

論文96-33A-6-11

# RF 수신부를 내장한 GPS 안테나 시스템의 설계 및 제작

## (Design and Fabrication of the GPS Antenna System including RF-Stage)

洪性一\*, 李正鎬\*\*, 邊健植\*\*\*, 鄭萬永\*\*\*\*

(Seong Il Hong, Jeong Ho Lee, Kun Sik Byon, and Man Young Chung)

### 요약

CDMA 셀룰러 기지국 시스템의 동기신호나 고속 디지털 통신망의 동기신호로 GPS(Global Positioning System)를 이용하는 경우 측위나 자동차 항법장치에 이용되는 GPS 수신기에 비해 상대적으로 안테나 케이블 길이가 길어진다. 이와 같이 안테나 케이블 길이에 따른 케이블 손실을 줄이기 위한 대책으로 본 논문에서는 안테나에 RF 수신부를 내장한 GPS 안테나 시스템을 제안하였다. 제안된 안테나 시스템은 GPS가 우선 원편파 방식을 사용하며 또한 시스템의 크기를 적게 하기 위해 TMPA(Truncated-corners Microstrip Patch Antenna)로 설계 및 제작하였다. LNA(Low Noise Amplifier)는 GaAs FET보다 낮은 잡음지수와 저 전압에서 AGC 특성이 좋은 HEMT(High Electron Mobility Transistor)를 이용하여 구성하였으며, 1575.42MHz를 75.42MHz로 변환하는 믹서를 안테나부에 내장하였다. 제안된 시스템을 기존의 시스템과 비교 측정한 결과 케이블 길이가 60m일 경우 특성 임피던스 50Ω인 케이블 RG-316/U, RG-58C/U, RG-213/U가 각각 63dB, 55dB, 25dB의 이득 효과를 얻었으며 케이블 길이가 더 길어질수록 기존의 시스템보다 상대적으로 더욱 좋은 특성을 나타내었다.

### Abstract

When GPS(Global Positioning System) is used as synchronous signal in CDMA digital cellular base station system and high speed digital synchronous communication network, antenna cable length is increased, comparing with other GPS application such as positioning or car navigation. In this paper, it is proposed that a type of new GPS antenna system including RF stage for reduction of cable loss in case of long cable. The antenna system with TMPA(Truncated-corners Microstrip Patch Antenna) is designed and fabricated because GPS signal has RHCP(Right-Hand Circular Polarization), consequently antenna size can be made small size. LNA(Low Noise Amplifier) is designed by using HEMT(High Electron Mobility Transistor) which has lower noise figure and better AGC characteristics at low voltage than GaAs FET, and we equipped mixer, in GPS antenna unit, which converts from 1575.42MHz to 75.42MHz. As result of comparing between typical system and proposed system when cable length is 60m, 63dB, 55dB and 25dB gain are obtained for RG-316/U, RG-58C/U and RG-213/U, and better characteristics are achieved than typical system as far as cable length is longer.

\* 正會員, 釜山專門大學 電子通信科

(Dept. of Electronic Communication, Pusan Junior College)

\*\* 正會員, LG 電子  
(LG Electronics)

\*\*\* 正會員, 東亞大學校 電子工學科

(Dept. of Electronic Engineering, Dong-A University)

\*\*\*\* 正會員, 錦鎬그룹  
(Kum Ho Group)

接受日字: 1996年5月10日 수정완료일: 1996年5月31日

## I. 서 론

사회의 진보에 따라 다양한 분야에 실시간으로 고정도, 광역의 위치 측정의 요구가 증대되고 있으며, 또한 고속 통신망의 동기, 정밀한 항법장치, 위성의 궤도제어 등의 응용분야에서는 정밀한 주파수원을 필요로 하는 동시에 장치의 설치 범위가 전세계적 규모로 된다<sup>[1][2][3][4][5]</sup>. 이 경우 특정한 지역의 주파수 표본기는 다른 모든 곳의 주파수 발생기와 서로 동기되어야 하며, 동기를 유지하기 위해서는 개개의 주파수는 상호 비교되어져야 한다. 이 같은 경우도 장치의 범위가 국부적인 경우나 독립된 주파수를 다수 연결하여 구성하게 되는 경우나 모두 동일하게 적용된다. 따라서 시각 및 주파수를 위성을 이용하여 공급하는 기술이 실용화되고 있으며, 현재 전 세계적인 규모의 위성 시스템인 GPS(Global Positioning System)가 주목되고 있다<sup>[1][2][3][4][5]</sup>. 이러한 GPS 시스템은 스펙트럼 적접 확산(Direct Sequence Spread Spectrum) 통신 방식을 채택하고 있으며, 1973년 미국방성에서 군사용으로 개발된 것이나 최근에는 일반인에게 공개되어 사용되고 있다. 위성에는 세슘 원자시계 1개와 보조용인 루비듐 원자시계를 탑재하고 있으며 저상 제어국에서 계속적으로 보정을 취하고 있으므로 시각 및 주파수원으로 이용될 수 있다. 이 신호는 1575.42MHz인 L<sub>1</sub> 대역과 고화도 측위에 사용되는 1227.6MHz인 L<sub>2</sub> 대역을 사용한다.<sup>[1][2][3][6]</sup>

CDMA 기지국 시스템과 같이 고속 통신망의 동기원으로 GPS 수신기가 이용되는 경우 안테나 크기뿐만 아니라 안테나로부터 수신기까지 연결되는 안테나 케이블 길이에 의한 신호의 감쇠가 생기므로 수신기에서 이를 보상해주어야 한다. 실제 안테나로부터 기지국 시스템내의 GPS 수신기까지의 케이블 길이는 통상 30m에서 수 100m가 되며 이러한 케이블 손실은 주파수가 높을수록 감쇠량이 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 케이블 손실을 줄이기 위한 대책으로 안테나부에서 수신되는 주파수 1.57542GHz를 75.42MHz로 변환하는 RF 수신부를 안테나에 내장한 GPS 안테나 시스템을 제안하였다. 그림 1은 GPS 수신기의 일반적인 구조도이며 접선부분이 본 논문에서 제안한 GPS 안테나 시스템이며 이 출력이 케이블을 통하여 복조부로 전송된다. 본 논문에서 제안한 시스템은 GPS 위성의 L<sub>1</sub> 대역 C/A코드를 수신할 수 있도록 설계 및

제작하였다. 그 구성은 GPS 시스템이 우선 원편파 방식이므로 TMPA(Truncated Microstrip Patch Antenna)로 우선 원편파를 갖도록 구성하였으며, 이 신호를 증폭하기 위한 LNA(Low Noise Amplifier)는 HEMT(High Electron Mobility Transistor)를 사용하여 3단으로 구성하였고 그림 2(b)와 같이 L<sub>1</sub> 대역 GPS 신호만을 수신하기 위해 대역폭 20MHz인 대역 통과필터를 사용하였다. RF 신호를 변환하는 다운 컨버터는 75.42MHz가 되도록 구성하였다.

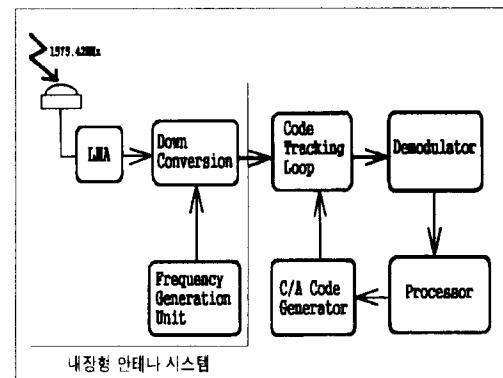


그림 1. GPS수신기의 일반적인 구성도

Fig. 1. Typical block diagram of GPS receiver.

## II. GPS 신호

위성의 송신신호는 세슘 원자시계로부터 얻어지는 10.23MHz의 안정한 주파수로 만들어진다. 표준 측위를 위한 L<sub>1</sub> 대역은 1575.42MHz로 기준주파수의 154배이며, 고화도 측위를 위한 L<sub>2</sub> 대역은 1227.6MHz로 기준주파수의 120배이다. 위성에서 송신되는 GPS 신호 구조와 스펙트럼을 그림 2에 나타내었다. 표준측위에는 C/A 코드와 P 코드로 확산된 데이터가 있으며 각각 수신전력은 최소 -130dBm, -133dBm이며 고화도 측위 신호는 P코드만으로 확산된 데이터가 포함되어 최소 수신전력 -136dBm으로 수신된다<sup>[1][2][6][14]</sup>.

위성에서 송신되는 표준 측위신호는 식(1)과 같으며 그 위상도는 그림 3과 같다.

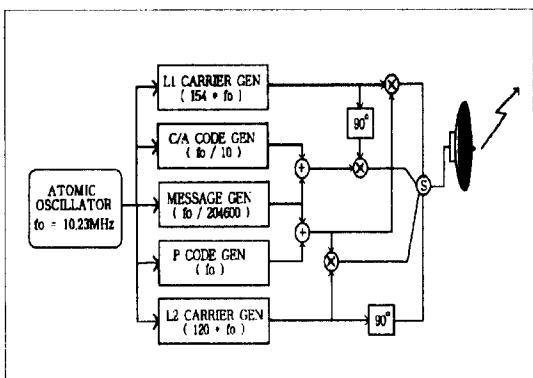
$$S_{L1i} = \sqrt{2A}P_i(t)D_i(t)\cos\omega_i(t) + \sqrt{2A}G_i(t)D_i(t)\sin\omega_i(t) \quad (1)$$

여기서,

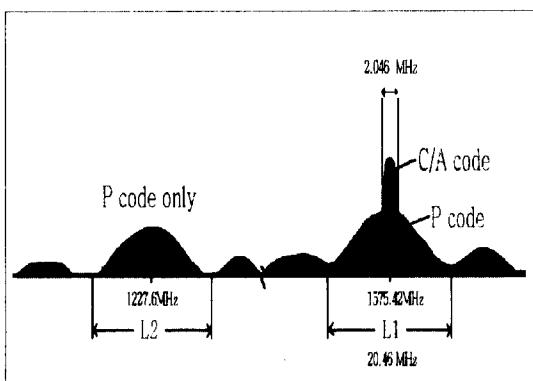
$S_{L1i}$ 는  $i$  번 위성의 L<sub>1</sub> 신호

$A$ 는 신호의 전력

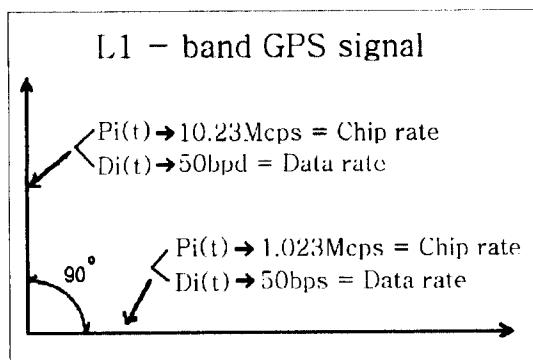
$P_i(t)$  는  $i$  번 위성의 ‘±1’인 10.23Mcps의 P 코드  
 $D_i(t)$  는  $i$  번 위성의 ‘±1’인 50bps인 항법정보 데이터  
 $G_i(t)$  는  $i$  번 위성의 ‘±1’인 1.023Mcps의 C/A 코드  
 이고,  $\omega_0 = 1575.42\text{MHz}$  이다.



(a) GPS 위성에서 송신되는 신호 구조



(b) GPS 신호 스펙트럼

그림 2. GPS 신호 구조 및 스펙트럼  
Fig. 2. GPS signal structure and spectrum.그림 3.  $L_1$  대역의 GPS 신호 위상도  
Fig. 3. GPS signal phase diagram of  $L_1$  band.

### III. GPS 안테나

GPS 안테나는 위성으로부터 전파를 수신하여 고주파 회로에 그 신호를 전달하는 역할을 한다. 따라서 GPS 안테나는 위성으로부터의 전파를 고효율로 수신하는 안테나와 그 신호를 열화 없이 고주파 회로에 전송하기 위한 기능을 가져야 한다. GPS 위성으로부터의 신호는 매우 미약하므로 안테나에서 손실이 작아야 한다. GPS 위성은 주회 위성으로 지구에서 보는 위성의 위치는 시간의 변화에 따라 계속 이동하여 방위각이나 앙각이 고정되어 있지 않기 때문에 GPS 안테나는 전체의 방위에 대해 저 양각으로 수신 가능한지 향성을 가져야 한다. 또한 반사파의 영향을 적게 하기 위해 우선 원변파 방식의 전파를 사용하므로 이를 고려하여 설계하여야 한다.

따라서 본 논문에서는 안테나의 복사소자 뿐만 아니라 발진기의 공진기로 사용된 패치 안테나를 임의의 모양에 적용 될 수 있는 Cavity 모델을 이용하여 해석하였다. 이 모델은 복사벽인 패치를 얇은 자계벽을 갖는 TMZ 모드 공진기로 간주하여 해석한 것이다.

그림 4(a)와 같이 접지면 위에 두께가  $d$ 이고 유전율 상수  $\epsilon_r$ 을 갖는 기판상에 복사기 역할을 하는 폭이  $W$ , 길이가  $L$ 인 단일 마이크로스트립 패치가 있다. 기판의 두께가 파장에 비해 아주 얕고 마이크로스트립 패치 주위가 완전한 자계 도체로 둘러 쌓여져 있다고 가정하면 마이크로스트립 선로와 접지면 사이의 영역에 의해 형성된 공진기내의 전계는  $z$ 성분만을 갖게되며 이때 보드의 합수에 의해 전계  $E_z$ 를 표현하면 다음과 같다.

$$E_z = jkI_0 Z_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\phi_{mn}(x, y) \phi_{mn}(x_0, y_0)}{k^2 - k_{mn}^2} G_{mn}$$

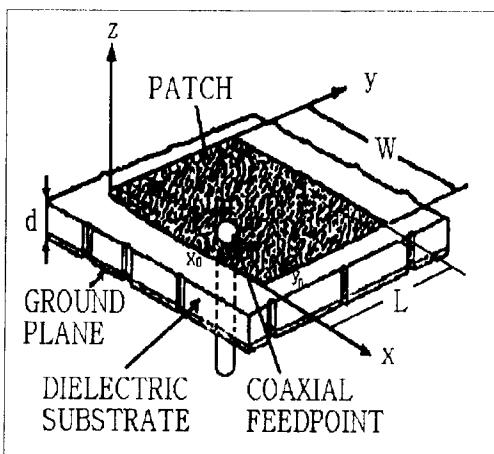
여기서,  $k^2 = \epsilon_r(1 - j\tan\delta) k_0^2$ ,

$$k_{mn}^2 = \omega_{mn}^2 \sqrt{\mu\epsilon} \\ \cong \left(\frac{n\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{m\pi}{L}\right)^2$$

$\tan\delta$  : 유전체의 탄젠트 손실

$$\phi_{mn}(x, y) = \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{LW}} \cos k_n x \cos k_m y \\ \cong \frac{\chi_{mn}}{\sqrt{LW}} \cos \frac{n\pi x}{L} \cos \frac{m\pi y}{W}$$

$$G_{mn} = \sin c\left(\frac{n\pi dx}{2W}\right) \sin c\left(\frac{m\pi dy}{2L}\right)$$



(a) MPA의 standard patch

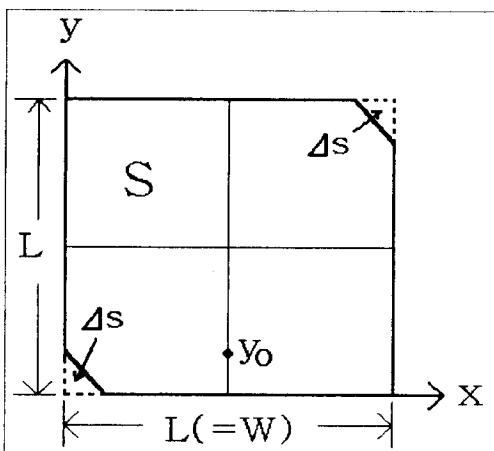
(b) RHCP TMPA (  $y_0$  : feed location)

그림 4. TMPA의 구조

Fig. 4. Configuration of the TMPA.

복사는 방사 에지에서 복소 장벽 어드미턴스로 설명 할 수 있다. 공진 주파수는 절단 모드(Perturbed Mode)의 복소 고유 값으로부터 구해진다.

$$\tan(k_{10}L) = -\frac{2k_{10}^2 \alpha_{10}^2}{k_{10}^2 - \alpha_{10}^2}$$

여기서,  $\alpha_{10} = j\frac{2\pi Z_0 d}{\lambda_0 W} Y_w$ 이고,  $Y_w$ 는 방사 에지에서의 집중 장벽 어드미턴스(Lumped Wall Admittance)이다.  $TM_{10}$  모드로 인가되는 패치 안테나의 길이는 기판의 반파장보다 작으며 이 경우에  $k_m = 0$ 이고 공진주파수에 대한 표현식은 다음과 같다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \frac{ck_{10}}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

두개  $d$ 와 신호가 인가되는 점  $y_0/L$ 로 계산되는 패치의 공진저항은 공진 주파수의 Cavity 손실  $Q$ 로부터 구해지며, 금전점에서 패치의 입력 저항은 다음과 같다.

$$R_{rad} = \frac{Q_{rad}}{\omega_r C_{10}} = \frac{Q_{rad}}{2\pi f_r C_{10}}$$

$$R_{in} = R_{rad} \cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right)$$

여기서,

$$Q_{rad} = \frac{Re(k_{10})}{2Im(k_{10})}, \quad C_{10} = \frac{1}{2} C_{dc} \cos^2\left(\frac{\pi y_0}{L}\right),$$

$$C_{dc} = \frac{\epsilon_r WL}{d} : \text{패치의 dc 커페시턴스}$$

또, Feed에서의 입력 임피던스는

$$Z_{in} = jX_L = \frac{j(\omega/c_{10})}{\omega_r^2 - (\omega_r + j\omega_i)^2}$$

이다. 여기서  $(\omega_r + j\omega_i)^2 = \omega_{10}^2(1 + j/\theta)\phi$ 이고,  $X_L$ 는 직렬 유도 리액턴스로 기판의 두께에 비례한다.

GPS에서 사용하는 우선 원편파를 얻기 위해서는 그림 4(a)의 모서리를 그림 4(b)와 같이 잘라서 절단 조각  $\Delta s$ 를 만들고 Feed Point를  $F(x_0, \pm y_0)$ 로 하면 된다<sup>[10]</sup>. 절단 조각( $\Delta s$ )의 크기는 다음 식을 만족하면 된다.

$$\left| \frac{\Delta s}{S} \right| Q_0 = \frac{1}{2}$$

$Q_0$ 는 Unloaded Q Factor이다.

그림 4(b)의 안테나는 일반 모드(Generated Mode)가 잘린 모서리의 절단 조각의 효과에 의해 두개의 직교 모드(Orthogonal Mode)로 분리된다. 따라서  $\Delta s$ 를 적절히 조절하여 두개의 직교 모드가 동일 크기의 90° 위상차를 갖게 함으로써 원편파 안테나를 만들 수 있다<sup>[10][11]</sup>.

$TM_{10}$  모드로 동작되는 패치 안테나의 복사패턴은 다음과 같다.

$$F_E(\theta) = \cos\left(\frac{L \cos \theta}{2}\right)$$

$$F_H(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{W \cos \theta}{2}\right) \sin \theta}{\frac{W \cos \theta}{2}}$$

#### IV. LNA

LNA를 설계할 때 고려해야 할 내용은 이득, 잡음지

수, 안정도, 바이어스 회로 등이 있으며, 이득에는 변환 전력이득(Transducer Power Gain), 동작전력이득(Operating Power Gain), 사용전력이득(Available Power Gain) 등이 증폭기 설계에 많이 사용된다. 본 논문에서 설계 제작된 LNA는 GaAs FET보다 전자 이동도, 차단주파수, 낮은 잡음지수특성과 저 전압에서 AGC 특성이 좋은 HEMT(High Electron Mobility Transistor)를 이용하였다<sup>[18][19]</sup>. 일반적으로 설계하는 과정은 제조회사에서 주는 데이터 시트상의 S-parameter로부터 스미스 도표(Smith chart)상에서 설계가 시작된다. 따라서 본 증폭기의 설계시 사용되는 HEMT의 S-parameter와 Noise-parameter를 이용하여 잡음지수원과 사용전력이득원을 동시에 고려보면 최대 이득을 얻을 수 있는 점과 최소 잡음지수를 얻을 수 있는 점을 찾아 설계에 이용한다. 그러나 보통의 경우는 이 두점이 일치되지 않으므로 적당한 점을 선택하여 두 원이 만나는 점을 입력 반사 계수로 하여 설계한다. 본 연구에서는 3단의 LNA 제작을 하였으며 그 회로도를 그림 5에 나타내었다.

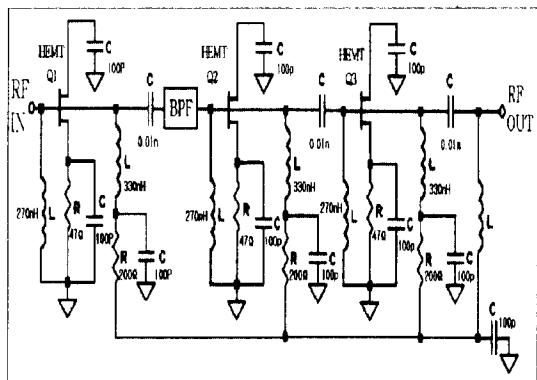


그림 5. LNA 회로도

Fig. 5. Low Noise Amplifier circuit.

그림 5에서 각단의 이득과 잡음지수를 각각 G<sub>1</sub>, G<sub>2</sub>, G<sub>3</sub> 및 F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub>, F<sub>3</sub>라고 하면 증폭기 전체의 이득과 잡음지수는 다음과 같다.

$$G_T = G_1 G_2 G_3 \quad (2)$$

$$F_T = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

식 (2)에서 증폭기의 전체잡음지수는 첫째 단의 잡음지수가 대부분을 차지하므로 증폭기의 설계시 초단은 이득보다 저잡음위주로 설계함이 바람직하며, 둘째

단에서는 잡음지수와 이득의 적절한 비율로 택하여 설계하며, 셋째 단에서는 잡음지수는 전체잡음지수에 거의 영향을 미치지 못하므로 최대의 이득을 가질 수 있게 설계해야 한다. 또 신호대역내의 특성을 좋게 하기 위해 추가한 대역통과필터도 설계를 편리하고 정확하게 하기 위해서 필터 자체의 S-Parameter를 추출하여 설계시 이를 이용하였다. GPS 안테나 시스템의 설계 목적에 맞도록 설계에 사용된 필터는 GPS전용 필터를 사용하였으며 중심주파수(f<sub>0</sub>)가 1575.42MHz이고 통과대역이 f<sub>0</sub> ± 10MHz의 특성을 갖는 필터이다. 또한 사용된 HEMT는 FUJITSU사의 FHS35LG를 사용하였다.

## V. RF 수신부(RF stage)

RF 수신부는 안테나를 통해 수신한 고주파 신호를 수신하여 신호의 복조가 용이하도록 중간주파수로 변환하는 부분으로 통상 수신기에 위치한다. 그러나 안테나로부터 수신기까지 거리가 멀어지고 주파수가 높아지면 케이블에 따른 감쇄가 증가한다. 따라서 본 논문에서는 이러한 케이블 손실을 줄이기 위해 RF 수신부를 안테나에 내장하여 주파수를 1차 중간주파수로 변환하여 케이블 감쇄를 줄였다. 안테나에 수신된 수신신호 1575.42MHz를 1차 중간주파수를 75.42MHz로 변환하기 위해 국부발진 주파수를 1500MHz로 하였다.

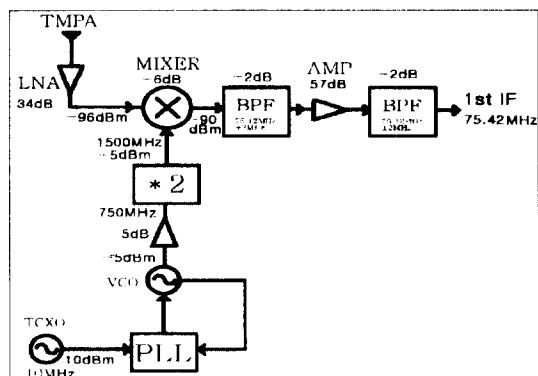


그림 6. RF부 구성도

Fig. 6. Block diagram of RF stage.

국부발진기(Local oscillator)에서 가장 중요한 인수인 주파수 안정도 문제를 해결하기 위해 PLL VCO로 설계하였으며, 10MHz 주 클럭에서 750MHz의 PLL

VCO를 설계하고 2체배하여 구성하였다. 입력 RF주파수와 국부 발진기를 입력받아 빙서는 75.42MHz의 1차 IF를 생성하고 이는 다시 4MHz의 대역을 갖는 대역통과여파기를 거치고 IF AMP를 거쳐 케이블로 수신기에 출력신호를 전달한다. 그림 6에 RF부의 구성도를 나타내었다. 이와 같이 최종 출력을 더욱 낮은 주파수인 2차 IF 10.7MHz로 변환하여 보내지 않은 이유는 2차 주파수 변환 과정에서 위성의 이동에 따른 도풀러 변환을 수신부내의 프로세서에서 계산하여 결과값을 피드백 시켜 주어야 하기 때문에 1차 IF 75.42MHz로만 변환하여 시스템을 구성하였다.

## VI. 실험 및 고찰

### 1. 안테나

고안정 스트립신로나 마이크로스트립의 응용에 용이한 열경화성 세라믹 중합체(유전율 6.0, 기판 두께 3.8mm)를 사용하여 안테나를 제작하였으며 테프론에 비해 가격이 저렴한 장점이 있다.

제작된 안테나의 크기는 39.7mm \* 39.7mm, 대역폭은 20.46MHz이며 Feed point는 14.7mm이다. 제작된 안테나는 회로망 분석기(HP8510)과 NSI의 Near Field System을 사용하여 그 특성을 측정하였다. 그림 7은 회로망분석기(HP8510)으로 안테나 반사손실(Return Loss) 특성을 측정한 결과이며, V.S.W.R = 1.5를 기준으로 20.46MHz의 대역폭을 가짐으로 그림 2(b) 같이  $L_1$  대역의 신호를 수신할 수 있다.

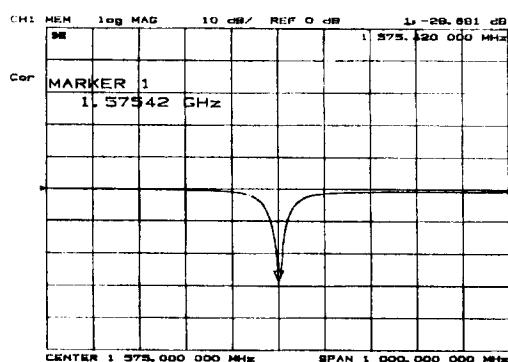
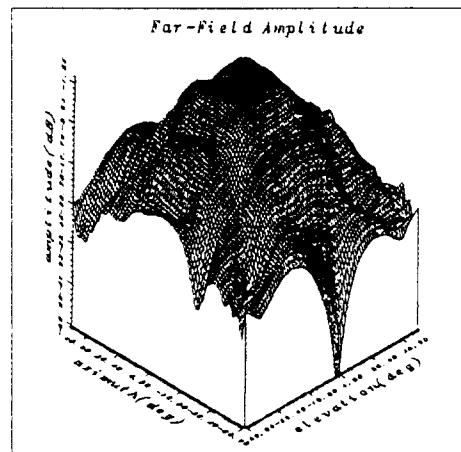


그림 7. Return Loss 특성

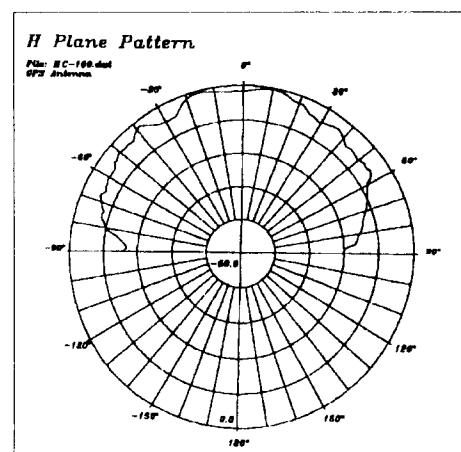
Fig. 7. Characteristics of return loss.

Near Field System으로 측정한 안테나의 복사 패턴을 나타낸 것을 그림 8(a)에 나타내었다. 측정장치는

TMPA의 Near Field Pattern을 측정하기 위한 것으로 안테나의 중심을 기준으로 60°의 지역으로만 신뢰성을 가지므로 안테나의 상반구에 대한 복사패턴, 그림 8(b) 측정안테나의 방향을 바꿔 측정한 후 그 결과를 분석하고 다시 예측한 후 Polar Pattern 형태로 나타낸 것이다.



(a) Radiation Pattern

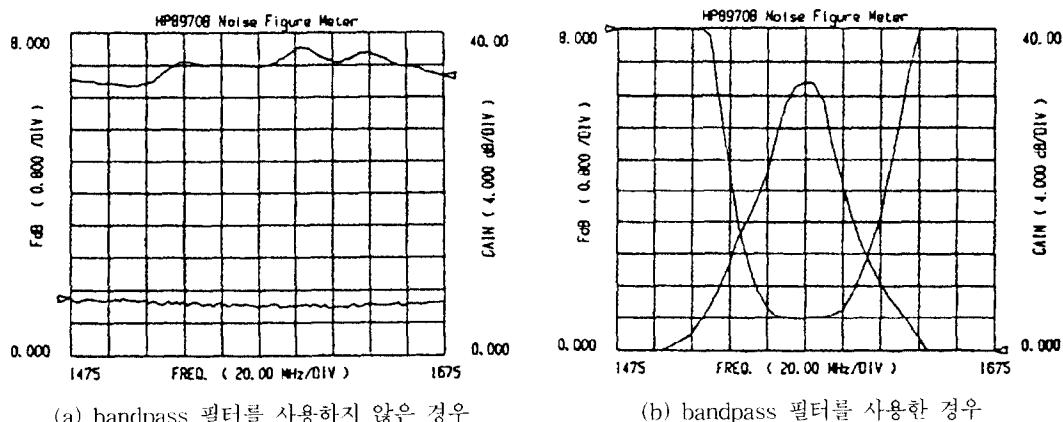


(b) Polar Pattern

그림 8. 측정한 TMPA의 Near Field Pattern  
Fig. 8. Measured Near Field Pattern of TMPA.

### 2. LNA

실제 제작된 저잡음증폭기는 유전율이 4.8인 에폭시 기판위에 제작하였으며, 크기는 0.4cm × 0.4cm로 하였다. 그림 9(a)는 그림 5의 회로도에서 Q1 증폭기와 Q2 증폭기 사이에 대역통과 필터를 사용하지 않고 제작한 저잡음 증폭기의 특성을 나타낸 그림이다.

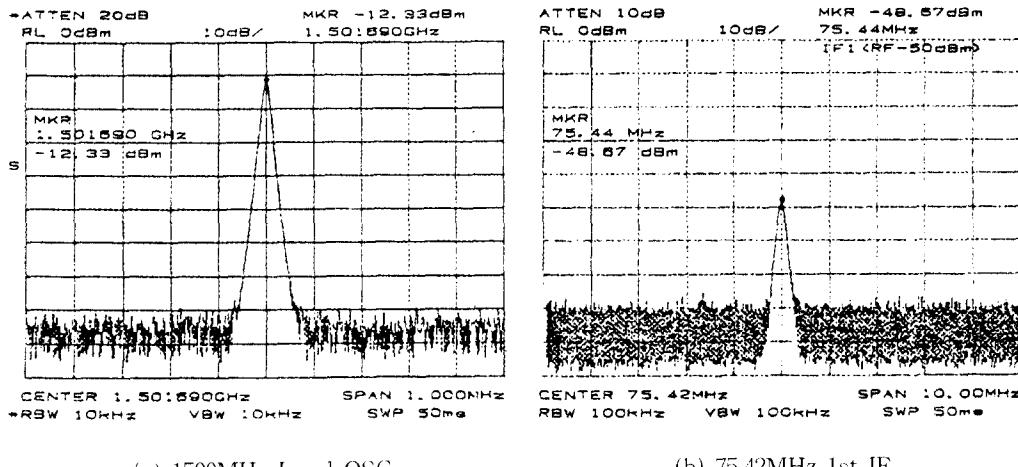


(a) bandpass 필터를 사용하지 않은 경우

(b) bandpass 필터를 사용한 경우

그림 9. 측정된 LNA의 주파수 응답

Fig. 9. Measurement frequency response of 3-stage LNA.



(a) 1500MHz Local OSC

(b) 75.42MHz 1st IF

그림 10. 국부 발진기 출력 및 1차 IF의 스펙트럼 특성

Fig. 10. Spectrum characteristics of 1st IF and Local OSC.

여기서 이득은 46dB이상, 잡음지수는 1.5dB미만의 특성을 나타내었다. 그러나 GPS 전용 LNA로 사용하기 위해서는 전대역을 통과시킬 필요가 없다. 따라서 1단 증폭기와 2단 증폭기 사이에 대역통과필터를 인가하여 제작한 LNA를 잡음지수 미터 HP8070B로 측정한 LNA의 특성 곡선을 그림 9(b)에 나타내었다. GPS 위성의 송신 주파수인 1575.42MHz에서 이득이 34dB, 잡음지수가 0.8dB를 잴 수 있으며, 이것은 필터의 삽입손실로 이득이 2dB 감소하나 잡음지수가 0.7dB 향상되는 효과가 있다.

### 3. RF 수신부

본 논문에서 이용한 1차 국부발진기는 주파수 안정

도를 높이기 위해 PLL 회로로 제작하였으며, 장기 주파수 안정도와 정확성을 제공하기 위하여 10MHz의 온도 보상용 수정발진기를 사용하였다. 사용된 PLL IC는 프리스케일러, 분주기, 카운터, 제어 신호 발생기, 위상 비교기를 내장하고 있으며, 이 PLL의 출력신호는 750MHz이다. 이 신호를 2체배 한 후 증폭하여 BPF를 통과시키므로써 1500MHz 1차 국부발진기를 생성하였으며, 그림 10(a)에 출력특성을 나타내었다. 안테나로부터 입력된 GPS신호는 저잡음증폭기(LNA)를 통해 34dB 증폭된 후, 막서의 RF 신호로 들어오게 된다. 이때 1500MHz 국부 발진기 신호와 혼합되어 그 신호의 차인 75.42MHz의 1차 중간주파수로 변환되게 된

다. 변환된 신호는 신호의 특성을 좋게 하기 위하여 2개의 4MHz를 갖는 LC 대역통과여파기를 거치게 되며 2단의 AMP를 통해 증폭되어 동축 케이블을 통해 수신기로 신호를 전송한다. 1차 IF의 출력 특성을 그림 10(b)에 나타냈으며, 그림 11은 실제 GPS 위성으로 보내오는 신호를 본 시스템에서 수신하여 처리 한 후의 최종 출력 신호이다.

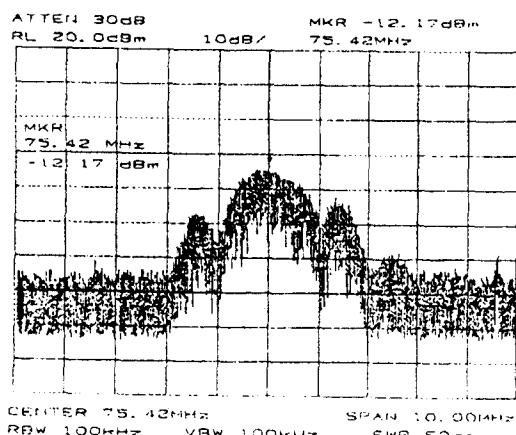


그림 11. 측정된 시스템의 최종출력

Fig. 11. Measured output spectrum of the system.

그림 2(b)의 GPS 신호 스펙트럼 중  $L_1$  대역의 C/A 코드 부분을 수신하도록 설계하였으므로 그림 11과 같이 2.046MHz의 영점과 영점간의 대역폭(null to null bandwidth)을 갖는다. 따라서 본 시스템이 GPS 위성 신호를 수신하는 안테나 시스템으로 잘 동작함을 확인할 수 있다.

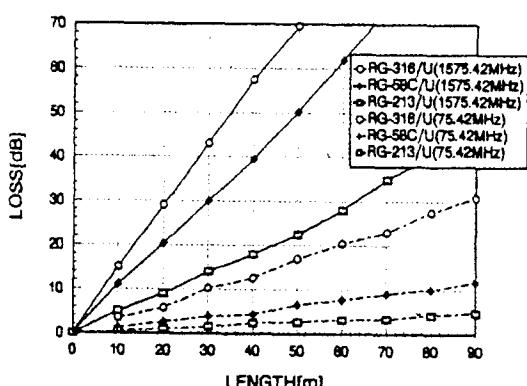


그림 12. 측정된 출력 신호의 케이블 길이당 손실비

Fig. 12. Measurement cable loss vs. length of the output signal.

케이블은 안테나와 수신기사이의 연결체로서 저 손실이 요구된다. 따라서 케이블은 특성 임피던스가 50Ω인 RG-58C/U, RG-213/U, RG-316/U를 이용하였으며, L1 대역 1575.42MHz와 본 시스템의 최종 출력주파수 75.42MHz에 대한 길이당 손실률을 측정한 결과를 그림 12에 나타내었다. 그림 12에서도 알 수 있듯이 RF수신부가 수신기에 위치하는 경우, 즉 1575.42MHz 수신 주파수를 바로 케이블을 통하여 전송하는 경우보다 안테나에 RF를 내장하여 1차 IF 75.42MHz로 주파수를 낮추어 전송하는 경우가 이득면에서 훨씬 유리함을 알 수 있다. 안테나와 수신기가 60m의 케이블 길이를 갖는 경우 RG-316/U인 경우 케이블 손실이 기존의 시스템의 경우 83dB인 반면에 본 논문에서 제안한 시스템의 경우 20dB이므로 63dB의 이득을 얻고 손실이 가장 적은 RG-213/U의 경우도 각각 28dB, 3dB의 손실을 가짐으로 25dB의 이득을 얻음을 알 수 있다. 더욱 케이블 길이가 증가할수록 기존의 시스템보다 본 논문에서 제안한 시스템의 성능이 우수함을 알 수 있다.

## VII. 결 론

본 논문에서는 CDMA 기지국 시스템과 같은 고속 통신망의 동기원으로 GPS를 이용하는 경우 GPS의 본래 목적인 측위나 자동차 항법장치와 같은 (GPS의 응용에 비해 상대적으로 안테나와 수신기 사이의 케이블 길이가 길어진다. 이런 경우 케이블 길이가 증가하면 케이블 길이에 따른 케이블 감쇄가 증가한다. 이와 같이 케이블 길이에 따른 케이블 손실을 줄이기 위한 대책으로 본 논문에서는 안테나에 RF 수신부를 내장한 GPS 안테나 시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 시스템의 크기를 고려하여 마이크로스트립 패치 안테나로 설계하였다. 그리고 GPS신호가 우선 원편파 방식을 사용하므로 TMPA로 설계하였으며, 이론적으로 예측한 값과 측정값을 비교한 경우 거의 일치함을 확인하였다. LNA는 GaAs FET보다 낮은 잡음지수와 저잡음지수특성을 갖는 HEMT를 이용하여 3단으로 구성하였으며, 케이블 손실을 줄이기 위해 1575.42MHz를 75.42MHz로 변환하는 미서를 안테나 부에 내장하여 설계 제작하였다. 제안된 시스템을 기존의 시스템과 비교 측정한 결과 케이블 길이가 60m로 가정하면, RG-316/U, RG-58C/U, RG-213/U와

같이 특성 임피던스 50Ω인 케이블의 경우 각각 63dB, 55dB, 25dB의 이득을 얻을 수 있었으며, 케이블 길이가 더 길어질수록 기존의 시스템보다 상대적으로 더욱 좋은 특성을 나타내었다.

### 참 고 문 헌

- [1] Tom Logsdon, *The Navstar Global Positioning System*, Van Nostrand Reinhold, pp.17-32, 1992.
- [2] D. E. Wells, *Guide to GPS Positioning*, Canada GPS Assoc., 1987.
- [3] 홍 성일, 변 건식, 정 만영외, “GPS 동기신호수신기 개발(I)”, 이동통신핵심부품개발사업, 1993
- [4] 홍 성일, 변 건식, 정 만영외, “GPS 동기신호수신기 개발(II)”, 이동통신핵심부품개발사업, 1994
- [5] 홍 성일, 변 건식, 정 만영외, “GPS 동기신호수신기 개발(III)”, 이동통신핵심부품개발사업, 1995
- [6] M.T. Allison, “Development of a Prototype, Experimental Single-Channel Sequencing Navstar GPS Recevier : Part I - Hardware Implementation”, International Journal of Satellite Communication, Vol.4, pp.19-33, 1986.
- [7] K. F. Lee, S. R. Chebolu, W. Chen, and R. Q. Lee, “On the Role of Substrate Loss Tangent in the Cavity Model Theory of Microstrip Patch Antennas”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. 42, No. 1, pp. 110-112, Jan. 1994.
- [8] J. M. Golio (ed.), *Microwave MESFETs and HEMTs*, Artech House, 1991.
- [9] C. Yaen et al, "Application of HEMT Devices to mm-wave MMICs", 3rd ApMC Proc., 1990.
- [10] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, Peter Peregrinus Ltd., 1989.
- [11] K. C. Gupta and Abdelaziz Benalla, *Microstrip Antenna Design*, Artech House, 1988.
- [12] K. R. Carver and J. W. Mink, “Microstrip Antenna Technology”, IEEE Trans. Antennas and Propagation, Vol. AP-29, pp. 25-37, 1981.
- [13] 홍 성일, 변 건식, 정 만영외, “GPS 데이터 수신을 위한 하드웨어 설계”, 대한전자공학회논문지, 제 32권, A편, 제10호, pp. 8-18, 1995
- [14] Neil Ackroyd and Robert Lorimer, *Global Navigation A GPS user's guide*, Lloyd's of London Press, 1990.
- [15] 정 만영, “마이크로파 스펙트럼擴張利用과 Antenna, LNA 개발”, 춘계 마이크로파 및 전파전파연구회 학술발표회 논문집, Vol. 16, No. 1, pp. 3-14, 1993
- [16] 이 징호, 정 만영, “GPS 안테나시스템의 RF 수신부 내장 설계”, 대한전자공학회 추계종합학술대회 논문집, Vol.17, No.2, pp.574-577, 1994

---

### 저 자 소 개

**洪 性一(正會員)** 第32卷 A編 第10號 參照  
현재 부산전문대학 전자통신과 전  
임강사

**李 正 鑄(正會員)**  
1964년 6월 12일생. 1987년 2월 동아대학교 전자공학  
과(공학사). 1989년 2월 동아대학교 전자공학과(공학  
석사). 1991년 11월 ~ 1995년 8월 한국안테나  
연구원. 1995년 9월 ~ 현재 LG전자 연구원.

**邊 健 植(正會員)** 第32卷 A編 第10號 參照  
현재 동아대학교 전자공학과 교수

**鄭 萬 永(正會員)** 第32卷 A編 第10號 參照  
현재 금호그룹 고문