

논문 2007-44TC-8-6

## 2.4/5.8GHz 이중 대역 코프레너 급전 평면형 모노폴 능동 안테나 설계

(Design of 2.4/5.8GHz Dual-Frequency CPW-Fed Planar Type  
Monopole Active Antennas)

김 준 일\*, 장 진 우\*\*, 이 원 택\*\*, 지 용\*

(Joon Il Kim, Jin Woo Chang, Won Taek Lee, and Yong Jee)

### 요 약

본 논문은 2.4/5.8GHz 이중 대역 수신용 능동 안테나 설계 구조를 제시하였다. 제시된 능동 안테나는 한 개의 초광대역(Ultra Wideband, UWB) 안테나를 이용하여 2.4GHz 영역과 5.2GHz 영역에서 수신 및 증폭이 동시에 이루어지게 하는 구조이다. 각 동작 영역에서 초광대역 안테나의 출력단과 능동 소자 입력단 사이의 상호 임피던스 정합은 직접 연결법에 의해 이루어지게 하였으며 직접 연결법에 의한 동작 주파수에서의 임피던스 정합은 평면형 초광대역 안테나의 급전선로 길이를 변화시켜 구현하였으며 안테나의 코프레너 급전선로 길이는  $1/20\lambda_0$ (@5.8GHz) 이내로 설정하였다. 구현된 수신용 능동 안테나의 주파수 대역폭(VSWR $\leq 2$ )은 2.4GHz 동작 주파수에서 2.0~3.1GHz, 5.8GHz 대역에서 5.25~5.9GHz로 이루어졌다. 실험 결과 2.4GHz에서 17.0dB 및 5.2GHz에서 15.0dB의 이득(gain)이 측정되었고 1.5dB의 잡음지수(noise figure, NF)가 측정되었다.

### Abstract

This paper presents design methods for dual-frequency(2.4/5.8GHz) active receiving antennas. The proposed active receiving antennas are designed to interconnect the output port of a wideband antenna to the input port of an active device of High Electron Mobility Transistor directly and to receive RF signals of 2.4GHz and 5.2GHz simultaneously, where the impedance matching conditions are optimized by adjusting the length of  $1/20\lambda_0$ (@5.8GHz) CPW transmission line in the planar antenna. The bandwidth of implemented dual-frequency active receiving antennas is measured in the range of 2.0GHz to 3.1GHz and 5.25GHz to 5.9GHz. Gains are measured of 17.0dB at 2.4GHz and 15.0dB at 5.2GHz. The measured noise figure is 1.5dB at operating frequencies.

**Keywords :** active antenna, impedance matching conditions, dual-frequency, CPW

### I. 서 론

다양한 무선 통신 서비스를 제공하기 위하여 최근에 시스템의 초소형화, 복잡화에 대한 연구가 빠르게 진행되고 있다. 그 가운데 시스템의 효율 및 크기, 그리고 다양한 성능적인 요구 사항들을 충족시키기 위한 방법

중 하나로서 초고주파 전치단(RF Front-End)과 관련된 기술적 요구가 증가되고 있다<sup>[1]</sup>.

초고주파 전치단에 적용되는 안테나 구조로는 슬롯, 패치 등과 같은 공진 형태의 안테나<sup>[8~9]</sup>와 마이크로 스트립 누설과 및 테이퍼 슬롯 형태와 같은 진행파 형태의 안테나, 그리고 준-야기 안테나 등이 주로 제시되고 있다. 그러나 이들은 그 대역폭이 좁고 방사 이득이 적으며 넓은 면적을 차지한다는 단점을 가지고 있다.

초고주파 전치단을 구성하는 능동 안테나는 안테나와 증폭기<sup>[1~5]</sup> 또는 안테나와 오실레이터<sup>[6]</sup> 등과 같이 안테나와 함께 고주파 능동 소자 등을 집적화 또는 모

\* 정회원, \*\* 학생회원, 서강대학교 전자공학과  
(Department of Electronic Engineering, Sogang University)

※ 본 논문은 정보통신부의 출연금 등으로 수행한 정보통신연구개발사업의 연구결과입니다.

접수일자: 2007년2월7일, 수정완료일: 2007년7월30일

둘화 함으로써 안테나 성능과 관련된 주파수 대역폭 증가, 송·수신 신호 증폭 및 잡음 개선 등의 특성을 향상시킬 수 있다는 장점이 있다.

본 연구에서 제안하는 이중 대역 능동 안테나는 코플래너(coplanar waveguide, CPW) 급전 구조를 갖는 평면형 초광대역 안테나를 이용함으로써 구조적으로 광대역의 임피던스 대역폭( $VSWR \leq 2$ )을 얻을 수 있다<sup>[7][15]</sup>. 특히 본 연구에서 설계한 평면 구조의 능동 안테나는 코플래너 급전 평면형 초광대역 안테나와 능동 소자를 직접 연결법에 의해 집적 및 모듈화 시킴으로써 다중 대역 평면형 능동 안테나(active antenna)의 설계가 가능한 구조이다.

평면형 능동 안테나의 설계에 있어서 초광대역 안테나의 출력단과 능동 소자의 입력단 (gate)을 결합할 때 신호의 증폭과 함께 잡음지수(noise figure, NF)를 최소화하기 위한 일반적인 정합 방법으로 안테나의 출력단에 정합 회로를 추가함으로써 리액턴스 성분을 조절하는 방법이 있다<sup>[1~2]</sup>. 그러나 이와 같은 정합 방법은 능동 소자 입력단에서 정합 회로를 이루는 소자들로 인하여 보다 넓은 면적을 필요로 하며 cross-polarization 수준을 높이는 등 능동 안테나의 신호 전달 및 전파 특성을 저하시킬 수 있다<sup>[4~5]</sup>. 따라서 본 논문에서 제시하는 이중 대역 평면형 능동 안테나에서의 임피던스 정합 방법은 초광대역 안테나의 출력단과 능동 소자의 입력단 (gate)을 결합시키는데 있어서 초광대역 안테나 출력단의 리액턴스가 능동 소자 입력단의 리액턴스를 상쇄시킬 수 있도록 안테나 급전 선로 등의 길이를 조절하여 임피던스 정합을 이루는 직접 연결법을 이용하는 것이다. 이와 같은 구조의 평면형 능동 안테나는 안테나와 능동 소자와의 집적화 및 모듈화를 가능하게 한다는 장점 이외에 비아 등을 통해 발생하는 기생 성분을 최소화할 수 있고 모듈의 크기를 최소화 할 수 있는 장점이 있어 이중 대역 평면형 능동 안테나 설계를 위한 구조로서 본 논문에서 살펴보고자 한다.

## II. 평면형 이중 대역 능동 안테나 구조

그림 1은 본 논문에서 제시하는 평면형 이중 대역 능동 안테나의 구조를 나타낸 것이다. 능동 안테나는 27.0mm(폭)×30.0mm(길이)×0.6mm(두께)를 가지며 상대 유전율 ( $\epsilon_r$ )이 4.4, 0.5oz. 두께의 구리로 구성된 FR-4 에폭시 기판 위에 제작되었다. 수동 소자들은 1.0mm(길이)×0.5mm(폭) 크기의 집중 소자 (Murata™ GRM&

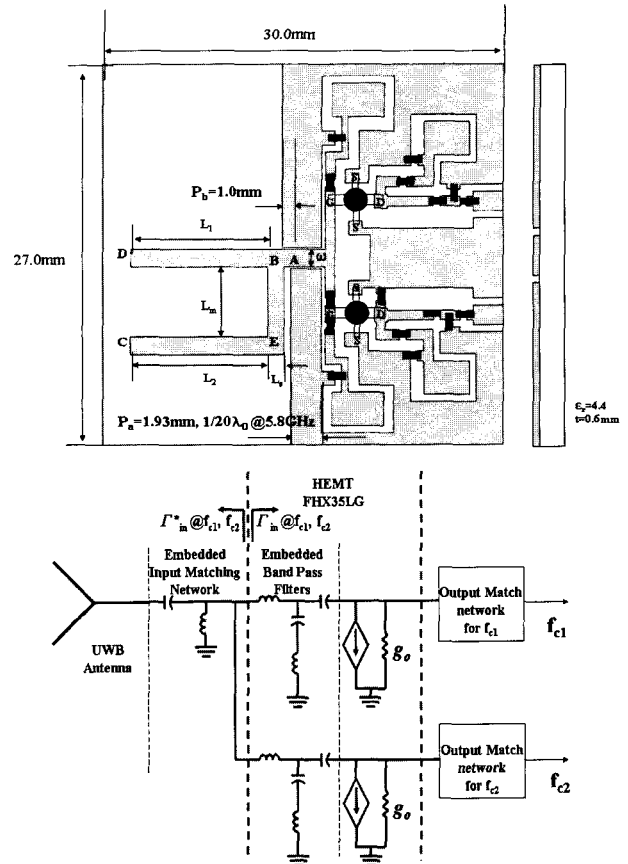
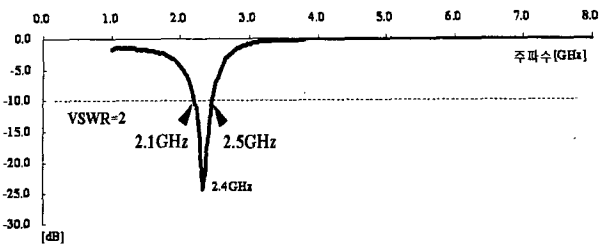


그림 1. 제안된 평면형 이중 대역 능동 안테나의 layout 및 입·출력 임피던스 정합 개념도 ( $f_c=2.4/5.8\text{GHz}$ )

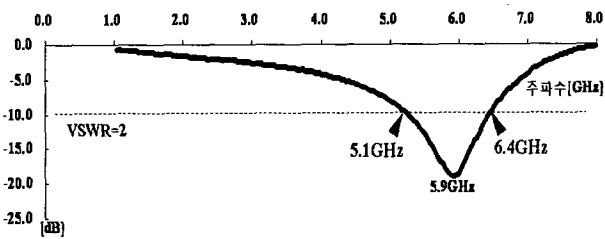
Fig. 1. The layout and concepts of proposed planar dual-mode active antennas. ( $f_c=2.4/5.8\text{GHz}$ )

LQG series)를 이용하였으며 바이어스 회로 및 능동 소자 출력 임피던스 네트워크 회로에 사용되어 안테나 방사 감쇄 현상을 최소화 할 수 있도록 사용되었다<sup>[5][13]</sup>.

본 논문에서 제시하는 평면형 모노폴 능동 안테나에서는 평면형 초광대역 안테나의 급전 선로 길이를 조절함으로써 안테나의 출력 임피던스가 능동 소자의 입력 임피던스와 공액 정합을 이루는 방법을 이용하였다. 이와 같이 안테나 출력단과 능동 소자 입력단 사이의 직접 결합에 의한 정합 방법은 추가적인 정합 회로를 사용하지 않고 안테나와 능동 소자를 연결시키는 방법으로서 안테나 자체의 크기를 증가시키지 않은 상태에서 능동 안테나 시스템을 구성할 수 있게 된다. 따라서 안테나 출력단과 능동 소자 입력단 사이에서 입력 정합 회로에 의한 삽입 손실을 최소화시킬 수 있으며 특히 입력 정합 회로에 따른 안테나 방사 특성의 손실을 최소화 할 수 있다는 장점이 있다<sup>[4~5][13~14]</sup>. 제안된 평면형 이중 대역 능동 안테나는 그림 1에서 볼 수 있는 바



(a) 능동 소자 출력단에서의 반사 손실 (@2.4GHz)



(b) 능동 소자 출력단에서의 반사 손실 (@5.8GHz)

그림 2. 제안된 평면형 이중 대역 능동 안테나의 모의 실험된 주파수 특성 ( $f_c=2.4/5.8\text{GHz}$ )

Fig. 2. The simulated characteristics of proposed planar dual-mode active antennas. ( $f_c=2.4/5.8\text{GHz}$ )

와 같이 한 개의 초광대역 안테나에 각 주파수 대역에 대한 증폭 회로를 첨가한 형태이다. 즉 그림 1의 초광대역 안테나는 코프레너 구조를 이용한 평면형 구조로서, 표면 형태에 따른 제한이 적으며 간단한 설계가 가능하고<sup>[5]</sup> 능동 소자의 소스와 게이트 사이에서의 신호 재환 경로를 차단할 수 있는 구조이다. 또한 소스 단에 인덕턴스 부하를 추가시켜줄 수 있는 구조로 구성되어 있어 잡음 지수를 최소화 할 수 있다<sup>[4][14]</sup>.

그림 1에서와 같이 능동 소자 입력단의 정규화된 임피던스가  $x+jy(=Z_{input})$ 일 경우 안테나 출력단의 임피던스를 공액 정합시키기 위한 정규화된 임피던스  $x-jy(=Z_{ant})$ 의 값을 갖도록 구성하게 되면 두 단자의 직접적인 연결에 의해 리액턴스가 상쇄되는 임피던스 정합을 이루게 된다. 그림 2는 이와 같은 정합 방법에 따라 ADS<sup>TM</sup>(Advanced Design Systems)를 이용하여 모의 실험된 이중 대역 능동 안테나의 주파수 특성을 나타낸다.

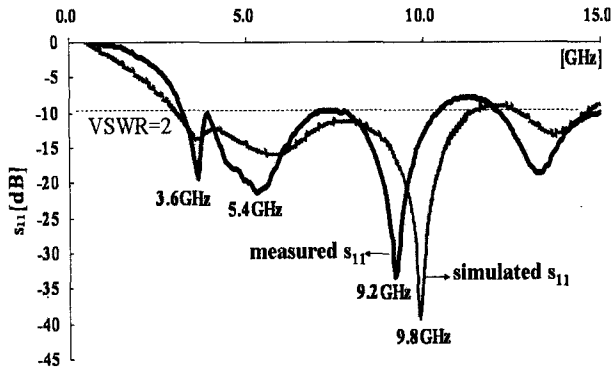
그림 2에서 보여주고 있는 이중 대역 능동 안테나의 모의 실험된 주파수 특성은 2.4GHz와 5.8GHz 주파수 영역 각각에 연결된 증폭 소자(FHX35LG)에 바이어스를 동시에 인가시켜 주었을 때 ( $V_g=-0.6\text{V}$ ,  $V_d=4.0\text{V}$ ,  $I_d=12\text{mA}$ ) 각각의 주파수 대역(2.4/5.8GHz)에 대하여 임피던스 정합이 이루어진 상태를 나타내며, 각각의 능

동 소자 출력단 (drain)에서 독립적으로 동작하고 있는 반사 손실( $S_{11}$ ) 특성을 보여주고 있다. 이는 평면형 초고주파 안테나로 입력된 특정 주파수의 신호가 각각의 임피던스 정합 조건에 따라 입·출력 임피던스 정합이 이루어진 능동 소자를 통해 출력단까지 증폭되어 전달됨을 보여준다. 즉 안테나로부터 능동 소자 출력단까지 단일 구조의 안테나 형태로 임피던스 정합이 이루어지고 있음을 보여준다. 따라서 설계된 이중 대역 능동 안테나가 두 개의 주파수 대역(2.4GHz, 5.8GHz)에 대하여 동시에 전자기파의 수신이 가능하며 각 주파수 대역에 따라 수신된 신호가 증폭 될 수 있음을 볼 수 있다. 그림 2는 모의 실험된 평면형 능동 안테나의 주파수 대역폭(VSWR $\leq 2$ )으로서 2.1~2.5GHz (400MHz) 및 5.1~6.4GHz (1.3GHz)의 주파수 대역폭 특성을 보여주고 있다.

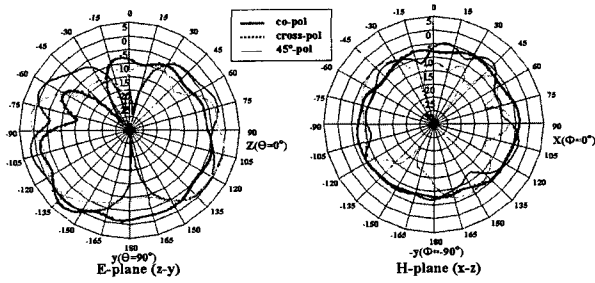
### III. 이중 대역(2.4/5.8GHz) 능동 안테나의 구성

#### 1. 초광대역 평면형 안테나의 주파수 특성

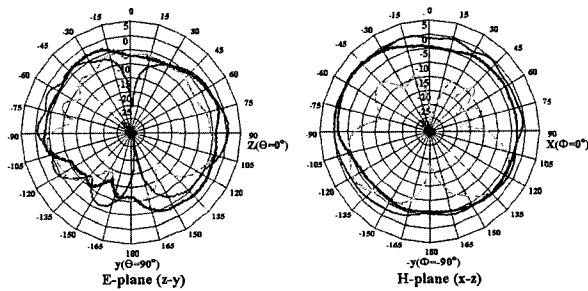
본 논문에서 설계한 이중 대역 능동 안테나에 적용된 초광대역 평면형 모노폴 안테나는 그림 1과 같이 LI형 구조를 가지며 LI형의 모노폴 길이에 따라 안테나의 공진 주파수 대역이 결정되는 구조이다<sup>[17]</sup>. 안테나의 동작 영역을 설정하기 위하여 설계된 구조는 그림 1과 같으며 급전선로 좌측의 L자형 모노폴 안테나는  $L_2+L_m+w+L_s(=l_2)$ 의 길이 합으로 구성되고, 본 논문에서는 그 길이를 20.3mm로 구성하였다. 급전선로와 수직한 형태로 된 개방형 스테브의 길이는  $L_m+L_s+w(=l_1)$ 로 이루어지며, 그 길이는 6.2mm이었다. 그림 1 및 표 1에서 보여주는 구조와 길이를 갖는 L자형 모노폴 안테나는 4.1GHz와 9.2GHz에서 두 개의 공진 주파수를 형성한다. 공진 주파수에 대한 표면 전류 분포의 전기적 길이는 자유공간에 대하여 각각  $0.26\lambda_0(4.1\text{GHz}, =L_2+L_m+w+L_s)$ ,  $0.24\lambda_0(9.2\text{GHz}, =L_m+w+L_s)$ 로 계산되어 동작되는 안테나가 모노폴 안테나임을 알 수 있다. 제안된 안테나 구조를 이용하여 UWB 안테나를 구현하기 위해서 L자 평면형 모노폴 안테나와 병렬로 연결된 개방형 I자형 스테브가 L자형 안테나의 두 공진 주파수 대역 사이에서 공진을 이루는 구조로 나타났다. 본 실험에서는 개방형 스테브의 길이가 약  $0.23\lambda_0(5.4\text{GHz}, =L_1+w+L_s)$ 에 해당하는 길이로 설계될 때 제안된 안테나가 초광대역 폭을 갖는 모노폴 안테나로서 최적화됨을 알 수 있었다.



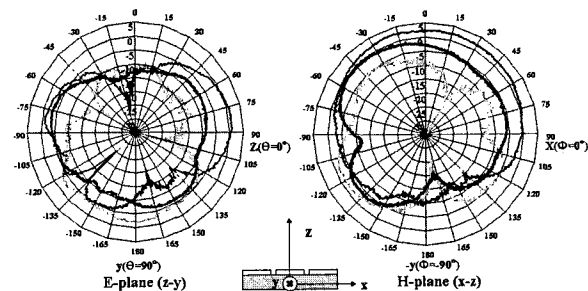
(a) 측정된 반사 손실



(b) 3.6GHz



(c) 5.4GHz



(d) 9.2GHz

그림 3. 평면형 능동 안테나에서 사용된 평면형 모노폴 안테나의 대역폭(VSWR≤2) 및 방사 특성

Fig. 3. The bandwidths and radiation patterns of planar monopole antenna used in dual-mode planar active antennas.

그림 3은 표 1에서와 같이 최적화 된 LI형 평면형 초광대역 안테나의 주파수 특성을 모의실험 결과와 측

정된 결과를 비교하여 보여준다. 모의실험은 유한요소법(Finite Element Method, FEM)을 적용한 초고주파 수치해석 프로그램인 HFSS™(High Frequency Structure Simulator)를 이용하여 수행하였으며 측정에서는 Agilent™ 8722ES VNA (Vector Network Analyzer)를 이용하였다. 그림 3은 설계된 초광대역 안테나가 3 개의 공진 모드를 지나며 발전하고 있음을 알 수 있으며 반사 손실(S11) 측정 실험에서는 3.0GHz로부터 11.0GHz까지의 주파수 대역폭(VSWR≤2)을 나타내었다. Agilent™ E8361A PNA 및 MIDAS™ ver.5.06 시스템을 이용하여 측정된 방사 패턴은 그림 3과 같이 대칭적인 전기장(E-field)을 형성하며 무지향적인(omni-directional) 방사 특성(H-field)을 나타냄으로써 본 실험에서 적용된 초광대역 안테나 구조는 전형적인 모노폴 안테나로서의 특성을 가지고 있음을 알 수 있었다. 그림 2에 의하면 초광대역의 안테나 대역폭을 형성하기 위해 모두 세 개의 공진이 발생하고 있음을 알 수 있으며 이 때 3.6GHz와 5.4GHz의 공진 주파수는 일치하지만, 9.2GHz 대역의 공진에 있어서는 모의실험 과정에서 예측된 공진주파수는 9.8GHz에서 형성되었으나 실험 결과를 통해 측정된 공진 주파수는 9.2GHz로 나타나서 모의실험과 제작 측정실험 결과 사이에는 약 600MHz의 차이가 발생함을 볼 수 있었다. 이러한 차이는 모의실험과 측정실험에서 발생할 수 있는 주파수에 따른 유전율의 오차로 판단할 수 있다.

## 2. 평면형 이중 대역 능동 안테나 구성

### 가. 5.8GHz 대역의 입·출력단 임피던스 정합

설계된 초광대역 안테나는 그림 3과 같이 초광대역의 특성을 보여준다. 이와 같이 설계된 초광대역 안테나와 능동 소자 (HEMT) 사이의 임피던스 정합은 평면형 초광대역 안테나의 코플래너 (CPW) 급전 선로 길이를 조절하여 이루었으며 또한 안테나의 급전 선로를 이루는 접지면의 구조를 비대칭 구조로 형성하여 보다 정확한 입·출력 임피던스 정합을 이루었다. 그림 4는 5.8GHz의 동작 주파수에서 안테나 급전 선로의 길이 및 접지면의 길이를 변화시켜 주었을 때 초광대역 안테나의 출력단과 능동 소자 입력단 사이의 입력 임피던스 정합이 이루어지는 과정을 보이고 있다.

그림 4는 5.8GHz의 주파수에 대하여 안테나의 급전 선로 길이를  $1/20\lambda_0$  (@5.8GHz) 길이로 조정하여 안테나 출력단과 능동 소자 입력단 사이의 공액 정합이 이

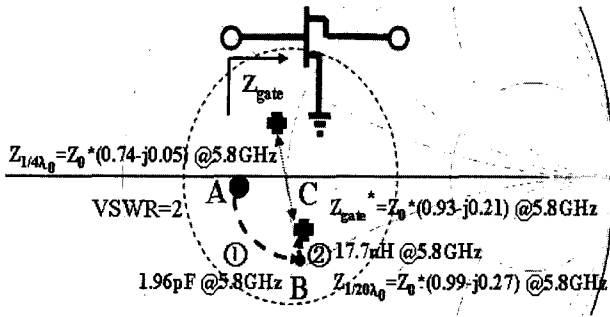


그림 4. 제안된 평면형 능동 안테나의 입력 임피던스 정합 과정 (@5.8GHz)

Fig. 4. The input Impedance matching process of proposed planar active antennas. (@5.8GHz)

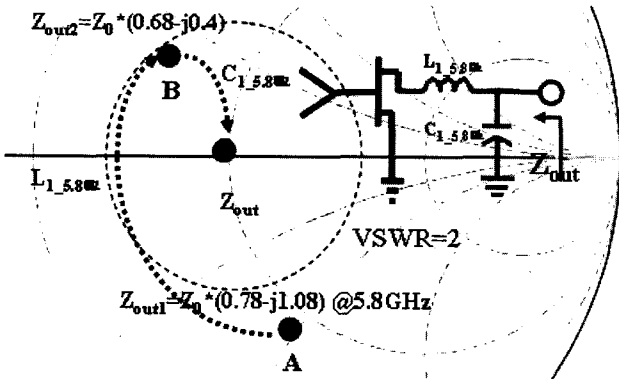


그림 5. 제안된 평면형 능동 안테나의 출력 임피던스 정합 과정 (@5.8GHz)

Fig. 5. The output Impedance matching process of proposed planar active antennas. (@5.8GHz)

루어지는 과정을 보여준다. 3차원 모의실험 도구인 HFSS™ 및 ADS™를 이용하여 계산한 결과,  $1/4\lambda_0$  (@5.8GHz) 길이의 급전선로에 대한 안테나 출력 임피던스는 점 A에 해당하며 능동 소자 게이트에서의 입력 임피던스( $Z_{input}$ )는 점  $Z_{gate}$ 에 해당한다. 따라서 안테나의 출력단에 그림 4와 같이 리액턴스 및 서셉턴스 값의 변화에 해당하는 전송 선로 및 접지면의 길이를 추가 또는 감소시키면, 안테나 출력 임피던스( $Z_{ant}$ )가 점 B를 지나 점 C로 변경되고 능동 소자 입력단과 평면형 초광대역 안테나 사이에서 공액 정합 (conjugation match)에 의한 임피던스 정합이 이루어짐을 알 수 있다. 따라서 본 논문에서는 5.8GHz 주파수 대역에서 각각 1.96pF의 직렬 캐패시턴스 및 17.7nH의 병렬 인덕턴스 값에 해당하는 급전 선로 길이 변경 및 비등방 접지면 구조를 변경시킴으로써 그림 1과 같이 초광대역 안테나 출력단과 능동 소자 입력단 사이에 임피던스 정합을 실시할 수 있다. 그림 5는 초광대역 평면형 안테나와 입력 임피던스 정합을 이룬 평면형 능동 안테나의 출력 임피던스 정합 과정을 보여준다.

그림 5에 의하면 능동 안테나의 입력단 임피던스 정합 조건에 의해서 출력단은 점 A에 해당하는 임피던스 값을 갖게 되며 인덕턴스 성분을 증가 및 감소시키는 일련의 과정에 의해 출력 임피던스를 50Ω으로 최적화 시키게 된다. 그러나 고주파에서의 능동 소자는 게이트와 드레인 사이에 기생 궤환 캐패시턴스( $C_{gd}$ )가 형성됨에 따라 양방향성( $S_{12} \neq 0$ )을 이루게 되므로 반복적인 입·출력단 정합 과정을 통해 능동 안테나의 입·출력단 임피던스 정합 조건을 찾을 수 있다<sup>[10-11]</sup>. 이와 같은 출력단 임피던스 정합 조건에 의한 정합회로는 1.0mm(길이)×0.5mm(폭) 크기의 집중 소자를 이용함으로써 스태브 등에 의한 안테나의 방사 특성 저하를 최소화하면서 능동 안테나 모듈의 크기를 최소화할 수 있다. 능동 안테나 출력 임피던스 정합은 그림 5에서와 같이 인덕턴스 및 캐패시턴스의 결합으로 이루어질 수 있었으며 이 때 LQG15HN5N6S02 ( $L_{1.58GHz}$ ) 및 GRM1555C1HR50CZ01D ( $C_{1.58GHz}$ )의 인덕턴스와 캐패시턴스 칩을 이용하였다.

나. 2.4GHz 대역의 입·출력단 임피던스 정합

2.4GHz 주파수에서의 입력 임피던스 정합은 평면형 초광대역 안테나의 출력 임피던스가 능동 소자의 입력 임피던스와 5.8GHz의 주파수에 대하여 임피던스 정합이 이루어진 상태에서 그 값이  $30.0 - j45.0\Omega$ 으로 계산된다. 또한 동일한 주파수에서의 능동 소자 입력 임피던스는  $30.0 + j70.0\Omega$ 으로 계산되었다. 따라서 2.4GHz에서

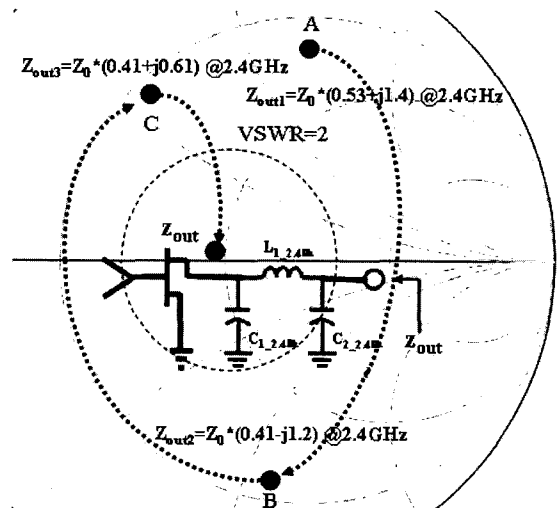


그림 6. 제안된 평면형 능동 안테나의 출력 임피던스 정합 과정 (@2.4GHz)

Fig. 6. The procedures of output impedance matching process of proposed planar active antennas.(@2.4GHz)

의 임피던스 정합은 평면형 초광대역 안테나와 능동 소자를 결합시킬 때 리액턴스 성분이 상대적으로 감소될 수 있음을 알 수 있다. 그림 6은 2.4GHz의 주파수에 대하여 능동 소자의 입력단과 입력 임피던스 정합을 이루며 결합된 평면형 초광대역 안테나에 의한 능동 안테나의 출력 임피던스 및 50Ω으로의 임피던스 정합 과정을 보여준다.

그림 6에 의하면 평면형 초광대역 모노폴 안테나의 출력단과 결합된 능동 소자에 의한 능동 안테나의 출력 임피던스는 점 A에 해당하며 이에 리액턴스 성분을 증가 및 감소시키는 정합 네트워크의 설계에 따라 그 출력 임피던스가 점 B 및 점 C의 임피던스 값을 지나 50Ω으로 될 수 있다. 이와 같은 임피던스 정합 방법은 5.8GHz의 주파수에서와 같이 반복적인 입·출력단 정합 과정을 통해 임피던스 정합 조건을 찾게 되며3 이와 같은 방법에 따른 출력단 임피던스 정합 조건에 의해 최적화된 정합 네트워크는 그림 5에서와 같이 집중 소자를 이용하였으며 이 때 사용된 집중 소자는 각각 LQG15HN2N2S02 (L1\_2.4GHz), GRM155R71A473KA01D (C1\_2.4GHz) 그리고 GRM1555C1A2R0CZ01D (C2\_2.4GHz)의 캐패시턴스와 인덕턴스 칩이 이용되었다.

#### IV. 이중 대역(2.4/5.8GHz) 능동 안테나의 구현 및 측정

그림 7은 III장에서 소개된 구성 방법에 따라 구현된 이중 대역 능동 안테나의 회로도이다. 그림 7의 회로도는 평면형 초광대역 안테나와 이의 급전 선로에 내장된 네트워크, 그리고 이와 직접 결합 방법에 의해 연결된

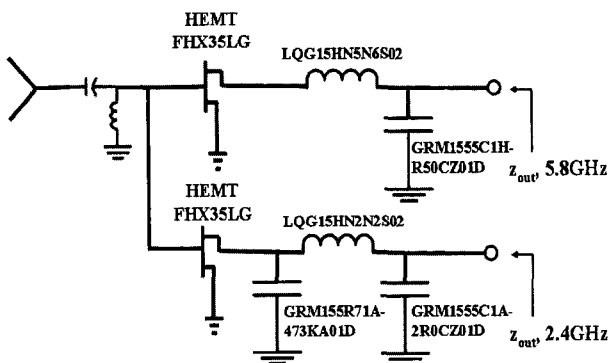


그림 7. 제안된 평면형 이중 대역 능동 안테나의 회로도 (@2.4/5.8GHz)

Fig. 7. The circuit of proposed planar dual-mode active integrated antennas.(@2.4/5.8GHz)

능동 소자로 그 입력단이 구성된다.

위와 같은 임피던스 정합 과정에 있어 2.4/5.8GHz의 이중 대역 대역 능동 안테나에서 이용된 평면형 초광대역 안테나의 급전 선로 길이를 5.8GHz의 주파수에 대하여 각각  $1/4\lambda_0$ ,  $1/8\lambda_0$ 의 길이로 변화시켜 안테나의 주파수 특성 변화에 따라 이와 연결된 능동 소자의 입력 임피던스 변화에 따른 능동 소자의 출력 임피던스 변화를 살펴보았으며 그 결과 능동 소자의 출력 임피던스는 입력 임피던스 변화에 따라서도 동작 특성이 안정됨을 볼 수 있었고 특히 2.4GHz의 주파수에 대해서는 그 변화가 나타나지 않았다. 이는 본 실험에서 사용된 능동 소자의 고주파 특성에 의해 2.4GHz의 주파수에 대해서는 소자의 게이트와 드레인 사이에서 발생하는 기생 캐패시턴스(Cgd)가 신호의 전달 경로를 형성하지 않으며 ( $S_{12}=0$ ) 5.8GHz 이상의 주파수에 대하여 전달 경로를 형성( $S_{12}\neq 0$ )하게 됨을 의미한다<sup>[11]</sup>. 이와 같이 구현된 이중 대역 능동 안테나의 동작 특성을 측정하기 위하여 Agilent™ 8722ES VNA (Vector Network Analyzer)를 이용하여 그 반사 손실 (return losses,  $S_{11}$ )을 측정하였으며 측정 결과 그림 8에서 볼 수 있는 바와 같이 두 개의 방사 주파수 대역 (2.4/5.8GHz)을 나타내었으며 그 중심 주파수는 2.5GHz 및 5.7GHz로 측정되었고 각각의 중심 주파수에 대한 임피던스 대역폭 ( $VSWR\leq 2$ )은 2.0~3.1GHz 및 5.25~5.9GHz로서 각각 1.1GHz 및 650MHz의 대역폭을 갖는다.

또한 본 논문에서 제안한 이중 대역 평면형 능동 안테나는 그림 9와 같은 방사 특성을 나타낸다.

그림 9에 의하면 제안된 이중 대역 능동 안테나의 방

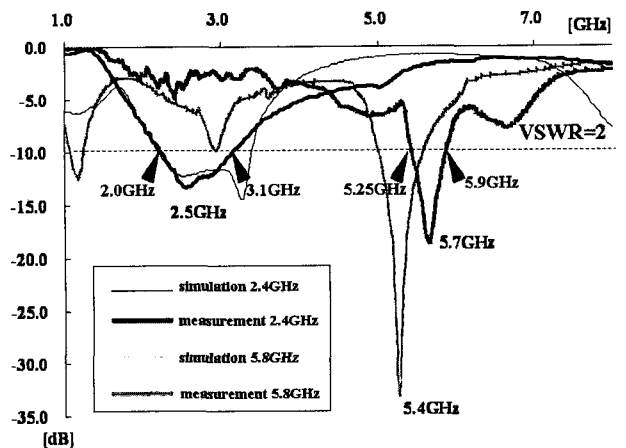
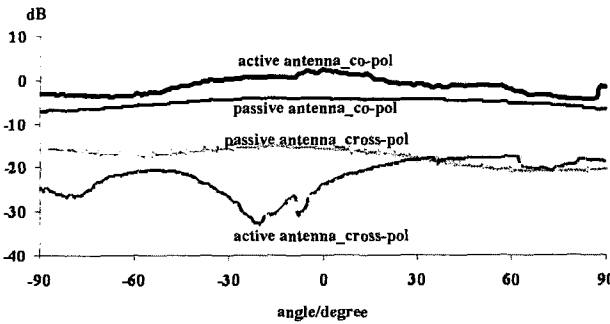
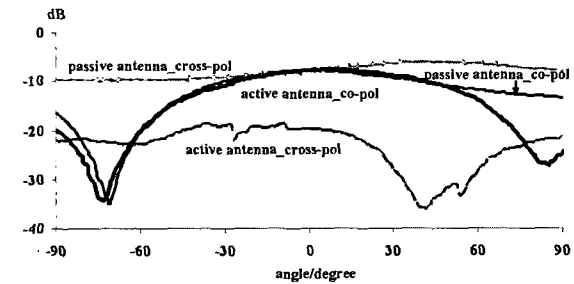


그림 8. 제안된 평면형 이중 대역 능동 안테나의 반사계수(return loss) ( $f_c=2.4/5.8GHz$ )

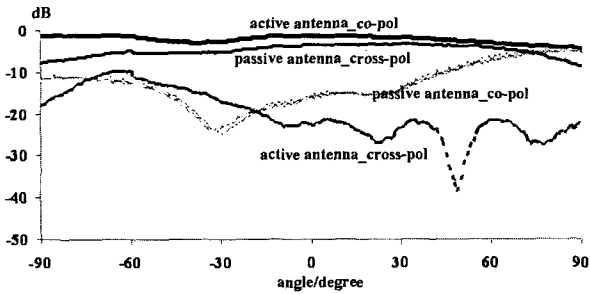
Fig. 8. The return losses of proposed planar dual-mode active antenna.( $f_c=2.4/5.8GHz$ )



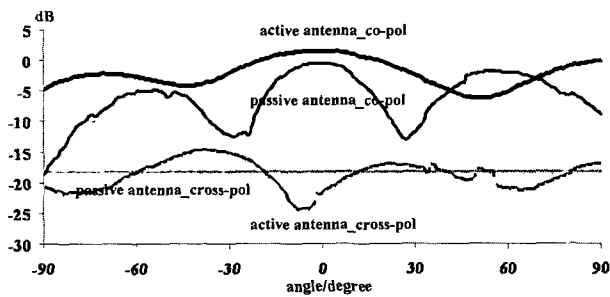
(a) H-plane at 2.4GHz



(b) E-plane at 2.4GHz



(c) H-plane at 5.8GHz



(d) E-plane at 5.8GHz

그림 9. 이중 대역 능동 안테나의 방사 특성

Fig. 9. The radiation patterns of dual-frequency active antennas.

사 패턴이 안테나 출력단과 연결된 능동 소자의 증폭 특성에 따라 2.4GHz와 5.8GHz에서 수동 안테나에 비해 그 이득이 약 10.0dBi에 해당함을 알 수 있으며 또한 수동 안테나에서 발생되었던 co-polarization과 cross-polarization 특성이 개선되고 있음을 알 수 있다. 이와 같은 특성은 두 대역에서의 안테나 출력 임피던스 특성

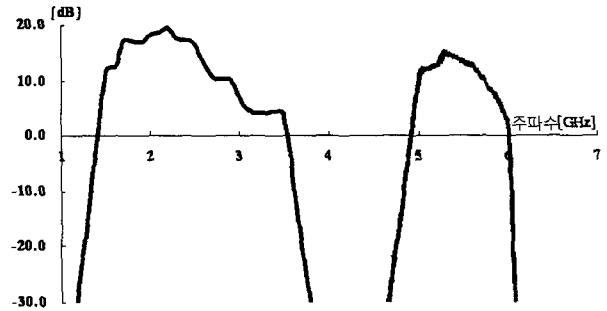


그림 10. 제안된 평면형 이중 대역 능동 안테나의 수신 신호 증폭 실험( $f_c=2.4/5.8GHz$ )

Fig. 10. The amplifications of received signals in the proposed planar dual-mode active integrated antenna ( $f_c=2.4/5.8GHz$ )

이 능동 소자 출력단에서의 임피던스 특성 보정 및 능동 소자의 증폭 특성에 의해 발생하며 특히 능동 소자에 의한 수신 신호 증폭 특성은 그림 10의 결과에서 볼 수 있는 바와 같이 수신된 신호의 증폭 대역은 1.4~3.6GHz 및 5.05~6.0GHz로서 2.4GHz에서 17.0dB, 5.2GHz에서 15.0dB의 이득을 갖는 것으로 측정되었다. 이와 같은 실험은 송신용 수동 안테나를 SMA 커넥터를 통해 신호발생기 Agilent™ 83712B와 연결하고 수신용 능동 안테나를 스펙트럼 분석기 Agilent™ 8595E와 연결하여 두 안테나를  $\phi$  및  $\theta$  각이  $0^\circ$ 가 되도록 설치한 상태에서 송·수신이 가능한 주파수 대역에 대하여 수동 안테나를 통해 송신된 0.0dBm 크기의 신호를 능동 안테나가 수신 및 증폭하는 실험을 무반사 공간 내에서 실시하였다. 실험 결과에 따라 송·수신이 가능한 주파수 대역에 대하여 이와 같은 수신된 신호를 증폭시킬 수 있는 주파수 범위는 IEEE 802.11 a/b/g의 주파수 대역을 포함하므로 본 논문에서 제안된 이중 대역 평면형 능동 안테나가 WLAN(Wireless LAN) 및 이에 해당하는 주파수 대역에 대한 능동 안테나로서 적용될 수 있음을 보여주고 있다.

그림 10에서 보여주고 있는 2.4GHz, 5.8GHz 이중 대역 대역 능동 안테나에서의 수신 신호 증폭 결과에 따라 설계 및 제작 된 이중 대역 능동 안테나의 잡음 지수를 계산한 결과 동작 주파수 범위에 대하여 약 1.5dB로 계산되었다<sup>[16]</sup>.

### V. 결론

본 논문은 이중 대역 대역(2.4/5.8GHz)에서 동시에 동작하는 이중 대역 능동 안테나의 구조를 제시하고

있다. 이중 대역 능동 안테나의 설계를 위하여 능동 소자의 입력단과 평면형 안테나의 출력단을 연결시키는데 있어서 능동 소자의 입력단 임피던스와 공액 정합을 이룰 수 있도록 안테나의 출력 임피던스를 조정하여 리액턴스를 상쇄시키는 방법을 이용하였으며 그 결과 안테나 급전 선로의 길이를  $1/20\lambda_0$ (@5.8GHz) 이내로 조정하였다. 제작된 이중 대역 능동 안테나는 주파수 대역폭(VSWR $\leq 2$ )은 1.1GHz (2.0GHz~3.1GHz) 및 650MHz (5.25GHz~5.9GHz)로서 수신 신호 증폭 실험을 통해 2.4GHz 및 5.2GHz의 주파수에 대하여 17.0dB 및 15.0dB의 이득이 측정되었다. 또한 이와 같은 주파수 대역에 있어서 약 1.5dB의 잡음 지수를 가짐으로써 IEEE 802.11 a/b/g의 주파수 대역을 포함하는 WLAN (Wireless LAN) 대역 안테나로서 적용될 수 있음을 보여주었다.

### 알리는 글

본 논문은 정보통신부의 출연금 등으로 수행한 정보통신연구개발사업의 연구결과입니다.

### 참고 문헌

- [1] A. S. Andrenko, Y. Ikeda, M. Nakayama, and O. Ishida, "Impedance Matching in Active Integrated Antenna Receiver Front End Design," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.10, No.1, pp 16-18, January 2000.
- [2] H. An, B. K. J. C. Nauwelaers, and A. R. Van de Capelle, "Broadband Active Microstrip Antenna Design with the Simplified Real Frequency Technique," *IEEE Trans. Antenna Propag.*, vol.42, No.12, pp 1612-1619, Dec. 1994.
- [3] W. Duerr, W. Menzel, and H. Schumacher, "A Low-Noise Active Receiving Antenna Using a SiGe HBT," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol.7, No.3, pp 63-65, March 1997.
- [4] T. D. Ormiston, P. Gardener, and P. S. Hall, "Compact Low Noise Receiving Antenna," *Electron. Letts.*, vol.34, No.14, pp 1367-1368, July 1998.
- [5] B. Robert, T. Razban, and A. Papiernik, "Compact Amplifier Integration in Square Patch Antenna," *Electron. Letts.*, vol.28, No.9, pp 1808-1810, Sept., 1992.
- [6] G. K. Gopalakrishnan, K. A. Hummer, and K. Chang, "Active Radiating Element Integrated with Microstrip Patch Antenna," *Electron. Letts.*, vol.24, No.21, pp 1347-1348, Oct., 1988.
- [7] W. C. Liu, "Wideband Dual-frequency Double Inverted-L CPW-fed Monopole Antenna for WLAN Application," in *Proc. IEE Microwaves, Antenna and Propag.*, vol.152, No.6, pp520-526, Dec. 2005.
- [8] B. K. Kormanyos, W. Harokopus, L. P. B. Katehi, and G. M. Robeiz, "CPW-fed Active Slot Antenna," *IEEE MTT.*, vol.42, No.4, pp541-545, April 1994.
- [9] K. H. Y. Ip, T. M. Y. Kan, and G. V. Eleftheriades, "A Single-Layer CPW-fed Active Patch Antenna," *IEEE Microwave and Guided Wave Lett.*, vol.10, No.2, pp 64-66, Feb. 2000.
- [10] G. Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers," Prentice Hall, 1997.
- [11] F. Ali and A. Gupta, "HEMTs and HBTs," Artech House, 1991.
- [12] Ansoft Corporation, HFSS.[Online]. Available: <http://www.ansoft.co.kr>
- [13] P. M. Hankins and P. S. Hall, "Radiation from Transistor in Microstrip Line," *Electron. Lett.*, vol.27, No.11, pp 986-988, March., 1991.
- [14] V. D. Vegte, "Feedback Control Systems," Prentice-Hall, 1994.
- [15] J. I. Kim, S. S. Choi, W. T. Lee, and Y. Jee, "Wide Band Coplanar Waveguide-Fed Monopole Antenna," *European Conference on Antenna and Propagation*, 5A5, Nice, France, Nov. 2006.
- [16] H. An, B. K. J. C. Nauwelaers, and A. R. V. de Capelle, "Noise Figure Measurement of Receiving Active Microstrip Antennas," *Electron Lett.*, vol. 29, No.18, pp 1594-1596, Sep. 1993.
- [17] J. I. Kim, and Y. Jee, "Design of Ultra Wideband Coplanar Waveguide-Fed LI-shape Planar Monopole Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, (to be printed) 2007.



## 저 자 소 개



김 준 일(정회원)  
1996년 서강대학교 전자공학과  
학사 졸업.  
1998년 서강대학교 전자공학과  
석사 졸업.  
2007년 서강대학교 전자공학과  
박사 과정(2003-현재)

1998년 2월~2003년 6월 (주)삼성전기  
중앙연구소 선임연구원

<주관심분야 : 초광대역 안테나 설계, 능동 집적  
안테나 설계, RF-SoP>



장 진 우(학생회원)  
2006년 신라대학교 전자공학과  
학사 졸업  
2006년 3월~현재 서강대학교  
전자공학과 석사과정  
<주관심분야 : LTCC 복합모듈  
설계, 안테나 설계 및 해석>



이 원 택(학생회원)  
2006년 서강대학교 전자공학과  
학사 졸업  
2006년 3월~현재 서강대학교  
전자공학과 석사과정  
<주관심분야 : 반도체 패키지 해  
석, RF-SoP>

지 용(정회원)  
대한전자공학회 논문지  
제31권 A편 제3호 참조  
현재 서강대학교 전자공학과 교수