

초광대역 평면형 모노폴 안테나를 이용한 능동 안테나 다이플렉서의 설계

Design of Active Antenna Diplexers Using UWB Planar Monopole Antennas

김준일 · 이원택 · 장진우 · 지 용

Joon-Il Kim · Won-Taek Lee · Jin-Woo Chang · Yong Jee

요 약

본 논문은 초광대역 코플러너 급전 모노폴 안테나를 이용한 능동 안테나 다이플렉서 구조를 제안한다. 제안된 다이플렉서 구조는 초고주파 시스템 집적 패키지 기술(RF System on Package: RF-SoP)을 이용한 것으로서 평면형 초광대역 모노폴 안테나와 능동 소자를 직접 연결법에 의해 연결하여 다이플렉서(diplexer)를 형성하는 방식이다. 이는 안테나 회로 성분과 능동 소자의 패키지 회로 성분으로 형성되는 통과 대역을 이용함으로써 별도로 추가된 대역 통과 필터 등의 회로 구조 없이 다이플렉서를 내장하여 구성하는 방식이다. 따라서 입력된 수신 신호의 주파수 대역에 따라 동작 회로가 분리되며, 분리된 수신 신호가 능동 소자의 동작에 의해 증폭되는 능동 안테나 다이플렉서(diplexer)로서 구성된다. FR-4 에폭시 기판 위에서 제작된 능동 안테나 다이플렉서의 특성을 측정하고, 2.4 GHz 수신 단자에서는 0.9 dB의 삽입 손실(insertion loss), 1.1 GHz(2.0~3.1 GHz) 대역폭, 17.0 dB의 수신 신호 증폭 특성을 보여주었으며, 5.8 GHz 수신 단자에서는 0.8 dB의 삽입 손실, 650 MHz(5.25~5.9 GHz) 대역폭, 15.0 dB의 수신 신호 증폭 특성을 보여주었다. 또한 -10.0 dB 이상의 주파수 분리(isolation) 특성과 -20.0 dB 이상의 고조파 성분(harmonics) 감쇄 특성을 나타내어, 제시된 능동 안테나 다이플렉서 구조가 설계된 동작을 하고 있음을 알 수 있었다.

Abstract

This paper presents active antenna diplexers implemented into an ultra-wideband CPW(Coplanar Waveguide) fed monopole antennas. The proposed active antenna diplexer is designed to direct interconnect the output port of a wideband antenna to the input port of two active(HEMT) devices, where the impedance matching conditions of the proposed active integrated antenna are optimized by adjusting CPW(Coplanar Waveguide) feed line to be the length of $1/20 \lambda_0$ (@5.8 GHz) in planar type wideband antenna. The measured bandwidth of the active integrated antenna shows the range from 2.0 GHz to 3.1 GHz and from 5.25 GHz to 5.9 GHz. The measured peak gains are 17.0 dB at 2.4 GHz and 15.0 dB at 5.5 GHz.

Key words : RF-SoP, Diplexer, UWB Antennas, Active Integrated Antennas

I. 서 론

차세대 휴대용 무선 통신 서비스를 구현하기 위

해서는 무선 통신 시스템과 구성 부품들이 초소형화 및 초경량화 되어야 한다^[1]. 이러한 요구 사항들을 만족시키기 위해서는 초고주파 전치단(RF front-end)

「이 연구는 정보통신부의 출연금 등으로 수행한 정보통신연구개발사업의 연구 결과입니다.」

서강대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20070731-079

· 수정완료일자 : 2007년 9월 3일

의 구조를 개선하여 시스템의 성능 및 효율을 향상시켜야 한다. 초고주파 시스템 집적 패키지(RF-SoP) 기술을 적용하여 초고주파 전치단을 구현할 경우에는 그 구조를 보다 단순하게 구성할 수 있으며, 동시에 경량화와 소형화 효과를 얻을 수 있다. 특히, 기존의 무선 통신 시스템에서의 신호 수신 구조에 있어서는 신호 수신 및 경로가 안테나(antennas), 다이플렉서(duplexers), 필터(filters), 증폭 소자(amplifiers), 믹서(mixers) 등의 순서로 구성되며^[2], 각 부품들은 분리된 상태에서 최적화 과정을 거치고 시스템의 제작 및 결합 과정에서 전체 시스템의 임피던스 정합 과정을 거치기 때문에 경량화 및 소형화를 이루는데 많은 어려움이 있다. 그러나 본 논문에서 제안하는 능동 안테나 다이플렉서는 무선 통신용 수신 구조로서 안테나, 증폭 소자 및 주파수를 분리시키기 위한 두 개의 대역 통과 필터가 안테나 및 증폭 소자를 이루는 네트워크에 내장된 구조^{[3],[4]}이므로 그 구조가 단순화될 수 있으며 특히, 마이크로웨이브 집적 회로(Monolithic Microwave Integrated Circuits: MMIC)나 RFIC 소자 등을 이용한 LTCC(Low Temperature Co-fired Ceramics)를 이용하여 구현되는 초고주파 시스템 패키지(RF-SoP) 기술에 3차원 구조로서 적용할 수 있어 그 집적도를 높일 수 있다. 기존에 제시되었던 능동 안테나 구조에서는 안테나와 증폭 소자를 직접 연결하는 구조를 제시하여 왔지만^{[4],[5]}, 제시된 특성들은 단일 밴드 능동 집적 안테나를 구현하기 위한 방법이었으며, 이중 대역에 해당하는 집적된 능동 안테나 다이플렉서(duplexer)에 대한 방법은 제시되지 못하였다. 따라서 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하고자 특정 주파수 대역에 대한 선별적인 수신 신호 경로 형성과 주파수 대역간의 분리, 그리고 수신 신호의 증폭과 같은 기능을 지닌 능동 안테나 다이플렉서 구조를 제시하였다. 제시된 구조는 FR-4 에폭시($\epsilon_r=4.4$) 기판을 이용하여 제작되었으며, 코플래너(Coplanar Waveguide: CPW) 급전 구조를 이용한 초광대역 평면형 안테나^{[6],[7]}를 이용한 집적된 능동 안테나 다이플렉서로서 그 구조 및 특성을 제시하였다.

본 논문의 II장에서는 초광대역 능동 안테나 다이플렉서 구조 및 제시된 능동 소자의 파라미터 특성 및 안테나와의 직접 연결법에 대해 살펴보았으며, III장에서는 능동 안테나 다이플렉서 특성 측정과 실

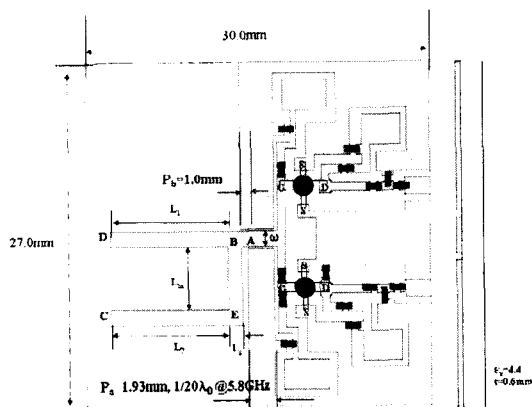
험 결과를 제시하였고 IV장에서는 결론을 맺었다.

II. 능동 안테나 다이플렉서 구조

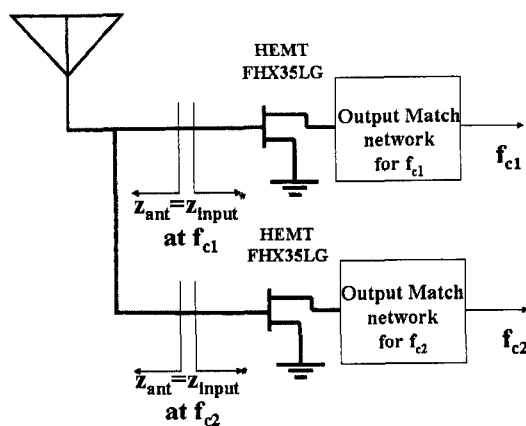
2-1 초광대역 모노폴 안테나

그림 1은 제시된 능동 안테나 다이플렉서의 구조를 나타낸다.

그림 1에서 보여주는 능동 안테나 다이플렉서 구조는 27.0 mm(폭)×30.0 mm(길이)×0.6 mm(두께)의 크기로 제작되었으며, 상대 유전율(ϵ_r)이 4.4, 0.5oz. 두께의 구리 도체를 지닌 FR-4 에폭시 기판을 이용



(a) 평면도
(a) Layout



(b) 회로 개념도
(b) Block diagram

그림 1. 제안된 능동 안테나 다이플렉서의 구조($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz)

Fig. 1. The layout of proposed active antenna duplexers($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz).

하여 제작되었다. 또한, 1.0 mm(길이)×0.5 mm(폭) 크기의 집중 소자(Murata™ GRM&LQG series)를 이용하여 전체 회로를 구성함으로써 연결 배선인 스텐브 등이 방사 패턴에 미치는 영향을 최소화 할 수 있도록 구성하였다^{[8],[9]}. 그림 1에서 제시된 능동 안테나 다이플렉서는 초광대역 안테나와 능동 소자(HEMT, FHX35LG)의 직접 연결에 의해 구현된다. 본 논문에서 적용된 초광대역 평면형 모노폴 안테나는 그림 1과 같이 LI형으로 구성되며, 모노폴 길이에 따라 공진 주파수 대역을 결정되는 구조이다^{[6],[7]}. 안테나의 동작 영역을 설정하기 위하여 설계된 구조는 그림 1과 같으며, 급전 선로 하단의 L자형 모노폴 안테나는 $L_2+L_m+w+L_s(=l_2)$ 의 길이 합으로 구성되고, 본 논문에서는 20.3 mm로 구성하였다. 또한, 급전 선로와 평행한 형태로 설계된 I자형 개방형 스텐브의 길이는 $L_m+L_s+w(=l_1)$ 로 이루어지며, 그 길이는 6.2 mm이다. LI형으로 이루어진 초광대역 안테나 중 L자형 모노폴은 3.6 GHz와 9.2 GHz에서 두 개의 공진 주파수를 형성하고 I자형 모노폴은 5.4 GHz에서 공진 주파수를 형성한다. 이 때 공진 주파수에 대한 전기적 길이는 자유 공간에 대하여 각각 $0.24 \lambda_0(3.6 \text{ GHz})$, $0.24 \lambda_0(9.2 \text{ GHz})$ 로 계산되어 동작되는 안테나가 모노폴 안테나임을 알 수 있다. 이와 같은 안테나 구조를 이용하여 초광대역 안테나를 구현하기 위해서 L자 평면형 모노폴 안테나와 병렬로 연결된 개방형 I자형 스텐브가 L자형 안테나의 두 공진 주파수 대역 사이에서 공진을 이룸으로써 세 개의 공진 영역이 서로 겹치게 됨을 알 수 있다.

그림 2는 그림 1의 능동 안테나 다이플렉서에 적용된 초광대역 모노폴 안테나의 반사 손실 특성을 나타낸다. 측정된 주파수 대역폭(VSWR≤2)은 3.0 GHz로부터 11.0 GHz까지로 확인할 수 있으며, 이와 같은 초광대역폭은 3.6 GHz, 5.4 GHz 그리고 9.2 GHz의 세 개의 공진 주파수에 의해 형성되는 각각의 주파수 대역폭이 서로 겹쳐지는 현상에 의해 형성된다^{[6],[7]}.

2-2 초고주파 능동 소자 등가 회로 모델링

본 논문에서 적용된 능동 소자(High Electron Mobility Transistor: HEMT)에 대한 등가 회로는^[10] 패키지 성분을 포함하여, 초고주파 대역에서 그림 3(a)과

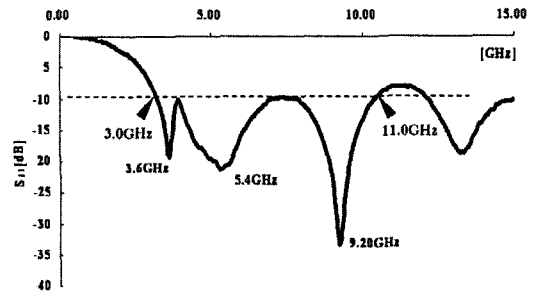


그림 2. 능동 안테나 다이플렉서에 사용된 초광대역 모노폴 안테나의 측정된 반사 손실(VSWR ≤2) 특성
Fig. 2. The measured return losses of UWB monopole antenna used in the design of active antenna duplexers(VSWR ≤2).

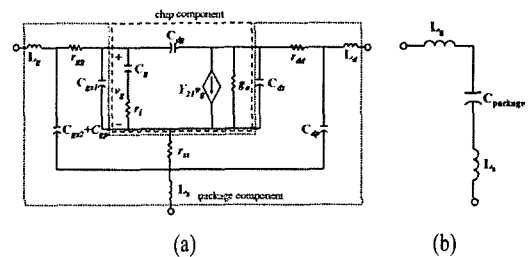


그림 3. (a) 능동 소자의 등가 회로(HEMT), (b) 능동 소자의 신호 경로에 따른 등가 회로(HEMT)
Fig. 3. (a) The equivalent circuit of the active device(HEMT), (b) The equivalent circuit of the signal paths(HEMT).

같이 나타낼 수 있다.

그림 3에서 C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} 는 칩 캐패시턴스 성분을 나타내며, C_{gp} , C_{dp} 는 패키지 구조에 의한 캐패시턴스 성분을, L_s , L_g , L_d 는 패키지 구조에 의한 인덕턴스 성분을 각각 나타낸다. 또한, r_{gg} , r_{gs} , r_{ds} 는 저항 성분을 나타낸다. 능동 소자의 패키지 구조에 의한 회로 성분 값은 High Frequency Structure Simulators(HFSS™, ver. 10)를 이용하여 S 파라미터를 추출한 후 이를 이용한 계산을 통해 구할 수 있다^{[11],[12]}. 칩 등가 성분에 의한 캐패시턴스 값은 패키지 구조의 값에 비하여 매우 작아 본 연구에서 적용된 주파수 대역에서 개방 회로로 분석되었으며, 칩의 입·출력단 사이의 캐패시턴스 값(C_{dg})만이 유효 값으로서 계산될 수 있다. 이 때 본 논문에서 사용된 능동 소자(FHX35LG)의 g_m (transconductance) 값은 60 mS이고 r_{ss} 값이 1.0

ohm이므로 각각의 중심 주파수(2.4 GHz, 5.8 GHz)에 대하여 C_{dg} 의 값이 1.56 pF($X_c=42.5 \Omega$, @2.4 GHz), 3.78 pF($X_c=7.25 \Omega$, 5.8 GHz)으로 계산되었다^[11]. 저항 성분은 동작 주파수 영역에서 리액턴스 성분보다 작기 때문에 그 영향을 무시하였다.

초고주파 회로에 있어서 동작 주파수에 따른 패키지 성분 값은 표 1에서와 같이 서로 다르게 나타나는데, 그 등가 회로는 그림 3(b)와 같이 나타낼 수 있다. 이 때 각각의 리액턴스 성분에 의한 임피던스 값은 $Z_c(C_{package})=30.1 \Omega$, $Z_L(L_g)=20.3 \Omega$, $Z_L(L_s)=22.6 \Omega$ 으로 계산되고 5.8 GHz에서의 임피던스 값은 $Z_c(C_{package})=94.6 \Omega$, $Z_L(L_g)=65.6 \Omega$, $Z_L(L_s)=49.2 \Omega$ 으로 계산된다. 또한, 이 때 패키지 성분에 의한 저항 값(R)은 1.0 ohm 미만으로 매우 작으므로 무시할 수 있다. 따라서 직렬 연결된 2.4 GHz의 주파수에 해당하는 신호는 L_g 와 C_{dg} 를 통해 능동 소자의 출력단으로 전달될 수 있으며, 5.8 GHz에 해당하는 신호 또한 L_g 와 C_{dg} 를 통해 능동 소자의 출력단으로 전달될 수 있음을 알 수 있다. 이와 같은 과정에 따라 능동 소자의 입력단에서는 그림 4 및 그림 5와 같이 2.4 GHz, 5.8 GHz의 수신 신호 출력단에서 각각 구별된 통과 대역(passband)이 형성될 수 있음을 알 수 있다.

표 1에 의하면 2.4 GHz의 동작 주파수에 대하여 $C_{package}=2.2 \text{ pF}(@2.4 \text{ GHz})$, $L_s=1.5 \text{ nH}(@2.4 \text{ GHz})$ 의 패키지 성분에 의해 구성되는 대역 저지(band stop) 구조는 식 (1)에 의해 2.8 GHz의 공진 주파수에서 대역

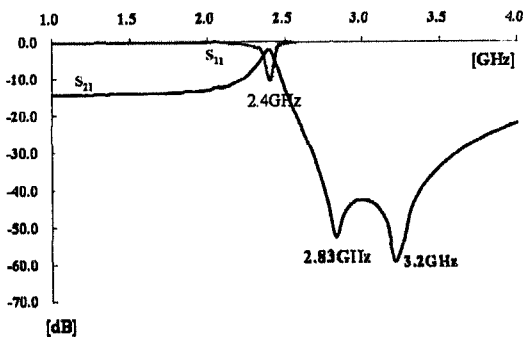


그림 4. 능동 소자의 패키지 성분 및 칩 등가 성분에 의한 모의 실험된 통과 대역 특성($f_c=2.4 \text{ GHz}$)

Fig. 4. The simulated characteristics of pass-band by the package components and equivalent components of active chips($f_c=2.4 \text{ GHz}$).

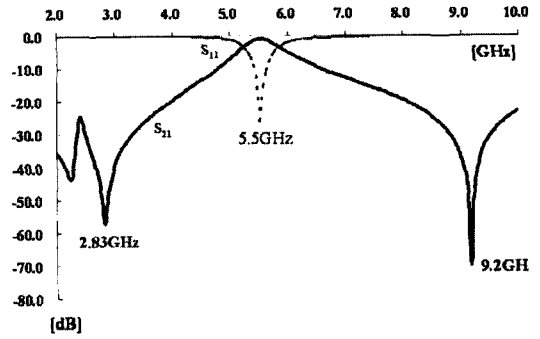


그림 5. 능동 소자의 패키지 성분 및 칩 등가 성분에 의한 모의 실험된 통과 대역 특성($f_c=5.8 \text{ GHz}$)

Fig. 5. The simulated characteristics of pass-band with package components and equivalent components of active chips($f_c=5.8 \text{ GHz}$)

표 1. 추출된 패키지 및 칩 성분 값

Table 1. The calculated parameters of components for packages and chips.

	L_g	L_s	$C_{package}$	C_{dg}
2.4 GHz	1.35 nH	1.5 nH	2.2 pF	1.56 pF
5.8 GHz	1.8 nH	2.0 nH	0.29 pF	3.78 pF

절단면(notch)를 형성하게 된다^[13]. 이와 동일한 방법으로 5.8 GHz의 중심 주파수 대역에 대해서 $C_{package}=0.29 \text{ pF}(@5.8 \text{ GHz})$, $L_s=2.0 \text{ nH}(@5.8 \text{ GHz})$ 의 대역 저지(band stop) 구조에 의해 그림 5에서와 같이 9.2 GHz의 주파수에서 대역 절단면(notch)를 형성하게 된다^[13]. 이와 같은 구성은 5.5 GHz를 중심 주파수로 하는 통과 대역(passband) 특성을 나타낼 수 있으며, 그 고조파(harmonics) 성분의 발생을 억제할 수 있다^{[15],[16]}.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_{package}}} \quad (1)$$

2-3 능동 안테나 다이플렉서의 임피던스 정합

능동 안테나 다이플렉서를 구현하기 위해 안테나 출력단과 능동 소자 입력단 사이의 연결은 두 단자 사이를 직접 연결시키는 직접 연결법에 의하여 이루어진다. 직접 연결법은 안테나의 출력단이 능동 소자의 입력단에 임피던스 정합을 이루면서 연결되는 방법으로써 임피던스 정합 조건을 만족시키기 위하

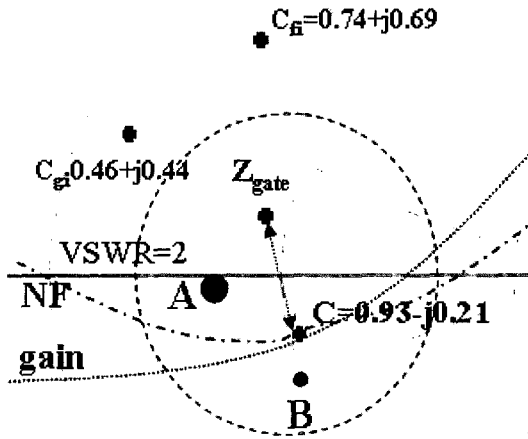


그림 6. 제안된 능동형 안테나 다이플렉서($f_c=5.8$ GHz)의 입력 임피던스 정합
 Fig. 6. The input impedance matching of proposed active antenna diplexers($f_c=5.8$ GHz).

여 조정된 평면형 초광대역 모노폴 안테나의 급전 선로 길이가 추가적인 정합 회로 없이 능동 소자의 입력 임피던스와 공액 정합(conjugate match)을 이루도록 임피던스를 정합시키는 방법이다. 이 과정은 그림 6에서의 임피던스 정합 과정과 같이 안테나의 급전 선로 길이를 조절하여 능동 소자와의 정합 조건을 만족시키는 과정으로 설명될 수 있다. 그림 6에서는 먼저 5.8 GHz의 동작 주파수에 대하여 능동 소자의 입력단 임피던스를 읽어낸 후 안테나의 출력 임피던스가 능동 소자의 입력 임피던스와 임피던스 정합을 이루도록 함으로서 안테나 급전 선로의 길이를 변화시켜 주는 과정을 보이고 있다^[4].

그림 6에서 Z_{gate} 지점($0.93+j0.21$)은 5.8 GHz에서 능동 소자 입력 임피던스를 나타내며, C점($0.93 - j0.21$)은 이에 대한 공액 정합점(complex conjugate)을 나타낸다. 또한, A점($0.74 - j0.05$)은 코프래너 급전 선로의 길이가 $1/4 \lambda_0$ (@5.8 GHz)일 때의 안테나 출력 임피던스를 나타내며, B점($0.99 - j0.27$)은 길이를 $1/20 \lambda_0$ (@5.8 GHz) 길이로 줄였을 때 안테나의 출력 임피던스를 나타낸다. $1/20 \lambda_0$ 길이의 코프래너 급전 선로를 지닌 안테나의 출력단(B점)과 능동 소자 입력단 사이의 리액턴스 차이는 안테나 코프래너 접지면의 길이를 변화시켜 공액 정합(conjugation matching)을 이룰 수 있도록 비등방성 접지면 구조로 변

화시켜 약 2.0 pF를 보상하여 조절될 수 있도록 하였다. 이에 따라 5.8 GHz 주파수 대역에서 각각 1.96 pF의 직렬 캐패시턴스 및 17.7 nH의 병렬 인덕턴스가 급전 선로 길이 변화 및 비등방 접지면 구조에 의해 안테나 급전 선로에 집적될 수 있음을 알 수 있다.

그림 6과 같은 입력 임피던스 매칭에 의한 능동 소자의 출력 임피던스 값은 네트워크 설계에 의해 50 Ω 으로 정합시킬 수 있다.

동일한 방법으로 2.4 GHz의 동작 주파수에 대해서도 직접 연결법에 의하여 임피던스 정합이 이루어지게 하였다. 그림 7에서와 같이 2.4 GHz에서의 안테나 출력단 임피던스는 $25.0 - j24 \Omega$ 이지만 5.8 GHz 단자에서의 임피던스 정합을 수행한 후 2.4 GHz 단자에서의 임피던스 값은 $30.0 - j45 \Omega$ (@2.4 GHz)으로 되므로 $j25 \Omega$ 에 대한 stub 조정과 능동 소자 입력단(gate)에서의 임피던스 값($30+j70 \Omega$)과의 직접 연결법에 의해 연결시켜 임피던스 정합을 이룬다. 따라서 이와 같은 과정에 의해 결합된 임피던스가 전압재파비(Voltage Standing Wave Ratio: VSWR)가 2인 안테나 정합 기준원 내에 위치할 수 있게 됨을 알 수 있다. 또한, 그림 7과 같은 입력 임피던스 정합에 의한 능동 소자 출력 임피던스는 네트워크 설계에 의하여 50 Ω 으로 최적화시킬 수 있다.

그림 6 및 그림 7에서 볼 수 있는 바와 같이 안테

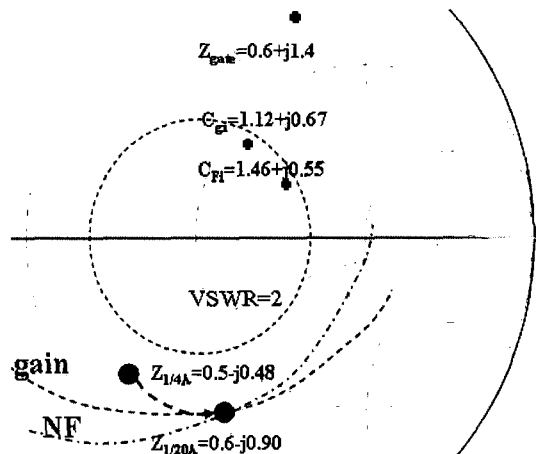


그림 7. 제안된 능동형 안테나 다이플렉서($f_c=2.4$ GHz)의 입력 임피던스 정합
 Fig. 7. The input impedance matching of a proposed active antenna diplexer($f_c=2.4$ GHz).

나와 능동 소자 사이에서의 2.4 GHz 및 5.8 GHz의 동작 주파수에 따른 임피던스 정합 과정을 통하여 각각 독립된 정합회로가 형성될 수 있으며, 안테나 출력 단자를 중심으로 병렬 형태로 연결됨으로써 능동 소자의 초고주파 패키지 성분은 그림 8과 같은 회로가 형성될 수 있다.

2.3.1 능동 소자 내장형 다이플렉서 회로

그림 4와 그림 5에 의하여 형성된 통과 대역 특성은 그림 8과 같이 능동 안테나 다이플렉서 구조로서 형성될 수 있다. 이는 필터 특성을 갖는 두 개의 능동 소자가 안테나 출력단 단자를 중심으로 병렬 연결됨으로써 그림 9와 같이 각각 2.4 GHz 및 5.8 GHz의 동작 주파수에 대하여 독립적으로 수신 신호의 통과 대역을 형성하게 됨으로써 안테나로부터 수신된 신호에 대하여 다이플렉서로서 동작함을 알 수 있으며, 그림 10에서 보는 바와 같이 $1/4 \lambda_0$ (@5.8 GHz)의 길이로 설계된 초광대역 모노폴 안테나의 코프래너 급전 선로 길이에 대한 조절과 코프래너 급전 접지면 길이의 비대칭적인 설정으로 안테나 내부에 집적된 회로 성분이 직렬의 캐패시턴스 및 병렬의 인덕턴스를 형성하여 능동 소자의 등가 회로와

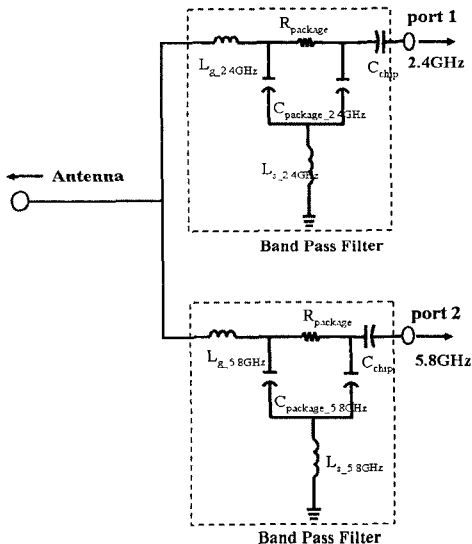


그림 8. 능동 소자의 패키지 성분에 의한 등가 회로 (HEMT) ($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz)

Fig. 8. The equivalent circuit of package components in active device(HEMT)($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz).

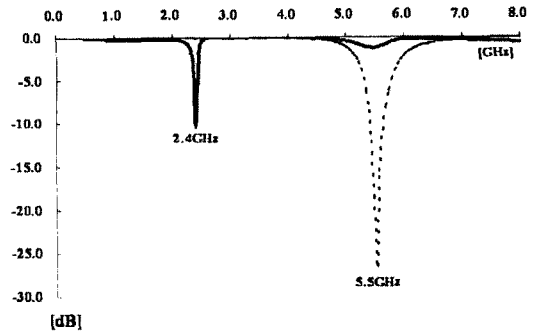


그림 9. 능동 소자의 패키지 성분에 의한 모의 실험된 대역 통과 필터 특성($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz)
Fig. 9. The simulated characteristics of band pass filter by the package components at two center frequencies($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz).

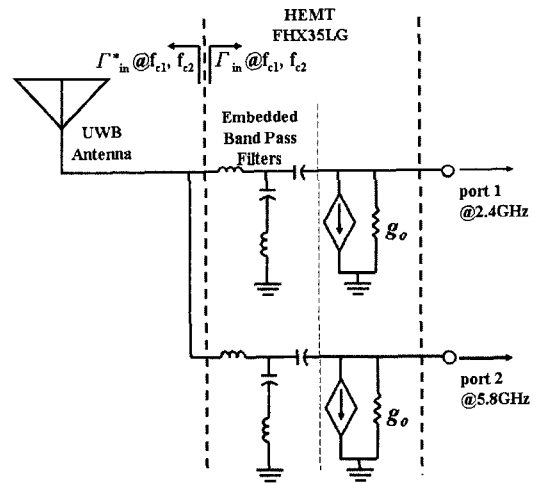


그림 10. 제안된 능동형 안테나 다이플렉서($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz)의 등가 회로
Fig. 10. The equivalent circuits of proposed active antenna diplexer($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz).

함께 다이플렉서 회로를 구성함을 알 수 있다^{[17],[18]}.

능동 안테나 다이플렉서의 출력단에서의 초고주파 동작은 임피던스 정합에 의하여 그 임피던스 값이 최적화 될 수 있으며, 본 연구에서는 1.0 mm(길이)×0.5 mm(폭) 크기의 Murata™ GRM & LQG series를 이용하였다.

III. 능동 안테나 다이플렉서 측정 실험

그림 11, 그림 12는 그림 1과 같이 설계 및 구현된

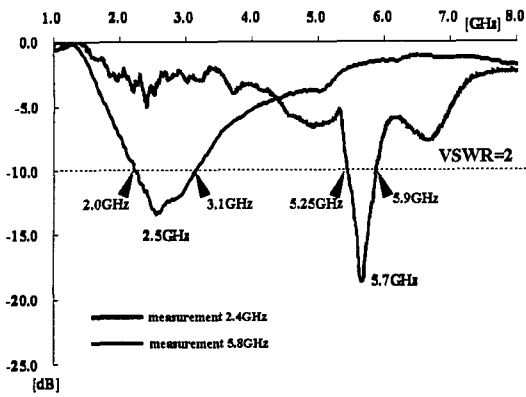


그림 11. 제안된 능동 안테나 다이플렉서의 측정된 반사계수(return loss)($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz)

Fig. 11. The measured return losses of proposed active antenna diplexer($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz).

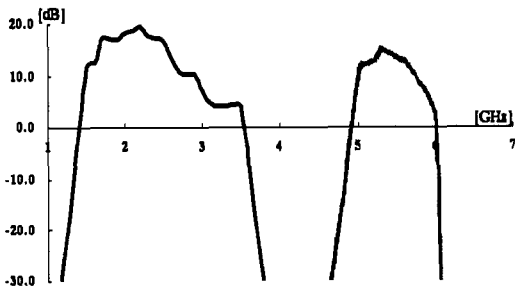


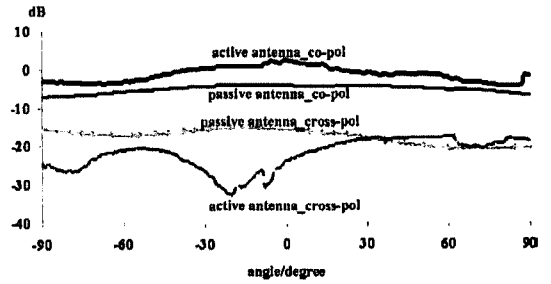
그림 12. 제안된 능동 안테나 다이플렉서의 측정된 신호 증폭($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz)

Fig. 12. The measured amplifications of received signals in the proposed active antenna diplexer ($f_c=2.4$ GHz, 5.8 GHz).

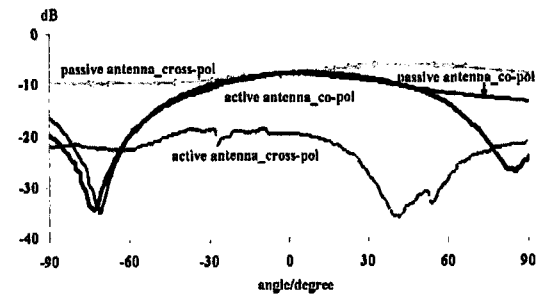
능동 안테나 다이플렉서가 초광대역 안테나로부터 수신된 전자기파 신호를 두 개의 주파수 대역으로 분리시킬 수 있으며, 분리된 신호들을 능동 소자의 초고주파 동작($V_g = -0.6$ V, $V_d = 4.0$ V, $I_d = 12.0$ mA)에 따라 증폭시킬 수 있음을 보여주고 있다.

능동 안테나 다이플렉서는 그림 2, 그림 11 그리고 그림 12에서와 같이 3.0 GHz로부터 11.0 GHz에 이르는 초광대역폭($VSWR \leq 2$)에 걸쳐서 수신된 전자기파 신호를 안테나의 급전 선로에 내장되고 집적된 네트워크 회로 및 능동 소자의 초고주파 패키지 성분부에 의해 형성되는 두 개의 통과 대역에 의한 다이플렉서 회로에 따라 그림 11과 같이 두 개의 전달 주파수 대역(2.0~3.1 GHz, 5.25~5.9 GHz)을 형성하

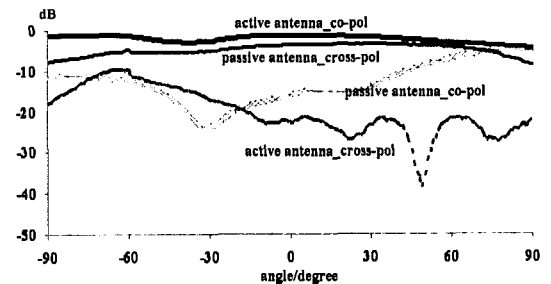
며, bias 인가에 따른 능동 소자의 증폭 동작 특성에 의해 그림 12와 같이 2.4 GHz에서 17.0 dB, 5.5 GHz에서 15.0 dB의 신호 증폭 특성을 나타낸다. 이 때



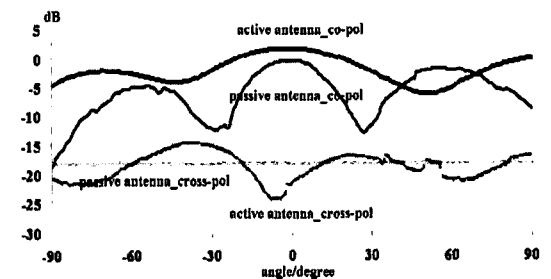
(a) H-plane(@2.4 GHz)



(b) E-plane(@2.4 GHz)



(c) H-plane(@5.8 GHz)



(d) E-plane(@5.8 GHz)

그림 13. 능동 안테나 다이플렉서의 측정된 방사 특성
Fig. 13. The measured radiation patterns of active antenna diplexers.

잡음 지수(NF)는 각각 1.1 dB, 0.85 dB(@2.4 GHz, 5.5 GHz)로 측정되었다. 이와 같은 측정 실험은 무반사 공간(anechoic chamber) 내에서 Agilent 83712B signal generator 및 Agilent 8595E spectrum analyzer에 의해 이루어졌다. 이와 같은 측정 결과에 따라 안테나와 능동 소자의 입력단 정합에 있어 설계된 이득(10.0 dB)과 잡음 지수(3.7 dB @2.4 GHz, 2.5 dB @5.8 GHz)보다 우수하게 나타났으며, 그림 13과 같은 방사 특성을 나타낸다.

IV. 결 론

본 논문에서는 2.4 GHz/5.8 GHz에서 동작하는 능동 안테나 다이플렉서 구조를 제시하였다. 능동 안테나 다이플렉서는 능동 소자(FHX35LG, HEMT)의 패키지 회로 성분 및 칩 회로 성분에 의해 형성되는 통과 대역에 의해 동작되며, 안테나 급전 선로의 길이를 조절하여 임피던스 정합 회로를 구성하였다. 설계된 능동 안테나 다이플렉서는 3.0~11.0 GHz의 대역폭을 지닌 초광대역 모노폴 안테나로부터 수신된 신호를 분리하여 1.1 GHz(2.0~3.1 GHz) 및 650 MHz(5.25~5.9 GHz) 대역의 주파수 대역으로 분리시켜 각 영역에서 17.0 dB(@2.4 GHz) 및 15.0 dB(@5.5 GHz)의 신호 증폭 특성을 제공하며, 각각 1.1 dB(@2.4 GHz) 및 0.85 dB(@5.5 GHz)의 잡음 지수 특성을 나타내었다.

본 논문에서 제시한 능동 안테나 다이플렉서는 IEEE 802.11 a/b/g의 주파수 대역을 포함하는 WLAN (Wireless LAN) 대역 능동 안테나 다이플렉서로서 적용될 수 있음을 보여준다.

참 고 문 헌

- [1] K. T. Lin, S. Pinel, M. David, A. Sutono, C. H. Lee, D. H. Heo, A. Obatoyinbo, J. Laskar, E. M. Tantzaris, and R. Tummala, "RF-system-on-package(SOP) for wireless communications", *IEEE Microwave Magazine*, vol. 3, Issue. 1, pp. 88-99, Mar. 2002.
- [2] L. Besser, R. Gilmore, *Practical RF Circuit Design for Modern Wireless Systems*, vol. 1, Artech House, 2003.
- [3] K. R. Boyle, M. Udink, A. de Graauw, and L. P. Ligthart, "A dual-fed, self-diplexing PIFA and RF front-end", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 2, pp. 373-382, Feb. 2007.
- [4] A. S. Andrenko, Y. Ikeda, M. Nakayama, and O. Ishida, "Impedance matching in active integrated antenna receiver front end design", *IEEE Microw. Guided Wave Letts.*, vol. 10, no. 1, pp. 16-18, Jan. 2000.
- [5] W. Duerr, W. Menzel, and H. Schumacher, "A low-noise active receiving antenna using a SiGe HBT", *IEEE Microw. Guided Wave Letts.*, vol. 7, no. 3, pp. 63-65, Mar. 1997.
- [6] 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 Nov. 2006.
- [7] J. I. Kim, Y. Jee, "Design of ultra wideband coplanar waveguide-fed LI-shape planar monopole antennas", *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letts.*, vol. 6, pp. 383-387, 2007.
- [8] B. Robert, T. Razban, and A. Papiernik, "Compact amplifier integration in square patch antenna", *Electron. Letts.*, vol. 28, no. 9, pp 1808-1810, Sep. 1992.
- [9] P. M. Hankins, P. S. Hall, "Radiation from transistor in microstrip line", *Electron. Lett.*, vol. 27, no. 11, pp. 986-988, Mar. 1991.
- [10] F. Ali, A. Gupta, *HEMTs and HBTs*, Artech House, 1991.
- [11] W. R. Eisenstadt, Y. Eo, "S-parameter-based IC interconnect transmission line characterization", *IEEE Trans. on Comp., Hybrids, Manufact. Technol.*, vol. 16, no. 4, pp. 483-490, Aug. 1992.
- [12] Ansoft Corporation, HFSS.[Online]. Available: <http://www.ansoft.co.kr>
- [13] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Addison Wesley, 1990.
- [14] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers*, Prentice Hall, 1997.
- [15] C. W. Tang, S. F. You, "Design methodologies of

LTCC bandpass filters, diplexer, and triplexer with transmission zeros", *IEEE Trans. on Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 2, pp. 717-723, Feb. 2006.

[16] M. Fritz, W. Wiesbeck, "A diplexer based on transmission lines, implemented in LTCC", *IEEE Trans. Advanced Packaging*, vol. 29, no. 3, pp. 427-432, Aug. 2006.

[17] J. I. Kim, J. W. Chang, W. T. Lee, and Y. Jee, "Implementation of diplexer embedded active inte-

grated antennas", *International Technical Conference in Circuits/Systems, Computers and Communications*, vol. 1, pp. 85-86, Busan, Korea, Jul. 2007.

[18] J. I. Kim, J. W. Chang, W. T. Lee, and Y. Jee, "Dual-frequency(2.4 GHz, 5.8 GHz) CPW-fed active antennas", *International Symposium on Antennas and Propagation*, 3C1-5, Niigata, Japan, Aug. 2007.

김 준 일



1996년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1998년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년 9월~현재: 서강대학교 전자공학과 박사과정
 1998년 2월~2003년 6월: (주)삼성

전기 중앙연구소 선임연구원
 [주 관심분야] 초광대역(UWB) 안테나 설계, 능동 안테나 설계, RF System on a Package(SoP)

장 진 우



2006년 2월: 신라대학교 전자공학과 (공학사)
 2006년 3월~현재: 서강대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] LTCC 복합 모듈 설계, 안테나 설계 및 해석

이 원 택



2006년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 2006년 3월~현재: 서강대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] RF System on a Package(SoP), 반도체 패키지

지 용



1978년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1981년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1987년 2월: 미국 University of Texas, Austin 전기공학과 (공학박사)

1987년 2월: 미국 University of Texas, Austin 전기공학과 연구원
 1987년~1990년: Microelectronics and Computer Technology Corporation MTS 연구원
 1991년~현재: 서강대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] High Speed Interconnection Line Modeling, MCM Design, Crosstalk Modeling, SoC, SoP, SiP