

# RF Receiver design for Satellite Digital Audio Reception (Antenna)

Jang-Wook Kim\*, Joo-Seong Jeon\*\*

## Abstract

This paper describes a design for a RF receiver to receive satellite digital audio service. The RF receiver designed in this study is a planar structure that is easy to install on the rooftop of a car and is compact in size. In addition, it can be applied to certain commercial models because it has low noise and high gain characteristics. The impedance bandwidth of antenna is 17.8%(415MHz), and the axial ratio is below 3dB as good properties for the bandwidth of 40MHz which is a satellite digital audio service band. Also, it had a broad radiation beamwidth of 95.41° in H-plane and 117.45° in E-plane. From the results of the field test of satellite digital audio service reception for the RF receiver, it demonstrated good C/N rate(10.2dB).

▶ Keyword: RF Receiver, Satellite Digital Radio, Circular Polarization Microstrip, Low Noise Amplifier

## I. Introduction

S-Band 주파수 대역의 위성 디지털 오디오 서비스(Satellite Digital Audio Service) 면허를 미국 FCC에서 허가한 이후 관련 서비스 시장은 지속적으로 성장하고 있다 [1]. 기존 지상파 라디오의 단점인 다양성 부족과 협소한 수신지역 등을 해소할 수 있어 자동차에서의 수신은 탁월한 장점을 가지고 있다. 단순히 CD 수준의 음악과 뉴스 서비스 제공 외에도 문자방송, 무선 호출, 멀티미디어 서비스 등과 같은 각종 첨단 부가 서비스 제공을 확대하고 있어 굉장히 매력적인 서비스로 각인되고 있다.

본 논문에서는 위성 디지털 오디오 서비스 수신용 RF(Radio Frequency) 수신기에 관한 연구를 고찰하였다. 위성 디지털 오디오 서비스를 위한 수신기는 대부분 차량용이므로 차량의 루프 탑에 설치가 용이한 평면형 구조가 유용하다. 이와 같은 안테나 설계조건은 평면형 마이크로스트립 안테나 구조가 적합하다. 3개 위성을 이용하여 미국 전역에 방송 서비스를 제공해야 하므로 위성 디지털 오디오 서비스를 위한 수신안테나가 가져야 할 전기적 특성은 첫째로, 넓은 빔폭(beamwidth) 특성이다.

두 번째로, 원편파(circular polarization)를 사용하므로 수신 안테나는 좋은 축비(axial ratio) 특성을 가져야 한다. 또한 안테나에서 수신된 주파수 대역을 증폭하는 저잡음증폭기(Low

Noise Amplifier)는 저잡음 및 평탄한 이득특성을 가져야 양호한 수신성능이 확보된다.

본 논문에서 연구한 위성 디지털 오디오 서비스용 RF 수신기의 연구 주안점을 마이크로스트립 안테나와 저잡음증폭기의 성능개선으로 구분할 수 있다. 마이크로스트립 안테나의 개선 사항은 좁은 빔폭과 축비의 개선이며 저잡음증폭기는 수신 주파수 대역 내에서 저잡음 및 평탄한 이득을 확보하는 것이다. 본 논문에서 제작된 RF 수신기로 위성 디지털 오디오 서비스 주파수를 수신하는 필드 테스트를 통하여 양호한 수신 성능(C/N)을 입증하였다.

## II. Planar Structure Antenna

### 2.1 Design of a Microstrip Patch

마이크로스트립 안테나는 소형경량이며 평면형 구조이므로 자동차의 루프 탑에 설치하기 용이한 구조이나 다른 안테나에

• First Author: Jang-Wook Kim, Corresponding Author: Joo-Seong Jeon  
\*Jang-Wook Kim (jwkim@dongyang.ac.kr), Dept. of Information Electronic Engineering, Dongyang Mirae University  
\*\*Joo-Seong Jeon (joojeong.jeon@kt.com), Mobile O&M Center, Korea Telecom Network Division  
• Received: 2019. 05. 29, Revised: 2019. 07. 15, Accepted: 2019. 07. 16.  
• This work was supported by Dongyang Mirae Univ.

비해 협대역 특성과 원편파 수신 구조의 설계가 힘들다는 단점을 가지고 있다 [2].

따라서 본 논문에서는 3-port 전송선로 모델링 해석방법을 사용하되 기존 연구에서 시도하지 않은 윌킨슨 분배기 (Wilkinson Divider)를 마이크로스트립 패치 안테나의 급전구조에 적용하였다. 3-port 전송선로 모델링 방법은 그림 1에서 도시한 바와 같이 사각형 마이크로스트립의 폭(W)이 다른 전송선로가 연결되어 있는 선형 공진기로 가정한다 [3]. 사각형 마이크로스트립의 길이(L)를 사용 주파수의 반파장이 되도록 구성한다고 가정하면 양단에 누설되는 전계의 수직성분은 상쇄되어 없어지고 수평성분만 남으므로, 두 개의 슬롯이 약 반파장 정도 떨어진 경우로 등가화 시킬 수 있다.

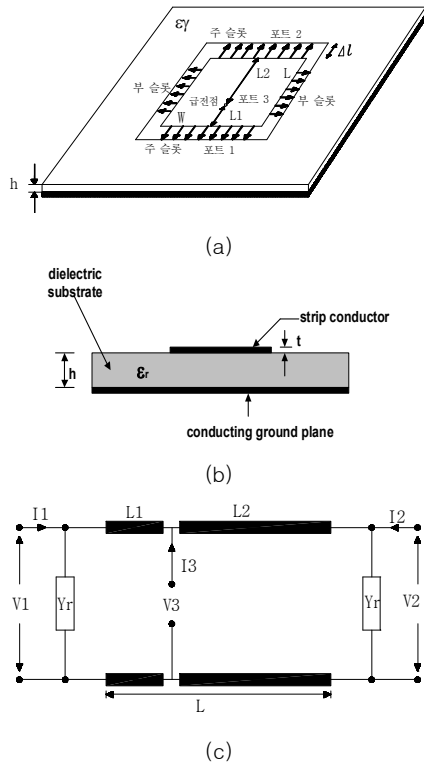


Fig. 1. Microstrip patch antenna. (a) top view (b) side view (c) equivalent circuit

상호 커플링을 고려한 3-port 모델의 어드미턴스 행렬식을 구하여 port 1로 급전되는 경우 즉 마이크로스트립 급전을 고려하면 입력 어드미턴스는  $I_2=I_3=0$ 라는 가정에 의해서 전류행렬을 전개하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2=0 \\ I_3=0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_r - jY_0 \coth(\gamma_g L_1) & -Y_m & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_1) \\ -Y_m & Y_r + Y_0 \coth(\gamma_g L_2) & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_2) \\ -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_1) & -Y_0 \operatorname{csch}(\gamma_g L_2) & Y_0 \coth(\gamma_g L_1) + Y_0 \coth(\gamma_g L_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

행렬식(1)을 전개하면 식(2)와 같은 마이크로스트립 패치 안테나의 입력어드미턴스를 구할 수 있다.

$$Y_{in} = \frac{Y_o^2 + Y_r^2 - Y_m^2 + 2Y_r Y_o \coth(\gamma_g L) - 2Y_m Y_o \operatorname{csch}(\gamma_g L)}{Y_r + Y_o \coth(\gamma_g L)} \quad (2)$$

여기서  $Y_o$ 는 전송선로의 특성 어드미턴스이며  $\gamma_g$ 는 복소 전파상수이며  $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ 이다. 감쇠정수  $\alpha_g$ 와 위상정수  $\beta_g$ 로 마이크로스트립 패치 안테나의 도체손실과 유전체손실을 고려하면 더 정확한 해석이 가능하다. 입력 어드미턴스를 구하는 식에서 안테나의 공진주파수를 구할 수 있다. 즉  $Y_{in}$ 의 허수부가 0이 될 때 공진조건이 되므로 패치길이 L이 주어지거나 반대로 공진주파수가 주어졌을 때 공진길이 L을 결정할 수 있다.

마이크로스트립 선로가 직접 마이크로스트립 패치 안테나로 급전되는 경우에는 기생효과에 의해서 주슬롯의 자기 어드미턴스에 변화가 발생한다. 정확한 입력 어드미턴스를 구하기 위해서 식(2)에서 이를 고려하면 식(3)으로 구할 수 있으며 이러한 파라미터들을 고려했을 때 타 연구의 결과보다 더 좋은 설계 파라미터를 구할 수 있다고 보고되었다 [4].

$$Y'_{in} = Y_{in} - (W_s / W_{eff}) Y_r \quad (3)$$

여기서  $W_s$ 는 급전되는 마이크로스트립 선로의 폭이며  $W_{eff}$ 는 마이크로스트립 선로의 유효 폭이며 다음의 식으로 구할 수 있다.

$$W_{eff} = \frac{W}{3} + (R_w + P_w)^{1/3} - (R_w - P_w)^{1/3} \quad (4)$$

여기서

$$R_w = (D_w^2 + Q_w^3)^{1/2} \quad (5)$$

$$P_w = \left(\frac{W}{3}\right)^3 + \frac{S_w}{2} \left[ W_{eff}(0) - \frac{W}{3} \right] \quad (6)$$

$$Q_w = \frac{S_w}{3} - \left(\frac{W}{3}\right)^2 \quad (7)$$

$$S_w = \frac{c_0^2}{4f^2 [\epsilon_{eff} - 1]} \quad (8)$$

여기서  $\epsilon_{eff}$  안테나 유전체 기판의 실효유전상수이며

$$\epsilon_{eff} = \epsilon_r - \frac{\epsilon_r - \epsilon_{eff}(0)}{1 + P} \quad (9)$$

$$P = P_1 P_2 (0.1844 + P_3 P_4) f_n^{1.5763} \quad (10)$$

$$P_1 = 0.27488 + [0.6315 + 0.525 / (1 + 0.0157 f_n^{20})] u - 0.065683 \exp(-8.7513u) \quad (11)$$

$$P_2 = 0.33622 [1 - \exp(-0.03442 \epsilon_r)] \quad (12)$$

$$P_3 = 0.0363 \exp(-4.6u) \{1 - \exp[-(f_n / 38.7)^{4.97}]\} \quad (13)$$

$$P_4 = 1 + 2.751 [1 - \exp[-(\epsilon_r / 15.916)^8]] \quad (14)$$

기타 여러 파라미터들의 산식들은 기 보고된 산식들을 사용하여 구할 수 있다 [4].

## 2.2 Design of a circularly polarized patch

원편파 수신을 위한 마이크로스트립 패치 안테나는 급전방식의 구조에 따라 단일급전 혹은 이중급전으로 분류할 수 있다. 본 논문에서는 이중급전 구조로 원편파 안테나를 설계하였다.

원편파는 두 개의 직선편파가 서로 직교하며 90° 위상차가 되도록 구성하면 원편파 안테나로 동작한다 [5]. 즉 마이크로스트립 패치에 90° 위상차를 가진 두 급전 포트를 직교방향으로 구성하면 90° 위상차를 갖는 두 직교 모드가 발생되어 원편파가 발생된다. 이와 같은 직교 급전선로를 이용하는 방법은 두 급전선로 사이의 전력 분배의 전기적 길이 혹은 전력의 분배가 정확하지 않으면 위상차가 발생하거나 두 급전선로 사이의 전력이 다르게 급전되어 정확한 원편파 특성을 얻기가 어렵다.

위성으로부터 수신된 입력신호를 크기가 같은 두 신호로 분리하기 위해서는 전력 분배기가 필요하다. 전력 분배기는 T-접합 분배기, 윌킨슨 분배기, 하이브리드, 브랜치 라인 등이 널리 사용되고 있다.

T-접합 분배기는 구조가 간단하지만 두 출력 포트 사이의 isolation 특성이 좋지 못하므로 한쪽 포트에서 반사된 신호가 다른쪽 포트에 전달되는 현상이 발생되어 마이크로스트립 패치와의 부정합의 원인을 제공하며 안테나의 축비 특성도 좋지 않게 될 가능성이 많다. 그리고 하이브리드 혹은 브랜치 라인 분배기는 isolation은 양호하지만 면적을 크게 차지하여 안테나의 크기가 커지는 단점을 갖는다.

따라서 본 논문에서는 윌킨슨 분배기를 사용하여 원편파 수신을 위한 안테나를 설계하였다. 윌킨슨 분배기는 1/4파장 트랜스포머 출력 포트들 사이에 레지스터(R)를 연결하여 출력 부정합 요소들을 억압시킬 수 있으므로 20dB 이상의 양호한 isolation을 얻을 수 있다고 보고되었다 [6],[7]. 윌킨슨 분배기의 S-매트릭스는

$$[S] = \frac{-j}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (15)$$

즉 포트 2와 3에 신호를 공급하면 각 포트에서 인가한 입력 신호의  $1/\sqrt{2}$  이 포트 1에서 나타남을 의미한다. 균등분배 구조의 윌킨슨 분배기의 선로 파라미터는 T-접합 분배기의 설계식으로부터 구할 수 있다.

$$Z_2 = \sqrt{2} Z_0 \quad (16)$$

$$R = 2\sqrt{Z_0} \quad (17)$$

## 2.3 Link Budget Design

위성 디지털 오디오 서비스를 수신할 수 있는 RF 수신기를 설계하기 위해서는 링크 버짓(Link Budget)의 설계가 우선적으로 필요하다.

다. 양호한 위성 디지털 오디오 방송수신을 위하여 RF 수신기의 최적설계는 반드시 필요하며 위성 디지털 오디오 방송 수신품질을 평가하는 척도인 C/N는 다음과 같은 산식으로 구할 수 있다.

$$\frac{C}{N} = \frac{EIRP \cdot L_{dB} \cdot R \cdot \alpha \cdot G_a \cdot N_u}{K \cdot B \cdot [\alpha T_a + (1-\alpha)T_o + (F-1)T_o]} \quad (18)$$

여기서 EIRP(Equivalent Isotropic Radiated Power)는 위성에서 송신되는 실효 등방성 복사전력으로 일반적인 방송 서비스 위성은 서비스 지역 내에서 평균 50dBw 이상을 사용하고 있다. R는 강우감쇠, K는 볼츠만상수로  $1.38 \times 10^{-20} \text{ mW/K}$  이다, B는 수신기 채널 대역폭, Nu는 상향회선 C/N에 의한 수신 C/N의 열화를 나타낸다.  $\alpha$ 는 커플링 손실,  $\beta$ 는 포인팅 손실, Ga는 수신 안테나 이득, N/F는 수신기 잡음지수, To는 290° K 기준온도, Ta는 안테나 잡음온도, F는 위성에서 사용되는 주파수이다.

Table 1. Specifications for a design

	Description	Specifications
Ant	Center frequency	2332.5MHz
	Bandwidth	$\pm 12.5$ MHz
	Polarization	Circular
	VSWR	1.5 max
	Impedance	50 $\Omega$
	Axial ratio	3dB max
	Gain	3dB min
LNA	Noise Figure	1.5dB max
	Conversion Gain	30dB
	Gain Flatness	$\pm 0.5$ dB

또한 LdB는 위성과 수신 RF 수신기사이의 거리가 자유공간 손실로 가정하면

$$L_{dB} = 20 \log(4\pi d/\lambda) = 32.45 + 20 \log D_{km} + 20 \log F \quad (19)$$

여기서  $D_{km}$ 는 위성과 수신 RF수신기 사이의 거리, F는 위성에서 사용되는 주파수이다. 위성 디지털 오디오 서비스의 면허를 가진 기업(SiriusXM Satellite Radio)에서 사용 중인 주파수는 2,320~2,345.0MHz로 총 25MHz 대역폭을 사용하고 있다. (18)식은 ITU-R BO.1130 권고안에 따라 위성 디지털 오디오의 수신 성능 열화가 없기 위한 최소한의 C/N설계 목표를 설정하여야 한다 [8]. 본 논문의 경우,  $C/N \geq 9$ dB으로 링크 버짓 목표를 설정하였으며 수신 RF 수신기의 설계 목표는 Table 1에 정리하였다.

## III. Proposed RF receiver Design

### 3.1 Design Considerations

위성 디지털 오디오 서비스를 위한 마이크로스트립 안테나를 위한 넓은 빔폭과 축비 특성을 얻기 위한 시도로 본 논문

서는 안테나의 급전구조를 통한 개선으로 연구의 방향을 설정하였다. 마이크로스트립 안테나는 방사소자인 마이크로스트립 패치와 급전선이 동일 기판 상에 존재하므로 복사특성이 저하된다고 보고되어 본 논문에서는 마이크로스트립 패치와 급전선을 서로 분리시키는 구조로 설계하였다. 또한 축비특성의 개선을 위한 새로운 패치구조를 제안하였다.

앞 절에서 전개한 3-port 전송선로모델링 해석방법을 사용하여 마이크로스트립 패치 안테나의 초기 입력 어드미턴스를 근사적으로 구한 다음 윌킨슨 분배기로 급전선을 구성하였다.

안테나 설계에 사용된 유전체 기판은  $\epsilon_v=3.5$ , 두께는 0.76mm, 도체두께는 0.018mm 이다.

그림 2에 나타낸 바와 같이 두 장의 유전체 기판을 접착시켜 안테나를 설계하였다. 즉 윗면의 유전체 기판 상에는 마이크로스트립 패치를 구성하고 반대면의 유전체 기판 상에는 윌킨슨 분배기 구조의 급전선을 구성하였다. 두 유전체 기판을 서로 접착시켜 사용하였으므로 안테나의 접지 면은 두 유전체 기판의 가운데 면에 위치한다.

윌킨슨 분배기 에서 분기된 두 급전포트(P1, P2)는 서로의 전기적 길이가 90° 위상차를 갖도록 설계하였으며 두 급전포트는 각 프로우브(probe)를 통해서 마이크로스트립 패치에 급전하게 된다. 즉 두 급전선로의 길이 L3와 L4의 전기적 길이 차이를  $\lambda_g/4$ 가 되도록 설계하여 원편파 수신구조를 설계하였다.

먼저 원편파 수신 안테나의 구조설계에서 가장 핵심적인 윌킨슨 분배기의 급전선 설계는 (17)식에서 나타낸 바와 같이 1/4파장 트랜스포머의 출력 포트 사이에 레지스터(R)를 접합하여 출력 부정합 요소를 억압시킬 수 있어 양호한 isolation을 얻을 수 있다.

Table 2에서 제작된 윌킨슨 분배기의 삽입손실(insertion loss)과 포트 1과 포트 2사이의 위상차를 측정하여 나타냈다. 위성 디지털 오디오 수신 주파수대역에서 삽입손실은 -3.05dB ~ -3.13dB로 나타났으며 위상차는 90.23°~89.49°로 양호한 결과를 얻었다.

Table 2. Measured results of the power divider

Frequency (MHz)	Port2 Insertion loss (dB)	Port3 Insertion loss (dB)	Port2-Port3 Phase difference (deg.)
2,320	-3.05	-3.08	90.23
2,332.5	-3.09	-3.13	89.85
2,345	-3.13	-3.17	89.49

마이크로스트립 안테나의 원편파 특성을 개선하기 위해서 그림 2에 나타낸 바와 같이 사각형 패치의 4개의 모서리를 커팅( $\Delta L$ )하면 복사소자에 다중공진이 발생되어 축비특성이 개선됨을 RF 시뮬레이션 툴인 Microwave Studio™ [9]에서 확인하였다. 가장 최적의 ( $\Delta L$ )값을 위하여 반복적인 시뮬레이션을 통하여  $\Delta L=4mm$ 를 구할 수 있었다.

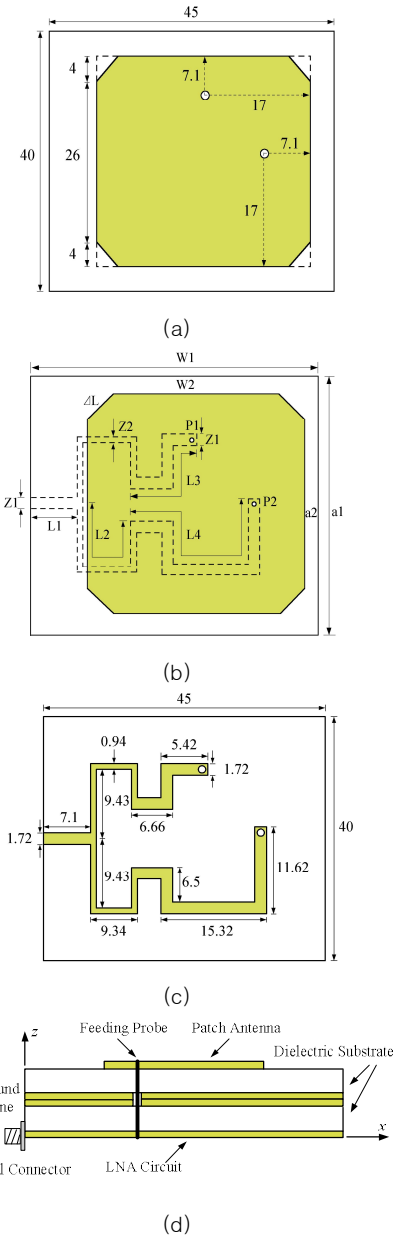


Fig. 2. Geometry of the proposed antenna. (a) patch (b) patch and power divider of antenna (c) power divider (d) side view

그림 3은 기존 방식의 사각형 패치와 본 논문에서 제안된 사각형 패치에서 유도되는 표면전류의 분포를 나타냈다. 그림 3에서 나타낸 사각형 패치에 유도되는 표면전류의 분포는 시간의 흐름에 따라 일정한 방향으로 회전하고 있어 그 필드 벡터(field vector)는 원편파가 발생되고 있는 것을 의미한다. 기존 방식의 사각형 패치는 본 논문에서 제안한 사각형 패치에 비해서 전류분포가 미약하며 특히 패치의 모서리 부분에서의 전류 분포가 미약함을 확인할 수 있다. 이와 같이 나타난 표면전류의 분포는 제작된 안테나의 축비 측정결과에서 확인할 수 있다.

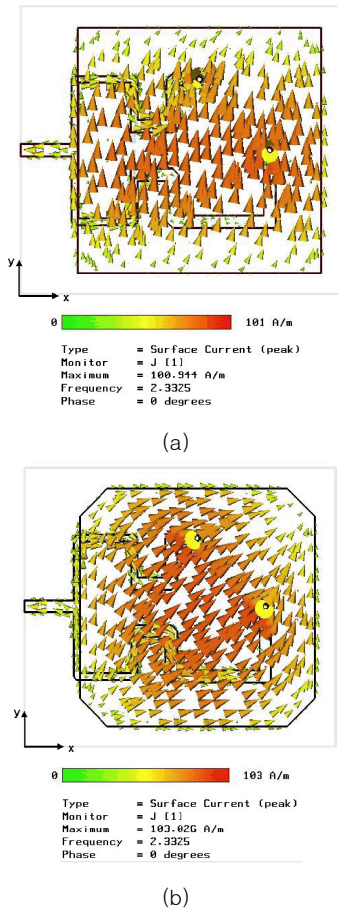


Fig. 3. Surface current distributions. (a) conventional patch (b) proposed patch

이상과 같이 언급된 마이크로스트립 안테나와 더불어 또 다른 목표는 저잡음증폭기 설계의 중요성이다. 이는 RF 수신기의 성능을 좌우하는 팩터이기 때문이다. 저잡음증폭기의 최종적인 설계 목표는 Table 1에서 나타낸 바와 같이 잡음지수 max. 1.5dB, 변환이득 30dB, 이득 평탄도  $\pm 0.5$ dB를 확보하는 것이다.

저잡음증폭기는 초단에서 저잡음특성이 우수한 소자로 설계해야만 증폭기의 전체적인 잡음지수를 낮출 수 있다. 따라서 초단 증폭기는 GaAs p-HEMT & MESFET 칩으로 구성된 멀티칩 하이브리드 저잡음증폭기 모듈(RFIC 상용칩, LCL2712)을 사용하였다 [10]. 칩의 주요특성은, 변환이득 20.5dB(주파수 대역 2,300~2,700MHz), 잡음지수 1dB(typical)의 특성을 가지고 있다.

두 번째 증폭기는 InGaP HBT MMIC(RFIC 상용칩, AP410)를 사용하였으며 그 특성은 변환이득 19.5dB(주파수 대역 50~3,500MHz)와 잡음지수 5.4dB(typical), 35dBm 출력 IP3 특성을 갖는 고선형 드라이브 증폭기이다.

위성 디지털 오디오 서비스 주파수 대역(2,320~2,345MHz)을 위한 대역통과 필터는 전체적인 저잡음 특성을 고려하여 초단 멀티칩 하이브리드 저잡음증폭기 모듈과 두 번째 증폭기 사이에 구성하였다.

그림 4에서 설계된 저잡음 증폭기의 마스크 레이아웃을 도시하였다.

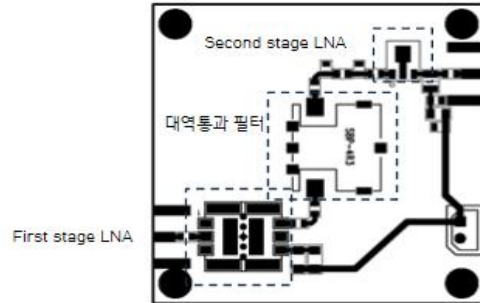
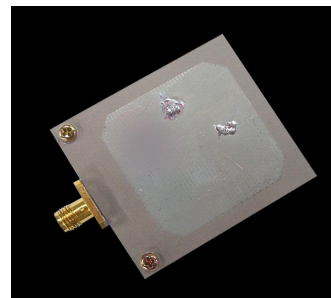


Fig. 4. Layout of a Low Noise Amplifier

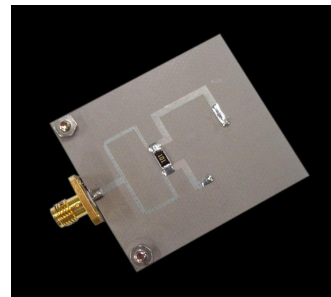
저잡음증폭기의 설계에 사용된 기판 두께는 1.34mm, 유전율  $\epsilon_r=4.7$ , 도체 두께는 0.035mm인 상용 FR-4 기판을 사용하였다.

### 3.2 Experimental Results

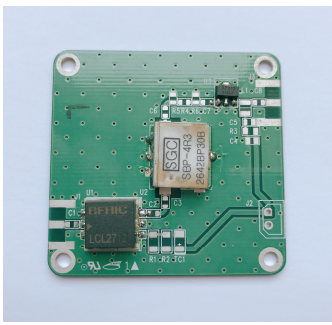
그림 5에서 본 논문에서 제작된 RF 수신기를 나타냈다. 총 3개 기판 층으로 구성되는데 최상단 층에 마이크로스트립 패치 안테나와 두 번째 기판 층에 전력분배기와 급전선 기판이 구성되며 마지막 기판 층은 저잡음 증폭기 층으로 적층되는 구조로 설계되었다. 이는 위성 디지털 오디오 서비스를 위한 RF 수신기의 대부분이 차량용이므로 차량의 루프 탑에 설치가 용이한 평면형 구조가 적합하기 때문이다.



(a)



(b)



(c)

Fig. 5. Geometry of the RF receiver. (a) patch antenna (top view) (b) power divider(bottom view) (c) low noise amplifier

그림 6과 그림 7에서 에서 본 논문에서 제안된 방식과 기존 방식 안테나의 축비 특성과 임피던스 특성을 확인할 수 있다. 제안된 방식의 안테나와 기존방식의 안테나의 설계상 차이는 동일한 급전구조(윌킨슨 분배기)를 가지나 그림 2의 에 나타낸 바와 같이 사각형 패치의 4개의 모서리를 커팅( $\Delta L$ )하는 구조와 커팅하지 않는 구조의 차이이다. 사각형 패치의 모서리 커팅 유무와는 달리 기타 안테나의 설계 파라미터들은 그림 2에서 나타낸 것과 동일하다. 이는 복사소자에 발생하는 공진발생의 효과와 안테나의 실질적인 축비 특성의 상관관계를 고찰하기 위함이다. 패치 모서리 커팅( $\Delta L=4\text{mm}$ )의 효과는 앞서 언급된 그림 3의 시뮬레이션을 통하여 기존 방식의 사각형 패치와 본 논문에서 제안된 사각형 패치에서 유도되는 표면전류의 분포를 통하여 확인할 수 있다.

제작된 RF 수신기에 구성된 마이크로스트립 패치 안테나의 축비 특성을 측정된 결과, 본 논문에서 제안한 사각형 패치 즉 4개의 모서리를 커팅하여 다중공진을 발생시키는 구조의 안테나는 40MHz(3dB이하 대역폭)의 우수한 특성을 얻은 반면 기존 방식의 안테나는 13MHz(3dB이하 대역폭)를 얻어 안테나의 구조를 통하여 원편파 특성도 개선시킬 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

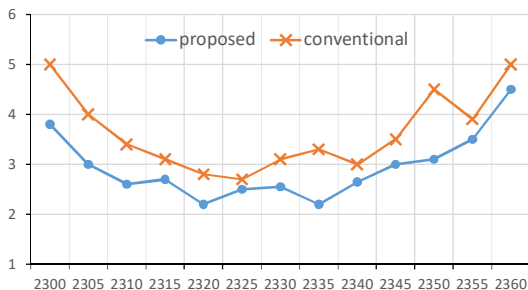


Fig. 6. Measured axial ratio

또한 임피던스 특성에서 본 논문에서 제안한 사각형 패치는 17.8%(VSWR $\leq 1.5$ , bandwidth=415MHz)인 반면 기존 방식의 안테나는 8.1%(VSWR $\leq 1.5$ , bandwidth=190MHz)로 나타나 본 논문에서 제안된 방식이 광대역 특성이란 것을 확인하였다.

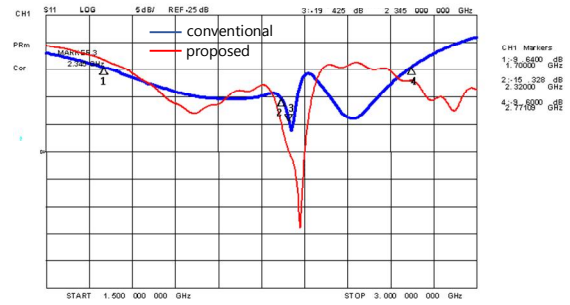


Fig. 7. Measured return loss

그림 8에서 본 논문의 제안된 안테나의 복사특성을 나타냈으며 H-plane에서 95.41°, E-plane에서 117.45° 를 나타내고 있어 다른 안테나에 비해 비교적 넓은 복사특성을 확인하였다. 일반적으로 위성 수신용 안테나의 경우에는 넓은 복사특성이 양호한 방송신호 수신에 유리할 것으로 판단된다. 특히 고층빌딩이 많은 도심에서 양호한 방송신호 수신을 위해서는 반드시 필요한 항목이다.

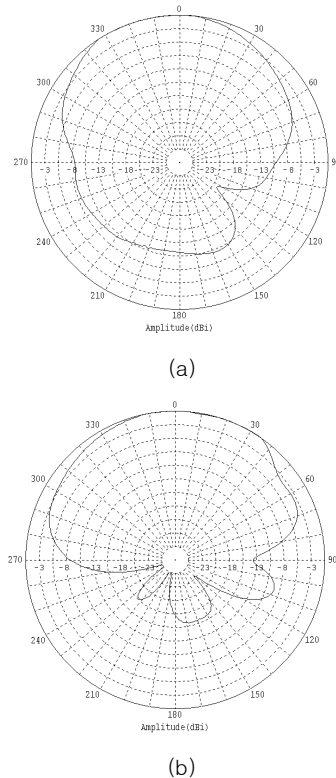


Fig. 8. Radiation pattern. (a) H-plane (b) E-plane

저잡음증폭기의 특성을 그림 9에 나타내었는데 위성 디지털 오디오 서비스 주파수 대역에서 31.352~32.012dB 변환이득과 이득 평탄도  $\pm 0.5\text{dB}$  이내의 좋은 특성을 얻었다. 잡음지수는 1.2dB로 측정되어 초단 증폭기를 저잡음 특성의 하이브리드 모듈로 설계한 것이 주요한 것으로 판단된다.

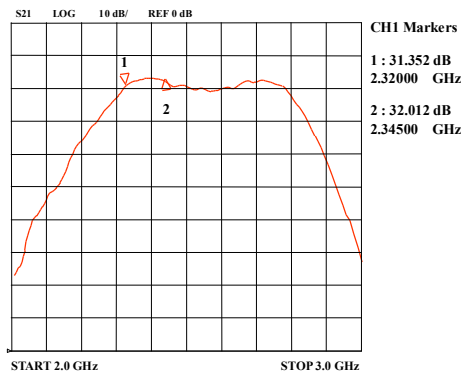


Fig. 9. Measured gain curve

마이크로스트립 패치 안테나와 저잡음증폭기를 최종적으로 조립한 위성 디지털 오디오 서비스용 RF 수신기로 위성 신호 대역을 직접 수신한 스펙트럼을 그림 10에서 나타냈다. 수신된 스펙트럼은  $C/N \geq 10.2\text{dB}$ 로 확인되어 서비스 지역 내에서 99.9%(연중 가장 경우감쇠가 많은 1달 기준, ITU-R 권고) 좋은 품질의 위성수신이 가능함을 입증하였다.

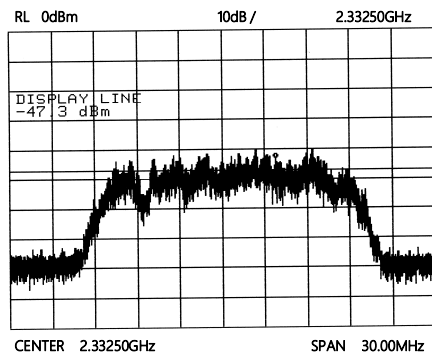


Fig. 10. Measured carrier signal of satellite digital audio

#### IV. Conclusions

본 논문에서는 마이크로스트립 안테나와 저잡음증폭기의 성능개선을 통하여 자동차의 루프 탑에 설치할 수 있는 평면형 구조의 위성 디지털 오디오 서비스용 RF 수신기 설계를 연구하였다. 콤팩트한 RF 수신기 설계를 위해서 총 3개의 유전체 기판 층으로 구성되는 물리적인 구조는 첫 번째 유전체 기판 층에는 마이크로스트립 패치 안테나와 두 번째 유전체 기판 층에는 월킨슨 전력분배기가 구성되며 마지막 세 번째 기판 층에 저잡음 증폭기가 구성되는 적층형 구조로 설계되었다.

위성 디지털 오디오 서비스를 위한 RF 수신기가 가져야 할 전기적 특성은 마이크로스트립 안테나의 성능개선과 위성에서

송신되는 미약한 신호대역을 저잡음 증폭하는 저잡음증폭기의 성능개선으로 구분할 수 있다. 마이크로스트립 안테나의 충분한 빔폭과 좋은 축비특성을 위해서 적층형 급전구조의 모서리 커팅된 패치 안테나를 제안하였다. 또한 위성으로부터 수신된 미약한 주파수 대역을 증폭하는 저잡음증폭기를 저잡음 및 평탄한 이득특성을 위해서 GaAs p-HEMT & MESFET 칩으로 구성된 멀티칩 하이브리드 저잡음증폭기 모듈을 사용하여 원하는 특성을 확보할 수 있었다.

사각형 패치 안테나를 다중공진을 발생시키는 구조로 설계하여 기존 방식 대비 3배 이상의 축비특성을 개선하였으며 임피던스 대역폭은 17.8%(415MHz)로 기존 방식 대비 약 10% 광대역 특성을 확인하였다. 제작된 RF 수신기로 위성 신호 대역을 직접 수신한 스펙트럼으로 설계목표 이상의 C/N 확보 가능성을 입증하였다.

본 논문에서 기술된 위성 디지털 오디오 서비스용 RF 수신기는 상업적인 모델로 적용이 가능할 것으로 예상된다. 본 논문에서 연구한 결과를 바탕으로 향후 추가적인 연구는 위성의 신호가 차단되는 터널과 지하공간 등에서도 원하는 서비스를 제공받을 수 있도록 이동통신 네트워크와 연계할 수 있는 통신융합서비스 기술에 대한 추가적인 연구가 필요하다.

#### REFERENCES

- [1] SiriusXM, <https://www.xm-radio-satellite.com/>
- [2] T. Yasin, T. R. Baktur, "Circularly Polarized Meshed Patch Antenna for Small Satellite Application," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp.1057-1060, Aug. 2013.
- [3] H. Pues, A. V. Capelle, "Accurate transmission-line model for the rectangular microstrip antenna," *Proc. IEEE*, vol. 131, pp.334-340, Dec. 2004.
- [4] Jang-Wook Kim, Joo-Seong Jeon, "Design of Broadband Microstrip Patch Antenna for Mobile Communications," *Journal of The Korea Society of Computer and Information*, vol. 22, pp.67-74, April 2017.
- [5] Xianming Qing, Zhi Ning Chen, "A wideband circularly polarized stacked slotted microstrip patch antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, pp. 84-99, Apr. 2014.
- [6] Nanjing Gao, Guoan Wu, Qinghua Tang, "Design of a Novel Compact Dual-Band Wilkinson Power Divider With Wide Frequency Ratio," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 24, pp. 81-83, Feb. 2014.
- [7] Hee-Ran Ahn, Manos M. Tentzeris, "Novel Sub-Miniaturized Wilkinson Power Divider Based on Small Phase Delay," *IEEE Microwave and Wireless*

Components Letters, vol. 29, pp.439-439, June 2019.

[8] ITU-R BO.1130-4, <https://www.itu.int/rec/>

[9] Microwave Studio, Computer Simulation Technology Inc.

[10] RFHIC, <http://rfhic.com/prod/view.html?idx=292>

### Authors



Jang-Wook Kim received the B.S. degree in Electronic and Electron engineering from KAIST, south Korea, in 1990. and M.S degrees in Information communication engineering from Korea University, south Korea, in 1999, and Ph. D degree in

department of telecommunication and information engineering from Hankuk Aviation University, south Korea, in 2004. Dr. Kim joined the faculty of the Department of Information Electronic Engineering, Dongyang Mirae University, Seoul, Korea, in 2001. He is currently a Professor in the Department of Information Electronic Engineering, Dongyang Mirae University, Seoul, Korea,. He is interested in mobile communication antennas and RF components.



Joo-Seong Jeon received the Ph. D degree in department of telecommunication and information engineering from Hankuk Aviation University, south Korea, in 1999. Dr. Jeon has over 30 years of engineering experience developing antennas and RF

products. From 1988 to 1995, he worked at LG Electronics Lab. and was engaged in development of antennas for DBS reception. He joined KT in 1996, where he is currently a general manager. His current principal interests are in beamforming antennas and Digital Linearized Power Amplifier for mobile communications. He also holds 30 patents for antennas and RF components.