

# 캔테나를 이용한 아두이노기반 FMCW 레이더 시스템 설계

## Design of an Arduino-Based FMCW Radar using Cantennas

정 현 민 · 김 상 길\*

Hyunmin Jeong · Sangkil Kim\*

### 요 약

본 논문에서는 COTS(commercial off-the-shelf) 부품을 사용하여 C-Band에서 동작하는 경제적인 아두이노 기반의 FMCW(frequency modulated continuous wave) 레이더 시스템 설계를 제안한다. 제안하는 레이더 시스템은 다층 FR4 PCB 공정을 이용한 표면 실장 부품과 모놀리식 IC로 구성된다. 송수신(Tx/Rx) 안테나는 상용 깡통을 이용한 캔테나(cantennas)를 사용하였으며, 원형 도파관의 기본 모드(dominant mode) 분석을 통해서 설계하였다. 설계된 레이더 시스템은 널리 사용되는 Arduino UNO 플랫폼과 연동되어 범위-시간-강도(range-time-intensity, RTI) 정보를 표시한다. 설계된 레이더 시스템은 5.827~5.942 GHz 대역에서 송신 전력 13.8 dBm을 송출하며, 기저대역 샘플링 주파수는 4.5 kHz를 사용했다. 제작된 레이더 시스템이 가지는 최대 탐지 거리는 56.3 m로 측정되었다.

### Abstract

In this study, the design of a low-cost frequency-modulated continuous wave (FMCW) radar system at C-band using commercial off-the-shelf (COTS) components is presented. The proposed radar system consists of low-cost surface-mounting devices and monolithic ICs on a multi-layer FR4 PCB for system integrity. The Tx/Rx antennas (Cantennas) were fabricated with commercial cans based on waveguide dominant mode analysis. The proposed radar system is connected to the Arduino UNO platform, which transfers the received analog backscattered RF signal to MATLAB to display a range versus time intensity (RTI) plot. The designed radar has a maximum detection range of 56.3 m.

Key words: FMCW, Radar System, Cantenna, Remote Sensing, Arduino UNO

### I. 서 론

레이더 기술은 군사기술에서 많이 사용되어 왔다. 최근에는 높은 주파수로의 발전으로 인해 소형화, 집적화가 이루어져 산업, 의료, 자율 주행 등 여러 가지 분야에서 다양한 레이더 기술이 적용되고 있으며, 무선 센싱 기술

인 레이더를 활용한 근거리 위치 측위 기술이 주목 받고 있다<sup>[1]</sup>. 레이더의 종류에는 CW(Continuous wave) 레이더, Pulse 레이더, FMCW 레이더 등이 있지만, 특히 FMCW 레이더는 시스템 구성이 비교적 간단하며, 가까이 있는 물체에 대해서도 거리, 속도를 정확하게 알 수 있는 특징 때문에 초연결 사회 구현에 핵심적인 기술로 주목받으며,

「이 성과는 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2020R1C1C1003362).」

부산대학교 전자공학과 (Department of Electronics Engineering, Pusan National University)

· Manuscript received July 26, 2021 ; Revised August 30, 2021 ; Accepted September 13, 2021. (ID No. 20210726-074)

· Corresponding Author: Sangkil Kim (e-mail: ksangkil3@pusan.ac.kr)

학계와 산업계에서 많은 연구가 이루어져 왔다<sup>[2]</sup>. 하지만, PLL(phase locked loop)과 데이터 수집 장치 등 고성능 레이더 시스템을 구성하는데 필요한 부품들은 높은 경제적 비용과 컴퓨팅 파워를 요구하기 때문에 손쉽게 레이더 시스템을 구현하기에는 많은 제약이 따른다<sup>[3]</sup>. 따라서 낮은 경제적인 비용으로 누구나 손쉽게 구현할 수 있는 레이더 기술의 중요성이 부각되고 있다.

저가형 근중거리 레이더 시스템 설계 및 구현을 위해서 본 연구에서는 COTS 부품을 활용하여 1 mm 두께의 FR-4 PCB 기판에 표면 실장 모놀리식 IC 부품을 사용하여 RF 전단(RF front-end)을 구현하였으며, 데이터 수집 장치로는 아두이노 플랫폼을 사용하였다. 아두이노 플랫폼은 오픈소스 하드웨어를 통해 다양한 센서 및 통신기술과 손쉽게 연동할 수 있어서 확장성이 매우 뛰어나다. 뿐만 아니라 낮은 비용으로 실내용 사물 인터넷(internet of things: IoT) 시스템 구축을 위한 데이터 수집 장치로 사용하기에 적절하다<sup>[4]</sup>. 설계한 RF 전단을 아두이노 플랫폼과 동기화하기 위해서 별도의 변조기 회로를 설계했다. 본 연구에서 사용한 안테나는 주변에서 손쉽게 구할 수 있는 상용 깡통을 이용한 캔테나(Cantenna)<sup>[5],[6]</sup>이며, 도파관 모드 분석 기법을 적용하여 C-Band에서 기본 모드(dominant mode)를 가지도록 설계하였다.

본 논문의 2장에서는 제안하는 시스템의 구조를 살펴볼 것이며, 3장에서는 RF 전단 설계 및 동작, 변조기 회로의 설계 그리고 DSP(digital signal processing) 과정에 관하여 설명한다. 4장에서는 캔테나의 설계 과정에 관하여 기술하며 5장에서는 제작된 레이더 시스템의 성능을 실제 데이터와 비교 및 분석한다.

## II. 제안하는 FMCW 레이더 시스템

본 논문에서 제안하는 아두이노 기반 FMCW 레이더 시스템의 블록도는 그림 1과 같다. 시스템의 RF 전단은 분석과 제작의 편의를 위해 총 4개의 모듈로 분할하여 설계되었다. 제안하는 변조기 회로는 비안정 멀티바이브레이터와 적분기를 결합하여 사각파와 삼각파를 생성하며, 사각파는 시스템의 동기를 맞추고 삼각파는 전압제어발전기(voltage controlled oscillator: VCO)의 주파수를 제어하는 역할을 수행한다.

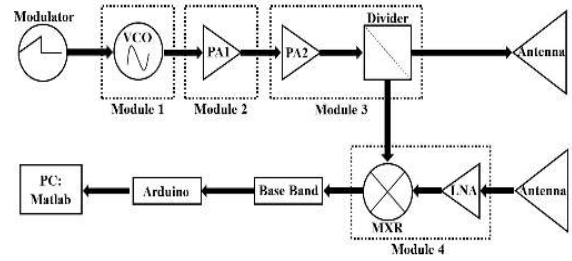


그림 1. 제안하는 레이더 시스템 구조도.

Fig. 1. Proposed radar system.

수신단은 시스템의 단순화를 위해 중간 주파수 없이 직접하향변환하는 호모다인 구조를 채택하였으며, 후방산란된 RF 아날로그 신호는 기저대 회로의 저역통과필터( $f_c < 1.5$  kHz)와 증폭회로를 통과 후 아두이노 플랫폼에 의해 데이터가 수집된다. 수집된 데이터는 PC에 직렬 통신으로 전송되어 Matlab 상에서 고속푸리에변환(fast Fourier transform, FFT)분석을 통해 거리 대 시간(RTI) 그래프로 나타낸다(표 1).

## III. FMCW 레이더 시스템 설계

### 3-1 RF 전단 설계

제안하는 RF 전단은 1 mm 두께의 일반적인 FR4 기판

표 1. 제안하는 FMCW 레이더 시스템 구성 부품  
Table 1. Main components of FMCW radar system.

Component	Item name	Specification	Note
VCO	HMC43LP4ETR	5.5 ~ 6.1 GHz, P <sub>out</sub> : 2.0 dBm	-
Amplifier (PA/LNA)	GRF2505	4.0~6.0 GHz, Gain: 11.5 dB	Tx PA
	HMC407MS8GE	5.0~7.0 GHz, Gain: 10 dB	Tx PA
	QPL9503TR7	1.0~6.0 GHz, Gain: 21.6 dB	Rx LNA
Divider	PD4859J5050S2HF	4.8~5.9 GHz	Wilkinson divider
Mixer	HMC218BMS8GE	4.5~6.0 GHz	Down converting
Data acquisition	Arduino Uno	f <sub>s</sub> : 4.5 kHz,	-

에 제작되었으며, CPWG(coplanar waveguide with ground) 구조를 이용하여 설계하였다. 각 모듈은 SMA 커넥터를 이용하여 연결되며, 모두 50 Ω 임피던스에 정합되었다. 설계에 사용한 FR4 기판의 비유전율( $\epsilon_r$ )과 손실( $\tan \delta$ )은 각각 4.4와 0.025이다. RF 전단의 동작 과정은 변조기 회로에 의해 변조된 모듈1(Module 1)의 VCO 파형이 모듈2(Module 2)와 모듈3(Module 3)의 송신 전력 증폭기(power amplifier, PA)를 통해 증폭되고 모듈3의 윌킨슨 전력 분배기(Wilkinson power divider)를 통해 분배된 신호는 안테나와 모듈 4(Module 4)로 전달된다.

이때, 안테나로 전달된 송신 신호의 RF 전력은 13.8 dBm으로 측정되었다. 모듈 4의 저잡음증폭기(low noise amplifier, LNA)는 후방 산란된 RF 신호를 증폭하며, 혼합기(MXR)는 모듈 3에서 온 신호와 혼합하여 송신 주파수에 대한 수신 주파수의 차이를 기저대 영역으로 전달한다.

### 3-2 변조기 설계

본 논문에서는 저가형 시스템 구현을 위해 PLL을 사용하지 않고 자체 제작한 변조기 회로를 통해 주파수를 변조하였다. 이를 구현하기 위해 정확한 VCO의 출력 주파수를 측정하였다. VCO의 모델과 조절 전압( $V_{tune}$ )에 따른 출력 주파수는 그림 2와 같다. 입력 전압에 따른 출력 주파수는 선형 회귀(linear regression) 알고리즘을 통해서 모델링 되었다( $Freq = 0.11 \times V_{tune} + 5.4$ ). 선형에 가까운 영역인 5.827~5.942 GHz 영역의 주파수를 사용하기 위해서 변조기는 4.0~5.1 V 사이의 출력 전압을 가지도록 설계했

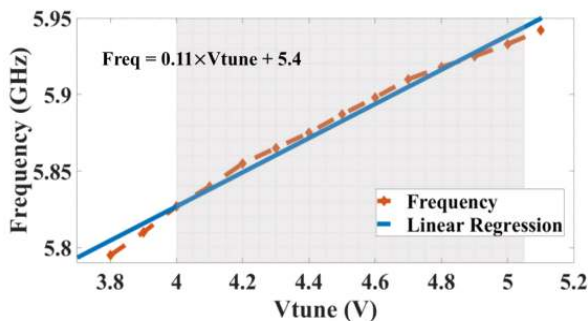


그림 2. VCO 모델링 및  $V_{tune}$  전압에 따른 발진 주파수  
Fig. 2. VCO modeling and oscillation frequency as a function of tuning voltage.

으며, 잡음을 감소시키기 위한 동기회로도 같이 설계하였다. 기존에 보고된 연구에서는 2개의 오디오 채널을 이용하여 후방산란 신호와 동기 신호를 동시에 받는 방법이 제안되었으나, 이는 일반적으로 1개 오디오 채널을 가지는 최신 컴퓨터 시스템에서는 적용하기 힘든 방식이다. 이를 해결하기 위한 새로운 방법으로는 알고리즘을 통해 동기를 맞추는 방법이 소개된 바 있다<sup>[8]</sup>. 본 논문에서는 레이다 시스템의 단순화와 접근성을 위해 아두이노 우노(Arduino UNO)에 내재되어 있는 아날로그 디지털 변환기(analog-digital converter, ADC)를 사용했다. 아두이노 우노의 ADC는 0~5 V 사이의 전압을 수용할 수 있으며, 본 논문에서는 아두이노의 이러한 특징을 이용하여 별도의 추가적인 회로를 사용하지 않고 동기를 맞출 수 있도록 설계했다. 변조기는 불안정 멀티바이브레이터와 적분기를 결합하여 그림 3과 같은 50 ms의 주기를 가지는 삼각파와 삼각파를 생성하도록 설계했으며, 회로도는 그림 4(a)에 나타나 있다. 변조기에서 생성된 삼각파와 구형파(square wave)는 RF 전단의 VCO(그림 1)와 기저대역(그림 4(b))에 전달되어 전반적인 FMCW 레이다 동작을 제어한다.

변조기와 기저대역 능동 저역필터(low pass filter, LPF)를 동기화하기 위해서 삼각파의 상승 곡선(up-ramp)과 하강 곡선(down-ramp)부분을 나누어서 사용하였다. 삼각파의 상승 곡선을 VCO에 인가하여 원하는 FMCW 신호를 발생시키고, VCO가 동작하는 동안에만 변조기의 동기화 신호(sync signal)가 능동 저역필터에 +10 V 전압을 인가하여 0~5 V사이의 기저대역 아날로그 전압 신호를 통과시키도록 하였다. 하강 곡선 동안에는 저역필터에 -10 V

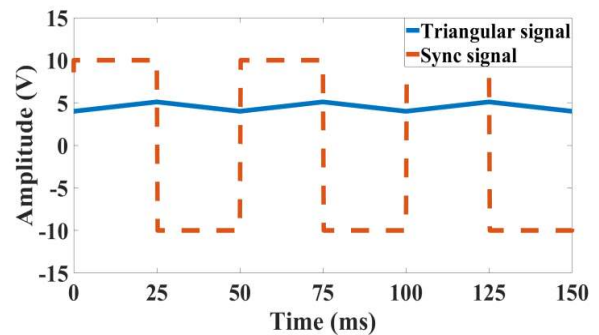


그림 3. 변조기에서 발생된 삼각파와 구형파 신호  
Fig. 3. Generated triangular and square waveforms.

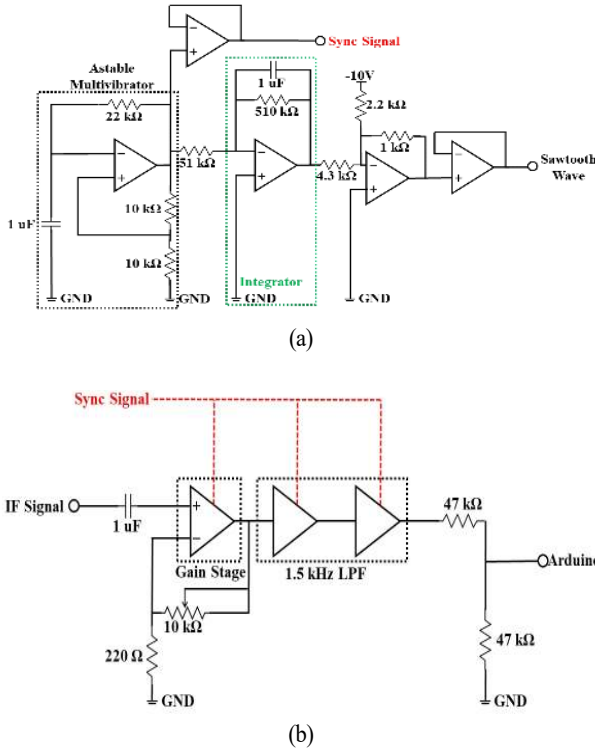


그림 4. (a) 변조기 회로 및 (b) 기저대역 회로  
Fig. 4. (a) Modulator circuit and (b) base band circuit.

전압을 공급하여 아두이노가 인식할 수 없는 0 V 이하의 전압 신호만을 통과시키도록 하였다. 이와 같은 설계를 통해 상승 곡선 주기에서 동기화된 후방산란 신호만 정확하게 샘플링할 수 있었다.

### 3-3 신호 처리(Digital Signal Processing, DSP)

나이퀴스트 이론에 따르면 샘플링 주파수는 복원하려는 신호의 대역폭보다 2배 이상 빨라야 한다. 아두이노 우노의 최대 샘플링 레이트(sampling rate)는 4.5 kHz이고, 본 논문에서 설계한 FMCW 레이더가 동작하는데 필요한 대역폭은 1.5 kHz이다. 아두이노 우노에 내재하여 있는 ADC의 최대 샘플링 레이트가 필요 대역폭의 3배이므로 충분한 대역폭을 제공해준다. 앞서 논의한 성능을 모두 만족하는 저역필터는 그림 4(b)에 나타나 있다.

한편, 송신 주파수( $f_T$ )는 한 주기의  $T$ 에 대해 식 (1)과 같이 표현되며,  $f_0$ 는 최소 주파수,  $f_{MAX}$ 는 최대 주파수이

며  $K$ 는 삼각파의 양의 기울기를 나타낸다.

$$f_T(t) = \begin{cases} f_0 + Kt, & 0 \leq t < \frac{T}{2} \\ f_{MAX} - Kt, & \frac{T}{2} \leq t < T \end{cases} \quad (1)$$

수신 주파수( $f_R$ )은  $\tau = \frac{2R}{C}$  만큼 시간 지연된 형태로 나타나게 되며 식 (2)와 같이 표현된다. 여기서  $R$ 은 물체와의 거리,  $C$ 는 광속( $3 \times 10^8$  m/s)을 나타내며, 도플러 주파수의 영향은 없다고 가정했다.

$$f_R(t) = f_T(t - \tau) \quad (2)$$

구형파의 양의 전압에 해당하는 주기  $T/2$ 동안 혼합기에서 혼합된 신호는 저역필터를 거쳐 송신 주파수( $f_T$ )와 수신 주파수( $f_R$ )의 차이로 주어지는 비트 주파수( $f_B$ )

$$f_B(t) = f_T(t) - f_R(t) \quad (3)$$

를 구하게 된다. 비트 주파수에 대한 시간 영역 데이터 ( $\exp(j2\pi[f_B(t)])$ )는 아두이노를 통해 직렬 통신 방식으로  $i$ 번째 주기,  $N$ 개의 샘플링 데이터 형식( $S_{if}(i, N)$ )의 range bin으로 Matlab에 저장되며, 그림 5에 해당 과정이 나타나 있다.

본 논문에서 사용된 호모다인 구조의 시스템은 DC offset에 취약한 구조이며<sup>[9]</sup>, DC성분을 제거하기 위해 저장된 range bin들의 평균( $S_{ave}$ )을 빼주었다<sup>[10]</sup>.

$$S_{if}(i, N) = S_{if}(i, N) - S_{ave} \quad (4)$$

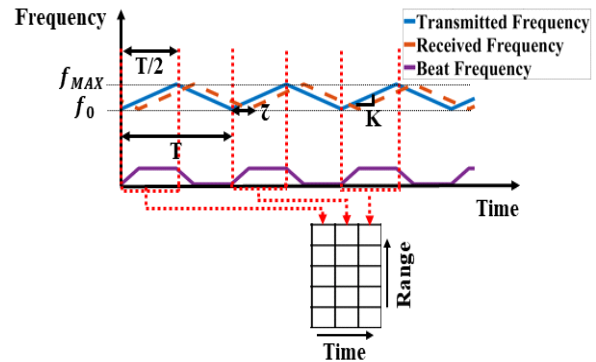


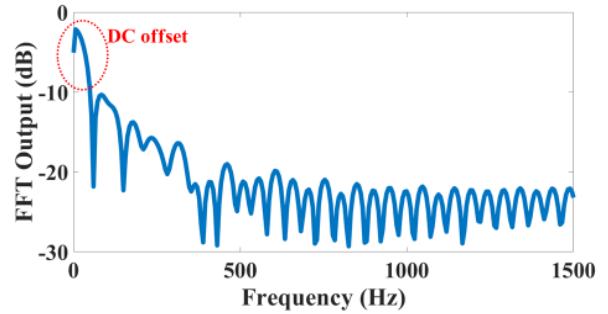
그림 5. 본 논문에서 사용한 신호처리 방법  
Fig. 5. Proposed signal processing method.

새롭게 정의된 range bin을 FFT 변환하여 전체 range bin의 스펙트럼에 대해 크기 성분(magnitude)을 일반화하여 거리-대-시간(RTI)그래프를 그려주며, 크기 성분이 클수록 그래프 상에서 밝은 부분을 나타내게 된다. 신호처리를 위해 사용한 의사코드(Pseudo code)는 그림 6에 나타나 있으며,  $i$ 번째 range bin의 FFT 결과와 DC offset의 영향은 그림 7에 나타나 있다.

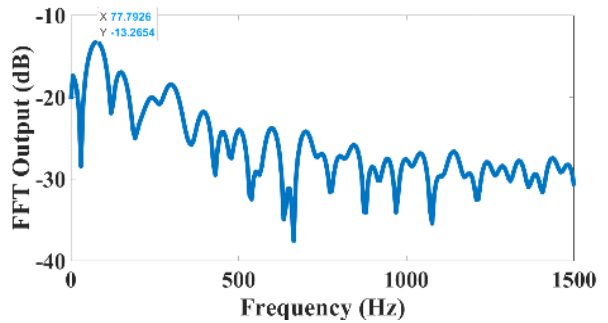
```

PROGRAM Process Range vs Time Intensity (RTI):
read the raw dataset D
start=split into two periods(up-ramp, down-ramp);
IF ( $D$  is greater than threshold)
    THEN start is '1';
    ELSE start is '0';
END IF
s=inverted value of the D;
N=samples per pulse;
FS=sampling rates;
sif=collected voltage during the up-ramp period;
time=recorded time;
FOR ( $i=100$  TO size of ( $start - N$ ))
    IF (the previous 10 start's are '0' and the first start '1')
        count=count + 1;
        sif(count,:)=s(i:i+N-1);
        time(count) =  $i * 1 / FS$ ;
    END IF
END FOR
ave=average value of the sif along the columns;
FOR ( $i=1$  TO number of rows in sif);
    sif(i,:)=sif(i,:)-ave;
END FOR
z=Compute the Fourier transform of the sif along the rows;
v= $20 * \log_{10}$ (absolute value of the z);
S =  $v(:,1:(\text{number of columns in } v)/2)$ ;
m=maximum value of matrix in v;
DISPLAY (the ( $S - m$ ) in matrix as an image)
    x-axis('Range (m)');
    y-axis('Time (s)');
END DISPLAY
END.
    
```

그림 6. 본 논문에서 신호처리에 사용한 의사코드  
 Fig. 6. Proposed pseudo code algorithm for digital signal processing.



(a)



(b)

그림 7. (a) 원 신호 FFT, (b) DC offset이 제거된 FFT  
 Fig. 7. (a) Direct FFT, (b) DC offset removed FFT.

## IV. 안테나 설계

### 4-1 캔테나 구조

안테나는 주변에서 손쉽게 구할 수 있는 상용 깡통들을 이용한 캔테나로 제작하였다. Ansys사의 HFSS 2021 R2를 사용해서 깡통들의 기본 모드(dominant mode)를 분석하였고, 시중에서 손쉽게 구할 수 있는 상용 표준 깡통 패키지들의 크기와 그에 따른 기본 모드를 계산하여 표 2에 기술하였다. 원통형 깡통의 기본 모드는 지름에 의해 결정되는 것을 확인할 수 있으며, 이 결과를 바탕으로 가장 적절한 7번 캔을 선정하였다(지름: 35 mm, 높이: 88 mm). 원통형 용기의 소재가 플라스틱이었기 때문에 용기의 겉면에 구리 테이프를 부착하여 원통형 도파관으로 만들었고, 동축 SMA 커넥터와 프로브를 이용하여 캔테나를 급전하였다(그림 8). 모의실험을 통해 최적의 방사 성능을 가지는 캔테나의 높이와 급전 프로브의 위치를 설계하였다. 필요한 캔테나의 높이는 70 mm이고, 급전

표 2. 상용 깡통 단일 모드 대역 분석

Table 2. Single-mode (dominant mode) bandwidth of commercial standard cans.

Item	Diameter × height (mm <sup>2</sup> )	Single-mode (dominant mode) bandwidth
Can1	128 × 160	1.3 ~ 1.8 GHz (L-band)
Can2	85 × 120	2.0 ~ 2.7 GHz (S-band)
Can3	65 × 167	2.7 ~ 3.5 GHz (S-band)
Can4	50 × 132	3.5 ~ 4.6 GHz (S,C-band)
Can5	75 × 111	2.3 ~ 3.1 GHz (L-band)
Can6	70 × 110	2.5 ~ 3.3 GHz (S-band)
Can7	35 × 88	5.0 ~ 6.6 GHz (C-band)
Can8	50 × 95	3.5 ~ 4.6 GHz (S,C-band)

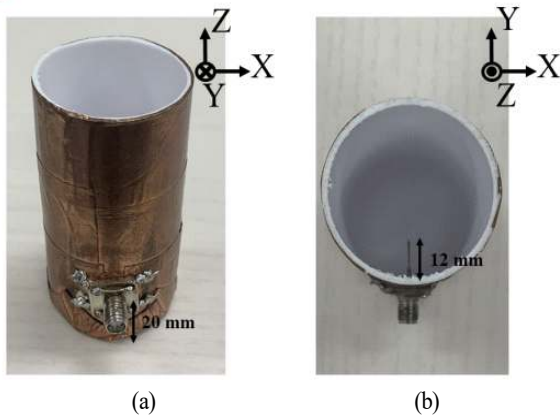


그림 8. 제작된 캔테나: (a) 앞면, (b) 윗면  
Fig. 8. Fabricated cantenna: (a) front-side, (b) top-side.

프로브의 위치는 캔테나 벽면으로부터 20 mm 떨어진 곳에 길이 12 mm이다.

#### 4-2 캔테나 측정

제작된 캔테나(그림 9)는 무반향실에서  $S$ -파라미터 ( $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ), 안테나 이득, 그리고 방사패턴(radiation pattern)을 확인하였다. 동작 주파수(5.83~5.94 GHz)에서 반사 계수( $|S_{11}|$ )는  $-10$  dB 이하를 만족하였으며, 캔테나 간의 거리가 12 cm일 때 전송 계수( $|S_{21}|$ )는  $-40$  dB 이하로 측정되었다(그림 10). 안테나 이득은 동작 주파수에서 6.8~7.8 dBi로 측정되었다(그림 11). 안테나 이득 측정결과와

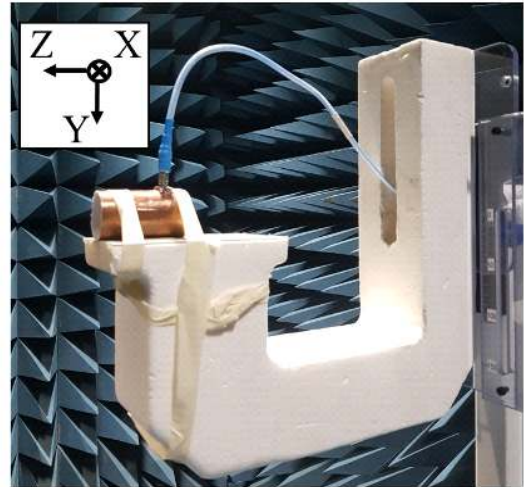


그림 9. 안테나 측정 환경  
Fig. 9. Antenna measurement environment.

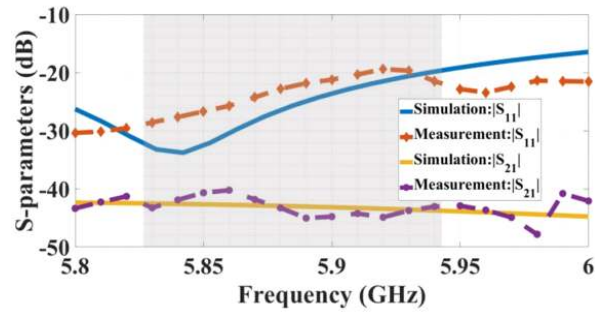


그림 10. 제안하는 안테나의  $S$ -파라미터 ( $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ )  
Fig. 10. Measured  $S$ -parameters ( $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$ ) of the proposed antenna.

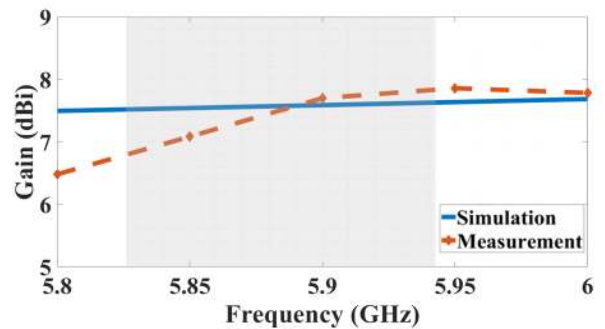


그림 11. 캔테나 이득 측정  
Fig. 11. Measured cantenna gain.

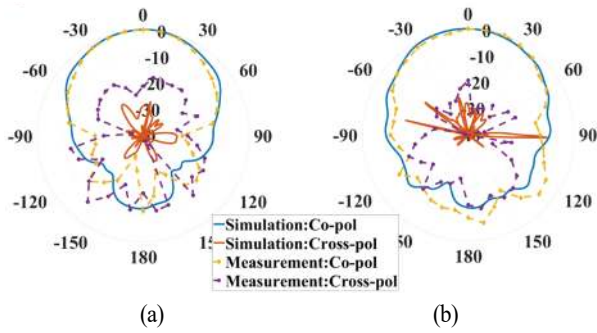


그림 12. 캔테나 방사 패턴: (a)  $\varphi=0^\circ$ , (b)  $\varphi=90^\circ$   
 Fig. 12. Radiation patterns.: (a)  $\varphi=0^\circ$ , (b)  $\varphi=90^\circ$ .

모의실험 결과값의 차이는 캔테나 내부를 구성하는 폴리머 소재의 비유전율( $\epsilon_r$ )과 손실( $\tan \delta$ ) 모델링이 실제값과 다르고, 제작 오차로 인해서 발생한 것으로 생각할 수 있다. 안테나의 방사 패턴은 동작 주파수에서 거의 일정했으며, 중심 주파수인 5.85 GHz에서 측정된 방사패턴은 그림 12와 같다.

### V. FMCW 레이다 성능 테스트

그림 13은 제작된 FMCW 레이다이며, RF 전단, 변조 회로, 기저대 회로, 캔테나로 구성되어 있다. 그림 14는 제작된 레이다를 이용한 실내 측정 환경이다. 일반적인 실내에서 움직이는 사람을 대상으로 50초 동안 측정하였고, FMCW(5.83~5.94 GHz)의 주파수 증가 시간은 25 ms,

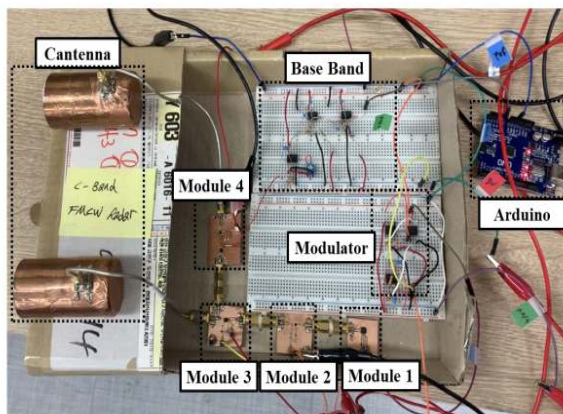


그림 13. 제작된 FMCW 레이다  
 Fig. 13. Fabricated FMCW radar.

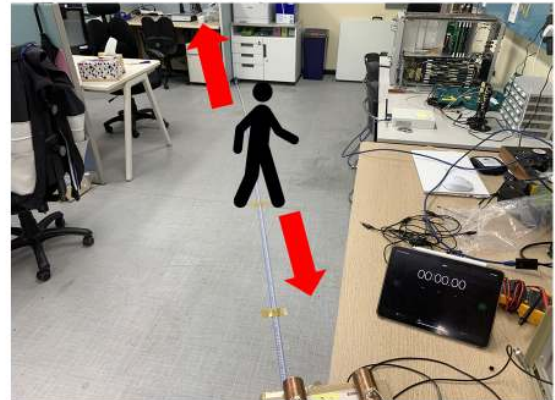


그림 14. 측정환경  
 Fig. 14. Measurement environment.

아두이노의 샘플링 주파수는 4.5 kHz로 설정했다. Matlab에서 획득한 데이터를 통해서 비트 주파수( $f_B$ )를 구하고, 광속( $c = 3 \times 10^8$  m/s), 대역폭( $B$ ), 주파수 상승 시간( $T$ )을 이용하여 이론적 거리를 식 (5)<sup>[9]</sup>를 통해 계산했다.

$$R = \frac{f_B \times c \times T}{2 \times B} \quad (5)$$

식 (5)를 토대로 설계된 FMCW 레이다 시스템을 통해서 얻은 원본 거리-대-시간(RTI)그래프는 그림 15와 같다. 그림 15의 가장 밝은 부분은 비트 주파수 스펙트럼 중 가장 큰 크기를 가지는 성분이며, 해당 성분을 추출하여 0.01 간격으로 3차 에르미트 보간법(PCHIP, piecewise cubic hermite interpolating polynomial)<sup>[11]</sup>을 적용하여 그려진 그래프에 따라 최종적으로 측정된 거리는 그림 16에 나타

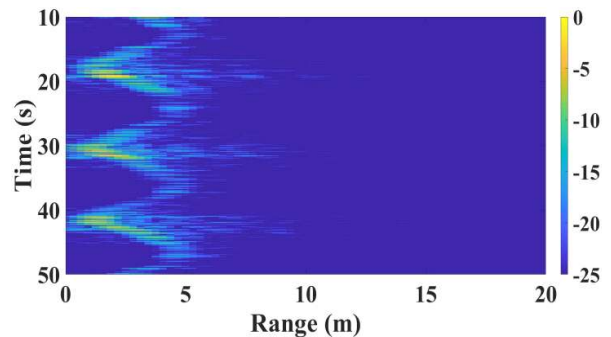


그림 15. 거리 대 시간 (RTI) 원본 데이터  
 Fig. 15. RTI raw data.

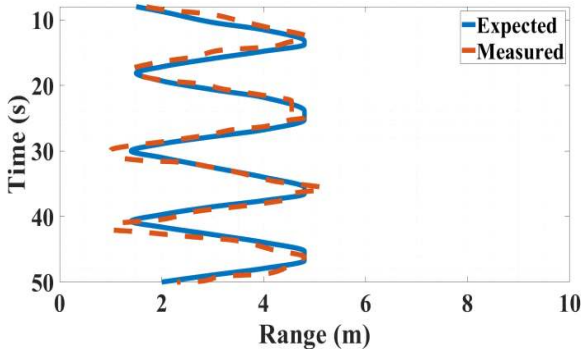


그림 16. 측정 거리와 실제 거리의 비교  
Fig. 16. Range measurements comparison.

나 있다. 실제 거리와 비교하였을 경우 평균 오차는 약 0.37 m로 측정되었으며, 표준 편차는 0.26 m로 나타났다. 오차의 원인은 다경로 전파, 노이즈 등의 영향으로 예상된다. 이론상 최대 측정가능거리( $R_{max}$ )는 식 (6)<sup>[9]</sup>을 통해서 계산했다.

$$R_{max} = \frac{f_{max} \times c \times T}{2 \times B} \quad (6)$$

저역필터( $f_c < 1.5$  kHz)의 대역폭을 고려하면 최대 감지 거리는 약  $R_{max} = 56.3$  m이며, 이는 실내 환경에서의 측정에 충분한 거리이다.

## VI. 결 론

본 논문은 캔테나를 이용한 아두이노기반 FMCW 레이더 설계를 제안한다. COTS 부품을 이용하여 저가형 시스템을 구현하였으며, 아두이노의 특징을 이용한 변조 회로를 사용하여 전체적인 FMCW 레이더 시스템의 손쉬운 동기화 방법을 제안하였다. 시중에서 손쉽게 접할 수 있는 다양한 규격의 상용 깡통들의 기본 모드 분석 결과를 제시했으며, 이를 바탕으로 제안하는 시스템에 최적화된 캔테나를 설계하였다. 제작된 시스템을 통해 실제 거리와 측정 거리를 비교하였으며, 비교적 높은 정확도를 가지는 것을 확인할 수 있었다. 본 논문에서 제안한 시스템은 추후 통합된 하나의 시스템으로 구현되어, 실내용 사물 인터넷 등 많은 분야에 응용될 수 있을 것으로 기대된다.

## References

- [1] Z. Peng, C. Li, "Portable microwave radar systems for short-range localization and life tracking: A review," *Sensors*, vol. 19, no. 5, p. 1136, Mar. 2019.
- [2] M. Q. Nguyen, A. Flores-Nigaglioni, and C. Li, "Range-gating technology for millimeter-wave radar remote gesture control in IoT applications," in *Proceedings of the IEEE MTT-S International Wireless Symposium(IWS)*, Chengdu, May. 2018, pp. 1-4.
- [3] Y. S. Lee, M. G. Sin, J. S. Kim, J. H. Park, J. W. Jung, and B. S. Kim, "Low-cost 24 GHz radar fabricated on FR-4 PCB," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 30, no. 10, pp. 839-845, Oct. 2019.
- [4] S. M. Kim, Y. Choi, and J. Suh. "Applications of the open-source hardware arduino platform in the mining industry: A review," *Applied Sciences*, vol. 10, no. 14, p. 5018, Jul. 2020.
- [5] G. L. Charvat, A. J. Fenn, and B. T. Perry, "The MIT IAP radar course: Build a small radar system capable of sensing range, Doppler, and synthetic aperture(SAR) imaging," in *2012 IEEE Radar Conference*, Atlanta, GA, May 2012, pp. 138-144.
- [6] S. E. Zetterström, *Antenna: The Poor Wifi-Hackers Choice*, Morrisville, Lulu, 2016.
- [7] T. Wang, P. Li, M. Wang, D. Yang, and C. Shi, "A flexible, efficient and low-cost experimental platform for FMCW radars," *Sensor Review*, vol. 39, no. 4, pp. 495-503, Jul. 2019.
- [8] T. Wang, P. Li, R. Wang, Z. Sheng, and L. Huang, "A software-synchronization based, flexible, low-cost FMCW radar," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 115582-115592, Jun. 2020.
- [9] M. Jankiraman, *FMCW Radar Design*, Norwood, MA, Artech House, 2008.
- [10] J. Park, S. O. Park, "A down-conversion method for attenuation of leakage signal in FMCW radar," in *Proceedings of the International Symposium on*



*Antennas and Propagation*, Phuket, Nov. 2017, pp. 1-2.

[11] F. N. Fritsch, R. E. Carlson, "Monotone piecewise cubic

interpolation," *SIAM Journal on Numerical Analysis*, vol. 17, no. 2, pp. 238-246, Apr. 1980.

정 현 민 [부산대학교/학부생]

<https://orcid.org/0000-0003-1728-2684>



2016년 3월~현재: 부산대학교 전자공학과 학부생

[주 관심분야] RF회로 및 시스템, 레이더 시스템, 전파응용

김 상 길 [부산대학교/조교수]

<https://orcid.org/0000-0003-1720-2410>



2010년 8월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

2011년 12월: 조지아공과대학 전자공학 (공학석사)

2014년 12월: 조지아공과대학 전자공학과 (공학박사)

2015년 1월~2018년 2월: Qualcomm Inc.

2018년 3월~현재: 부산대학교 전자공학과 조교수

[주 관심분야] RF회로 및 시스템, 무선시스템, 전파응용