이 거리, 가로축이 시간이 되도록 만든다. 그 결과, CPI의 값에 따라 속도 분해

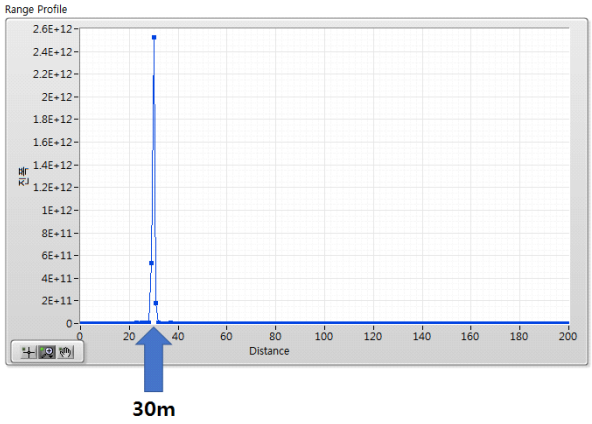


그림 6. 30 m 거리의 표적 계측 결과
Fig. 6. Measurement result of 30 m target from radar.

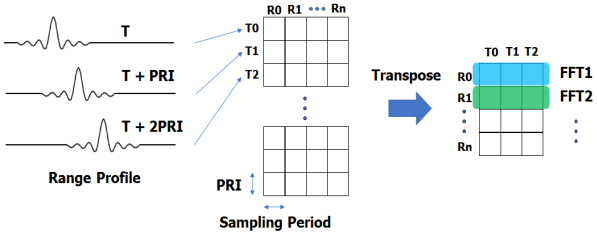


그림 7. 도플러 처리
Fig. 7. Doppler processing.

능이 바뀌고 이렇게 만들어진 2차원 배열의 열 데이터를 한 줄씩 FFT 처리하여 주파수 축으로 변환시키는데 이 결과가 도플러 데이터가 된다. 속도에 의해 변화된 위치 정보는 결국 수신된 신호의 위상 변화량으로 나타나게 되고, 위상의 변화는 주파수의 변화를 의미하므로 FFT를 적용한 주파수 영역에서 "속도=주파수 변화량"으로 표현될 수 있다[5].

따라서 표 1에 명시되어 있는 Window 종류별 -3 dB main-lobe width, maximum side-lobe, side-lobe roll-off rate 등을 확인하고 적절한 Window를 선택하여 사용해야 한다. 현 시스템에는 부엽 억제를 통해 여러 표적으로부터 반사된 신호를 가장 잘 구분하여 표현할 수 있는 윈도우를 사용해야 하며, maximum side-lobe 값과 side-lobe roll-off rate 값을 고려하여 blackman window를 적용하였다. 그림 8

표 1. 윈도우 속성
Table 1. Window properties.

Window type	Window properties			
	−3 dB Main-lobe width (bins)	−6 dB Main-lobe width (bins)	Maximum side-lobe (dB)	Side-lobe roll-off rate (dB/decade)
Rectangle	0.88	1.21	−13	20
Hanning	1.44	2.00	−32	60
Hamming	1.30	1.81	−43	20
Blackman	1.64	2.30	−58	60
Flat top	2.94	3.56	−44	20

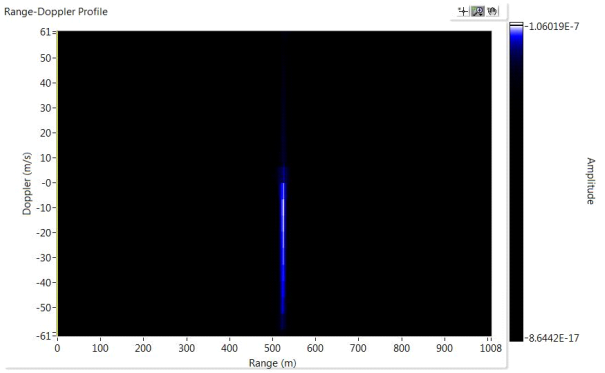


그림 8. Blackman 윈도우에 따른 거리-도플러 이미지
Fig 8. Range-Doppler map according to Blackman window.

은 Hanning window를 적용한 후, 도플러 처리한 결과이다.

거리-도플러 이미지의 y축은 CPI에 따른 FFT의 샘플 개수로 정의된다. 식 (8)은 FFT 결과를 속도 해상도로 환산하는 공식이며 c는 빛의 속도, f_c는 중심 주파수, N_{fft}는 FFT 샘플 개수이다. 해당 수식을 이용한 환산 결과는 그림 9를 통해서 확인할 수 있다. 그림 10을 통해 최종적으로 속도 분해능으로 환산된 거리-도플러 이미지를 확인할 수 있으며 FFT의 개수에 따라 분해능이 변화하는 것을 확인할 수 있다. CPI는 원래 시간으로 입력해야 하나 결국 FFT의 개수로 환산되므로 "CPI(시간)=FFT(샘플 개수)"로 정의하여 구현하였다.

$$|\Delta V| = \frac{PRI * c}{f_c * N_{fft}} \tag{8}$$

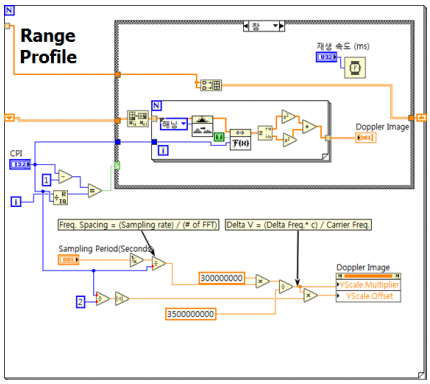
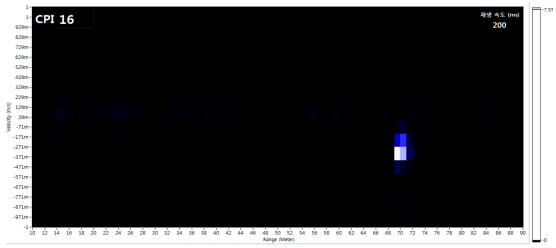
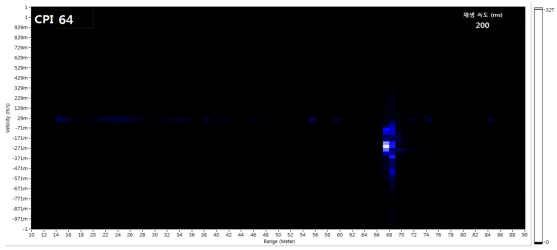


그림 9. 거리-도플러 처리 코드
Fig. 9. Range-Doppler processing code.



(a) FFT=16, ΔV=0.12 m/s



(b) FFT=64, ΔV=0.03 m/s

그림 10. CPI에 따른 거리-도플러 이미지
Fig. 10. Range-Doppler map according to number of FFT.

Ⅲ. Hardware Configuration and Block Diagram of Code

3-1 Hardware Configuration

하드웨어 구성은 그림 11을 통해서 확인할 수 있다. SDR 플랫폼은 신호처리 속도를 높이기 위해 FPGA가 내장되고, 약 1 m의 거리 해상도를 얻기 위하여 150 MHz 대역폭 이상의 성능을 갖는 ADC/DAC가 장착된 제품이 필요하였기 때문에 National Instrumnets사의 USRP-2954R을 사용하였다. 레이다 방정식을 이용하여 계측거리 약 2 km에서 신호의 SNR 값이 30 dB 정도 나올 수 있는 하드웨어 스펙을 계산하였다. 전력 증폭기의 출력 전력 43 dBm에 Duty Cycle 50 %에 해당하는 40 dBm을 적용하고, 송수신 안테나 이득 52 dBi, 캐리어 주파수 3.5 GHz를 사용하여 파장 값 8.57 cm, 온도는 27 Celsius, 잡음 지수 8 dB, 잡음 대역폭 160 MHz, RCS(Radar Cross Section)는 1 m^2로 계산하였을 때, 목표 성능 항목인 최대 탐지 거리 2 km에서 약 35 dB의 SNR(Signal to Noise Ratio) 값을 얻을 수 있다. 이 계산식에 적용되지 않은 요소는 수신단의 자동 이득 조절 증폭기(AGC: Automatic Gain Control)뿐이며, 이를 적용할 경우 수신 신호 이득이 최대 34.5 dB까지 얻을 수 있으므로 최대 탐지 거리를 비약적으로 높일 수 있을 것

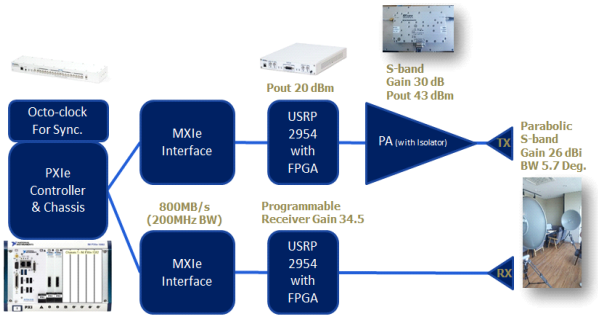


그림 11. 하드웨어 구성도
Fig. 11. Hardware configuration.

으로 판단하였다.

버스의 속도는 1초 동안 수집되는 데이터의 양을 의미하며, 하드웨어를 선택하는데 중요한 사항이다. 대역폭이 넓은 신호를 생성하고 수집하여 신호처리하기 위해서 버스 대역폭을 반드시 고려해야만 하며 그 이유는 나이퀴스트 샘플링 이론에 따라 최대 주파수의 약 2배로 샘플링해야만 신호를 복구할 수 있기 때문이다. 또한 1 m 이하의 거리 해상도를 얻기 위해서 150 MHz 이상의 대역폭 신호를 처리해야만 하는데 이를 계산하면 보면 I와 Q 각각 150 MS/s로 동작하는 ADC가 필요하며 ADC를 통해 디지털화 된 샘플이 16 bits라고 가정하면 초당 600 MB/s의 전송 속도가 필요하게 된다. 따라서 제어기로 실시간 전달할 수 있는 버스는 PCI Express 또는 PXI Express 밖에 없음을 알 수 있으며, 이러한 이유로 PXI Express bus를 선택하여 구성하였다.

3-2 Block Diagram of Code

그림 11 하드웨어 구성도에서 신호처리를 담당하는 PXI controller 내의 코드 블록 다이어그램을 그림 12를 통해서 확인할 수 있다. 표적으로부터 반사되어 돌아온 신호가 ADC를 통해서 입력될 때, 크기를 판단하고 수신단의 PGA (Programmable Gain Amplifier)의 증폭 정도를 제어하여 신호의 크기를 최적화하였다. 그리고 메모리에 저장해 놓은 송신신호의 파형과 컨볼루션을 수행하여 거리 정보를 생성하고 결과는 도플러 처리를 위해 I, Q로 이루어진 복소수 데이터로 저장한다. 마지막으로 후처리 프로그램을 따로 제작하여 CFAR(Constant False Alarm Rate), MTI(Moving Target Indicator) 필터를 거쳐 거리-도플러 이미지를

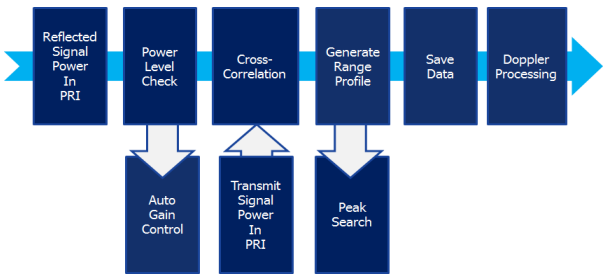


그림 12. 코드 블록 다이어그램
Fig. 12. Block diagram of code.

생성하도록 구성하였다.

Ⅳ. 검증 결과

측정에 앞서 실제 목업과 레이다 배치 예정 위치를 고정밀 GPS를 이용하여 측정하고, CADFEKO EM 시뮬레이션 툴을 이용하여 검증하였다. EM 시뮬레이션을 위해서 표적의 CAD 모델을 설계하였고 레이다에서 바라본 실제 목업의 자세를 거리, 방위각, 고각 정보를 pitch, roll, yaw 값으로 환산 적용하여 source(LFM 신호 생성) 위치 및 표적 위치와 자세를 설정하였다. Linearly spaced discrete points 기법을 적용하여 3.5~3.65 GHz 주파수 대역을 256개의 step 포인트로 나누어 해석하도록 구성하였다. 표적의 크기가 크기 때문에 해석시간이 길어지므로 상대적으로 연산량이 적은 PO(Physiscal Optic) 해석방식을 이용하였으며, 정밀성을 높이기 위하여 $\lambda/25$ 기준의 Mesh 크기로 해석하였다. 전자기 수치해석 결과 얻어지는 *.ffe 파일을 통해 설정한 주파수 대역폭 내에서 각 주파수에 해당하는 guided missile(이하 유도탄)의 레이다유효반사면적(RCS: Radar Cross Section) 값과 전기장(electric-field) 수치를 각각 실수(real)와 허수(imaginary)로 얻을 수 있다. 이 중에서 phi와 theta로 저장된 전기장 수치를 실수와 허수끼리 더해준 뒤 이를 복소수 형태로 만들어 IFT(Inverse Fourier Transform)을 수행하면 3차원 유도탄 모델의 원점을 기준으로 유도탄의 표면에 부딪혀 반사되는 신호의 거리 프로파일을 획득할 수 있다.

그림 13을 통해 약 1 m 정도의 거리 해상도를 이용하여 거리 프로파일 상에서 2 m 거리에 배치된 두 표적을 구분할 수 있음을 확인하였다.

측정 장소는 안테나 빔폭을 고려하여 같은 거리 내에 다른 물체가 검출되지 않는 평지를 선정하였고 표적은 target missile(이하 표적탄), 유도탄의 목업을 제작하여 각 표적간의 거리를 측정하였다. 표적탄 목업은 ATACMS, 유도탄은 OO 체계 유도 미사일 실제 크기의 1/4 크기로 제작하였으며, 지면 클러터의 영향을 최소화하기 위해서 지면으로 약 5 m 정도 높이에 위치시킬 수 있도록 기둥 위에 표적을 장착하였다. 이 때, 신호처리 지연, RF 회로 전송 지연, 그리고 케이블 전송 지연 등에 의해 생기는 시간 지연은 계측 시 거리 오차로서 발생하기 때문에 이

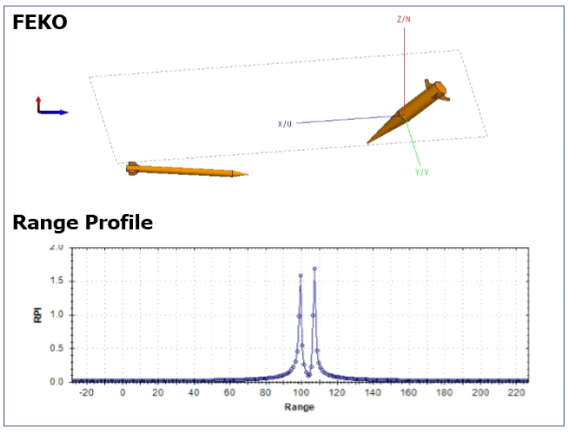


그림 13. FEKO 시뮬레이션 결과
Fig. 13. FEKO simulation result.

에 대한 교정이 필요하다. 이는 송신 안테나와 수신 안테나 사이에 누설 전파 값을 기준으로 교정하였다. SDR 장비 설치 사진은 그림 14에서 확인할 수 있으며 측정 환경은 그림 15를 통해 확인할 수 있다.

표적탄과 유도탄 사이의 거리는 10 m부터 시작하여 2 m 간격으로 이동시키며 계측하였고 계측 결과는 그림 16의 그래프를 통해서 확인할 수 있다. 레이다와 두 표적간의 각도를 일직선으로 위치시켜 측정하였기 때문에 2 m 간격의 유도탄 이동 시 거리 프로파일 상에서 확연히 구분됨을 확인할 수 있다. 또한, 두 표적간의 거리를 SDR 계측값, 줄자, GPS 측정값 그리고 시뮬레이션 결과를 비

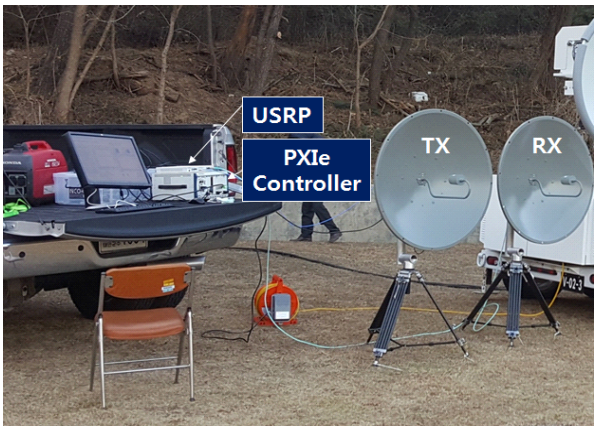


그림 14. SDR 장비 설치
Fig. 14. Installed SDR equipments.

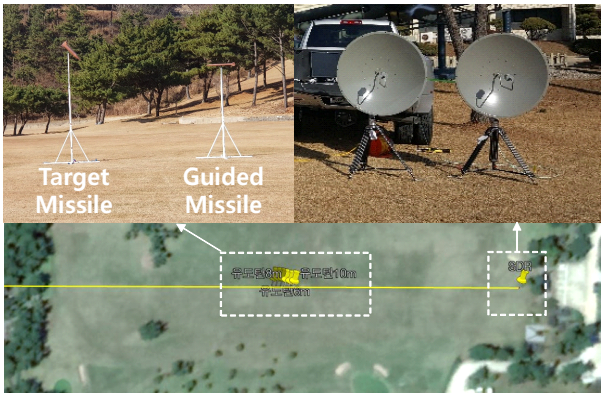


그림 15. 측정을 위한 장비 배치도
Fig. 15. Layout of equipments for measurement.

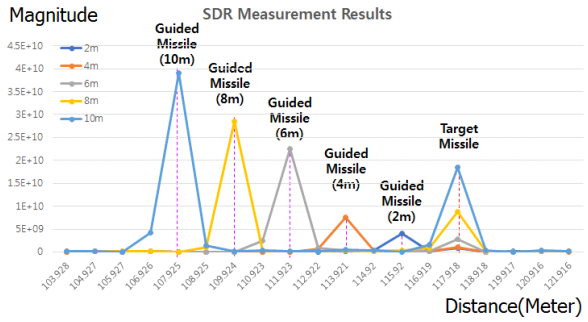


그림 16. SDR 거리 프로파일
Fig. 16. SDR range profile.

교하여 표 2에서 정리하였다. SDR의 LFM 대역폭 150 MHz로 설정하였을 때 거리 해상도가 약 0.9993 미터가 되며

표 2. 두 표적간의 거리에 대한 FEKO 시뮬레이션과 GPS, 줄자, SDR 계측결과
Table 2. FEKO simulation, GPS, ruler and SDR measurement for the distance between two target.

Unit (Meter)	Ruler meas.	GPS meas.	FEKO simul.	SDR meas.
Target missile	118	118.12	117.99	117.92
Guided missile(2 m)	116	116.00	115.99	115.92
Guided missile(4 m)	114	114.01	113.99	113.92
Guided missile(6 m)	112	112.02	111.99	111.92
Guided missile(8 m)	110	110.04	109.99	109.92
Guided missile(10 m)	108	108.18	107.99	107.92

최대 오차는 줄자 측정값과 비교하였을 때 8 cm, GPS 측량값과 비교하였을 때 20 cm, FEKO 시뮬레이션 결과 비교하였을 때 7 cm 생김을 확인할 수 있었다.

Ⅴ. 결 론

본 논문에선 SDR 장비를 이용하여 LFM 레이다를 구현하고 이에 필요한 이론적 배경, 구현, 그리고 목업 제작 및 계측 등을 수행하였으며, 결과를 기술하였다. 결과적으로 목표성능인 1 m 거리 해상도의 거리 프로파일을 획득하고 GPS, 줄자 그리고 FEKO 시뮬레이션을 통해 얻은 거리 정보와 비교하였을 때 높은 정확도를 가진 거리 정보임을 확인하였다. 또한 이 정보들을 기반으로 속도(도플러) 정보도 얻을 수 있음을 확인하였다.

추후 이를 기반으로 페데스탈을 제작하여 실제 유도무기 및 총포탄약 시험에서 사용할 수 있도록 추적기능을 추가할 계획이며, 동적 표적 추적이 가능한 레이다로 성능개선할 계획이다.

References

[1] M. A. Richards, J. A. Scheer, and W. A. Holm, *Principles of Modern Radar*: *Basic Principles*, SciTech Publishing, May 2010.

[2] C. D. Rawat, A. D. Sarate, "High resolution low power radar pulse compression techniques," *International Journal of Advanced Research in Electrical*, *Electronics and Instrumentation Engineering(IJAREEIE)*, vol. 3, no. 4, pp. 8928-8935, Apr. 2014.

[3] A. Kumar, "Radar pulse compression technique for linear frequency modulated pulses," *International Journal of Engineering and Technical Research(IJETR)*, vol. 3, no. 8, pp. 33-35, Aug. 2015.

[4] H. A. Said, A. E. El-Henawey, and A. A. El-Kouny, "Design and realization of an efficient VLIC architecture for a linear frequency modulation(LFM) pulse compression in pulsed radars using FPGA," in *2013 Africon, Pointe-Aux-Piments*, Pointe-Aux-Piments, Sep. 2013, pp. 1-7.

[5] S. Scherr, R. Afroz, S. Ayhan, S. Thomas, T. Jaeschke, and S. Marahrens, et al., "Influence of radar targets on the accuracy of FMCW radar distance measurements," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 10, pp. 3640-3647, Oct. 2017.

윤 재 혁

2012년: 숭실대학교 정보통신전자공학부 (공학사)
2014년: 숭실대학교 정보통신공학과 (공학석사)
2014년~2016년: National Instruments Engineer
2016년~현재: 국방과학연구소 연구원
[주 관심분야] 레이다, RF 회로, 신호처리 등

유 승 오

2010년: 충남대학교 전자전파정보통신공학과 (공학사)
2012년: 충남대학교 전파공학과 (공학석사)
2012년~현재: 국방과학연구소 선임연구원
[주 관심분야] 레이다, RF 시스템 등

이 동 주

2015년: 중앙대학교 전자전기공학부 (공학사)
2017년: 중앙대학교 전자전기공학과 (공학석사)
2017년~현재: 국방과학연구소 연구원
[주 관심분야] 레이다, RF 시스템, 안테나 등

예 성 혁

1995년: 광운대학교 전자공학과 (공학사)
1997년: 광운대학교 전자공학과 (공학석사)
2017년: 아주대학교 시스템공학과 (공학박사)
1997년~현재: 국방과학연구소 책임연구원
[주 관심분야] 레이다, RF 시스템, 시뮬레이션 등