

## 적응형 전송속도를 갖는 Ku-대역 모노펄스 수신기 설계

# Monopulse Receiver Design with Adaptive Transmission Speed on Ku-Band

정 병 구 · 이 대 홍 · 주 태 환\*

Byeoung-Koo Jeong · Dae-Hong Lee · Tae-Hwan Joo\*

### 요 약

본 논문에서는 유·무인항공기 추적 등에 사용이 가능하며, 전송속도가 최대 274 Mbps에서도 추적이 가능한 3채널 RF 모노펄스 수신기에 대해 설계하였다. 통신용 신호를 이용한 모노펄스 수신기는 Ku-대역으로 설계되었으며, 하향 변환모듈, 신호 처리 모듈로 구성된다. 제안된 RF 모노펄스 수신기의 성능을 만족시키기 위해 전송속도에 따른 전송속도별 수신감도의 신호처리 기능이 구현되었고, 이를 위해 다양한 대역폭의 신호 수신 및 상호 주파수 간섭을 최소화하기 위하여 2종의 RF 필터로 구성된 수신기 구조를 적용하였다. 시스템 요구사항의 만족 여부를 확인하기 위해 AWR 시뮬레이션 툴을 이용하였다.

### Abstract

A three-channel radio frequency (RF) monopulse receiver using a data signal with a maximum transmission rate of 274 Mbps was designed. A monopulse receiver using a broadband communication signal was designed to operate in the Ku band, and it consists of a down-conversion module and a signal-processing module. To satisfy the performance of the proposed RF monopulse receiver, a signal-processing function less than the reception sensitivity for each transmission rate according to the adaptive transmission rate is required. To minimize signal reception and mutual frequency interference of various bandwidths, two RF filters were applied. To verify the satisfaction of system requirements, an AWR Corp. simulation tool was used.

Key words: Ku-Band, Receiver, Fractional-N, Monopulse, SAW Filter

## I. 서 론

모노펄스는 표적 또는 비콘에서 방사되는 신호를 검출하여 비교하는 로브(Lobe)비교 방식이라고 알려져 있으며 레이더, 위성통신, 데이터링크 등의 분야에 적용되고 있다. 데이터링크 분야에서는 지속파(continuous wave) 또는 펄스파(pulse wave) 신호 발생기인 비콘(Beacon)을 이용하여 추적에 이용하고 있다<sup>[1]</sup>. 그러나 비콘을 이용한

방식은 추적을 위한 별도의 주파수를 할당하여야 하며, 할당된 주파수는 신호간섭이나 재밍(Jamming)에 취약할 수 있다. 이런 문제점을 보완하기 위해 디지털 변조된 통신용 신호를 이용한 모노펄스 방식 등이 다양하게 연구되고 있다<sup>[2]</sup>. 최근 해외 선진국 및 국내의 데이터링크 시스템은 전송속도가 T3(45 Mbps)에서 T4(274 Mbps)로 발전하고 있으며, 이에 따라 전송 신호의 점유대역폭 또한 넓어지고 있다. 현재 국내에서 개발 중인 T4 데이터링크

한화시스템(Hanwha Systems Co. Ltd.)

\*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· Manuscript received January 12, 2018 ; Revised April 16, 2018 ; Accepted July 5, 2018. (ID No. 20180112-007)

· Corresponding Author: Byeoung-Koo Jeong (e-mail: bkoo.jeong@hanwha.com)

는 최대 274 Mbps의 데이터 전송이 가능하며, 단일 신호의 점유대역폭(occupied bandwidth)은 약 160 MHz에 이른다. 이외에도 10 종 이상의 가변 전송속도를 제공한다. 미국의 경우 전송속도 274 Mbps에서 단일 신호 점유대역폭이 300 MHz에 이르며, 선행기술로 연구 중인 DirecNet의 경우, 1.35 Gbps에서는 400 MHz에 이른다<sup>[3]</sup>. 이때 넓은 단일신호 대역폭을 처리하기 위해서는 신호처리부의 설계가 매우 복잡해지며, 개발 기간 및 비용의 증가를 초래한다. 본 논문에서는 2 Mbps에서 274 Mbps까지 10종 이상의 가변 전송속도에 따른 가변 점유대역폭을 운용하는 T4급 데이터링크 시스템에서 신호의 일부 대역폭만을 이용하여 각도와 방위각 신호처리가 가능한 적응형 Ku-대역 3채널 모노펄스 수신기를 설계하였다.

제안된 Ku-대역 모노펄스 수신기는 최대전송속도인 274 Mbps에서 단일 신호 점유대역폭이 약 160 MHz인 신호를 하향변환 후 기저대역 70 MHz에서 14 MHz 대역 통과 필터(band pass filter)를 통과한다. 대역 통과 필터를 통과하여 점유대역폭이 좁아진다. 일반적인 통신에서 이렇게 왜곡된 신호에서는 신호 복원이 불가하여 통신이 되지 않으나 모노펄스 신호처리에서는 신호의 크기와 위상 성분만이 필요하므로 신호 처리가 가능하다. 신호처리부에서는 각 채널의 크기와 위상만을 추출하여 합-채널과 차-채널의 크기 비율로 각도 정보와 합신호와 차신호의 위상 비교로 방향을 처리하는 방식이다. 이 경우 다양한 점유대역폭 신호로부터 기저대역 대역통과필터의 대역폭 신호 크기와 위상만을 처리 하므로 가변 전송속도에 따른 적응형 가변점유대역폭 신호처리가 가능하다.

## II. 본 문

그림 1은 일반적인 3채널 모노펄스 시스템의 구성도에 제안된 기저대역 통과필터를 적용한 구조이다. 모노펄스 시스템은 안테나부, RF부, 신호 처리부, 구동부로 구분할 수 있다. 안테나부는 4개의 피드혼(feed horns)부와 모노펄스 비교기를 포함하고 있다. 안테나로 수신된 신호는 4개의 피드혼(각 A, B, C, D라고 가정)에 입사 후, 모노펄스 비교기를 통해 합(sum) 신호(A+B+C+D), 방위각차(azimuth delta) 신호((A+B)-(C+D)), 양각차(elevation delta) 신

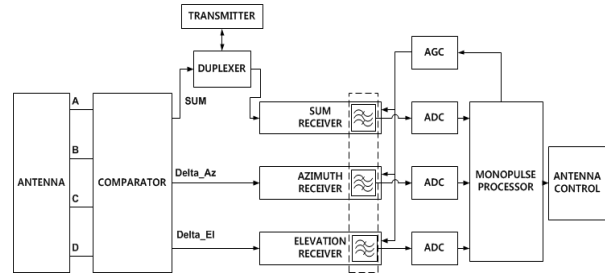


그림 1. 설계된 모노펄스 시스템의 기능 구성도  
Fig. 1. The block diagram of the designed monopulse system.

호((A+D)-(B+C))를 RF 수신기로 전송하고, RF 수신기는 저잡음 증폭과 이득 증폭을 통해 신호 처리부로 전송한다. 신호 처리부에서는 합(sum or  $\sigma$ ), 차(delta or  $\delta$ ) 신호로부터 크기 및 위상을 검출하여, 방위각과 양각의 각도를 처리한다<sup>[1]</sup>.

제안된 모노펄스 수신기의 주요 기능은 3채널 주파수 하향변환, 기저대역에서 점유대역폭 필터링과 전송속도에 따라 필터링된 신호의 신호처리부 입력범위를 조절하는 자동이득 조절(auto gain control) 기능으로 나뉜다. 신호 처리부는 입력 점유대역폭보다 좁아진 신호를 ADC 처리 후 합-채널과 차-채널의 크기 및 위상을 비교하여 오차각도와 방향을 산출한다.

### 2-1 Ku-대역 3채널 RF 수신기

3채널 RF 수신기의 하향변환 가능한 Ku-대역 동작 대역폭은 347.5 MHz로 설계되었다. 이 경우 최대 274 Mbps는 동시 2채널 운용이 가능하며, 합신호와 차신호 3채널을 동시에 하향변환하므로 합-채널과 차-채널의 실시간 비교가 가능한 장점이 있다.

그림 2는 3채널 RF 수신기 구성도이다. 3채널 수신기에서 차-채널 중 방위각과 양각은 동일한 구조이므로, 그림에서 한 채널은 제외하였다. Ku-대역 RF 수신기는 다음과 같은 요건을 고려하여 설계하였다.

주요 성능으로 잡음지수 7 dB 이하, AGC(Auto Gain Control) 75 dB 이상, 채널 간 격리도 40 dB 이상, 동일한 저위상잡음 국부발진기 및 광대역 특성, 기저대역 BPF 2중 적용, 운용대역폭 347.5 MHz와 주파수 가변 Step 500 kHz 등이다.

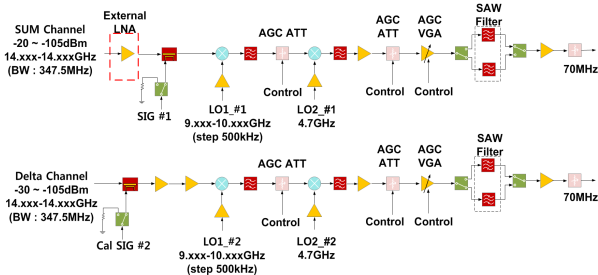


그림 2. Ku-대역 3채널 RF 수신기 구성도  
Fig. 2. The architecture of Ku-band module.

AGC는 가변 전송속도에 따른 신호처리부 입력 변화를 일정하게 조절하며, 합-채널의 값을 기준으로 차-채널에 동일한 값이 적용된다. 274 Mbps 전송속도부터 2 Mbps로 변화되는 전송속도의 동적 수신감도 범위 만족을 위하여 AGC 범위를 75 dB 이상으로 설계하여, 동일한 입력레벨을 신호처리부 ADC에 제공하기 위해 HMC624A 디지털 가변감쇄기와 HMC681A VGA(Variable Gain Amplifier)를 적용하였다.

채널의 격리도는 각 채널에서 누설되는 전력이 채널 간 영향이 없는 범위에서 규격으로 정의하였으며, 격리도 향상을 위해 기구적인 차폐구조를 적용하였다.

국부발진기는 채널 간 동일 경로 및 동일 출력력을 분배하여, 국부발진부에 의한 위상의 변화량 및 이득의 변화량을 최소화하도록 설계하였다.

수신입력 범위는 신호 대 잡음비와 잡음지수 등을 고려하여 전송속도 중 가장 낮은 2 Mbps에서 -105 dBm, 최대전송속도인 274 Mbps는 -75 dBm을 적용하였다. 이때 잡음지수는 7 dB 기준이며, 잡음지수의 개선은 수신감도를 향상시켜 수신입력레벨을 확장할 수 있다.

최대 수신레벨은 안테나의 방사패턴을 고려하여 차-채널을 10 dB 낮게 설계하였으며, 최종 기저대역 필터는 2종의 필터를 선택 가능하도록 설계하였다. 2종의 기저대역 필터는 14 MHz와 0.33 MHz 대역 통과 필터로, 추적 시험 시 0.33 MHz 한 종의 필터 적용으로도 모든 전송속도의 추적이 가능하였다. 그러나 14 MHz 필터의 적용은 대용량의 전송속도 전송 시 지상 및 탑재 장비 간의 다중 경로(multipath)에 의한 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)에 의해 BPF 대역폭 모두에서 신호 왜곡

이 발생할 수 있다. 이 경우 대역폭을 0.33 MHz보다 약 50배 큰 BPF를 적용하여 신호 처리 시 페이딩 영향을 반감시킬 수 있다.

그림 3은 RF 시뮬레이션 툴인 AWR을 통해 위 합-채널과 아래 차-채널의 이득, 잡음 지수를 분석하였고, 그림 4는 신호의 스펙트럼을 분석하였다. 잡음지수는 수신기 이득에 따라 저하될 수 있으므로 시뮬레이션을 통해 각 채널의 잡음지수를 검증하였다. 잡음 지수는 5.5 dB 이하, 시스템 이득은 83 dB로 시뮬레이션되었다.

그림 4는 2차 하향 변환후 중심주파수 70 MHz에서 14 MHz 대역통과 필터 후의 신호 특성을 나타낸다. 입력된 274 Mbps의 신호는 변조방식 8PSK, 심볼을 약 138 Msymbols/s로 설정하여 개발된 전송속도 점유대역폭을 모사하였다. 입력된 신호가 2차 하향변환 후 BPF에 의해 신호의 전력은 약 10 dB의 감쇄가 발생한다. 274 Mbps 이하의 180, 137, 90, 68, 45, 16, 8, 4, 2 Mbps 전송속도에서도 시뮬레이션하였으며, 각 전송속도의 전력손실은 식 (1)로 표현될 수 있으며, 전력손실은 기저대역의 필터 대역폭에

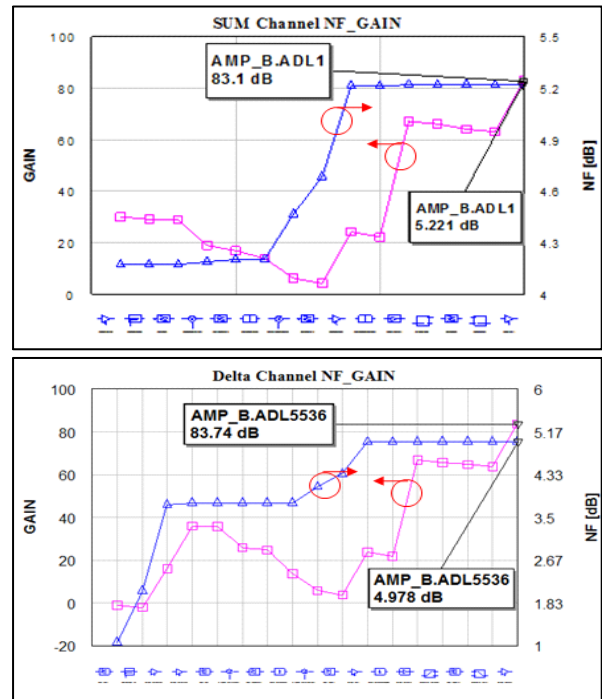


그림 3. Ku-대역 3채널 RF 시뮬레이션 결과  
Fig. 3. The 3 channel receiver simulation results.

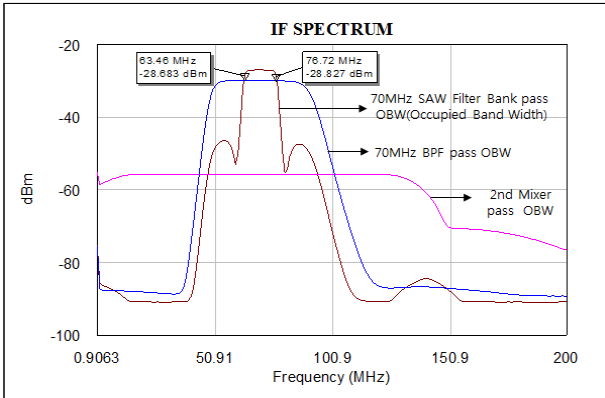


그림 4. Ku-대역 3채널 spectrum 시뮬레이션 결과  
Fig. 4. The 3 channel receiver spectrum simulation results.

따라 결정된다.

$$\text{전력손실 (dB)} = 10 \log (a(\text{Hz}) - b(\text{Hz})), a > b \quad (1)$$

$a$ 는 입력점유대역폭,  $b$ 는 기저대역 BPF 대역폭이다. 전력손실은 AGC의해 신호처리부 입력을 자동 조절하여, 식 (3)으로 유도되므로 신호처리에 문제가 되지 않는다.

## 2-2 국부 발진부

위상잡음은 인접 채널 등에서 간섭과가 존재할 경우, 국부 발진기 출력과 혼합되어 하향 변환되면, 상호 혼합(reciprocal mixing)으로 신호 오염 및 디지털 변조신호의 위상에 영향을 줄 수 있다<sup>[4]</sup>. 국부발진부는 2중 하향변환을

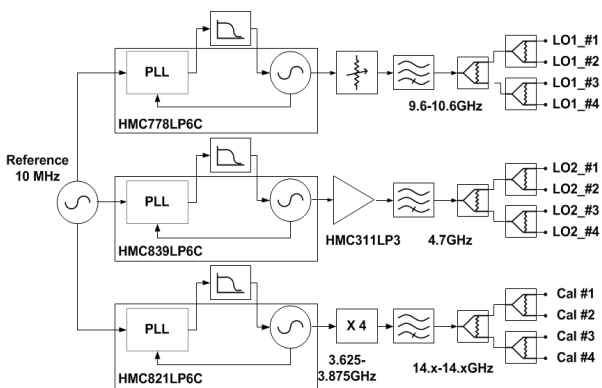


그림 5. Ku-대역 주파수 변환 모듈 블록도  
Fig. 5. The architecture of Ku-band module.

위한 국부신호(local oscillator) 제공과 주파수를 500 kHz 단위로 가변이 가능한 분수-N(Fractional-N) 구조의 주파수 합성기능을 갖는다.

1차 하향 변환용 위상고정루프(phase-locked-loop) 소자는 HMC778LP6C, 2차 하향변환용 PLL은 HMC839LP6C를 사용하였다. 1차 하향변환용 PLL의 운용 대역폭은 최대 1.2 GHz까지 가능하며, 넓은 대역폭 운용을 위하여 4차 필터 능동 루프필터(loop filter)를 적용하여 설계되었다. 이때 PLL 전압제어 발진기(voltage controlled oscillator: VCO) 내장형을 적용하여 크기 및 소비 전력을 최소화 하였다. 2차 PLL 소자도 동일 방식을 적용하였다.

전체 위상잡음은 기준 신호(reference oscillators) 특성과 위상검출기(phase detector: PD), 시그마 델타 모듈레이터(sigma delta modulator: SDM), 루프 필터, VCO 등의 합으로 구성된다. 위상 잡음 개선을 위해 10 MHz의 높은 기준 신호와 수정발진기의 종류인 OCXO(Oven Controlled Crystal Oscillators)를 적용하였다<sup>[5][6]</sup>.

설계된 루프 대역폭은 50 kHz로 시뮬레이션 결과, 1 kHz에서 -92 dBc/Hz, 10 kHz에서 -90 dBc/Hz, 100 kHz에서 -98 dBc/Hz, 1 MHz에서 -115 dBc/Hz로 설계되었다. 2차 하향변환용 PLL은 위상잡음 개선을 위해 분주비를 고정하여 위상잡음에 유리한 4차 수동 루프 필터를 적용하였다<sup>[7]</sup>.

시뮬레이션 결과, 1 kHz에서 -99 dBc/Hz, 10 kHz에서 -105 dBc/Hz, 100 kHz에서 -103 dBc/Hz, 1 MHz에서 -132 dBc/Hz이다.

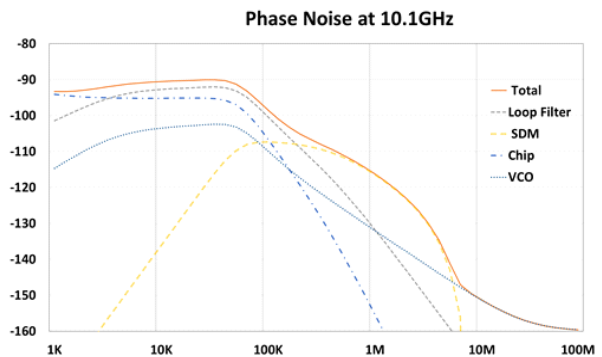


그림 6. Ku 대역 PLL 시뮬레이션 결과  
Fig. 6. PLL simulation results on Ku band.

### 2-3 신호 처리부

신호 처리부는 RF 수신기에서 점유대역폭이 좁아진 신호를 처리한다. 이때 좁아진 점유대역폭 신호는 신호처리에 유리한 장점을 가진다.

그림 7은 신호 처리부의 구성도이다. 신호 처리부는 ADC, FPGA로 구성을 단순화하였다. 신호 처리부는 RF 수신기에서 점유대역이 변경된 신호를 ADC와 디지털하향변환(digital down conversion)을 거쳐 I/Q 신호로 분리하여 각 채널의 크기와 오차각을 계산한다.

그림 8은 신호처리부 신호 흐름도로 ADC 입력된 신호를 56 MHz의 주파수로 샘플링(sampling)하여, 생성된 14 MHz의 이미지가 FPGA 내부에서 14 MHz 수치 제어 오실레이터(numerically controlled oscillator: NCO)에 의해 최종 신호처리를 위한 주파수인 Zero-IF 신호로 변환된다. 그리고 디지털 저대역 통과필터(low pass filter: LPF)로는

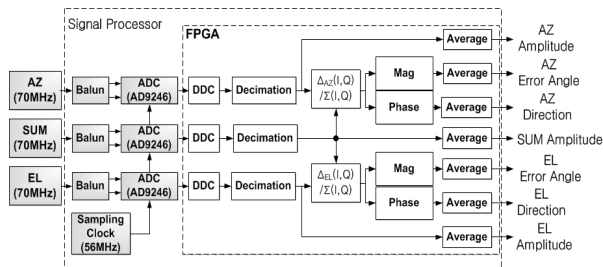


그림 7. 신호 처리부 블록도  
Fig. 7. The architecture of signal processor module.

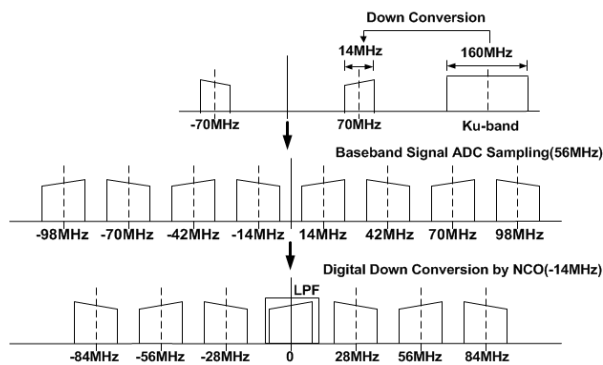


그림 8. DDC 신호 흐름도  
Fig. 8. The digital signal processing of digital down conversion.

데시메이션(decimation)을 통해 입력주파수 대비 10배 낮게 설계되었다. 데시메이션은 샘플링된 신호의 신호 대역폭을 낮추는 기능도 수행한다<sup>8)</sup>. LPF를 거친 신호는 FPGA 내에서 신호처리를 수행한다.

### 2-4 시스템

그림 9는 모노펄스에서의 이론적인 신호처리 과정이다<sup>11)</sup>.  $\delta$ 는 차의 위상과 합의 위상을 뺀 위상이며,  $s$ 와  $d$ 는 합-채널과 차-채널의 크기와 위상으로 표현될 수 있다. 이때 AGC에 의한 크기 값인  $|s|$ 는 합-채널과 차-채널에서 동일한 이득일 경우 제거가 가능하다. 단 합-채널과 차-채널의 이득이 다를 경우 이득 차에 따른 상수 값은 기울기에 영향을 준다.

결과적으로 합( $s$ ) 신호와 차( $d$ ) 신호의 수식은 식 (2)와 같고, 두 성분의 곱은 최종적으로 식 (3)으로 도출된다.

$$\begin{aligned} s(t) &= |s| \cos(\omega t + \delta_s) \\ d(t) &= |d| \cos(\omega t + \delta_d) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\frac{|s|}{|s|} \frac{|d|}{|s|} \cos\delta = \frac{|d|}{|s|} \cos\delta \quad (3)$$

그리고 모노펄스에서 거리 측정은 전송속도에 대한 정보와 식 (1)을 반영하여 측정될 수 있다.

위 수식 결과에 따라 시스템은 제작된 안테나 이득을 반영하고, 수신기 이득이 동일할 경우로 가정하였다. 안테나는 파라볼라 형태로 이득은 42 dBi이며, 3 dB 빔폭은  $-0.7^\circ$ 에서  $+0.7^\circ$ 이다. 안테나를 포함한 정규화된 모노펄스 수신기의 기울기 시뮬레이션 결과는 그림 10과 같다.

### III. 측정 결과

제작된 3채널 모노펄스 수신기는 그림 11과 같다. 제작

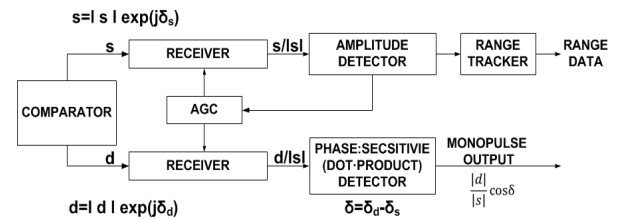


그림 9. 모노펄스 추적 이론  
Fig. 9. Processor using phase and linear amplitude of  $s$  and  $d$ .

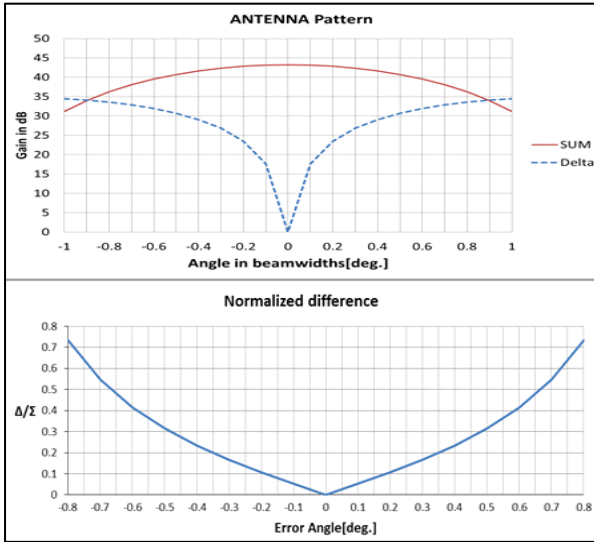


그림 10. 안테나를 포함한 시스템 모노펄스 기울기  
Fig. 10. Delta/Sum ratio of system.



그림 11. 모노펄스 수신기  
Fig. 11. The fabricated monopulse receiver.

된 모노펄스 수신기의 측정 항목은 신호 특성 및 크기, 잡음 지수와 위상잡음 측정 결과를 도시하였으며, 최종 안테나를 포함하여 측정 한 모노펄스 기울기 결과를 도시하였다.

### 3-1 RF 수신기 측정결과

신호의 모사는 Rohde-Schwarz사의 PSG 벡터 신호 발생기를 이용하여 8PSK 변조방식의 최대 274 Mbps, 최소 2 Mbps 신호를 모사하였으며, 신호분석을 위하여 Keysight의 신호 분석기를 이용하여 채널전력을 측정하였다.

그림 12는 시뮬레이션과의 비교를 위해 동일 입력기준으로  $-30$  dBm 출력이 되도록 AGC를 고정으로 하였고, IF필터는 14 MHz 필터를 설정하였다. 기저대역 70 MHz

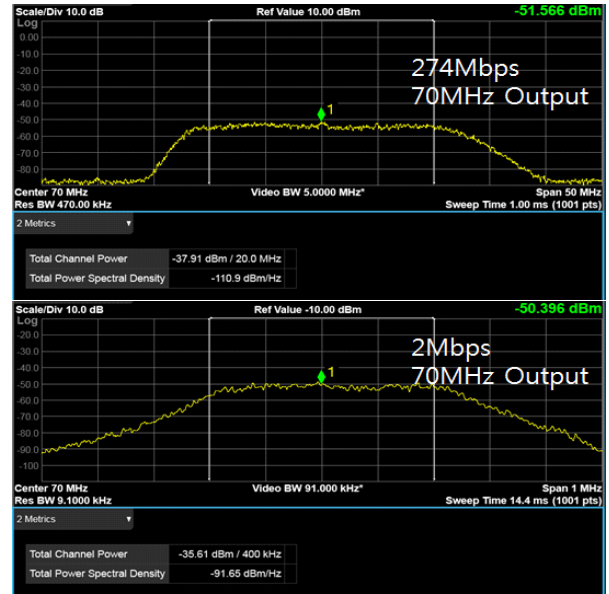


그림 12. 측정된 기저대역 신호  
Fig. 12. Modulation output on baseband.

에서 채널파워 기준 약  $-38$  dBm으로 시뮬레이션 대비 2 dB 높은 원인은 14 MHz 필터의 대역폭 특성 영향이다. 2 Mbps 신호는 0.33 MHz 기저대역 SAW 필터 적용으로 삽입손실 증가에 의해  $-35.61$  dBm으로 측정되었으며, 수신기 이득 및 수신파형 성능을 확인하였다.

70 MHz에서의 SUM채널 위상 잡음 측정 결과, 1 kHz에서  $-87$  dBc/Hz, 10 kHz에서  $-88$  dBc/Hz, 100 kHz에서  $-97$  dBc/Hz, 1 MHz에서  $-133$  dBc/Hz로 측정되었으

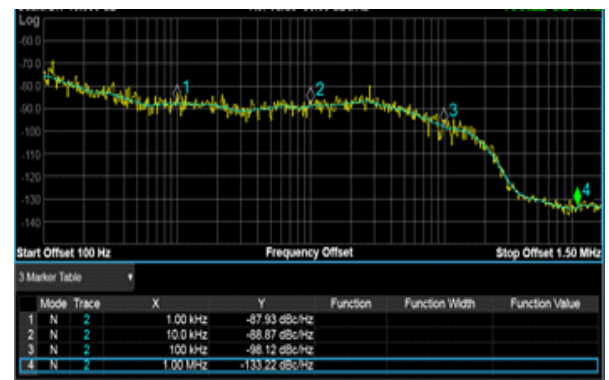


그림 13. SUM 채널 위상노이즈 측정 결과  
Fig. 13. Measured result of phase-noise on baseband.

며, 시뮬레이션 결과보다 2~3 dBc/Hz의 열화된 성능은 루프필터의 튜닝과정에서 발생하였다. 그리고 3채널 모두 동일 국부발진기에서 분배되므로 3채널 모두 동일한 위상잡음 결과를 확인하였으며, 위성통신 등에서 적용하는 MIL-STD-188-164A의 미국방 규격의 위상잡음 규격보다 우수한 결과를 확인하였다<sup>9)</sup>.

RF 수신기의 잡음지수는 5.5 dB 이하, 각 채널 격리도는 70 dB 이상, 입력 동적범위는 -20~-105 dBm의 성능을 확인하였다.

### 3-2 모노펄스 수신기 기울기 측정결과

모노펄스 수신기의 결과는 그림 14 및 그림 15와 같다. 측정은 Ku-대역 안테나의 Far-field 조건이며, 송신 장비에서 각각의 가변 전송속도를 송신하여 지상에서 신호처리된 각 채널의 결과에 대한 기울기 값을 나타내었다.

그림 14는 274 Mbps 전송속도에 대한 기저대역 14 MHz BPF를 적용한 최종 기울기 결과이다. 최종 기울기는 모노펄스 수신기 운용 대역폭인 약 350 MHz에서 측정되었다. 측정대역은 274 Mbps 전송속도의 대역폭을 기준으로 낮은 대역, 중간대역, 높은 대역 3개의 주파수 대역으로 나누어 방위각(AZ), 양각(EL)을 각각 측정하였다.

신호 처리부 IF 입력은 AGC된 -10 dBm 기준이며, 양각과 방위각 측정은 0.1도 단위로 측정, 3 dB 빔폭인 ±0.7

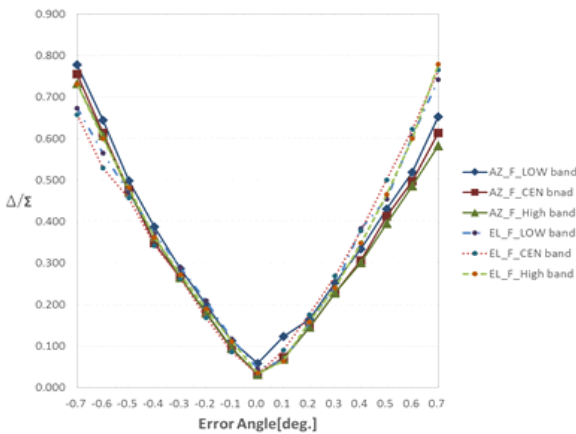


그림 14. 14 MHz 적용 기울기 측정 결과  
Fig. 14. Measured result of system on 14 MHz bandwidth filter.

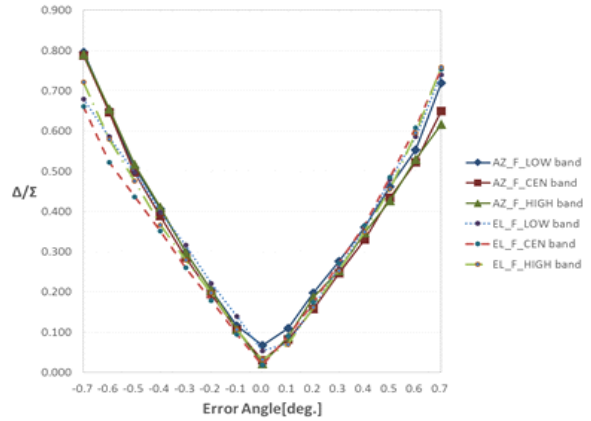


그림 15. 0.3 MHz 필터 적용 기울기 측정 결과  
Fig. 15. Measured result of system on 0.33 MHz bandwidth filter.

도까지의 측정결과를 기울기로 나타내었다.

그림 15는 동일한 조건으로 2 Mbps 전송속도에 대한 기저대역 0.3 MHz 필터를 적용한 최종 기울기 결과이다. 또한 입력레벨 변화에 따른 기울기 결과도 확인하였다.

## IV. 결 론

본 논문에서는 Ku-대역 최대 274 Mbps에서 최소 2 Mbps 데이터 신호를 이용한 모노펄스 수신기 설계 및 제작을 통한 모노펄스 수신기의 성능을 제시하였다. Ku-대역 RF 수신기의 성능을 검증하였으며, 검증된 RF 수신기를 적용, 안테나를 포함한 시스템의 오차 각도 및 방향을 산출하였다.

시험결과, 274 Mbps에서부터 2 Mbps까지 가변되는 점유대역폭 및 기저대역 BPF에 의해 좁아진 점유대역폭 신호를 이용한 각도와 방향 산출이 문제가 없음을 확인하였다. 또한 각 전송속도별 오차 각도의 기울기를 확인하였다. 274 Mbps 이하의 180, 137, 90, 68, 45, 16, 8, 4 Mbps 전송속도 및 설계된 수신레벨에서도 후 보정을 통해 RMS (Root Mean Square) 0.1도 이하의 최종 추적 성능을 확인하였다. 또한, 실제 운용환경에서도 추적 시험을 통해 Ku-대역 모노펄스수신기의 야외 운용 추적 성능을 검증하였다.

본 논문에서는 다양한 가변 전송속도에서 가변되는 점유대역폭 신호를 이용하여 각각의 추적 성능을 확인하였

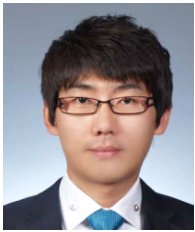
으며, 본 논문에서 제안한 구조를 적용할 경우, 다양한 접유대역폭 신호의 적응형 신호처리가 가능하며, 다양한 모노펄스 시스템 설계 등에 적용이 가능하다.

### References

[1] S. M. Sherman, D. K. Barton, *Monopulse and Principles and Techniques*, Artech House, pp. 1-12, 143-174, 2013.  
 [2] 강병욱, 권혁자, 이영진, "단일채널 모노펄스시스템의 구현 및 성능 검증," 한국전자과학회논문지, 27(10), pp. 900-908, 2016년 10월.  
 [3] 강위필, 송주형, 이경훈, 이대홍, 정성진, 최형진, "차세대 한국형 공용데이터링크 개발을 위한 국·내외 공용데이터링크 기술 동향 분석," 한국통신학회논문지, vol. 39A, pp. 209-222, 2014년 3월.  
 [4] B. Razavi, R. Behzad, *RF Microelectronics*, Prentice Hall,

pp. 32-64, 243-248, 1998.  
 [5] D. Banerjee, *PLL Performance, Simulation, and Design*, Dog Ear Publishing, pp. 35-56, 2001.  
 [6] H. Ameri Mahabadi, M. Moghavvemi, "Assemble a Ku-band frequency synthesizer," *Microwaves & RF*, vol. 48, no. 1, pp. 80-84, Jan. 2009.  
 [7] 김정훈, 박범준, 김지홍, 이규송, "이중 PLL 구조 주파수 합성기의 위상잡음 개선," 한국전자과학회논문지, 25(9), pp. 903-911, 2014년 9월.  
 [8] 강호진, 김형원, "고속 고성능 시그마-델타 ADC를 위한 최소왜곡 데시메이션 필터의 설계 및 분석," 한국정보통신학회논문지, 19(11), pp. 2649-2655, 2015년 11월.  
 [9] *Interoperability of SHF Satellite Communication Terminals*, MIL-STD-188-164A, 2012.

### 정 병 구



2001년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학사)  
 2003년 2월: 한국해양대학교 전파공학과 (공학석사)  
 2009년 12월: 단암시스템즈(주) 선임연구원  
 2009년 12월~현재: 한화시스템 전문연구원  
 [주 관심분야] 초고주파 송수신기 및 시스템, DATA LINK 시스템 설계 등

### 주 태 환



2008년 2월: 부산대학교 전기및전자공학부 (공학사)  
 2010년 2월: 한국과학기술원 전기전자학과 (공학석사)  
 2014년 2월: 한국과학기술원 전기전자학과 (공학박사)  
 2016년 4월: 삼성 S. LSI 책임연구원  
 2016년 10월~현재: 국방과학연구소  
 [주 관심분야] 데이터링크, RF Transceiver 설계 등

### 이 대 홍



2007년 2월: 성균관대학교 전자전기공학과(공학사)  
 2009년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학석사)  
 2010년 1월~현재: 한화시스템 전문연구원  
 [주 관심분야] 모뎀 및 시스템, DATA LINK 시스템 설계 등