

차량용 77GHz FMCW 레이더 신호처리 알고리즘 설계 및 구현

신 동 승*, 정 소 희*, 원 유 선*, 이 재 호*, 박 미 룡*

Design and Implementation of 77GHz FMCW Radar Signal Processing Algorithms for Automotive Environments

Dongseung Shin*, So-hee Jeong*, You-sun Won*, Jae-Ho Lee*, MiRyong Park*

요 약

본 논문에서는 차량용 77GHz FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) 레이더 신호처리 알고리즘을 설계하고 구현한다. 또한 알고리즘의 성능 평가를 위해 레이더 파형을 송수신하는 FEM(Front End Module)과 수신된 신호를 처리하는 BEM(Back End Module)으로 구성된 77GHz 레이더 센서를 구현하였다. 신호처리 알고리즘은 BEM에 설치된 DSP(Digital Signal Processor) 상에 구현하였고 FEM으로부터 전달된 신호를 수신하여 처리하도록 하였다. 신호처리 알고리즘의 평가를 위해 레이더 파형을 설계하고 모의 표적과 실제 차량을 이용한 측정 시험을 실시한 결과 다수의 표적 동시 탐지와 측정 오차를 감안한 위치 추정을 하고 있음을 확인하였다.

Key Words : 77GHz automotive radar, FMCW, radar sensor, radar signal processing

ABSTRACT

In this paper, we design and implement radar signal processing algorithms for automotive FMCW radar sensors. In order to evaluate the implemented algorithms, we also develop a 77GHz FMCW radar sensor consists of FEM which transmits the radar waveform and receives the reflected signal, and BEM which contains DSP to process the reflected signal. In addition, we design the radar waveform for the evaluation of algorithms using the developed sensor. Through the field tests using targets such as corner reflectors and vehicles, we show that the implemented algorithms detect multiple targets and estimate their positions considering the measurement error of the developed radar sensor.

I. 서 론

최근 개발되고 있는 차량은 ACC(Adaptive Cruise Control), BSD(Blind Spot Detection), LCA(Lane Change Assistance), AVM(Around View Monitoring)과 같은 다양한 운전자 보조 시스템(DAS, Driver

Assistance System)을 장착하고 있다. 이들 운전자 보조 시스템이 효과적으로 동작하기 위해서는 도로 위에서 발생하는 모든 상황에 대해 빠르게 대응해야 하므로, 센서를 통해 차량 주변의 환경에 대한 정보를 수집하고 이를 빠른 속도로 분석해야 한다^{1,2)}.

차량 주변의 정보를 수집하기 위하여 레이더, 초음

※ 본 연구는 한국전자통신연구원 연구운영비지원사업의 일환으로 수행되었음. [17ZD1210, 상황인지 스마트카 퓨전 플랫폼 개발 및 지역 부품업체 지원사업]

• First Author : Electronics and Telecommunications Research Institute, moojuck@etri.re.kr, 정희원

* Electronics and Telecommunications Research Institute, {SoHeeJ, yswon, jhlee1229, mrpark@etri.re.kr}

논문번호 : KICS2017-09-275, Received September 28, 2017; Revised January 5, 2018; Accepted January 8, 2018

파, 라이다, 카메라 등 다양한 센서들이 차량에 장착되어 사용된다. 이 중에서 레이더는 전파를 사용하여 주변의 물체를 탐지하는 센서로서 날씨와 같은 환경에 의한 영향이 적기 때문에 차량을 탐지하는 센서로 많이 사용되고 있다.

레이더의 기본 원리는 송신측에서 전파를 송신하고 표적에 의해 반사되는 반사파를 수신하여 주파수 분석을 통해 표적의 거리와 속도, 방위각 정보를 추출하는 것이다. 이때 송신신호의 파형을 어떻게 설계하였는지에 따라 최대 탐지거리, 최대 탐지속도, 거리해상도, 속도해상도 등이 결정된다. 최근의 차량용 레이더 분야에서는 구성이 간단하여 구현이 쉬운 FMCW(frequency modulated continuous waveform) 방식을 사용한 상용 레이더가 많이 출시되었고, 이 외에도 FSK(frequency shift keying) 방식 혹은 FMCW와 FSK를 혼합한 MFSK(multiple frequency shift keying) 방식의 레이더도 연구되고 있다³⁾.

본 논문에서는 77GHz 대역에서 동작하는 FMCW 레이더 센서와 신호처리 알고리즘을 설계 및 구현하고 성능을 평가한다. 본 논문에서 구현된 신호처리 알고리즘은 FPGA(field programmable gate array)를 사용하지 않고 DSP(digital signal processor)를 사용하여 모든 신호처리 알고리즘을 구현하였다. 2장에서는 FMCW 레이더의 표적 검출 원리에 대해 설명하고, 3장에서는 본 논문에서 구현된 레이더 센서의 구성과 신호처리 알고리즘에 대해 설명한다. 4장에서는 구현된 센서와 신호처리 알고리즘에 대한 시험을 통해 성능을 평가하고 5장에서 결론 및 향후 방향을 정리한다.

II. FMCW 레이더 표적 검출 개요

2.1 레이더 파형

레이더 파형은 표적을 검출하기 위해 특별히 고안된 신호로서 송신된 레이더 파형이 표적에 의해 반사된 신호를 수신하여 신호처리함으로써 표적까지의 거리와 속도, 각도를 검출한다. FMCW 레이더에서 사용하는 파형의 기본적인 형태는 그림1(a)와 같이 시간에 따라 주파수가 선형으로 변하는 파형이다. 송신한 신호가 표적에 의해 반사되어 수신되면 표적까지의 거리에 비례하는 시간만큼 지연된 주파수가 수신된다. 이때 송신한 신호와 수신된 신호의 주파수 차이를 비트 주파수(beat frequency)라고 하는데 이 비트 주파수를 분석하여 표적까지의 거리를 파악한다. 표적이 움직이는 경우에는 비트 주파수에는 거리에 의한 주

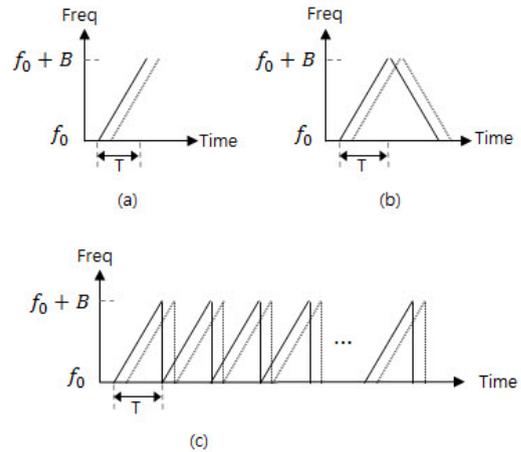


그림 1 FMCW 레이더 파형 (a) 선형 (b) 삼각파 (c) 톱니파
Fig. 1. FMCW radar waveforms (a) LFM (b) Triangular (c) Saw-tooth

파수(f_r) 외에 도플러 주파수(f_d)가 포함되어 있으며 도플러 주파수를 파악하기 위해 그림 1(b)처럼 삼각형의 파형을 사용하거나, 그림 1(c)와 같이 톱니 모양의 파형을 사용하기도 한다.

비트 주파수를 획득하기 위한 FMCW 레이더는 일반적으로 그림 2와 같은 구성을 가진다. 오실레이터에서 생성된 레이더 파형이 송신된 후 표적에 의해 반사된 신호가 수신될 때까지의 지연시간을 τ 라고 하면 수신된 신호는 송신된 레이더 파형이 τ 만큼 지연된 신호이다. 송신한 신호와 수신된 신호를 서로 곱한 후 LPF(low pass filter)를 통과시키면 두 신호의 주파수 차이 f_b 에 해당하는 신호만 통과한다. 이 신호를 ADC(analog digital convert) 샘플링을 통해 디지털

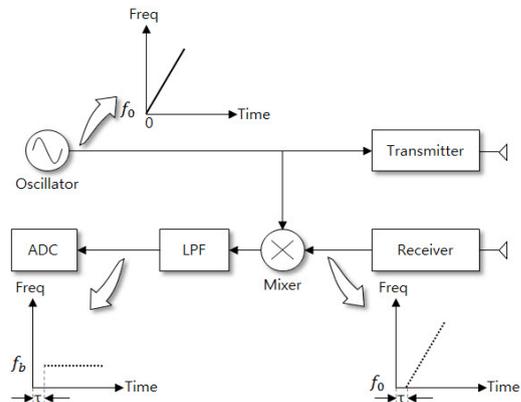


그림 2. FMCW 레이더 블록도
Fig. 2. FMCW radar block diagram

신호를 획득하고 신호처리를 하게 된다.

2.2 삼각파를 사용한 표적 검출

삼각파를 사용할 때 하나의 표적은 up chirp와 down chirp에서 각각 하나의 비트 주파수로 나타나며 각각 수식 (1)과 (2)처럼 나타난다. 여기서 c 는 빛의 속도이고, f_0 는 carrier frequency이다. 두 수식을 이용하여 풀면 거리와 상대속도를 수식 (3)과 (4)를 적용하여 구할 수 있다.

$$f_{b,up} = f_r - f_d = \frac{2B}{T} \cdot \frac{R}{c} - \frac{2v}{c} \cdot f_0 \quad (1)$$

$$f_{b,dn} = f_r + f_d = \frac{2B}{T} \cdot \frac{R}{c} + \frac{2v}{c} \cdot f_0 \quad (2)$$

$$R = \frac{c(f_{b,up} + f_{b,dn})T}{4B} \quad (3)$$

$$v = \frac{c(f_{b,dn} - f_{b,up})}{4f_0} \quad (4)$$

이처럼 up chirp와 down chirp에서의 비트 주파수의 조합을 통해 표적을 검출하는데, 다수의 표적이 존재할 경우 up chirp와 down chirp에서 다수의 비트 주파수가 발생한다. 이 때 무수히 많은 주파수 조합이 발생하는데 실제 표적에 대응하는 주파수 조합을 정확히 구별하기 어려우며 이로 인해 실제 표적이 아닌 가짜 표적이 검출되는 문제가 있다. 이 현상을 해결하기 위한 방법으로 기울기가 다른 삼각파를 추가로 송수신함으로써 두 삼각파에서 공통적으로 검출된 표적만 진짜 표적으로 간주하고 나머지 표적에 대해서는 가짜 표적으로 간주하여 제거하는 방법이 사용된다.

2.3 톱니파를 사용한 표적 검출

톱니파는 up chirp 혹은 down chirp 중 하나를 사용하며, 주파수가 변화하는 기울기를 충분히 크게 하여 도플러 주파수가 거리에 의한 주파수에 영향을 주지 않도록 설계한다⁴¹. 이 경우 검출된 비트 주파수가 곧 표적의 거리에 대응되므로 다수의 표적을 좀 더 쉽게 검출할 수 있으며, 속도를 검출하기 위해서는 그림 3과 같이 다수의 chirp를 송신하여 각 chirp의 비트 주파수에서 나타나는 위상의 변화로 도플러 주파수를 검출한다. 이를 위해서 표적을 검출하기 위한 FFT(fast fourier transform) 외에 도플러 주파수를 검출하기 위한 Doppler FFT를 수행해야 하며, 이로 인

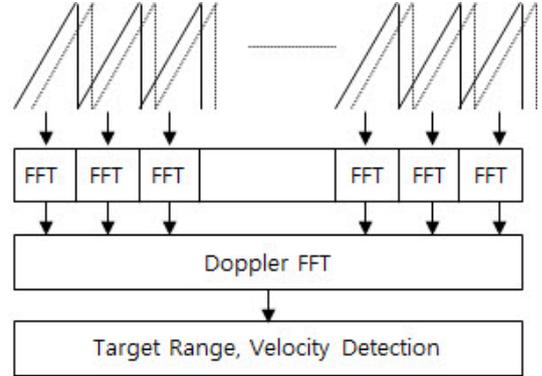


그림 3. 톱니파를 사용한 표적 검출
Fig. 3. Target detection using saw-tooth waveform

해 많은 메모리 용량과 고속의 연산 능력이 요구된다⁴¹. 톱니파를 사용할 때의 표적의 거리와 상대속도는 수식 (5)와 (6)을 적용하여 구할 수 있다.

$$R = \frac{cT}{2B} \cdot f_b \quad (5)$$

$$v = \frac{c}{2f_0} f_d \quad (6)$$

2.4 표적 각도 검출

레이다를 이용하여 표적과의 각도를 파악하기 위한 방법은 여러 가지가 있는데, 여기서는 위상 비교 모노펄스 (phase-comparison monopulse)⁶¹ 방법을 간단히 소개한다. 위상 비교 모노펄스 방법은 그림 4에서처럼 거리 d 만큼 떨어져 있는 2개의 수신 안테나로 수신된 신호를 각각 $s_1(t)$ 와 $s_2(t)$ 라고 한다면, 신호 간의 위

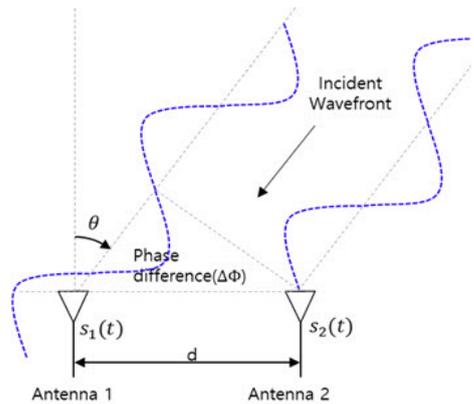


그림 4. 위상 비교 모노펄스
Fig. 4. Phase comparison monopulse

상차 $\Delta\phi$ 를 구한 후 수식 (7)를 적용하여 입사각 θ 를 구하는 것이다. 여기서 λ 는 carrier frequency의 파장이다. FMCW 레이더에 적용할 때는 각 비트 주파수의 위상차를 구하여 입사각을 구한다.

$$\theta = \text{asin}\left(\frac{\lambda\Delta\phi}{2\pi d}\right) \quad (7)$$

III. FMCW 레이더 센서 및 신호처리 알고리즘 구현

3.1 77GHz FMCW 레이더 센서

본 논문에서 구현된 FMCW 레이더 센서는 그림 5와 같이 FEM(front end module)과 BEM(back end module)으로 구성되어 있다. 그림 6은 본 논문에서 구현한 FMCW 레이더 센서의 FEM과 BEM 보드이다.

FEM에는 VCO(voltage controlled oscillator)와 송신부, 수신부 및 송수신 안테나로 구성되어 있다. VCO와 송/수신부는 NXP의 MR2001 칩셋^[7]을 사용하였다. BEM은 전원과 DSP 기능을 하는 MCU(Microcontroller Unit) 및 CAN(controller area network)과 이더넷 같은 외부 통신 인터페이스로 구성되어 있다. MCU로는 NXP의 MPC5775K^[8]를 사용하였다.

MCU에서 DAC(digital analog converter)를 통해 Vtune 신호를 생성하여 VCO로 입력하면, VCO에서 Vtune 신호에 따라 레이더 파형을 생성하고 송신부와 수신부로 각각 입력한다. 송신부는 생성된 레이더 파

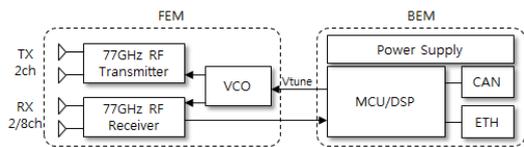


그림 5. FMCW 레이더 시스템 구성도
Fig. 5. Block diagram of FMCW radar system

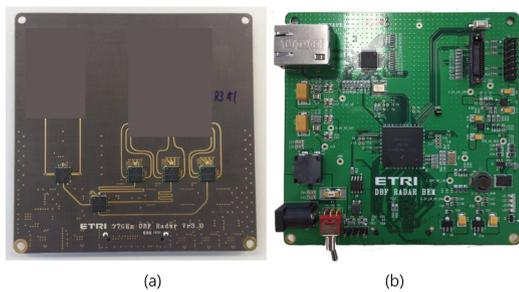


그림 6. FMCW 레이더 센서 보드 (a) FEM (b) BEM
Fig. 6. FMCW radar sensor board (a) FEM (b) BEM

형을 송신 안테나를 통해 송신한다. 수신부에서는 표적에 의해 반사된 신호를 수신하고 VCO가 입력한 신호를 서로 곱하여 두 신호의 주파수 차이에 해당하는 아날로그 신호를 생성한다. 생성된 아날로그 신호는 MCU로 입력되고, MCU에서는 ADC 샘플링을 한 후 신호처리를 통해 표적을 검출한다.

3.2 신호처리 알고리즘

3.2.1 동작 절차

본 논문에서 구현된 레이더 센서는 톱니파를 사용하며 신호처리 알고리즘은 그림 7과 같은 순서로 진행된다. 먼저 각 chirp의 아날로그 신호를 ADC를 통해 디지털 신호로 변환한다. 변환된 디지털 신호에 대해서 부엽 감소 및 비트 주파수 성분 강화를 위해 FFT Windowing을 적용하고 FFT를 수행한다. FFT 수행 후에는 각 chirp의 FFT 결과를 이용하여 비트 주파수의 SNR(signal to noise ratio) 강화를 위해 Pulse Integration을 수행한다. 이 때 탐지하고자 하는 표적(여기서는 차량) 외에 가로수와 같은 원하지 않는 표적(clutter)도 SNR이 높을 경우 표적으로 탐지될 수 있다. 이처럼 클러터가 표적으로 잘못 탐지되는 확률을 일정하게 유지하기 위해 CFAR(constant false alarm rate) 프로세스를 적용한다. 비트 주파수가 검출

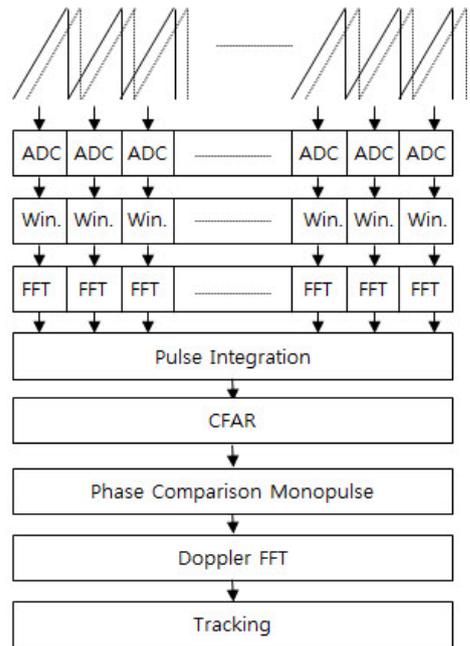


그림 7. 레이더 신호처리 절차
Fig. 7. Procedure of radar signal process

되던 수식 (5) ~ (7)을 적용하여 비트 주파수에 대응하는 표적의 거리와 각도, 상대속도를 검출한 후, 마지막으로 추적 프로세스를 적용하여 표적의 현재 위치를 추정한다.

3.2.2 FFT Windowing 적용

FFT Window를 적용한 이유는 비주기적인 신호에 대해 FFT를 수행함에 따른 스펙트럼 누설(spectral leakage)과 부엽(side lobe) 문제를 해결하려는 이유도 있지만^{19,10)}, 톱니파를 사용함에 따른 자기 간섭(self-interference)¹¹⁾을 완화하려는 목적도 있다.

레이다 파형을 전송하면 먼 거리에 있는 물체에 의해 반사되는 신호도 미약하게나마 수신된다. 이때 그림 8(a)에서와 같이 전파의 긴 왕복시간으로 인해 반사된 신호와 새로 전송한 chirp 신호의 시작지점이 서로 겹치는 부분이 발생한다. 이로 인해 그림 8(b)에서와 같이 믹서를 통과한 후의 신호에 강한 스파이크(spikes)가 발생하게 되는데 이를 자기 간섭(self-interference)라고 한다. 이 스파이크는 FFT를 하면 저주파 영역에서 강한 신호로 나타나기 때문에 근 거리에 있는 약한 신호를 가진 표적이 가려지는 문제

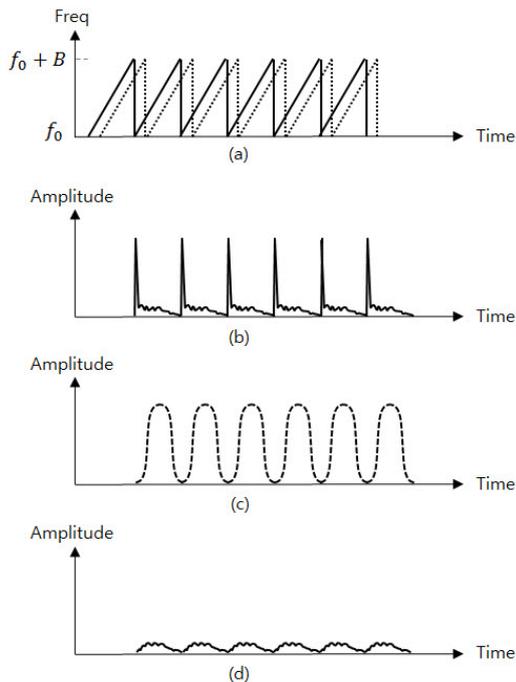


그림 8. FFT Windowing 효과 (a) 파형 (b) ADC 샘플링된 신호 (c) FFT Window (d) Window 후의 ADC 신호
 Fig. 8. Effect of FFT Windowing (a) waveform (b) ADC sampled signal (c) FFT window (d) ADC signal after windowing

를 일으키기도 한다. 이 때 각 chirp의 ADC 신호에 그림 8(c)와 같이 FFT Window를 곱하면 스파이크가 작아지게 되어 그림 8(d)와 같은 ADC 신호를 얻을 수 있고, 이를 FFT 하면 스파이크에 의한 영향을 감소시킬 수 있다.

3.2.3 Pulse Integration 적용

FFT를 수행하여 주파수 영역의 신호로 변환한 후 표적에 대응되는 비트 주파수의 SNR을 높이기 위해 Pulse Integration을 적용한다. Pulse Integration 방법에는 Coherent Integration과 Non-coherent Integration 방법이 있다^{12,13)}.

Coherent Integration은 N개의 chirp의 FFT 결과를 더하는 것으로서 한 개의 chirp에서 검출된 표적의 비트 주파수의 SNR을 SNR_1 이라고 하면, integration 후의 SNR은 $SNR_{CI} = N \cdot SNR_1$ 으로 향상된다. 하지만 각 chirp에서 검출된 표적의 비트 주파수의 위상값이 일정해야 한다는 전제조건이 필요한데, 이동 중인 표적의 경우 도플러 주파수에 의해 각 chirp에서의 비트 주파수의 위상값이 일정하게 변하기 때문에 모두 더하게 될 경우 위상 상쇄가 되어 SNR이 기대한 만큼 향상되지 않는 문제가 있다.

반면 Non-Coherent Integration은 각 chirp의 FFT 결과로부터 주파수 amplitude를 구하여 각각 더하는 것으로서 표적이 이동하더라도 향상된 SNR을 얻을 수 있으며, 이때의 SNR은 $SNR_{NCI} = I(N) \cdot SNR_1$ 만큼 향상된다. 여기서 $I(N)$ 은 integration improvement factor라고 부르고, 실험적인 방법을 통해 \sqrt{N} 으로 알려져 있다. 본 논문에서는 Non-Coherent Integration 방법을 적용하였다.

3.2.4 CFAR 프로세스 적용

주파수 성분에 대해 표적 여부를 검사할 때 일반적으로 신호 세기가 임계값(threshold)보다 큰 경우 표적의 비트 주파수로 판단한다. 이 때 고정된 임계값을 사용할 경우 임계값보다 신호가 약한 표적을 검출하지 못하거나 원하지 않는 표적의 신호가 임계값보다 클 때 표적으로 오검출하는 경우가 있다. 따라서 오경보율(false alarm rate)이 일정 비율이 되도록 하기 위해 CFAR 프로세스를 사용하여 임계값을 계산한다. 그림 9에서 CFAR 프로세스의 기본 개념을 표시하고 있는데, 먼저 시험 대상이 되는 주파수 셀(Cell Under Test) 주변에 참조 윈도우(reference window)를 설정하고, 윈도우 내에 있는 주파수 셀의 신호 세기 값을 이용하여 배경잡음을 구하고, 여기에 원하는 오경보율

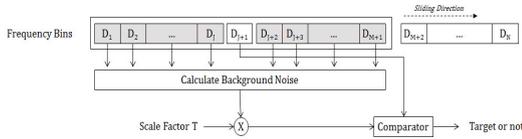


그림 9. CFAR 프로세스 개요
Fig. 9. Concept of CFAR process

에 따라 계산되는 scale factor를 곱하여 임계값을 계산하게 된다. CFAR 알고리즘에 따라 배경잡음을 구하는 방법이 서로 다르며, 널리 알려진 방법으로는 평균값(CA-CFAR), 최댓값(GO-CFAR), 최솟값(SO-CFAR)을 계산하거나, 윈도우 내의 셀의 신호 세기를 크기 순서대로 정렬한 후 임의의 위치에 있는 값을 선택하는 방법(OS-CFAR)이 있다. OS-CFAR는 클러스터가 많은 차량용 레이더 환경에 적합한 것으로 알려져 있으나 동작 특성상 정렬이라는 과정이 필요하며 이 때 많은 연산이 발생한다. 본 논문에서는 OS-CFAR의 연산량을 감소시키기 위해 개발된 ABIS (Anchor Based Insertion Sorting)^[14]라는 방법을 적용하여 구현하였다.

3.2.5 추적 필터

측정된 표적의 거리, 속도, 각도는 하드웨어적인 특성에 의해 실제값과 비교하면 측정오차가 존재한다. 따라서 측정오차를 고려하여 현재 위치를 추정함으로써 표적을 안정적으로 추적하는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 검출된 거리, 속도, 각도를 입력값으로 사용하여 확장 칼만 필터(Extended Kalman Filter)^[15]를 추적필터로 사용하는 추적 프로세스를 적용하였다. 확장칼만필터에 적용된 상태변수와 측정 모델은 각각 수식 (8)과 (9)와 같이 설계하였다. 레이더로 측정된 속도는 Line of Sight 방향의 상대속도이기 때문에 표적의 실제 속도와 차이가 있다. 이로 인해 본 논문에서는 초기 상태값을 설정할 때만 측정 속도를 사용하고, 이후의 추적 과정에서는 측정 속도를 사용하지 않도록 하였다.

$$x_{n+1} = Fx_n = \begin{bmatrix} 1 & \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} px_n \\ vx_n \\ py_n \\ vy_n \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$z_n = \begin{bmatrix} r_n \\ \theta_n \end{bmatrix} = h(x_n) + w_n = \begin{bmatrix} \sqrt{px_n^2 + py_n^2} \\ atan\left(\frac{py_n}{px_n}\right) \end{bmatrix} + w_n \quad (9)$$

IV. 시험 결과 및 분석

4.1 레이더 파형 설계 및 시험 환경 구축

본 논문에서 구현된 77GHz FMCW 레이더 센서의 성능을 표 1에 정리하고, 이에 따라 변조주기가 37.6us, 대역폭이 200MHz인 톱니파 파형을 결정하여 신호처리 알고리즘을 구현하였다.

그림 10은 본 논문에서 구현한 77GHz FMCW 레이더 성능을 시험하기 위해 구축한 시험 환경이다. 차량의 앞범퍼 부근에 레이더 센서를 설치하여 전방의 표적을 탐지하게 하고, 이더넷으로 표적 위치 정보를 전송하여 GUI(graphic user interface) 프로그램 상에 표시하게 하였다. 표적으로는 RCS(radar cross section)가 15dBsm인 코너 리플렉터(corner reflector)와 세단 승용차를 사용하였다.

표 1. 레이더 센서 성능
Table 1. Specification of FMCW radar sensor

Parameters	Values
Target Range	0.5 ~ 100 m
FOV	±10°
Target Velocity	-80 ~ + 80 km/h
Range Resolution	0.75 m
Velocity Resolution	3.72 km/h (1.04 m/s)
Sampling Frequency	10MHz

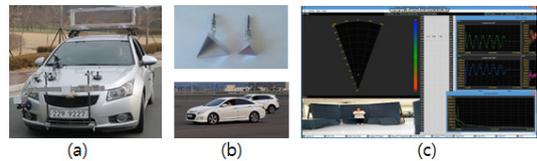
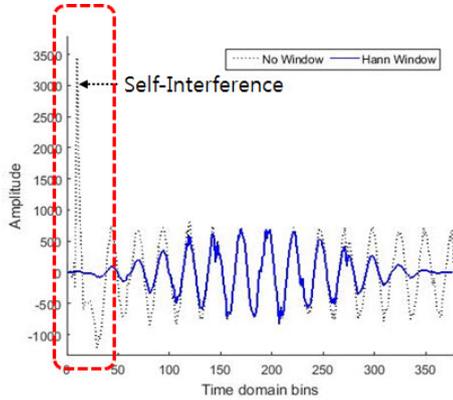


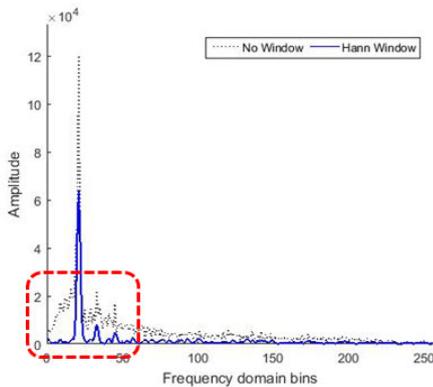
그림 10. 시험 환경 (a) 시험차량 (b) 표적 (c) 사용자 인터페이스 프로그램
Fig. 10. Test environment (a) Test vehicle (b) Targets (c) GUI program

4.2 FFT Windowing 적용 시험

그림 11은 10m 거리에 코너 리플렉터를 설치한 후 측정된 ADC 샘플에 대해 Hann Window를 적용한 결과를 나타낸다. 그림 11(a)에서 보듯이 Hann Window를 적용하기 전에는 0~4us 구간에서 자기 간섭에 의한 강한 신호가 형성되었으나, Hann Window를 적용한 후에는 자기 간섭 신호가 Hann Window에 의해 상당 부분 제거되었다. 그림 11(b)는 주파수 스펙트럼을 보여주는데 Hann Window를 적용하기 전에



(a)



(b)

그림 11. FFT Window 적용 시험 결과 (a) ADC 샘플 (b) 주파수 스펙트럼
Fig. 11. Test result of FFT Window (a) ADC samples (b) Frequency spectrum

는 표적 신호 주변에서 자기 간섭에 의한 주파수 성분이 많이 발생하고 있지만, Hann Window를 적용한 후에는 표적 신호만 남는 것이 확인된다.

4.3 최적 Pulse Integration chirp 수

Non-coherent Integration 방법은 이론적으로 $SNR_{NCI} = \sqrt{N} \cdot SNR_1$ 만큼 SNR이 증가한다. 하지만 N이 커질수록 연산량이 늘어나며, 또한 레이다 센서가 이상적으로 동작하지 않는 하드웨어 특성한계에 따라 얻을 수 있는 SNR 이득이 크지 않을 수 있다.

본 논문에서는 10m 거리에 코너 리플렉터를 설치한 후 측정된 데이터에 대해 Non-Coherent Integration을 실시하여 얻은 SNR 이득을 계산하여 그림 12와 같은 결과를 얻었다. 그림에서 보듯이 Hann Window를 적용한 상태에서 N=5일 때까지는

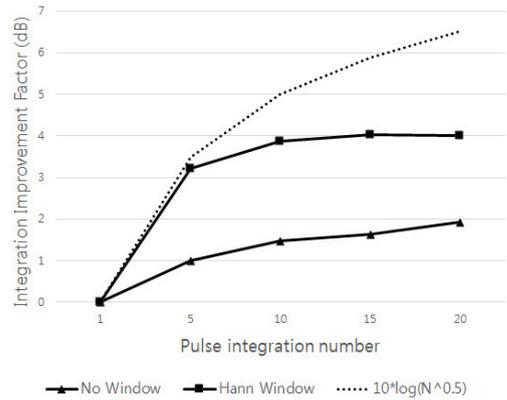


그림 12. Pulse Integration 결과
Fig. 12. Result of Pulse Integration

SNR이 이론값과 유사하게 나타났다. 하지만 N>5일 때에는 N 값이 커져도 실제 얻어진 SNR이 이론값보다 작게 나타나고 더욱이 SNR의 변화가 거의 없음을 확인할 수 있다. 이에 따라 N=5를 이득과 연산량 면에서 가장 최적이라고 판단하고 이후의 시험에 적용하였다.

4.4 표적 검출 시험

표적 검출 시험을 위해 10m x 30m 영역에 코너 리플렉터 5개를 표적으로 하여 임의의 위치에 설치하여 시험을 진행하였다. 그림 13(a)는 표적 (1)~(5)의 실제 위치를 나타내는데 이 중 표적 (3)은 정해진 위치를 왕복 이동하도록 하고, 나머지 표적들은 위치가 고정된 상태에서 10초 동안 60회를 측정하였다. 이렇게 하여 검출된 표적의 위치를 그림 13(b)에 도시하였다.

본 논문에서 사용한 위상 비교 모노펄스 방식의 각도 추정 방법은 각 수신 안테나에 수신된 신호의 위상값으로 각도를 추정하기 때문에 위상값에 따라 각도 정확도가 결정되는데, 실제 환경에서의 위상값은 노이즈 혹은 주변의 클러터에 의해 간섭을 받게 된다. 이로 인해 위상값에 오차가 발생하여 측정된 각도값이 정확하지 않는 현상이 발생한다. 그림 13(b)에서 보듯이 먼 거리에 있는 정지 상태의 표적 (4)와 표적 (5)는 수신 신호의 SNR이 낮아서 노이즈에 의한 위상 변화가 표적 (1)과 (2)에 비해서 크게 나타난다. 이에 따라 실제 위치에서 벗어난 지점에서 표적이 위치한 것처럼 표시되고 있다.

그림 13(c)는 검출된 표적 위치에 대해 추적 프로세스를 적용한 결과이며, 추적 필터의 동작에 의해 측정 오차를 고려하여 현재 위치를 추적하게 됨으로써,

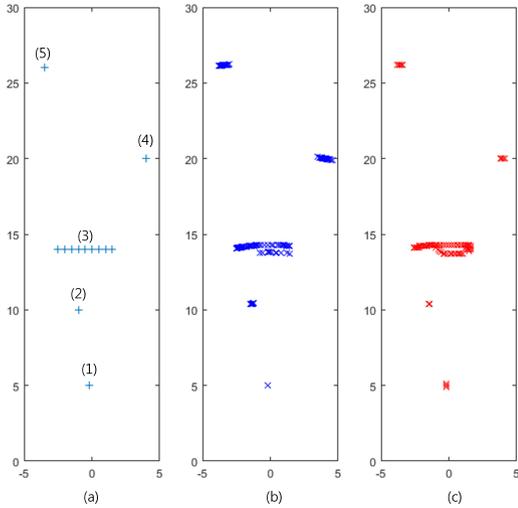


그림 13. 다중 표적 검출 결과 (a) 실제 위치 (b) 추적 전 (c) 추적 후
 Fig. 13. Result of multiple target detection (a) real position (b) before tracking (c) after tracking

표적 (4)와 (5)의 위치가 실제 지점과 근접한 곳에 위치한 것으로 표시된다. 표적 중 정지 상태의 표적 (1), (2), (4), (5)에 대해서 추적 전의 검출된 위치(Before tracking)와 추적 프로세스 적용 후의 위치(After tracking)를 비교한 결과를 표 2에 정리하였는데 추적 프로세스를 적용한 경우의 각도 편차가 더 작게 나타나고 있어 측정 오차에 의한 영향이 감소함을 확인할 수 있다.

하지만 이러한 측정 각도 오차는 추적 필터에서 표적이 이동 중인 것으로 오인하게 한다. 이로 인해 추적 필터에서는 표적의 현재 위치를 각도 오차에 의한 가짜 속도를 고려하여 추정하게 되며, 그림 13(c)의 예에서와 같이 추적 후의 거리가 고정 상태가 아닌 것으로 나타나고 있다.

또한 직선으로 왕복 이동하는 표적 (3)의 경우 검출된 위치는 그림 13(b)에서와 같이 동심원 형태로 나타나고 있지만, 추적 후에는 그림 13(c)에서와 같이 직

표 2. 정지 표적 검출 결과
 Table 2. Result of stationary target detection

Stationary Target Number	Target		Before tracking				After tracking			
			Avg. SNR (dB)	Range (m)	Angle (Degree)		Range (m)		Angle (Degree)	
	Range (m)	Angle (Degree)			Average	Std.Dev.	Average	Std.Dev.	Average	Std.Dev.
1	5	-2.3	39.4	5	-2.3	0.124	5.0	0.044	-2.3	0.020
2	10.1	-7.4	38.4	10.5	-7.6	0.253	10.5	0.003	-7.7	0.135
4	20.4	11.3	28.3	20.4	11.4	0.543	20.4	0.014	11.1	0.202
5	26.2	-7.7	19.7	26.4	-7.5	0.413	26.4	0.009	-7.7	0.149

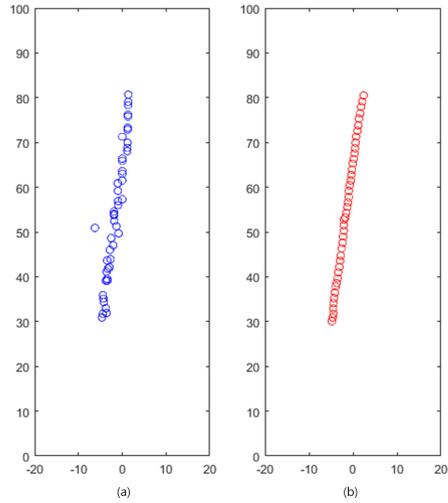


그림 14. 표적 추적 결과 (a) 추적 전 (b) 추적 후
 Fig. 14. Result of target tracking (a) before tracking (b) after tracking

선으로 움직이는 형태로 추적하고 있어, 추적 프로세스를 적용한 경우에 실제 이동과 유사한 형태로 추적하고 있음을 알 수 있다.

다음은 세단 승용차에 대한 추적 시험을 진행하였다. 표적인 세단 승용차가 시험 차량 전방 100m에서 시험 차량으로 대각선 방향으로 진행하는 상황에서 검출한 표적의 위치와, 검출한 표적 위치에 대해 추적 프로세스를 적용한 후의 표적의 위치를 그림 14에 도시하였다. 검출된 위치는 그림 14(a)처럼 이동경로가 아닌 위치에서도 표적이 검출되었지만 추적 프로세스를 적용한 후에는 전체적인 이동경로가 그림 14(b)처럼 부드럽게 나타남을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 톱니파를 레이더 파형으로 사용하는 77GHz FMCW 레이더 신호처리 알고리즘을 설계하고 구현하였다. 또한 77GHz FMCW 레이더 센서를

개발하고 요구 성능을 설정한 후, 이를 기반으로 레이다 파형을 설계하고 모의표적(코너 리플렉터)과 실제 차량을 표적으로 하여, 시험을 통해 구현된 알고리즘의 성능을 검증하였다.

표적 검출 성능을 향상시키기 위해 FFT Windowing과 Pulse Integration을 적용하였고 이로 인해 자기 간섭에 의한 신호 제거 및 SNR이 향상됨을 확인하였다. 또한 모의표적 검출 시험을 통해 다수의 표적이 동시 탐지됨을 확인하였다. 특히 차량이 이동 중인 상황에서 각도 오차에 의해 검출한 표적의 위치가 정확하지 않은 상태에서 추적 프로세스를 적용하여 표적의 실제 경로를 따라 위치를 추적하고 있음을 확인하였다.

향후에는 보행자 탐지를 위한 79GHz FMCW 레이다 센서를 개발하고 성능을 검증할 예정이다.

References

[1] D. H. Kim and P. D. Cho, "Application and perspective on automotive radar technology," *Electronics and Telecommun. Trends*, vol. 18, no. 1, pp. 33-41, Feb. 2003.

[2] D. Shin, S. H. Jeong, J. H. Lee, D. W. Seo, and M. R. Park, "Implementation and evaluation of radar signal processing software for automotive environment," in *Proc. KICS Conf.*, pp. 156-157, Jeju Island, Korea, Jun. 2017.

[3] H. Rohling and R. Mende, "Waveform design principles for automotive radar systems," in *Proc. CIE Int. Conf.*, pp. 1-4, Beijing, China, Oct. 2001.

[4] M. Song, J. Lim, and D-J. Shin, "The velocity and range detection using the 2D-FFT scheme for automotive radars," in *Proc. 2014 4th IEEE Int. Conf. Network Infrastructure and Digital Content*, pp. 507-510, Beijing, China, Sept. 2014.

[5] S. Kim, I. Paek, and M. Ka, "Simulation and test results of triangular fast ramp FMCW waveform," in *Proc. IEEE Radar Conf.*, pp. 1-4, Ottawa, Canada, Apr.-May 2013.

[6] Bassem R. Mahafza, *Introduction to radar analysis; Electrical Engineering Radar Signal Processing*, CRC Press, 1998.

[7] NXP, *MR2001 Multi-channel 77GHz Radar Transceiver Chipset*(2016), Retrieved Aug. 30, 2017, from <https://www.nxp.com>.

[8] NXP, *MPC577xK: Ultra-Reliable MPC577xK MCU for Automotive ADAS & Industrial Radar Applications*(2016), Retrieved Aug. 30, 2017, from <https://www.nxp.com>.

[9] National Instruments, *Understanding FFTs and Windowing*(2016), Aug. 30, 2017, from <http://www.ni.com>.

[10] L. Chioye, *Choose The Right FFT Window Function When Evaluating Precision ADCs*(2013), Aug. 30, 2017, from <http://www.electronicdesign.com>.

[11] A. Dzvonkovskaya and H. Rohling, "Software improved range resolution for oceanographic HF FMCW radar," in *Proc. 14th Int. Radar Symp.*, pp. 1-6, Dresden, German, Jun. 2013.

[12] Bassem R. Mahafza, *Radar systems analysis and design using MATLAB*, 3rd Ed., CRC Press, 2013.

[13] D. Jenn, *Radar Fundamentals*(1999), Retrieved Aug., 30, 2017, from <http://faculty.nps.edu>.

[14] D. Shin, J. D. Kim, J. U. Kim, J. Bang, and K. Kwon, "Anchor based insertion sorting algorithm for OS-CFAR," in *Proc. IEEE Radar Conf.*, pp. 391-394, Cincinnati, USA, May 2014.

[15] G. L. Smith, S. F. Schmidt, and L. A. McGee, *Application of statistical filter theory to the optimal estimation of position and velocity on board a circumlunar vehicle*, National Aeronautics and Space Administration, 1962.

신 동 승 (Dongseung Shin)



1996년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업 (학사)
1999년 2월 : 경북대학교 전자공학과 졸업 (석사)
2009년 2월 : 경북대학교 전자전기컴퓨터대학원 박사 수료
2011년 10월~현재 : 한국전자통신연구원 스마트이동체연구실 근무

<관심분야> 레이더 신호처리, AUTOSAR, 센서퓨전, V2X 통신, 무선 센서 통신

정 소 희 (So-hee Jeong)



2013년 2월 : 세종대학교 정보통신공학과 졸업
2015년 2월 : 세종대학교 정보통신공학과 석사
2016년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 스마트이동체연구실 근무

<관심분야> 배열 신호처리, 레이더 신호처리

원 유 선 (You-sun Won)



2009년 8월 : 이화여자대학교 정보통신학과 학사 졸업
2011년 8월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사 졸업
2016년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과 박사 졸업
2016년 3월~2017년 1월 : 삼성

전자 메모리사업부 근무
2017년 2월~현재 : 한국전자통신연구원 스마트이동체연구실 근무
<관심분야> 초고주파 회로 및 시스템, 레이더 시스템

이 재 호 (Jae-Ho Lee)



2002년 2월 : 경북대학교 전자 및 전기공학과
2004년 2월 : 한국과학기술원 전기및전자공학과(공학석사)
2010년 9월 : Tokyo Institute of Technology 이공학연구과 전기및전자공학 전공(공학박사)

2010년 10월~2012년 2월 : 삼성탈레스 레이더연구소 근무
2013년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 스마트이동체연구실 근무
<관심분야> 안테나 공학, 레이더 공학, 마이크로파 공학

박 미 룡 (MiRyong Park) (사진교체)



1998년 2월 : 경북대학교 전자공학 석사 졸업
2013년 8월 : 충남대학교 컴퓨터공학 박사 수료
2013년 3월~현재 : 한국전자통신연구원 스마트이동체연구실 근무

<관심분야> 임베디드, AUTOSAR, 차량IT, IoT, 차량용 센서, 센서퓨전, 자율주행