

비행탑재용 레이더의 코히어런트 송수신단 설계 및 잡음지수 해석

Design and Noise Figure Analysis of Coherent Transceiver for Airborne Radar

우덕제*, 김상중*, 이택경*

Duk-Jae Woo*, Sang-Joong Kim* and Taek-Kyung Lee*

요 약

레이더에서 도플러 측정과 MTI(Moving Targer Indicator), 고해상도 등의 기능을 수행하기 위해서는 송신 및 수신회로 전체가 코히어런트 시스템으로 동작하여야 한다. 본 논문에서는 코히어런트로 동작하는 레이더의 송수신단을 설계하기 위해 TWTA(Traveling Wave Tube Amplifier)와 STALO(Stable Local Oscillator) 및 COHO(Coherent Oscillator)를 사용하였으며, 설계된 수신단에서의 잡음지수를 계산하였다. 계산된 잡음지수로 레이더 방적식을 이용하여 각 송신모드별로 최대 탐지 거리를 산출하였다.

ABSTRACT

To achieve functions of doppler measurement, MTI(Moving Target Indicator), high-resolution, and others in radar system, all circuits of transmitter and receiver are to be performed in coherent system. In this paper, we use TWTA(Traveling Wave Tube Amplifier), STALO(Stable Local Oscillator) and COHO(Coherent Oscillator) to design of coherent radar transceiver, and calculates noise figure of designed receiver. Using radar equation calculated noise figure, maximum detecting range of each transmitting mode can be calculated.

Key words : doppler, TWTA, noise figure.

I. 서 론

원거리의 표적을 탐지할 수 있는 고출력의 레이더 송신 펄스를 발생하기 위한 장치로는 마그네트론이 사용되어왔다. 효율이 높고 소형이라는 장점이 있지만, 마그네트론에서 발생하는 송신펄스는 항상 같은 위상으로 시작되지 않으며, 송신 주파수가 안정되지 못하다. 이와 같이 non-coherent한 마그네트론을 발진기로 사용하는 레이더에서 송수신 신호간의 위상 차를 측정하기 위해서는 각각의 송신펄스마다 다르게 나타나는 위상을 검출하여 수신

기의 STALO 및 COHO에 가하여 coherent시스템으로 동작시켜야 한다. 이와 같은 시스템을 coherent-on receiver라 한다.

현재 대부분의 레이더에서는 송수신단 전체를 코히어런트하게 동작시키기 위해서 마그네트론 대신에 TWT-A(Traveling Wave Tube Amplifier)를 사용하고있다. TWTA를 이용한 고출력 전자파 증폭기술은 1944년 영국에서 진행파관을 개발된 이후에 많은 발전을 이루었고, 넓은 주파수 대역의 신호를 고출력으로 증폭할 수 있어서 각종 응용분야에 널리 쓰이고 있다. 특히, 전파의 사용이

* 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과

Dept. of Avionics, Graduate School, Hankuk Aviation University

· 논문번호 : 2004-1-5

· 접수일자 : 2004년 5월 18일

증가됨에 따라 사용전파의 상호 간섭이 발생하여 사용주파수의 변경이 요구되는 레이더, 탐색기, 위성통신의 중계기 및 기지국 단말기, 전자전 무기체계, 그 외 각종 민수분야에 널리 사용되는 증폭 기술이다. TWTA의 출력 전력은 레이더의 탐지거리를 결정하는 가장 중요한 핵심 기술 중의 하나이다.

본 논문에서는 고출력의 TWTA를 사용하여 MTI (Moving Target Indicator) Radar의 송신 및 수신회로 전체가 코히어런트 시스템으로 동작하도록 설계하였고, 중간주파수를 사용하는 수퍼헤테로다인 통신방법을 선택하였다. 코히어런트 레이더에서는 송신펄스가 항상 같은 위상을 유지하도록 하였고, 수신기에서는 송신펄스의 위상과 동기된 STALO(Stable Local Oscillator) 및 COHO(Coherent Oscillator)를 사용하였다. 설계된 수신단의 잡음지수를 산출하였으며, 이를 이용하여 레이더의 최대 탐지거리를 계산한다.

II. 코히어런트로 동작하는 MTI Radar의 송수신단 설계 및 수신단 잡음지수

표 1-1은 MTD성능의 레이더 송수신기 요구조건이다. 주파수 대역은 X-Band를 사용하며, 최대출력은 8 kW로 설정되었다. 세가지 모드의 PRF를 사용하고 있으며, 각각의 모드별 탐지거리가 명시되어 있다. 수신단 잡음지수는 4 dB이하로 설계하여야 한다. 1절과 2절에서는 레이더 요구조건에 맞는 송수신단을 설계하였고, 3절에서는 설계된 수

분 류	시 스템 요 구 조 건
주 파 수 대 역	X-Band
송 신 주 파 수	9.38 GHz
주파수 가변기능	200 MHz(9.28~9.48 GHz)
시스템 밴드 폭	10 MHz
탐 지 거 리	Short Mode : 7.5 km
	Medium Mode : 30 km
	Long Mode : 75 km
PRF Type	Normal PRF 2 KHz(UR=75 km)
	Short Range 5 KHz(UR=30 km)
	Long Range 1 KHz(UR=150 km)
펄스 폭	Short Mode : 0.1 μ s
	Medium Mode : 6.4 μ s
	Long Mode : 6.4 μ s
최 대 출 력	8 kW
평 균 출 력	1.6 W for 0.1 μ s, 6.4 W for 0.4 μ s
펄스 압 축	6.4 μ s(Expansion 1:16)
Duty Factor	< 2% (TWT), 1.28% for Pulse Expansion
수신단 잡음지수	< 4 dB

표 1-1. MTD성능의 레이더 송수신기 요구조건

Table 1-1. Requirement for MTD radar transceiver

신단에서의 잡음지수를 이용하여 레이더의 탐지거리를 계산하고자 한다.

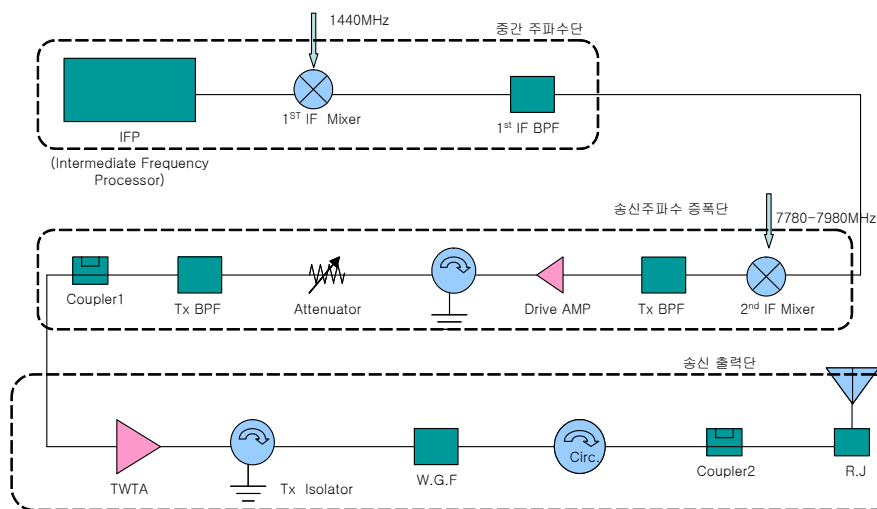


그림 1-1. 송신단 구성도

Figure 1-1. Radar transmitter

1. 송신기 설계

수퍼 헤테로다인 방식의 코히어런트 레이더에서는 매우 안정된 주파수의 표준 주파수 발생기에서 나온 출력이 주파수 합성기를 통하여 STALO 및 COHO 신호를 만들어 내고, 이들 발진기의 출력을 변조기에 공급하여 송신신호를 발생한다. 따라서 송신펄스와 수신기의 COHO는 항상 같은 위상을 유지하게 된다. 레이더를 이와 같은 코히어런트 시스템으로 동작시키기 위해서는 원거리 표적을 탐지할 수 있는 고출력의 코히어런트 증폭기나 발진기가 필요하고 복잡한 송신회로를 구성해야 한다.

그림 1-1은 본 논문에서 설계한 코히어런트 레이더 시스템 중 송신단의 구성도이다. COHO 신호는 60 MHz이며, STALO 신호는 10 MHz 스텝에 7,780 MHz-7,980 MHz의 대역폭을 갖는 매우 안정된 발진기가 사용되었다. 고출력을 위한 코히어런트 증폭기에는 진행파관 증폭기(TWTA)를 사용하였다. 송신단에서는 이러한 안정된 신호를 이용하여 3가지 형태의 펄스를 변조시켜, 믹서와 필터 그리고 적절한 이득을 가지는 증폭기를 사용하여 진행파관 증폭기 입력에 항상 일정한 전력을 제공해 주어 최대 송신출력을 제공하는데 그 중점을 두고 있다.

본 논문에서의 송수신단은 반송파 주파수와 기저대역 주파수를 직접 변환하지 않고, 중간에 일정한 주파수로 변환하여 처리하는 수퍼헤테로다인 통신방식으로 구현하였다. 이러한 시스템을 구현하기 위해서 송수신단에서는 두 종류의 중간 주파수를 사용하였다.

그림 1-2는 중간 주파수 처리 장치(IFP(Intermediate Frequency Processor))로써 Short Mode, Medium Mode, Long Mode를 위한 3가지 형태의 펄스변조를 수행한다.

Short Mode에서는 60 MHz의 COHO 신호가 입력되어 두 단계의 전력분배기를 거치며, 이 신호는 스위치에서 0.1 μ s 동안 샘플링하게 된다. 이 신호는 통과대역이 60 MHz-70 MHz인 여파기를 통하여 상측과대만 통과되며, 변조된 신호는 다시 스위치를 통해 전력 결합기를 거쳐 다음단인 혼합기로 유입된다. Long Mode에서의 신호흐름은 Short Mode와 같으며, 단 스위치에서 6.4 μ s 동안 COHO 신호를 샘플링하게 된다.

Medium Mode에서는 펄스압축을 위해 선형 주파수 변조(LPM:Linear Frequency Modulation)된 폭 6.4 μ s의 펄스신호와 위상이 90°차이가 나는 펄스 신호가 중간주파수 처리장치의 입력 단으로 유입이 된다. 이 신호들은 평형 변조기를 거치면서 단측과대 변조(SSBM:Single Sideband Modulation)가 이루어지고, 통과대역이 60 MHz-62.5 MHz인 여파기를 거쳐 신호의 상측과대(USB:Upper Sideband)만을 다음 단으로 송출하게 된다.

중간 주파수 처리장치의 출력인 변조된 60 MHz 신호는 첫 번째 국부 발진기에서 출력되는 1,440 MHz의 STALO 신호와 혼합기에서 혼합이 된다. 혼합기에서 출력되는 신호는 매우 많은 고조파와 IMD 신호가 생기게 되기 때문에 여파기를 사용하여 1,450 MHz-1,560 MHz의 대역만을 통과시키게 된다. 즉 up-conversion을 수행하는 역할을 한다.

여파기를 통과한 펄스를 포함하고 있는 1,500 MHz의 신호를 반송파 주파수인 9.28 GHz-9.48 GHz로 변환하기 위해서는 10 MHz의 주파수 스텝을 가지고 있는 7,780 MHz-7,980 MHz의 신호와 혼합을 해야한다. 혼합기를 거친 신호를 대역통과 여파기를 사용하여 9.28 GHz-9.48 GHz만을 출력하게 된다.

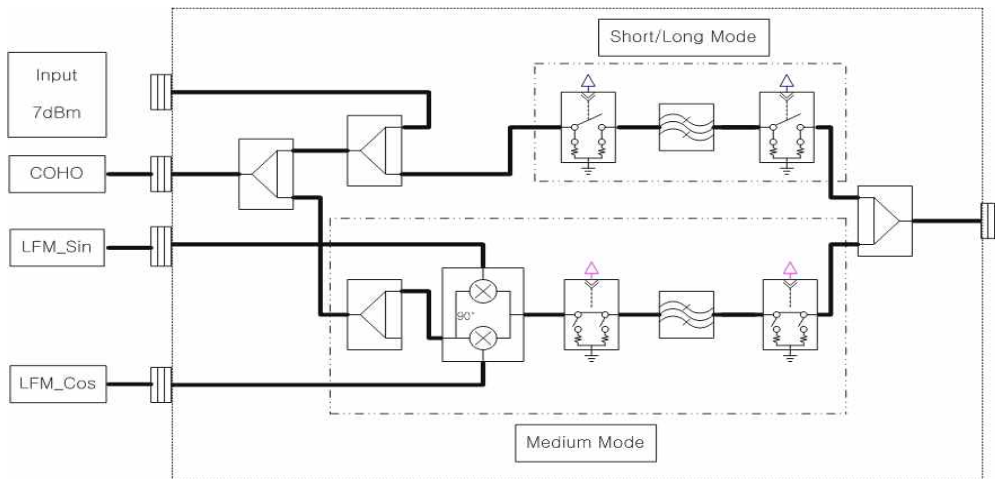


그림 1-2. 중간 주파수 처리장치 (IFP)
Fig. 1-2. Intermediate frequency processor

항 목	시스템 요구 조건
주파수 대역	8.5~9.5 GHz
최대 전력	8 kW
PRF	10 kHz, Max
펄스 폭	0.1~45 μ s
Duty	2 %
RF Input Level	10 dBm
이득	60 dB
입력 전력	115VAC(Line-Neutral) 400 Hz,3Phase,4Wire
Cooling	Conduction
동작 온도	(-)30 to (+)60 $^{\circ}$ C
고도	10,000 ft
크기(W×H×D)	450×200×500 mm
무게	16 kg

표 1-2. 진행파관 증폭기 규격
Table 1-2. Requirement of TWTA

여파기를 통과한 신호는 진행파관 증폭기를 구동시키기에는 전력이 매우 낮기 때문에, 진행파관 증폭기 전단에서 구동증폭기를 사용하여 전력을 올려주어야 한다. 보통의 통신 시스템에서 사용하는 구동증폭기로는 이러한 전력을 제공하지 못하므로, 본 논문에서는 출력전력이 큰 전력 증폭기를 사용하였다. 일반적으로 전력증폭기는 매우 큰 입력 출력 부정합을 가지고 있으므로, 증폭기 다음 단에 아이솔레이터를 사용하여 증폭기와 그 다음단의 격리도를 높여 주어 시스템의 안정성을 보장하였다. 또한 증폭기의 비선형 특성으로 인한 여러 고조파 성분을 제거하기 위해 9.28 GHz-9.48 GHz의 대역통과 여파기를 사용하였다.

진행파관 증폭기의 선형적인 특성을 유지하기 위해서는 증폭기 출력단의 전력이 P1dB를 넘지 못하도록 입력전력을 조정하여야 한다. 이를 위해서 진행파관 증폭기 전단에 결합기를 사용하여 입력 전력을 감지하고, 신호 크기가 일정수준 이상이 되면, 감쇄기를 통하여 감쇄가 이루어지도록 회로를 구성하였다. 결과적으로 감쇄가 이루어진 일정수준의 전력이 진행파관 증폭기를 구동시키게 된다. 진행파관 전력 증폭기는 동작 주파수 대역이 넓으면서, 출력 전력을 높으나 상대적으로 낮은 효율과 높은 동작전압으로 구동된다. 본 회로에서 사용하는 증폭기는 최대 출력 전력이 8 kW이다. 진행파관 증폭기의 규격은 표 1-2에 명시되어있다.

항 목	시스템 요구 조건	
형 태	Resonant Slot Array	
빔 형 태	Fan Beam	
동작 주파수	9.38 GHz	
대 역 폭	200 MHz 이상	
VSWR	1.5:1 이하	
빔 폭	수 평	$3^{\circ} \pm 0.1^{\circ}$
	수 직	$8^{\circ} - 1.5^{\circ}$
이 득	32 dBi	
편 파	수 평 편 파	
부엽레벨	수 평	-30 dBc 이하
	수 직	-25 dBc 이하
전 력	최대 전력 10 kW 이상	
급전 방식	도파관 (WR-90)	

표 1-3. 안테나 규격
Table 1-3. Requirement of antenna

진행파관 증폭기 다음 단에는 시스템의 안정성을 향상시키기 위해 아이솔레이터를 사용하였으며, 증폭기의 비선형 특성으로 인한 고조파를 제거하기 위해 고출력의 신호를 여파할 수 있는 도파관 여파기를 삽입하였다. 여파기의 출력신호는 써큘레이터를 통하여 안테나로 보내지게 된다.

레이다에 사용될 안테나는 평판 슬롯 배열 형태로 넓은 평판에 여러 개의 슬롯이 배열되어 있으며, 각각의 슬롯은 하나의 안테나로 동작하게 된다. 따라서 동작주파수 대역은 변하지 않게 되며, 배열된 형태에 따라 슬롯간의 상호 간섭에 의하여 빔폭, 이득, 부엽의 크기 등이 결정된다. 표 1-3은 안테나의 규격이다.

표 1-4에서 송신기의 각 부분별로 입력 전력과 출력 전력을 나타내었다. 중간주파수 처리단에서의 출력 전력은 -13.5 dBm이었고, 감쇄기 전단까지 각 소자에 입력되는 전력은 소자 자체의 최대 입력 전력보다 낮게 결과가 나왔다. 구동 증폭기에서의 이득이 크므로 진행파관 증폭기 입력 단에 높은 전력이 들어가는 것을 방지하기 위해서 결합기를 통하여 감쇄기로 신호를 보내 일정 전력(9.9 dBm) 이상이 되면 감쇄를 하도록 설계하였다.

진행파관 증폭기를 거쳐 나온 69.3 dBm의 신호는 다음 단의 아이솔레이터, 도파관 필터, 써큘레이터, 결합기, 로터리 조인트 등에 의한 신호의 감쇄가 일어나서 표 1-4에서 보듯이 최종적으로 안테나 입력단까지 67.58 dBm의 전력

	Short mode	Medium mode	Long mode	1st IF Mixer	1st IF BPF	2nd IF Mixer	Tx BPF	Drive AMP	Tx Isolator	Attenuator
Transmitter	(Intermediate Frequency Processor)									
Part No				RF2641		DMX0716L		CNP09094840	WX9.5/1.0	50BR046
Frequency (MHz)				500-2500	1485-1515	7000-16000	9300-9500	9000-9500	9000-10000	0-12400
Gain (dB)				4.00	-2.50	-7.00	-2.00	48.00	-0.20	-2.50
P1dB Point (dBm)					13.00		20.00	40.00	76.90	
VSWR				2.1:1				2.0:1	1.15:1	2.0:1
Cascaded Gain (dB)			-13.50	-9.50	-12.00	-19.00	-21.00	27.00	26.80	11.3
OIP3 (dBm)				4.00						
	Tx BPF	Coupler1	TWTA	Tx Isolator	WGF	Circulator	Coupler2	Rotary Joint	Antenna	
Part No		2020-6621-10	PT6062(TMD)	WX9.5	WR90	NJC3901C	WR-90			
Frequency (MHz)	9300-9500	7000-12400	8500-9500	8200-12400	9300-9500	7050-10000	8200-12400	9000-10000	9280-9480	
Gain (dB)	-1.00	-0.40	60.00	-0.20	-0.50	-0.50	-0.15	-0.10	32dB	
P1dB Point (dBm)	20.00	46.70		76.90	76.90	74.80	80.00	82.40	70.00	
VSWR		1.3:1	1.5:1	1.15:1	1.2:1	1.2:1	1.1:1	1.1:1	1.5:1	
Cascaded Gain (dB)	10.30	9.90	69.03	68.83	68.33	67.83	67.68	67.58		

표 1-4. 송신단 전력 흐름
Table 1-4. Power flow in transmitter

이 전달된다. 따라서 시스템에서의 최대 출력 전력은 5.728 kW 정도가 된다.

2. 수신기 설계

레이다에서 관측하고자 하는 표적의 위치는 아주 가까운 거리에서부터 레이다의 최대 탐지거리에 이르는 매우 넓은 영역에 걸쳐서 분포하게 된다. 이러한 표적으로부터 반사되어 안테나를 통하여 수신되는 전자파의 세기는 매우 넓은 동적범위를 가진다. 레이다의 최대 탐지거리에 위치한 표적을 탐지하기 위해서는 수신기의 감도가 매우 높아야 하며, 근거리의 표적에 대해서는 적절한 신호의 감쇄

를 가해야 한다. 신호의 감쇄를 위하여 감쇄기를 사용하였으며, 감쇄기의 조종신호는 STC(Sensitivity Time Control)를 이용하여 발생시켰다. 이러한 목적을 달성하기 위한 레이다의 수신기는 낮은 잡음 지수와 넓은 동적범위 등의 특성을 지녀야 한다.

또한 움직이는 표적을 탐지하고 추적하기 위해서 도플러 신호를 이용하거나 MTI등을 이용하여 주변의 클러터와 구분하게 되며, 시스템 전체는 코히어런트로 구성해야 한다. 또한 송신기에서와 마찬가지로 수퍼헤테로다인 방식을 사용하였으며, 주파수 하향변환을 위해 STALO에서 1,440 MHz와 7,780 MHz-7,980 MHz(10 MHz step)의 신

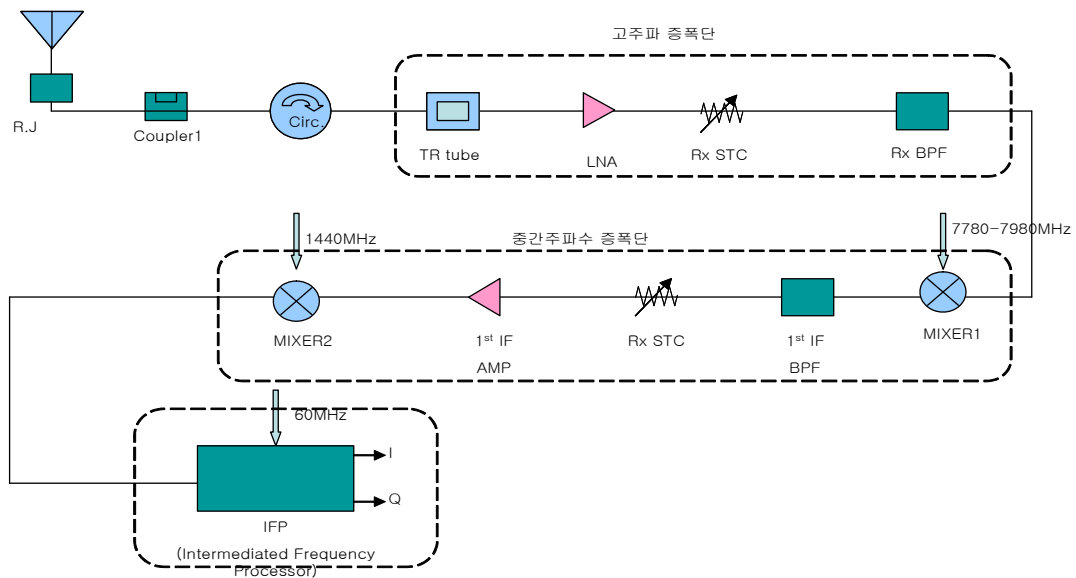


그림 2-1. 수신단 구성도
Fig. 2-1. Radar receiver

호를 생성하게 된다. 코히어런트 수신기로 동작하기 위해서 60 MHz의 COHO 신호를 사용하였다. 그림 2-1은 설계한 수신기의 구성도이다.

안테나로 수신된 신호는 수신단에 잡음이 되는 여러 주파수들이 섞여 있으므로, 원하는 주파수 대역만 증폭시켜 줄 수 있도록 대역통과 여파기가 필요하며, 첫 단의 잡음 지수가 전체 시스템 잡음지수에 절대적인 영향을 미치므로, 저잡음 증폭기를 사용하였다. 저잡음 증폭기는 잡음지수가 낮도록 동작점과 매칭 포인트를 잡아서 설계된 증폭기로서, 낮은 잡음지수를 가지는 트랜지스터와 저항 등의 열잡음 소자를 적게 사용하면서 진류역시 작은 값을 사용해야한다. 본 연구에서는 0.9 dB의 잡음지수를 가지는 저잡음 증폭기를 사용하였다.

수신단에서는 수신기 다음 단의 신호처리를 위하여 가장 가까운 거리에서 반사되는 신호는 최대로 감쇄시키고 가장 먼 거리에서 반사되는 신호는 최대로 증폭을 시켜야만 한다. 이를 위해서는 가장 먼 거리에서 수신되는 신호를 기준으로 적절한 신호의 감쇄가 필요한데, 감쇄기에서 이 역할을 하고 있다. 동일한 RCS를 가지고 있는 여러 표적들은 거리의 4승에 비례하는 전력을 가지고 수신단에 들어온다. 이때 Pulse 송신 후 2배 시간마다 수신단에서 이득을 16배 감쇄시킨다면 일정한 전력의 신호를 얻을 수 있게 된다.

수신된 신호는 저잡음 증폭기와 여파기, 혼합기, 구동 증폭기 등을 거쳐, 최종적으로 수신단 중간주파수 처리장치로 입력된다. 수신단 중간주파수 처리장치는 표적에 부딪쳐 되돌아오는 세가지 종류의 Mode를 SSB복조하는 역할을 한다. 그림 2-2는 수신단 중간주파수 처리 장치이

다. Short Mode 신호는 0.1 μ s의 펄스폭, 즉 10 MHz의 주파수 대역을 가지고 송신되기 때문에 중간주파수 처리장치로 입력된 신호를 증폭기를 거쳐 증폭시킨 후 60 MHz-70 MHz의 대역폭을 갖는 여파기를 통해 신호를 검출한다. 이 신호는 I/Q복조기를 통해 COHO신호를 이용하여 복조되며, 자동 이득 조절 증폭기가 존재하여 일정한 전력의 신호를 출력하게 된다. 증폭기 다음단에는 저역 통과 여파기가 있어 기저대역의 신호만을 신호 처리부로 전송한다. Medium Mode와 Long Mode는 6.4 μ s의 펄스폭을 가지고 있으므로, 여파기의 통과 대역폭은 60 MHz- 60.15 MHz를 갖는다. 그 이후의 진행은 Short Mode와 동일하다.

표 2-1은 설계되어진 수신단의 신호 흐름도이다. 설계된 수신단의 잡음지수는 3.4 dB이다. 잡음지수 산출의 이론적인 배경과 수신단의 최대/최소 탐지 거리는 다음절에 설명하였다.

3. 수신단 잡음지수 및 최대/최소 탐지 거리

증폭기, 믹서 등이 포함된 수신단의 동작범위는 입출력 관계가 선형적으로 이루어지는 구간이 되며, 입력 되는 하한은 잡음바닥(Noise Floor)으로부터 3 dB만큼 높은 지점이 되고 상한은 1dB compression 지점이 된다. 이때 하한의 경우 최소 탐지신호 (MDS : Minimum Detectable Signal)는 잡음 바닥보다 3 dB높은 전력을 갖는다.

따라서 잡음은 신호의 검출 및 측정 시 전력의 하한을 정하도록 하는 아주 중요한 요소이다. 여러 잡음원 들 중 가장 큰 비중을 차지하는 잡음 요소는 열잡음과 산탄잡음

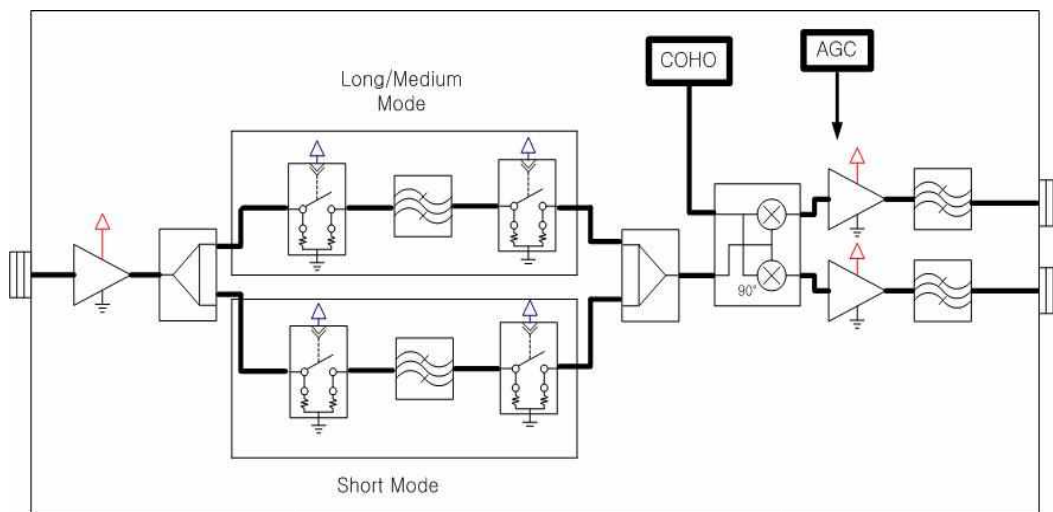


그림 2-2. 수신단 중간주파수 처리장치 (IFP)
 Fig. 2-2. Intermediate frequency processor in receiver

Receiver	Antenna	Rotary Joint	Coupler2	Circulator	TR-tube	LNA	Rx Attenuator	Rx BPF	Mixer1
Part No		Rotary Joint	WR-90	NJC3901C	BS888	AFS4-0800 1200-10-CR-4	50BR-046		DM0812LW2
Frequency (MHz)		9000-10000	8200-12400	7050-10000	9280-9480	8000-12000	0-12400	9300-9500	8000-12000
Gain Max. (dB)		-0.10	-0.15	-0.50	-1.50	32.00	-2.50	-1.50	-4.50
Gain Min. (dB)		-0.10	-0.15	-0.50	-1.50	32.00	-71.50	-1.50	-4.50
Noise Figure (dB)		0.10	0.15	0.50	1.50	0.98	2.50	1.00	4.50
P1dB Point (dBm)		82.40	80.00	80.00	74.00	5.00		60.00	
VSWR		1.1:1	1.1:1	1.2:1	1.5:1	2.0:1	2.0:1		
Cascaded Gain Max. (dB)		-0.10	-0.25	-0.75	-2.25	29.75	27.25	25.75	21.25
Cascaded Gain Min. (dB)		-0.10	-0.25	-0.75	-2.25	29.75	-41.75	-43.25	-47.75
Cascaded NF (dB)		0.10	0.25	0.75	2.25	3.15	3.15	3.15	3.16
	1st IF BPF1	Rx Attenuator	1st IF AMP1	Mixer2	Intermediate	Frequency	Processor		
Part No		50BR-046	QWG-01011520XX	DMG-2A-750					
Frequency (MHz)	1485-1515	0-12400	500-2000	10-1500					
Gain Max. (dB)	-2.50	-2.80	20.00	-7.00					
Gain Min. (dB)	-2.50	-71.25	20.00	-7.00					
Noise Figure (dB)	2.50	2.50	5.00	7.00					
P1dB Point (dBm)	13.00		15.00	0.00					
VSWR		2.0:1	2.0:1						
Cascaded Gain Max. (dB)	18.75	15.95	35.95	28.95					
Cascaded Gain Min. (dB)	-50.25	-121.50	-101.50	-108.50	일정한 전력을	Signal	Processor로 송출		
Cascaded NF (dB)	3.17	3.19	3.40	3.40					

표 2-1. 수신단 전력 및 잡음지수 흐름
Table 2-1. Power and noise figure flow in receiver

(Shot Noise)이다. 열잡음은 Johnson Noise라고도 하며 이는 반도체나 저항체 등에서 전하가 열에너지의 자극에 의하여 불규칙적인 교란 운동을 함으로 인하여 발생된다. Shot Noise는 Shottky Noise라고도 하며 전류를 이루는 반송자 수의 동요로 발생하는 잡음으로 이는 이산적 전자 흐름에 기인하므로 모든 능동소자에 존재한다. 이외에 이동체의 파동 전자기 방출 양자 잡음 등 여러 물리적인 현상에서 주파수에 반비례하는 잡음 전력이 나타나며 이를 Flicker Noise라고 한다.

Flicker Noise는 원칙적으로 1 MHz 이상에서는 무시할 만 하지만 그 이하의 주파수 대역에서는 아주 중요한 잡음원이 된다. 실제로 Noise Source(HP346C)를 이용한 잡음의 측정 시 주파수대의 하한을 10 MHz로 정하는 것은 Flicker Noise 때문이다.

어느 특정 소자나 시스템에서 잡음의 정도를 나타내는 가장 중요한 척도는 잡음지수(Noise Figure)이다. 잡음 지수는 감쇄, 바이어스, 증폭 등의 여러 요소들에 의해 영향을 받으며 아래식과 같이 신호대 잡음비의 입출력 비로써 표현된다.

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (1)$$

여기서 S_i/N_i 는 입력 신호의 전력과 입력 잡음의 전력비이고, S_o/N_o 는 출력 신호의 전력과 출력 잡음 전력비이다.

잡음지수는 데시벨(dB)로 표시되며 기호로는 NF로 쓰고 Noise Factor인 F에 로그를 취하여 10을 곱한 값이다.

입력 잡음전력 N_i 와 신호전력 S_i 가 잡음 2-Port 회로 망으로 공급되는 경우 대역폭이 B이고 이득이 G, 등가 잡음온도가 T_e 라고 하면 입력 잡음전력은 $N_i = kT_oB$ 이고 출력잡음 전력은 증폭된 입력 잡음과 증폭기 내부에서 발생된 잡음의 합이다. 즉

$$N_o = kGB(T_o + T_e) \quad (2)$$

이다. 여기서 G는 증폭기의 이득으로서 출력 신호전력은 $S_o = GS_i$ 이다. 이러한 결과를 (1)에 적용하면 잡음 지수는

$$F = \frac{S_i}{kT_oB} \frac{kGB(T_o + T_e)}{GS_i} = 1 + \frac{T_e}{T_o} \geq 1 \quad (3)$$

이 된다. 위식을 잡음지수로 표시하면

$$NF = 10 \log(1 + T_e/T_o) \text{ dB} \geq 0 \quad (4)$$

이다. 만약 증폭기 자체의 잡음이 없으면 $T_e = 0$ 이 되므로 잡음지수는 0 dB가 된다.

잡음지수 F_1, F_2, \dots, F_n 과 이득 G_1, G_2, \dots, G_n 을 갖는 소자들이 직렬로 연결되어 있는 경우 전체 잡음

지수는 다음과 같다.

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_n - 1}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (5)$$

식(5)를 이용하여 표 2-1에 수신단의 잡음지수를 계산하였다.

최소 탐지 전력은 열잡음과 잡음지수를 합친 후 3 dB를 더한 값이 된다. 표 2-1에서 보여 지듯이 수신기 전체 잡음 지수는 3.4 dB이고, 열잡음은 kTB ($k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, $T = 290 \text{ K}$, $B = \text{대역폭}$)로 계산 할 수 있다. 각 모드의 주파수가 다르기 때문에 열잡음도 각각 다른 값을 가질 것이고, 이에 따라 모드별로 고유의 최소 탐지 전력과 최대 탐지거리를 가질 것이다. 계산을 위해 사용한 레이더 방정식은 다음과 같다.

$$R = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_r} \right)^{1/4} \quad (6)$$

여기서 $R =$ 레이더와 표적까지의 거리, $P_t =$ 최대 송신 전력, $G =$ 안테나 이득, $\lambda =$ 송신 주파수, $P_r =$ 표적에 부딪쳐 되돌아온 신호의 전력이다.

1) Short Mode일 때의 최대 탐지거리

Short Mode일 때 대역폭은 10 MHz이므로 열잡음은 -104 dBm이며, 최소 탐지 전력은 -97 dBm ($1.7378 \times 10^{-10} \text{ mW}$)이 된다.

따라서 최대 탐지 거리는

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 \times P_{r \min}} \right)^{1/4} \\ &= \left(\frac{5728000 \cdot 1584.9^2 \cdot 0.03198^2 \cdot 2}{(4\pi)^3 \cdot 1.7378 \cdot 10^{-10}} m^4 \right)^{1/4} \\ &= 17.091 \text{ km} \end{aligned} \quad (7)$$

가 된다. 여기서

$$P_t = 5310000 \text{ mW}, G = 32 \text{ dBi} = 1584.9$$

$$\lambda = 0.03198 \text{ m}, \sigma = 2 \text{ m}^2,$$

$$P_{r \min} = 1.7378 \cdot 10^{-10} \text{ mW}$$

이다.

2) Medium Mode일 때의 최대 탐지거리

Medium Mode일 때 대역폭은 2.5 MHz이므로 열잡음은 -110 dBm이 되며, 최소 탐지 전력은 -103.6 dBm이 된다. 하지만 펄스압축률이 16 (12dB)이므로, 최소 탐지 전력은 -115.6 dBm ($2.754 \times 10^{-12} \text{ mW}$)이 된다.

따라서 최대 탐지 거리는

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r \min}} \right)^{1/4} \\ &= \left(\frac{5728000 \cdot 1584.9^2 \cdot 0.03198^2 \cdot 2}{(4\pi)^3 \cdot 2.754 \cdot 10^{-12}} m^4 \right)^{1/4} \\ &= 48.172 \text{ km} \end{aligned} \quad (8)$$

가 되고, 여기서

$$P_t = 5728000 \text{ mW}, G = 32 \text{ dBi} = 1584.9$$

$$\lambda = 0.03198 \text{ m}, \sigma = 2 \text{ m}^2$$

$$P_{r \min} = 4.365 \cdot 10^{-11} \text{ mW}$$

이다.

3) Long Mode일 때의 최대 탐지거리

Long Mode일 때 대역폭은 0.15 MHz가 되므로, 열잡음은 -122.2 dBm이 된다. 최소 탐지 전력은 -115.8 dBm ($2.63 \times 10^{-12} \text{ mW}$)이다. Weather Mode이기 때문에 $\sigma = 12 \text{ m}^2$ 으로 설정하였다.

따라서 최대 탐지 거리는

$$\begin{aligned} R_{\max} &= \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r \min}} \right)^{1/4} \\ &= \left(\frac{5728000 \cdot 1584.9^2 \cdot 0.03198^2 \cdot 12}{(4\pi)^3 \cdot 2.63 \cdot 10^{-12}} m^4 \right)^{1/4} \\ &= 76.267 \text{ km} \end{aligned} \quad (9)$$

로 제한된다. 여기서

$$P_t = 5728000 \text{ mW}, G = 32 \text{ dBi} = 1584.9$$

$$\lambda = 0.03198 \text{ m}, \sigma = 12 \text{ m}^2$$

$$P_{r \text{ min}} = 2.63 \cdot 10^{-12} \text{ mW}$$

이다.

4) RCS에 따른 최소 탐지거리

수신기 앞부분에서 가장 신호에 민감하고, 높은 전력에 약한 소자는 저잡음 증폭기이다. 따라서 최대 탐지 전력은 저잡음 증폭기 전단까지의 회로 손실과 저잡음 증폭기의 P1dB와의 합으로 나타낼 수 있다. 시스템의 최대 탐지 전력은

$$P_{r \text{ max}} = \text{LNA P1dB}(10 \text{ dBm}) + \text{LNA 전단 손실}(2.25 \text{ dB}) = 12.23 \text{ dBm} \tag{10}$$

이 된다. 그러므로 최소 탐지 거리는 RCS가 2 m²(Short Mode, Medium Mode)일 때와 12 m²(Long Mode)일 때로 나눌 수 있다.

RCS가 2 m² 일때 최소 탐지거리는

$$R_{\text{min}} = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r \text{ max}}} \right)^{1/4}$$

$$= \left(\frac{5728000 \cdot 1584.9^2 \cdot 0.03198^2 \cdot 2}{(4\pi)^3 \cdot 16.71} \right)^{1/4}$$

$$= 30.69 \text{ m} \tag{11}$$

이다. 여기서

$$P_t = 5728000 \text{ mW}$$

$$G = 32 \text{ dBi} = 1584.9$$

$$\lambda = 0.03198 \text{ m}$$

$$\sigma = 2 \text{ m}^2$$

$$P_{r \text{ max}} = 16.71 \text{ mW}$$

이다.

RCS가 12 m² 일때 최소 탐지거리는

분 류	시 스템 요구 조건	설 계 결 과
주파수 대역	X-Band	X-Band
송신 주파수	9.38 GHz	9.38 GHz
주파수 가변기능	200 MHz (9.28~9.48 GHz)	200 MHz (9.28~9.48 GHz)
시스템 밴드폭	10 MHz	10 MHz
최대 탐지 거리	RCS=2m ² , Short Mode 7.5 km	17.091 km
	RCS=2m ² , Medium Mode 30 km	48.172 km
	RCS=12m ² , Long Mode 75 km	76.267 km
펄스 폭	Short Mode : 0.1 μs	0.1 μs
	Medium Mode : 6.4 μs	6.4 μs
	Long Mode : 6.4 μs	6.4 μs
최대 출력	8 kW	5.728 kW
펄스 압축	6.4 μs (Expansion 1:16)	6.4 μs (Expansion 1:16)
수신단 잡음지수	< 4 dB	3.4 dB

표 3-1. 설계 결과와 시스템 요구사항 비교

Table 3-1. Comparison design result with system requirement

$$R_{\text{min}} = \left(\frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{r \text{ max}}} \right)^{1/4}$$

$$= \left(\frac{5728000 \cdot 1584.9^2 \cdot 0.03198^2 \cdot 12}{(4\pi)^3 \cdot 16.71} \right)^{1/4}$$

$$= 48.03 \text{ m} \tag{12}$$

이다. 여기서

$$P_t = 5728000 \text{ m W}$$

$$G = 32 \text{ dBi} = 1584.9$$

$$\lambda = 0.03198 \text{ m}$$

$$\sigma = 12 \text{ m}^2$$

$$P_{r \text{ max}} = 16.71 \text{ m W}$$

이다.

III. 결론

설계된 송신기는 진행파관 증폭기 다음 단에 존재하는 수동소자들의 손실에 의해 시스템 요구사항인 8 kW의 최대 송신전력을 만족하지 못한다. 따라서 송신기가 탐지할 수 있는 최소 탐지 레벨이 증가하게 되어, 최대 탐지거리의 감소를 야기하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 본 연구에서는 펄스 압축기술과 함께 고감도의 수퍼해테로다인 수신기를 설계하였다. 송신기에서는 Medum Mode일때 16배의 펄스 압축을 수행하였고, 수신기의 잡음지수는 3.4 dB로 억제하였다. 결과적으로 표 3-1에서 나타나듯이 설계한 송수신기의 성능은 시스템 요구사항을 모두 만족하고 있다.

향후 레이더 송수신부의 내부 컴포넌트를 설계 및 시물레이션을 수행하고 이를 제작할 예정이다.

참 고 문 헌

[1] B. Edde, Radar principles Technology Applications, Prentice-Hall, 1995.
 [2] G. Morris, L. Harkness, Airborne Pulsed Doppler Radar, Artech House, Boston London, 1996.
 [3] 이택경, “코히어런트 동작을 위한 레이더 수신기 전단부”, *한국항공학회논문지 제4권*, 제1호, pp. 1-10, 2000년 6월.

우 덕 제(Duk-Jae Woo)



2002년 2월 : 한국 항공대학교
항공 전자공학과
졸업(공학사)

2002년 3월~현재 : 한국 항공
대학교 항공
전자 공학과
석사과정

관심분야 : 레이더, 안테나, 초고주

파 회로

김 상 중(Sang-Joong Kim)



2003년 2월 : 한국 항공대학교
항공 전자공학과
졸업(공학사)

2003년 3월~현재 : 한국 항공
대학교 항공
전자공학과
석사과정

관심분야 : 레이더, 안테나

이 택 경(Taek-Kyung Lee)



1983년 2월 : 고려대학교 전자
공학과 졸업(공학사)

1985년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과
졸업(공학석사)

1990년 2월 : 한국과학기술원
전기 및 전자공학과
졸업(공학박사)

1990년 3월~1991년 2월 : 한국과학기술원 전기 및
전자공학과 연구원

1990년 5월~1991년 4월 : Univ. of Texas at Austin,
Post-Doctoral Fellow

1991년 9월~1992년 2월 : 한국과학기술원 정보전자
연구소 연구원

2001년 7월~2002년 7월 : Univ. of Illinois,
Urbana-Champaign, Associate
Visiting Research Professor

1992년 3월~현재 : 한국 항공대학교 전자정보통신
컴퓨터공학부 교수

관심분야 : 마이크로파, 안테나, 전자파 해석, 레이더