



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학석사 학위논문

# FMCW 레이더의 진폭 및 주파수 변조 현상 분석

2017 년 2 월

서울대학교 대학원

전기 · 정보 공학부

구 종 섭

# FMCW 레이더의 진폭 및 주파수 변조 현상 분석

## An analysis of amplitude and frequency modulation in FMCW radar

지도 교수 남 상 욱

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함  
2017 년 2 월

서울대학교 대학원  
전기 · 정보 공학  
구 종 섭

구종섭의 공학석사 학위논문을 인준함  
2017 년 2 월

위 원 장 \_\_\_\_\_ 서 광 석 (인)

부위원장 \_\_\_\_\_ 남 상 욱 (인)

위 원 \_\_\_\_\_ 심 병 효 (인)

# 초 록

## FMCW 레이더의 진폭 및 주파수 변조 현상 분석

서울대학교 대학원

전기 · 정보 공학부

구 종 섭

본 논문은 FMCW 레이더의 진폭 변조(Amplitude Modulation) 및 주파수 변조(Frequency Modulation)에 대하여 분석하였다.

레이더는 주로 국방 분야에 사용되어 왔지만 최근 차량용 레이더, 영상 레이더(Synthetic Aperture Radar, SAR), 위성용 레이더 등 다양한 분야에 적극적으로 활용되고 있다. 이 중에서도 특히 차량용 레이더는 77 ~ 81 GHz 대역의 FMCW 레이더를 사용한다. 이 같은 차량용 레이더에서 잡음으로 왜곡 현상은 오작동을 유발하게 되고 치명적인 안전사고를 야기시킨다. 왜곡 현상은 외부 환경에 존재하는

Clutter 에 의한 잡음뿐만 아니라 레이다 모듈 자체에서 발생하는 내부적인 진폭 변조와 주파수 변조에 기인하는 바가 크다.

이상적인 FMCW 신호는 시간에 대하여 진폭이 일정하고 주파수가 선형적으로 변하는 직선형태이지만 실제로는 의도하지 않은 왜곡이 발생하여 진폭이 일정하지 않고 주파수는 기울기가 일정하지 않은 비선형적인 특성을 가진다. 이로 인해 레이다의 혼합기와 필터를 지난 신호를 계측기에서 관측하면 비트 주파수 주변에 잡음을 발생시킨다.

본 연구에서는 진폭 변조와 주파수 변조에 의하여 발생하는 잡음을 정확하게 표현하기 위한 모델링 방법을 제시하였고 신호원의 진폭 및 주파수 변조 특성이 주어졌을 때 진폭 및 주파수 변조 잡음을 예측할 수 있는 추정방법을 제시하였다. 또한 좀 더 실제 상황에 가까운 진폭 및 주파수 변조 현상이 동시에 존재하는 경우를 가정하여 순수한 진폭 및 주파수 변조 잡음뿐만 아니라 추가적으로 발생하는 진폭-주파수 상호변조잡음 특성에 대하여 밝혔다.

더 나아가, 정지된 물체뿐만 아니라 움직이는 물체의 거리 및 속도를 추정할 때 진폭 및 주파수 변조가 미치는 영향에 대하여 분석하였다. 그리고 이를 FMCW 레이다에 대한 시뮬레이션 결과로 검증하였다.

끝으로, FMCW 레이다 시스템 설계 시 진폭 변조로 인한 왜곡을 방지하기 위한 시스템의 진폭 변조 기준을 제시하였다.

**주요어** : FMCW Radar, Amplitude Modulation(AM), Frequency Modulation(FM), Beat frequency, Doppler frequency

**학 번** : 2015-20886

# 목 차

제 1 장 서론 .....	1
제 2 장 FMCW 레이더 .....	3
제 1 절 FMCW 레이더 신호 .....	4
제 2 절 레이더 방정식 .....	4
제 3 절 FMCW 레이더의 구조 .....	7
제 4 절 FMCW 레이더를 이용한 정지된 표적의 거리 탐지 .....	9
제 5 절 FMCW 레이더를 이용한 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지 .....	11
제 3 장 진폭 변조와 주파수 변조 .....	15
제 1 절 FMCW 레이더의 진폭 변조 .....	15
제 2 절 FMCW 레이더의 주파수 변조 .....	19
제 3 절 FMCW 레이더의 진폭-주파수 상호 변조 .....	23
제 4 절 진폭 및 주파수 변조가 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지에 미치는 영향 .....	26
제 4 장 시뮬레이션 및 검증 .....	34
제 1 절 시스템의 진폭 변조 특성에 따른 진폭 변조 잡음 추정 .....	34
제 2 절 시스템의 진폭 및 주파수 변조 특성에 따른 진폭-주파수 상호 변조 잡음 추정 .....	38
제 5 장 FMCW 레이더 설계를 위한 진폭 및 주파수 변조 기준 .....	40
제 1 절 Amplitude Modulation Index .....	40
제 2 절 거리 해상도에 따른 FMCW 레이더 시스템의 진폭 및 주파수 변조 기준 .....	41
제 3 절 다중 표적 탐지를 위한 FMCW 레이더 시스템의 진폭 및 주파수 변조 기준 .....	45
제 6 장 결 론 .....	50
참고문헌 .....	52
Abstract .....	55

## 표 목차

[표 1-1]진폭 변조 잡음 추정-시뮬레이션 파라미터.....	37
[표 2-1]거리 및 속도 오차-시뮬레이션 파라미터.....	38
[표 2-1]거리 및 속도 오차-시뮬레이션 파라미터.....	38
[표 3]Amplitude Modulation Index 에 따른 거리 해상도.....	41
[표 4]주파수 변조 Parameter 에 따른 거리 해상도.....	43

## 그림 목차

[그림 1] (a) CW 파형 (b) FMCW 파형.....	4
[그림 2] 일반적인 FMCW 레이더의 구조.....	7
[그림 3] 정지된 물체 탐지 시 FMCW 레이더의 송신 신호와 수신 신호 및 비트 신호의 주파수.....	9
[그림 4] 이동하는 물체 탐지 시 FMCW 레이더의 송신 신호와 수신 신호 및 비트 신호의 주파수.....	13
[그림 5] FMCW 레이더 신호의 진폭.....	15
[그림 6] FMCW 레이더 신호의 주파수.....	19
[그림 7] 이중대역 FMCW 레이더 시스템 블록도.....	34
[그림 8] 측정된 LO 및 RF 파워.....	35
[그림 9] 15 m 표적에 대한 비트 주파수 스펙트럼. (a) S 밴드와 (b) X 밴드 신호 사용 시 모델링을 통한 추정과 시뮬레이션 값 비교.....	36
[그림 10] 주파수 변조가 있는 FMCW 레이더를 이용한 이동하는 표적 탐지 시 (a) 하강 칩 (b) 상승 칩 의 비트 주파수 스펙트럼.....	39
[그림 11] 진폭과 주파수 변조가 있는 FMCW 레이더를 이용한 이동하는 표적 탐지 시 (a) 하강 칩 (b) 상승 칩 의 비트 주파수 스펙트럼.....	39
[그림 12] 시간 도메인에서 관찰한 진폭 변조된 신호.....	40
[그림 13] Amplitude modulation index 에 따른 3dB Bandwidth.....	42
[그림 14] FM Parameter 에 따른 3dB Bandwidth.....	43
[그림 15] 다중 표적 탐지 레이더.....	45
[그림 16] FMCW 레이더를 이용한 다중 표적 탐지 시 (a) n 번 째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 진폭 변조 잡음보다 작은 경우 (b) 큰 경우.....	47
[그림 17] 진폭 변조를 발생시키는 표적과 다른 표적과의 거리 비율에 따른 Amplitude Modulation Index 의	

최대 허용값 .....	47
[그림 18] FMCW 레이더를 이용한 다중 표적 탐지 시 (a) n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 주파수 변조 잡음보다 작은 경우 (b) 큰 경우 .....	48
[그림 19] FMCW 레이더를 이용한 다중 표적 탐지 시 (a) n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 진폭-주파수 상호 변조 잡음보다 작은 경우 (b) 큰 경우 .....	49

# 제 1 장 서 론

레이다는 과거에는 주로 군사용으로 사용되어 왔으나 최근 통신 기술의 발달로 인해 위성용 레이더, 영상 레이더, 차량용 레이더, 벽 투과 레이더와 같은 다양한 어플리케이션에 널리 사용되고 있다 [1]–[3]. 그 중에서도 특히 FMCW 레이더는 Pulse 레이더와는 달리 낮은 전력 소모와 비교적 간단한 하드웨어 구현성으로 인한 장점을 가져 활발한 연구가 진행 중이다. FMCW 레이더의 어려움 중 하나는 비트 주파수 스펙트럼에서 표적과 알 수 없는 잡음의 구별을 방해하는 사이드 로브가 발생한다는 점이다. 많은 연구들이 표적 탐지 레이더에서 이 같은 어려움을 줄이기 위한 기술을 개발했지만 [4]–[5], 주로 외부 환경에 존재하는 클러터(Clutter)에 의한 잡음을 제거하는 데에 중점을 두었다. 하지만 실제로 레이더 모듈을 구성하는 vco 와 같은 능동 소자들 자체의 특성으로 인한 내부 잡음이 발생할 수 있다.

이를 진폭 및 주파수 변조로 나누어 볼 수 있고, 진폭 변조는 일정한 진폭을 갖는 이상적인 경우와 달리 시간에 대해 일정하지 않은 진폭을 갖는다. 주파수 변조 또한 일정한 변조 주파수를 갖는 이상적인 경우와 달리 변조 주파수의 기울기가 일정하지 않다. 이 같은 비선형적인 진폭 및 주파수 변조 특성은 비트 주파수 스펙트럼에서 표적의 거리 정보를 담고 있는 메인 로브 양 옆으로 사이드 로브를 발생시키고 표적 탐지 성능을 저하시킨다. 또한 진폭 및 주파수 변조가 동시에 존재하는 경우 순수 진폭 및 주파수 변조 잡음외에 추가적인 진폭-주파수 상호변조잡음이 발생한다. 나아가, FMCW 레이더를 이용한 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지 시에도 진폭 및 주파수 변조에 의한 오차가 발생할 수 있다.

본 논문의 2 장에서는 레이더 방정식을 포함한 FMCW 레이더의 기본 동작 원리와 일반적인 FMCW 레이더의 구조, 정지된 표적과 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지 원리에 대하여 알아보았다. 3 장에서는 진폭 및 주파수 변조가 FMCW 레이더의 표적 탐지 성능에 미치는 영향과 시스템의 진폭 및 주파수 변조 특성이 주어졌을 때 진폭 및 주파수 변조 잡음을 추정하는 방법을 제시하였다. 4 장에서는 앞서 밝힌 진폭 및 주파수 변조 모델링을 통한 시스템의 잡음 추정 방법을 MATLAB 시뮬레이션 결과와 비교하여 검증하였고, 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지에 진폭 및 주파수 변조가 존재할 때 발생하는 오차를 검증하였다. 5 장에서는 FMCW 레이더 시스템 설계 시 진폭 및 주파수 변조로 인하여 발생하는 잡음 영향을 방지하기 위한 시스템의 진폭 변조 기준을 밝혔다. 6 장에서는 위의 내용을 바탕으로 FMCW 레이더에서 발생하는 비선형 왜곡현상을 종합하여 결론을 맺었다.

## 제 2 장 FMCW 레이더

레이더는 변조 방식에 따라 펄스(Pulse) 레이더, 연속파(Continuous Wave, CW) 레이더, 주파수 변조 연속파(Frequency-Modulated Continuous Wave, FMCW) 레이더, 계단 주파수(Stepped-Frequency) 레이더 등으로 나눌 수 있다. Pulse 레이더는 짧은 시간 동안 큰 출력 파워를 갖는 펄스 신호를 송신하고 표적을 맞고 반사되어 돌아오는 수신 펄스 신호와의 시간 지연을 이용하여 표적의 거리를 계산한다. CW 레이더는 단일 주파수의 신호를 연속적인 시간 동안 송신하고 수신 신호의 주파수 변화를 감지하여 표적의 속도를 탐지한다. FMCW 레이더는 연속적인 CW 신호의 주파수를 시간에 따라 변조시켜 송신하고 수신된 신호와 송신 신호를 믹싱하여 얻은 비트 주파수 신호를 이용하여 표적의 거리와 속도를 측정한다. Stepped-Frequency 레이더는 계단 주파수 변조된 연속신호를 이용하여 고해상도의 표적 정보를 획득할 수 있는 방식이다. FMCW 레이더는 펄스 레이더와는 달리 낮은 전력 소모와 비교적 간단한 하드웨어 구성이 가능하다는 장점을 가지고 있지만 연속된 시간 동안 선형적인 주파수 변조가 요구되고, 수신된 비트 주파수 신호를 주파수 스펙트럼에서 분석해야 하기 때문에 ADC의 성능과 칩 주기 등과 같은 변수에 의하여 표적 탐지의 정밀도가 저하될 수 있다 [6].

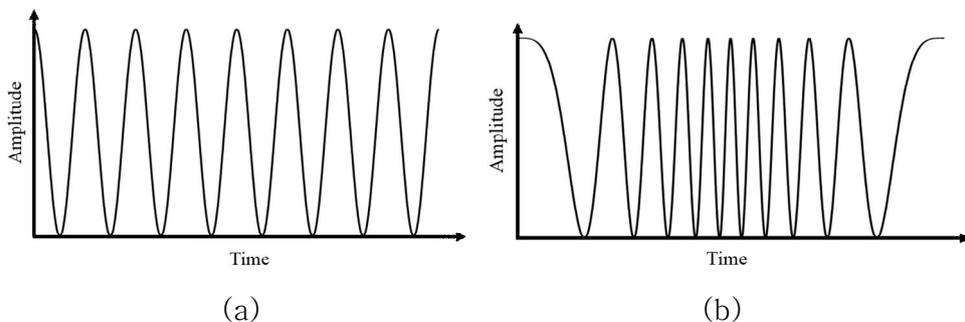
## 제 1 절 FMCW 레이더 신호

연속파 레이더는 CW 형태와 FMCW 형태 두 가지로 나눌 수 있다. CW 파형은 한 주파수의 연속 신호이고 FMCW 는 CW 파형에서 주파수가 시간에 따라 선형적으로 증가하거나 감소하는 연속 신호이다. CW 와 FMCW 의 시간에 대한 파형은 그림 1 과 같다.

CW 파형은 표적을 맞고 반사되어 돌아온 수신신호와 송신신호를 믹싱한 후 수신신호의 주파수 변화를 감지하여 움직이는 물체의 속도를 측정한다. 하지만 일반적으로 거리 정보를 알 수 없다는 단점이 있다. 이와 달리 FMCW 파형을 사용하면 움직이는 물체의 속도뿐만 아니라 거리 정보를 얻을 수 있다.

## 제 2 절 레이더 방정식

레이더 방정식은 레이더로부터 표적까지의 탐지 거리와 송신기, 수신기, 안테나, 표적과 주변환경들 간의 관계를 나타낸 식이다. 최대 탐지 거리뿐만 아니라 레이더의 성능에 미치는 요소들을 이해하는데 유용하다. 또한 레이더 시스템을 설계하기 위한 중요한 도구이다.



[그림 1] (a) CW 파형 (b) FMCW 파형

Isotropic 안테나로부터 방사되는 레이더의 송신 출력을  $P_t$  라고 했을 때 레이더로부터 거리  $R$  만큼 떨어진 위치에 전달되는 전력 밀도는 방사 전력을 반경  $R$  을 갖는 가상의 구의 표면적  $4\pi R^2$  으로 나눈 값과 같다.

$$\text{Isotropic 안테나로부터의 전력 밀도} = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad (1)$$

지향성 안테나의 경우에는 방사 전력  $P_t$  를 특정한 방향으로 집중시킨다. 따라서 특정 방향으로의 안테나 이득이 발생하고 송신 이득  $G$  를 갖는 지향성 안테나로부터의 전력 밀도는 다음과 같다.

$$\text{Directive 안테나로부터의 전력 밀도} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (2)$$

표적은 레이더에서 방사되는 전자파의 일부를 재방사하고 이 중 다시 레이더로 재방사되는 전력량을 결정하기 위해 레이더 단면적(Radar Cross Section, RCS)을  $\sigma$  라고 하고 다음의 식으로 정의할 수 있다.

$$\text{레이더 단면적(RCS), } \sigma = \frac{4\pi R^2 \cdot P_r}{P_t} \quad (3)$$

또한  $\sigma$  의 레이더 단면적을 갖는 표적에서 레이더로 재방사되는 전력 밀도는 다음과 같다.

$$\text{레이다로 재방사되는 전력 밀도} = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \cdot \frac{\sigma}{4\pi R^2} \quad (4)$$

레이다의 안테나는  $A_e$  로 정의되는 유효면적에 해당하는 양만큼 표적으로부터 재방사되는 에너지의 일부를 수신한다. 유효면적은 물리적인 면적을  $A$  라 하고, 안테나 개구 효율을  $\rho_a$  라 할 때  $A_e = \rho_a \cdot A$  의 관계를 갖는다. 이 때 수신 안테나가 수신하는 전력은 다음과 같다.

$$\text{레이다의 수신 전력} = \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 R^4} \quad (5)$$

최소 탐지 가능한 신호의 전력  $S_{\min}$  과 레이다의 수신 전력이 같을 때 레이다는 최대 탐지 거리를 갖는다. 이 같은 관계와 식 (5)를 재정리하여 얻은 레이다의 최대 탐지 거리는 다음과 같다.

$$\text{레이다의 최대 탐지 거리} = \left[ \frac{P_t G A_e \sigma}{(4\pi)^2 S_{\min}} \right]^{1/4} \quad (6)$$

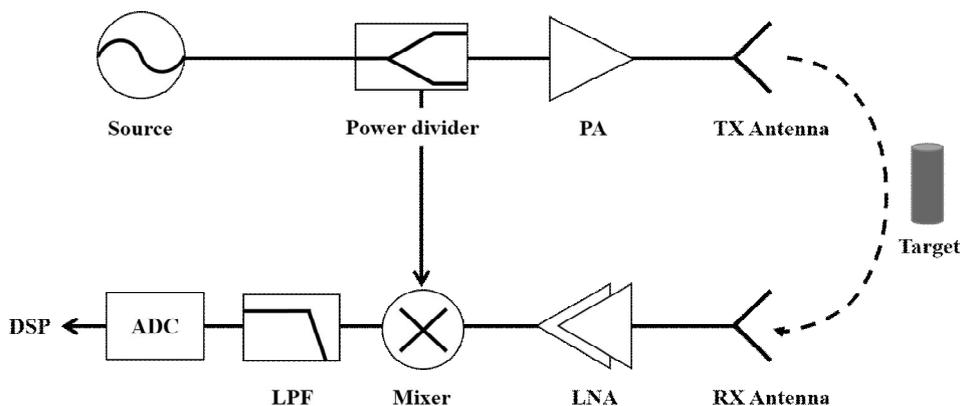
식 (6)로 표현된 레이다 방정식을 이용하여 목표 최대 탐지 거리를 달성하기 위해 요구되는 안테나의 유효면적, 이득, 송신 전력 등의 성능을 결정할 수 있으며 수신 신호 전력을 예측할 수 있다. 또한 레이다 시스템의 잡음 레벨에 따른 최대 탐지 가능한 거리를 예측할 수 있다.

### 제 3 절 FMCW 레이더의 구조

일반적인 FMCW 레이더의 구조는 그림 2 와 같다. 크게 송신부, 수신부, 안테나부, 신호처리부로 나누어 지며 정지된 하나의 표적을 가정하였다.

FMCW 신호원은 크게 아날로그 방식과 디지털 방식으로 구현할 수 있다. 아날로그 방식은 칩 신호를 발생시키기 위하여 VCO 가 이용되며 [7], 상승 칩과 하강 칩 신호는 VCO 의 전압을 선형적으로 증가시키거나 감소시킴으로써 얻어진다. 하지만 VCO 의 비선형적인 특성과 긴 안정 시간(Settling time)의 한계로 디지털 방식의 접근이 개발되었다. 아날로그 방식과는 달리 디지털 방식은 비선형적인 특성으로 인한 한계를 최소화 할 수 있으며 디지털 신호를 사용하여 쉽게 주파수를 변조할 수 있다 [8].

신호원으로부터 생성된 FMCW 신호는 Power divider 를 거쳐 송신 신호와 혼합기(Mixer)의 국부발진 신호로 나누어 진다. 송신 신호는 전력 증폭기(PA)로부터 증폭된 후 송신 안테나를 통해 전자파 형태로



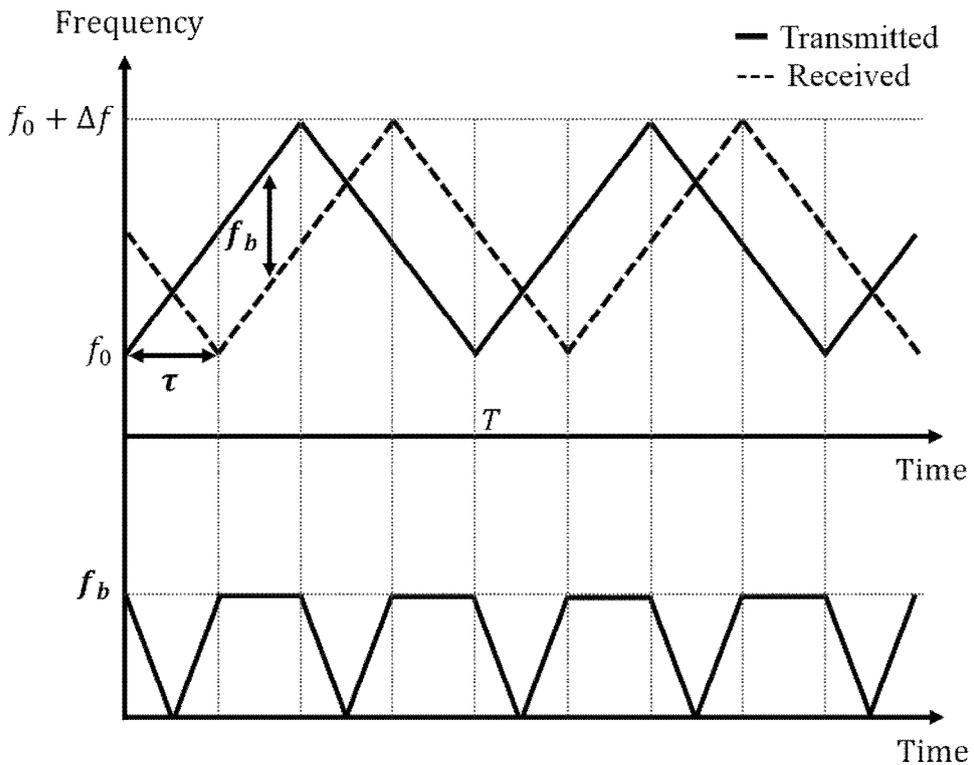
[그림 2] 일반적인 FMCW 레이더의 구조

공기 중으로 방사된다. 표적을 맞고 반사된 수신 신호는 송신 신호의 시간 지연된 신호로 나타나고, 수신 안테나를 거쳐 저잡음 증폭기(LNA)를 통해 증폭되어 혼합기에서 송신 신호와 믹싱된다. 혼합기의 출력 신호는 송신 신호와 수신 신호의 주파수 성분의 합과 차, 두 가지 신호가 생성되지만 저역통과필터(Low pass filter)를 거쳐 합의 주파수 신호는 걸러지고 차의 주파수 신호만 아날로그-디지털 변환기(Analog-Digital Converter) 들어간다. 이 때 차의 주파수 성분을 비트 주파수(Beat frequency)라 일컫는다. 신호처리부에서는 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform)을 통해 획득한 신호를 주파수 도메인으로 전환시키고, 비트 주파수를 추출하여 표적과 레이더 사이의 거리 및 속도를 계산한다.

## 제 4 절 FMCW 레이다를 이용한 정지된 표적의 거리 탐지

송신 신호와 표적으로부터 반사되어 돌아온 수신 신호의 시간 지연을 직접 추출하여 거리를 탐지하는 펄스 레이다와 달리 FMCW 레이다는 송신 신호와 수신 신호와의 주파수 차이를 추출한 후 거리 정보를 환산한다.

그림 3 과 같이 상승 첩과 하강 첩을 반복하는 triangular shape waveform 을 가정한 경우, 실선으로 표시된 송신 신호는 레이다에서 안테나를 거쳐 공기 중으로 방사 된 후 표적을 맞고 반사되어 일정한



[그림 3] 정지된 물체 탐지 시 FMCW 레이다의 송신 신호와 수신 신호 및 비트 신호의 주파수

시간 지연 뒤에 점선으로 표시된 수신 신호로 돌아온다. 이 때 레이다와 표적 사이의 거리를  $R$  이라고 할 때 송신 신호와 수신 신호 간의 시간 지연은  $\tau = \frac{2R}{c}$  로 나타낼 수 있다. 선형적으로 증가하는 상승 칩 주파수의 기울기를  $C_R$  이라 할 때 이는 주파수 변조 대역폭을 변조 주기로 나눈 값이 된다. 송신 신호와 수신 신호의 주파수를 시간 축에서 관찰했을 때 주파수의 차이가 발생하고 믹싱 한 후 저역통과필터를 거치면  $f_b$  로 표현되는 차의 주파수 성분 신호를 그림 3 과 같이 얻을 수 있고 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$f_b = C_R \cdot \tau = C_R \cdot \frac{2R}{c} \quad (7)$$

식 (7)에서  $c = 3.0 \times 10^8 \text{ m/s}$  는 빛의 속도를 나타낸다. 이 때 혼합기와 저역통과필터를 거쳐 얻어지는 비트 주파수 신호는 주파수가 0 이 되는 지점 주변으로 상승과 하강하는 주파수 변화를 보인다. 이 부분의 영향은 표적 탐지 시 SNR 을 떨어뜨리지만 비교적 짧은 거리에 있는 물체를 탐지하는 경우 무시할 수 있다.

식 (7)을 재정리하여 표적과 레이다 사이의 거리  $R$  을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$R = \frac{c \cdot f_b}{2C_R} \quad (8)$$

따라서 레이다와 표적 간의 거리는 비트 주파수에 선형적으로 비례한다.

## 제 5 절 FMCW 레이다를 이용한 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지

FMCW 레이다를 이용하여 정지된 표적의 거리를 탐지하기 위해서는 상승 첩만 존재하는 sawtooth 파형과 상승 첩과 하강 첩이 반복되는 triangular 파형 두 가지를 사용할 수 있지만 이동하는 표적의 거리 및 속도를 탐지하기 위해서는 일반적으로 triangular 파형을 사용한다. 정지된 표적의 거리 탐지의 경우 비트 주파수는 상승 첩과 하강 첩 시 동일한 값을 갖지만 이동하는 물체는 수신 신호의 주파수에 도플러 천이가 발생하기 때문에 상승 첩과 하강 첩의 비트 주파수 값이 다르다.

이동하는 물체의 경우 수신 신호의 주파수에 도플러 효과가 발생하여 레이다와 표적 사이의 거리가 가까워지면 수신 신호의 주파수가 증가하고 레이다와 표적 사이의 거리가 멀어지면 수신 신호의 주파수가 감소한다.

그림 4 와 같이 레이다로부터 거리  $R_0$  만큼 떨어진 곳에 위치한 표적이 레이다와 평행한 방향으로  $v$  의 속도로 움직인다고 가정하고 레이다에서  $f_0$  의 주파수를 갖는 송신 신호가 이동하는 표적으로부터 반사되어  $\Delta t$  시간 후에 수신이 되었다면 송신 신호와 수신 신호는 다음의 식으로 표현이 가능하다.

$$S_t(t) = a(t) \cdot e^{j2\pi f_0 t} \quad (9-1)$$

$$S_r(t) = b(t) \cdot e^{j2\pi f_0 (t - \Delta t)} \quad (9-2)$$

이 때 시간 지연  $\Delta t$  는 다음과 같다.

$$\Delta t = \frac{2(R_0 - vt)}{c} \quad (10)$$

식 (9-2)와 식 (10)으로부터 수신 신호의 주파수는 다음과 같이 위상의 시간에 대한 미분으로 얻을 수 있다.

$$f_r(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\phi_r(t)}{dt} = \frac{d\{2\pi f_0(t - \Delta t)\}}{dt} = f_0 + f_0 \cdot \frac{2v}{c} \quad (11)$$

따라서, 식 (11)로부터 이동하는 물체에 의한 발생하는 도플러 주파수는 다음과 같다.

$$f_D = f_0 \cdot \frac{2v}{c} \quad (12)$$

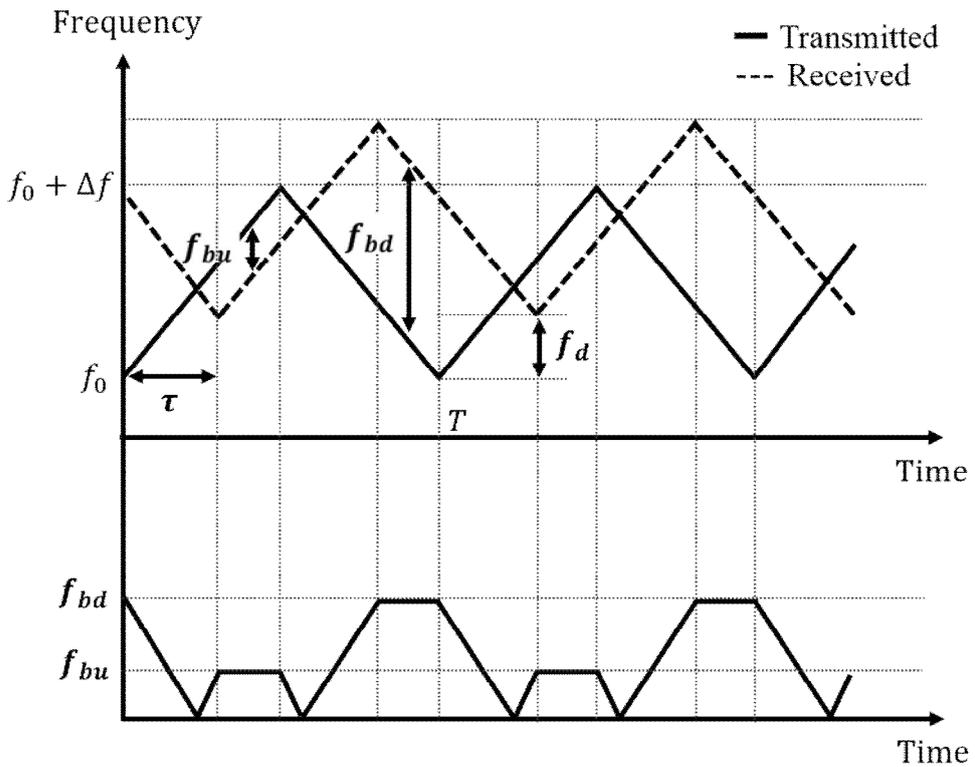
만약  $a$ 의 가속도로 가속운동을 하는 표적의 경우 도플러 주파수는 가속 성분이 더해지며 시간에 따라 선형적으로 변하는 칩 형태로 나타난다. 이 같이 가속운동을 하는 표적의 도플러 주파수를 나타내면 식 (13)과 같다.

$$f_D = f_0 \cdot \frac{2v}{c} + f_0 \cdot \frac{2at}{c} \quad (13)$$

그림 4 에서 이동하는 표적에 대한 송수신과 비트 신호의 주파수를 나타내었다. 표적이 레이더에 가까워지는 방향으로 등속도 운동을 하는 경우를 나타내었고 수신 신호의 주파수에 도플러 주파수가 더해져서 나타난다. 이 때 상승 첩과 하강 첩 시의 비트 주파수를 각각  $f_{bu}$  와  $f_{bd}$  로 표기한다. 이 두 개의 비트 주파수는 움직이는 표적의 거리 정보를 담고 있는 거리 주파수( $f_R$ )와 속도 정보를 담고 있는 도플러 주파수( $f_D$ )와 다음의 관계를 가지고 있다.

$$f_{bu} = f_R - f_D \quad (14-1)$$

$$f_{bd} = f_R + f_D \quad (14-2)$$



[그림 4] 이동하는 물체 탐지 시 FMCW 레이더의 송신 신호와 수신 신호 및 비트 신호의 주파수

식 (9-1)과 식(9-2)를 연립하면 상승 첩과 하강 첩 비트 주파수로부터 거리 주파수와 도플러 주파수를 구할 수 있고 최종적으로 이동하는 표적의 거리와 속도를 다음과 같이 추출할 수 있다.

$$f_R = \frac{f_{bu} + f_{bd}}{2} \quad (15-1)$$

$$f_D = \frac{f_{bd} - f_{bu}}{2} \quad (15-2)$$

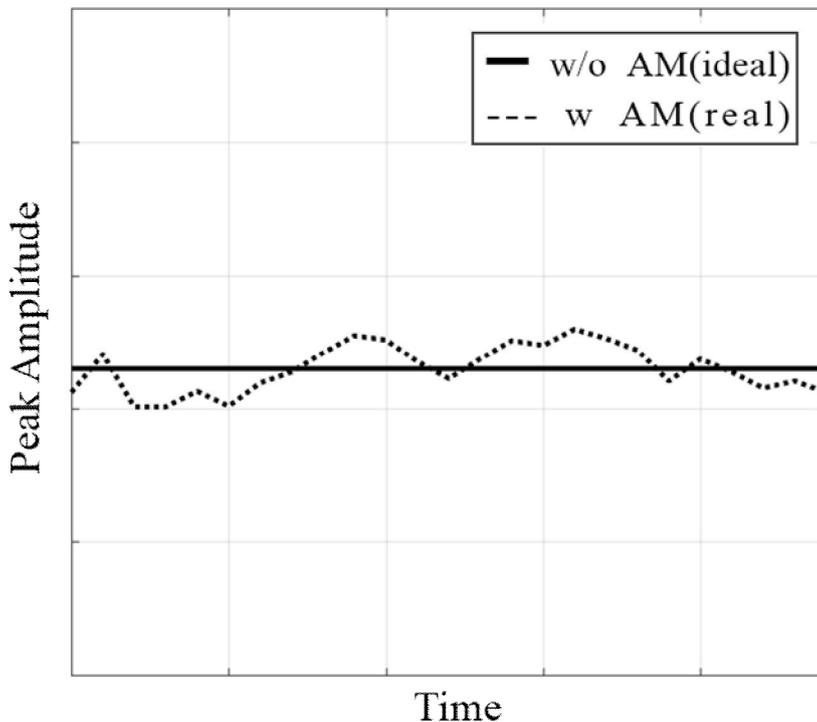
$$R = \frac{c \cdot \tau}{2} = \frac{c \cdot f_R}{2C_R} = \frac{c \cdot (f_{bu} + f_{bd})}{4C_R} \quad (15-3)$$

$$v = \frac{c \cdot f_D}{2f_0} = \frac{c \cdot (f_{bu} - f_{bd})}{4f_0} \quad (15-4)$$

## 제 3 장 진폭 변조와 주파수 변조

### 제 1 절 FMCW 레이더의 진폭 변조

이론적으로 이상적인 FMCW 신호는 시간에 대하여 진폭이 일정하지만 실제로는 vco 의 주파수-출력 전력 특성이 존재하며 FMCW 레이더를 구성하는 능동소자들은 주파수 별로 이득이 다르기 때문에 의도하지 않은 진폭 변조가 발생할 수 있다. 그림 5 는 이상적인 경우와 진폭 변조가 발생한 실제의 경우 신호의 진폭을 나타낸 것이다. 진폭 변조가 있는 경우 레이더의 혼합기와 필터를 지난 신호를 계측기에서 관측하면 비트 주파수 주변에 잡음을 발생시켜 표적 탐지 성능을 저하시킨다.



[그림 5] FMCW 레이더 신호의 진폭

[9]에서 진폭 및 위상 오차가 FMCW 레이다에 미치는 영향을 분석했다. 혼합기의 LO Port 로 들어오는 신호와 RF Port 로 들어오는 신호가 동일한 진폭 변조를 가진다고 가정하였고 이러한 진폭 변조를 하나의 sinusoidal 항으로 모델링하였다. 하지만 실제로 전력 증폭기나, 저잡음 증폭기, 여과기와 같은 블록을 지나면서 주파수 별 이득의 변화가 발생하고 표적으로부터 반사되는 메커니즘에 의해서도 이득의 변화가 발생할 수 있다. 따라서 RF Port 로 들어오는 신호의 진폭은 LO Port 로 들어오는 신호의 진폭 변조와 동일하다고 가정할 수 없다. 또한 실제 상황에서 한 개의 sinusoidal 항으로 비주기적인 진폭 변조를 표현하는 데에는 무리가 있다.

본 절에서는 FMCW 레이다 시스템에서 발생하는 진폭 변조를 적절히 모델링하고 혼합기의 LO 포트와 RF 포트의 진폭 변조에 의한 표적 탐지 성능의 열화에 대하여 밝혔다.

상승 칩 동작 시 이상적인 신호는 다음과 같이 표현 할 수 있다.

$$S(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2) \quad (16)$$

이 때  $A_0$  는 신호의 진폭,  $\omega_0$  는 칩 시작 각주파수,  $C_R$  은 칩의 기울기를 나타낸다. 신호에 원하지 않은 임의의 진폭 변조가 발생한다면 시간에 대한 진폭의 변화는 푸리에 변환을 통하여 신호를 구성하는 주파수 성분의 합으로 표현되며 각각의 주파수 성분을 Fourier-term 이라고 부른다. 아래의 식 (17-1)은 진폭 변조가 포함된 신호를, 식 (17-2)는 이 때의 진폭 변조를 모델링 한 것이다.

$$S(t) = A(t) \cos(\omega_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2) \quad (17-1)$$

$$A(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_{a_i} \cos(\omega_{a_i} t + \phi_{a_i}) \quad (17-2)$$

식 (17-2)에서 Fourier-term 의 총 개수  $N$  푸리에 변환의 포인트 개수에 따라 결정된다.

표적을 맞고 반사된 수신 신호의 시간 지연이  $\tau$  일 때 레이다 혼합기의 LO 포트와 RF 포트에 들어오는 신호를 위의 진폭 변조 모델로 표현하면 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned} S_{LO}(t) &= A_{LO}(t) \cos\left(\omega_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2\right) \\ &= A_{0,LO} \left(1 + \sum_{i=1}^k m_i \cos(\omega_{m_i} t + \phi_{m_i})\right) \cos\left(\omega_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2\right) \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} S_{RF}(t) &= A_{RF}(t) \cos\left(\omega_0 (t - \tau) + \frac{1}{2} C_R (t - \tau)^2\right) \\ &= A_{0,RF} \left(1 + \sum_{i=1}^k n_i \cos(\omega_{n_i} t + \phi_{n_i})\right) \cos\left(\omega_0 (t - \tau) + \frac{1}{2} C_R (t - \tau)^2\right) \end{aligned} \quad (19)$$

식 (18)과 식 (19)에서  $m_i = A_{a_i,RF} / A_{a_0,RF}$  ,  $n_i = A_{a_i,LO} / A_{a_0,LO}$  로 표현되는  $m_i$  와  $n_i$  는 각각 LO 포트와 RF 포트의 진폭변조요소이다. 혼합기를 지나 저역통과필터를 거친 IF 신호는 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned}
S_{IF}(t) &= S_{LO}(t) \cdot S_{RF}(t) \\
&= A_{a_0,LO} \left( 1 + \sum_{i=1}^k m_i \cos(\omega_{m_i} t) \right) \cos \left( \omega_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2 \right) \\
&\quad \times A_{a_0,RF} \left( 1 + \sum_{i=1}^k n_i \cos(\omega_{n_i} t) \right) \cos \left( \omega_0 (t - \tau) + \frac{1}{2} C_R (t - \tau)^2 \right)
\end{aligned} \tag{20}$$

$$S_{IF}(t) = \frac{1}{2} A_{a_0,LO} A_{a_0,RF} \left[ \begin{aligned} &\cos(C_R \tau t + \phi') \\ &+ \sum_{i=1}^k \frac{1}{2} m_i \left\{ \begin{aligned} &\cos(C_R \tau t + \omega_{m_i} t + \phi') \\ &+ \cos(C_R \tau t - \omega_{m_i} t + \phi') \end{aligned} \right\} \\ &+ \sum_{i=1}^k \frac{1}{2} n_i \left\{ \begin{aligned} &\cos(C_R \tau t + \omega_{n_i} t + \phi' - \omega_{n_i} \tau) \\ &+ \cos(C_R \tau t - \omega_{n_i} t + \phi' + \omega_{n_i} \tau) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right] \tag{21}$$

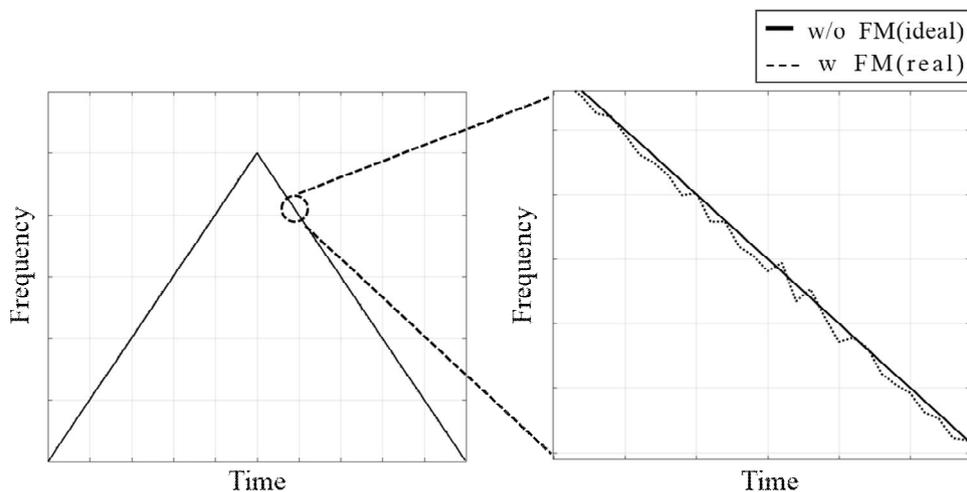
이 때 신호원으로부터 LO 포트까지의 전송시간지연은 RF 포트의 시간 지연에 비하여 매우 짧으므로 무시할 수 있고 식 (21)에서  $\phi' = \omega_0 \tau - C_R \tau^2 / 2$  이고,  $\cos(\omega_{m_i} t + \phi_{m_i}) \times \cos(\omega_{n_i} t + \phi_{n_i})$  를 포함하는 항은  $m_i$  와  $n_i$  의 크기가 작기 때문에 무시하였다. IF 신호를 ADC 를 거쳐 샘플링 한 후 고속푸리에변환(FFT)하여 주파수 도메인에서 관찰하면 표적을 나타내는 비트 주파수 주변으로  $\pm \omega_{m_i}$  와  $\pm \omega_{n_i}$  의 위치에서 사이드 로브가 나타나는 것을 알 수 있다. 수신 신호의 시간 지연  $\tau$  이 작다면 식 (21)의 두 번째 항과 세 번째 항의 위상 차이  $\omega_{n_i} \tau$  를 무시할 수 있고 사이드 로브의 크기는 메인 로브에 비하여  $(m_i/2 + n_i/2)$  배 작다.

진폭 변조에 의해 나타나는 이 같은 사이드 로브를 진폭 변조 잡음(Amplitude Modulation Noise)라 한다.

## 제 2 절 FMCW 레이더의 주파수 변조

이상적인 FMCW 신호는 한 주파수를 사용하는 CW 신호의 주파수를 시간에 대하여 일정한 변화율로 변조시켜 파형을 첩 신호를 발생시킨다. 하지만 실제의 경우 기울기가 일정하지 않은 비선형적인 특성이 나타난다. 그림 6 은 이상적인 경우와 주파수 변조가 발생한 실제의 경우 신호의 진폭을 나타낸 것이다.

주파수 변조의 모델링은 sinusoidal frequency error [10]–[11], stepped frequency error [12], polynomial frequency error [13], sinusoidal slope error [14] 등으로 표현할 수 있다. 이 중에서 sinusoidal frequency error 모델은 시간 차원으로 표현된 신호를 분석하면 직관적으로 주파수 도메인에서 발생하는 변조 잡음을 예측할 수 있다.



[그림 6] FMCW 레이더 신호의 주파수

일반적으로 sinusoidal 항의 합으로 표현된 주파수 변조 모델은 아래의 식과 같이 표현할 수 있다.

$$f_{\text{modulated}}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) \quad (22)$$

식 (22)의 주파수 변조가 포함된 FMCW 신호의 주파수와 위상은 아래의 식과 같다.

$$f(t) = f_0 + C_R t + \sum_{i=0}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) \quad (23-1)$$

$$\begin{aligned} \phi(t) &= \int f_0 + C_R t + \sum_{i=0}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) dt \\ &= f_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2 + A_{f_0} t + \sum_{i=1}^{N-1} \frac{A_{f_i}}{\omega_{f_i}} \left\{ \sin(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) - \sin(\phi_{f_i}) \right\} \end{aligned} \quad (23-2)$$

주파수 변조 특성은 거의 신호원에 의하여 결정되므로 다른 능동 소자들에 의한 주파수 변조는 무시한다. 레이다 혼합기의 국부 발진 신호와 수신 신호, 혼합기와 저역통과필터를 거친 IF 신호는 아래의 식과 같고, 진폭 변조는 없다고 가정하였다.

$$S_i(t) = A_0 \cos \left( f_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2 + A_{f_0} t + \sum_{i=1}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) - \cos(\phi_{f_i}) \right) \quad (24-1)$$

$$S_r(t) = A_0 \cos \left( \begin{aligned} &f_0(t-\tau) + \frac{1}{2} C_R (t-\tau)^2 + A_{f_0} (t-\tau) \\ &+ \sum_{i=1}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} (t-\tau) + \phi_{f_i}) - \cos(\phi_{f_i}) \end{aligned} \right) \quad (24-2)$$

$$S_{if}(t) = \frac{1}{2} A_0^2 \cos 2\pi \left\{ \begin{aligned} &C_R \tau t + \phi' + A_{f_0} \tau + \\ &\sum_{i=1}^{N-1} \frac{2A_{f_i}}{\omega_{f_i}} \sin \left( \frac{\omega_{f_i} \tau}{2} \right) \cos \left( \omega_{f_i} t - \frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau + \phi_{f_i} \right) \end{aligned} \right\}$$

(24-3)

이 때  $\phi' = f_0\tau - \frac{1}{2}C_R\tau^2 + A_{f_0}\tau$  이고, 식 (24-3)의 IF 신호를 간단히 하기 위하여 베셀 함수를 이용하여 근사한다. 식 (25)는 exponential function 을 1 종 베셀 함수의 1 차까지 근사한 것이다.

$$e^{j\alpha \sin \varphi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\alpha) e^{jn\varphi} \quad (25-1)$$

$$J_0(\alpha) \cong 1, \quad J_{-1}(\alpha) \cong -\frac{\alpha}{2}, \quad J_1(\alpha) \cong \frac{\alpha}{2} \quad (25-2)$$

$$e^{j\alpha \sin \varphi} \cong 1 - \frac{\alpha}{2} e^{-j\varphi} + \frac{\alpha}{2} e^{j\varphi} \quad (25-3)$$

식 (24-3)을 다시 쓰면 다음과 같이 exponential function 의 실수부와 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{if}(t) = \text{Re} \left[ e^{j2\pi(C_R\tau t + \phi' + A_0\tau)} \times e^{j2\pi\left(\beta \sin\left(\omega_{f_i}t - \frac{1}{2}\omega_{f_i}\tau + \phi_{f_i} + \frac{\pi}{2}\right)\right)} \right] \quad (26)$$

이 때  $\beta = 2\pi \frac{A_{f_i}}{\omega_{f_i}} \sin\left(\frac{\omega_{f_i}\tau}{2}\right)$  이다. 식 (25)로 나타낸 베셀 함수를

이용하여 식 (26)를 근사하면 아래와 같다.

$$S_{f_i}(t) = \frac{1}{2} A_0^2 \left[ \begin{array}{l} \cos 2\pi (C_R \tau t + \phi' + A_0 \tau) \\ + \sum_{i=1}^{N-1} \beta \cos 2\pi \left\{ (C_R \tau + f_{f_i}) t + \phi' + A_0 \tau - \frac{1}{2} f_{f_i} \tau + \frac{\phi_{f_i}}{2\pi} + \frac{1}{4} \right\} \\ + \sum_{i=1}^{N-1} \beta \cos 2\pi \left\{ (C_R \tau - f_{f_i}) t + \phi' + A_0 \tau + \frac{1}{2} f_{f_i} \tau - \frac{\phi_{f_i}}{2\pi} - \frac{1}{4} \right\} \end{array} \right] \quad (27)$$

식 (27)을 고속푸리에변환을 통해 주파수 도메인에서 관측하면 표적의 위치 정보를 포함하는 메인 로브의 양 옆으로  $\pm \omega_{f_i}$  떨어진 곳에 사이드 로브가 나타나는 것을 알 수 있고, 이를 주파수 변조 잡음이라 한다. 이 때 사이드 로브의 크기는  $20 \log \beta [dBc]$  이며 이는  $A_{f_i}$  와  $\omega_{f_i}$ 로 표현되는 신호원의 주파수 변조 특성과 표적의 거리 정보를 담고 있는 수신 신호의 시간 지연  $\tau$ 를 알면 추정할 수 있다.

### 제 3 절 FMCW 레이더의 진폭-주파수 상호 변조

본 절에서는 FMCW 레이더의 진폭과 주파수 변조가 동시에 존재하는 경우에 대하여 다룬다. 진폭과 주파수 변조를 sinusoidal 향으로 모델링 했을 때 FMCW 레이더의 송신 신호와 수신 신호, IF 신호는 아래와 같다.

$$S_{tx}(t) = \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} A_{a_i,tx} \cos(\omega_{a_i,tx} t + \phi_{a_i,tx}) \right\} \times \cos \left( \int f_0 + C_R t + \sum_{i=0}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) dt \right) \quad (28-1)$$

$$S_{rx}(t) = \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} A_{a_i,rx} \cos(\omega_{a_i,rx} (t - \tau) + \phi_{a_i,rx}) \right\} \times \cos \left( \int f_0 + C_R (t - \tau) + \sum_{i=0}^{N-1} A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} (t - \tau) + \phi_{f_i}) dt \right) \quad (28-2)$$

$$S_{if}(t) = LPF [S_{tx}(t) \times S_{rx}(t)]$$

$$= \left[ \begin{array}{l} A_{a_0,tx} \cdot A_{a_0,rx} \\ + A_{a_0,tx} \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,rx} \cos(\omega_{a_i,rx} t + \phi_{a_i,rx}) \right\} \\ + A_{a_0,rx} \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,tx} \cos(\omega_{a_i,tx} t + \phi_{a_i,tx}) \right\} \end{array} \right] \quad (28-3)$$

$$\times \frac{1}{2} \left[ \begin{array}{l} \cos 2\pi (C_R \tau t + \phi') + \sum_{i=1}^{N-1} \beta_i \cos(2\pi C_R \tau t + \omega_{f_i} t + 2\pi \phi' + \phi'') \\ - \sum_{i=1}^{N-1} \beta_i \cos(2\pi C_R \tau t - \omega_{f_i} t + 2\pi \phi' - \phi'') \end{array} \right]$$

식 (28-3)에서  $\phi' = f_0\tau - \frac{1}{2}C_R\tau^2 + A_{f_0}\tau$ ,  $\phi'' = -\frac{1}{2}\omega_{f_i}\tau + \phi_{f_i} + \frac{\pi}{2}$

,  $\beta_i = 2\pi \frac{A_{f_i}}{\omega_{f_i}} \sin\left(\frac{\omega_{f_i}\tau}{2}\right)$  이고, 1 종 베셀 함수의 1 차 근사를 이용하여

전개하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
& S_{if}(t) \\
&= \frac{A_{a_0,tx} \cdot A_{a_0,tx}}{2} \left[ \begin{aligned} & \cos 2\pi(C_R\tau t + \phi') + \sum_{i=1}^{N-1} \beta_i \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{f_i}t + 2\pi\phi' + \phi'') \\ & - \sum_{i=1}^{N-1} \beta_i \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{f_i}t + 2\pi\phi' - \phi'') \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{A_{a_0,tx}}{2} \left[ \begin{aligned} & \sum_{i=1}^{N-1} \frac{A_{a_i,rx}}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{a_i,rx}t + \phi' + \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{a_i,rx}t + \phi' - \phi_{a_i,rx}) \end{aligned} \right\} \\ & + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,rx} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} \frac{\beta_k}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{f_k}t + \omega_{a_i,rx}t + 2\pi\phi' + \phi_k'' + \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{f_k}t - \omega_{a_i,rx}t + 2\pi\phi' + \phi_k'' - \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{f_k}t + \omega_{a_i,rx}t + 2\pi\phi' - \phi_k'' + \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{f_k}t - \omega_{a_i,rx}t + 2\pi\phi' - \phi_k'' - \phi_{a_i,rx}) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right] \\
&+ \frac{A_{a_0,rx}}{2} \left[ \begin{aligned} & \sum_{i=1}^{N-1} \frac{A_{a_i,tx}}{2} \cdot \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{a_i,tx}t + \phi' + \phi_{a_i,tx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{a_i,tx}t + \phi' - \phi_{a_i,tx}) \end{aligned} \right\} \\ & + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,tx} \cdot \sum_{k=1}^{N-1} \frac{\beta_k}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{f_k}t + \omega_{a_i,tx}t + 2\pi\phi' + \phi_k'' + \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t + \omega_{f_k}t - \omega_{a_i,tx}t + 2\pi\phi' + \phi_k'' - \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{f_k}t + \omega_{a_i,tx}t + 2\pi\phi' - \phi_k'' + \phi_{a_i,rx}) \\ & + \cos(2\pi C_R\tau t - \omega_{f_k}t - \omega_{a_i,tx}t + 2\pi\phi' - \phi_k'' - \phi_{a_i,rx}) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right]
\end{aligned} \tag{29}$$

식 (29)를 통해 표적을 나타내는 메인 로브 주변으로 주파수 변조 잡음, 진폭 변조 잡음뿐만 아니라  $\pm\omega_{f_i} \pm\omega_{a_i}$  만큼 떨어진 곳에 추가적인

사이드 로브가 생긴다는 것을 알 수 있고, 이는 진폭과 주파수 변조의 상호 영향으로 발생하여 나타난 진폭-주파수 변조 상호 잡음(Amplitude-Frequency Intermodulation Noise)이라고 정의 할 수 있다. 이 때 진폭-주파수 상호 변조 잡음의 크기는  $20\log(A_{a_0,tx} \cdot A_{a_i,rx} \cdot \beta_i)$  [dBc] 이며, 이는  $A_{a_i}, A_{f_i}, \omega_{a_i}, \omega_{f_i}$  로 표현되는 레이다 시스템의 진폭 및 주파수 변조 특성과 표적의 거리 정보를 담고 있는 수신 신호의 시간 지연  $\tau$  를 알면 추정할 수 있다.

#### 제 4 절 진폭 및 주파수 변조가 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지에 미치는 영향

제 2 장의 5 절에서 FMCW 레이다를 이용한 이동하는 표적의 거리 및 속도를 탐지하는 원리를 밝혔다. 본 절에서는 진폭 및 주파수 변조가 존재할 때 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지에 미치는 영향을 분석하고, 이를 통해 레이다 시스템의 진폭 및 주파수 특성을 알 때 이동하는 표적의 거리 및 속도 오차를 예측할 수 있음을 밝힌다.

[15]에서 FMCW 레이다의 위상 오차가 있을 때 첩 신호의 중간 주파수와 표적의 속도에 비례하는 속도 오차가 발생함을 밝혔다. 진폭 변조가 존재하는 경우 송신 및 수신 신호의 진폭은 각각 아래와 같다.

$$A_{tu}(t) = A_{a_0} + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i} \cos(\omega_{a_i} t + \phi_{a_i}) \quad (30-1)$$

$$A_{ru}(t) = A_{a_0} + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i} \cos(\omega_{a_i} (t - \tau) + \phi_{a_i}) \quad (30-2)$$

진폭 변조의 영향만을 확인하기 위하여 주파수 변조를 무시하면, 송신 및 수신 신호 및 혼합기와 저역통과필터를 거친 IF 신호는 아래와 같다.

$$S_{tx\_up}(t) = \left\{ A_{a_0,tx} + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,tx} \cos(\omega_{a_i,tx} t + \phi_{a_i,tx}) \right\} \cos 2\pi \left( f_0 t + \frac{1}{2} C_R t^2 \right) \quad (31-1)$$

$$\begin{aligned} & S_{rx\_up}(t) \\ &= \left\{ A_{a_0,rx} + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,rx} \cos(\omega_{a_i,rx} (t - \tau) + \phi_{a_i,rx}) \right\} \cos 2\pi \left( f_0 t + f_d t + \frac{1}{2} C_R t^2 - C_R \tau t \right) \end{aligned} \quad (31-2)$$

$$\begin{aligned}
& S_{if\_up}(t) \\
&= \frac{1}{2} \left[ \begin{aligned} & A_{a_0,tx} \cdot A_{a_0,tx} \cos 2\pi(-f_d t + C_R \tau t) \\ & + \frac{A_{a_0,tx}}{2} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,rx} \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t + \omega_{a_i,rx} t + \phi_{a_i,rx} - \omega_{a_i,rx} \tau) \\ & + \cos(-2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t - \omega_{a_i,rx} t - \phi_{a_i,rx} + \omega_{a_i,rx} \tau) \end{aligned} \right\} \\ & + \frac{A_{a_0,rx}}{2} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,tx} \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t + \omega_{a_i,tx} t + \phi_{a_i,tx}) \\ & + \cos(-2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t - \omega_{a_i,tx} t - \phi_{a_i,tx}) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right] \\
& \hspace{20em} (31-3)
\end{aligned}$$

동일한 전개를 통해 하강 시 송신 및 수신 신호 및 혼합기와 저역통과필터를 거친 IF 신호를 구하면 아래와 같다.

$$\begin{aligned}
& S_{tx\_down}(t) \\
&= \left\{ A_{a_0,tx} + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,tx} \cos(-\omega_{a_i,tx} t + \phi_{a_i,tx}) \right\} \cos 2\pi \left( f_0 t + \frac{T}{2} C_R t - \frac{1}{2} C_R t^2 \right) \\
& \hspace{20em} (32-1)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& S_{rx\_down}(t) \\
&= \left\{ A_{a_0,rx} + \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,rx} \cos(-\omega_{a_i,rx} (t - \tau) + \phi_{a_i,rx}) \right\} \\
& \quad \times \cos 2\pi \left( f_0 t + f_d t + \frac{T}{2} C_R t - \frac{1}{2} C_R t^2 + C_R \tau t \right) \\
& \hspace{20em} (32-2)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& S_{if\_down}(t) \\
&= \frac{1}{2} \left[ \begin{aligned}
& A_{a_0,tx} \cdot A_{a_0,tx} \cos 2\pi (f_d t + C_R \tau t) \\
& + \frac{A_{a_0,tx}}{2} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,rx} \left\{ \begin{aligned}
& \cos(2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t - \omega_{a_i,rx} t + \phi_{a_i,rx} + \omega_{a_i,rx} \tau) \\
& + \cos(2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t + \omega_{a_i,rx} t - \phi_{a_i,rx} - \omega_{a_i,rx} \tau)
\end{aligned} \right\} \\
& + \frac{A_{a_0,rx}}{2} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,tx} \left\{ \begin{aligned}
& \cos(2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t - \omega_{a_i,tx} t + \phi_{a_i,tx}) \\
& + \cos(2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t + \omega_{a_i,tx} t - \phi_{a_i,tx})
\end{aligned} \right\}
\end{aligned} \right]
\end{aligned}
\tag{32-3}$$

식 (32-3)으로 표현된 IF 신호는 ADC 를 지나 FFT Processor 에서 주파수 도메인 상으로 관측된다. 이 때 가장 큰 크기를 갖는 주파수 성분을 추출하여 각각 상승 칩 및 하강 칩 비트 주파수로 감지한다. 메인 로브의 크기가 사이드 로브의 크기 보다 큰 경우, 상승 및 하강 칩 비트 주파수는 각각  $-f_d + C_R \tau$ ,  $f_d + C_R \tau$  이 되기 때문에 표적의 거리 및 속도에 오차가 발생하지 않는다. 진폭 변조를 FFT 를 통해 분석해보면 주파수가 0 인 DC 성분의 크기가 다른 주파수 성분의 크기보다 최소한 크거나 같기 때문에 일반적으로 진폭 변조에 기인하는 거리 및 속도 오차는 없다.

주파수 변조가 존재하는 경우 상승 및 하강 칩 시의 송신 및 수신 신호의 주파수는 각각 아래와 같다.

$$f_{tx,up}(t) = f_0 + C_R t + \sum_{i=1}^N A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) \tag{30-1}$$

$$f_{rx,up}(t) = f_0 + f_d + C_R (t - \tau) + \sum_{i=1}^N A_{f_i} \cos(\omega_{f_i} (t - \tau) + \phi_{f_i}) \tag{30-2}$$

$$f_{tx,down}(t) = f_0 + C_R \frac{T}{2} - C_R t + \sum_{i=1}^N A_{f_i} \cos(-\omega_{f_i} t + \phi_{f_i}) \quad (30-3)$$

$$f_{rx,down}(t) = f_0 + C_R \frac{T}{2} + f_d - C_R(t - \tau) + \sum_{i=1}^N A_{f_i} \cos(-\omega_{f_i}(t - \tau) + \phi_{f_i}) \quad (30-4)$$

주파수 변조의 영향만을 확인하기 위하여 진폭 변조를 무시하면, 상승 및 하강 칩 시의 IF 신호는 아래와 같다.

$$S_{if\_up}(t) = \frac{1}{2} A_0^2 \left[ \begin{array}{l} \cos 2\pi \left( -f_d t + C_R \tau t - \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{\pi} \cdot \cos \left( -\frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau + \phi_{f_i} \right) \right) \\ + \sum_{i=1}^N \beta_i \left\{ \begin{array}{l} \cos \left( -2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t + \omega_{f_i} t + \phi' - \frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau + \phi_{f_i} \right) \\ - \cos \left( -2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t - \omega_{f_i} t + \phi' + \frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau - \phi_{f_i} \right) \end{array} \right\} \end{array} \right] \quad (31-1)$$

$$S_{if\_down}(t) = \frac{1}{2} A_0^2 \left[ \begin{array}{l} \cos 2\pi \left( f_d t + C_R \tau t - \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{\pi} \cdot \cos \left( -\frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau + \phi_{f_i} \right) \right) \\ + \sum_{i=1}^N \beta_i \left\{ \begin{array}{l} \cos \left( 2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t + \omega_{f_i} t + \phi' - \frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau - \phi_{f_i} \right) \\ - \cos \left( 2\pi f_d t + 2\pi C_R \tau t - \omega_{f_i} t + \phi' + \frac{1}{2} \omega_{f_i} \tau + \phi_{f_i} \right) \end{array} \right\} \end{array} \right] \quad (31-2)$$

식 (31-1) - (31-2) 에서  $\beta_i = 2\pi \frac{A_{f_i}}{\omega_{f_i}} \sin\left(\frac{\omega_{f_i} \tau}{2}\right)$  에 대하여

$\beta_i > 1$  이면 사이드 로브의 크기가 메인 로브의 크기보다 크게 되어 아래와 같이 주파수 변조에 의한 거리 및 속도의 오차가 발생함을 알 수 있다.

$$f_{b\_up} = -f_d \mp f_f + C_R \tau \quad (32-1)$$

$$f_{b\_down} = f_d \pm f_f + C_R \tau \quad (32-2)$$

$$R = R_o + \Delta R = \frac{c \cdot \tau}{2} \pm \frac{c \cdot f_f}{2C_R} \quad (32-3)$$

$$v = v_o + \Delta v = \frac{c \cdot f_D}{2f_0} \pm \frac{c \cdot f_f}{2f_0} \quad (32-4)$$

식 (33-3), 식 (33-4)의 거리 및 속도 오차는 주파수 변조 주파수에 선형적으로 비례하고 주파수 변조의 Fourier-term 들 중에서 가장 큰 값을 갖는 항에 의하여 결정됨을 알 수 있다.

진폭 및 주파수 변조가 동시에 있는 경우 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지 영향은 식 (30) - (32)와 동일한 과정을 통해 추정할 수 있고, 이 때의 상승 및 하강 칩 시의 IF 신호는 아래의 식과 같다.

$$\begin{aligned}
& S_{if\_up}(t) \\
&= \frac{A_{0,LO}A_{0,LO}}{2} \left[ \cos 2\pi \left( -f_d t + C_R \tau t + \sum_{i=1}^N \phi_{u_i} \right) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{i=1}^N \beta_i \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t + 2\pi\phi_{u_i} + \phi') \\ & -\cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t + 2\pi\phi_{u_i} - \phi') \end{aligned} \right\} \right] \\
&+ \frac{A_{0,LO} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,RF}}{2} \left[ \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos \left( -2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{a_i,RF} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{u_k} - \omega_{a_i,RF} \tau \right) \\ & + \cos \left( -2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{a_i,RF} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{u_k} + \omega_{a_i,RF} \tau \right) \end{aligned} \right\} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{u_i} + \phi' - \omega_{a_i,RF} \tau) \\ & + \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{u_i} + \phi' + \omega_{a_i,RF} \tau) \end{aligned} \right\} \right. \\
&\quad \left. - \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{u_i} - \phi' - \omega_{a_i,RF} \tau) \\ & + \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{u_i} - \phi' + \omega_{a_i,RF} \tau) \end{aligned} \right\} \right] \\
&+ \frac{A_{0,RF} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,LO}}{2} \left[ \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos \left( -2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{a_i,LO} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{u_k} \right) \\ & + \cos \left( -2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{a_i,LO} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{u_k} \right) \end{aligned} \right\} \right. \\
&\quad \left. + \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{u_i} + \phi') \\ & + \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{u_i} + \phi') \end{aligned} \right\} \right. \\
&\quad \left. - \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{u_i} - \phi') \\ & + \cos(-2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{u_i} - \phi') \end{aligned} \right\} \right]
\end{aligned}$$

(33)

$$\begin{aligned}
& S_{if\_down}(t) \\
&= \frac{A_{0,LO}A_{0,LO}}{2} \left[ \cos 2\pi \left( f_d t + C_R \tau t + \sum_{i=1}^N \phi_{u_i} \right) \right. \\
&\quad \left. + \sum_{i=1}^N \beta_i \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t + 2\pi\phi_{d_i} + \phi'') \\ & - \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t + 2\pi\phi_{d_i} - \phi'') \end{aligned} \right\} \right] \\
&\quad + \frac{A_{0,LO} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,RF}}{2} \left[ \begin{aligned} & \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos \left( 2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{a_i,RF} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{d_k} - \omega_{a_i,RF} \tau \right) \\ & + \cos \left( 2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{a_i,RF} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{d_k} + \omega_{a_i,RF} \tau \right) \end{aligned} \right\} \\ & + \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{d_i} + \phi'' - \omega_{a_i,RF} \tau) \\ & + \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{d_i} + \phi'' + \omega_{a_i,RF} \tau) \end{aligned} \right\} \\ & - \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{d_i} - \phi'' - \omega_{a_i,RF} \tau) \\ & + \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,RF} t + 2\pi\phi_{d_i} - \phi'' + \omega_{a_i,RF} \tau) \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right] \\
&\quad + \frac{A_{0,RF} \sum_{i=1}^{N-1} A_{a_i,LO}}{2} \left[ \begin{aligned} & \frac{1}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos \left( 2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{a_i,LO} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{d_k} \right) \\ & + \cos \left( 2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{a_i,LO} t + \sum_{k=1}^N 2\pi\phi_{d_k} \right) \end{aligned} \right\} \\ & + \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{d_i} + \phi'') \\ & + \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t + \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{d_i} + \phi'') \end{aligned} \right\} \\ & - \sum_{i=1}^N \frac{\beta_i}{2} \left\{ \begin{aligned} & \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t + \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{d_i} - \phi'') \\ & + \cos(2\pi(f_d + C_R \tau)t - \omega_{f_i} t - \omega_{a_i,LO} t + 2\pi\phi_{d_i} - \phi'') \end{aligned} \right\} \end{aligned} \right]
\end{aligned}
\tag{33-2}$$

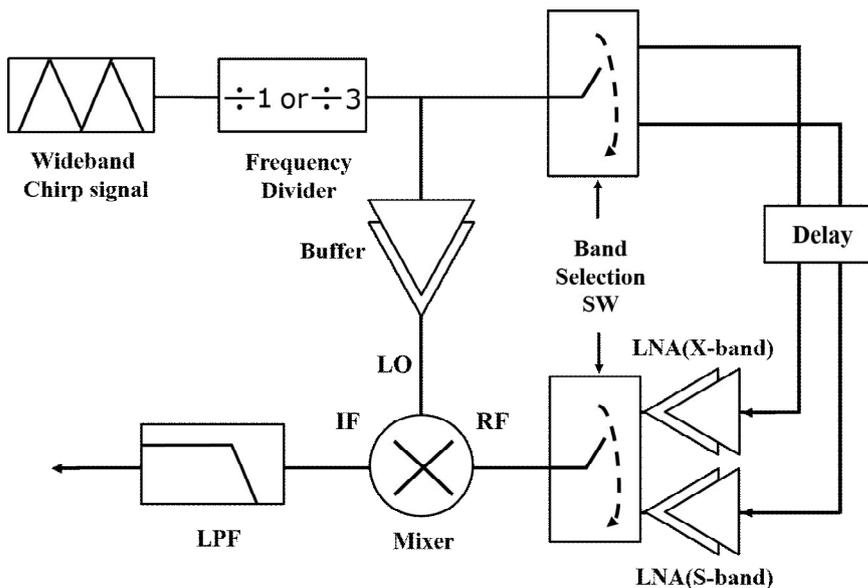
이 때  $\phi' = -\frac{1}{2}\omega_{f_i}\tau + \phi_{f_i}$ ,  $\phi'' = -\frac{1}{2}\omega_{f_i}\tau - \phi_{f_i}$  이다. 식 (33)으로부터 주파수 변조에 의한 오차가 발생하는 조건  $\beta_i > 1$  이 만족될 때 주파수 변조에 의한 사이드 로브의 크기가 진폭과 진폭-주파수 상호변조에

의한 사이드 로브의 크기보다 크기 때문에 거리 및 속도 오차는 주파수 변조에 의존한다.

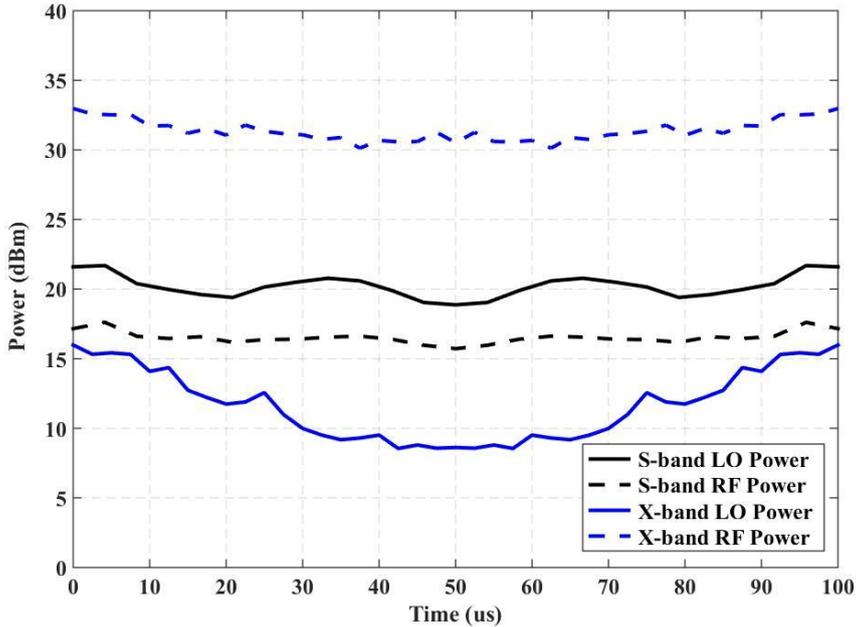
## 제 4 장 시뮬레이션 및 검증

### 제 1 절 진폭 변조 모델에 따른 진폭 변조 잡음 추정

적절한 진폭 변조 잡음 특성을 위한 진폭 변조 모델을 식 (17-2)와 같이 제안하였다. 이 같은 진폭 변조 모델을 적용한 FMCW 레이다 시스템의 표적 탐지 결과를 MATLAB 을 이용하여 시뮬레이션 하였다. 그림 7 은 시뮬레이션에서 사용된 이중대역 FMCW 레이다 시스템의 블록도이다 [16]. S(3.0-3.4 GHz)밴드 및 X(9.0-10.0 GHz)의 FMCW 신호가 인가되고 주파수 분배기에서 대역을 선택한다. 이후 이에 해당하는 경로를 선택하기 위해 스위치가 들어가 있는 구조이다. 혼합기의 출력 신호는 저잡음 증폭기-스위치-혼합기로 이어지는 수신모듈의 이득과 신호원-주파수 분배기-버퍼를 지나 혼합기의 LO 포트에 들어오는 신호의 진폭 변조의 곱으로 구해진다. 이를 각각 RF 파워 및 LO 파워라고 하고 그림 8 과 같이 나타난다.

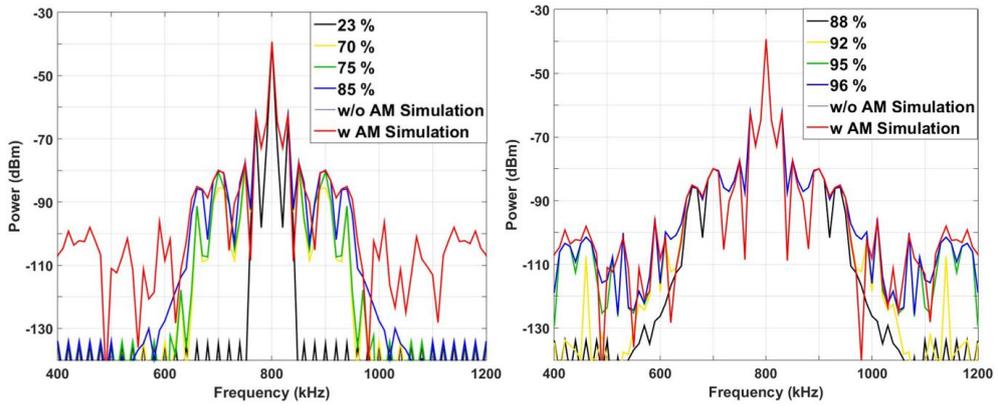


[그림 7] 이중대역 FMCW 레이다 시스템 블록도

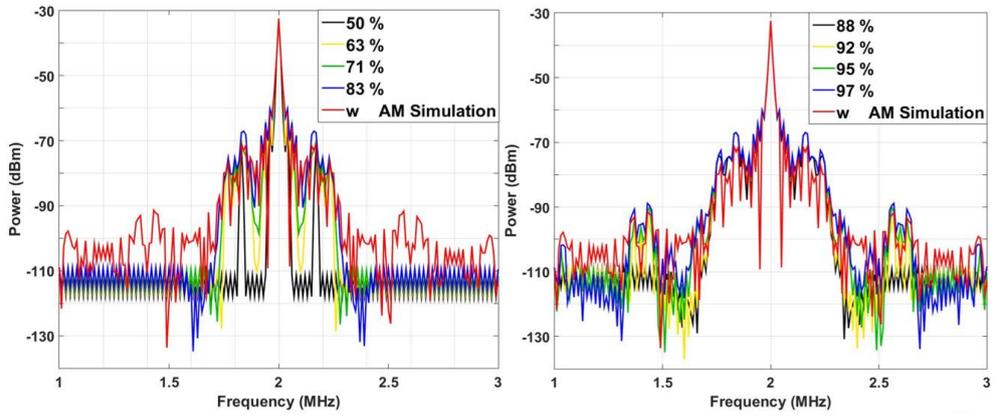


[그림 8] 측정된 LO 및 RF 파워

표적의 거리 정보는 시뮬레이션 상 시간 지연으로 대체하였고, 레이더로부터 15 m 떨어진 곳에 위치한 표적을 가정하였다. 이는 800 kHz 의 비트 주파수에 해당한다. 그림 9 는 진폭 변조 모델의 Fourier-term 의 개수를 전체 신호의 에너지 비율로 환산하여 추정된 결과와 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다. 그 결과, 관심 주파수 대역 내에서 충분한 에너지를 갖도록 Fourier-term 들을 포함시켜 진폭 변조를 모델링 해야 정확한 진폭 변조 잡음을 표현할 수 있음을 알 수 있다. 진폭 변조 모델링을 통한 첫 번째 사이드 로브의 추정값과 시뮬레이션 값의 오차는 S 와 X 밴드에서 각각 0.03, 0.84 dB 로 거의 일치하였다. 표 1 에서 상세한 시뮬레이션 파라미터 값을 나타내었다.



(a)



(b)

[그림 9] 15 m 표적에 대한 비트 주파수 스펙트럼. (a) S 밴드와 (b) X 밴드 신호 사용 시 모델링을 통한 추정과 시플레이션 값 비교

Parameter	Value	Units
Waveform	Triangle	-
Frequency	S(3-3.4) X(9-10.0)	GHz
Chirp Rate	S(8,000), X(20,000)	GHz/s
Time Span	100	μs
Resolution Bandwidth	10	kHz
Analog to Digital Sampling Frequency	S(30), X(120)	GHz
Target distance	15	m
Beat frequency	S(0.8), X(2)	MHz
Amplitude variation	S(LO-0.43, RF-0.19) X(LO-1.44, RF-0.36)	dB
Modulation frequency interval	10	kHz
First side lobe level	S(-22.9), X(-28.5)	dBc
Estimation error of First side lobe level, when N=40(S), 100(X)	S(0.03) X(0.84)	dB
FFT length	S(3,000,000) X(12,000,000)	Points
FFT frequency bin	10	kHz

[표 1-1] 진폭 변조 잡음 추정 - 시뮬레이션 파라미터

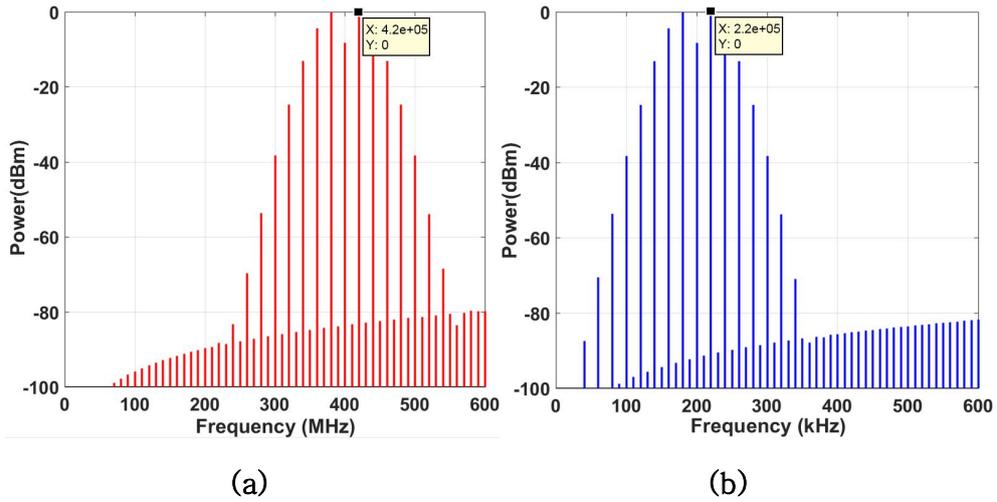
## 제 2 절 시스템의 진폭 및 주파수 변조에 의한 이동하는 표적의 거리 및 속도 오차 추정

제 3 장 4 절에서 FMCW 레이더의 진폭 및 주파수 변조가 이동하는 표적의 거리 및 속도 탐지에 미치는 영향을 밝혔다. 본 절에서는 이를 MATLAB 시뮬레이션을 통하여 검증한다.

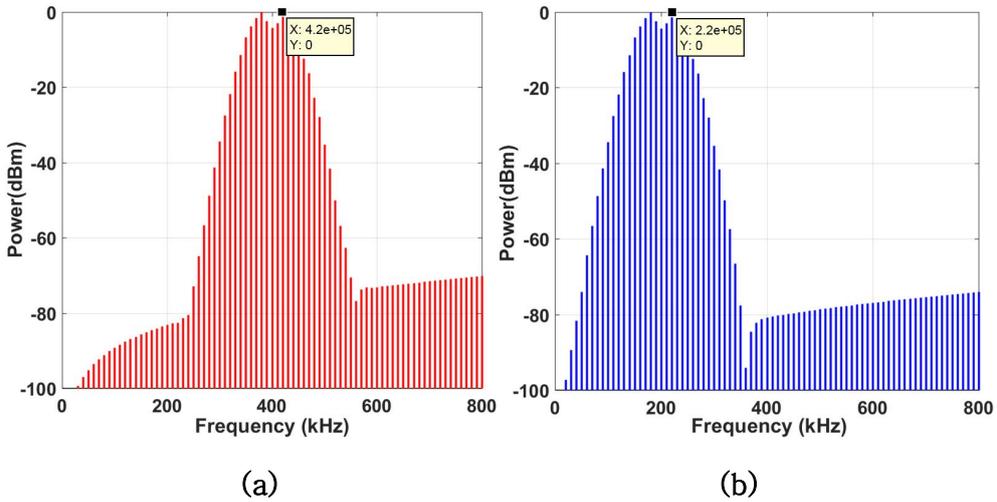
표 3-1 에 제시된 파라미터 값을 갖는 진폭 및 주파수 변조 성분이 있을 때 상승 및 하강 칩의 비트 신호를 FFT 를 통하여 주파수 도메인에서 관찰하면 최대 크기를 갖는 주파수를 추출하여 식 (15-3)과 (15-4)에 의해 거리 및 속도 오차를 구하였다. 그림 10 은 주파수 변조만 있는 경우, 그림 11 은 진폭과 주파수 변조가 동시에 있는 경우의 상승 칩 및 하강 칩 비트 주파수 스펙트럼을 나타낸 것이다. 두 경우 모두 주파수 변조에 의존함을 확인하였고, 변조가 없는 경우의 비트 주파수 값에서 주파수 변조 주파수에 해당하는 20 kHz 의 비트 주파수의 오차가 발생하고 이를 거리와 속도 오차로 환산하면 각각 6.7 %, 20 %이다.

Parameter	Value	Units
Chirp range	3.0 – 3.4	MHz
Beat frequency	300	kHz
Doppler frequency	100	kHz
AM-amplitude	1	/ $A_0$
AM-frequency	10	kHz
FM-amplitude	20	kHz
FM-frequency	20	kHz

[표 2-1] 거리 및 속도 오차 - 시뮬레이션 파라미터



[그림 10] 주파수 변조가 있는 FMCW 레이다를 이용한 이동하는 표적 탐지 시 (a) 하강 칩 (b) 상승 칩의 비트 주파수 스펙트럼



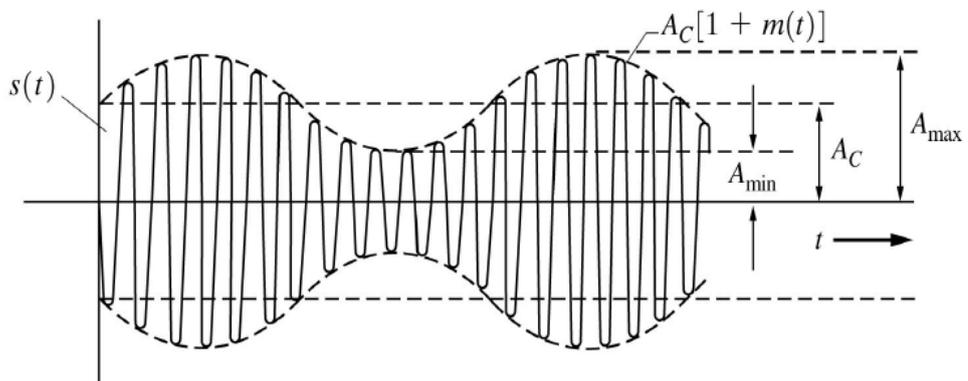
[그림 11] 진폭과 주파수 변조가 있는 FMCW 레이다를 이용한 이동하는 표적 탐지 시 (a) 하강 칩 (b) 상승 칩의 비트 주파수 스펙트럼

# 제 5 장 FMCW 레이다 설계를 위한 진폭 및 주파수 변조 기준

## 제 1 절 Amplitude Modulation Index

일반적으로 진폭 변조를 나타내는 대표적인 지표로 modulation index 와 depth 가 있다. 기본적으로 진폭 변조된 신호는 그림 12 와 같이 carrier 신호와 modulation 신호로 표현이 된다. 이 신호를 time domain 에서 관측하면 신호의 peak amplitude 가 modulated 되어 일정한 최소값과 최대값 사이에서 출렁이는 것을 볼 수 있다. 이 때 modulation index 는 carrier amplitude 에 대한 modulation amplitude 의 비율로 정의된다.

$$\text{Modulation index} = \frac{\text{Modulation Amplitude}}{\text{Carrier Amplitude}} \quad (34)$$



[그림 12] 시간 도메인에서 관찰한 진폭 변조된 신호

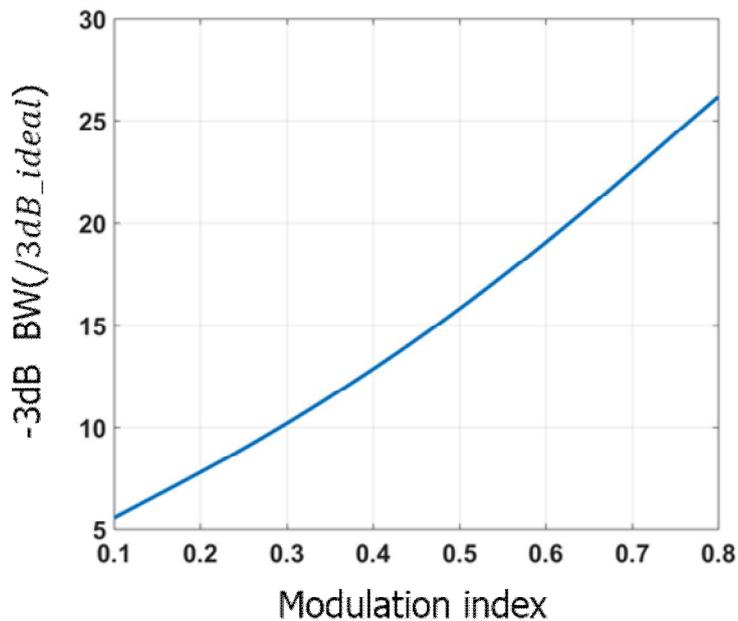
## 제 2 절 거리 해상도에 따른 FMCW 레이다 시스템의 진폭 및 주파수 변조 기준

본 절에서는 Amplitude Modulation Index 와 주파수 변조를 나타내는 Parameter 가 거리 해상도에 미치는 영향을 분석하고 이에 따라 FMCW 레이다 설계 시 요구되는 거리 해상도를 달성하기 위한 Amplitude Modulation Index 값과 주파수 변조 Parameter 값의 기준을 제시하였다. 진폭 변조를 대표하는 Modulation index 는 Modulation Amplitude 가 Carrier Amplitude 보다 크게 되는 Overmodulation 은 일어나지 않는다고 가정하였다. 또한 설계 기준을 제시하기 위해 진폭 변조를 구성하는 푸리에 텀들은 내림차순의 크기 순서를 가지고, 혼합기의 LO 포트와 RF 포트의 진폭 변조 특성이 같은

Modulation Index		Range Resolution ( $x_c / 2B$ )
1 <sup>st</sup>	2 <sup>nd</sup>	-3 dB BW
0		1
1	0.8	54.4
	0.6	47.47
	0.4	41.53
	0.2	36.64
0.75	-	27.82
0.5	-	17.51
0.25	-	9.86
0.1	-	5.58

[표 3] Amplitude Modulation Index 에 따른 거리 해상도

최악의 상황을 가정하였다. 표 3 과 그림 13 은 비트 주파수와 가장 가까운 첫 번째 진폭 변조 주파수의 modulation index 에 따른 3dB BW 값을 나타낸다. Modulation index 가 작을수록 3 dB Bandwidth 가 줄어들어 고해상도를 얻을 수 있고, 첫 번째 modulation index 가 1 과 같이 큰 경우에는 두 번째 modulation index 값에 따라 3dB Bandwidth 에 차이가 있다. Chirp 주기의 약 10 % 이내에 해당하는 시간 지연을 갖는 표적의 경우 진폭 변조 잡음이 거리에 따라 거의 일정하고, 이보다 멀리 있는 표적의 경우는 송신 신호와 수신 신호의 주파수가 cross over 되는 부분의 영향이 우세하여 사이드 로브가 거리에 따라 비례하여 나타난다.



[그림 13] Amplitude modulation index 에 따른 3dB Bandwidth

주파수 변조 잡음을 나타내는 Parameter 는

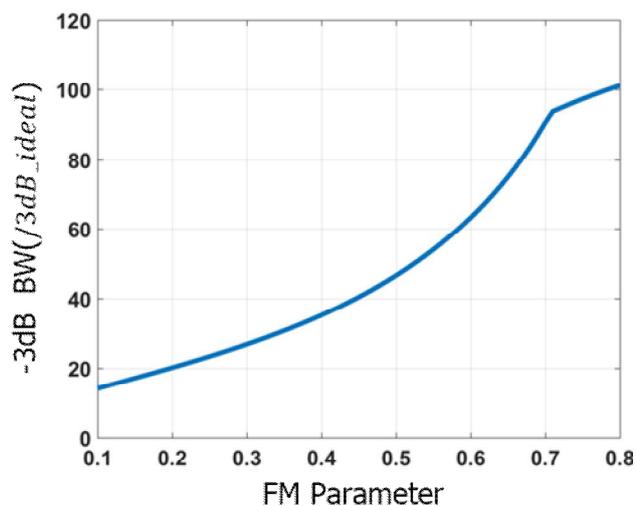
$$\beta = 2\pi \frac{A_{f_i}}{\omega_{f_i}} \sin\left(\frac{\omega_{f_i}\tau}{2}\right)$$

로 나타낼 수 있고, 표 4 와 그림 14 는  $\beta$  에 따른

3dB Bandwidth 를 나타낸다.  $\beta$  값이 클수록 3dB Bandwidth 가 커져서 거리 해상도가 나빠지고 진폭 변조의 경우 보다 성능 열화가 크다.

FM Parameter	Range Resolution - 3dB Bandwidth( $x_c/2B$ )
0	1
0.8	101.18
0.7	90.56
0.5	46.6
0.25	23.3
0.1	14.03

[표 4] 주파수 변조 Parameter 에 따른 거리 해상도



[그림 14] FM Parameter 에 따른 3dB Bandwidth

주파수 변조를 나타내는 parameter 는 표적의 거리를 나타내는 시간 지연  $\tau$  와 관련되어 있지만, 탐지 가능한 범위 내에서  $\sin\left(\frac{\omega_f \tau}{2}\right)$  의 값이 매우 작으므로 거리에 따라 거의 일정하다.

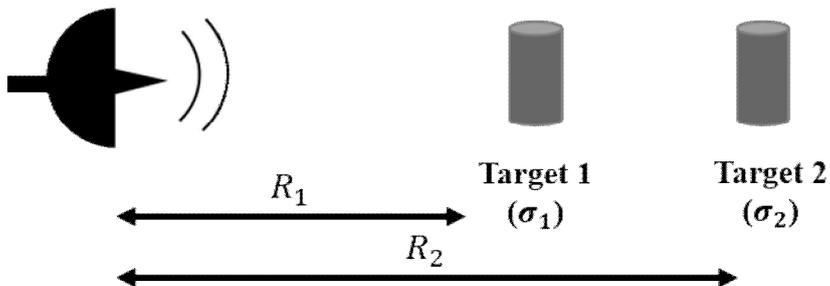
진폭-주파수 상호 변조 잡음의 크기는 식 (29)로부터 항상 순수 진폭 또는 주파수 변조 잡음의 크기보다 작기 때문에 3dB Bandwidth 에 영향을 주지 않는다.

### 제 3 절 다중 표적 탐지를 위한 FMCW 레이다 시스템의 진폭 및 주파수 변조 기준

2 절에서 amplitude modulation index 및 주파수 변조 parameter 에 따른 거리 해상도 변화를 확인하고, 요구되는 거리 해상도를 달성하기 위한 설계 기준을 제시하였다. 본 절에서는 다중 표적 탐지를 위한 진폭 및 주파수 변조 설계 기준을 제시한다. 다중 표적 탐지 시 가까운 거리 혹은 RCS 가 큰 표적으로부터 발생하는 진폭 변조 및 주파수 변조 잡음에 의하여 다른 표적이 가려질 수 있다. 이 같은 현상은 표적 간의 거리, 표적의 RCS 의 크기에 영향을 받는다. 그림 15 는 2 개의 표적 탐지를 위한 레이다를 나타낸다. 제 2 장의 제 2 절에서 정의한 레이다 방정식에 따르면, 표적 1 과 표적 2 로부터 맞고 돌아온 수신 신호의 전력은 각각 식 (35), 식 (36)과 같다.

$$P_{T1} = \frac{P_s G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^4} \sigma_1 \quad (35)$$

$$P_{T2} = \frac{P_s G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R_2^4} \sigma_2 \quad (36)$$



[그림 15] 다중 표적 탐지 레이다

이 때  $P_S$  는 송신 전력,  $G$  는 안테나의 이득,  $R_1$  과  $R_2$  는 레이더와 표적 1, 표적 2 사이의 거리이다. 표적 1 로부터 돌아온 수신 신호의 진폭 변조 잡음 및 주파수 변조 잡음의 크기는 식 (37)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{T1\_AM} = \frac{m_i^2 P_S G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^4} \sigma_1 \quad (37-1)$$

$$P_{T1\_FM} = \frac{\beta_i^2 P_S G^2 \lambda^2}{(4\pi)^3 R_1^4} \sigma_1 \quad (37-2)$$

표적 2 를 탐지하기 위해서는 식 (38-1)과 같이 표적 2 로부터 맞고 돌아온 수신 전력의 크기가 표적 1 에 의한 진폭 변조 잡음 및 주파수 변조 잡음의 크기보다 커야 한다. 최종적으로 Amplitude modulation index 와 주파수 변조 parameter 는 식 (38-2), 식 (38-3)과 같은 관계를 만족해야 함을 알 수 있다.

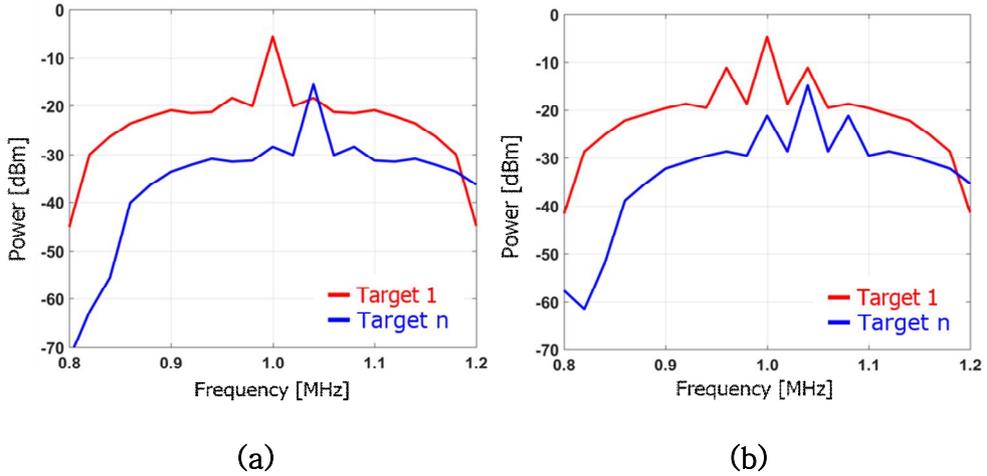
$$P_{T1\_Noise} < P_{T2} \quad (38-1)$$

$$m_i < \frac{\sqrt{\sigma_2 / \sigma_1}}{(R_2 / R_1)^2} \quad (38-2)$$

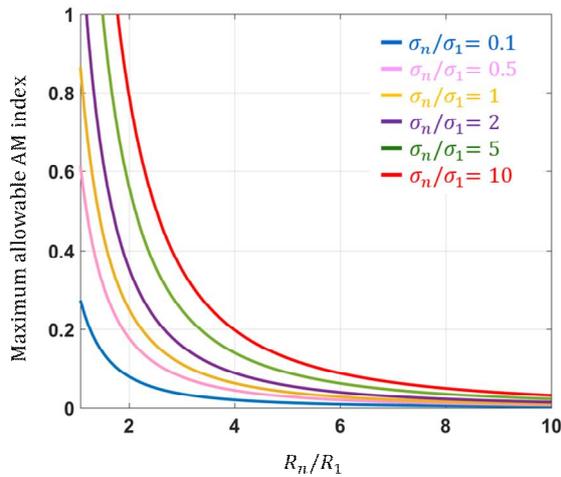
$$\beta_i < \frac{\sqrt{\sigma_2 / \sigma_1}}{(R_2 / R_1)^2} \quad (38-3)$$

표적 1 을 맞고 돌아온 수신 신호의 진폭 변조 잡음으로부터 방해 받지 않고 다른 표적을 탐지 하기 위해서는 식 (38-2)을 만족해야 한다.

그림 16 는 n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 진폭 변조 잡음보다 큰 경우(a)와 작은 경우(b)를 나타낸 것이다. 시뮬레이션에 사용된 파라미터 값은  $\sigma_1=10 m^2$  ,  $\sigma_2=1 m^2$  ,  $R_1=5 m$  ,  $R_2=6.125 m$  이다. 그림 17 는 진폭 변조를 발생시키는 표적과 다른 표적과의 거리 비율에 따른 최대 Amplitude Modulation Index 허용값을 나타낸 것이다.

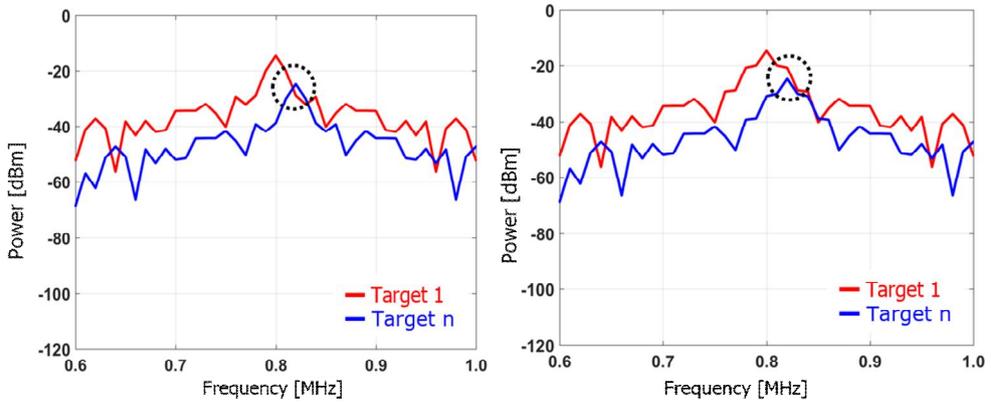


[그림 16] FMCW 레이다를 이용한 다중 표적 탐지 시 (a) n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 진폭 변조 잡음보다 작은 경우 (b) 큰 경우



[그림 17] 진폭 변조를 발생시키는 표적과 다른 표적과의 거리 비율에 따른 Amplitude Modulation Index 의 최대 허용값

그림 18 은 n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 주파수 변조 잡음보다 큰 경우(a)와 작은 경우(b)를 나타낸 것이다.

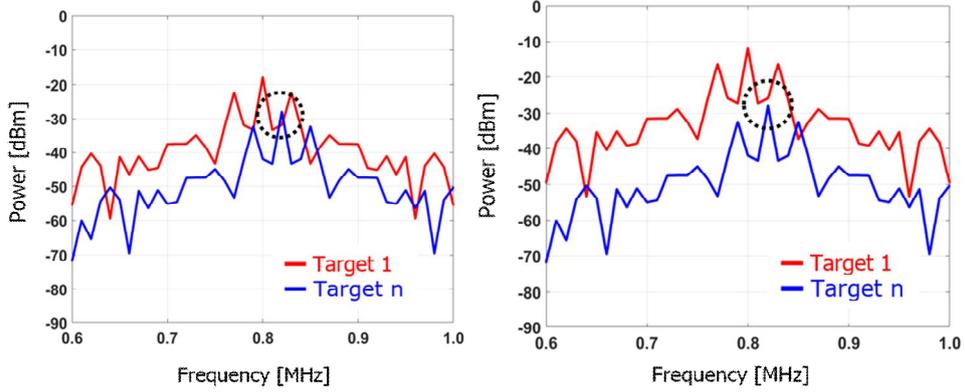


[그림 18] FMCW 레이다를 이용한 다중 표적 탐지 시 (a) n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 주파수 변조 잡음보다 작은 경우 (b) 큰 경우

첫 번째 표적의 진폭-주파수 상호변조 잡음에 의해서도 다중 표적의 응답이 가려질 수 있다. 이를 위한 기준은 식 (37)–(38)에 의하여 식 (39)와 같이 얻을 수 있다.

$$m_i \beta_i < \frac{\sqrt{\sigma_2 / \sigma_1}}{(R_2 / R_1)^2} \quad (39)$$

그림 19 는 n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 진폭-주파수 상호 변조 잡음보다 큰 경우(a)와 작은 경우(b)를 나타낸 것이다.



[그림 19] FMCW 레이다를 이용한 다중 표적 탐지 시 (a) n 번째 표적의 응답이 첫 번째 표적의 진폭-주파수 상호 변조 잡음보다 작은 경우 (b) 큰 경우

## 제 5 장 결 론

본 연구에서는 FMCW 레이더의 표적 탐지 성능을 저하시키는 진폭 변조 및 주파수 변조 특성에 대하여 밝혔다. 레이더의 잡음은 외부 환경에 존재하는 클러터 뿐만 아니라 내부의 시스템적인 요인으로 발생하는 진폭 변조와 주파수 변조에 의하여 발생할 수 있다. 이 같은 진폭 변조와 주파수 변조의 특성은 비트 주파수 스펙트럼에서 표적의 정보를 담고 있는 메인 로브 주변으로 사이드 로브를 발생시켜 거리 해상도를 저하시키고 다표적 탐지 레이더에서는 더욱 더 치명적이다.

진폭 변조 잡음을 정확히 예측하기 위해서는 진폭 변조를 FFT 했을 때 가장 큰 한 개의 항뿐만 아니라 관심 주파수 대역 내에 해당하는 Fourier-term 들을 모두 포함시켜야 함을 밝혔다. 또한 레이더 시스템의 혼합기로 들어오는 LO 와 RF 포트의 진폭 변조 특성이 다르기 때문에 각각에 해당하는 모델을 따로 설정해주어야 한다. 진폭 변조를 구성하는 주파수 성분의 분포는 주로 저역통과타입이기 때문에 낮은 변조 주파수 성분이 우세하다. 따라서 표적 근처에 집중되어 나타난다. 주파수 변조의 경우 주파수 성분의 분포가 골고루 분포하기 때문에 표적 근처에 넓게 퍼져서 나타난다. 진폭과 주파수 변조가 동시에 있는 경우 순수 진폭 및 주파수 변조 잡음뿐만 아니라 진폭-주파수 상호변조잡음이 추가적으로 발생한다. 그 위치는 진폭 주파수와 주파수 변조 주파수의 하모닉 주파수의 합과 차에 의한 조합으로 나타난다.

더 나아가, 정지된 표적뿐만 아니라 이동하는 물체의 거리 및 속도 탐지에 진폭 및 주파수 변조가 미치는 영향을 분석하였다. 일반적인 시스템의 진폭 변조는 주파수가 0 인 DC 성분의 크기가 다른 주파수

성분의 크기보다 최소한 크거나 같기 때문에 오차가 발생하지 않는다. 하지만 주파수 변조의 경우 신호원의 주파수 변조 특성에 따라 오차가 발생할 수 있고, 오차 값은 주파수 변조 주파수에 비례하여 나타나게 된다. 또한 진폭과 주파수 변조가 동시에 있는 경우에 발생하는 오차는 주파수 변조 특성에 의존함을 보였다.

진폭 및 주파수 변조의 모델링을 이용한 정지된 표적 탐지 시 발생하는 잡음의 추정 값과 MATLAB 을 이용한 시뮬레이션 결과와 비교하였고 일치함을 확인하였고, 이동하는 표적의 거리 및 속도 오차에 주파수 변조 특성이 우세함을 보였다.

이를 바탕으로 FMCW 레이다 설계 시 Amplitude Modulation Index 를 기준으로 진폭 변조 특성의 선정 방법을 제안하였다. 먼저 진폭 변조를 나타내는 푸리에 텀들이 크기 순으로 나열되었을 경우, 시스템에서 요구되는 거리 해상도를 만족 시키기 위한 첫 번째 Modulation Index 값을 제시하였다. 또한 다중 표적을 탐지하기 위해서 진폭 변조를 발생시키는 기준 표적과 탐지하려는 표적의 거리와 RCS 값에 따른 최대 허용 가능한 Amplitude Modulation Index 값을 제시하였다.

## 참고 문헌

- [1]G. L. Carvat, et al., “A through-dielectric radar imaging system” , *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 8, pp. 2594–2603, August 2010.
- [2]M. E. Russell et al., “ Millimeter-wave radar sensor for automotive intelligent cruise control (ICC)” , *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 12, pp. 2444–2453, December 1997.
- [3]J. H. Choi, J. H. Jang and J. E. Roh, “Design of an FMCW Radar Altimeter for Wide-Range and Low Measurement Error” , *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 64, no. 12, pp. 3517–3525, December 2015.
- [4]G. Wang et al., “Clutter interference reduction in coherent FMCW radar for weak physiological signal detection” , *in Proc. IEEE IMS*, pp. 1–4, June 2014.
- [5]A. Singh and V. M. Lubecke, “Respiratory monitoring and clutter rejection using a CW Doppler radar with passive RF tags” , *IEEE Sensors J.*, vol. 12, no. 3, pp. 558–565, March 2012.
- [6]현유진, 이종훈, “FMCW 레이더의 거리 및 속도 오차 향상을 위한 신호처리부 하드웨어 구조 제안”, 한국자동차공학회논문집, 제 18 권 제 4 호, pp. 54–61, 2010 년 7 월
- [7]Gonzales, J.E., J. M. Pardo, A. Asensio, and M. Burgos, “Digital signal generation for LPM-LPI radars”, *Electronics Letter*, Vol. 39, 464–465, March 2003.

- [8] Chan, Y. K. and S. Y. Lim, “Synthetic aperture radar (SAR) signal generation”, *Progress in Electromagnetics Research B*, Vol. 1, 269–290, January 2008.
- [9] H. D. Griffiths, “The effect of phase and amplitude errors in FM radar”, in *IEE High Time–Bandwidth Product Waveforms in Radar Sonar Colloq.*, London, U.K., May 1991, pp.9/1–9/5.
- [10] S. O. Piper, “Homodyne FMCW radar range resolution effects with sinusoidal nonlinearities in the frequency sweep,” in *Proc. Rec. IEEE Int. Radar Conf.*, May 8–11, 1995, pp. 563–567.
- [11] Wang, W. Q., “Analysis of waveform errors in millimeter–wave LFM CW synthetic aperture radar”, *International Journal of Infrared and Millimeter Waves*, 27, 11 (Nov. 2006), 1433–1444.
- [12] M.M. Abousetta, “Noise analysis of digitised FMCW radar waveforms,” *IEE Proceedings Radar, Sonar, and Navigation* 145(4), 209–215, July 1998.
- [13] A. Anghel, G. Vasile, R. Cacoveanu, C. Ioana, S. Ciochina, “Shortrange wideband FMCW radar for millimetric displacement measurement” , *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.*, vol. 52, no. 9, pp. 5633–5642.
- [14] Andreas Frischen et al., “FMCW ramp non–linearity effects and measurement technique for cooperative radar”, *Microwave Conference (EuMC), 2015 European*, September 2015.

[15] M. Vossiek, T. V. Kerssenbrock, and P. Heide, “Signal processing methods for millimeterwave FMCW radar with high distance and doppler resolution,” in Proc. 27th Euro. Microwave Conf., Jerusalem, Israel, Sept. 1997, pp. 1127–1131.

[16] B. Kim, D. Kim, Y. Lim and S. Nam, “A Dual–band FMCW Radar for Through–wall Detection” , *IEEE Asia–Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR)*, pp.54–57, September 2015.

## Abstract

# An analysis of nonlinear distortions in FMCW radar

Jongseop Koo

Department of Electrical and Computer Engineering  
The Graduate School  
Seoul National University

In this paper, the amplitude modulation and frequency modulation of FMCW radar are analyzed.

Radar has been mainly used in the defense field, but recently it has been actively used in various fields such as automotive radar, synthetic radar (SAR) and satellite radar. Especially, an automotive FMCW radar uses 77 ~ 81 GHz band. In automotive radar, distortion due to noise causes malfunction and causes fatal safety accidents. The distortion is caused not only by the noise caused by the clutter existing in the external environment but also by the

internal amplitude modulation and the frequency modulation generated in the radar module itself.

The ideal FMCW signal has a nonlinear characteristic in which the amplitude is constant and the frequency varies linearly with time, but in real situation, due to unintended distortion, the amplitude and the frequency slope are not constant. As a result, observing the signal passing through the mixer and filter of the radar at the spectrum, noises occur around the beat frequency.

In this paper, a modeling method to accurately represent noise caused by amplitude modulation and frequency modulation, and an estimation method that can predict amplitude and frequency modulation noise given amplitude and frequency modulation characteristics of signal source are proposed. In addition, the amplitude–frequency intermodulation noises that occur additionally as well as the pure amplitude and frequency modulation noise are clarified.

Furthermore, the effects of amplitude and frequency modulation when estimating the distance and velocity of a moving object is analyzed. And it is verified by simulation results for FMCW radar.

Finally, we proposed the amplitude modulation criterion of the system to prevent the distortion due to the amplitude and frequency modulation in the FMCW radar system design.

**Keywords : FMCW Radar, Amplitude Modulation, Frequency Modulation, Beat frequency, Doppler frequency**

**Student Number : 2015–20886**