

論文98-35D-9-1

3차원 위상배열 레이다용 다기능 2채널 수신기 설계 및 제작 (Design and Implementation of Multifunction 2-Channel Receiver for 3 Dimensional Phased Array Radar)

姜昇旻*, 梁鎮模**, 宋在元***

(Seung-Min Kang, Jin-Mo Yang, and Jae-Won Song)

요 약

표적의 방위각과 거리, 고도 정보를 실시간으로 검출하는 3차원 위상 배열 레이다용 수신기를 제작하였다. 이는 수신기 보호 기능과 감도를 제어하는 초고주파수부와 중간주파수부, 모노펄스 검출기, IQ 위상 검출기, 자동이득 제어부, 수신장치 제어기 등으로 구성되었으며, 동일 표적에 의해 반사된 두 반향 신호의 진폭을 비교하여 고도각 정보의 정확성을 높이기 위해 같은 기능의 2채널 수신기를 구현하였다. 수신기의 TSS 감도는 -98dBm, 수신기의 대역폭은 500MHz, 수신기 전체 이득은 최대 100dB까지 제어가능하며(AGC off시 수동으로), 두채널간 이득 불균형은 최대 5dB이며, 위상 불균형은 최대 30°이다. 위상 검출기의 이미지 억제율은 평균 30dB이다. 수신기는 패키지 형태의 부품을 고유전율 기판에 실장하여 구현하였다.

Abstract

We have implemented receiver for a 3 Dimensional Phased-Array Radar detecting the azimuth angle, the altitude, the range of a target on real time. This system consists of high frequency module, which protects receiver and controls sensitivity, intermediate frequency module, monopulse detector, IQ phase detector, AGC controller. A two-channel receiver with same function is implemented for increasing accuracy of target altitude data by amplitude comparison monopulse method. The TSS sensitivity of the receiver is -98dBm. The bandwidth of the receiver is 500 MHz. We can control the system gain manually by 100 dB when be AGC off. The gain and phase unbalance of two channels is 5 dB and 30 degree, respectively. The image rejection rate of the IQ detector is 30 dB. We used duroid substrate and package-type device.

I. 서 론

3차원 위상배열 레이다는 안테나 빔조향을 전자적

* 正會員, 善隣大學 情報通信工學科

(Dept. of information and communication Sunlin College.)

** 正會員, 國防科學研究所

(ADD)

*** 正會員, 慶北大學校 電子科

(Dept. of Electronic Engineering Kyungpook National Univ.)

接受日字:1998年2月19日, 수정완료일:1998年7月29日

(배열화된 많은 수의 복사체에 전자적으로 위상을 제어할 수 있는 기능을 삽입하여)으로 구현하여, 표적의 방위각과 고도, 거리를 검출하는 시스템으로써, 단일 시스템으로 표적을 탐지 및 추적을 동시에 수행할 수 있는 다목적 레이다 시스템이다^[1]. 즉, 이는 표적을 탐지하였을 때 탐지 표적의 상태를 재확인(Verify)하거나 추적(Tracking)을 위해 안테나 빔을 전자적으로 조향하여, 일반 레이다들이 가지는 탐지 정보의 오차를 최소화할 수 있으며, 기계적인 관성없이 스캔(Scan)하기 때문에 탐지모드에서 추적모드로의 변경이 매우 빠르게 수행된다. 이러한 3차원 위상 배열 레이다에 적용할 수신기는 탐지와 추적 기능(혹은 정확

성 향상) 향상을 위해 다양한 특징과 기능을 보유해야 한다. 첫째, 근접한 클러터(Clutter) 신호로부터 수신기를 보호할 수 있어야 하고, 전체 수신기의 감도는 표적의 검출 거리를 결정하기 때문에 낮은 값을 유지해야 한다. 레이다 신호처리를 포함한 전체 레이다 시스템의 상태 점검을 위한 시험 신호 주입기능이 자기 보정(Built-in test) 측면에서 필요하다. 이들은 초고주파수부에서 고려되어야 할 사항이다. 둘째, 중간주파수 영역의 특징으로, 초고주파수 신호를 중간주파수 신호대로 변환하는 기능과 충분한 증폭 기능이 필요하다. 즉, 중간주파수부는 초고주파수 신호를 중간주파수 신호대로 변환하고 중간주파수 대역에서 비교적 저렴하게 충분한 증폭을 수행한다. 그리고 수신기의 동적 범위(Dynamic range)를 증가시키기 위한 자동이득제어기능이 포함되어야 한다. 셋째, 각종 검출기를 들 수 있다. 중간주파수 신호를 기저대역(Base-band)으로 변환하고 직각위상(Inphase/Quadrature) 간의 정보를 분리하는 IQ 위상 검출기, 2개의 채널로 유입된 신호의 진폭을 비교하여 표적의 위치 정보를 개선하거나 추적하기 위한 모노펄스 검출기가 필요하다. 넷째, 두 채널간의 이득과 위상을 보정하기 위한 기능이 필요하다. 채널간의 이득과 위상의 불일치는 3차원 위상 배열 레이다의 추적 기능을 악화시키는 요인이기 때문에 충분히 고려되어야 한다.

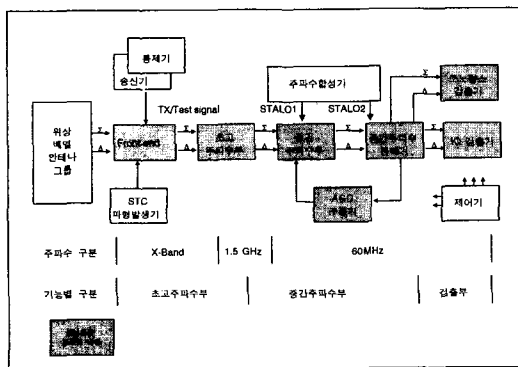


그림 1. 수신기 구성도
Fig. 1. Block diagram of the receiver.

본 연구에서 방위각 정보는 기계적 스캔을 통해 얻고 고도각 정보를 전자적으로 조향하여 표적의 방위각과 고도, 거리 정보를 검출하는 3차원 위상 배열 레이다용 2 채널 수신기를 고유전을 기관상에 패키징된 부품을 이용하여 설계, 제작하고 여러 특성을 시험 평

가 하였다. 수신기의 감도를 최대한 개선하기 위해 초고주파수 처리부는 기구적으로 안테나에 최대한 근접시켰다.

II. 수신기의 설계 및 제작 [2]

수신기는 그림 1과 같이 크게 초고주파수부, 중간주파수부, 검출부, 제어장치, 전원공급부로 구성된다. 공간으로 복사된 두 개의 안테나 빔에 대해 표적은 두 빔간의 중심축에서 편향되어 있기 때문에 각 빔에 대해 서로 다른 반사를 야기한다. 수신기 최앞단에 있는 매직티(Magic-T)는 고각(Elevation angle)쪽에 대한 두 수신 신호의 합(SUM)과 차(DEL) 신호를 제공한다. 수신기의 초고주파수부는 이들 신호를 여파(Filtering)하고 저잡음 증폭한다. 또한 이는 1차 주파수 변환하며 다음단의 중간주파수부에서 2차 주파수 변환을 수행한 후 최종단에 있는 각종 검출기들이 정상 동작할 수 있게 신호를 최적의 상태로 증폭하고 분배한다. 표 1은 수신기의 요구성능을 제안한 것으로 본 연구 목표치이다.

표 1. 수신기 사양
Table 1. Specification of the receiver.

구분	성능
수신기 구조	위상/이득 정합된 2채널 2중 주파수변환
수신기 보호 기능 (침투/평균)	Limetr/STC(10kW/200W)
주파수 플랜 (RF/IF1/IF2)	X-Band/1.5GHz/60MHz
최대 이득	100dB(Max)
처리 가능한 최대 수신 신호 크기(1dB포화)	-20dBm
동적범위(SFDR)	>55dB
채널간 고립도	>50dB
채널간 이득 및 위상 불균형	<5dB, <30deg
감도(TSS)	<-98dBm
이득제어방식	연속파AGC/펄스파AGC/MGC

1. 초고주파수부

초고주파수부는 송신과 수신을 분리하는 서큘레이터(Circulator), 대역통과 필터, 저잡음 증폭기, 수신장치 보호부, 시험신호 주입부, 주파수 변환부로 세분할 수

있다. 수신기 보호장치는 송신시 누설되는 과전력과 안테나 비정합, 또는 아킹(Arching)에 의해 재반사된 전력을 강제로 차단하는 튜브 형태의 리미터(Limiter)와 STC(Sensitivity Time Control)를 위한 전압제어 가능한 능동형 PIN 다이오드 감쇄기로 구성된다. 도파관 스위치를 이용하여 실제 송신신호와 시험용 신호의 경로를 제어할 수 있게 하였다. 주파수 변환부는 광대역 X-Band 신호를 1.5GHz의 1차 중간주파수대로 변환한다. 초고주파수부는 감도 개선을 위해 가능한 안테나의 근접시켜 수신기 최앞단의 손실을 최소화한다. 그림 2는 초고주파수부의 세부 회로이고, 그림 3은 제작된 실물의 사진이다.

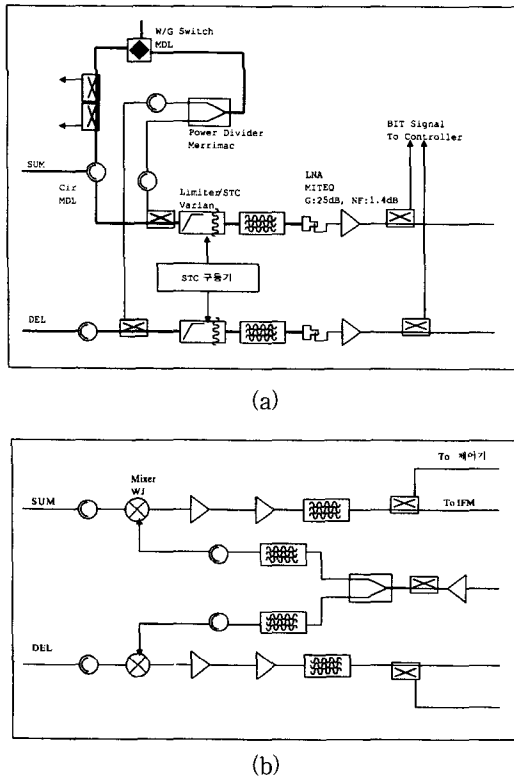


그림 2. 초고주파수 회로도
(a) 최앞단 (b) 주파수변환부
Fig. 2. Schematic of the microwave module.
(a) Front-end (b) Frequency converter

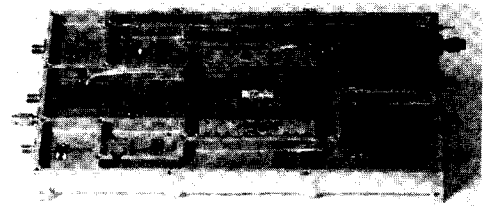
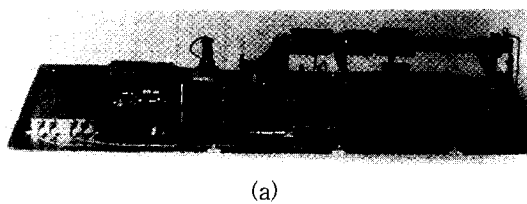
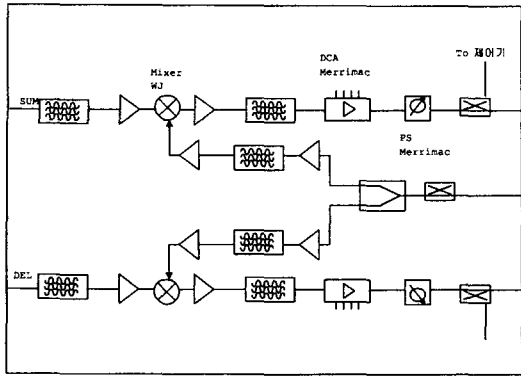


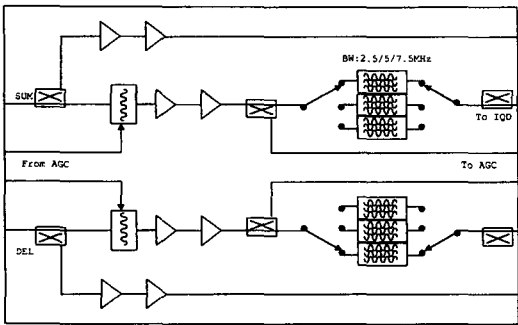
그림 3. 초고주파수부 외관
(a) 최앞단 (b) 주파수변환부
Fig. 3. Photograph of the microwave module.
(a) Front-end (b) Frequency converter.

2. 중간주파수부

중간주파수부는 2차 주파수변환과 더불어 주파수 변환된 신호를 포화되지 않는 범위 내에서 최대한 증폭하는데, 이를 위해 신호를 단계별로 분산 증폭한다. 그리고 이 부분은 수신장치의 전체 이득 특성에 기여하기 때문에 적절한 이득 조정기능이 요구되며, 시스템이 처리할 수 있는 최대 신호의 크기를 결정하는 부분이기도 하다. 그러므로 중간주파수부 설계시 시스템의 기저 잡음 특성보다는 1 dB 이득 포화점(1-dB compression point)이나 3차교차점 내변조(3rd order intermodulation) 특성이 개선될 수 있는 구조가 되게 하여야 한다. 중간주파수부는 다음단의 검출기와 연계되는 부분으로서 각 검출기에 적절히 증폭된 신호를 공급해주기 위한 중간주파수 신호 분배기(Distributor)가 있다. 그리고 중간주파수부는 초고주파수부에서 제공된 1.5GHz의 신호를 각종 검출기가 동작하는 60MHz의 신호로 주파수 변환하는 부분이다. 레이다 시스템은 송신 파형의 대역폭이 증가할수록 거리 분해능이 증가한다. 본 3차원 위상배열 레이다는 표적의 거리 분해능과 관계있는 송신 파형의 대역폭 (2.5, 5, 7.5 MHz)을 시스템 운용 차원에서 선택 제어한다. 따라서 수신기는 송신신호의 대역폭에 따른 필터의 선택이 수반되어야 하기 때문에 중간주파수부는 송신파형 선택과 연동하여 수신기의 IF 대역폭을 결정하도록 필터뱅크를 내장한다. 본 수신기가 주파수를 2단으로 변환한 이유는 영상신호 제거율(Image signal rejection rate)을 높이기 위해서이다. 그림 4는 중간주파수부의 세부회로도이다. 그림 4(a)는 2차 중간주파수 변환부이고, (b)는 검출기로 중간주파수 신호를 다음단의 검출기들로 배분하기 위한 신호 분배부이다. 그림 5는 실제 제작된 중간 주파수부의 외형 사진이다.

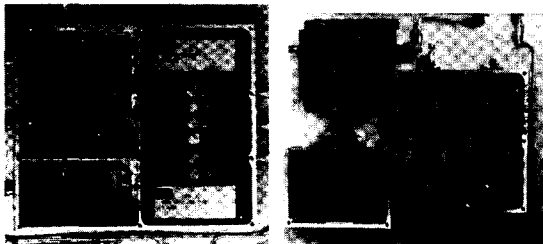


(a)



(b)

그림 4. 중간주파수부 세부 회로도
 (a) 주파수변환부 (b) 주파수 분배부
 Fig. 4. Schematic of the IF module.
 (a) Frequency converter (b) Frequency distributor.



(a) (b)

그림 5. 중간주파수부 외관
 (a) 신호분배부 (b) 주파수 변환부
 Fig. 5. Photograph of IF module.
 (a) Distributer (b) Frequency converter

3. 자동이득제어부(Automatic Gain Controller : AGC)

수신기는 동적범위를 최적화하기 위해 일반적으로 자동이득제어기를 내장한다. 레이다용 수신기의 자동이득제어장치는 레이다의 형태 및 레이다 운용에 따라 자동이득제어장치를 연속과 AGC, 펄스 AGC, MGC

로 구분한다. 본 수신기는 이들 세가지 형태의 자동이득 제어장치를 모두 내장하여 필요에 따라 동작 형태를 결정할 수 있게 하였다. 연속과 AGC는 연속과 레이다의 수신기에서 사용되는 방식으로 다양한 레이다에 본 수신기를 채택할 수 있게하기 위해 구현하였다. 펄스 AGC는 펄스 레이다에 사용된다. 장애물이 없는 개방된 환경에서 펄스 레이다는(공중을 향하고 있는 펄스형 추적레이다) PRF(Pulse repetition frequency)단위로 송신되는 전력에 대해 펄스 형태의 수신 신호가 유입되기 때문에 고속으로 자동이득제어 기능을 수행해야 한다.

근접 고정 표적이 없는 개방된 지형에서 수신기의 감도를 최대화하기 위해 자동이득제어기의 동작을 중단하고, 수동으로 수신기의 이득(Manually gain control : MGC)을 제어할 수 있게 하였다. 즉, MGC는 레이다 통제 컴퓨터나 운용자의 요구에 맞게 수동으로 수신기의 이득을 설정할 수 있는 모드로서 통제기로부터 제공되는 제어전압을 이용하여 전압제어 감쇄기의 감쇄량을 선형적으로 조절할 수 있다.

각 모드는 레이다 통제 장치에 의해 선택 동작되며 AGC의 내부 동작은 내장된 타이밍 회로에 의해 제어된다. 이러한 다양한 동작 모드를 모두 수용하고 이를 선택적으로 운영할 수 있게 AGC회로를 설계 제작하였다. 그림 6은 AGC회로의 구성 회로도이다. 충분히 증폭된 IF 신호는 결합기를 통해 검출기로 전달되고 이는 비디오증폭을 통해 증폭된 후 임계치와 비교하여 동작유무를 판단한 후 동작 모드에 따라 연속과 AGC, 펄스 AGC, MGC의 경로를 선택하여 전달되고 이들 출력이 전압제어 감쇄기를 구동한다. 그림 7(a)는 자동이득제어기의 외형 사진이다.

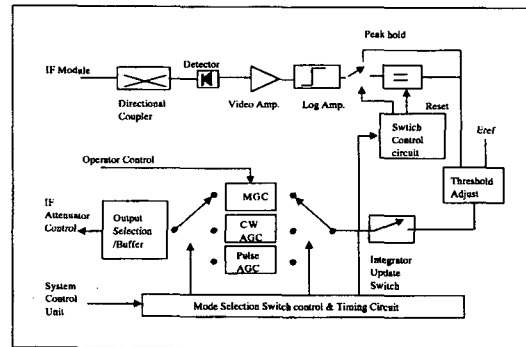


그림 6. 자동이득제어기 회로
 Fig. 6. Circuit of the automatic gain controller.

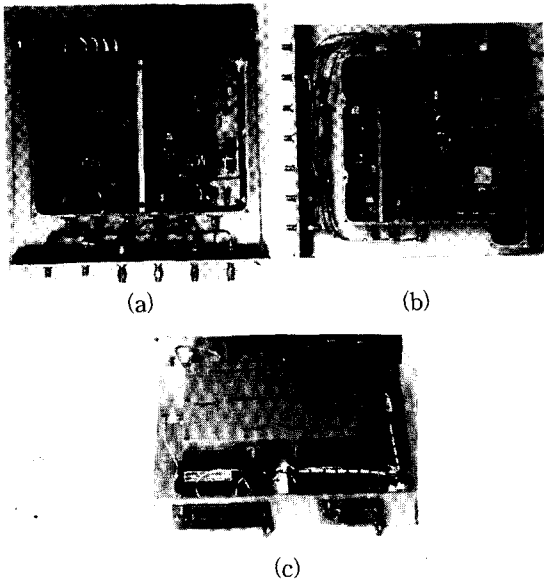


그림 7. 제작한 검출기 외관
(a) 자동이득제어기 (b) IQ위상 검출기 (c) 모노펄스 검출기

Fig. 7. Detectors.
(a) AGC (b) IQ Detector (c) Monopulse detector.

4. 모노펄스 검출기

모노펄스 검출기는 공간으로 방사된 두개의 안테나 빔 패턴으로부터 표적의 편향각에 비례한 아날로그 신호를 추출하는 장비이다. 이는 모노펄스 출력이 Null로 향하도록 안테나 빔을 기계적 혹은 전자적으로 조향하는 서보 (Servo) 시스템의 입력신호로 사용하거나 두 안테나 빔의 시준축에 대한 표적의 미세한 편향각도 정보를 획득하여 표적의 위치 정보의 정확도를 향상하기 위해 사용된다. 모노펄스 검출기의 구현방법은 크게 진폭 모노펄스법과 위상 모노펄스법으로 구분된다^[3]. 진폭 모노펄스는 부분적으로 겹친 두개의 안테나 빔을 1조로 해서 방사된 신호의 진폭을 비교하여 각도 오차를 검출하는 방법이다. 이 경우 표적의 수평 방위각과 고도 정보를 검출할 때는 4개의 안테나 빔이 필요하다. 위상 모노펄스법은 표적으로부터 방사된 신호의 위상을 비교해서 표적의 미세한 위치 정보를 검출한다. 즉, 두개의 안테나 빔을 평행하게 방사해서 표적으로부터 신호를 수신하고 이들간의 위상차를 검출해서 미세한 위치 정보를 얻는 방법이다. 근래의 추적 (혹은 3차원) 레이다는 이들의 혼합법이라 할 수 있는 $S \pm jD$ (S: 두 빔의 합신호, D: 차 신호) 모노펄스 검출기법을 사용한다^[3].

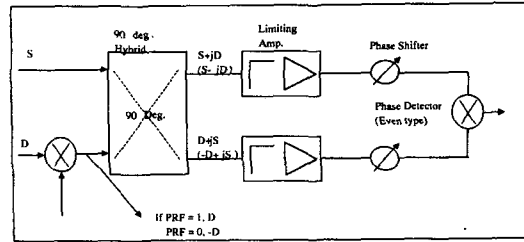


그림 8. 모노펄스 검출기 회로
Fig. 8. Circuit of the monopulse detector.

본 연구에서는 두가지의 새로운 기법이 적용된 모노펄스 검출기를 제안한다. 첫째, $S \pm jD$, $D \pm jS$ 형태의 신호를 이용한다. 모노펄스 검출기에 실장된 위상 검출기는 대부분 우(Even)함수 형태이다. 이 경우 $S \pm jD$ 신호는 시준축에 근접한 신호에 대해 위상각의 차가 작기 때문에 동작 영역이 평편한 부분이 된다. 따라서 모노펄스 검출기 감도(시준축에 근접한 표적에 대해)가 악화되는 문제에 직면하게 된다. $S \pm jD$, $D \pm jS$ 신호를 이용하여 모노펄스 처리를 하면 이러한 문제를 해결할 수 있다. 즉, 시준축에 가까운 표적의 동작점을 90° 이동시켜 감도를 개선한 것이다. 둘째, DEL 채널에 이위상 변위기(Biphase Modulator, 혹은 Commutator, 이하 커뮤테이터라 함)를 삽입한다. 송신 펄스 단위로 DEL 채널의 극성을 반전하여, 복소수 영역의($S+jD$, $D+jS$) 위상을 변환하여 수신기 내부에 산재해 있는 오차의 요인들을 분산함으로써 평균적으로 오차를 줄이는 효과를 얻을 수 있다. 즉, 현재의 커뮤테이터 상태에서 모노펄스 검출기는 내외부적인 요인으로 오차 (정확한 값 + a, a: 오차크기)를 가진다. 다음 펄스에서 커뮤테이터는 180° 변위되고, 이로 인해 내부 오차는 반대의 극성으로 변하게되며(정확한 값 - b, b:오차크기), 이들을 두 펄스에 걸쳐 산술적 평균(필터)을 취하면 전체 오차량은 감소하게 된다. 이를 위해 모노펄스 검출기의 출력단에는 커뮤테이터와 연동하여 검출기 출력의 극성을 반전시켜줄 디커뮤테이터(Decommutator)가 필요하다. 따라서 모노펄스 검출기가 동작하기 위해 두 펄스가 필요하게 된다. 그림 7 (c)는 모노펄스 검출기의 외관이고 그림 8은 본 연구에서 제안한 모노펄스 검출기의 회로이다.

5. IQ 위상 검출부^[4]

현대의 코히런트 레이다는 수신신호의 진폭 성분 뿐만 아니라 위상성분을 표적 탐지의 수단으로 사용하기

때문에 수신신호의 위상 검출이 필수적이다.

IQ 위상 검출기는 하나의 입력 신호를 두개의 채널로 나눈 후, 한 채널은 코히런트 주파수발전기(COHO)와 직접 신호혼합하여 기저대역으로 변환한다. 이를 동위상(Inphase) 또는 "I-채널" 이라한다. 다른 채널은 90° 위상 변위된 코히런트 주파수 발전기와 신호 혼합되며, 직각 위상(Quadrature-Phase) 또는 "Q-채널"이라 한다.

각각의 채널에서 복조된 기저대역 신호들은 COHO 주파수 성분들로 부터 분리되기 위하여 저역통과 필터를 거친다. 이들 필터 뒤에 가변 이득 증폭기를 두어 신호혼합시 손실된 신호의 진폭을 보상하고 뒷단의 신호처리가 용이하도록 충분히 균형있게 증폭한다.

펄스 도플러 레이다는 코히런트 IQ 위상검출기의 두 출력의 위상과 진폭을 비교하여 표적 정보를 검출하기 때문에 검출기 자체에서 발생하는 오차를 최소화하지 않으면 표적 검출이 불가능하게 된다. 위상 불균형은 COHO신호의 90° 하이브리드에 의한 것이 대부분이며, 진폭 불균형은 신호혼합기 및 고정이득 증폭기에 기인하며 채널의 절대적인 오프셋(Offset) 전압에도 영향을 미친다. 특히 오프셋 전압은 신호혼합기의 각 포트에서의 임피던스 비정합에 의해 발생하는 리믹싱(Remixing)효과로부터 야기되며, 신호혼합기의 각 포트에 감쇄기(Attenuator)를 이용한 임피던스 정합회로를 두어 효과를 상쇄시킬 수 있다. 신호 혼합기의 영향은 검출기 출력단에서의 오프셋 전압을 변화시킬 뿐 만 아니라 RF신호와 COHO신호의 혼 변조 성분(Intermodulation)들을 만들게 되며, 이들 혼변조 성분들 중 특히, 3차항 성분들은 검파기의 동적영역을 제한하기 때문에 검파기의 기저대역을 결정할 때 반드시 제거되도록 고려하여 설계하였다. 90° 하이브리드 전력분배기에 의한 위상 불균형 영향을 보상하기 위해 COHO 신호의 주파수대역에서 동작하는 고분해능의 위상 변위기를 구현하여 삽입하였다. 이 위상 변위기는 검출기의 작은 위상 변화만을 보상해 주면 되고, 시스템 운용중에 시스템 통제기의 명령에 신속히 응답하게 하기 위해 디지털 소자들을 이용하여 구현하였다.

신호 혼합기의 혼변조 성분뿐만 아니라 고조파 성분들을 제거하기 위해 검파기의 최종 출력단에 저역통과 필터를 삽입하였으며, 신호 혼합기의 변환 손실을 고려하면서 동시에 혼변조 성분들을 제거하기 위해 대역

폭이 5MHz인 비반전 연산 증폭기를 두었다. 이 비반전 연산 증폭기는 9 dB의 고정된 이득을 갖도록 설계되었으며, 나머지 이득은 채널간의 진폭 불균형을 보상하기 위해 사용된 가변 이득 증폭기에서 보상한다. 즉, 검출기의 최종단은 기저대역을 포함하면서, 혼변조 신호처럼 원치 않는 신호들을 제거하도록 차단 주파수가 5MHz인 Butterworth($n = 4$) 구조를 갖는 저역 통과필터로 구성하였다. 코히어런트 IQ 검출기를 보정하기 위한 테스트 신호로 코히런트한 단일 주파수를 생성할 수 있는 위상 동기 루프(Phased-locked loop)형 주파수 합성기를 구현하였다. 그림 7(b)는 코히런트 위상 검출기의 외관이고, 그림 9는 세부회로이다.

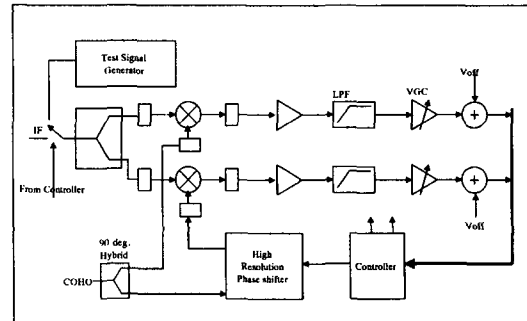


그림 9. IQ 위상 검출기 회로

Fig. 9. Circuit of the IQ phase detector.

III. 실험결과 및 고찰

1. TSS 감도 [5] [6]

수신감도는 여러 관점에서 다양하게 표현된다. 가장 널리 이용되는 수신감도는 MDS (Minimum detectable signal), TSS (Tangential signal sensitivity) 등이 있다.

TSS 기법은 오실로스코프를 이용하여 간단하게 측정할 수 있는 수신감도로서, 수신기의 입력단에 펄스 변조된 신호를 인가하고, 수신기 최종단 (IQ 위상 검출기 출력)의 신호를 오실로스코프로 관측함으로써 측정할 수 있다. 즉, 고주파수 신호가 실린 입력 펄스가 ON 일때 출력신호의 최소값이 입력 신호가 OFF시 출력되는 순수 잡음의 침투치와 일치되었을 때의 입력 전력을 TSS라 한다. 이 수치는 일반적으로 잡음레벨보다 약 8dB 가량 크다.

그림 10는 TSS 측정을 위한 장비 구성도이고, 그

림 11은 본수신기의 TSS 측정 결과이다. 이 사진은 -98dBm의 RF 신호 레벨을 4kHz의 펄스로 변조하여 본 수신기에 입력하였을 때의 검출기 신호를 관측한 것이다. 따라서 TSS는 -98dBm이하임을 확인할 수 있었다.

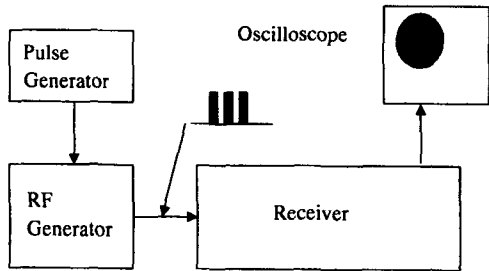


그림 10. TSS 측정장비 구성도
Fig. 10. Setup of the TSS measurement.

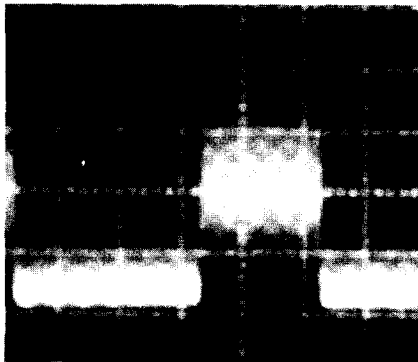
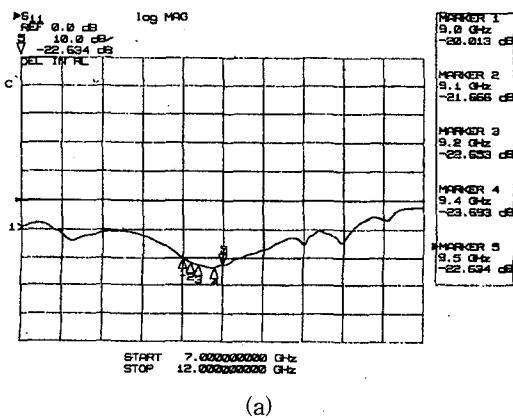


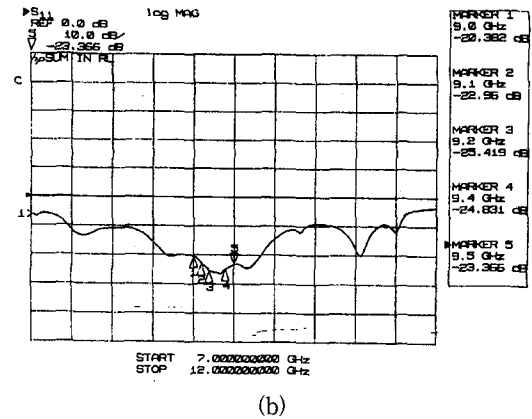
그림 11. TSS 측정 결과
Fig. 11. The result of TSS measurement.

2. 반사 손실 (Return loss)

초고주파수부의 주파수 변화부와 중간주파수부는 고유전율 기판상에 패키지 타입의 부품을 실장하여 구현하였다.



(a)



(b)

그림 12. 초고주파수부 반사손실

(a) SUM 채널 (b) DEL 채널

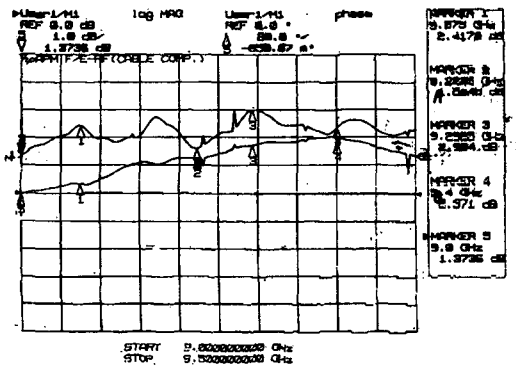
Fig. 12. Return loss of Microwave module.

(a) SUM channel (b) DEL channel

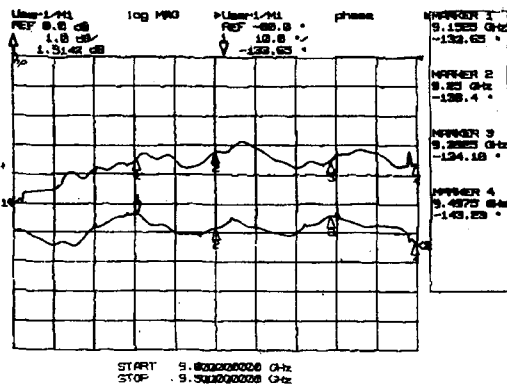
부품의 조립상태, 내부 패턴과 외부 콘넥터 간의 연결형태, 접지 상태에 따라 반사손실이 변하게 되고 이들 수치는 전체 시스템 성능에 영향 (손실과 반사, 채널간의 누설) 을 미친다. 그림 12 은 초고주파수부내에 있는 주파수변환부의 채널별 (SUM, DEL) 반사손실을 네트워크분석기로 측정한 결과이다. 각 채널별로 전체 동작 주파수(9GHz ~ 9.5GHz)에 걸쳐 -20 dB에서 -25dB 사이의 값을 유지한다.

3. 채널간 불균형

3차원 레이다에서 두 채널 (SUM, DEL)간의 상대적인 이득과 위상차는 표적의 위치 정보를 검출하는 중요한 근거가 되므로 수신기 내부에서 이들 수치가 시간에 따라 왜곡되면 정확한 표적 정보의 검출이 어렵다. 그러나 채널간의 이득과 위상 불균형은 필연적이다. 그래서 이들 수치를 최소화하거나 보정하는 기능을 삽입하여야 한다. 불균형의 크기가 작을 경우, 레이다 초기 개발 단계에서 획득된 채널 불균형 자료는 통제기가 시스템 운영 환경(송신 주파수)이 바뀔 때마다 활용되기 때문에 레이다 시스템 운용중에는 변하지 말아야 된다. 즉, 불균형의 크기는 외부 소자로 제어하면 보상할 수 있을 정도로 작아야 하며, 시스템 운용중에 그 불균형의 자료가 변해서는 안된다. 그림 13은 채널간의 위상, 이득 불균형 값을 측정한 결과이다. 채널간의 이득 차이는 5dB, 위상 차는 10 ~ 30° 범위에 걸쳐 분포되어 있다. 이는 외부 위상 변위기로 조정 가능한 범위이다.



(a)



(b)

그림 13. 채널 불균형

(a) 이득 (b) 위상

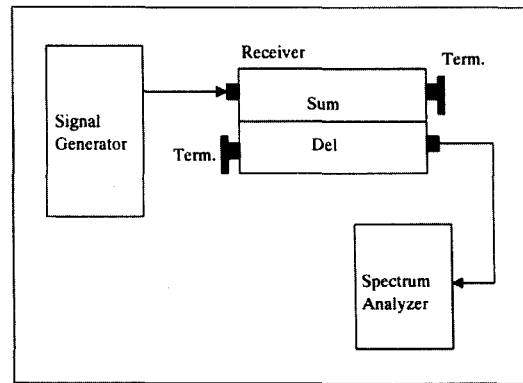
Fig. 13. Channel unbalance.

(a) Gain (b) Phase

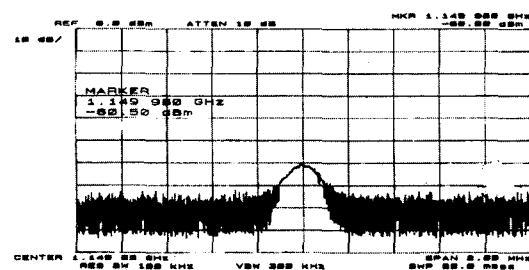
4. 채널간 고립도 (Channel isolation)

두 수신기는 같은 구조물 내의 같은 기관상에 제작되었다. 두 수신기 간의 신호 누설로 인하여 모노펄스 검출기의 방위각 오차가 발생한다. 본 수신기는 회로의 적절한 구분과 배치, 기구물 상의 차폐와 회로상에서 아이솔레이터(Isolator)를 중간에 삽입 (특히, 초고주파수 합성기의 극부 신호 전달 경로)하거나 증폭기 (낮은 주파수 영역)를 적절히 분산 배치하여 가능한 신호 누설을 최소화 하였다.

두 채널 채널중에 한쪽 채널(SUM)에 X-Band 신호를 인가하고 (0dBm), 나머지 채널(DEL)의 입력 채널을 종단하고, DEL 채널의 출력단을 스펙트럼 분석기를 통해 관측(-60 dBm)하여 채널간 고립도를 측정하였다. 고립도는 60 dB 이상이 된다. 그림 14 은 채널 고립도 측정도와 그 결과를 나타낸 것이다.



(a)



(b)

그림 14. 고립도 측정

(a) 측정 장비구성 (b) 측정 결과

Fig. 14. Isolation measurement.

(a) Setup of measurement (b) Result

5. 자동이득 제어기의 동작 특성

MGC 모드

중간주파수부에 있는 전압제어 감쇄기는 제어 전압에 따라 감쇄량을 선형화시키는 선형화기가 내장되어 있는 소자이며, 전체 감쇄량은 60dB 정도이고 선형성이 보장되는 영역은 40 dB이다. 응답특성은 약 6dB/ μ sec이다. 실제 제작에 사용된 전압제어감쇄기는 DAICO 사의 PIN 다이오드 형태인 DA0098이다. 통제기의 제어 신호에 의해 전압제어 감쇄기의 입력 전압은 결정되고, 이를 통해 시스템의 전체 이득은 조절된다.

연속파 AGC

그림 15에 제시된 연속파 AGC의 정적 조절 특성은 대략 43dB 근처에서 자동이득 조절이 시작되고 있는 것을 알 수 있으며, 또한 정적 조절 기울기가 선형적인 특성을 나타내고 있음을 알 수 있다. 정적 조절 특성은 대략 0.419 정도이다.

연속파 AGC의 정적 조절 특성

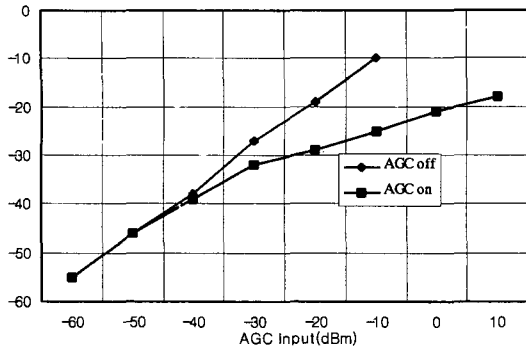


그림 15. 연속파 AGC의 정적 조절 특성
Fig. 15. Static regulation of CW AGC.

펄스파 AGC 모드

내부의 적절한 타이밍의 도움을 받아 실제 펄스파 AGC 를 동작시켜 시간영역에서 측정하여 보면 그림 16과 같다. 입력 펄스 신호의 크기를 바꾸어 측정하였으며, 약 5 μsec의 펄스 변조신호는 입력되는 신호의 크기에 따라 정적 조절 특성이 다르게 나타나고 있다.

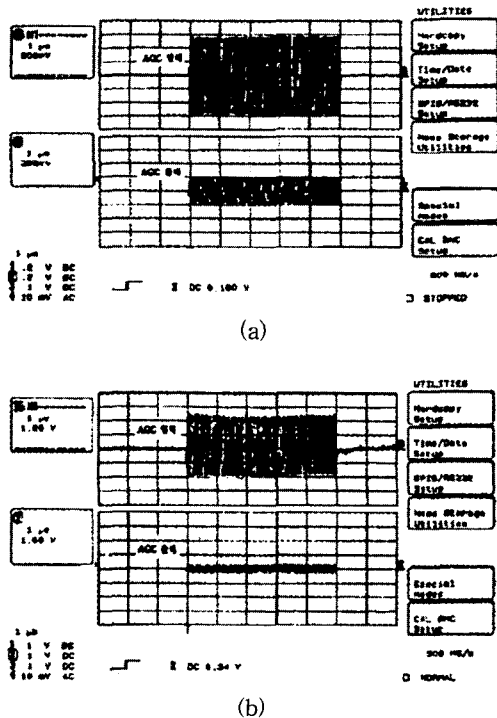


그림 16. 펄스 AGC의 응답 예
(a) 입력크기 : -30 dBm (b) -20 dBm
Fig. 16. Response of pulse AGC mode.
(a) Input level : -30 dBm (b) -20 dBm

그림 16에서 위쪽 파형은 AGC 입력이고 아래쪽 파형은 적절히 AGC가 동작되었을 때의 출력 파형이다. 그림 16(a)는 -30dBm의 침두 입력에 대해 AGC가 적절히 동작하고 있음을 보여주고, 그림 16(b)는 -20dBm의 침두 입력에 대해 AGC가 적절히 동작하고 있음을 나타낸다.

5. IQ 위상 검출기의 동작 특성

코히어런트 IQ 위상 검출기의 특성 측정은 코히어런트 주파수 (COHO, fc)에 동기된 시험 신호(fc : 오프셋 주파수, 오프셋 주파수 : 검출기의 출력 주파수)를 내장된 가변 감쇄기 (Variable attenuator)를 이용하여 크기를 가변하면서 입력하면 가능하다. 검출기의 출력은 ADC로 입력되어 오프셋 주파수의 4배로 샘플링되어 디지털 정보로 변환되고 메모리에 저장된다. 메모리에 저장된 샘플값들은 DFT(Discrete fourier transform)과정을 거쳐 코히어런트 검출기에서 발생된 오차들을 보정하기 위해 재사용된다.

그림 9와 같이 구성된 검출기 및 외부 보정회로들은 다음과 같은 측정조건하에서 측정되었다. 테스트 신호의 입력 주파수는 60.004MHz, DFT 포인트 수는 64, 코히어런트 주파수의 입력 신호 크기는 +13dBm으로 고정된 후, 검파기의 입력 신호레벨을 -50~+15dBm까지 변화시키면서 측정한 결과이다. 제작된 코히어런트 검파기의 특성들은 RHG사의 코히어런트 검파기인 IQD6020의 특성과 비교 하였다.

위상 검출기 이미지 제거율

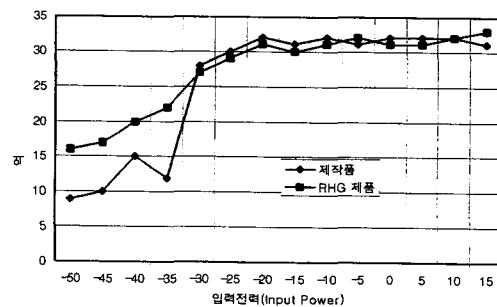


그림 17. 영상신호 제거비
Fig. 17. Image rejection ratio.

그림 17는 코히어런트 위상 검출기의 보정된 영상신호 제거 특성을 나타낸 것이다. 외국유명 제품과 유사한 특성을 가진 것으로 판명되었다. 그림 18은 입력 신호 크기에 따른 출력 신호의 크기 변화를 나타낸 것이다. 본 연구에서 제작된 제품은 입력 전력이 -40dBm 에

서부터 선형 동작을 보인 반면, RHG사 제출은 -35dBm에서 선형 동작을 시작하였다.

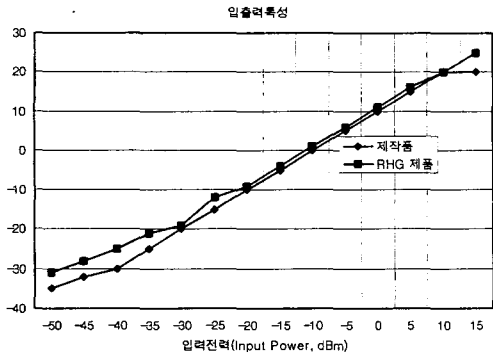


그림 18. IQ 위상 검출기의 입출력 특성
Fig. 18. Transfer characteristics of IQ detector.

6. 모노펄스 검출기의 동작 측정 [7]

SUM 채널의 신호크기를 고정하고 DEL채널의 신호 크기를 가변하면서 모노펄스 검출기의 출력을 측정하였다. 채널간의 불균형 (특히 이득) 현상으로 모노펄스 검출기이외의 부분에서 오차를 유발한다. 본 연구에서 제안한 모노펄스 검출기는 이러한 오차를 최소화 하기 위해 개발되었다. 그림 19은 커뮤테이터를 동작 한 상태에서 두개의 펄스에 걸쳐 측정된 모노펄스 검출기의 출력을 산술평균하여 나타낸 것이다. 즉, 두 펄스에 걸쳐 커뮤테이터를 각각 달리하면서 SUM채널을 고정하고 SUM 채널 신호와 DEL 신호의 크기 비를 조절하면서(0~1) 모노펄스 검출기의 출력을 관측한 것이다. 시준축에 근접할수록 DEL의 값은 "0"에 근접하고, DEL/SUM=0에 근접한 위치에서 SUM의 값이 증가할수록 오차는 줄어든다.

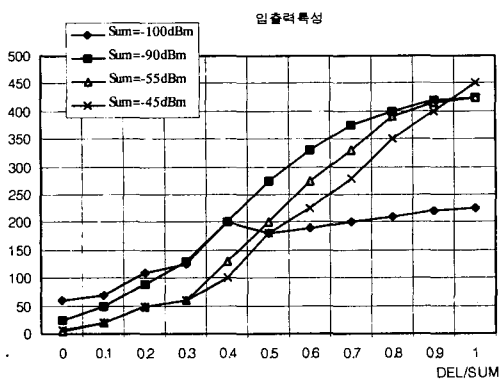


그림 19. 모노펄스 검출기의 입출력 특성
Fig. 19. Transfer characteristics of the monopulse detector.

표 2. 모노펄스 검출기의 분석
Table 2. Analysis of the monopulse detector.

SUM-D EL	SUM = 0 dBm		SUM = -10dBm	
	커뮤테이터 상태(°)		커뮤테이터 상태(°)	
	0	180	0	180
	[mV]	[mV]	[mV]	[mV]
35	-25.9	+25.3	-32.6	+19.2
36	-23.1	+22.5	-29.8	+16.4
37	-20.6	+19.9	-27.3	+13.9
38	-18.4	+17.7	-25.1	+11.7
39	-16.4	+15.7	-23.1	+9.7
40	-14.6	+13.9	-21.3	+7.9

디커뮤테이터	디커뮤테이터
-14.6	-13.9
평균 = $\frac{-14.6 + -13.9}{2} = -14.25[mV]$	
	디커뮤테이터
	-21.3
	-7.9
평균 = $\frac{-21.3 + -7.9}{2} = -14.6[mV]$	

표 2은 SUM을 고정한 가운데 SUM/DEL비를 가변 하면서 커뮤테이터의 상태(0과 180°)에 따라 모노펄스 검출기의 출력을 상세히 관측한 결과이다. SUM 채널의 입력 선택이 0dBm 으로 높은 수치인 경우 커뮤테이터의 상태에 관계없이 모노펄스 검출기의 출력은 극성만 바뀔 뿐 크기는 거의 같은 값으로 대칭적이다. 그래서 모노펄스 검출기 뒷단에 연결한 디커뮤테이터(일종의 극성 반전기)와 연동할 경우 정확한 출력을 얻을 수 있다. 그러나 SUM 채널의 입력 전력이 낮아지면, 상대적으로 내외적 오차의 비중이 높아져 이들의 출력에서 큰 오차를 유발한다. 예를 들어 SUM과 DEL의 차가 40dB인 경우 SUM이 -10dBm 이면 SUM이 0dBm 인 경우에 비해 커뮤테이터가 0° 일때는 모노펄스 검출기 출력이 절대오차량이 -14.6mV(SUM = 0 dBm)에서 -21.3mV로 변하여 음의 방향으로 오차가 발생하고, 커뮤테이터가 180° 일 경우도 마찬가지로 +13.9mV(SUM = 0 dBm)에서 +7.9mV로 음의 방향으로 오차가 역시 발생한다. 그 결과 대칭성이 깨어지고 출력의 값은 큰 오차를 포함하고 있으며 그 오차의 변화 형태가 같은 방향으로 발생하기 때문에 오차는 뒷단의 디커뮤테이터에서 상쇄되어 없어져, 전체적으로 오차는 줄어든다. 즉, SUM 채널이 -10dBm일때 커뮤테이터의 두 상태(0도, 180도)에 대한 두 출력의 산술 평균은 -14.6 mV(= (-21.3 - 7.9)/2)가 되어 SUM이 0 dBm인

경우 -14.25mV ($= (-14.6 - 13.9/2)$)와 유사한 값이 된다

IV. 결 론

3차원 위상 배열 레이더의 고감도 다기능 수신장치 설계 연구에서는 다양해지는 전자파 환경과 그에 따르는 수신장치의 하드웨어 제약성을 회피하려는 목적에서 레이더 수신장치가 가져야 하는 주요 기능을 다목적으로 사용할 수 있도록 설계하였다. 특히 단일 채널 관점에서 부각되는 각종 검출기의 성능 개선과 더불어 본 연구에서는 2 채널 모노펄스 처리가 가능하도록 채널간의 위상 및 이득 오차를 최소화하고 채널간의 고립도를 최대화 할 수 있도록 했다. 그리고 대다수의 아날로그 수신장치는 능동소자가 가지는 비선형 특성으로 인하여 전체 시스템 성능에 상당한 제약을 주지만 본 다기능 수신기는 이러한 하드웨어의 제약을 보정(Calibration)하는 기능들을 보강함으로써 극복하였다.

본 연구의 중요 특징을 요약하면 다음과 같다. 본 수신기는 S+jD, D+jS 형태의 새로운 모노펄스 검출 기법을 제안하여 Null 지점에서의 감도를 개선하였고 커뮤테이터를 이용하여 수신기 내부의 오차로 기인한 모노펄스의 오동작을 방지할 수 있는 방법을 제안하였다. AGC의 기능을 다양화하여 레이더 운용환경의 변화에 대처할 수 있게 했으며, IQ 검출기의 선형 동작 영역과 이미지 억제율을 개선하였다. 특히, 자체 보정 기능을 두었음 뿐만 아니라 IQ 검출기의 출력을 DFT 하여 주파수 특성을 분석한 후 이를 회로 보정 변수로 사용하는 주파수보정법을 제안하였다. 같은 공간내에 두개의 수신기를 내장하였으며, 두 수신기간의 이득과 위상 불균형은 외부 단일 소자로 해결될 정도로 작은 값을 유지하였다.

본 연구를 통하여 수신장치의 전체 시스템 구성 및 각각의 세부 회로를 설계함으로써 고가의 수신장치의 국산화는 물론 마이크로파 시스템의 세부 회로 설계가 가능하게 되었다. 그리고 마이크로파 시스템 개발의 방향은 TO 패키지나 SM(Surface Mount) 소자를 이용하여 고부가 가치의 모듈을 제작하는 것이므로, 고감도 수신장치의 세부 모듈들은 이와 같은 패키지 소자를 이용하였다. 아울러 마이크로파 시스템의 개발은 회로설계에서부터 시작되지만, 정교한 제작방법 및 제작시 주의해야 할 사항들을 간과 한다면 설계시 의

도한 성능을 얻기 어렵기 때문에 앞으로 수신장치의 설계를 통하여 얻은 기술들을 바탕으로 제작 방법에 대한 충분한 연구가 수반되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] M. Skolnik, Radar Handbook, 2nd Ed., McGraw-Hill.
- [2] 강승민, 위상배열레이더용 고감도 다기능 수신 장치에 관한 연구, 국방과학연구소 승급 연구보고서, 1996
- [3] S.M Shermon, Monopulse radar, Artech House, 1984.
- [4] James A. Schccr and James L. Kurts, Coherent Radar performance Estimation, Arleeh House, Norwood.
- [5] Byron edde, Radar Principles, Technology, Applications, Prentice Hall, 1993.
- [6] W.E Sabin and E.O.Schoenike, Single-sideband Systems and Circuits, New York McGraw-Hill, 1987.
- [7] T.W. Stone, IF Commulation Increases Monopulse Radar Accuracy, MSN & CT. pp. 91-99, Dcc., 1985.

저 자 소 개



姜昇旻(正會員)

1965년 10월 13일생. 1987년 2월 경북대학교 전자공학과 졸업. 1990년 2월 경북대학교 전자공학과 석사. 1990년 1월 ~ 1996년 2월 국방과학연구소 1996년 3월 ~ 현재 경북대학교 박사과정중. 현재 선린대학

정보통신과 전임강사. 주관심분야는 레이다, 초고주파 송수신장치, 완전광네트워크 소자

梁鎮模(正會員) 第 33卷 A編 第 11號 參照

宋在元(正會員) 第 33卷 A編 第 7號 參照

현재 경북대학교 전자전기공학부 교수