

OTM(On-The-Move) 위성 통신 시스템을 위한 저잡음 증폭기 출력채널 단일화 구조 및 위상보정 방안

권 건 섭*, 유 흥 균°, 허 중 완*, 황 기 민*, 장 명 진*

Double-Input Single-Output Architecture of LNA and Correction Method of Phase Variation for OTM Satellite Communication System

Kun-sup Kwon*, Heung-Gyoon Ryu°, Jong-Wan Heo*, Ki-Min Hwang*, Myung-Jin Jang*

요 약

본 논문에서 제안된 OTM(On-The-Move) 위성통신 시스템은 차량에 탑재하여 주행중에도 위성통신을 제공하기 위해 이중모드 모노필스 추적 방식을 사용한다. 이 방식에서는 저잡음 증폭기(Low Noise Amplifier)가 2개의 입력과 2개의 출력을 가지는 것이 기본 설계 구조이나, 본 논문에서는 OTM 위성통신 시스템의 소형 경량화를 위해 저잡음 증폭기 내에 하향변환부를 추가한 출력채널 단일화 구조를 제안한다. 그러나 출력 채널 단일화 구조에서는 기본모드와 고차모드 경로에서 시간에 따른 위상 차이의 변화가 발생하므로 저잡음 증폭기내에 파일럿 신호를 추가하여 파일럿 신호 위상차와 비교함으로써 시간에 따른 위상 변화를 제거하는 방안을 제시하고 주행시험을 통해 검증한다.

Key Words : On the move, Satellite communication system, Phase correction, Low noise amplifier

ABSTRACT

In this paper, a double-input single-output architecture of a LNA(Low Noise Amplifier) is presented to enable to be devised for light weight and small-sized OTM(On-The-Move) satellite communication system suitable to be mounted on vehicles. In spite of advantages of the double-input single-output architecture of a LNA such as reduction of the number of physical channels, it results in time-varying phase error between a fundamental mode path and a high-order mode path. This paper shows that the error can be corrected by adding pilot signals to the LNA and using signal processing, and also gives the measurement data to use the method mentioned above.

1. 서 론

고속 이동체에서 실시간 위성 추적하거나 고정용 위성지구국에서 이동하는 위성을 추적하기 위해서는

정밀한 위성 추적 시스템을 갖추어야 한다. 소형/경량화가 필수인 OTM(On-The-Move) 위성통신 시스템의 위성 추적 방식은 탑재된 플랫폼의 기동성 증가하고 주파수가 높을수록 더 높은 추적 정확도를 요구한다.

* First Author : Agency for defense development, kevin.kwon@add.re.kr, 정희원

° Corresponding Author : Department of Electronic Engineering, Chungbuk National University, ecomm@cbu.ac.kr, 정희원

* Agency for defense development, dangke@add.re.kr, kiminida@add.re.kr, mjin@add.re.kr

논문번호 : KICS2014-10-439, Received October 31, 2014; Revised December 22, 2014; Accepted December 22, 2014

기준에 흔히 사용하던 스텝추적 방식은 추적 정확도를 높이는데 한계가 있으므로 안테나의 구조가 복잡해지더라도 정확도와 추적 시간이 빠른 모노펄스 추적 방식을 기동성이 높은 플랫폼을 위해 사용하게 되었다.

일반적으로 모노펄스 추적 방식은 통신 신호 이외에 고각 및 방위각의 오차정보를 갖는 오차 신호를 별도로 출력하고, 통신 신호와 오차 신호를 신호처리하여 고각 및 방위각의 오차정보를 추출한다. 따라서 모노펄스 추적 방식의 수신경로는 기본 통신 신호의 수신경로 이외에 고각 오차 정보를 갖는 오차 신호, 방위각 오차 정보를 갖는 오차 신호를 위한 경로를 추가로 필요로 한다¹⁻⁵⁾.

다중모드 모노펄스 추적 방식을 사용하는 OTM 위성통신 시스템은 비콘 신호를 주파수가 동일한 기본 모드 신호와 고차모드 신호로 분리하여 2개의 물리적 채널로 저잡음 증폭기에 신호를 전달한다. 여기서 기본모드 신호는 통신용 신호와 동일하고, 고차모드 신호는 방위각 및 고각의 오차정보를 포함하는 오차 신호를 의미한다. 그러므로 저잡음 증폭기는 2개의 입력과 2개의 출력을 가지는 것이 기본 설계 구조이다.

그림 1과 그림 2는 본 논문에서 제안하는 다중모드 모노펄스 추적 방식을 사용하는 Ka 대역 송신, K 대역 수신 OTM 위성통신 시스템 형상과 주요 기능 블록도를 나타낸다. 그림 2에서 OTM 위성통신 시스템은 크게 로터리조인트를 기준으로 고정부와 구동부로 나눌 수 있다. 고정부는 차량의 내외부에 고정되어 차

량의 움직임과 동일하게 움직이는 부분이며, 구동부는 차량의 외부의 레이돔 내에 장착되며 차량의 운동과는 상관없이 위성을 추적하기 위해 지속적으로 움직이는 부분이다. 따라서 저잡음 증폭기의 출력신호 개수는 고정부와 구동부를 연결하는 로터리조인트 채널 수보다 작아야 하며 출력 신호 개수가 많아질수록 로터리조인트의 구현이 어려워지므로 페데스탈 장치구조가 복잡해지고 무거워지는 등 제작비용 상승을 초래한다.

본 논문의 II장에서는 정밀한 위성 추적을 위한 다중모드 모노펄스 추적 방식은 유지하면서, OTM 위성단말의 소형/경량화를 위하여 로터리조인트로 직접 연결되는 저잡음 증폭기의 출력신호를 단일화하는 구조를 제안하고, III장에서는 저잡음 증폭기의 채널 단일화로 인한 추적 오차 신호의 위상이 시간에 따라 변동하는 현상을 보정하는 방안을 측정 결과와 함께 제시한다.

II. 저잡음 증폭기의 출력채널 단일화 구조

그림 2에서 제안한 OTM 위성통신 시스템의 안테나에서 출력되는 신호는 OMT(Orthomode Transducer)에서 출력되는 신호와 모드커플러(Mode Coupler)에서 출력되는 신호 2가지가 있다. 여기서 저잡음 증폭기는 2개의 신호를 동일한 이득으로 저잡음 증폭하는 역할을 수행한다. 그러나 앞서 언급하였듯이 저잡음 증폭기의 2개 채널 출력은 로터리조인트 채널 개수, 케이블 등과 같은 시스템 전체의 복잡도에 영향을 끼치므로 이를 해결하기 위한 방법으로 저잡음 증폭기에서 채널 개수를 줄이는 방안이 필요하게 된다. 표 1은 제안된 저잡음 증폭기의 주요 사양을 나타낸다.

표 1. 저잡음 증폭기의 주요 사양
Table 1. Spec. of Low Noise Amplifier.

Items	Contents	Remarks
Freq.	20.1~21.2 GHz	
Inputs	Fundamental mode signal	Output of OMT
	High-order mode signal	Output of mode coupler
Output	Fundamental and high-order mod signal	single channel
Gain	56 dB	
Noise Figure	<1.6 dB	
Size	125x175x36 mm	
Weight	< 1.2 Kg	

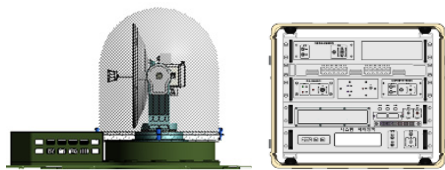


그림 1. OTM 위성통신 시스템 형상
Fig. 1. Picture of OTM Satellite Communication System.

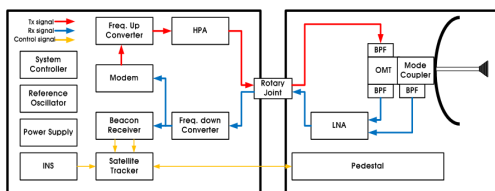


그림 2. OTM 위성통신 시스템 주요 기능 블록도
Fig. 2. Functional Diagram of OTM Satellite Communication System.

그림 3은 표 2에서 제시된 사양을 바탕으로 제안한 저잡음 증폭기의 기능블록도를 나타낸 것으로 고차모드의 경로에 주파수 하향변환부 기능이 포함되어 있는 것을 특징으로 한다. 고차모드 신호는 데이터 신호가 아닌 위성 추적을 위한 비콘 신호만 수신하므로 기본모드 경로보다 상대적으로 주파수 대역폭이 좁아 신호의 주파수 변환이 기본모드에 비해 용이하다. 따라서 이 특성을 이용하여 고차모드 경로에 하향변환부를 삽입하였고, 더불어 주파수 혼합기(Mixer) 입력을 위한 국부발진 신호를 발생시키는 위상고정루프(Phase Lock Loop) 회로도 추가 하였다.

하향변환부는 2개의 단계를 거쳐 주파수를 하향변환 한다. K대역 신호를 X대역 신호로 변환을 한 후 이를 다시 K대역으로 변환하였다.

그림 4는 출력채널 단일화 구조를 갖는 저잡음 증폭기 입출력 신호의 주파수 대역 분포를 나타낸다. 기본모드 비콘 신호와 동일한 주파수의 고차모드 비콘 신호는 저잡음 증폭기 내부의 국부발진기와 혼합하여 수신신호와 분리되고 수신신호와 인접한 주파수로 하향 변환된다. 최종 출력 신호는 로터리조인트 채널 대역폭 이내에 주파수 분리된 고차모드 비콘 신호, 기본모드 데이터신호, 기본모드 비콘 신호를 모두 포함하므로, 로터리조인트의 물리적 채널수를 1개로 줄일 수 있다.

두 개의 저잡음 증폭 경로를 통해 최종적으로 결합되는 구조는 서로서로 양쪽 경로의 신호에 잡음 스스로 작용하게 되어 잡음 지수가 3dB 증가한다. 이를 방지하기 위해 그림 4에서와 같이 기본모드 신호와 하향 변환된 고차모드 신호의 결합시 상호 대역에 잡음의 영향을 주지 않기 위해 신호 결합기(Combiner)가 아닌 듀플렉스(Duplexer)를 사용하여야 한다.

기본모드 신호와 고차모드 신호가 결합된 저잡음 증폭기의 출력신호는 그림 2에 나타내었듯이 동일한 RF 경로를 통해 비콘 수신기까지 함께 전달되고 비콘 수신기에서 두 신호는 IF 주파수에서 분리된 후 디지털

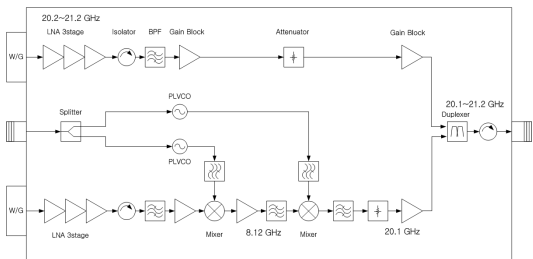


그림 3. 저잡음 증폭기 기능 블록도
Fig. 3. Functional Diagram of LNA.

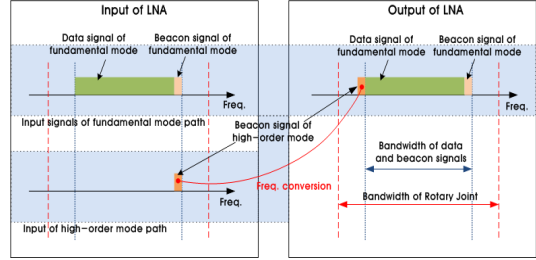


그림 4. 입/출력 신호의 주파수 대역 분포
Fig. 4. Distribution of Freq. at Input/Output of LNA.

형태로 변환하여 신호처리 된다.

III. 파일럿 신호를 이용한 위상보정 방안

3.1 시간에 따른 추적 오차 신호의 위상변화

다중모드 모노필스 추적 방식은 안테나 빔축이 위성방향으로부터 벗어났을 때 급전혼조림체로 여기되는 기본모드(Σ_{signal})신호와 동일한 주파수의 고차모드(Δ_{signal})신호를 이용하여 θ , ϕ 와 같은 각도 오차 정보를 얻는다^{[14][21]}. 즉, 추적 오차 신호를 고차모드 신호와 기본모드 신호의 비로 정의 되었을 때 그림 6에서 나타낸 θ , ϕ 만의 함수로 표현될 수 있다. 그림 5는 위성 신호의 수평 및 수직이동에 따른 θ , ϕ 와 같은 각도 오차 정보를 안테나 개구면을 기준으로 하는 로컬(local) 좌표계를 나타낸다.

위성으로부터 수신된 기본모드 신호 및 고차모드 신호를 이용하여 생성되는 추적 오차 신호는 다음과 같이 표현이 가능하다^[11].

$$\frac{\Delta_{signal}}{\Sigma_{signal}} = A \cdot e^{j\phi} \tag{1}$$

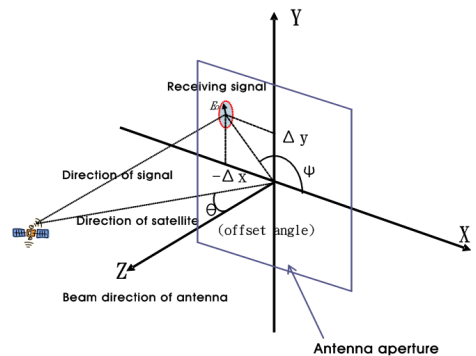


그림 5. 안테나 좌표계에서의 추적 오차 신호
Fig. 5. Tracking Error Signal at Antenna Coordinate System.

여기서 A 는 추적 오차 신호의 진폭을 나타내며, 추적 오차 신호 진폭은 Z축에서 떨어진 거리에 비례하므로, θ 와 다음의 관계를 갖는다.

$$A = K\theta \quad (2)$$

여기서 K 는 비례상수로서 측정된 진폭과 실제 각도와 관계로부터 유도된다.

일반적인 다중모드 모노필스 추적 시스템은 위성의 비콘 신호로부터 기본모드 신호와 고차모드 신호로 분리하여 저잡음 증폭기에 신호를 전달한다. 저잡음 증폭기에서 각각 출력된 기본모드 신호와 고차모드 신호는 로터리조인트를 통해 각각의 독립된 주파수 하향변환기를 거친 후 ADC (Analog to Digital Convertor)를 통해 디지털화 하여 두 비콘 신호의 진폭과 위상을 비교한다.

본 논문에서 제안한 시스템은 2장에서 설명 하였듯이 로터리조인트의 복잡도를 줄이기 위해 저잡음 증폭기의 출력채널 단일화 구조를 제안하였다. 그림 2에서 수신경로는 기본모드 신호와 고차모드 신호가 저잡음 증폭기 입력 후 단일 채널로 변환 되고, 그림 5와 같이 변환된 신호는 하나의 RF 경로를 통해 하향 변환 되어 비콘 수신기로 전달됨을 알 수 있다. 하지만 그림 4로부터 저잡음 증폭기내 기본모드 신호와 고차모드 신호의 수신경로가 동일하지 않고, 고차모드 신호에 대한 주파수 변환 회로가 추가되었음을 알 수 있다. 이러한 이유로 수신 경로에서 추가로 사용된 능동소자의 특성에 의해 시간에 따라 진폭 및 위상 값이 독립적으로 움직이게 된다. 만약 기본모드 신호와 고차모드 신호의 상대적 진폭과 위상 값이 시간에 따라 변한다면 모노필스 안테나의 추적 시스템은 수평 및 수직 값을 구분하지 못할 뿐만 아니라 변위 자체도 오차를 갖게 된다.

안테나 출력 즉, 저잡음 증폭기 입력에서 기본모드 신호와 고차모드 신호를 식 (1)의 표현방식을 고려하여 식 (3), 식 (4)로 분리하여 표현할 수 있다.

$$\Sigma_{signal}^{in} = A_o \cdot e^{j\phi_o} \quad (3)$$

$$\Delta_{signal}^{in} = A_h \cdot e^{j\phi_h} \quad (4)$$

여기서 A_o , A_h 는 기본모드 신호와 고차모드 신호의 진폭을 나타내고, ϕ_o , ϕ_h 는 각각 기본모드 신호와 고차모드 신호의 위상을 나타낸다. 즉 $A = A_h/A_o$ 이고, $\phi = \phi_h - \phi_o$ 의 관계에 있다.

위의 신호들은 하향변환을 거쳐 비콘 수신기에 입력되어 디지털화 되고, 비콘 수신기에서는 디지털화된 기본모드와 고차모드 신호의 추적 오차 신호로부터 안테나의 방향과 관련된 위상 값과 진폭 값을 얻을 수 있다. 따라서 비콘 수신기 입력의 신호들은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\Sigma_{signal}^{out} = (G_{o,sys} + G_{o,err}(t))A_o \cdot e^{j(\phi_o + \phi_{\alpha sp} + \phi_{\alpha err}(t))} \quad (5)$$

$$\Delta_{signal}^{out} = (G_{h,sys} + G_{h,err}(t))A_h \cdot e^{j(\phi_h + \phi_{h sp} + \phi_{h err}(t))} \quad (6)$$

여기서 $G_{o,sys}$, $G_{h,sys}$ 는 독립된 경로의 각각의 초기 이득 값을 표현하고, $G_{o,err}(t)$, $G_{h,err}(t)$ 는 독립된 경로의 이득이 시간에 따라 독립적으로 변화함을 표현한다. 마찬가지로 위상측면에서 $\phi_{o,sys}$, $\phi_{h,sys}$ 는 독립된 경로의 초기 위상 값을 의미하고, $\phi_{o,err}(t)$, $\phi_{h,err}(t)$ 는 시간에 따른 위상의 변화를 표현한다.

식 (5)와 식 (6)을 이용하여 추적 오차 신호 즉, $\Delta_{signal}^{out} / \Sigma_{signal}^{out}$ 을 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{\Delta_{signal}^{out}}{\Sigma_{signal}^{out}} = \frac{(G_{h,sys} + G_{h,err}(t))A_h}{(G_{o,sys} + G_{o,err}(t))A_o} \cdot e^{j((\phi_h + \phi_{h sp}) - (\phi_o + \phi_{\alpha sp}) + (\phi_{h err}(t) - \phi_{\alpha err}(t)))} \quad (7)$$

식 (7)의 기본모드 신호와 고차모드 신호의 출력비교 값에서 시간에 따른 오류를 발생시키는 항으로 진폭에서는 $G_{o,err}(t)$, $G_{h,err}(t)$ 가 있고, 위상에서는 $\phi_{h,err}(t) - \phi_{\alpha err}(t)$ 임을 알 수 있다.

일반적으로 고차모드 신호의 이득과 기본모드 신호의 이득이 거의 동일하도록 설정하고, 또한 시스템 이득이 시간에 따른 오차 이득보다 훨씬 크므로 식 (7)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\Delta_{signal}^{out}}{\Sigma_{signal}^{out}} \approx \frac{A_h}{A_o} e^{j((\phi_h - \phi_o) + (\phi_{h sp} - \phi_{\alpha sp}) + (\phi_{h err}(t) - \phi_{\alpha err}(t)))} \quad (8)$$

여기서 $G_{h,sys} \approx G_{o,sys}$ 이고, $G_{h,sys} \cdot G_{o,sys} \gg G_{h,err}(t), G_{o,err}(t)$ 이다. 식 (8)로부터 시간에 따른 진폭에 대한 오차는 시스템 이득이 크면 클수록 진폭 정보에 큰 영향이 없지만, 시간에 따른 위상 오차에 의한 영향은 여전히 중요함을 알 수 있다. 실제 대부분의 저잡음 증폭기를 포함하는 수신경로의 이득은 60

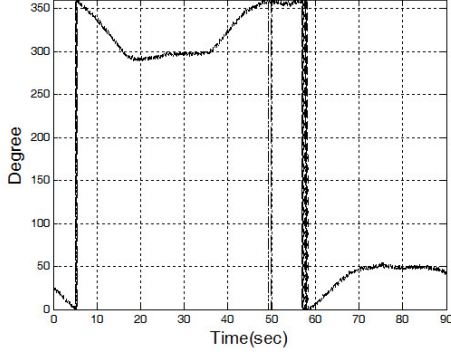


그림 6. 추적 오차 신호의 위상변화
Fig. 6. Phase Variation of Tracking Error Signal.

dB ~ 100 dB 이상이므로 시간에 따른 추적 오차 신호의 변화는 거의 없다.

시간에 따른 추적 오차 신호($\Delta_{signal}^{out} / \Sigma_{signal}^{out}$)의 위상 값의 변이 정도를 확인하기 위해 비콘 수신기에서 약 1분 30초간 측정된 값을 그림 6에 나타 내었다. 초기의 22°의 위상 값이 시간이 지나감에 따라 계속해서 불규칙 하게 변화함을 알 수 있으며, 약 20초 지났을 때 최대 90도의 위상 차이를 보인다.

3.2 추적 오차 신호의 위상변화 보정 방안

본 논문에서는 시간에 따른 오차 문제를 해결하기 위해 저잡음 증폭기에 파일럿 신호를 입력하여 위상 오차 값을 실시간으로 제거하는 방법을 제안한다. 그림 7은 저잡음 증폭기 내에 파일럿 신호 발생회로를 추가한 것을 나타낸 것으로 저잡음 증폭부(LNA 3stage) 뒷단에 방향성 결합기(Directional Coupler)를 이용하여 기본모드, 고차모드 경로에 각각 동일한 진폭, 위상의 파일럿 신호를 인가한다.

그림 7에서 저잡음 증폭기 입력 즉, 저잡음 증폭부(LNA 3stage) 전단에서 파일럿 신호를 인가하는 경우를 생각할 수 있으나, 이는 시스템 전체의 잡음레벨에 큰 영향을 주고, 또한 저잡음 증폭기(LNA 3stage)가 진폭 및 위상 오차에 주는 영향이 미미함을 실험적으로 판단하여 저잡음 증폭기(LNA 3stage) 뒷단에 파일럿 신호를 인가하였다.

저잡음 증폭기(LNA 3stage)의 출력단 즉 커플러(Coupler)의 입력에서의 기본모드 파일럿 신호와 고차모드 파일럿 신호를 식 (9), 식 (10)로 표현할 수 있다.

$$\Sigma_{pilot}^{CPIn} = A_{o,p} e^{j\phi_{o,p}} \quad (9)$$

$$\Delta_{pilot}^{CPIn} = A_{h,p} e^{j\phi_{h,p}} \quad (10)$$

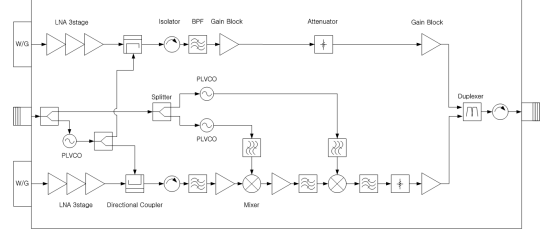


그림 7. 파일럿 신호 회로를 추가한 저잡음 증폭기
Fig. 7. LNA with Pilot signal.

여기서 $A_{o,p}$, $A_{h,p}$ 는 기본모드 파일럿 신호와 고차모드 파일럿 신호의 진폭을 나타내고, $\phi_{o,p}$, $\phi_{h,p}$ 는 각각 기본모드 파일럿 신호와 고차모드 파일럿 신호의 초기 위상 값을 나타낸다.

한편 식 (9), 식 (10)의 신호가 그림 2에 나타낸 수신 경로의 하향변환 및 디지털화를 거쳐 비콘 수신기에 입력되며, 파일럿 신호의 추적 오차 신호는 식 (11)로 표현할 수 있다.

$$\frac{\Delta_{pilot}^{out}}{\Sigma_{pilot}^{out}} \approx \frac{A_{h,p}}{A_{o,p}} e^{j((\phi_{h,p} - \phi_{o,p}) + (\phi'_{h,sys} - \phi'_{o,sys}) + (\phi'_{h,err}(t) - \phi'_{o,err}(t)))} \quad (11)$$

여기서 $((\phi_{h,p} - \phi_{o,p}) + (\phi'_{h,sys} - \phi'_{o,sys}))$ 는 최초 측정된 위상 값으로 시간에 따라 변하지 않는 값을 나타낸다. 또한 시간에 따라 변하는 위상오차 항 $\phi'_{h,err}(t) - \phi'_{o,err}(t)$ 는 저잡음 증폭기(LNA 3stage)의 위상영향을 고려하지 않은 값으로 시스템 전체의 식 (8)의 위상오차, $\phi_{h,err}(t) - \phi_{o,err}(t)$ 와는 차이가 있을 수 있지만, 실험적으로 저잡음 증폭기(LNA 3stage)에 의한 위상영향이 미미함을 확인하였고, 더불어 국부발진 주파수를 혼합하는 추가된 주파수 혼합기(Mixer)에 의한 영향이 가장 크다는 것을 알 수 있었다. 따라서 $\phi'_{h,err}(t) - \phi'_{o,err}(t) \approx \phi_{h,err}(t) - \phi_{o,err}(t)$ 임을 이용하여 위상의 시간에 따른 오차 값을 제거하기 위해 식 (8)의 위상 값과 식 (11)과의 위상 값 차를 계산한다.

$$\begin{aligned} & \angle \left(\frac{\Delta_{signal}^{out}}{\Sigma_{signal}^{out}} \right) - \angle \left(\frac{\Delta_{pilot}^{out}}{\Sigma_{pilot}^{out}} \right) \\ &= (\phi_h - \phi_o) - (\phi_{h,p} - \phi_{o,p}) \\ & \quad + (\phi_{h,sys} - \phi_{o,sys}) - (\phi'_{h,sys} - \phi'_{o,sys}) \\ & \quad + (\phi_{h,err}(t) - \phi_{o,err}(t)) - (\phi'_{h,err}(t) - \phi'_{o,err}(t)) \\ & \approx (\phi_h - \phi_o) - (\phi_{h,p} - \phi_{o,p}) \\ & \quad + (\phi_{h,sys} - \phi_{o,sys}) - (\phi'_{h,sys} - \phi'_{o,sys}) \end{aligned} \quad (12)$$

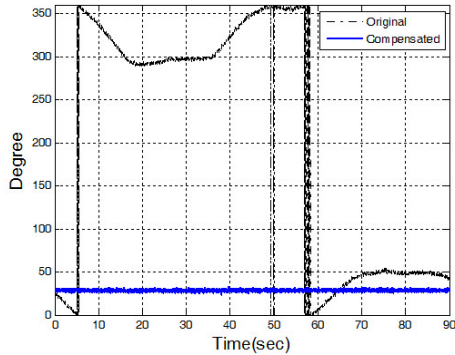


그림 8. 위상보정 측정결과
Fig. 8. Measured data after Phase Correction.

여기서 $\angle(\cdot)$ 는 위상 연산을 의미한다. 따라서 식 (8)의 시간에 따른 위상 오차 항들이 식 (12)에서는 제거됨을 알 수 있다.

한편 식 (12)의 $-(\phi_{h,p} - \phi_{o,p}) + (\phi_{h,sys} - \phi_{o,sys}) - (\phi'_{h,sys} - \phi'_{o,sys})$ 항은 시스템의 수신경로에서 더해지는 고정된 위상 옵셋 값을 의미한다. 따라서 이 값은 안테나의 실제 지향각도와 비콘 수신기에서 출력되는 각도와의 사전 보정 작업(Calibration)을 통해 위상 옵셋 값을 구할 수 있다.

그림 8은 식 (12)를 이용하여 그림 6의 $\Delta_{signal}^{out} / \Sigma_{signal}^{out}$ 의 위상을 보정하였을 때 측정된 결과를 나타낸 것으로 위상이 항상 일정하게 유지됨을 알 수 있다.

지금까지 살펴본 바와 같이, 기본모드와 고차모드 사이의 주파수 차이가 발생하는 것은 안테나 수신 주파수 대역인 20 GHz대역에서 IF대역으로 주파수를 하향변환 할 때, 기본모드와 고차모드에 대해서 각각 다른 발진기에서 생성된 신호를 혼합하기 때문으로 판단된다. 그리고 이를 보상하기 위해서 저잡음 증폭기에서 위성신호와 주파수가 조금 다른 파일럿 신호를 생성하여 비콘 수신 장치로 보내는 방법을 제시하였다. 위성 신호에서의 위상차에서 파일럿 신호에서의 위상차를 빼면 기본모드와 고차모드 경로에서 서로 다른 국부발진기 사용으로 인한 시간에 따른 위상차 변동이 제거되고, 순수하게 안테나의 방향과 위성의 방향에 의해 결정되는 위상차 성분 ϕ 만 남게 된다. 그림 9는 최종 제작된 2개의 입력과 1개의 출력을 갖는 저잡음 증폭기 형태를 나타낸다. 저잡음 증폭기 각각의 입력은 신호의 손실을 줄이기 위해 도파관 형태이고, 출력 부분은 동축 형태로 설계 되었다.

그림 10은 파일럿 신호를 이용해 위상을 보상하는

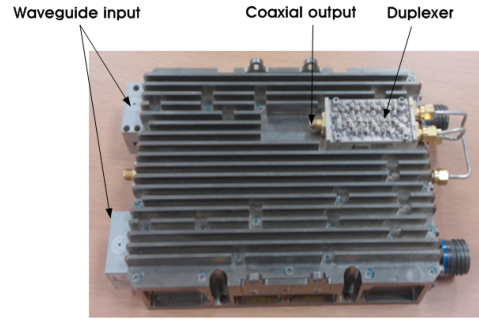


그림 9. OTM 위성통신 시스템 저잡음증폭기 형상
Fig. 9. Pictures of LNA for OTM Satellite Communication System

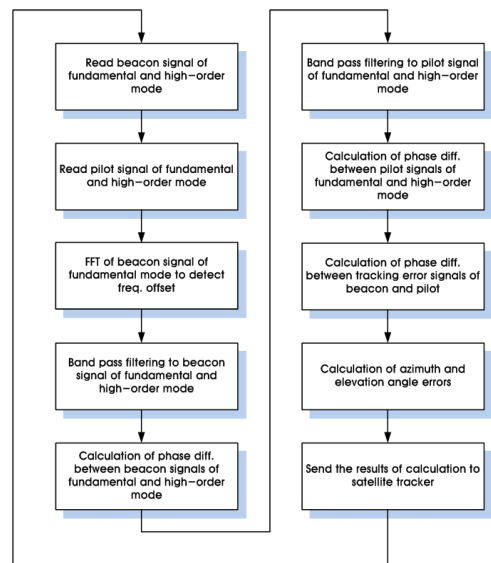


그림 10. 비콘 신호처리 순서도
Fig. 10. Flow Chart of Beacon Signal Processing.

과정을 구현하기 위해 본 논문에서 제안한 프로그램의 흐름도이다. IF 주파수에서 ADC를 통해 입력되는 위성 신호의 기본모드, 고차모드 그리고 파일럿 신호의 기본모드, 고차모드 데이터를 읽는다. 위성 신호의 기본모드 데이터에 대해서 FFT 연산을 수행하여 도플러 효과 때문에 발생한 주파수 편이를 결정한다. 결정된 주파수 편이 값에 따라서 대역 통과 필터를 선택하고, 위성 신호의 기본모드, 고차모드에 적용한다. I, Q 연산을 통하여 기본모드, 고차모드 신호의 크기 비율, 그리고 위상차를 결정한다.

파일럿 신호는 도플러 효과의 영향을 받지 않기 때문에 FFT 연산을 하지 않고 대역 통과 필터를 바로 적용한다. 위성 신호와 마찬가지로 I, Q 연산을 통하여 크기 비율, 위상차를 결정한다. 그리고 앞서 계산

한 위성 신호의 위상차에서 파일럿 신호의 위상차를 제거하여서, 순수하게 안테나의 방향과 위성의 방향의 차이에서 발생하는 ϕ 성분을 결정하고, θ 는 식 (2)의 K factor를 이용하여 결정한다.

그림 11은 그림 10의 방법을 적용한 OTM 위성통신 시스템을 차량에 장착하여 포장도로에서 실제 주행시험을 하는 모습을 나타낸다. 그림 12는 그림 11의 시험결과를 나타낸 것으로 안테나로부터 출력되는 기본모드 신호와 고차모드 신호를 비콘수신기에서 처리한 결과이다. 차량의 고속 주행에도 불구하고 기본모드 신호 즉, 비콘 신호는 수신 레벨이 일정하게 유지됨을 알 수 있다. 이는 고속 주행 상태에서도 안테나의 방향이 위성을 정확하게 지향하고 있음을 의미하므로 식 (1)에서 θ 는 0° 근방의 값을 가지고, 고차모드 신호는 최저 값, 즉 잡음 수준의 값을 갖는다. 이때 그림 12의 기본모드 신호 변화 값 즉, 추적 손실 최대 값은 0.55 dB 이다. 따라서 제안한 저잡음 증폭기의 출력채널 단일화 구조와 파일럿 신호를 이용한 위성

보정 알고리즘이 잘 동작함을 알 수 있다.

IV. 결론

기동중에도 정밀한 위성추적을 위해 다중모드 모노 펄스 추적 방식을 사용하는 OTM 위성통신 시스템은 비콘 신호를 주파수가 동일한 기본모드 신호와 고차모드 신호로 분리하여 2개의 물리적 채널로 저잡음 증폭기에 신호를 전달한다. 따라서 저잡음 증폭기는 2개의 입력과 2개의 출력을 가지는 것이 기본 설계 구조이나, 본 논문에서는 고차모드 경로의 신호에 하향변환부를 추가한 출력채널 단일화 구조를 제안하였다. 따라서 제안한 구조를 이용하여 로트리지오인트의 채널 개수가 증가함으로써 발생하는 문제 즉, 무게의 증가, 부피의 증가를 해결할 수 있었다.

이러한 장점에도 불구하고 출력 채널 단일화 구조에서는 기본모드와 고차모드 경로의 두신호가 약 20 초 동안 최대 90° 의 위상차가 발생하는 등 시간에 따른 위상 차이의 불규칙적인 변화가 발생하였다. 이는 고차모드 경로의 신호에 하향변환부를 추가되면서 기본모드와 고차모드에 각각 다른 발진기에서 생성된 신호를 혼합하기 때문이다. 추적 오차 신호 위상이 시간에 따라 변화는 현상을 해결하기 위해 저잡음 증폭기내에 파일럿 신호를 추가하여 파일럿 신호 위상차와 비교함으로써 시간에 따른 위상 변화를 제거할 수 있었다. 제안된 알고리즘을 이용한 포장도로 주행시험에서 추적 손실 최대 값은 0.55 dB 이었다.



그림 11. OTM 위성통신 시스템의 주행시험 모습
Fig. 11. Driving Test of OTM Satellite Communication System

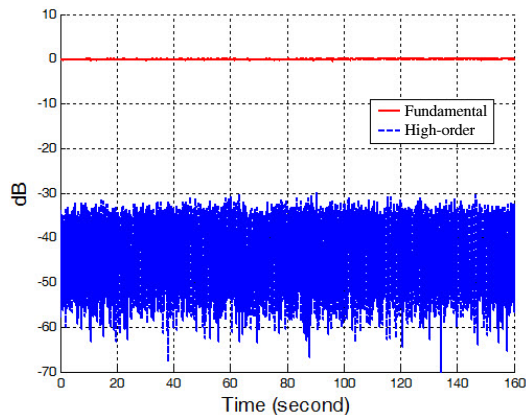


그림 12. 기본모드 신호와 고차모드 신호 수신레벨
Fig. 12. Signal Level of Fundamental and High-order Mode.

References

- [1] K. S. Kwon, J. W. Heo, K. M. Hwang, D. H. Park, and H. G. Ryu, "Research of Ka-band multi mode monopulse antenna," in *Proc. KIMST Conf. 2014*, pp. 78-79, Jeju Island, Korea, Jun. 2014.
- [2] J. H. Ko, A study on the calibration technology of satellite auto-tracking antenna, *KIT*, 2003.
- [3] Dr. Lotfy Sakr, "The higher order modes in the feeds of the satellite monopulse tracking antennas," *IEEE MELECON*, pp. 453-457, EGYPT, Cairo, Oct. 2002.
- [4] S. M. Sherman, *Monopulse Principles and Techniques sherman*, Artech House, 1984.
- [5] D. H. Ga, D. H. Park, C. H. Song, S. J. Ahn,

C. W. Jun, and J. M. Lee, "Design of a higher-order mode coupler using coaxial-structure waveguide for Ku-Band monopulse satellite tracking," *J. KICS*, vol. 39, no. 4, pp. 380-386, 2014.

허 증 완 (Jong-Wan Heo)



1994년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학사)
1996년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학석사)
1996년 1월~현재 : 국방과학연구소 연구원
<관심분야> 위성통신 시스템

권 건 섭 (Kun-sup Kwon)



1997년 2월 : 한양대학교 전파공학과 (공학사)
1999년 2월 : 한양대학교 전파공학과 (공학석사)
2006년~현재 : 국방과학연구소 연구원
2012년~현재 : 충북대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> 위성통신 시스템, 안테나/RF 설계

황 기 민 (Ki-Min Hwang)



2000년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
2002년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
2002년 1월~현재 : 국방과학연구소 연구원
<관심분야> 위성통신 시스템, 협력통신

유 흥 균 (Heung-Gyoon Ryu)



1988년~현재 : 충북대학교 전자공학과 교수
2002년 3월~2004년 2월 : 충북대학교 컴퓨터정보통신연구소 소장
1996년~현재 : IEEE, IET 논문심사위원

2002년 : 한국전자과학회 학술상 수상

2008년 : ICWMC 2008 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

2009년 : SPACOMM 2009 국제학술대회 "Best Paper Award" 수상

<관심분야> 무선통신시스템, B4G/5G 이동통신 시스템, 위성통신, 통신회로 설계 및 통신 신호 처리

장 명 진 (Myung-Jin Jang)



1986년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학사)
1988년 2월 : 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
1988년~현재 : 국방과학연구소 연구원
<관심분야> 위성통신 시스템