

FMCW 레이더의 거리 및 속도 오차 향상을 위한 신호처리부 하드웨어 구조 제안

현 유 진* · 이 종 훈

대구경북과학기술원 미래산업융합기술연구부 융합신호처리연구팀

Architecture of Signal Processing Unit to Improve Range and Velocity Error for Automotive FMCW Radar

Eugin Hyun* · Jong-Hun Lee

Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology, 75 Hosan-dong, Dalseo-gu, Daegu 704-230, Korea
(Received 7 July 2009/ Accepted 14 December 2009)

Abstract : In this paper, we design the signal processing unit to effectively support the proposed algorithm for an automotive Frequency Modulation Continuous Wave(FMCW) radar. In the proposed method, we can obtain the distance and velocity with improved error depending on each range(long, middle, and short) of the target. Since a high computational capacity is required to obtain more accurate distance and velocity for target in near range, the proposed signal processing unit employs the time de-interleaving and the frequency interpolation method to overcome the limitation. Moreover, for real-time signal processing, the parallel architecture is used to extract simultaneously the distance and velocity in each range.

Key words : FMCW radar(FMCW 레이더), Automotive radar(차량용 레이더)

Nomenclature

f_c : center frequency of FMCW radar
 B : bandwidth of FMCW radar
 f_0 : start frequency of FMCW radar
 t_d : delay time of reflected echo
 T : period of up-chirp and down-chirp
 R : measured distance using radar
 V : relative velocity using radar
 c : light speed
 f_{bu} : up-beat frequency
 f_{bd} : down-beat frequency

f_r : range beat frequency
 f_d : doppler beat frequency

Subscripts

$f_{r_{max}}$: maximum range beat frequency
 $f_{d_{max}}$: maximum doppler beat frequency
 $f_{b_{max}}$: maximum beat frequency
 f_s : sampling frequency
 N_s : the number of beat signal sample
 Δf : beat frequency error measured by radar
 ΔR : range error measured by radar
 ΔV : velocity error measured by radar

*Corresponding author, E-mail: braham@dgist.ac.kr

1. 서론

오늘날의 자동차는 기존의 단순한 운송 수단을 넘어, 운전자의 주행 안전성과 편의성을 극대화시킨 첨단 안전장치로써 발전하고 있다. 특히 운전자 보호 및 사고 경감 시스템과 같은 차량용 능동형 안전 분야는 고안전 지능형 자동차의 핵심 분야이다.¹⁾ 이러한 능동형 안전 시스템에서는 외부 환경을 인식하는 센서들이 필요하게 되는데, 그 중 레이더 센서는 다른 외부 환경 인식 센서들에 비해 비교적 날씨나 외부 환경에 강인한 특성을 가지고 있어 중요한 센서로 부각되고 있다. 특히 77GHz FMCW 레이더는 높은 성능이 요구되는 자동차 안전 시스템 분야에 효과적이며 이미 상용화 제품으로 소개되고 있다.^{2,3)}

FMCW 레이더는 일반적으로 수신 비트 신호의 주파수 스펙트럼을 분석함으로써 타겟의 거리와 속도를 구한다. 이를 위해 고속 디지털 신호처리가 요구되며, 일반적으로는 ADC에 의해 얻어진 데이터에 FFT(Fast Fourier Transform) 적용함으로써 이산 주파수 스펙트럼을 구한다.⁴⁾

그러나 이산 주파수 스펙트럼은 연속 주파수 영역과 비교하여 오차가 존재하고, 이 오차는 ADC 샘플링 주파수, 샘플 수, 칩 주기(Chirp Period) 등 파 같은 파라미터에 의해 결정되며, 이는 결국 검출 거리 및 속도의 정밀도에 영향을 준다.

일반적으로 차량이 주행 중에는, 인접한 거리의 전방의 차량들은 멀리 떨어진 차량들에 비해 충돌 위험 가능성이 높으므로, 가까운 거리에 존재하는 타겟에 대해서는 보다 정밀한 거리 및 속도 검출이 요구된다. 이를 위해서는 여러 개의 칩 주기 동안 수신한 비트 신호 샘플들에 FFT를 적용하면 되지만,⁴⁾ 이 경우 샘플의 개수가 증가함으로 인해 실시간 연산을 위해서는 높은 성능의 하드웨어가 요구된다. 이를 해결하기 위해 선행 연구⁵⁾에서는, 타겟을 검출하기 위한 거리의 영역을 원거리, 중거리, 근거리로 나누고 가까운 거리 일수록 타겟의 검출 거리와 속도의 오차를 보다 정밀하게 검출 방법을 제안하였다. 이러한 제안된 방법이 실시간으로 동작하기 위해서는 원거리-영역, 중거리-영역, 근거리-영역 별로 동시에 주파수 스펙트럼을 구하는 하드웨어 구

조가 요구된다.

본 논문에서는 이러한 요구조건을 만족시키며 제안된 알고리즘을 효과적으로 적용 할 수 있는 하드웨어 구조를 제안한다.

먼저 2장에서는 FMCW 레이더의 개요에 대해 소개하며, 3장에서는 제안된 알고리즘과 하드웨어 구조 및 동작과정에 대해 설명한다. 또한 4장에서는 모의실험 결과를 보여주며, 5장을 통해 결론짓고자 한다.

2. FMCW 레이더 개요

FMCW 레이더는 시간 영역에 따라 주파수가 선형적으로 변하는 칩 신호를 송신하고, 전방의 타겟으로 부터 반사된 신호를 이용하여 거리와 속도를 검출한다. 이렇게 수신된 신호의 주파수와 송신 주파수는 RF 모듈의 혼합기(Mixer)를 통해 그 차이 값이 구해지며, 이를 비트 주파수라 한다. 비트 주파수는 시간 지연에 따라 선형값을 가지므로 타겟과의 거리를 추정 할 수 있다. 또한 전방 이동 타겟의 상대 속도에 따라 수신 비트 주파수에 도플러 주파수 천이가 발생하기 때문에 이를 이용하여 상대 속도를 구할 수 있다.

일반적인 FMCW 레이더에서는 거리 및 속도를 효과적으로 검출하기 위해 Fig. 1과 같이 삼각파 형태로 주파수 변조를 하게 된다.^{6,7)} 여기서 지연 시간 t_d 는 타겟과의 거리에 비례하여 나타나며, T 는 칩 주기로 PRI(Pulse Repetition Interval)의 반이 된다

Fig. 1의 업 칩 구간과 다운 칩 구간에서 검출된 비트 주파수를 각각 상승 비트 주파수(Up-beat Frequency)와 하강 비트 주파수(Down-beat Frequency)라 한다. 또한 상승 및 하강 비트 주파수는 f_r 와 f_d 에 의해 결정된다. 즉, $f_r = |f_{iu} + f_{id}|$ 와 $f_d = |f_{iu} - f_{id}|$ 로 각각 표현될 수 있다. 따라서 FMCW 레이더에서 정확한 f_r 과 f_d 를 검지할 수 있다면 거리와 상대 속도는 식 (1)과 (2)를 이용하여 측정할 수 있다.

$$R = \frac{cTf_r}{2B} \tag{1}$$

$$V = \frac{cf_d}{2f_c} \tag{2}$$

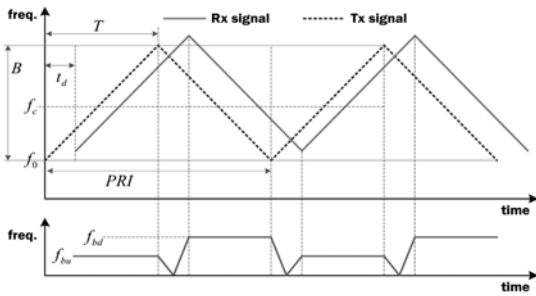


Fig. 1 Transmitted, received, and beat frequencies as a function of time for a moving target

FMCW 레이더에서 측정할 수 있는 최대 거리는 $cT/2$ 이다. 그러나 일반적으로 최대 검출 거리는 이 값의 10% 이하로 선택된다.⁷⁾ FMCW 레이더의 응용 분야에 따라 원하는 최대 측정 거리와 최대 속도가 정해지고, 이에 상응하는 $f_{r,max}$ 와 $f_{d,max}$ 에 의해 $f_{h,max} = f_{r,max} + f_{d,max}$ 로 결정된다. 결국 FMCW 레이더 신호처리를 위해서는 $f_s \geq 2f_{h,max}$ 의 샘플링 주파수가 요구된다. 그러나 실제 하드웨어 구현 시 $2f_{h,max}$ 보다 훨씬 높은 ADC 샘플링 주파수가 일반적으로 선택된다.

주파수 f_s 에 의해 샘플링 된 비트 신호는 FFT를 통해 칩 주기마다 주파수 스펙트럼을 구하게 된다. Fig. 2는 샘플링 된 비트 신호와 FFT를 통해 얻은 이산 주파수 스펙트럼을 나타내며, 주파수 간격은 식 (3)과 같다. 여기서 N_s 는 칩 주기 T 구간에서 ADC를 통해 얻어진 샘플링 데이터 개수이다. 이때 연속적인 주파수 영역에서의 이상적인 비트 주파수와 이산적인 주파수 영역에서 얻어진 이산적인 비트 주파수에는 오차가 발생하게 되고 그 최대값은 Δf 와 같다. 따라서 f_r 과 f_d 의 오차 역시 Δf 가 된다.

$$\Delta f = f_s / N_s \quad (3)$$

결론적으로 디지털 신호처리에 의해 검출된 타겟의 거리와 속도의 최대 오차는 식 (4)과 (5)와 같이 각각 표현된다.

$$\Delta R = \frac{cT\Delta f}{2b} \quad (4)$$

$$\Delta V = \frac{c\Delta f}{2f_c} \quad (5)$$

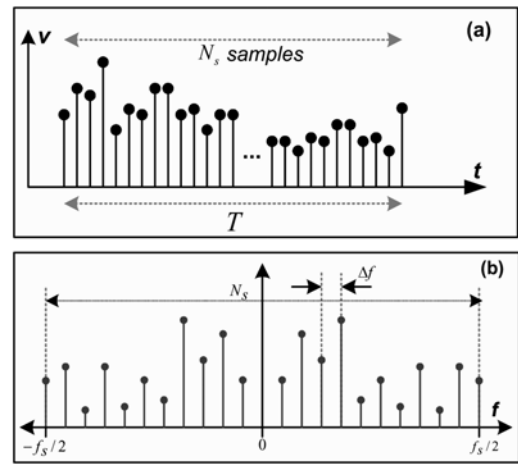


Fig. 2 (a) Data sample of beat signal, (b) discrete frequency spectrum of beat signal (a)

식 (3)에 의하면 비트 주파수 오차를 줄이기 위해서는 샘플 데이터의 개수를 늘리면 된다. 이를 위해 샘플 구간인 T 를 보다 길게 하면, N_s 가 커져 속도 오차는 줄어드는 반면, $\Delta f \cdot T$ 는 변화가 없기 때문에 거리 오차는 줄어들지 않음을 위의 식 (5)를 통해 알 수 있다. 또한 식 (3) 오차를 줄이기 위해 단순히 샘플링 주파수 f_s 를 낮추어도 데이터 개수도 같이 줄게 되므로 비트 주파수 오차는 역시 변화하지 않는다.

결국 샘플링 주파수 f_s 와 샘플 구간 T 를 변화시키지 않은 상태에서 거리 및 속도의 정밀도를 향상시키기 위해서는, 여러 개의 T 구간 동안 수신한 데이터를 이용하여 FFT를 하면 된다.⁴⁾ 예를 들어 두 개의 구간에서 얻어진 $2N_s$ 개의 데이터를 이용하면 주파수 오차는 $\Delta f/2$ 로 줄어들게 되고, 따라서 거리 및 속도 오차를 줄일 수 있다.

그러나 이 방법은 FFT 연산을 해야 되는 샘플의 수가 많아짐으로 인해, 실시간 연산을 위해서는 고성능의 하드웨어 사양이 요구된다. 또한 N_s 개의 샘플 데이터를 FFT 처리시 연산 시간이 많이 소요되는 경우, FFT의 포인트를 N_s 보다 작은 값으로 선택할 수밖에 없다. 결국 보다 넓어진 주파수 스펙트럼 간격에 의해 거리 및 속도 오차가 더 큰 값을 가지게 된다. 따라서 거리 및 속도의 오차를 줄이기 위해서는 샘플의 개수를 많이 확보하는 것도 중요하지만, FFT의 연산속도를 함께 고려하여야 한다.

3. 제안된 알고리즘 및 하드웨어 구조

3.1 알고리즘

Fig. 3은 최대 탐지 거리가 R_{max} 인 FMCW 레이더를 장착한 차량과 그 전방에 3대의 차량이 있는 예제이다. 여기서 원거리-영역(Long Range Zone)에 있는 차량 C 보다는 중거리-영역(Middle Range Zone)에 있는 차량 B의 거리 및 속도를 더욱 정밀하게 검지 할 수 있어야 한다. 또한 근거리-영역(Short Range Zone)에 존재하는 차량 A의 거리 및 속도는 더욱 정밀하게 검지되어야 한다. 왜냐하면 가까운 거리에 있는 차량일수록 충돌할 확률이 높기 때문에 보다 정확한 거리 및 속도 정보가 필요하기 때문이다.

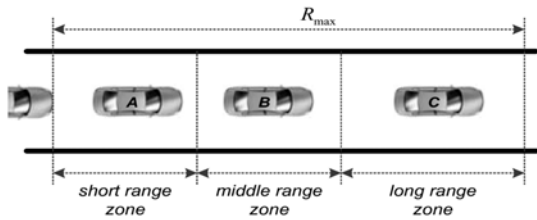


Fig. 3 Example to explain the proposed method

만약 FMCW 레이더의 최대 측정거리를 R_{max} 의 반으로 줄이게 되면, 이에 상응하는 최대 비트 주파수와 샘플링 주파수 역시 반으로 감소한다. 그러나 칩 주기 내에서 얻어지는 비트 신호의 샘플 개수 역시 $N_s/2$ 이 되므로 식 (4)와 (5)와 같이 검출된 거리 및 속도 에러는 변하지 않는다. 따라서 거리와 속도의 검출 정밀도를 높이기 위해서는 앞서 설명한대로 여러 개의 칩 주기 동안 얻어진 비트 신호를 FFT 하면 된다. 하지만 이 경우에는 샘플의 개수가 증가함으로 인해 실시간 신호처리를 위해 높은 연산속도를 가지는 하드웨어가 요구되는 단점이 있다.

이러한 문제를 해결하기 위해서, 선행 연구⁵⁾에서 디인터리빙 방법(De-interleaving) 방법과 주파수 인터포레이션(Interpolation)을 이용한 방법을 제안하였다.

Fig. 3의 예제에서, 원거리-영역에 있는 차량 C의 거리 및 속도를 구하기 위해서는 N_s 개의 샘플을 그대로 FFT 하면 된다. 따라서 원거리-영역의 비트 주파수 오차 Δf_{LR} 는 식 (3)과 같게 되고, 따라서 검출

된 거리 및 속도의 최대 에러는 역시 식 (4)과 (5)와 같다.

만약 중거리-영역의 최대 거리가 원거리-영역의 최대 거리의 반이라고 가정하면, 중거리-영역 안에 있는 차량 B를 검출하기 위해 필요한 최대 비트 주파수는 원거리-영역과 비교하여 반이 될 것이다. 따라서 중거리-영역 내의 차량을 검출하기 위해서는 ADC 샘플링 주파수를 $f_s/2$ 로 낮출 수 있다. 하지만 실제적으로 레이더 신호처리가 동작하는 도중에 ADC 샘플링 주파수를 바꾸는 것은 하드웨어 구현상 제한이 많으므로, 제안된 방법에서는 디인터리빙 방법을 이용해 샘플링 주파수를 반으로 줄인다. 이때 비트 신호 샘플 개수가 $N_s/2$ 로 줄기 때문에 이를 그대로 FFT 하면 주파수 오차 Δf_{MR} 는 $(f_s/2)/(N_s/2) = \Delta f_{LR}$ 로 원거리-영역의 경우와 비교하여 변화 없다. 따라서 제안된 방법에서는 비트 주파수의 오차를 향상시키기 위해 제로 패딩(Zero-padding) FFT를 이용하여 주파수 영역에서 인터포레이션을 적용한다. 제로 패딩은 낮은 샘플링 주파수로 인해 이산 영역의 주파수 스펙트럼이 빈약할 때 유용한 방법이다⁹⁾ 따라서 식 (6)과 같이 원거리-영역에 비해 주파수 오차를 반으로 향상시킬 수 있다.

$$\Delta f_{MR} = \frac{f_s/2}{2 \cdot (N_s/2)} = \frac{\Delta f_{LR}}{2} \quad (6)$$

근거리-영역에 있는 차량 A를 검출하기 위해서 필요한 최대 비트 주파수와 샘플링 주파수 역시 중거리-영역에 비해 반이면 충분하다. 이 역시 디인터리빙 방법으로 FFT를 위한 샘플의 개수를 $N_s/4$ 로 줄이고, 제로 패딩 FFT를 통해 거리 및 속도의 에러를 향상시킬 수 있다. 그 결과 식 (7)과 같이 향상된 주파수 오차 Δf_{SR} 를 얻을 수 있다.

$$\Delta f_{SR} = \frac{f_s/4}{4 \cdot (N_s/4)} = \frac{\Delta f_{LR}}{4} \quad (7)$$

3.2 하드웨어 구조

본 논문에서는 제안된 알고리즘을 지원하기 위해 하드웨어 구조를 Fig. 4에 나타내었다.

제안된 구조는 저역 필터(Low Path Filter), 다운 샘플러(Down Sampler), FFT, 윈도우(Window)와 같

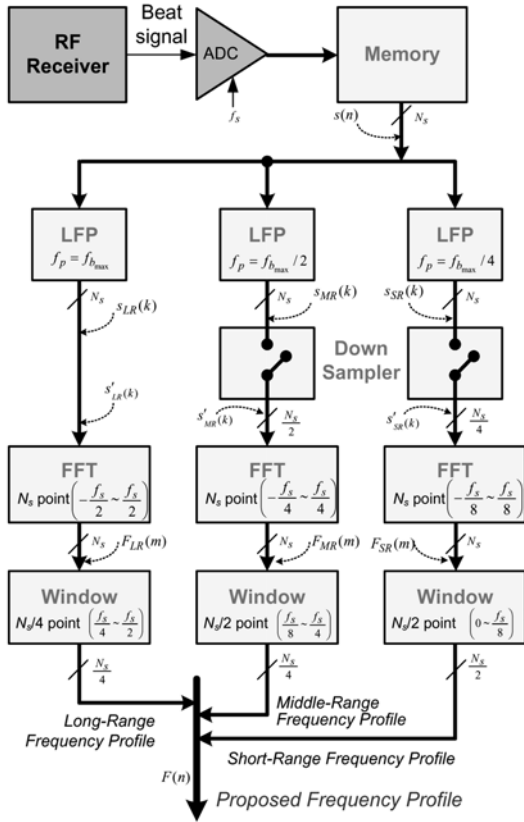


Fig. 4 The block diagram for processing propose algorithm

이 4개의 블록으로 나누어진다.

RF 수신단을 통해 수신된 비트 신호 $s_b(t)$ 는 ADC에 의해 식 (8)과 같이 f_s 주파수로 샘플링 되어 메모리에 저장되어진다. 여기서 T_s 는 샘플링 주기로 f_s 의 역수이다.

$$s(n) = [s_b(T_s), s_b(2T_s), \dots, s_b(N_s - T_s)] \quad (8)$$

저장된 비트 신호의 샘플 데이터는 각각 원거리-영역, 중거리-영역, 근거리-영역을 위한 주파수 프로파일을 계산한다.

먼저 원거리-영역 저역 필터는 통과 주파수 $f_p = f_{h_{max}}$ 로, 검출하고자 최대 거리의 비트 주파수 까지 신호를 우선 필터링한다. 이 신호는 다운 샘플링 없이 FFT를 통해 주파수 간격이 $\Delta f = f_s/N_s$ 인 N_s 개의 주파수 프로파일을 식 (9)와 같이 구한다. 여기서 m 은 $0 \sim N_s - 1$ 의 값을 가진다.

$$F_{LR}(m) = -\frac{f_s}{2} + m \cdot \frac{f_s}{N_s} = \left[-\frac{f_s}{2}, -\frac{f_s}{2} + \Delta f, \dots, 0, \frac{f_s}{2} - \Delta f, \frac{f_s}{2} \right] \quad (9)$$

중거리-영역에서는 원거리-영역에 비해 검출 가능한 최대 거리가 반이므로 먼저 저역 필터를 통해 $f_{h_{max}}/2$ 까지 신호를 필터링한다. 이 신호 $s_{MB}(k)$ 는 다운 샘플러에 의해 식 (10)과 같이 샘플링 주파수가 $f_s/2$ 이고 데이터 개수가 $N_s/2$ 개인 신호가 된다. 여기서 k 는 $[0, 2, 4, \dots, N_s - 2]$ 의 값을 가진다. 이렇게 다운 샘플링 된 $s'_{MB}(k)$ 신호는 제로 패딩 N_s 포인트 FFT를 통해 식 (11)과 같이 주파수 간격이 $\Delta f/2$ 인 N_s 개의 주파수 프로파일을 구한다. 따라서 원거리-영역에 비해 반으로 줄고, 거리 및 속도의 정밀도는 2배 향상된다. 여기서 m 은 $0 \sim N_s/2 - 1$ 의 값을 가진다.

$$s_{MR}(k) = [s_{MR}(0), s_{MR}(2), \dots, s_{MR}(N_s - 2)] \quad (10)$$

$$F_{MR}(m) = -\frac{f_s}{4} + m \cdot \frac{f_s}{2N_s} = \left[-\frac{f_s}{4}, \dots, 0, \frac{f_s}{4} - \frac{\Delta f}{2}, \frac{f_s}{4} \right] \quad (11)$$

마지막으로 근거리-영역에서는 관심 있는 비트 주파수를 구하기 위해, 역시 저역 필터를 통해 $f_{h_{max}}/4$ 까지의 신호를 필터링한다. 그리고 다운 샘플러에 의해 샘플링 주파수를 식 (12)와 같이 1/4 낮추고 N_s 포인트 FFT를 통해 식 (13)과 같이 주파수 스펙트럼을 구하게 된다. 따라서 원거리-영역에 비해 거리 및 속도의 정밀도가 4배 향상된다. 여기서 k 는 $[0, 4, 8, \dots, N_s - 4]$ 의 값을 m 은 $0 \sim N_s/4 - 1$ 의 값을 가진다.

$$s_{SR}(k) = [s_{SR}(0), s_{SR}(4), \dots, s_{SR}(N_s - 4)] \quad (12)$$

$$F_{SR}(m) = -\frac{f_s}{8} + m \cdot \frac{f_s}{4N_s} = \left[-\frac{f_s}{8}, \dots, 0, \frac{f_s}{8} - \frac{\Delta f}{4}, \frac{f_s}{8} \right] \quad (13)$$

이렇게 원거리-영역, 중거리-영역, 근거리-영역 별로 구해진 비트 신호의 주파수 프로파일은 윈도우에 의해 각각 영역별로 필요한 주파수 범위만이 선택된다. 즉, 원거리 영역에서는 $f_s/4 \sim f_s/2$, 중거리 영역에서는 $f_s/8 \sim f_s/4$, 근거리 영역에서는 $0 \sim f_s/8$ 의 주파수 영역의 스펙트럼을 조합함으로써 Fig. 5와 같이 제안된 주파수 프로파일을 구할 수 있다.

저역필터, FFT 블록, 윈도우로 구성되는 일반적인 레이더 신호처리부 구조에 비해, 제안된 구조는 다운샘플러, 저역필터, FFT 블록, 윈도우가 각각 2개씩 더 추가되었다. 하지만 다운 샘플러와 윈도우는 하드-와이어(Hard Wired) 구조로 구현 가능하기 때문에 지연시간은 거의 없고, 3개의 LPF와 FFT 블록은 동일하게 N_s 개 샘플을 병렬로 연산하므로 한 개의 FFT가 있을 때와 연산속도는 동일하다. 따라서 추가된 대역필터, FFT 블록, 윈도우에 의해 하드

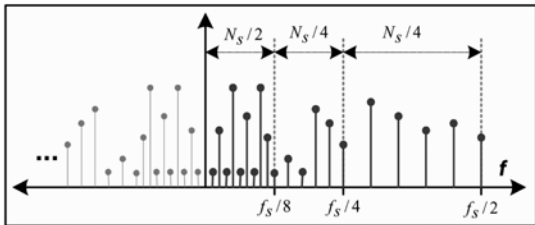


Fig. 5 Frequency profile as a result of the proposed algorithm

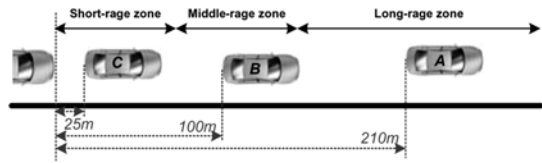


Fig. 6 The simulation example 1 of the proposed method

웨어 면적이 커지긴 하지만, 동일한 계산량으로 보다 향상된 거리 및 속도 에러를 얻을 수 있다.

4. 시뮬레이션

본 논문에서는 제안된 하드웨어 아키텍처를 동작 모델(Behavioral Model)로 검증을 위해 Matlab을 이용하여 시뮬레이션하였다. 중심 주파수 f_c 는 76.5 GHz이고, 대역폭 B 는 200MHz이며, PRI는 1ms이다. 측정 최대 거리를 300m로 한정하였으며, 이 경우 최대 거리 비트 주파수는 800KHz이며, 따라서 ADC 샘플링 주파수를 2MHz로 선택하였다. 상승 및 하강 칩 주기 T 구간 동안 샘플링된 데이터의 수는 1000개이므로 FFT 포인트는 1024로 선택하여 시뮬레이션 하였다.

먼저 Fig. 6과 같이 전방의 차량이 210m, 100m, 25m에 있는 경우의 검출된 거리 프로파일(Range Profile) 결과를 Fig. 7과 같이 나타내었다. 여기서 x축은 거리이며 y축은 PSD(Power Spectrum Density)를 나타낸다. 일반적인 방법에서 나타난 거리 프로

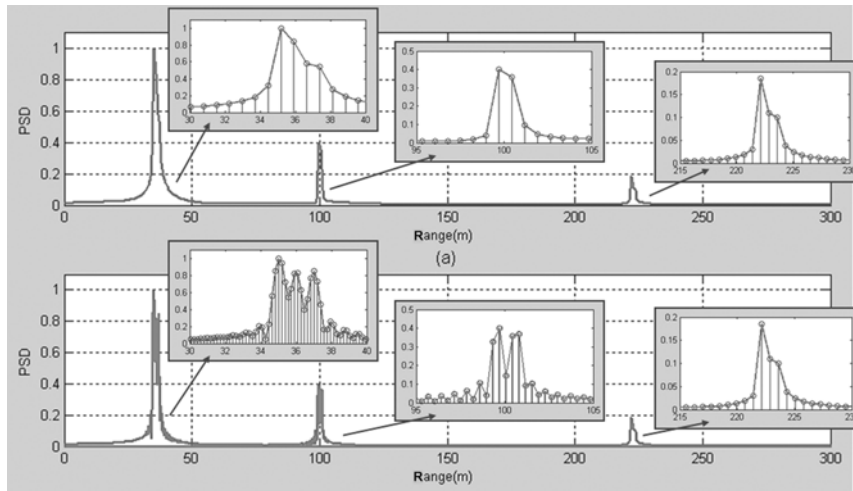


Fig. 7 Range profile, (a) typical FFT, (b) proposed method

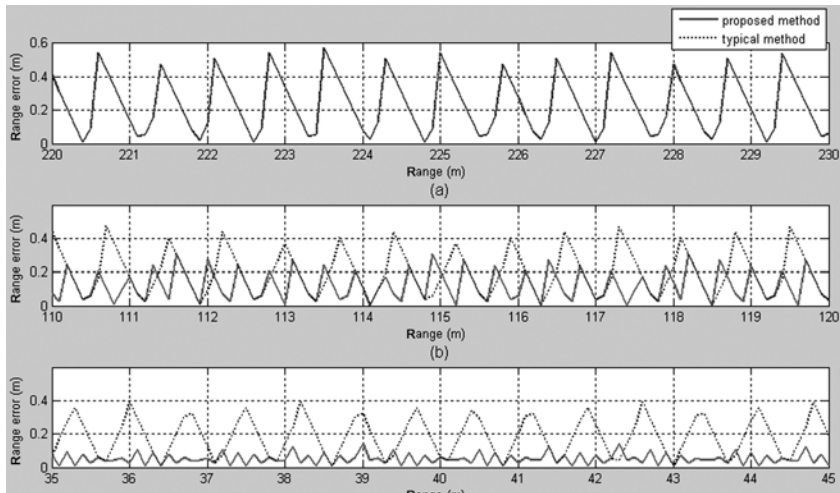


Fig. 8 The error of extracted range for each targets (a) by long-range detection, (b) by middle-range detection, (c) by short-range detection

과일에 비해, 제안된 방법에서는 식 (10)과 식 (12)를 통해 설명하였듯이 가까운 거리일수록 좀 더 조밀한 거리 프로파일이 나타남을 알 수 있다.

다음은 Fig. 6의 3개의 차량이 각각 220m, 110m, 35m 거리로 10m씩 이동하는 경우, 실제 거리와 측정된 거리의 오차를 구하였다. Fig. 8(a)-(c)는 원거리-영역, 중거리-영역, 근거리-영역 별로 검출 거리 오차를 나타낸다. 여기서 x축은 타겟의 실제 거리이며, y축은 검출 거리의 에러를 나타낸다. 또한 점선은 일반적인 방법이며, 실선은 제안된 방법의 결과이다. 일반적인 방법에 비해, 제안된 방법에서는 가까운 거리일수록 검출 거리 오차가 줄어들음을 알 수 있다.

다음은 각 타겟의 거리를 40m로 고정한 상태에서, 속도를 0~100km/h로 증가시켰을 때, 검출되는 속도 오차를 Fig. 9와 같이 나타내었다. 여기서 x축은 타겟의 실제 속도이며, y축은 검출된 속도 에러를 나타낸다. 또한 점선은 일반적인 방법이며, 실선은 제안된 방법의 결과이다. 이 시뮬레이션에서도 제안된 방법의 속도 오차가 훨씬 향상되었음을 확인할 수 있다.

마지막으로 Fig. 10은 근거리-영역, 중거리-영역, 원거리-영역에서 여러개의 타겟이 인접하게 위치한 경우의 거리 프로파일 결과를 보여주고 있다. 근거리-영역에서의 타겟과 거리는 35m, 36.2m, 36.8m

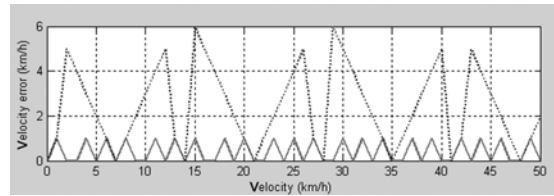


Fig. 9 The velocity error extracted from a target in short range

이고, 중거리-영역에서의 타겟은 99.5m, 100m에 위치하고 있으며, 원거리-영역에서는 222m, 223m에 두 개의 타겟이 인접하게 있는 예제이다. 여기서 x축은 거리이며 y축은 PSD를 나타낸다.

먼저 근거리-영역에서는 일반적인 FFT 방법으로는 35.2m 단일 타겟으로 검지되는데 반해, 제안된 방법을 적용한 경우에는 35m, 35.9m 37m의 3개 타겟이 검출되는 걸 알 수 있다.

중거리-영역 역시 일반적인 방법에서는 99.7m의 단일 타겟이 검출되지만, 제안된 방법에서는 99.7m와 100.4m의 2개 타겟이 검출되는 걸 알 수 있다.

하지만, 원거리-영역은 일반적인 방법과 제안된 방법 모두 2개의 타겟을 검지하지 못하고 있다.

5. 결론

본 논문에서는 각 영역(원거리, 중거리, 근거리) 별로 주파수 스펙트럼을 구하는 방법을 달리 함으

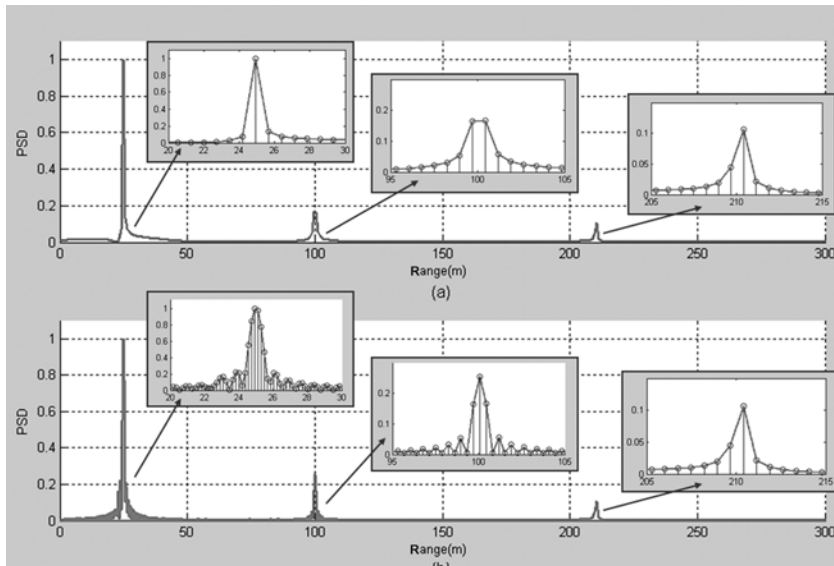


Fig. 10 Range profile of near targets, (a) typical FFT, (b) proposed method

로써, 인접한 거리 일수록 타겟의 검출된 거리와 속도의 오차를 향상시킬 수 있는 신호처리 하드웨어 구조를 제안하였다.

제안된 구조에서 다운 샘플러와 윈도우는 단순한 하드 와이어 방법으로 구현이 가능하고, 기존과 비교하여 FFT 블록 2개가 추가되는 비교적 간단한 구조를 가진다. 이들 3개의 FFT 블록은 병렬로 동시에 동작하여 실시간성 처리도 만족시킬 수 있다.

따라서 기존의 FMCW 레이더 신호처리부의 FFT 블록 대신 제안된 하드웨어 구조를 적용하여, 가까운 거리 일수록 에러가 향상된 주파수 프로파일을 얻음으로서 타겟의 검출 거리 및 속도의 정밀도를 향상시킬 수 있을 것이다.

후 기

이 논문은 교육과학기술부 중점연구과제의 연구 결과입니다.

References

- 1) P. Venhovens, K. Naab and B. Adiprasito, "Stop and Go Cruise Control," Int. J. Automotive Technology, Vol.1, No.2, pp.61-69, 2000.
- 2) H. Rohling and M.-M. Meinecke, "Waveform Design Principles for Automotive Radar Sys-

tems," IEEE CIE International Conference on Radar, pp.1-4, 2001.

- 3) SupplierBusiness, Market Report : Active Safety System Report, SupplierBusiness, 2007.
- 4) A. Wojtkiewicz, J. Misiurewicz, M. Nałecz, K. Jedrzejewski and K. Kulpa, "Two-dimensional Signal Processing in FMCW Radars," staff.elka.pw.edu.pl/~jmisiure/esptr_base/lect_fmcr/kk97fm.pdf
- 5) E. Hyun and J.-H. Lee, "Method to Improve Range and Velocity Error using De-interleaving and Frequency Interpolation for Automotive FMCW Radars," International Journal of Signal Processing, Image Processing and Pattern Recognition, Vol.2, No.2, pp.27-37, 2009.
- 6) G. M. Brooker, "Understanding Millimetre Wave FMCW Radars," IEEE 1st International Conference on Sensing Technology, pp.152-157, 2005.
- 7) B. R. Mahafza, Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB, Chapman & Hall/CRC, 2005.
- 8) W.-J. Oh, "Design and Implementation of DSP module for Automotive Radar System using FMCW," IEEK, Vol.41, TC No.12, pp.77-84, 2004.
- 9) P. Stoica and R. L. Moses, Introduction to Spectral Analysis, Prentice Hall, 1997.