

工學碩士 學位論文

레벨 測定을 위한 周波數 變調 連續波 레이더
開發에 관한 研究

A Study on the Development of
Frequency Modulated Continuous Wave Radar for level gauge

指導教授 朴 東 國

2004年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 子 通 信 工 學 科

朴 仁 龍

工學碩士 學位論文

레벨 測定을 위한 周波數 變調 連續波 레이더 開發에
관한 研究

指導教授 朴 東 國

2004年 2月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 子 通 信 工 學 科

朴 仁 龍

本 論 文 을 朴 仁 龍 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

主 審 梁 圭 植 ㉠

副 審 金 基 文 ㉠

副 審 朴 東 國 ㉠

2004年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電子通信工學科

朴 仁 龍

목 차

Abstract

제 1 장 서론	1
1.1 연구의 배경	1
1.2 연구의 내용	2
제 2 장 주파수 변조 연속파 레이더	4
2.1 레이더 기본 원리	4
2.2 주파수 변조 연속파 레이더의 신호	6
2.3 FMCW를 이용한 거리 측정원리	9
2.4 단일 안테나 FMCW 레이더	13
제 3 장 FMCW 레이더의 설계	17
3.1 송신단 설계	17
3.2 수신단 설계	29
3.3 신호 처리부	31
제 4 장 실험 결과 및 검토	35
제 5 장 결론	43
참고문헌	44

표 목차

<표 3-1> VTO-8951의 특성 파라미터	18
<표 3-2> CU9214B3L-105C의 전기적 특성	26
<표 3-3> HMC412MS8G의 특성 파라미터	30

그림 목차

<그림 2-1> 기본적인 monostatic, bistatic 레이더 시스템	4
<그림 2-2> FMCW 레이더의 간략화된 블록 다이어그램	7
<그림 2-3> FMCW 레이더의 송수신 신호 및 차주파수	8
<그림 2-4> Monostatic FMCW radar	14
<그림 2-5> 안테나로 부터의 반사신호 측정 결과	15
<그림 2-6> 벡터변조기를 사용한 FMCW 레이더	16
<그림 3-1> VTO-8951의 Functional 블록 다이어그램	19
<그림 3-2> 제작된 전압 제어 발진기	19
<그림 3-3> 튜닝전압에 따른 주파수와 modulation sensitivity	20
<그림 3-4> 전압 제어 발진기 출력신호의 스펙트럼	21
<그림 3-5> 주기가 40ms인 삼각파	21
<그림 3-6> 동작주파수의 스펙트럼	22
<그림 3-7> 제작된 전력 분배기	23

<그림 3-8> 전력분배기의 S-파라미터	24
<그림 3-9> 방향성결합기를 이용한 송신단의 송수신 분리 및 전력 분배	25
<그림 3-10> 제작된 써큘레이터	26
<그림 3-11> 써큘레이터의 S-파라미터	28
<그림 3-12> 제작된 혼합기	30
<그림 3-13> 신호 처리부 블록도	32
<그림 3-14> 프로그램 흐름도	34
<그림 4-1> 측정 환경	36
<그림 4-2> 결합보드 형태의 RF 송수신단	36
<그림 4-3> On-board 형태의 RF 송수신단	37
<그림 4-4> 측정을 위한 세팅	37
<그림 4-5> 반사파의 거리변화에 따른 f_{beat} 의 변화	39
<그림 4-6> 비트주파수의 측정값과 이론값의 비교	40
<그림 4-7> 전압 제어 발진기의 비선형성	41

Abstract

There are many methods to measure level of liquid in tank on ship. One of methods is using frequency modulated continuous wave (FMCW) radar.

In this paper, a X-band frequency-modulated continuous wave radar, using a single antenna for both transmitting and receiving electromagnetic energy, is designed and implemented for a radar level gauge. Main component blocks of the radar are voltage controlled oscillator, mixer, circulator, power divider, and signal processing circuit. The pyramidal horn antenna that has about 16dBi gain is used.

The transmitting frequency sweep from 10GHz to 11GHz with 40ms sweep time. The distance between antenna and target is obtained from a beat frequency of FMCW radar. Beat frequency means a frequency difference between transmitting and receiving signal and depends on the distance to target.

Due to the mismatching of antenna impedance, the reflected signal from the antenna may be dominant over the small target echo signal, which could be overcome by using a high pass filter to eliminate the reflected signal of the low frequency in the demodulation unit.

The minimum detectable signal of the fabricated radar is about -90dBm. The received signal is processed by fast fourier transform to find the distance to target. A small target which has radar cross section of 0.8m^2 is set at 1m from antenna and moved to 4m gradually. According to distance of the target the measured beat frequency is changed from 0.7KHz to 1.8KHz.

제 1 장 서 론

1.1 연구의 배경

조선 산업 기술 분야에서 주된 운송역할을 담당하는 화물선박의 계측기술은 점점 고 정밀성, 안정성 및 무인화를 요구하고 있으며, 이러한 요구조건에 가장 각광을 받고 있는 기술이 설치 및 유지보수의 용이성과 정확성이 우수한 레이더 빔 형태의 계측기기를 사용하는 기술이다. 그 원리는 레이더 빔 센서가 초고주파 펄스를 표적에 보내어 그 반사파를 측정하여 레벨(Level)을 계측하는 기술이다.

주파수 변조 연속파(Frequency Modulated Continuous Wave : FMCW) 방식의 레벨 게이지를 처음으로 개발한 SAAB사에서는 cargo tank에 사용되기 위한 더 신뢰성이 높고 정확한 레벨 측정 시스템의 필요성이 크게 성장할거라는 점을 지적하고, 1975년 처음으로 첫 제품을 제작 판매하였다. 같은 해에 첫 오일 위기가 일어나 탱커선을 제작하는 조선 산업이 축소됨에도 불구하고 1983년까지 설치되는 주파수 변조 연속파 방식의 레벨 게이지수는 매년 100% 이상 성장하였다. 고가임에도 불구하고 이런 급성장의 이유는 더 정확한 레벨 게이지에 대한 소비자의 요구와 맞물려 바다에서 cargo tank와 같은 악조건 속에서의 유일한 해결책은 레이더이기 때문이다^[1].

그러나 이러한 기술은 상당히 어려운 기술로서 국방기술의 핵심이므로, 국가적으로 기술보안을 철저히 하고 있어 기술이전이 거의 불가능한 실정이다. 특히 주파수 변조 연속파 방식의 레이더 빔 기술은 국방 및 항공관련 분야에서 활발히 활용되어 왔으며, 미국 및 유럽 등

선진국만이 원천기술을 이용하여 각종 분야에 적용하여 고 부가가치 시장을 선점해 가고 있다.

반면 전 세계 유류 화물선의 65%를 공급하고 있는 국내실정은 레이더 빔 형태의 레벨 계측 시스템을 전량 수입에 의존하고 있다. 무인자동화의 추세로 레이더 빔 형태의 계측 시스템의 시장 규모가 점점 더 급성장하고 있고, 특히 국제시장의 조선 시황도 국제 해사 기구(International Maritime Organization : IMO) 규정의 강화로 이중선체 구조변경 등으로 향후 10년간 유조선의 수요확대가 기대되므로 개발의 시급성이 요구되고 있다.

따라서 레이더 빔 방식의 선박화물의 레벨 계측기기의 기술개발이 필요하며, 이것에 대한 개발이 성공하면 수출 및 수입대체로서 조선·해양산업의 경쟁력 강화는 물론이고, 이러한 원천요소기술을 확보함으로써 인하여 국가 전반의 기술 산업 전반에 걸쳐 커다란 파급효과가 기대된다.

1.2 연구 내용

선박에서의 레벨 계측을 위해 주파수변조 연속파 방식을 사용하는 레이더 빔 형태의 액체화물 탱크의 레벨 센서 개발이며, 이러한 목표를 달성하기 위한 본 논문의 연구 내용은 다음과 같다.

첫째, 레이더 빔 형태의 레벨 센서의 사용주파수인 X 밴드(8~12 GHz) 에서 최대 50 m 거리에 위치하는 표적으로부터 신호를 수신하여 거리를 판독하기 위한 송·수신 시스템 전체의 성능 결정 및 각 부품별 사양(system budget)을 설계하는 것이다. 이것은 연구의 방향 설정 단계로 가장 중요한 부분에 해당한다.

둘째, X 밴드 레이더 빔 레벨 센서에서 사용되는 초고주파용 부품들을 설계 하고 제작 하는 것이다. 현재 X 밴드용의 전압 제어 발진기 (Voltage controlled Oscillator : VCO), 혼합기, 서큘레이터 제작은 아주 힘든 기술로서 각 부품의 개발 자체만으로도 충분한 학술적 가치가 인정 될 만큼 고도의 기술이 필요한 부분이다. 본 논문에서는 이러한 부품의 개발이 목적이 아니고, 레이더 빔 방식을 이용한 계측 센서 개발이 목적 이므로 일차적으로 이러한 부품 중에서 본 목적에 사용이 적합한 개발된 부품이 있는지를 먼저 조사하여 이것을 구매하여 사용하고자 한다. 만약 적합한 부품이 없을 때는 자체 개발을 통해 개발하고자 한다.

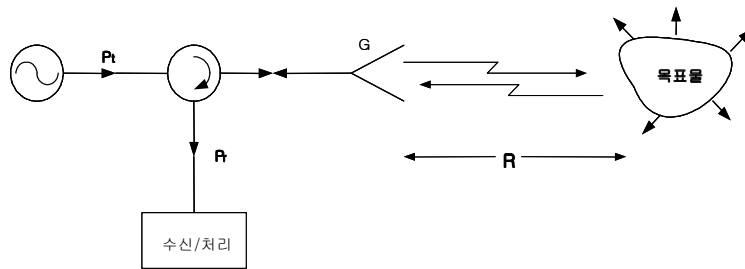
셋째, 표적으로부터 돌아온 신호로부터 물체까지의 거리를 계산하고, 이것을 디스플레이 하는 신호 처리부를 개발 하는 것이다. 차주파수와 표적까지의 거리의 상관관계를 이용하여 거리를 계산하기 위한 프로세서 및 이 값을 디스플레이 하는 부분으로 구성이 된다.

이러한 연구내용을 다음과 같이 본 논문에 기술 하였다. 2장에서 레이더의 이론과 FMCW 레이더에 관하여 설명하였고, 3장에서 FMCW 레이더의 설계 및 제작에 대하여 기술하였으며, 4장에서는 제작된 레이더로 측정된 데이터를 보이며, 5장에서 결론을 맺었다.

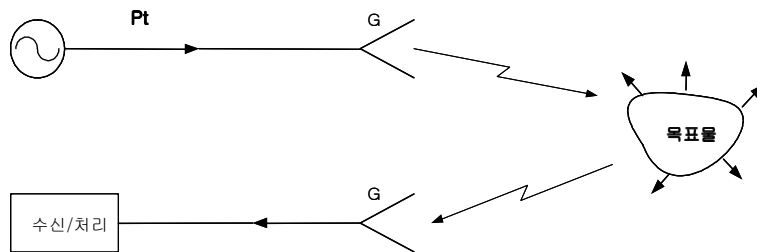
제 2 장 주파수 변조 연속파 레이더

2.1 레이더의 기본원리

레이더란 전파의 발사로 물체에서 반사되는 반사파를 이용하여 목표물의 존재와 그 거리를 탐지하는 무선 감지 장치이다. 사용하는 안테나의 개수에 따라 크게 monostatic 시스템과 bistatic 시스템으로 분류할 수 있고, 각각을 <그림 2-1>에 나타내었다^[2].



(a) monostatic 레이더 시스템



(b) bistatic 레이더 시스템

<그림 2-1> 기본적인 monostatic 과 bistatic 레이더 시스템

<Fig. 2-1> Basic monostatic and bistatic radar system

monostatic 시스템에서는 <그림 2-1>(a)처럼 한 개의 안테나를 갖고 송·수신을 동시에 하며, bistatic 시스템에서는 <그림 2-1>(b)처럼 송신과 수신을 각각 별개의 안테나를 사용한다. 대부분의 레이더 시스템은 미사일 발사 제어 등 특별한 경우를 제외하고는 monostatic 형태를 사용한다.

본 논문에서도 monostatic 시스템 방식을 사용하였으며, 본 절에서 monostatic 시스템 방식의 거리측정 원리에 대해 살펴보고자 한다. <그림 2-1>(a)에서 이득이 G 인 안테나를 통해서 송신 단에서 전력 P_t 를 보내면 목표물에서의 입사파 전력밀도 S_t 는 다음과 같이 유도할 수 있다^[2].

$$S_t = \frac{P_t G}{4\pi R^2} \quad (2.1)$$

여기서, R 은 목표물까지의 거리이며 목표물이 안테나의 주빔에 있다고 가정한다. 목표물은 입사파를 여러 방향으로 산란시키며 산란파를 만든다. 이때 입사파와 산란파의 전력비를 목표물의 RCS(Radar Cross Section)이라고 하며 σ 로 표시하면 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\sigma = \frac{P_s}{S_t} \quad (2.2)$$

여기서, P_s 는 목표물에서 수신 단으로 산란된 총전력을 의미한다. 이처럼 RCS는 목표물의 성질 및 크기에 따라 다르게 되며, 또한 입사파와 반사파의 각도에 따라서도 큰 변화를 나타낼 것이다.

목표물의 크기는 유한하기 때문에 되돌아오는 전력은 목표물과 떨어질

수록 $1/4\pi R^2$ 으로서 감소될 것이다. 이때 산란파가 수신 안테나까지 되 돌아온 전력밀도는 다음과 같이 될 것이다.

$$S_r = \frac{P_t G \sigma}{(4\pi R^2)^4} \quad (2.3)$$

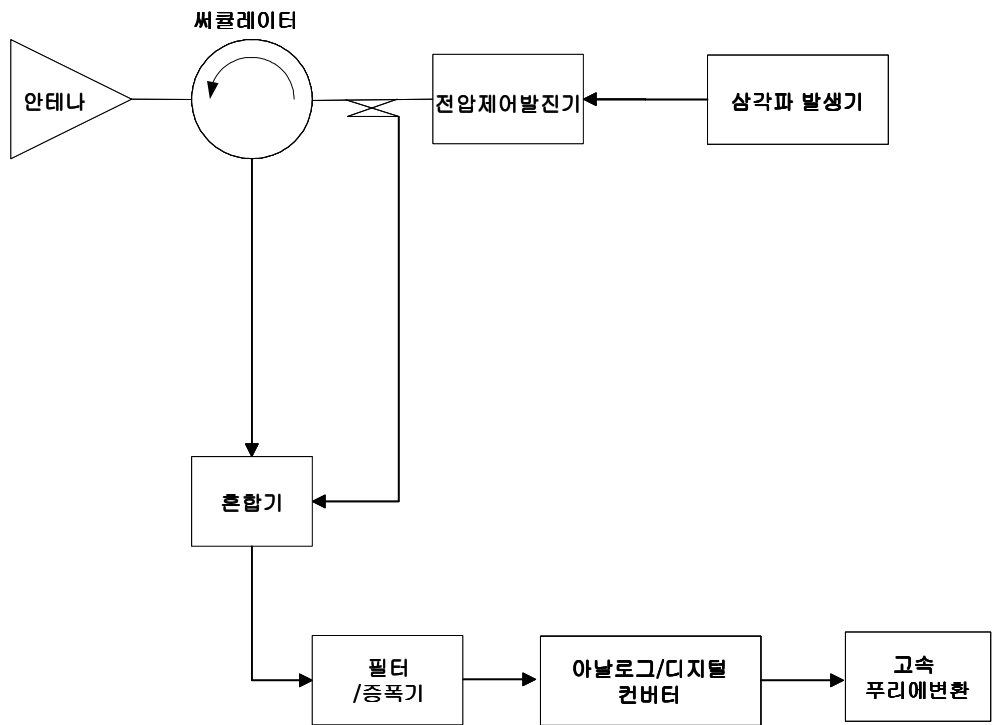
따라서 이득이 G인 수신안테나에 수신되는 전력은 다음과 같다.

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.4)$$

식 (2.4)에서처럼 수신된 전력은 $1/R^4$ 으로 감소하기 때문에 수신기는 원 거리 목표물로부터의 미약한 신호를 감지할 수 있도록 수신기는 저잡음 특성을 가져야 한다. 즉 안테나 및 수신기에서 발생하는 잡음으로 인해 수신기에서 판별할 수 있는 최소 감지 전력(Minimum Detectable Signal : MDS)의 한계가 있다. 최소 감지 전력이 작을수록 레이더가 측정할 수 있는 거리는 늘어나고 반대로 최소 감지 전력이 커질수록 측정할 수 있는 탐지거리는 줄어든다.

2.2 주파수 변조 연속파 레이더의 신호

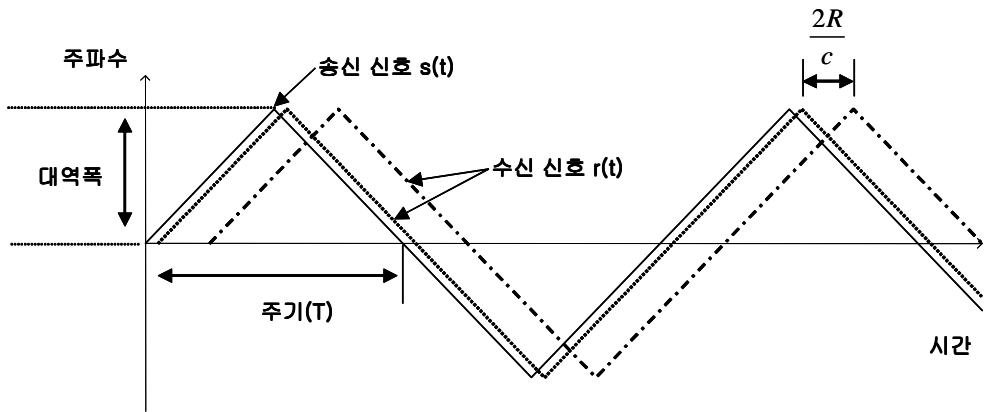
<그림 2-2>는 주파수 변조 연속파 레이더의 간략화된 블록도를 나타내고 있다. 전압 제어 발진기(VCO)에서 <그림 2-3>과 같이 시간에 따라 주파수가 선형적으로 증가 및 감소하는 송신 신호 $s(t)$ 를 발생시킨다.



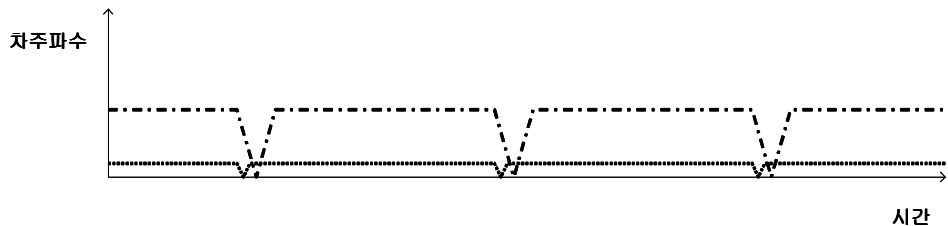
<그림 2-2> FMCW 레이더의 블록 다이어그램

<Fig. 2-2> Block diagram of FMCW radar

주파수 변조된 송신신호 $s(t)$ 는 안테나를 통하여 공간상으로 나가게 되며, 거리 R 만큼 떨어진 위치에서 물체를 만나 반사된 신호가 레이더의 안테나로 되돌아오게 된다. 이때, 수신된 신호 $r(t)$ 는 왕복거리 $2R$ 에 의한 시간지연 $\tau = 2R/c$ 뒤에 수신된다. 그러므로 <그림 2-3>과 같이 안테나를 통해 송신되는 신호 $s(t)$ 와 수신되는 신호 $r(t)$ 는 주파수 차이가 나게 되어, 이 두 신호를 혼합기에 넣어 <그림 2-3>과 같은 차주파수 (f_{beat})를 뽑아낸다.



(a) 송신 신호 및 수신 신호



(b) 차 주파수

<그림 2-3> FMCW 레이더의 송수신 신호 및 차주파수

<Fig. 2-3> Transmit and receive signal and beat frequency of FMCW radar

이렇게 구한 차주파수는 거리에 비례하므로 이것을 측정하면 목표물까지의 거리 R 을 구할 수 있다. 구체적인 수식은 2.3절에서 논하겠다.

혼합기에서 나오는 신호의 주파수를 측정하는 데는 여러 가지 방법이 있으나, 본 논문에서는 이 신호를 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform : FFT)을 통해서 구하였다.

2.3 FMCW 레이더를 이용한 거리 측정 원리

이 절에서는 2.2절에서 알아본 FMCW 레이더의 거리 측정 방법에 대해 살펴보고자 한다. <그림 2-2>와 같은 monostatic 시스템의 경우 수신 전력 P_r 은 식 (2.4)에서 다음과 같이 나타내었다^[3].

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4} \quad (2.5)$$

여기서 P_r 은 수신 전력, P_t 는 송신 전력을 나타내며, G 는 송수신 안테나의 이득, λ 는 전자파의 파장을 나타내며, π 는 상수로서 3.141592이고, R 은 물체까지의 거리를 나타내며, σ 는 물체의 RCS을 나타낸다.

송신신호 $s(t)$ 를

$$s(t) = \cos\left[2\pi\left\{f_0 t + \frac{\alpha}{2} t^2\right\}\right] \quad (2.6)$$

라 하자. 여기서 f_0 는 중심 주파수, α 는 FMCW의 시간당 주파수 f 의 변화율로서,

$$\alpha = \frac{df}{dt} = \frac{BW}{T/2} \quad (2.7)$$

을 나타낸다. 수신신호 $r(t)$ 는 전파 시간 지연 $\tau (= 2R/c)$ 을 고려하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$r(t) = L \sigma \cos\left[2\pi\left\{f_0 (t - \tau) + \frac{\alpha}{2} (t - \tau)^2 + \phi\right\}\right] \quad (2.8)$$

여기서 $L \sigma$ 은 왕복 거리에 따른 전자파의 감쇄량을 나타내는데, 이는 식

(2.5)의 레이더 방정식에서 σ 를 제외한 항으로서, 안테나 이득 G , 파장 λ 는 상수이므로 식 (2.8)과 같이 표시할 경우 왕복 거리에 따른 전자파의 감쇄항(L)은 거리 R 만의 함수이다. 식 (2.8)에서 σ 에 제곱근이 씌워진 것은 전력(power)과 장(field)의 단위가 다르기 때문이다. 그리고 ϕ 는 전자파의 물체와의 산란(scattering)에 의한 위상 변화량을 나타낸다.

송신신호 $s(t)$ 와 수신신호 $r(t)$ 를 혼합한 신호 $s(t) \cdot r(t)$ 를 저역 통과 필터의 입력단자에 인가하고, 저역 통과 필터의 출력신호를 $m(t)$ 라 하면, $m(t)$ 는 아래와 같이 표현된다.

$$m(t) = L \cos(2\pi\{\alpha\tau t + \phi\}) \quad (2.9)$$

여기서,

$$\phi' = \phi + \frac{\alpha}{2} \tau^2 - f_0 \tau \quad (2.10)$$

혼합기 출력신호 $m(t)$ 의 주파수 $\alpha\tau$ 는 송신신호 $s(t)$ 와 수신신호 $r(t)$ 의 차주파수(f_{beat})가 되며 L 은 식 (2.8)의 L 에 mixer의 변환 손실을 포함한 항을 나타낸다.

이 차주파수는 아래의 수식으로 표현할 수 있다. $m(t)$ 의 주파수 f_{beat} 는

$$f_{beat} = \alpha\tau = \frac{BW}{T} \frac{2R}{c} \quad (2.11)$$

이므로 이 차주파수 f_{beat} 로부터 물체까지의 거리 R 을 구해보면 다음과 같다.

$$R = \frac{cT}{4BW} f_{beat} \quad (2.12)$$

즉, 차주파수를 구하면 물체까지의 거리를 식 (2.12)로 부터 알 수 있다. 이 두 정보를 추출하기 위해서는 $m(t)$ 의 주파수 스펙트럼을 분석해야 한다. 이러한 스펙트럼 분석은 고속 푸리에 변환 알고리즘에 의하여 고속으로 처리할 수 있다.

한편, 식 (2.14)에 의해 S_{min} 이 결정되면, 식 (2.4)로부터 시스템의 최대 측정 거리 R_{max} 는 식 (2.13)과 같이 쓸 수 있다.

$$R_{max} = \left[\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma_c}{(4\pi)^3 S_{min}} \right]^{\frac{1}{4}} \quad (2.13)$$

레이더 수신부의 등가 잡음 대역폭 B_n 과 잡음지수 F_n , 잡음에 의한 오판을 줄이기 위한 검출 가능한 출력단의 최소 신호 대 잡음비 $(S_0/N_0)_{min}$ 등을 파악함으로써, 시스템의 측정 가능한 최소 입력 신호수준(Minimum Detectable Signal : MDS)을 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$S_{min} = kTB_n F_n \left(\frac{S_0}{N_0} \right)_{min} \quad (2.14)$$

여기서 k 는 Boltzmann 상수이고, T 는 절대 온도 290°K 이다. kTB_n 은 입력단의 열잡음(thermal noise)을 나타내며, $kTB_n F_n$ 은 수신기의 잡음 지수에 의한 최종 출력단의 잡음을 나타내고 있다.

식 (2.13)에서 보면, 최대 측정 거리 R_{max} 는 파장 λ 과 σ_c 가 일정할 때, $P_t^{\frac{1}{4}} G^{\frac{1}{2}}$ 에 비례하므로, 송신 출력 P_t 를 높이는 것보다, 안테나를 크게 하여 이득을 높이는 것이 R_{max} 를 높이는 데 효과적임을 알 수 있다. 또한 S_{min} 을 작게 하여도 측정거리 R_{max} 가 커지는 것을 알 수 있다.

최소 입력 신호 S_{min} 는 수신단의 신호검출 능력을 나타낸다. S_{min} 의 결정하는 데는 다음의 세 가지 요소가 고려된다. 각각에 대해 살펴보면 다음과 같다.

첫째, $(S_0/N_0)_{min}$ 이 작으면 잡음을 신호로 오판(false alarm)할 가능성이 커지게 되나 $(S_0/N_0)_{min}$ 이 너무 커지면 찾으려하는 물체(target)를 놓칠 염려가 있다. 그러므로 $(S_0/N_0)_{min}$ 은 적정 수준을 유지해야 한다^[17].

둘째, 수신기 잡음지수는 증폭기 특성과 등가 잡음 대역폭에 의해 결정된다. 잡음지수를 줄이기 위해서는 혼합기 전단에 저잡음 증폭기(LNA)를 다는 방법과 혼합기 뒷단에서 정합 여파기를 이용하여 등가 잡음 대역폭을 줄이는 방법이 필요하다. 본 논문에서는 FFT를 이용하므로 matched filtering은 하고 있으나 초단에 저잡음 증폭기의 사용은 일단 제외되어 있다.

셋째, 수신기의 입력 잡음은 다음과 같다. 우선 입력단 열잡음을 계산하면, 절대 온도 $T=290^{\circ}k$ 라 할 때 등가 잡음 대역폭 1KHz에 대한 열잡음 전력은 다음과 같다.

$$kTB = 1.38 \times 10^{-23} \times 290 \times 1000 = 4 \times 10^{-18} [W] = -144 \text{ dBm}$$

따라서 만약 수신기의 $(S_0/N_0)_{\min}$ 을 14dB로 하고 잡음지수를 20dB로 가정하면 $(S_0/N_0)_{\min}$ 은 다음과 같이 된다. Margin은 20dB로 하였다.

$$\begin{aligned} \text{MDS} &= \text{입력 잡음 전력} + \text{잡음지수} + \left(\frac{S_0}{N_0} \right)_{\min} + \text{Margin} \\ &= -144\text{dBm} + 20\text{dB} + 14\text{dB} + 20\text{dB} = -90\text{dBm} \end{aligned}$$

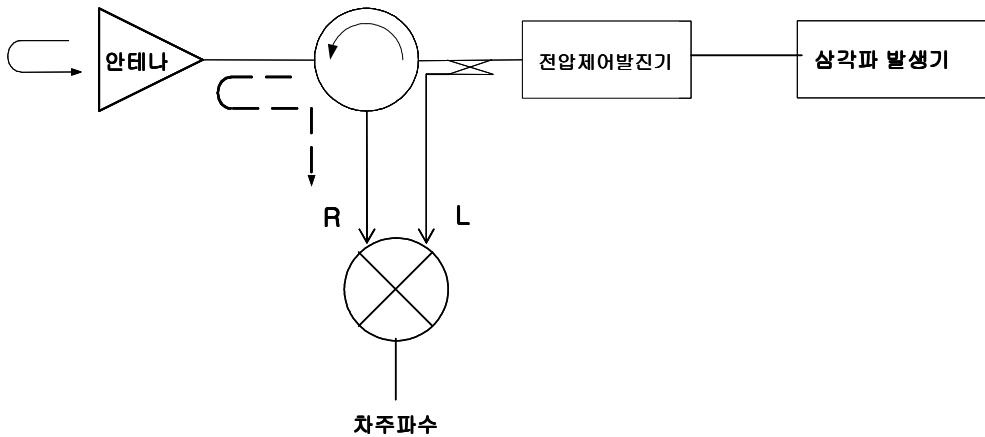
여기에서 Margin이라고 불리우는 항은 2.4절에서 언급되는 안테나 반사 신호에 의한 수신단의 입력 잡음 및 감도(sensitivity)의 저하를 고려하여 여유분을 둔 것이다.

식 (2.13)에서 만약 송신전력 P_t 가 4.5dBm 이고, 안테나 이득이 약 16dBi, 주파수가 10.5GHz($\lambda = 0.02857\text{m}$), RCS가 1m^2 , MDS가 -90dBm 일 때 최대 탐지거리는 약 46m 가 된다.

2.4 단일 안테나 FMCW 레이더

한 개의 안테나를 이용한 연속파 레이더는 그림과 같이 송신 신호의 일부가 안테나에서 반사되어 수신단으로 들어오게 되므로 수신단의 수신 감도가 현격하게 떨어진다^{[3],[5]~[7]}.

펄스 레이더의 경우 송신 때에는 수신단을 닫아 두므로 시간차(time-gating)에 의하여 송신 신호가 수신단에 유입되는 것을 막을 수가 있지만 연속파 레이더의 경우 송수신이 동시에 이루어져야 하므로, 목표물로부터 반사되어 돌아온 수 pW의 신호를 수십 mW의 송신신호와 분리해야만 한다.

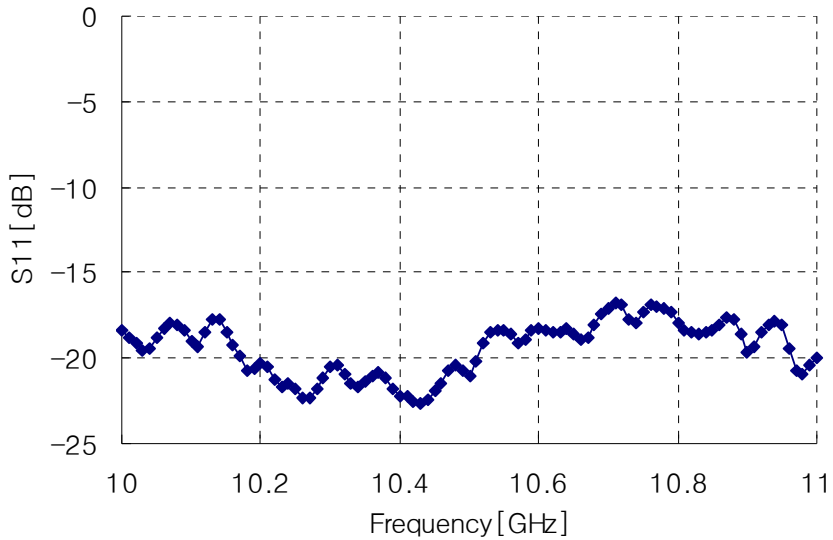


<그림 2-4> Monostatic FMCW radar

<Fig. 2-4> Monostatic FMCW radar

일반적으로 안테나로부터 반사되어 수신단으로 들어오는 신호는 보통 송신전력에 비해 약 -20dB 정도 감쇄하여 혼합기의 RF단자에 인가된다.

<그림 2-5>에 본 논문에서 사용한 Narda Model 640 혼 안테나(Horn Antenna)의 측정된 반사손실을 나타내었다. <그림 2-5>로부터 반사손실이 약 17~23dB 정도 되는 것을 확인할 수 있었다. 이 안테나를 사용하는 경우 물체로부터 반사되어 수신되는 신호가 송신 신호에 비하여 약 80~100dB가량 감쇄되어 돌아오는 것을 감안하면 안테나로부터 반사되어 돌아오는 신호는 물체로부터 반사되어 수신되는 신호보다 약 60~80dB 큰 신호이다.

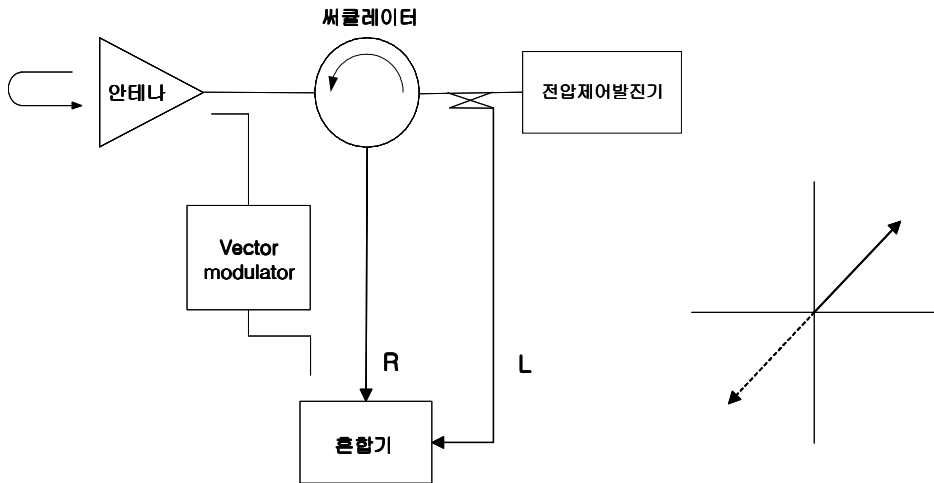


<그림 2-5> 안테나로부터의 반사 신호 측정 결과

<Fig. 2-5> Measurement of reflection level from antenna

이와 같은 안테나의 큰 반사파 신호는 수신단의 감도를 악화시킬 수 있으므로 설계 시 주의를 요한다^[7].

이러한 안테나 반사파의 영향을 줄이기 위해 여러 가지 방법들이 발표되었다^[16]. <그림 2-6>에는 반사파의 일부를 샘플링 하여 위상차가 180° 되는 신호를 만들어 주어 반사파를 제거하는 기법이다. FMCW의 경우 안테나에서 반사되어 오는 신호는, 안테나를 가까운 거리에 있는 물체라고 생각하면 혼합기의 출력단에서 볼 때 수신 신호에 비하여 저주파에 해당하므로 적절한 필터링에 의하여 분리 가능하지만 반사된 신호의 AM noise와 FM noise에 의하여 수신단의 감도는 악화된다.



<그림 2-6> 벡터변조기를 사용한 FMCW 레이더

<Fig. 2-6> FMCW radar using a vector modulator

이와 같은 송수신 분리 문제를 해결하기 위한 방법으로는 송신용 안테나와 수신용 안테나를 분리하여 2개의 안테나를 사용하는 bistatic 시스템을 사용하는 것과, <그림 2-6>과 같이 안테나 반사파와 크기가 같고 180° 의 위상차가 나는 신호를 수신단에 더해줌으로써 반사파를 줄이는 방법이 있다^[7].

그러나 본 논문에서는 <그림 2-6>의 방법을 사용하지 않았으며, 고주파 통과 필터를 통해 반사파를 제거하고자 하였다.

제 3 장 FMCW 레이더의 설계 및 제작

3.1 송신단 설계

송신단에는 전압 제어 발진기, 안테나, 전력 분배기, 써큘레이터 등이 필요하다. 송신단의 설계는 우선 레이더 방정식을 이용하여 수신 전력을 계산하는 데서부터 시작된다. 그리고 나서, 수신단의 수신가능 최소 입력 신호 수준 (MDS)를 결정하며, 최대 탐지 거리에서 수신되는 신호가 MDS를 넘도록 송신전력과 안테나의 이득을 결정한다.

이에 따라 본 논문에서 사용된 주파수, sweep 주기, 주파수 대역폭은 다음과 같은 조건에 의해 결정하였다.

주파수는 주파수가 높아질수록 흡수와 산란이 커지는 환경에서의 주파수 오염도와 주파수가 낮아질수록 빔폭이 넓어지는 특성 때문에 빔의 각을 고려하여 최적 주파수인 10~11GHz 로 선택하였다. sweep 주기는 전압 제어 발진기의 sweep 능력과 분해능을 고려하여 40ms로 정하였다. 주파수 대역폭은 식 (2.12)에서 보는 것처럼 차주파수와 주기가 일정하다고 보았을 때 주파수 대역폭이 넓을수록 작은 거리 까지 측정 가능하므로 이러한 분해능과 전압 제어 발진기의 주파수 특성을 고려하여 1GHz로 결정하였다.

3.1.1 전압 제어 발진기(VCO)

송신단 설계에 있어서 가장 중요한 변수는 송신 전력이다. 송신 전력이 클수록 탐지 거리가 늘어나지만, FMCW 레이더의 경우 송신 전력이

크면 안테나에서의 반사에 의하여 수신단이 파괴될 수 있기 때문에 적절한 송신전력에 대한 고려가 필요하다.

본 논문에서는 Agilent Technology사의 VTO-8951를 사용하였다. 이것은 <표 3-1>에서 보듯이 동작주파수 범위가 7.5GHz~11GHz이며, 출력전력이 10dBm이다.

다음으로는 동작주파수로서 본 논문에서는 분해능 및 측정거리를 고려하여 10GHz~11GHz범위에서 동작하도록 설계하였다.

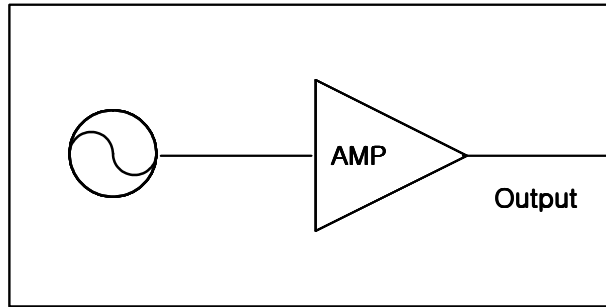
<그림 3-2>에 제작한 전압 제어 발진기의 모양을 나타내었다. 제작시 바이어스단에는 전원으로부터의 잡음을 줄이기 위해 바이패스(bypass) 커패시터를 달아 주었다.

출력신호의 일부는 안테나를 통해 송신되고 나머지 일부는 혼합기의 LO단자에 인가가 된다. 본 논문에서는 이러한 출력신호의 분배는 3dB 전력분배기를 사용하였다.

<표 3-1> VTO-8951의 특성 파라미터

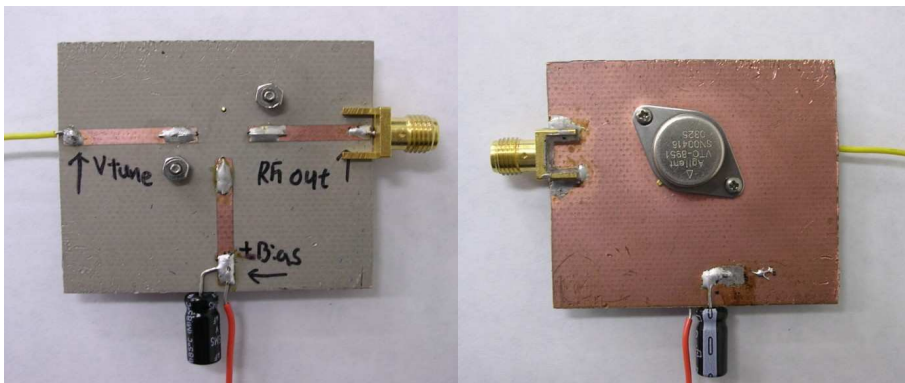
<Table 3-1> Characteristic parameters of VTO-8951

특성	단위	범위
동작 주파수	GHz	9.5 to 11
출력 파워(50Ω Load)	dBm	10
변조 감도	MHz/V	150 to 250
튜닝 전압	V	0 to 10
인가 전압	V	5.2
동작 온도	°C	-10 to +100



<그림 3-1> VTO-8951의 Functional 블록 다이어그램

<Fig. 3-1> Functional block diagram of VTO-8951

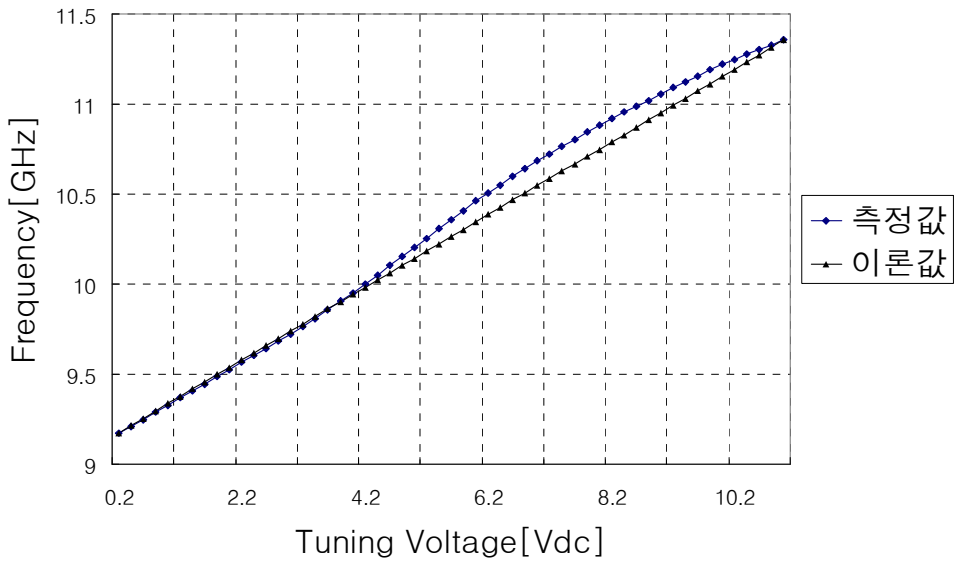


(a) 전면부

(b) 후면부

<그림 3-2> 제작된 전압 제어 발진기

<Fig. 3-2> Fabricated voltage controlled oscillator



<그림 3-3> 튜닝 전압에 따른 주파수와 modulation sensitivity

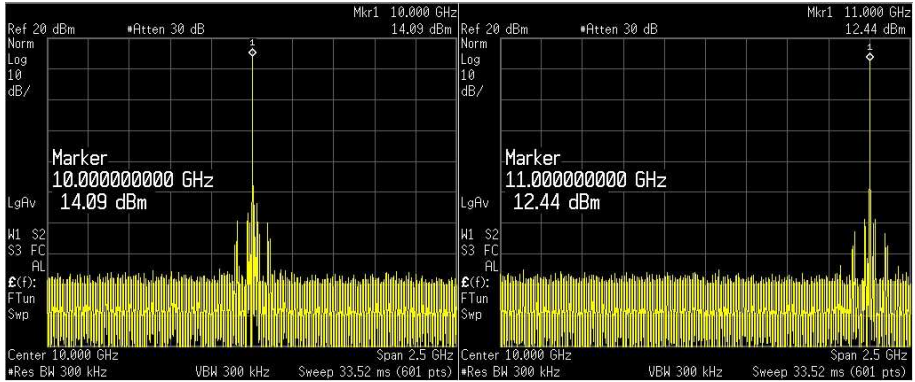
<Fig. 3-3> Frequency and modulation sensitivity vs tuning voltage

<그림 3-3>은 전압 조정 발진기에 +5V의 바이어스를 인가한 다음 튜닝 전압을 0.2V에서 11.2V 까지 변화하였을 때 그에 따른 주파수의 변화를 나타낸 것이다. 여기서 이론치는 전압변화에 따른 주파수의 변화가 선형적인 것을 나타낸 것으로 이상적인 값이다. 실제 측정치는 선형적이지 않으며 그림에서 보는 것처럼 약간의 왜곡이 있음을 알 수 있다.

<그림 3-3>에 의하면 본 논문에서 제작하고자 하는 FMCW 레이더의 동작주파수 범위가 10~11GHz이므로 이 출력 신호를 얻기 위해서는 튜닝 전압을 4.2~9V로 인가해 주어야 하는 것을 알 수 있다.

<그림 3-4>에 각각 10GHz 와 11GHz의 주파수에서 전압 제어 발진기의 출력을 스펙트럼 분석기로 측정하여 나타내었다. <그림 3-5>는 Sweep/Function Generator(FG-7002C)를 사용하여 주기(T)가 40ms인

삼각파를 만들어 오실로스코프로 측정한 결과이다.

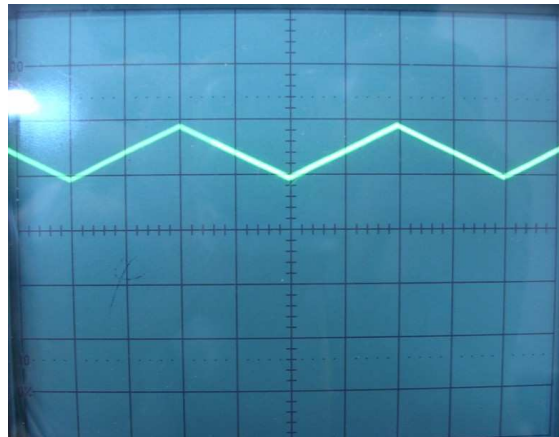


(a)10GHz

(b)11GHz

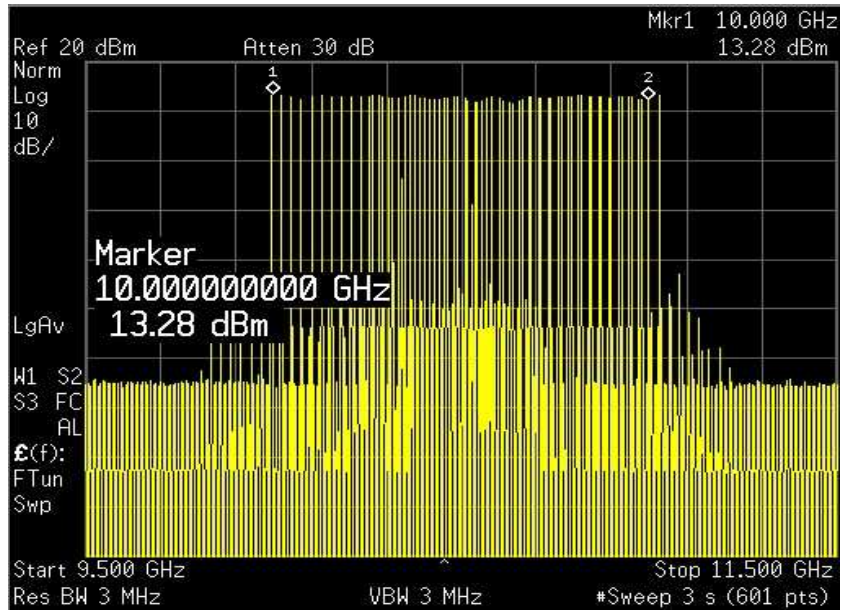
<그림 3-4> 전압 제어 발진기 출력신호의 스펙트럼

<Fig. 3-4> Spectrum of output signal of VCO



<그림 3-5> 주기가 40ms 인 삼각파

<Fig. 3-5> Triangle wave of sweep time 40ms



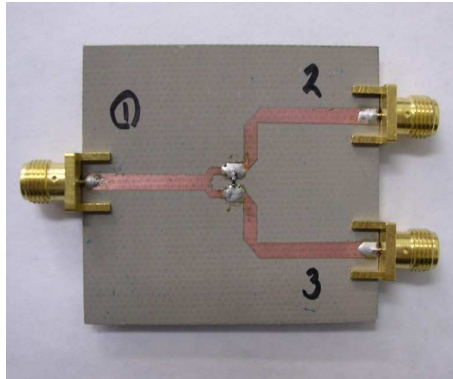
<그림 3-6> 동작주파수의 스펙트럼

<Fig. 3-6> Spectrum of operating frequency

<그림 3-6>은 Sweep/Function Generator(FG-7002C)를 사용하여 주기(T)가 40ms인 삼각파를 전압 제어 발진기의 입력단에 sweep 하였을 때 전압 제어 발진기의 출력 스펙트럼을 나타내고 있다. 10-11GHz대역에서 고른 출력 레벨을 나타내고 있음을 알 수 있다. 그러나 <표 3-1>에서 보인 특성과는 달리 실제 측정된 출력전력은 10dBm 이상이고 사용주파수 대역에서 단일한 출력이 아니고 약간의 차이가 있음을 알 수 있다.

3.1.2 전력 분배기(Divider)

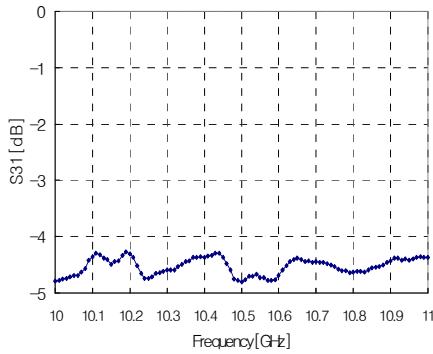
전압 제어 발진기에서 출력된 송신 신호의 일부를 혼합기의 Local단과 송신 안테나로 나누어 보내기 위하여 3dB 전력 분배기를 이용하였다. 제작한 분배기는 Wilkinson 전력분배기로서 <그림 3-7>에 제작한 분배기의 모양을 나타내었다.



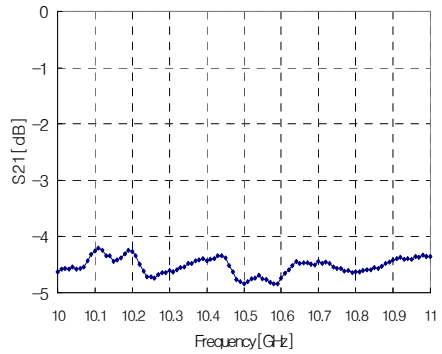
<그림 3-7> 제작된 전력 분배기

<Fig. 3-7> Fabricated power divider

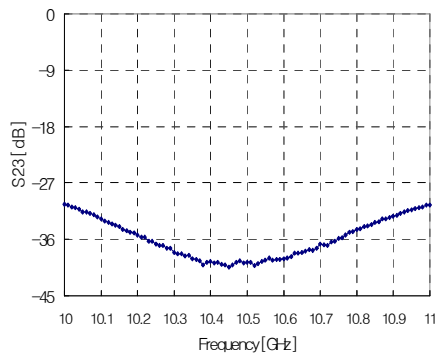
분배기의 설계시 목표는 3dB 이었으나, 실제 제작된 분배기의 S-파라미터는 <그림 3-8>에서 보는 것처럼 10~11GHz 주파수 대역에서 -4.5dB 정도였고, 단자 2와 3의 격리도는 약 30dB 이상이였다.



(a) S_{31}



(b) S_{21}



(c) S_{23} (isolation)

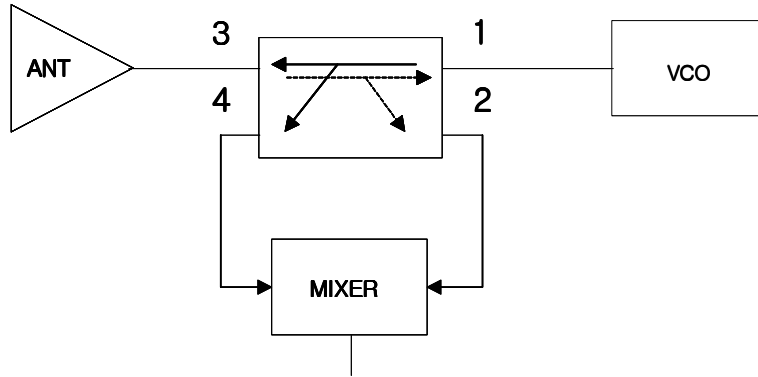
<그림 3-8> 전력 분배기의 S-파라미터

<Fig. 3-8> S-parameter of power divider

3.1.3 써큘레이터 (Circulator)

bistatic 시스템의 경우는 송신과 수신 안테나가 분리되어 있지만 본 논문과 같은 monostatic 시스템에서는 송·수신을 하나의 안테나를 사용

하므로 송·수신부 분리가 필요하다. 이것을 하기위한 방법으로는 방향성 결합기를 사용하거나 써큘레이터를 사용하는 방법이 있다.



<그림 3-9> 방향성 결합기를 이용한 송신단의 송수신 분리 및 전력 분배

<Fig. 3-9> Division of transmission and reception and power divider by directional coupler

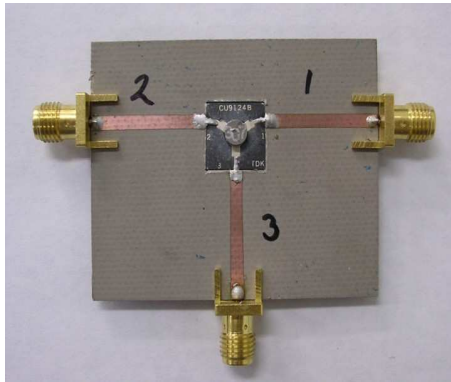
<그림 3-9>와 같이 방향성 결합기를 이용하면 전력 분배와 송수신 분리를 동시에 할 수도 있다.

1번 단자로 들어간 송신 신호는 3번과 4번 단자로 3dB씩 떨어져서 나오게 되며, 3번 단자로 들어오는 레이더 신호는 1번과 2번 단자로 반씩 나누어져 나오게 된다. 그러므로 2번 단자를 이용하여, 혼합기의 RF단의 입력단으로 사용할 수 있다. 이렇게 구성을 하면 다음 절에서 설명할 써큘레이터가 필요 없게 되어 회로 구성이 간단해지는 장점이 있다.

그러나 실제로 레이더에 사용될 경우 1번 단자로 송신 전력이 들어갈 때, 2번 단자의 isolation이 완전하지 않기 때문에 송신 신호의 일부가 수

신단 으로 유입된다. 이는 안테나의 반사파에 비해 작은 양이므로 시스템의 특성에는 큰 영향을 끼치지 않는다. 그러나 수신 전력의 3dB손실이 생기므로 작은 신호 검출에는 반드시 써큘레이터를 사용하여야 한다.

본 논문에서는 송신신호와 수신신호를 분리하는데 써큘레이터를 사용하였다. <표 3-2>에 사용한 써큘레이터의 사양을 나타내었다. 써큘레이터는 TDK사의 CU9214B3L-105C를 사용하였다.



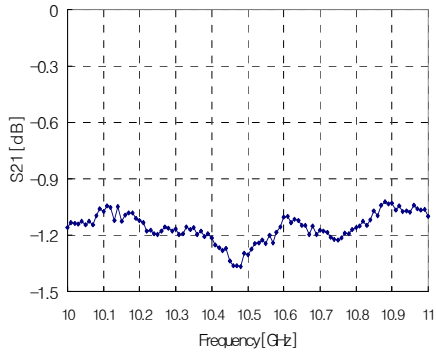
<그림 3-10> 제작된 써큘레이터

<Fig. 3-10> Fabricated circulator

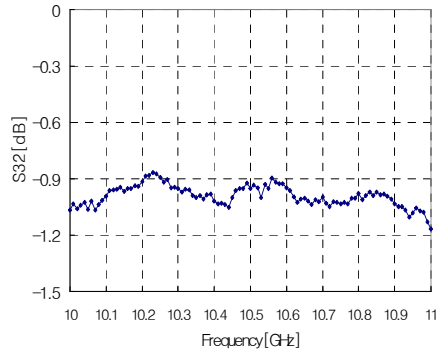
<표 3-2> CU9214B3L-105C 의 전기적 특성

<Table 3-2> Typical electrical characteristic of CU9214B3L-105C

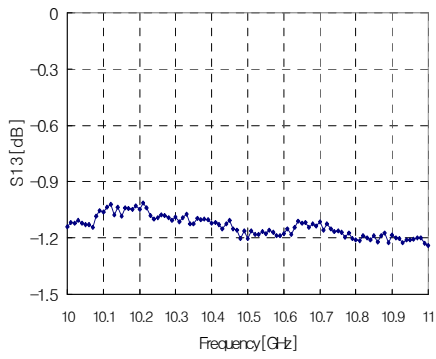
주파수 범위 (GHz)	10 to 11.1
격리도 (dB)min	20
삽입 손실 (dB)max	0.5
전압정재파비 max $Z_0=50\Omega$	1.2



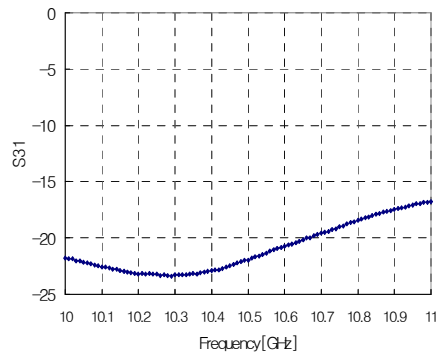
(a) S_{21}



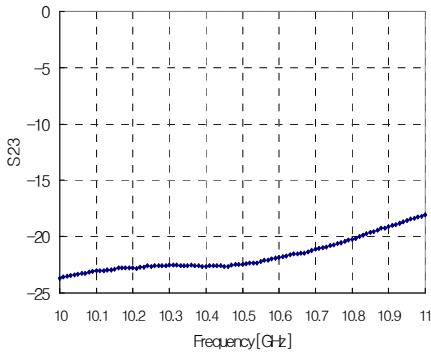
(b) S_{32}



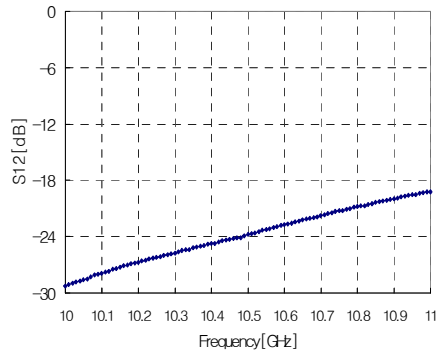
(c) S_{13}



(d) S_{31}



(e) S₂₃



(f) S₁₂

<그림 3-11> 써큘레이터의 S-파라미터

<Fig. 3-11> S-parameter of circulator

써큘레이터 제작 시 가장 염두해 두어야 할 부분은 RF 신호와 LO신호의 격리도 이다. 격리도가 좋지 않으면 미약한 RF 신호가 강한 LO신호에 묻혀 버리거나, 두 성분이 합쳐져서 다른 하모닉 성분을 일으켜 혼합기 단에서 정확한 IF 신호를 얻을 수 없게 된다.

<그림 3-11>에서 (a)가 RF 신호와 LO신호의 격리도를 나타내고 있다. CU9214B3L-105C 의 특성 파라미터에는 격리도가 최소 20dB로 나와 있지만, 실제 제작된 써큘레이터는 10.7GHz 이상에서 20dB보다 작게 측정 되었다. 실제 제작된 써큘레이터의 삽입손실은 <그림 3-11>에서 보는 바와 같이 0.5dB보다 큰 것을 알 수 있다. 이는 제작 시 각 포트의 폭과 유전체 기판의 선로 폭이 같지 않음으로 해서 발생한 것이다.

3.2 수신단 설계

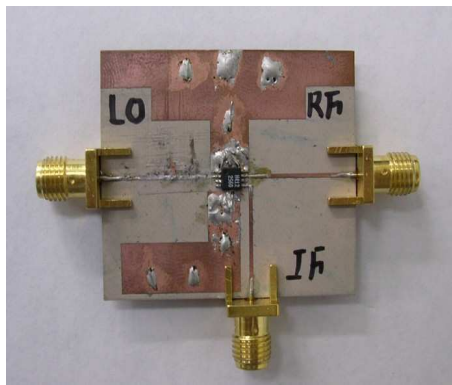
수신단의 설계에 있어서 가장 중요한 요소는 수신단의 잡음을 줄여 수신 가능 최소 신호량을 작게 하는 것이다. 일반적인 레이더의 경우, 수신초단에 저잡음 증폭기(LNA)를 사용하여 전체 수신단의 잡음지수(Noise figure)를 줄여준다. 그러나 주파수 변조 연속파 레이더의 경우 입력단으로 들어오는 안테나 반사 신호가 매우 크기 때문에 LNA가 포화되어 수신 신호를 분리하기 어렵다. 그러므로 수신된 신호는 바로 혼합기의 RF단으로 들어가게 된다. 이때 혼합기의 변환손실에 의하여 수신단의 잡음지수는 8dB 이상 증가하게 된다.

3.2.1 혼합기(Mixer)

혼합기는 비선형 소자로서 RF 단자나 LO단자로 입사된 두 신호의 하모닉 성분들을 IF 단자로 내보내는 소자이다. 일반적으로 IF단자에 나타나는 하모닉 성분 중에서 RF단자와 LO단자에 입사된 두 신호의 차주파수 성분을 대역 필터를 사용하여 걸러낸다. 이 신호를 IF 신호라 부르며, 이것을 신호처리 과정을 거쳐 정보를 추출하게 된다.

본 논문에서도 <그림 3-12>에서 보듯이 LO단자로 전압 제어 발진기에서 송신되는 신호성분이 인가되고, RF단자로 물체에서 반사된 시간 지연된 신호가 입사된다. 따라서 IF단자에는 송신신호와 수신신호의 차주파수 성분이 나타나게 되는데 이 주파수는 식 (2.11)에서 보듯이 물체와의 거리에 비례하며 대략 0.33~10KHz 범위의 값을 갖는다. 따라서 수신단에 사용될 혼합기는 다음과 같은 조건을 만족하도록 선택한다. 첫째 저잡음 특성을 가져야 한다. 물체를 맞고 반사되어 돌아오는 신호는

매우 미약하기 때문에 혼합기의 잡음이 크면 잡음 속에 신호가 묻혀 버릴 수 있기 때문이다. 둘째 본 논문에서 제작하는 FMCW 레이더의 동작주파수는 10~11GHz 이고, 차주파수 범위는 0.33~10KHz이므로, X-band 입력(Local, RF)과 저주파 (DC~수 MHz)출력 특성을 가져야 한다. 셋째 넓은 동작 영역을 가져야 한다. 이러한 조건을 만족시키며 본 논문에 사용된 혼합기는 Hittite 사의 HMC412MS8G 이고 <표 3-3>에 사용한 혼합기의 특성을 나타내었다.



<그림 3-12> 제작된 혼합기

<Fig. 3-12> Fabricated mixer

제작된 혼합기의 LO단자에 입력되는 신호의 크기는 약 8dB 정도 되므로 <표 3-3>에 나타난 LO 전력보다 작게 인가되므로 변환손실이 8dB 이상일 것으로 예측된다.

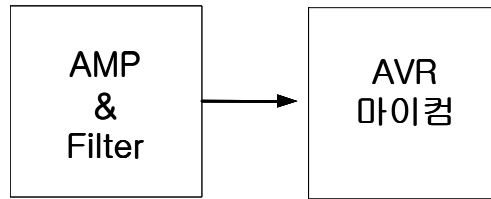
<표 3-3> HMC412MS8G의 특성 파라미터

<Table. 3-3>Characteristic parameter of HMC412MS8G

특성	IF=1.45GHz LO=+13dBm			Units
	최소	보통	최대	
주파수 범위, RF&LO	9.0 - 15.0			GHz
주파수 범위, IF	DC - 2.5			GHz
변환 손실		8	11	dB
잡음 지수 (SSB)		8	11	dB
LO to RF 격리도	30	40-50		dB
LO to IF 격리도	33	40-50		dB
RF to IF 격리도	8	17		dB
IP3(Input)	14	17		dBm
1dB Compression(Input)	7	9.5		dBm

3.3 신호 처리부

레이더에서 물체를 맞고 반사되어 수신단에 입력된 신호는 필터링과 증폭을 한 뒤 물체까지의 거리 정보를 가지고 있는 차주파수를 알아내기 위해 디지털화 하여 FFT과정을 거치게 된다. 본 논문에서는 능동형 필터를 이용해서 증폭과 필터링을 하였으며, AVR을 통해 아날로그 디지털 변환을 하고 이렇게 처리된 신호를 컴퓨터 상에서 FFT처리 하여 차주파수를 나타내었다. 이러한 일련의 과정을 나타내는 시스템 구성도를 <그림 3-13>에 나타내었다.



<그림 3-13> 신호 처리부 블록도

<Fig. 3-13> Block diagram of signal processing

3.3.1 증폭단

증폭단은 혼합기의 IF 단자에서 출력되는 여러 주파수 성분 중에서 RF 와 LO 단자의 주파수차 신호에 해당하는 주파수를 필터를 사용하여 선별하여 증폭하는 부분에 해당한다.

증폭단 설계에 있어서는 다음의 두 가지 사항을 고려해야 한다. 첫째 안테나에서 반사되어 돌아오는 큰 저주파 신호를 제거해야 한다. 둘째 수신단의 잡음을 줄이기 위하여 주파수 대역폭을 줄인다. 이를 위해서 증폭기 초단에는 반드시 고주파 통과 필터(High Pass Filter)를 달아서 수신 신호보다 약 80dB 가량 큰 안테나 반사 신호를 제거해야 한다.

잡음 전력은 대역폭에 비례하므로 잡음 대역폭을 줄이기 위하여 증폭기의 수신 대역폭을 줄여야만 한다. 본 논문에서는 Sallen-key 타입의 능동필터를 써서 신호의 증폭과 필터링을 하였다^[20]. 수신대역폭은 1KHz 로 설계 되었다.

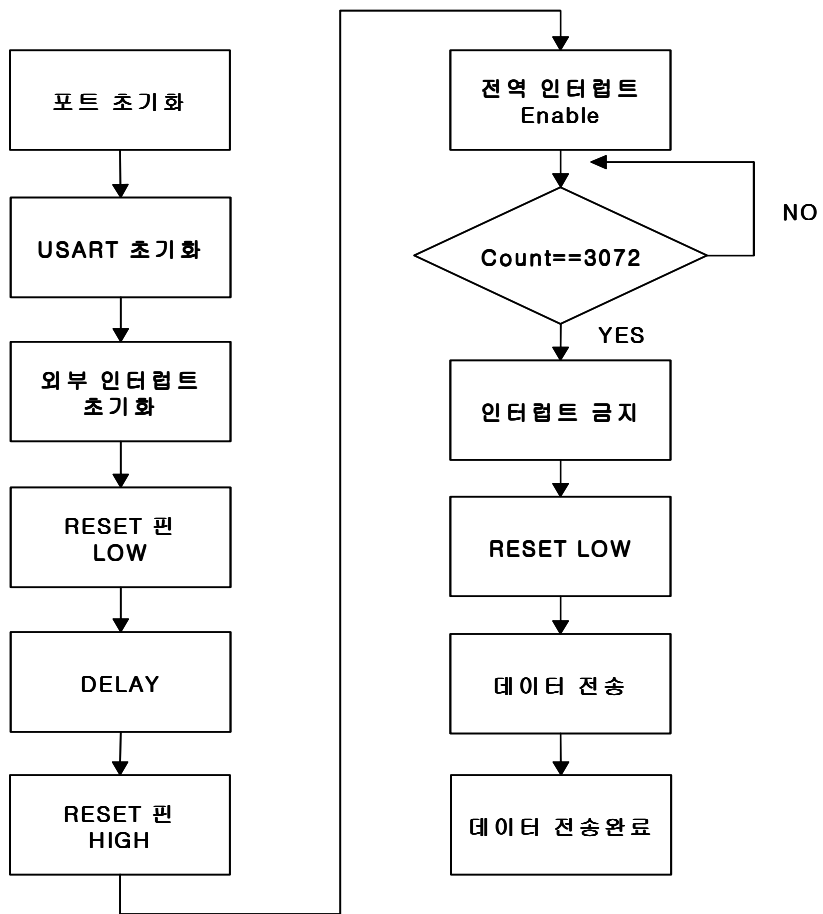
3.3.2 AVR

AVR은 8bit 마이크로 컨트롤러로서 내부의 아날로그 디지털 변환기를 이용하여 IF의 신호를 디지털 신호로 변환하고 입력되는 데이터를 PC에 전달해주는 역할을 한다.

제작은 ATMEGA 128을 사용하였고 특성은 다음과 같다.

- ISP(In-system programming) 기능으로 PC에서 바로 프로그램을 다운로드가 가능함
- 고성능, 저전력 AVR 8-bit Microcontroller
- 121개 명령어 - 대부분 한 클럭에 실행됨
- 32개의 8bit 작업 register
- 16MHz 일 경우 16MIPS 처리 능력
- Jtag interface
- Flash Memory : 128K Bytes
- SRAM : 4K Bytes
- EEPROM : 4K Bytes
- 2개의 8-bit Timer/Counter with Separate Prescaler and Compare Mode
- 1개의 16-bit Timer/Counter with Separate Prescaler, Compare, Capture Modes
- 8개의 PWM
- 8-channel, 10bit ADC
- 2-wire Serial Interface
- Programmable Serial USART
- Master/Slave SPI Serial Interface
- Programmable Watchdog Timer with Separate On-chip Osillator
- Analog Comparator
- 53개의 Programmable I/O Line
- TQFP-64 타입
- 동작전압 : 4.5V ~ 5.5V
- 사용클럭 : 0 ~ 16 MHz

<그림 3-14>에 증폭단을 거쳐 필터링 된 신호를 AVR내에서 처리하는 프로그램 흐름도를 나타내었다.



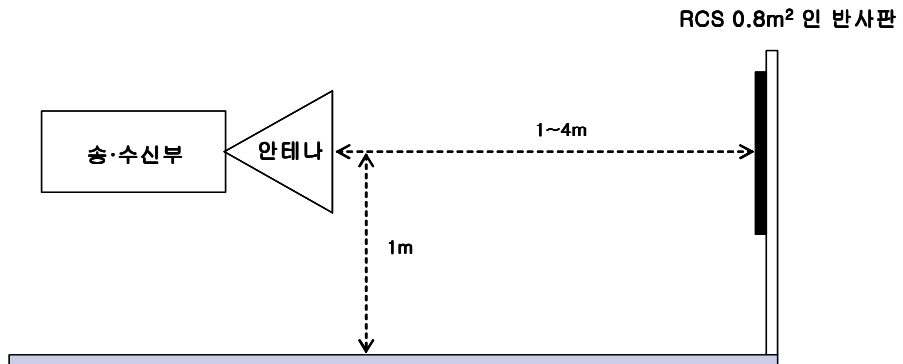
<그림 3-14> 프로그램 흐름도

<Fig. 3-14> Program flow chart

제 4 장 실험 결과 및 검토

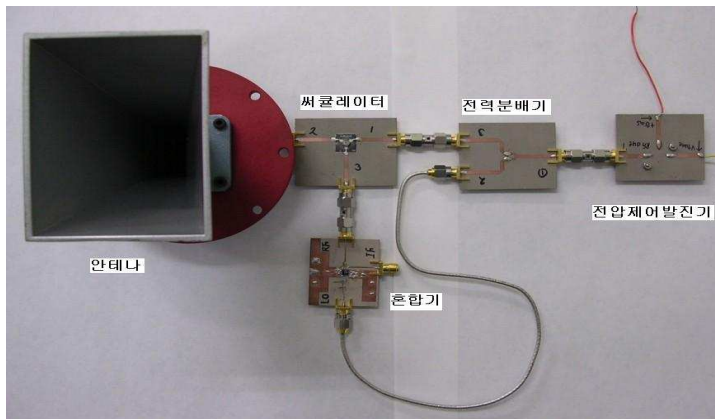
제 3장에서 설명했던 FMCW 레이더 이론을 바탕으로 설계된 RF 송·수신단과 데이터 수집 보드를 연결하여 소형 FMCW 레이더를 만들었다. RF 송·수신단 설계 시 사용된 기판은 타코닉(Taconic)사의 RF-35 기판(유전율 3.5)을 사용하였고, Hewlett Packard 사의 8722ES 네트워크 아날라이저를 사용하여 S파라미터를 측정하였다. 안테나는 동작주파수 범위가 8~12GHz인 16.46 dBi의 이득을 갖는 Narda model 640 혼(Horn)안테나를 사용하였다. 데이터의 디스플레이는 National Instrument사의 Labview 프로그램을 설치한 노트북을 사용하였다.

실험을 하려면 FMCW 레이더를 실제 탱크에 장착하여 측정을 해야 하나, 탱크가 없는 관계로 FMCW 레이더의 동작특성을 파악하고자 실험실 내에서 측정하였다. <그림 4-1>은 실험실에서 측정한 실험 환경을 나타내고 있다. 제작한 FMCW 레이더를 지상에서 1m되는 높이에 설치하고 RCS가 0.8m²반사판을 1m, 1.6m, 2.4m, 3.2m, 4m 순으로 거리를 늘려가면서 측정하였다. <그림 4-2>는 RF단을 각 부분별로 제작하여 커넥터를 통해 연결한 결합형 구조이며, <그림 4-3>은 On-board 형태로서 각 부품을 일체형으로 집적한 것이다. 실제 측정 시 결합구조 형태보다 단일보드 형태가 더 좋은 특성을 보였다. 이는 결합 커넥터에 의한 손실이 더 적었기 때문이라고 판단된다. <그림 4-4>는 IF 신호 처리 및 데이터를 디스플레이 하는 노트북을 연결하여 실험을 위한 세팅을 보여주고 있다.



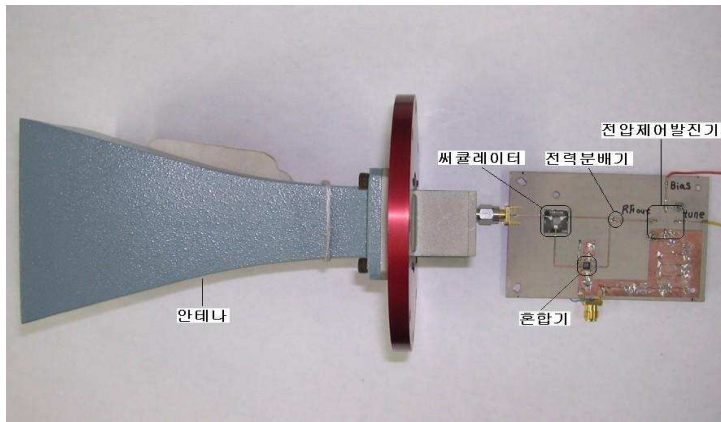
<그림 4-1> 측정 환경

<Fig. 4-1> Measurement circumstance

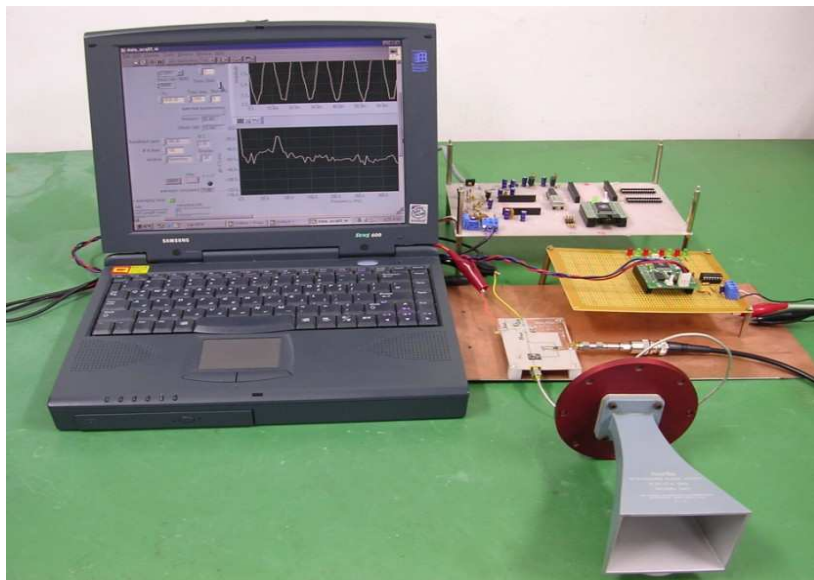


<그림 4-2> 결합보드 형태의 RF 송·수신단

<Fig. 4-2> Connected type RF front end



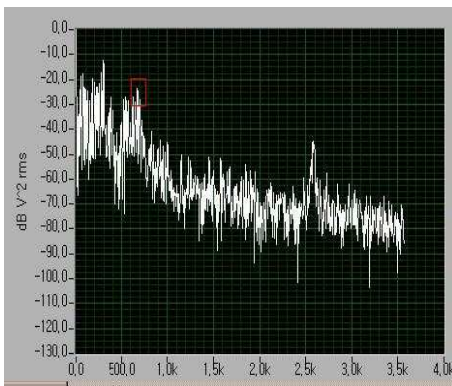
<그림 4-3> On-board 형태의 RF 송·수신단
 <Fig. 4-3> On-board type RF front end



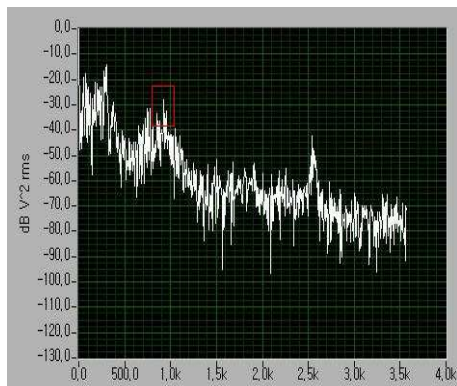
<그림 4-4> 측정을 위한 세팅
 <Fig. 4-4> Setting for measurement

<그림 4-5>에 Labview를 이용한 측정결과를 나타내었다.

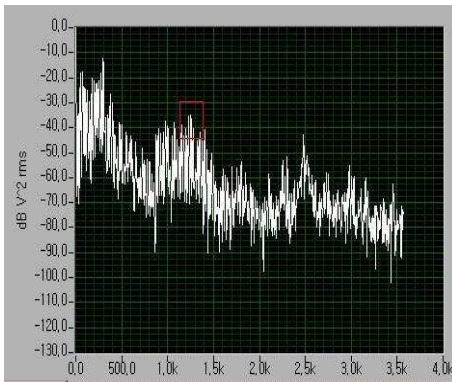
실험실에서 RCS가 0.8m^2 인 반사판의 거리를 바꿔가면서 거리의 변화에 따른 f_{beat} 의 변화를 관측하기 위해 수신된 신호를 디지털 변환을 거친 후 주파수 스펙트럼을 나타내 보았다.



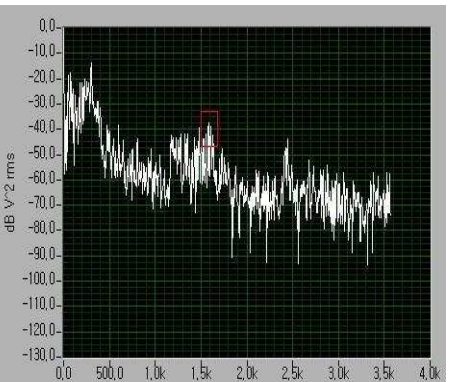
(a) 1m



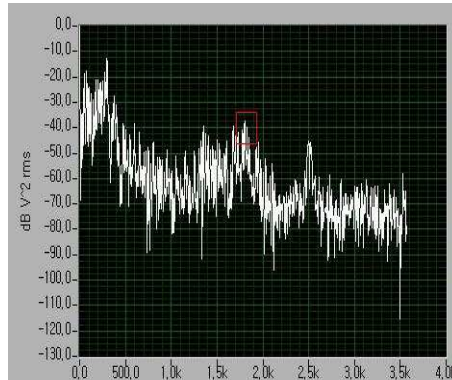
(b) 1.6m



(c) 2.4m



(d) 3.2m



(e) 4m

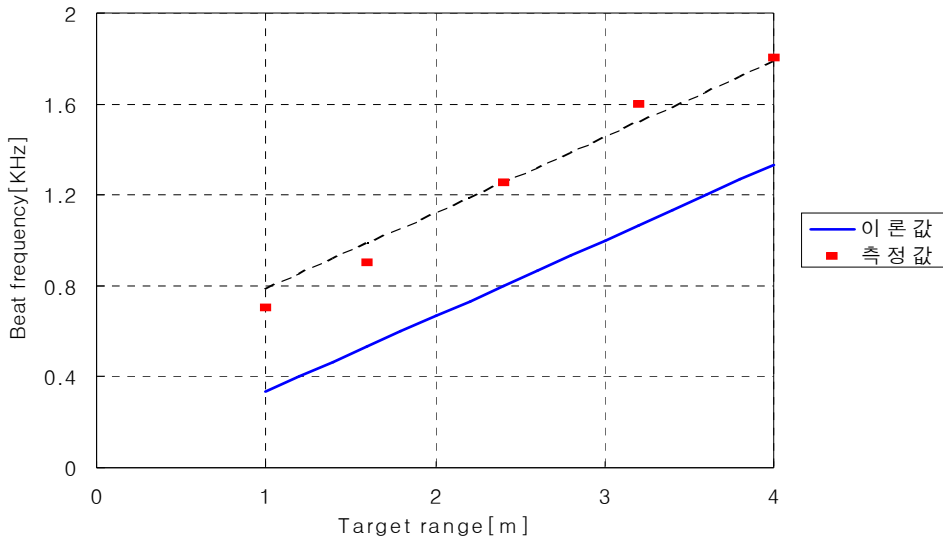
<그림 4-5> 반사판의 거리변화에 따른 f_{beat} 의 변화

<Fig. 4-5> f_{beat} change by distance of reflector

<그림 4-5>에서 보는바와 같이 반사판의 거리가 1, 1.6, 2.4, 3.2, 4m로 늘어남에 따라 f_{beat} 가 점차 증가함을 알 수 있다.

그러나 이론상으라면 식 (2.11)에 의해 f_{beat} 는 단일 주파수로 나타나야 하는데, <그림 4-5>에선 약간의 대역폭을 갖는 주파수 형태로 나타나고 있다. 이 같은 현상은 삼각파 발생기를 통해 발생하는 삼각파가 완전히 선형적이지 못하기 때문이다. 또한 필터의 수신 대역폭이 넓어 노이즈 성분을 충분히 제거하지 못했기 때문이다. 이는 별도의 보상법을 적용하여만 한다. 또한 거리에 상관없이 2.5KHz 부근에서 신호가 발생하는데, 이는 데이터 수집 보드 상에서 발생한 것으로 판단된다.

식 (2.11)과 (2.12)를 이용해서 <그림 4-5>에서 측정된 차주파수와 설계치에 따라 계산된 차주파수를 <그림 4-6>에 나타내었다. <그림 4-6>에서 보는바와 같이 차주파수의 측정값이 이론값보다 높고 비선형적인 특성을 보이며 offset을 나타내고 있다.



<그림 4-6> 비트주파수의 측정값과 이론값의 비교

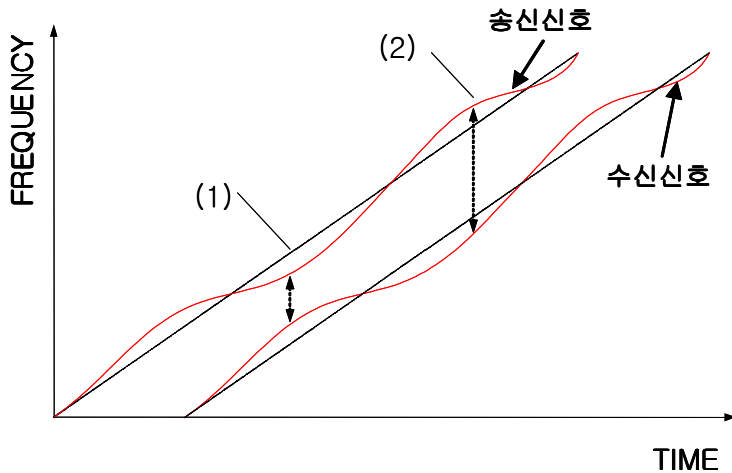
<Fig. 4-6> Comparison of measured and calculated beat frequency

이처럼 측정값과 이론값이 차이가 나는 이유는 다음과 같이 유추해 볼 수 있다.

첫째, 주파수 대역폭이 설계값인 10~11GHz, 즉 1GHz 보다 더 클 경우이다. sweep 하였을 때 주파수 출력은 <그림 3-6>에서 보는 것처럼 스펙트럼 아날라이저를 통해 확인하였다. 이때 안테나 최종단의 출력을 스펙트럼 아날라이저에 연결하여 신호발생기를 이용하여 수동으로 조작했기 때문에 육안으로 관측되기 힘든 미세한 크기의 주파수 대역폭의 offset이 생겼을 수도 있다. 식 (2.11)에 의해 주파수 대역폭이 커지면 다른 파라미터들이 일정하다고 가정했을 때 차주파수가 커지게 된다.

둘째, 삼각파의 주기가 설계값인 40ms보다 작은 경우이다. 전압 제어

발진기에 신호발생기를 이용하여 튜닝 전압인 삼각파를 sweep 하였을 때 삼각파의 주기 및 크기를 아날로그 오실로스코프를 통해 조절하였다. <그림 3-5>에서 보는 것처럼 설계치에 거의 근접하게 조절하였으나 육안상으로 관측되기 힘든 미세한 크기의 주기 차이가 생겨날 수도 있다. 이 또한 식 (2.12)에 의해 차주파수가 설계치보다 커지게 되는 경우이다.



<그림 4-7> 전압 제어 발진기의 비선형성

<Fig. 4-7> Non-linearity of VCO

마지막으로 측정된 차주파수가 비선형성을 띄는 경우에 대한 해석이다. <그림 2-3>에서 보는 것처럼 전압 제어 발진기가 선형적일 경우 송신신호와 물체를 맞고 반사되어 되돌아오는 수신 신호사이에는 거리에 비례하는 일정한 크기의 차주파수를 나타낸다. 그러나 <그림 4-7>과 같이 전압 제어 발진기가 시간에 따라 주파수 변화가 비선형적으로 발생한

다면 차주파수는 일정한 값이 아니고 주기 내에서 비선형적으로 연속적으로 변화하는 차주파수 값을 나타낸다. <그림 4-7>의 (1)의 경우 실제 차주파수보다 작은 차주파수로 나타나므로 식 (2.11)을 이용하여 거리를 계산하게 되면 측정거리가 실제보다 작게 나타난다. 반대로 (2)의 경우 실제 차주파수보다 큰 차주파수로 나타나므로 거리를 계산하게 되면 측정거리가 실제보다 크게 나타나게 된다.

<그림 3-3>에서 보는 것처럼 본 논문에서 제작한 전압 제어 발진기는 비선형성을 나타내므로 <그림 4-6>과 같은 차주파수가 나온다.

제 5 장 결 론

본 논문에서는 선박용 탱크의 레벨 게이지에 사용될 FMCW 레이더를 설계 및 제작하였으며, 제작된 레이더를 이용하여 RCS가 0.8m^2 인 물체의 거리를 측정하였다.

제작된 레이더는 전압 제어 발진기의 sweep 능력과 분해능을 고려하여 sweep 주기가 40ms이고 10~11GHz까지 주파수가 변하는 주파수 변조 신호를 이득이 16dBi인 혼 안테나를 통해 송신하고, 물체를 맞고 반사된 신호를 수신하여 고속 푸리에 변환을 통해 목표물까지의 거리를 측정하였다. 최소 입력 신호는 -90dBm 정도이다.

실험실 내에서 안테나와 반사판과의 거리를 각각 1m, 1.6m, 2.4m, 3.2m, 4m순으로 늘려가면서 실험한 결과 거리를 나타내는 차주파수 f_{beat} 는 0.7KHz~1.8KHz로 증가 하였다.

측정결과 전압 제어 발진기의 비선형성과 실험 세팅시 삼각파의 주기 및 주파수 대역폭의 미소한 오차로 인하여 비트 주파수의 이론치와 실험치값의 offset 및 비선형성이 나타났고 잡음이 신호 전 대역에 걸쳐 나타났다.

본 실험을 통하여, 한 개의 안테나를 이용할 경우 송수신의 분리가 어려워 많은 문제점이 생기고 있음을 알 수 있었다. 차후에는 반사파를 제거시키는 기술을 적용하고, 높은 샘플링 rate를 가지는 아날로그 디지털 변환기를 사용하고, 수신단의 잡음을 최소화하기 위해 Filter Bank의 제작 또한 필요할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] <http://www.saabradar.com/html/technology.html>
- [2] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 대영사, pp749-750, 1990.
- [3] Merrill I. Skolnik, *Introduction to radar Systems*, 2nd ed, MacGraw-Hill, New York, 1980.
- [4] Levanon, Nadav, *Radar Principles*, Wiley-Interscience, New York, 1988.
- [5] F. J. O'Hara, G .M. Moore, "A high performance CW receiver using feedthru nulling," *Microwave Journal*, Sept, p.63, 1963.
- [6] Arnold E. Acker, "Eliminating Transmitted Clutter in Doppler Radar System," *Microwave Journal*, Nov, pp47-50, 1975.
- [7] P. D. L, Bcaswley, A. G. Stove, B. J. Reits, B-O, As, "Solving Problems of a single antenna frequency modulated cw Radar," *IEEE International Radar Conference*, pp391-395, 1990.
- [8] K. L. Fuller, "To See and Not Be Seen," *IEEE Proc*, p.137, Feb 1990.
- [9] M. J. Howes, and D. V. Morgan, *Microwave Device*, John Wiely, New York, 1976.
- [10] Maurice W. Long, *Radar Reflectivity of Land and Sea*, Lexington Books, D. C. Health and Company, 1975.
- [11] Ray J. King, *Microwave Homodyne Systems*, Peter Peregrinus, Herts, England, 1978.

- [12] J. W. Crippson and K. M. Siegel, *Methods of Radar Cross-Section Analysis*, Academic Press, New York, 1968.
- [13] Athanasios Papoulis, *Probability, Random Variables and Stochastic Process*, 2nd ed, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [14] Arthur B. Williams, and Fred J. Talor, *Electronic Filter Design Design HandBook*, 2nd ed., McGraw-Hill, New York, 1988.
- [15] Fred E. Nathanson, *Radar Design Principles*, McGraw-Hill, New York, 1969.
- [16] Henry W. Ott, *Noise Reduction Technique in Electronic System*, 2nd ed, Wiley Interscience, New York, 1989.
- [17] S. S. Hovanessian, *Radar System Design and analysis*, Artech House, Washington, 1984.
- [18] David K. Barton and Harold R. Ward, *Handbook of Radar Measurements*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1969
- [19] Eli Brookner, *Radar Technology*, Artech House, Washington, 1977.
- [20] P. Swerling, "Probability of detection for fluctuating targets," IRE Trans on Information Theory, IT-6, Apr, 1960.
- [21] D. K. Barton, *Modern Radar System Analysis*, Artech House, Washington, 1988.
- [22] Floyd, *Electronic devices*, 4th ed, 광문각, p.835, 2000.
- [23] J. D. Kraus, *Antennas*, McGraw-Hill, New York, 1950.