

차량용 근거리 계측을 위한 고분해능 FMCW 레이더의 구현

°김찬현, 김수범, 공영균, 김영수
포항공과대학교 전자컴퓨터공학부
경북 포항시 남구 효자동 산 31번지
E-mail : kch21@postech.ac.kr

Implementation of High Range Resolution FMCW Radar for Short-Range Automotive Applications

°Chan-Heon Kim, Soo-Bum Kim, Young-Kyun Kong, Young-Soo Kim
Division of Electrical and Computer Engineering, Pohang University of Science and
Technology
San 31, Hyoja-dong, Nam-gu, Pohang, Korea
E-mail : kch21@postech.ac.kr

Abstract

In this paper, a 24GHz FMCW radar system which measures the range and the relative velocity of a vehicle in close range is described. The intended ranging accuracy is 15cm and a possible system concept to achieve this objective is presented. The VCO nonlinearity correction method using a reference delay-line and the data extrapolation algorithms based on AR(autoregressive) model are applied. The implemented system shows relatively satisfactory results in ranging accuracy.

I. 서론

자동차의 급격한 증가로 인한 사고 및 피해가 증가함에 따라 선진국을 중심으로 지능형 교통시스템의 도입이 적극적으로 추진되고 있다.

지능형 교통시스템에서 자동차의 제어를 위해 주행중인 자동차에 전후방 및 측방의 주변환경에 대한 정보를 제공할 수 있는 센서가 요구되며 이를 위해 초음파, 적외선, 레이저, 밀리미터파 레이더 및 화상 센서 등이 고려된다. 이 중에서 온도와 습도에 대한 영향이 적으며 정확한 거리 및 상대 속도 측정이 가능한 밀리미터파 레이더 방식이 선호되는데, 밀리미터파 레이더 방식 중 비

교적 설계가 간단하며 정확한 거리 및 속도 정보를 제공하는 FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave)방식이 적합하여 이에 대한 연구가 활발히 진행중에 있다. 현재 주파수 표준은 미국과 유럽 및 일본을 중심으로 60GHz, 77GHz 대역에서 연구중에 있다. 본 논문에서는 $\pm 0.15m$ 의 정확도를 제공할 수 있도록 24GHz대역에서 heterodyne방식으로 설계하여 정확도 및 분해능 향상 기법을 적용한 시스템을 구현하였다.

II. FMCW 레이더의 동작 원리

일반적인 FMCW 레이더는 VCO (Voltage

Controlled Oscillator)의 주파수를 시간에 따라 선형적으로 변조시켜 송신하고 표적에 대해 반사된 수신 주파수와 송신 주파수와의 차주파수에 의해 거리 및 상대속도 정보를 산출해낸다.

이동중인 표적에 대해서는 도플러 효과에 의해 그림 1에서처럼 VCO의 upswep과 downswep 시 각각 다른 차주파수를 나타내며, 표적에 대해 추출된 차주파수(f_b)와 거리와의 관계는 다음 관계식에 의해서 표현된다^[1].

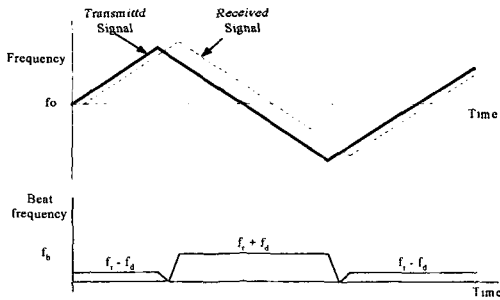


그림 1. 이동표적에 대한 주파수와 시간의 관계

$$f_b = \frac{2R}{c} 2f_m \Delta f = \frac{4R f_m \Delta f}{c} \quad (1)$$

c : velocity of light (m/s) f_m : Modulation frequency
 Δf : Bandwidth R : range [m]

거리 및 속도 정보를 나타내는 주파수 f_r, f_d 는 다음 관계식에 의해 구할 수 있다.

$$f_b(\text{up}) = f_r - f_d \quad (2)$$

$$f_b(\text{down}) = f_r + f_d$$

$$f_r = \frac{1}{2} (f_b(\text{up}) + f_b(\text{down})) \quad (3)$$

$$f_d = \frac{1}{2} (f_b(\text{up}) - f_b(\text{down}))$$

따라서, 거리 측정에 있어서 분해능 및 정확도를 높이기 위해서 넓은 주파수 대역폭과 선형적인 주파수 변조가 요구된다. 그러나 일반적인 VCO의 제어전압에 대한 출력주파수의 관계는 선형적인 관계를 갖지 않으며, 이러한 원인으로 측정결과에 왜곡을 주어 측정 시 정밀도를 떨어뜨리게 된다. 이러한 문제에 대한 보정 방법으로 VCO의 제어전압의 파형을 변형하는 보정법과 기준 신호를 측정결과에 적용하는 신호처리방법이 이용되는데, 본 시스템의 구현에 있어서는 기준 신호를 이용하여 실시간으로 VCO의 비선형성을 보상하여 거리 왜곡의 문제를 해결한다.

III. FMCW 레이더 시스템 구성

그림 2의 24GHz 대역의 FMCW 레이더 시스템은 크게 신호처리부와 송수신부로 구성된다.

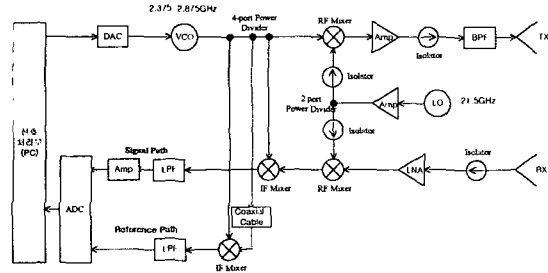


그림 2. 차량용 레이더 블록 다이어그램

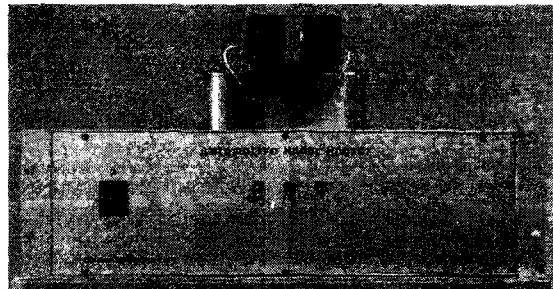


그림 3. 차량용 FMCW 레이더 prototype

FMCW 레이더 시스템은 신호처리부 및 2GHz 대역의 IF와 24GHz 대역의 RF부로 나누어지며, 신호처리부에서는 VCO의 주파수 변조를 위해 삼각 파형을 생성하는 FPGA 및 D/A converter와 수신 신호를 샘플링하여 신호 처리를 하는 A/D converter 및 PC 인터페이스로 구성된다. 송수신부는 2.5GHz ~ 2.75GHz대역의 VCO와 21.5GHz 국부발진기를 이용한 heterodyne 방식으로 설계하였다. 이에 LNA, Amplifier와 주파수 변환을 위한 mixer 및 빔 폭이 약 22°,이득이 15dB인 2개의 horn 안테나로 구성하였다. VCO를 거쳐 전력 분배기를 통과한 송신 신호 중 일부는 VCO 비선형성 보상을 목적으로 기준신호 생성을 위해 10m 길이의 기준 지연선(coaxial cable)을 통과하여 A/D converter에 의해 샘플링되어 신호처리부에 입력된다. 20m의 정지 표적에 대해 차주파수는 식 (1)에 의해 16.7KHz가 되며, Nyquist 샘플링 이론에 의해 최소 33KHz 이상의 샘플링 주파수를 갖는 A/D converter를 선택한다.

시스템의 dynamic range는 탐지 거리 1~20m에 대해 약 50dB를 보여준다. 표준 표적인 corner reflector(RCS : 13.3m²)에 대해 수신 신호는 1m 거리에서 -25.5dBm이 측정되었다.

표 1은 연구중인 FMCW 레이더 시스템의 사양을 나타낸다.

Parameter	Specification
Radar Type	FMCW
동작 주파수	24.125GHz ± 125MHz
Sweep 시간	2ms
송신 전력	4dBm
거리 분해능	0.6m
탐지 거리	1 ~ 20m

표 1. 차량용 레이더 기본 사양

IV. VCO의 비선형성 보상 및 실험 결과

FMCW 레이더는 송신 신호의 시간에 따른 주파수 변화를 선형적으로 가정한다. 그러나 실제 시스템의 주파수 변화는 비선형적이며, 이 경우 측정 신호의 차주파수 값이 시간에 따라 변하기 때문에 측정결과가 부정확해진다. VCO의 비선형성 보상을 위해서는 여러 방법이 이용되고 있다^{[2][3]}.

주파수는 신호의 위상의 변화이므로 단일주파수는 신호의 위상이 선형적으로 변한다는 것을 의미한다. VCO의 비선형 특성으로 인하여 수신 신호의 위상이 선형적으로 변하지 않으므로, 이러한 위상의 변화를 선형적으로 재정렬 해 주어야 한다. 그림 4는 본 FMCW 레이더 시스템에 적용된 알고리즘을 보여준다.

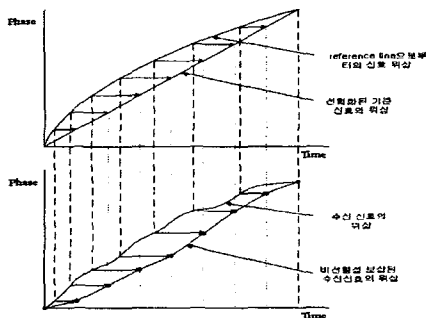
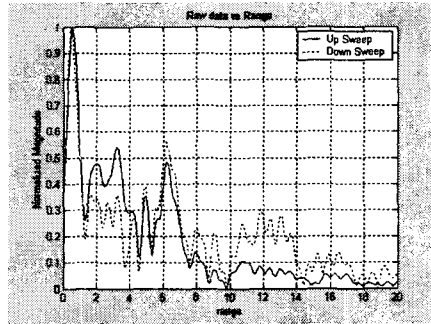


그림 4. VCO 비선형성 보상 알고리즘

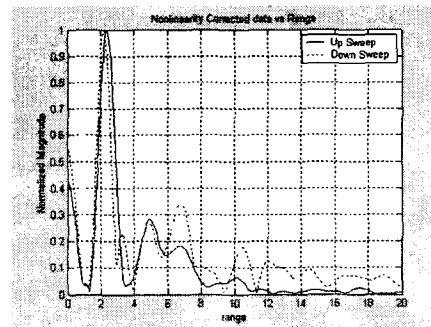
약 10m의 기준 지연선을 통과한 기준 신호의 위상은 수 meter의 근거리에서 수신된 신호의 위상보다 시간에 대해 빠른 변화를 갖게 되며, 동일한 시간에 샘플링시 상대적으로 수신 신호의 위상에 대해 덜 왜곡되어진 위상 변화를 나타낸다.

기준 신호의 위상을 충분한 비율로 내삽하여 선

형적으로 정렬한 후 각 샘플링 시 수신 신호의 위상을 기준 신호에 맞추어 재정렬하여 VCO의 비선형성이 보상된 수신신호를 추출해 낸다. 그림 5는 2.3m 거리에 있는 표적에 대해 비선형성 보상을 거친 수신신호를 zero-padding 후 FFT한 결과와 비선형성 보상과정을 거치지 않은 결과를 보여준다.



(a) 보상 전



(b) 보상 후

그림 5. 기준 신호를 이용한 비선형성 보상

기준 신호를 이용하여 VCO의 비선형성을 보상하는 경우 일반적으로 큰 지연시간을 제공하는 SAW delay line을 이용하지만, 본 시스템의 구현에 있어서는 coaxial cable을 사용하였다. 근거리 측정 구현을 지향하는 본 시스템의 특성상 10m의 기준 지연선으로 만족할 만한 결과를 도출해 낼 수 있다.

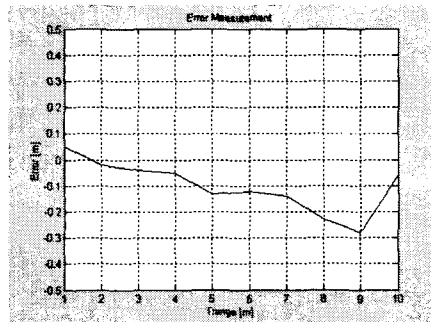


그림 6. 1~10m 거리 측정시 Error

그림 6은 1~10m 거리 측정시 오차를 나타내며, 측정 오차가 거의 ±0.3m내 국한됨을 보여준다.

V. 데이터 외삽 기법을 이용한 분해능 향상 및 측정 결과

AR (Autoregressive) 모델을 이용한 데이터 외삽 기법은 고분해능의 예측치를 제공하며, 선형방정식의 해를 제공해 줄 수 있기 때문에, MA (Moving average) 또는 ARMA (Autoregressive Moving average) 모델에 비해 선호된다^[4].

이는 데이터가 순방향 (forward prediction) 또는 역방향 (backward prediction)의 선형 결합으로 표현할 수 있다는 선형 예측 모델을 기초로 한다.

데이터가 $x[n]$ ($n=1, 2, \dots, N$)이고, 모델 차수가 M 인 경우, 순방향 예측치와 역방향 예측치는 각각 다음과 같이 표현될 수 있다^{[5][6]}.

$$x^f_M[n] = - \sum_{m=1}^M a_M[m] x[n-m] \quad (4)$$

$$x^b_M[n-M] = - \sum_{m=1}^M a^*_M[m] x[n+m-M] \quad (5)$$

*: complex conjugate $n=M+1, M+2, \dots, N$ 이 때 순방향 및 역방향 오차는 다음과 같다.

$$e^f_M[n] = x[n] + \sum_{m=1}^M a_M[m] x[n-m] \quad (6)$$

$$e^b_M[n-M] = x[n-M] + \sum_{m=1}^M a^*_M[m] x[n+m-M] \quad (7)$$

계수 $a_M[m]$ 을 추출하여 AR 모델에 대한 선형 예측 필터의 전달 함수를 구하면 다음과 같이 표현된다.

$$H_M[z] = \frac{1}{1 + \sum_{i=1}^M a_M[i] z^{-i}} \quad (8)$$

1) Burg 알고리즘

계수 $a_M[m]$ 은 Levinson recursion에 의해

$$a_M[m] = a_{M-1}[m] + a_M[M] a^*_{M-1}[M-m] \quad (9)$$

$$m = 1, 2, \dots, M-1$$

의 관계를 갖고, 이를 식 (6), (7)에 대입하면 순방향 오차와 역방향 오차는 다음과 같이 표현된다.

$$e^f_M[n] = e^f_{M-1}[n] + a_M[M] e^b_{M-1}[n-1] \quad (10)$$

$$e^b_M[n] = e^b_{M-1}[n-1] + a^*_M[M] e^f_{M-1}[n] \quad (11)$$

이 오차의 산술 평균 ρ^f_M 은,

$$\rho^f_M = \frac{1}{2N} \left[\sum_{n=M+1}^N |e^f_M[n]|^2 + \sum_{n=M+1}^N |e^b_M[n]|^2 \right] \quad (12)$$

이며, 이를 최소화시키는 계수 $a_M[M]$ 은

$$a_M[M] = \frac{-2 \sum_{n=M+1}^N e^f_{M-1}[n] e^b_{M-1}[n-1]}{\sum_{n=M+1}^N |e^f_{M-1}[n]|^2 + \sum_{n=M+1}^N |e^b_{M-1}[n-1]|^2} \quad (13)$$

이 된다.

2) MCM(Modified Covariance Method) 알고리즘

Burg 기법에서 계수는 Levinson recursion을 만족하도록 제한되는 반면, MCM 기법은 순방향 및 역방향 오차에 대한 최소화를 수행한다.

순방향 및 역방향 오차의 평균 ρ^f_M 은,

$$\rho^f_M = \frac{1}{2} \left[\sum_{n=M+1}^N |e^f_M[n]|^2 + \sum_{n=M+1}^N |e^b_M[n]|^2 \right] \quad (14)$$

이 되며, 이는 normal equation으로 표현된다.

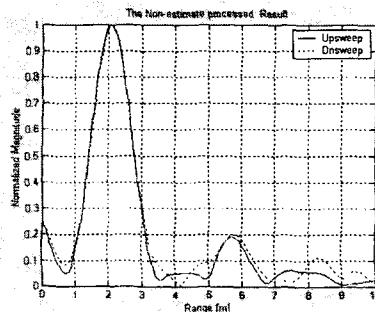
$$R_M a^f_M = \begin{pmatrix} 2\rho^f_M \\ 0_M \end{pmatrix} \quad (15) \quad R_M = X^H_M X_M \quad (16)$$

$$X_M = \begin{pmatrix} x(M+1) & x(M) & \dots & x(1) \\ x(M+2) & x(M+1) & \dots & x(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x(N) & x(N-1) & \dots & x(N-M) \\ x^*(1) & x^*(2) & \dots & x^*(M+1) \\ x^*(2) & x^*(3) & \dots & x^*(M+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x^*(N-M) & x^*(N-M+1) & \dots & x^*(N) \end{pmatrix} \quad (17)$$

$$a^f_M = [1 \ a_M[1] \ a_M[2] \ a_M[3] \ \dots \ a_M[M]]^T \quad (18)$$

3) 측정 결과

실험은 2m 거리에서 0.5m간격을 두고 Corner reflector(1.9m)와 retroreflector(2.4m)를 이용하여 두 표적에서 수신된 신호를 측정하였다. 본 실험에서는 모델 차수가 $M=100$ 으로 설정하고, 주파수 대역폭이 2배가 되도록 데이터 외삽 기법을 적용하였다.



(a) 데이터 외삽기법 적용 전