

수신 8채널 송신 1채널 79 GHz Sparse Array FMCW 레이다 시스템

8 Rx, 1 Rx 79 GHz Sparse Array FMCW Radar System

차승호 · 박재현 · 김승연 · 한예주 · 이재원 · 김병성

Seung-Ho Cha · Jae-Hyun Park · Seung-Yeon Kim · Ye-Ju Han · Jae-Won Lee · Byung-sung Kim

요 약

본 논문에서는 보다 적은 수의 수신 채널로 높은 각도 해상도를 달성하기 위한 79 GHz sparse array FMCW(frequency modulated continuous wave-radar) 레이다 시스템을 제안한다. 시스템은 송신 1채널과 sparse array로 구성된 수신 8채널로 구성되어 있다. 시스템 제작에 사용한 79 GHz 송수신기는 65 nm CMOS 공정을 이용하였고, 측정된 송신 전력은 10.93 dBm, 수신기의 변환이득은 30.1 dB, 잡음 지수는 1 MHz에서 약 13 dB를 갖는다. 수신 안테나 배열은 방위각 방향으로 1×8 배열로 구성되며 송수신 안테나로는 시뮬레이션상 약 16.5 dBi의 이득을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나를 제작하였다. 처프 시간은 100 μ s이며 기저대역 보드에서 20 dB의 이득을 주고 필터링한 뒤 8채널 12-bit ADC로 5 MSPS 속도로 샘플링하여 데이터를 출력한다. 해당 데이터는 FPGA를 통해 수집하며 FFT를 기반으로 표적의 거리와 각도 정보를 획득한다. 이후 측정을 통해 본 시스템의 거리 및 각도 추정, 각도 분해능을 측정으로 검증한다.

Abstract

This paper describes a 79 GHz frequency modulated continuous wave (FMCW) radar system with a sparse array to achieve high angular resolution with fewer Rx channels. The system consisted of one Tx channel and eight Rx channels placed in a nonlinear sparse array. The 79 GHz Tx and Rx chips were designed using a 65 nm CMOS process, and the measured transmission power was 10.93 dBm, conversion gain of the Rx was 30.1 dB, and noise figure is \sim 13 dB at a 1 MHz IF signal. The Rx antenna array consisted of a 1×8 array of azimuth directions and a microstrip patch antenna with a simulation gain of \sim 16.5 dBi was designed for the Tx and Rx antennas. The chirp time of the system is 100 μ s, and the data was given a gain of 20 dB on the baseband board with filtering and sampled at a rate of 5 MSPS with an eight-channel 12-bit ADC. The corresponding ADC data were acquired by the FPGA, and the target distance and angle information were obtained based on the FFT. Subsequently, the distance and angle estimation of the target and angle resolution of the system were verified through measurements.

Key words: FMCW Radar, 79 GHz, Sparse Array, Angle Resolution, DoA Estimation

I. 서 론

최근 무인 이동체를 자율주행화하는 기술이 개발되고 있는 동향에 맞추어 자율주행 시스템에 사용되는 카메라,

「본 연구는 과학기술정보통신부의 재원으로 한국연구재단, 무인이동체원천기술개발사업단의 지원을 받아 무인이동체원천기술개발사업을 통해 수행되었음(2020M3C1C1A01084573).」

성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University)

· Manuscript received August 28, 2023 ; Revised September 25, 2023 ; Accepted October 4, 2023. (ID No. 20230828-067)

· Corresponding Author: Byung-sung Kim (e-mail: bskimice@skku.edu)

레이다, 라이다 센서에 대한 기술 개발 수요가 증가하고 있다. 카메라와 라이다는 고해상도를 제공하는 반면 기상 상황에 예민하고 악천후에 취약한 단점을 가진다. 레이다의 경우 주변 환경에 의한 영향으로부터 카메라와 라이다보다 안정적이라는 장점을 갖기 때문에 고해상도의 센서와 상호 보완적으로 이용되며 고해상도 레이다에 대한 연구가 활발히 진행 중이다.

FMCW의 각도 해상도는 일반적으로 수신기의 수평 및 수직 방향의 크기에 의해 결정되며 SLL을 낮추기 위해 다수의 수신 채널을 ULA 구조로 구성한다. 하지만 보다 높은 각도 해상도를 확보하기 위해서는 많은 수의 송수신 채널을 요구하며 이는 시스템에서 요구하는 ADC 스펙과 하드웨어의 복잡성 문제로 귀결된다.

따라서 적은 채널 수로 시스템의 효율적인 성능확보를 위해 비선형 수신 배열 구조에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 비선형 수신배열을 이용한 각도 추정에는 SLL의 확보가 중요하며 수신배열을 도출하기 위한 알고리즘의 연구와 비선형 배열을 이용한 시스템의 성능 개선을 위한 다양한 연구가 진행 중이다.

본 논문에서는 65 nm CMOS 공정으로 자체 개발한 레이더 트랜시버 IC를 이용하여 제작한 송수신 모듈과 기준신호 공급하고 IF 신호를 샘플링하여 데이터를 수집하는 기저대역 보드가 포함된 FMCW 레이더 시스템을 제안한다. 추가로 제작한 비선형 다채널 수신기를 이용한 표적의 거리 및 각도 탐지 정보를 획득한 결과를 제시한다.

본 논문의 II장에서는 자체 개발한 트랜시버 IC 및 레이더 송수신 모듈, III장에서는 설계한 안테나 성능과 각도 추정을 위한 안테나 배열 및 시뮬레이션 결과를, IV장에서는 기저대역 보드와 수집한 데이터의 신호처리를 서술한다. V장에서는 제작한 전체 시스템의 구조도 및 측정 환경을 서술하며 VI장에서 측정 결과를, 마지막으로 VII장에서는 본 논문의 결론을 제시한다.

II. 레이더 송수신 모듈

그림 1은 79 GHz 1채널 송신 모듈과 8채널 수신 모듈의 사진이다. 송수신 모듈 내부 패키징된 칩은 그림 2와 같다. 개발한 송수신 칩은 칩상 안테나 급전기를 내장하

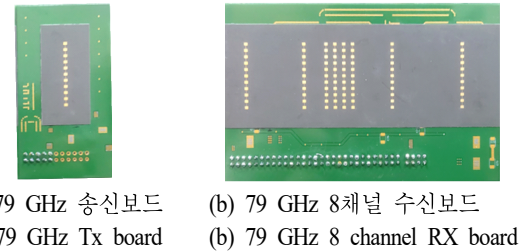


그림 1. 79 GHz 송수신 모듈

Fig. 1. 79 GHz TRx module.

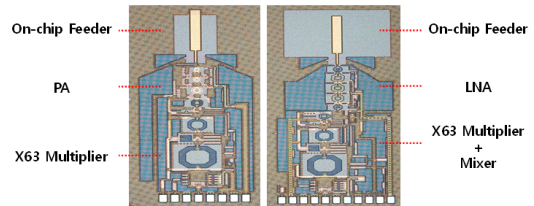


그림 2. 79 GHz 송수신 칩 셋

Fig. 2. 79 GHz TRx chip-set.

여 복잡한 패키징 작업 없이 간단하게 79 GHz 모듈 제작이 가능하다.

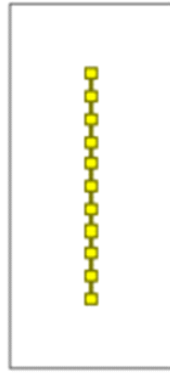
그림 2는 송신 칩 및 수신 칩 사진이다. 송신기는 63채배기, 전력 증폭기로 구성되며, 수신기는 63채배기, 저잡음 증폭기, 혼합기, 트랜스 임피던스 증폭기로 구성된다. 측정된 송신기의 출력 전력은 78.75 GHz에서 10.93 dBm이며 소모전력은 217 mW이다. 수신기는 78.75 GHz에서 30.1 dB의 변환 이득을, 1 MHz의 IF 신호에서 13 dB의 전체 잡음 지수를 갖는다. 채널당 소모 전력은 154 mW이다.

본 논문을 위해 제작한 시스템에서는 3.5 GHz 주파수의 기준 클럭 신호와 DDS를 이용하여 만들어진 기준 신호 1.222 GHz~1.285 GHz의 톱니파가 칩 내부 63채배기를 통하여 77.0 GHz~81.0 GHz 송수신 신호를 형성하며, 칩상 급전기, 안테나를 통해 방사한다. 송신 모듈은 40 mm×70 mm, 전체 수신 모듈은 120 mm×70 mm의 크기로 제작되었다.

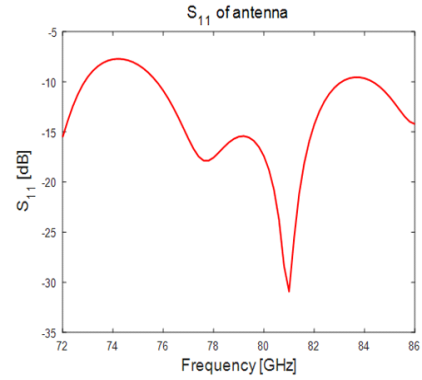
III. 안테나 설계 및 수신 안테나 배열

3-1 송신용 1채널 안테나

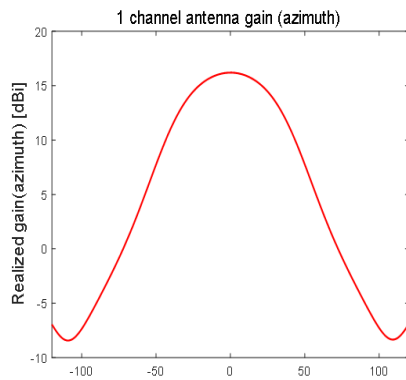
송수신 안테나는 모두 Rogers 5880 10 mil 기판에 제작



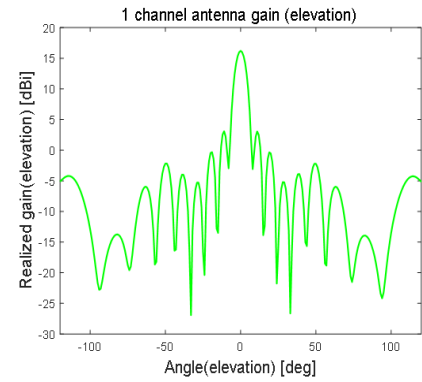
(a) 1채널 송신 안테나 구조
(a) The structure of 1 channel Tx antenna



(b) 1채널 송신 안테나 S 파라미터
(b) S parameter of 1 channel Tx antenna



(c) 송신 안테나 방위각 방사 패턴
(c) Azimuth radiation pattern of Tx antenna



(d) 송신 안테나 양각 방사패턴
(d) Elevation radiation pattern of Tx antenna

그림 3. 송신 안테나 특성 시뮬레이션 결과
Fig. 3. Simulation result of Tx antenna characteristic.

되었으며 송수신 칩의 급전기가 안테나의 중앙에 급전하는 방식으로 구동된다. 단일 안테나의 빔은 수직 7°, 수평 30°를 조향하며 시뮬레이션상 79 GHz에서 16.54 dBi에 해당한다. 안테나의 10 dB 대역폭은 79 GHz를 중심으로 약 8 GHz이다. 그림 3은 단일 채널의 안테나 빔 패턴 및 대역폭 시뮬레이션 결과이다.

3-2 수신용 8채널 안테나 배열

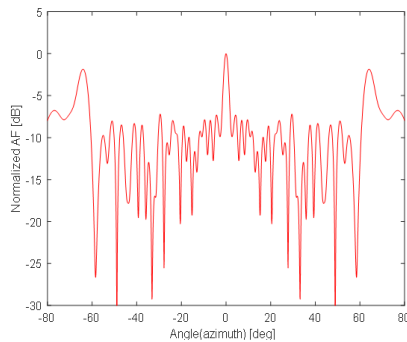
수신 안테나는 3°의 각도 해상도를 만족하기 위해 방위각 방향으로 24.5 λ 크기를 갖는 8채널 비선형 배열 구조로 제작되었다. 각도 추정을 위한 비선형 수신 배열을 결정할 때는 SLL이 낮은 배열의 계산이 중요하며 이는 안테나의 위치에 따른 안테나별 위상차의 합으로 나타나

는 배열 인자를 통해 계산한다. 배열 안테나의 배열 인자는 식 (1)로 나타낼 수 있다.

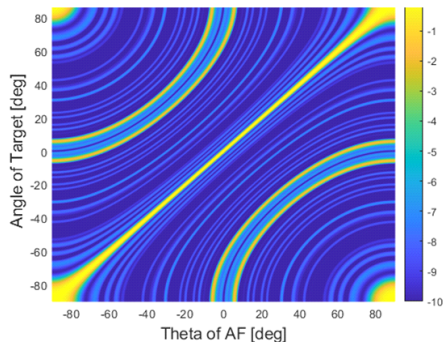
$$AF = \sum_{ant_1}^{ant_N} \exp jkd(\sin(\theta) - \sin(\theta_{target})) \quad (1)$$

수신 안테나 배열은 전체 배열 크기인 24.5 λ를 0.5 λ 간격으로 나누고 좌우 끝을 고정된 뒤 나머지 영역에 안테나를 배치하고 각각의 배열의 SLL을 비교하여 결정하였다. SLL의 경우 main lobe를 제외한 나머지 부분의 피크값 중 최대값으로 계산하였다. 추가로 수신 안테나 배열의 각도 추정 범위를 송신 범위의 빔 조향각을 고려하여 좌우 30°로 제한하고 그 외의 범위에 존재하는 배열 인자의 피크는 side lobe로 판단하는 방식으로 각도 추정

범위 내 보다 낮은 SLL을 만족하는 수신 배열을 선정하였다. 해당 방식을 이용하여 수신 안테나의 8채널을 각 0λ , 6.5λ , 9λ , 10λ , 11λ , 12λ , 16.5λ , 24.5λ 에 해당하는 위치에 배치하였다. 위 방식을 통해 3° 각도 분해능을 달성하기 위해 필요한 0.5λ 동 간격 기준 50개의 Rx를 8개로 줄일 수 있다. 디자인한 8채널 수신 안테나의 구조에서 중심 표적의 배열 인자 그래프와 표적 위치에 따라 달라지는 배열 인자의 3D 그래프는 그림 4와 같다. 그림 5는 수신 안테나 배열의 구조와 시뮬레이션 결과이다. 설계한 수신 안테나 배열의 배열 인자는 0° 를 중심으로 좌우 60° 근방에 높은 side lobe를 형성한다. 송신 안테나의 방위각 방향의 빔 조향각을 고려하여 좌우 30° 범위 내에서 판단하는 경우 해당 피크는 side lobe로 판단할 수 있다. 해당 피크를 제외한 SLL은 main lobe 대비 7.86 dB



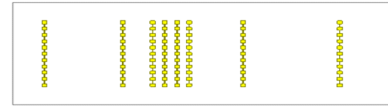
(a) 중심 표적의 배열 인자 계산결과
(a) The results of array factor of center target



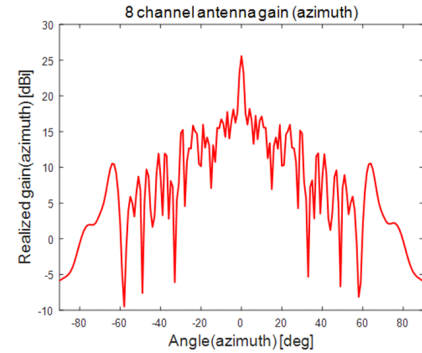
(b) 도래각에 따른 배열 인자 계산 결과
(b) The results of array factor according to AoA

그림 4. 수신부 배열 인자 계산 결과

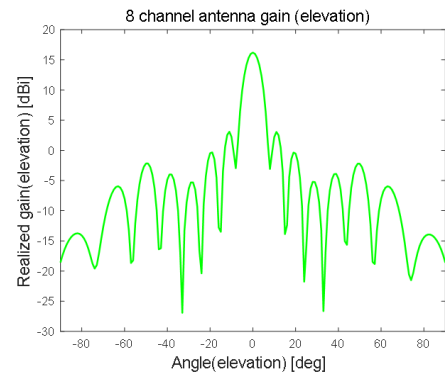
Fig. 4. The result of array factor of receiving part.



(a) 8채널 수신 안테나 구조
(a) The structure of 8 channel Rx antenna



(b) 수신 안테나 배열의 방위각 방사 패턴
(b) Azimuth radiation pattern of Rx antenna array



(c) 수신 안테나 배열의 양각 방사 패턴
(c) Elevation radiation pattern of Rx antenna array

그림 5. 수신 안테나 배열 특성 시뮬레이션 결과

Fig. 5. Simulation result of Rx antenna array characteristic.

낮게 형성되어 있다.

IV. 기저대역 보드 구성 및 신호처리

4.1 기저대역 보드 구성

기저대역 보드는 크게 송수신 칩 구동을 위한 기준신호 공급부와 IF 데이터 수집부로 나뉜다. 기준신호 공급부는 기저대역의 처프 신호 생성을 위한 AD9914 DDS와

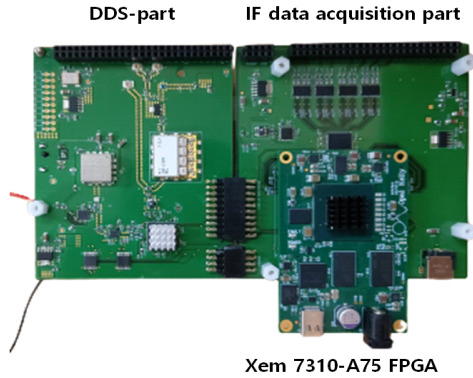


그림 6. 제작한 기저대역 보드
Fig. 6. Designed baseband board.

DDS 구동을 위한 CVCO55CCQ-3500-3500 3.5 GHz VCO로 구성되어 있다. 기준신호 공급 부는 1.222 GHz부터 1.285 GHz까지 총 63 MHz를 100 μ s 주기로 변조한다. 해당 처프 신호는 송수신 칩의 체배기를 거친 뒤 76.98 GHz~80.96 GHz의 약 4 GHz 대역폭의 처프 신호를 송수신한다. 이후 수신 칩에서 출력되는 표적 신호는 20 dB의 이득을 갖는 증폭기 및 필터를 거쳐 AFE5801 8채널 ADC로 입력된다. 모듈의 IF 신호는 12 bit, 5 MHz의 속도로 샘플링되어 Xem7310-A75 FPGA에 저장된다. 그림 6은 제작한 기저대역 보드의 사진이다.

4.2 거리 및 각도 추정을 위한 신호처리

표적의 거리 및 도래각의 추정은 fast Fourier transform을 기반으로 이루어진다. 신호처리의 과정은 다음과 같다. (1) FPGA로 수집한 IF 신호의 ADC 샘플링 데이터를 1D-FFT 하여 거리를 추정한다. (2) 채널별 표적의 인덱스에 해당하는 피크의 크기와 위상을 구하며 하드웨어 제작 단계에서 발생하는 오차에 의한 위상 차이를 보정한다. (3) 위상이 보정된 채널별 표적에 해당하는 인덱스를 추출 뒤 다시 한번 FFT를 수행하여 채널별 도달하는 위상 차이를 추출하여 표적의 도래각을 추정하고 실제 표적의 위치와 탐지 결과를 비교한다.

V. 전체 시스템 구성 및 측정 셋업

제작한 시스템은 79 GHz 칩셋과 안테나를 패키징한 1

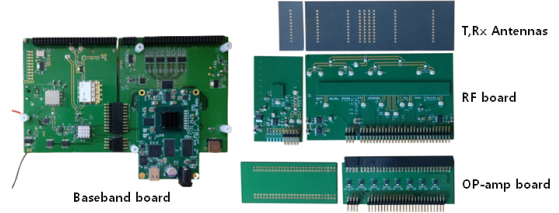


그림 7. 79 GHz 레이더 시스템 하드웨어 구성
Fig. 7. 79 GHz radar system hardware configuration.

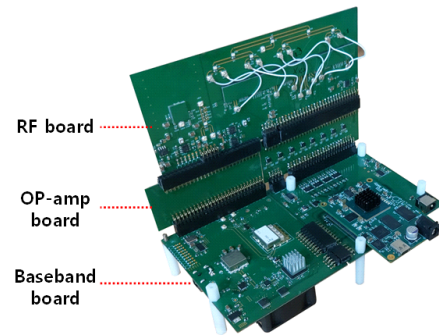


그림 8. 제작한 79 GHz 레이더 시스템
Fig. 8. The designed 79 GHz radar system.

채널 송신 보드, 8채널 수신 보드, 기준신호 생성과 데이터 수집, 보드의 전원부 통합을 위한 기저대역 보드를 포함한다. 전체 시스템을 구성하는 하드웨어는 그림 7과 같다.

그림 7의 하드웨어를 결합하여 구성한 79 GHz 레이더 시스템은 그림 8과 같다. 제작한 시스템을 이용하여 실제 표적을 두고 측정을 진행하였다. 표적은 약 10 m²(10 dBsm)의 RCS를 갖는 코너 리플렉터를 이용하였고 시스템으로부터 약 4.2 m 떨어진 지점에 위치하였다. 그림 9는 측정 환경을 나타낸다.

측정 당시 사용한 레이더 시스템 파라미터들은 표 1과 같다. 하나의 처프 신호당 ADC 샘플링 포인트는 500개이며 이 중 460개 포인트를 이용하여 FFT를 취한다. 한 프레임당 32개의 처프를 수집하여 데이터를 처리한다.

VI. 측정 결과

수집한 데이터의 FFT를 통해 추출한 표적의 거리정보는 그림 10과 같다. 표적에 해당하는 거리 외에도 다수의 피크가 인식되었으나 이는 측정 환경에서 벽 등 다수의

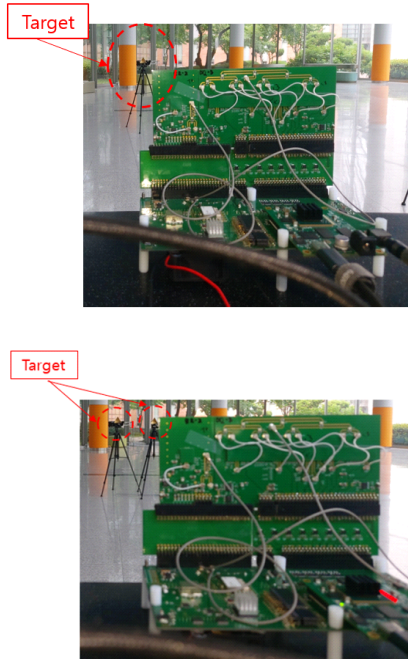


그림 9. 측정 환경

Fig. 9. The measurement environment.

표 1. 레이더 시스템 측정 파라미터

Table 1. Radar system measurement parameter.

Parameter	Value
P_t	10.93 dBm
G_t	16.5 dB
G_r	16.5 dB
Target RCS	10 dBsm
Rx conversion gain	30.1 dB
OP-amp gain	20 dB
ADC Sampling rate	5 MHz
Sampling point	500
Chirp bandwidth	3,969 MHz
Chirp time	100 us
IF bandwidth	63 MHz
Range resolution	3.78 cm

클러터에 의해 발생한 것으로 판단된다. 또한 정지 표적의 경우 향후 Doppler 프로세싱을 통해 제거 가능하므로 현 측정에서는 거리와 DoA 알고리즘의 검증을 위해 표적의 위치를 움직여 가며 DoA를 추정하였다. 그림 11은 1D FFT를 취하여 도출한 표적의 인덱스를 도출하고 하드웨어에 의한 수신기별 피크의 위상을 보정한 결과이며 이

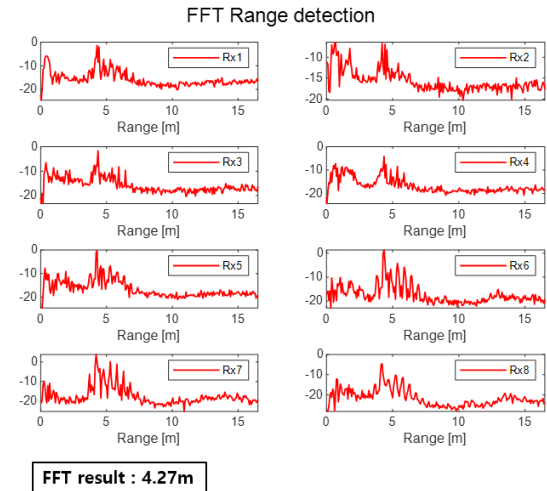
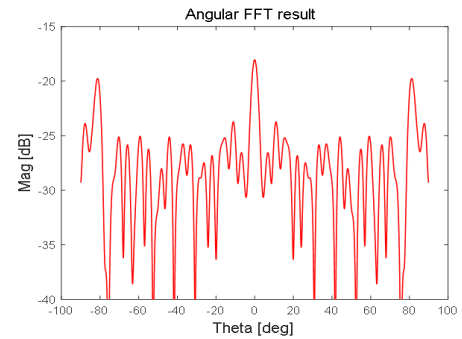


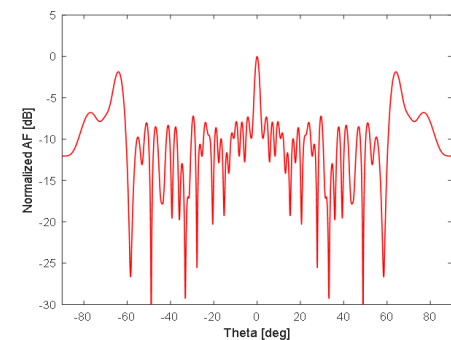
그림 10. 표적의 거리 추정 결과

Fig. 10. The result of range estimation of target.



(a) 위상 보정 후 각도 추정 결과

(a) The result of DoA estimation after phase compensation



(b) 배열 인자 계산 결과

(b) The result of calculation of array factor

그림 11. 중심 표적의 각도 추정결과

Fig. 11. The result of DoA estimation of center target.

전에 simulation으로 계산한 배열 인자와 비교할 때 유사한 결과를 확인할 수 있다. 또한 보정한 위치의 표적은 제작한 시스템의 중심에 위치한다고 보고 추후 각도 추정을 진행하였다.

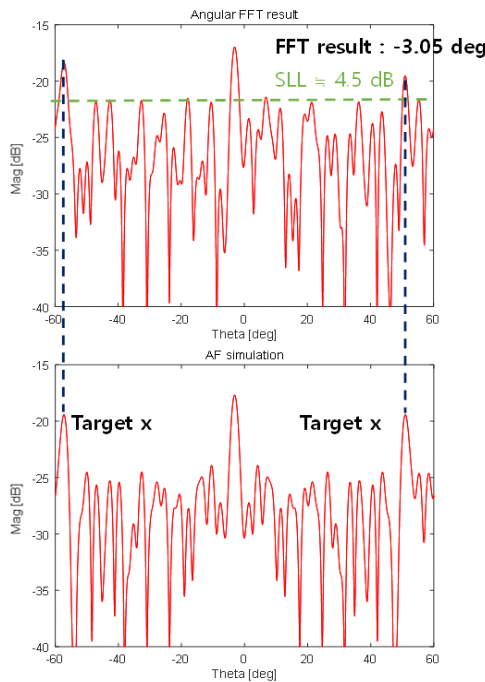
그림 11의 결과를 보이는 표적을 시스템의 방위각 0도 지점에 위치해 있다고 보고, 이후 표적을 좌우로 약 3° 움직여 도래각 추정 알고리즘을 적용해 보았으며 simulation 계산 결과와 이를 비교하였고, 그 결과를 그림 12에 나타내었다.

제안한 시스템은 좌우 약 3°에 위치한 단일 표적의 도래각을 각각 3.05°, 2.44°로 추정하였다. 표적에 해당하는 main lobe에서 먼 곳에 측정된 높은 피크는 해당 방위각에서의 배열 인자 계산 결과에서도 확인할 수 있으며 이는 표적의 판단 대상에서 제외할 수 있다. 이는 본 논문의 시스템의 각도 추정 영역인 좌우 30°에서 벗어난 피크이므로 각도 추정 대상에서 제외되며 추후 신호처리 단계에서도 배열 인자의 계산 결과를 이용하여 제거할 수 있

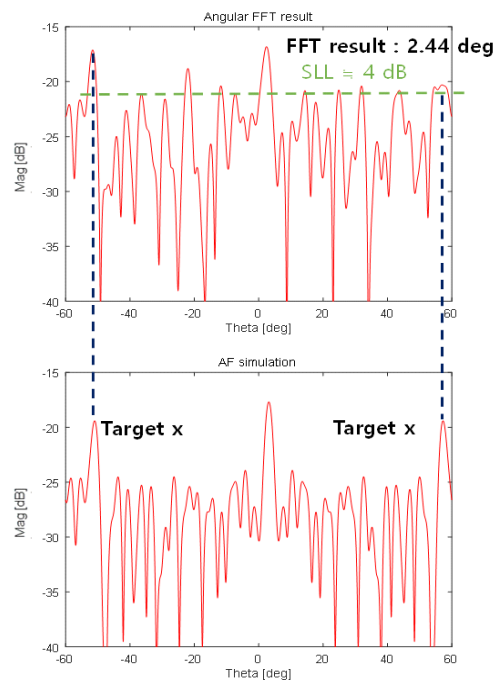
다. 도래각 추정 결과에서 0.56°와 0.05°에 해당하는 오차를 확인할 수 있으며 이는 거리로 각각 3.7 cm, 0.3 cm에 해당하고 표적을 위치할 때 발생한 오차로 판단되며 3° 표적 측정 시 각도 추정 범위 내에서 SLL 대비 1 dB 가량 올라온 피크는 측정 환경에 의한 것으로 판단된다. 추가로 약 3°의 방위각 차이를 갖는 두 개의 표적을 동일한 방식으로 측정하였다. 도출된 각도는 실제 위치와 유사하며 발생한 약 0.6°의 오차는 약 4 cm에 해당되며 측정 당시 표적 위치할 때의 오차로 보인다. 해당 측정 결과를 그림 13에 나타내었다.

VII. 결 론

본 논문은 65 nm CMOS 공정을 통해 제작된 79 GHz 송수신 칩을 사용하여 물체의 거리와 도래각 정보를 알아내는 레이더 시스템을 제안하였다. 또한 효율적인 채널 수로 높은 각도 해상도를 얻기 위해 방위각 방향의 비선



(a) -3° 표적 도래각 측정 결과(위) 및 simulation 결과(아래)
(a) The result of DoA estimation and simulation of -3° target



(b) 3° 표적 도래각 측정 결과(위) 및 simulation 결과(아래)
(b) The result of DoA estimation and simulation of 3° target

그림 12. 표적 각도 추정 결과 및 시뮬레이션 결과 비교

Fig. 12. The comparison of DoA measurement and the result of simulation.

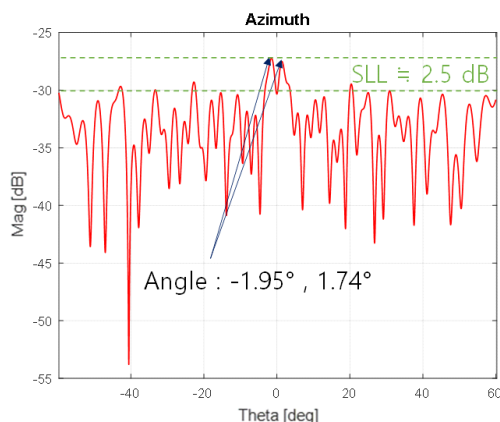


그림 13. 두 표적의 각도 추정 결과

Fig. 13. The result of DoA estimation of tow targets.

형 배열 안테나 구조를 제작하였다. FFT 기반 거리 및 도래각 추정 알고리즘 결과는 실제 표적의 위치 및 각도와 유사한 것을 확인할 수 있었다. 추가로 움직이는 다중 표적을 탐지하기 위한 레이더 각도 해상도를 개선하는 추가 연구와 채널 수와 SLL의 trade-off 사이에 적은 채널 수로 효율적인 각도 해상도를 만족시킬 수 있는 비선형 배열 안테나에 대한 추가 연구가 필요하다.

References

- [1] C. Waldschmidt, J. Hasch, and W. Menzel, "Automotive radar: From first efforts to future systems," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 135-148, Jan. 2021.
- [2] O. Y. Kwon, C. Cui, J. S. Kim, J. H. Park, R. Song, and B. S. Kim, "A compact integration of a 77 GHz FMCW radar system using CMOS transmitter and receiver adopting on-chip monopole feeder," *IEEE Access*, vol. 7, pp. 6746-6757, Jan. 2019.
- [3] J. S. Kim, H. J. Kim, M. Shin, J. H. Park, O. Y. Kwon, and R. Song, et al., "79 GHz active array FMCW radar system on low-cost FR-4 substrates," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 213854-213865, Nov. 2020.
- [4] C. Y. Chen, P. P. Vaidyanathan, "Minimum redundancy MIMO radars," in *2008 IEEE International Symposium on Circuits and Systems(ISCAS)*, Seattle, WA, May 2008, pp. 45-48.
- [5] Z. Xu, Y. Chen, and P. Zhang, "A sparse uniform linear array DOA estimation algorithm for FMCW radar," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 30, pp. 823-827, Jul. 2023.
- [6] S. Sun, Y. D. Zhang, "Four-dimensional high-resolution automotive radar imaging exploiting joint sparse-frequency and sparse-array design," in *ICASSP 2021-2021 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing(ICASSP)*, Toronto, ON, Jun. 2021, pp. 8413-8417.
- [7] F. Schwartau, S. Preussler, M. Krueckemeier, F. Pfeiffer, H. Stuelzebach, and T. Schneider, et al., "Modular wideband high angular resolution 79 GHz radar system," in *2019 12th German Microwave Conference(GeMiC)*, Stuttgart, Mar. 2019, pp. 194-197.
- [8] M. Lou, J. Jin, H. Wang, D. Wu, L. Xia, and Q. Wang, et al., "Performance analysis of sparse array based massive MIMO via joint convex optimization," *China Communications*, vol. 19, no. 3, pp. 88-100, Mar. 2022.

차 승 호 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0001-1794-4708>



2022년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)
2022년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
[주 관심분야] RF, 레이더 시스템

한 예 주 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0006-9848-9853>



2023년 2월: 충남대학교 전파정보통신공학과 (공학사)
2023년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
[주 관심분야] RF, 안테나

박 재 현 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0000-0002-8303-6273>



2016년 2월: 성균관대학교 반도체시스템공학과 (공학사)
2016년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정
[주 관심분야] RF, RFIC

이 재 원 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0009-7677-7995>



2023년 2월: 강남대학교 전자공학과 (공학사)
2023년 9월~현재: 성균관대학교 반도체융합공학과 석사과정
[주 관심분야] RF, 안테나

김 승 연 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0000-0002-4807-9294>



2017년 8월: 원광대학교 전자공학과 (공학사)
2020년 9월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정
[주 관심분야] RF, 안테나, RF 패키징

김 병 성 [성균관대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0003-3084-6499>



1989년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1991년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)
1997년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)
1997년 3월 ~ 현재: 성균관대학교 정보통신대학 교수

[주 관심분야] RFIC 설계, RF 소자 모델링