

802.11a/b/g WLAN용 이중대역 혼합기 설계에 관한 연구

A Study on the Design of Dual-Band Mixer for WLAN 802.11a/b/g Applications

박욱기 · 고민호 · 강석엽 · 박효달

Wook-Ki Park · Min-Ho Go · Suk-Youb Kang · Hyo-Dal Park

요 약

본 논문에서는 단일 국부 발진기를 이용하여 IEEE 802.11a/b/g 표준의 두 대역 신호를 처리할 수 있는 이중 대역 혼합기를 설계 구현하여 기존 방식의 단점을 개선하였다. 기존 회로 구조는 두 대역을 처리하기 위해 각각 두 개의 국부 발진기와 혼합기를 사용함으로써 인하여 구조의 복잡함과 큰 전력 손실이라는 단점을 가지고 있었다. 구현된 회로는 입력 RF 2.452/5.260 GHz에서 동일한 IF인 356 MHz로 하향 변환하였을 때 변환 손실은 각각 11.6 dB, 16.8 dB, IIP3(Input 3rd Intercept Point)는 각각 8.77 dBm, 12.5 dBm으로 측정되었으며, RF-LO 격리도는 각각 36 dB, 41 dB, LO-IF 격리도는 각각 50 dB 이상의 특성을 나타내었다.

Abstract

This paper presents a dual-band mixer for multi-standards of IEEE 802.11a/b/g using a single local oscillator, so as to improve the defects of legacy systems. Those systems have duplicate local oscillators and mixers to handle dual band signals, increasing complexity of system and power loss. The proposed circuit shows 11.6 dB, 16.8 dB of conversion loss and 8.77 dBm, 12.5 dBm of IIP3(Input 3rd Intercept Point) for respective bands when the two RF inputs of 2.452 and 5.260 GHz are down-converted to the identical 356 MHz IF frequency. The RF-LO isolations are measured 36 dB, 41 dB at each frequencies and over 50 dB of LO-IF isolations are achieved at all cases.

Key words : Wireless LAN, Dual-Band Mixer, Mixer, Anti-Parallel Diode Mixer, Variable Bias

I. 서 론

무선 랜(wireless LAN)이란 RF 또는 적외선 기술을 이용하여 간단한 설비와 최소한의 회선 연결만으로 공중을 통하여 데이터를 전송 및 수신이 가능하게 하는 시스템을 말한다.

무선 랜의 표준 IEEE 802.11에서는 CSMA/CA 기술을 사용하여 매체 접속 제어를 하도록 하고 있다. IEEE 802.11b/g는 2400~2483.5 MHz의 ISM 대역으로 채널 대역폭이 22 MHz이며, 채널간 간격은 5 MHz를 기준으로 할당되어 있다. 이때 중첩된 구조

를 가지고 있지만, 완전히 중첩되지 않는 3개의 채널도 가지고 있다. 따라서, 3개의 채널을 통해서 주어진 영역 내에 DSSS / OFDM 방식을 이용하여 최대 11/54 Mbps의 속도를 구현할 수 있다^{[1],[2]}.

IEEE 802.11a는 5150~5350 MHz, 5725~5825 MHz의 U-NII 대역의 300 MHz 대역폭 내에 100 MHz인 3개 채널로 구성되며, OFDM 방식을 사용하여 최대 54 Mbps의 속도를 낼 수 있다^[3].

IEEE 802.11a는 실시간 멀티미디어 응용에 대한 전송을 지원하며 이 주파수 대역을 사용하는 제품은 간섭이 적고, 데이터의 전송 속도나 성능이 뛰어난

「이 연구는 2005학년도 인하대학교의 지원으로 연구되었음.」

인하대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, InHa University)

· 논문 번호 : 20050816-089

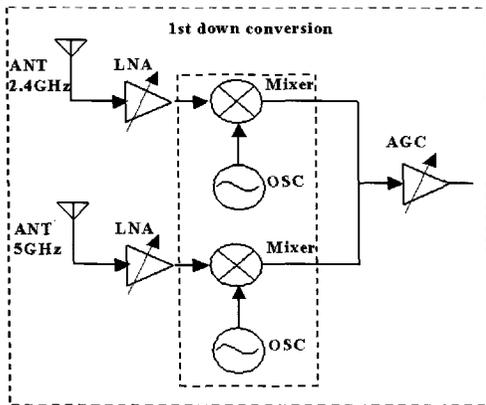
· 수정완료일자 : 2005년 11월 16일

특성을 가지고 있다.

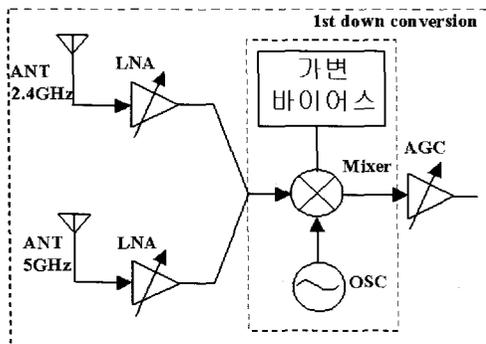
최근에는 국가나 지역에 따라 서로 다른 표준을 적용하고 있어 다른 지역으로 이동시 시스템의 교체 없이 서비스가 될 수 있도록 시스템 내에서 이를 모두 처리하는 것에 대한 관심이 높아지고 있다^{[4]-[7]}.

그림 1(a)는 기존 연구된 이중 대역용 칩셋의 내부 구조로 각 대역에서 필요로 하는 안테나, 저잡음 증폭기(LNA), 혼합기(mixer), 국부 발진기(OSC) 등을 각각 구성하여 매우 복잡한 구조로 되어 있다.

본 논문에서는 그림 1(b)와 같이 단일 소자된 다이오드를 이용하여 두 대역의 2.4/5 GHz를 처리할 수 있는 이중 대역 혼합기와 단일 국부 발진기, 그리고 바이어스 전압을 가변시킬 수 있는 회로를 포함한 구조를 제안하였다.



(a) 기존 구조
(a) General



(b) 제안 구조
(b) Proposal

그림 1. RF 수신기 전단부 시스템 구조
Fig. 1. RF front-end architecture.

예를 들면 제안된 구조는 입력 RF 2.452 GHz일 때 LO 주파수 2.808 GHz의 1차 하모닉 성분과 혼합되어 $f_{RF} - f_{LO}$ 인 356 MHz의 IF가 생성되고, RF 입력 주파수가 5.260 GHz일 때는 LO 주파수 2.808 GHz의 2차 하모닉 성분과 혼합되어 $2f_{LO} - f_{RF}$ 인 356 MHz로 IF가 생성되게 된다.

이와 같은 원리로 그림 1(b)와 같이 각각 하나의 국부 발진기와 혼합기로 두 대역을 처리하므로 복잡한 구조와 전력효율 측면을 개선하였다.

본 논문 2장에서는 APD(Anti-Parallel Diode) 혼합기에 관한 이론과 이중 대역 혼합기의 동작 원리를 설명하였으며, 3장에서는 이론을 바탕으로 설계 및 제작을 하였다. 그리고, 4장에서 결론을 맺었다.

II. 이 론

혼합기는 RF(Radio Frequency) 신호와 LO(Local Oscillator) 신호를 입력하여 발생하는 여러 개의 하모닉 성분 중 적당한 여파기와 정합 회로를 이용하여 원하는 IF(Intermediate Frequency) 신호를 얻을 수 있다.

본 논문에는 내부 구조가 그림 2(a)의 네모 박스와 같이 두 개의 다이오드가 서로 다른 방향으로 평행한 구조로 되어 있는 수동 소자(APD)를 이용한 이중 대역 혼합기에 관하여 연구하였다.

APD(Anti-Parallel Diode)를 이용한 이중 대역 혼합기의 동작 원리는 다음과 같다.

그림 2는 정현파를 갖는 국부 발진기의 전압(V_{LO})과 바이어스 전압 0 V를 동시에 인가하였을 때 APD 구조는 $f_{RF} - 2f_{LO}$ 성분을 얻을 수 있음을 설명하고 있다.

그림 2(b)는 그림 2(a)에서처럼 동작했을 때 APD의 I-V 특성 곡선을 도시한 것으로, 대칭의 I-V 특성 때문에 기본 주파수 성분은 억압되고 국부 발진기(LO)의 2차 하모닉 성분만이 입력 RF 신호와 혼합되어 원하는 출력을 얻을 수 있다.

그림 2(c)는 그림 2(a)에서처럼 동작했을 때 시간에 따른 컨덕턴스(conductance)를 보여주는 것으로서 각 다이오드의 컨덕턴스는 식 (1), (2)와 같다.

$$g_1 = \frac{dI_1}{dV} = aI_s e^{-aV} \quad (1)$$

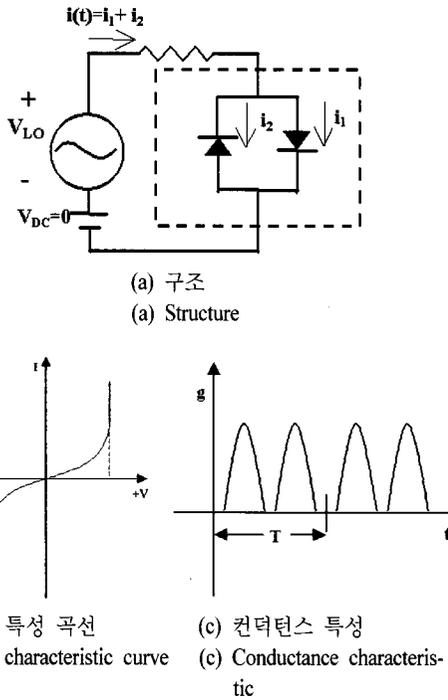


그림 2. APD에 0 V를 인가했을 때
Fig. 2. The zero voltage approval in the APD.

$$g_2 = \frac{dI_2}{dV} = \alpha I_s e^{\alpha V} \quad (2)$$

$$g = g_1 + g_2 = 2\alpha I_s \cosh \alpha V \quad (3)$$

식 (3)에서 알 수 있듯이 전체 컨덕턴스 g 는 대칭적인 쌍곡선 함수를 가지며 단일 다이오드의 국부 발진기(LO) 주기에 비해 컨덕턴스는 배로 된다는 것을 알 수 있다.

이어 APD의 입력 RF 신호와 혼합기에 필요한 주파수 신호를 발생시키는 국부 발진기(LO) 신호를 혼합했을 때 전류 $i(t)$ 는 식 (5)와 같이 얻을 수 있다.

$$V = V_{LO} \cos \omega_{LO}t + V_{RF} \cos \omega_{RF}t \quad (4)$$

$$\begin{aligned} i(t) &= g \cdot V = g(V_{LO} \cos \omega_{LO}t + V_{RF} \cos \omega_{RF}t) \\ &= A \cos \omega_{LO}t + B \cos \omega_{RF}t + C \cos 3\omega_{LO}t \\ &\quad + D \cos 5\omega_{LO}t + E \cos (\omega_{RF} + 2\omega_{LO})t \\ &\quad + F \cos (\omega_{RF} - 2\omega_{LO})t + G \cos (\omega_{RF} + 4\omega_{LO})t \\ &\quad + H \cos (\omega_{RF} - 4\omega_{LO})t + \dots \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)에서 알 수 있듯이 전체 전류에 포함된 주파수는 $m\omega_{RF} \mp n\omega_{LO}$ 이며, $m+n$ 이 홀수 항만을 가진다. 즉,

APD 혼합기는 국부 발진기(LO)의 주파수에 대한 하모닉 성분을 이용하여 $f_{RF} \mp 2f_{LO}$ 의 혼합기로 동작이 가능하다는 것을 이론적으로 알 수 있다. 수신기에서 필요한 IF 출력은 $f_{RF} - 2f_{LO}$ 로 저역 통과 여파기를 통하여 얻을 수 있다.

그림 3은 정현파를 가지는 국부 발진기의 출력 전압(V_{LO})과 동시에 바이어스 전압 a V를 인가했을 때 anti-parallel diode 중 한 개의 다이오드만 순방향으로 동작하게 되어 $f_{RF} - f_{LO}$ 성분을 얻을 수 있음을 설명하고 있다.

그림 3(b)는 그림 3(a)에서처럼 동작했을 때 단일 다이오드처럼 동작하며, 그에 대한 I-V 특성 곡선을 도시하였다. 이러한 I-V 곡선 특성에 의해 국부 발진기(LO)의 기본 주파수 성분과 입력 RF 신호가 혼합하여 원하는 출력을 얻을 수 있다.

그림 3(c)는 이때 시간에 따른 컨덕턴스 g 를 도시한 것으로 정현파를 가지는 국부 발진기의 출력 전압(V_{LO})이 양과 음의 값으로 반복함에 따라, 다이오드는 스위칭 작용을 하여 도통 상태(on)와 차단 상태(off)를 반복하게 된다. 따라서 다이오드의 컨덕턴스

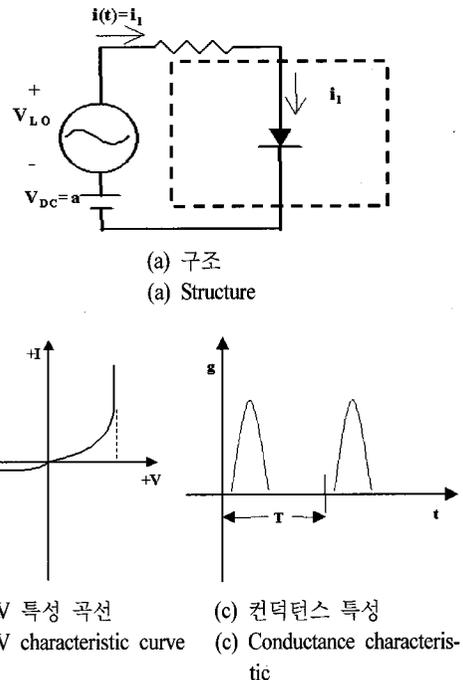


그림 3. APD에 a V로 인가했을 때
Fig. 3. The a voltage approval in the APD.

g 는 정현파를 가지는 국부 발진기 전압(V_{LO})과 같은 주기로 동작한다는 것을 알 수 있다.

이상적인 단일 다이오드에 입력 RF 신호와 LO 신호를 혼합했을 때 전류 $i(t)$ 는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i(t) &= \alpha \frac{g_1}{2} (V_{RF} \cos \omega_{RF} t + V_{LO} \cos \omega_{LO} t) \\ &= \alpha \frac{g_1}{2} (V_{RF}^2 \cos^2 \omega_{RF} t + 2V_{RF} V_{LO} \cos \omega_{RF} t \cos \omega_{LO} t \\ &\quad + V_{LO}^2 \cos^2 \omega_{LO} t) \\ &= \alpha \frac{g_1}{4} (V_{RF}^2 + V_{LO}^2 + V_{RF}^2 \cos 2\omega_{RF} t + V_{LO}^2 \cos 2\omega_{LO} t \\ &\quad + 2V_{RF} V_{LO} \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO}) t \\ &\quad + 2V_{RF} V_{LO} \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO}) t) \end{aligned} \quad (6)$$

식 (6)에서 DC 항은 무시할 수 있으며 $2\omega_{RF}$ 와 $2\omega_{LO}$ 항은 여파기로 제거된다. 그리고 전체 전류에 포함된 주파수는 $f_{RF} \mp f_{LO}$ 로 나타나는 것을 알 수 있으며, 수신기에서 필요한 IF 출력은 $f_{RF} - f_{LO}$ 로 저역통과 여파기를 통하여 얻을 수 있다^{[8],[9]}.

일반적으로 수동 소자를 이용한 mixer의 경우, 변환 손실을 적게 하기 위해 DBM(Double Balanced Mixer)로 구성하나 이는 LO 전력이 커져야 하는 단점을 가지고 있다. 따라서 본 논문에서는 DBM보다 LO 전력이 낮고 하나의 APD를 전원 제어를 통하여 SBM(Single Balanced Mixer) 또는 SEM(Single Ended Mixer)로 동작하게 하여 이중 대역 혼합기를 구성하였다.

III. 혼합기 설계 및 제작

3-1 혼합기 설계

본 논문에서는 Infineon사의 SSD(Silicon Schottky Diode) BAT15-04W를 anti-parallel 구조로 모델링 하여 설계하였다. 이중 대역 혼합기의 구조는 그림 4와 같이 port 1에 LO 신호와 port 2에 RF 신호를 인가하고 port 3에서는 IF를 얻을 수 있는 구조로 하였다.

Port 2에는 입력 RF인 2.4/5 GHz 대역에 대한 LC 공진회로와 $\lambda/4$ open stub를 이용하여 이중 대역 여파기를 설계하였고, port 1에는 LO 신호는 통과시키고 DC 전원은 ground로 통과시키기 위해 DC return

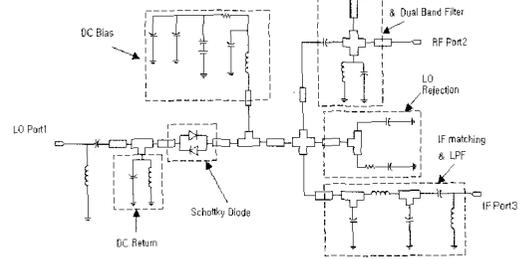


그림 4. 이중 대역 혼합기 회로
Fig. 4. Circuit of dual-band mixer.

회로를 설계하였다. 그리고 RF/IF 단자와 SSD 단자 사이에는 LC 공진 회로를 사용하여 LO를 억압하였으며, 동일한 단자에 바이어스 회로를 적용하였다.

Port 3의 IF 단자에는 다른 고주파 성분을 억제하기 위해 차단 주파수가 500 MHz인 저역통과 여파기를 적용하였다. 최종적으로 변환 손실을 적게 하기 위해 각 단자 사이의 정합과 회로 내에 사용한 마이크로스트립 라인을 조절하여 최적의 회로를 구성하였다.

회로 설계에 사용된 기판은 유전율 2.17, 두께 0.5 mm인 Teflon 기판을 사용하였으며, 설계시 Agilent Technologies사의 ADS를 이용하여 회로의 최적화 및 모의실험을 통한 검증을 수행하였다.

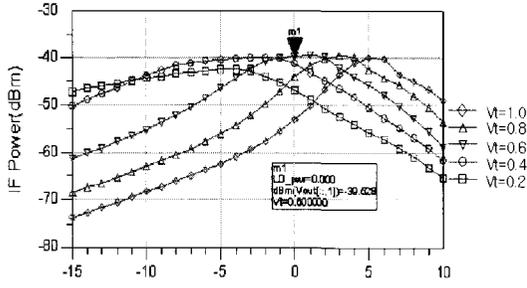
3-2 모의 실험 결과

그림 5~그림 7은 앞의 그림 4 회로를 모의 실험한 결과로 이때 RF 입력 전력을 -30 dBm으로 인가하였다.

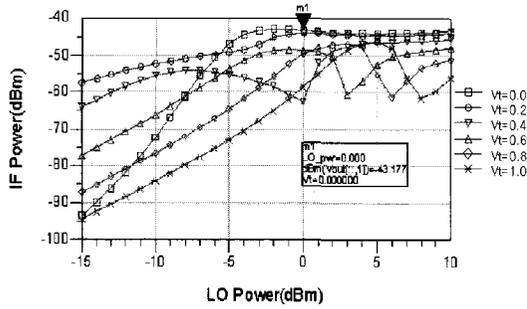
그림 5는 두 대역을 처리할 수 있게 해주는 최적의 V_t 전압과 각 대역에서 손실이 가장 적은 LO 전력을 결정하기 위하여 각각을 변화시켰으며, 이때 손실이 가장 적은 V_t 전압은 각각 0.6 V(즉, a), 0 V 이고, 최적의 LO 전력은 0 dBm을 얻었다.

그림 6은 각 대역에서 0 dBm으로 동일한 LO 전력을 인가하고 RF 입력 전력을 가변 하면서 변환 손실과 입력 P1dB를 본 것으로, 입력 RF가 2.452 GHz에서는 9.85 dB와 -3.8 dBm, 입력 RF가 5.260 GHz에서는 13.13 dB와 -5.4 dBm을 보였다.

그림 7은 제한한 이중 대역 혼합기의 IF 출력단의 하모닉 성분을 본 것으로, 그림 7(a)는 기본 혼합기

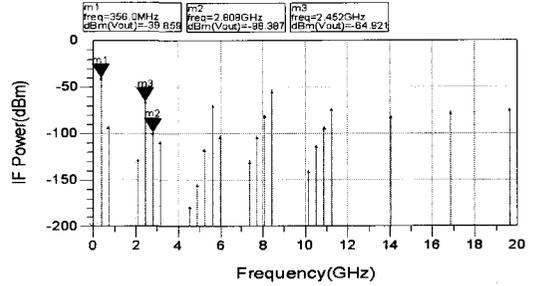


(a) 2.4 GHz

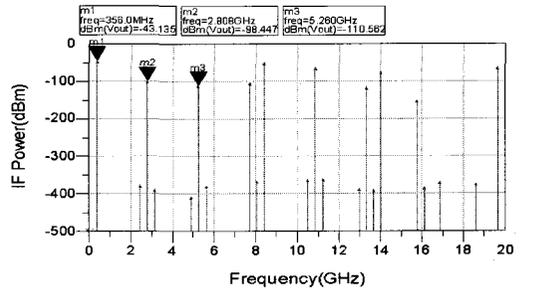


(b) 5.2 GHz

그림 5. Vt 전압과 LO 전력에 따른 IF 출력 변화
Fig. 5. IF output for Vt voltage and LO power.

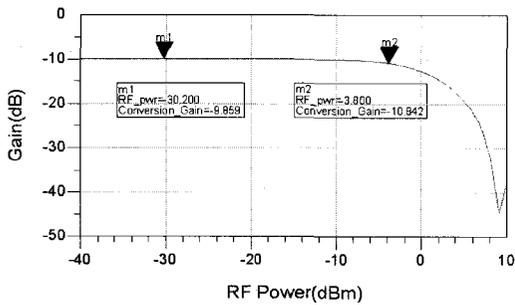


(a) 2.4 GHz (Vt=0.6)

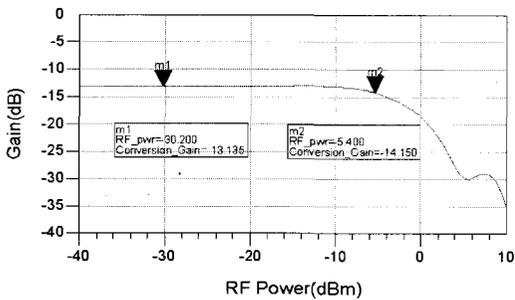


(b) 5 GHz (Vt=0)

그림 7. 혼합기 하모닉 성분
Fig. 7. Harmonic component of mixer.

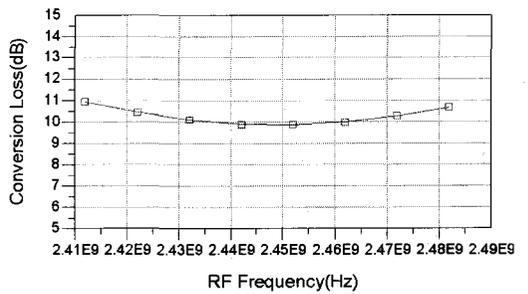


(a) 2.4 GHz (Vt=0.6)

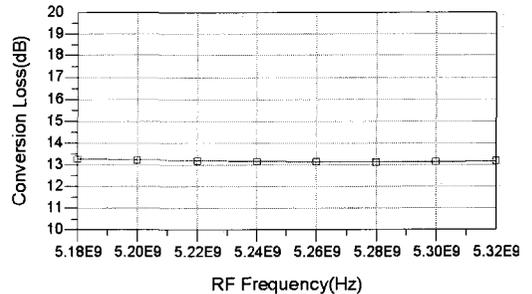


(b) 5 GHz (Vt=0)

그림 6. RF 전력에 따른 변환 손실 변화
Fig. 6. Conversion loss for RF power.



(a) 2.4 GHz (Vt=0.6)



(b) 5 GHz (Vt=0)

그림 8. 변환 손실
Fig. 8. Conversion loss.

$(f_{RF} - f_{LO})$ 로 동작하였고, 그림 7(b)는 하모닉 성분을 이용한 혼합기($f_{RF} - 2f_{LO}$)로 동작함을 확인하였다. 이때의 출력 IF는 356 MHz로 동일하게 나타났다.

그림 8은 입력 LO 전력을 0 dBm, RF 전력을 -30 dBm으로 인가한 상태에서 두 대역의 변환 손실을 나타낸 것으로 각 대역은 1 dB 정도 평탄도를 나타내었다.

또한, 선형성을 나타내는 IIP3(Input 3rd Intercept Point)와 3차 혼변조 왜곡(IMD3) 특성, 그리고 격리도 및 NF는 표 1에 나타내었다. 5 GHz 대역에서는 2LO와 RF 신호의 혼합으로 인하여 혼변조 왜곡은 나타나지 않았다.

3.3 제작 및 측정 결과

그림 10~그림 12는 그림 4의 회로를 그림 9와 같이 제작하여 측정한 것이며, 그림 9의 실물 크기는 35 mm×15 mm이다.

그림 10은 입력 주파수 2.4 GHz 대역과 5 GHz 대역에 적합한 가변 전압 V_t 0.6 V와 0 V를 인가하고, 두 대역 모두 RF 전력 -30 dBm, LO 전력 0 dBm을 인가하였을 때 각각 IF 출력을 측정된 결과이다.

이때 IF는 356 MHz로 동일하였으며, 출력 전력은 각각 -41.6 dBm, -47.8 dBm을 나타내었다.

그림 11은 출력단에서 하모닉 성분을 측정한 것으로 IF 출력 신호를 제외한 하모닉 성분들은 저역 통과 여파기로 인하여 억압된 것을 볼 수 있다.

그림 12는 모의실험 결과와 동일하게 입력 RF 전력 -30 dBm과 LO 전력 0 dBm을 인가하여 2.4/5 GHz 대역에서 채널 간격으로 변환 손실을 본 것이다.

변환 손실은 측정치와 모의실험 결과를 비교해 볼 때 약 3~4 dB 정도 차이를 보였다.

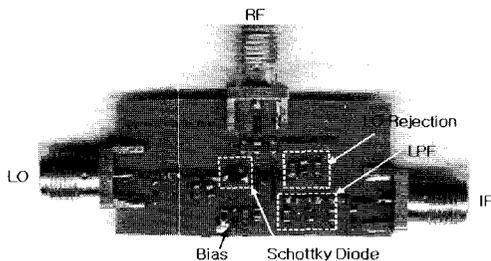
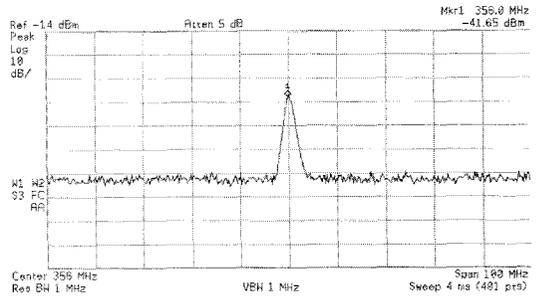
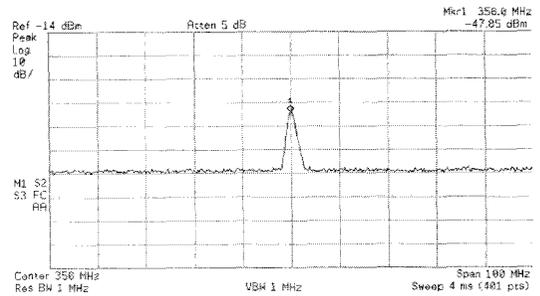


그림 9. 이중 대역 혼합기 제작한 사진
Fig. 9. Manufacture of dual-band mixer.

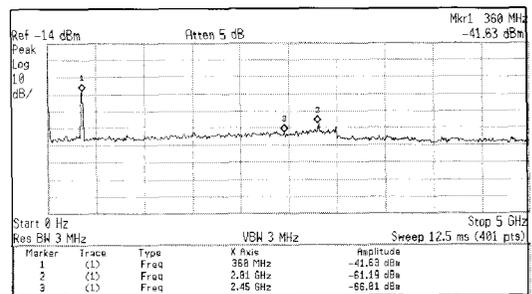


(a) 2.4 GHz($V_t=0.6$)

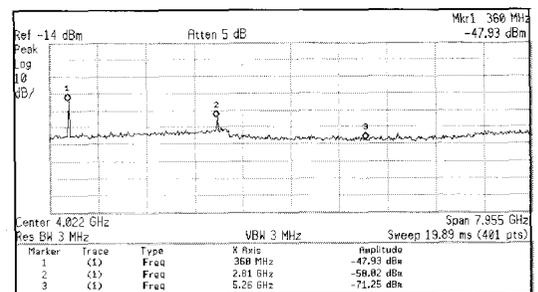


(b) 5 GHz($V_t=0$)

그림 10. 출력 IF
Fig. 10. Output IF.

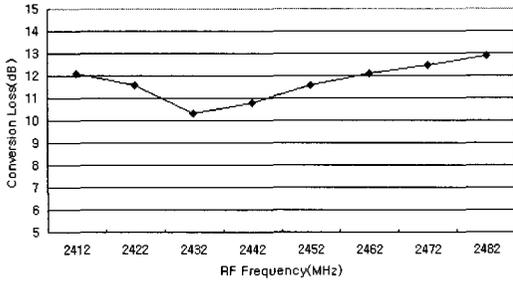


(a) 2.4 GHz($V_t=0.6$)

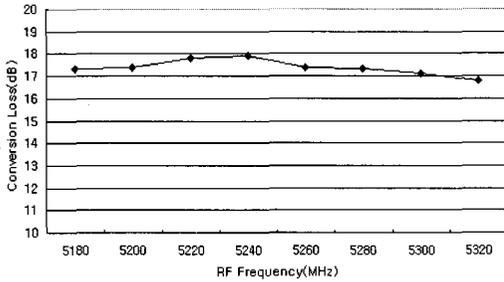


(b) 5 GHz($V_t=0$)

그림 11. 하모닉 성분
Fig. 11. Harmonic component.



(a) 2.4 GHz(Vt=0.6)



(b) 5 GHz(Vt=0)

그림 12. 변환 손실
Fig. 12. Conversion loss.

이 차이는 측정시 사용한 케이블의 손실과 커넥터의 부정합에 의해 발생한 것으로 사료된다. 이때 케이블의 손실은 2.4/5 GHz 대역에서 각각 1.3 dB와 3.5 dB 정도 차이가 발생함을 보였다.

표 1은 본 논문에서 설계한 설계치와 측정치를 비교하여 나타낸 것이다. 격리도와 입력 P1dB 및 3차 혼변조 왜곡(IMD3) 특성을 측정하였으며 IIP3는 IMD-3 측정에 의해 예측하였다.

표 1에서와 같이 설계치와 측정치는 다소 차이가 있으나 위에 언급한 케이블의 손실과 커넥터의 부정합을 고려해 볼 때 많은 오차가 발생했다고 판단되지는 않는다.

또한, 본 논문과 비슷한 주파수 대역에서 동작하는 참고문헌 [10]과 비교해 본 결과 참고문헌에 있는 결과는 능동 소자를 이용하여 변환 이득을 보였으나 다른 특성 면에서는 본 논문이 좀 더 좋은 성능을 보였다.

IV. 결 론

본 논문에서는 단일 국부 발진기를 이용하여 IEEE

표 1. 설계치와 측정치 특성

Table 1. Characteristics of the measured value and simulation result.

	설계치		측정치	
	0.6	0	0.6	0
Control Voltage[V]	0.6	0	0.6	0
Input RF[GHz]	2.452	5.260	2.452	5.260
RF Power[dBm]	-30			
Input LO[GHz]	2.808			
LO Power[dBm]	0			
Output IF[MHz]	356			
Conversion Loss[dB]	9.85	13.13	11.65	17.85
input P1dB[dBm]	-3.8	-5.4	-2	-4
NF[dB]	9.0	12	10	14
IMD3[dBc]	33.8	-	37.5	36.4
IIP3[dBm]	6.93	8.7	8.77	12.5
RF-LO Isolation[dB]	37.32	38.51	36	41
LO-IF Isolation[dB]	>50			
Board Size	35 mm×15 mm			

802.11a/b/g 표준 WLAN의 신호를 처리할 수 있는 이중 대역 혼합기 설계와 구현에 대한 연구를 하였으며, 이를 통하여 기존의 복잡한 구조와 전력 손실 측면을 개선하였다.

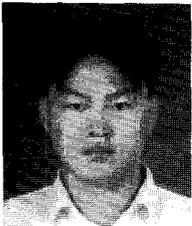
연구된 APD 구조의 이중 대역 혼합기는 향후 변환 손실에 대한 연구가 보강된다면 서로 다른 대역에 존재하는 WLAN을 하나의 시스템으로 처리하는 제품의 상용화에 있어 여러 가지 장점을 제공할 수 있다고 생각된다. 또한, 유사한 형태의 다중 대역 시스템을 적은 비용으로 높은 안정성을 갖게 연구, 개발함에 있어 많은 도움이 되리라 생각된다.

참 고 문 헌

- [1] Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications, *Standard IEEE 802.11b*, Sep. 1999.
- [2] Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications, *Standard IEEE 802.11g*, Jun. 2003.
- [3] Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer(PHY) Specifications, *Standard IEEE 802.11a*, Sep. 1999.

- [4] B. U. Klepser, M. Punzenberger, T. Ruhlicke, and M. Zannoth, "5-GHz and 2.4-GHz dual-band RF-transceiver for WLAN 802.11a/b/g applications", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits(RFIC) Symposium*, Jun. 2003.
- [5] K. Vavelidis, I. Vassiliou, T. Georgantas, A. Yamanaka, S. Kavadias, G. Kamoulakos, C. Kapnistis, Y. Kokolakis, A. Kyranas, P. Merakos, I. Bouras, S. Plevridis, and N. Haralabidis, "A single-chip, 5.15~5.35 GHz, 2.4~2.5 GHz, 0.18 mm CMOS RF transceiver for 802.11a/b/g wireless LAN", *IEEE Solid-State Circuits Conf.*, Sep. 2003.
- [6] M. Zargari, M. Terrovitis, S. Hung-Min Jen, B. J. Kaczynski, MeeLan Lee, M. P. Mack, Srenik S. Mehta, and S. Mendis, "A single-chip dual-band tri-mode CMOS transceiver for IEEE 802.11a/b/g wireless LAN", *IEEE Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 12, Dec. 2004.
- [7] S. F. R. Chang, W. L. Chen, S. C. Chang, C. K. Tu, C. Lin. Wei, C. H. Chien, and C. H. Tsai, "A dual-band RF transceiver for multistandard WLAN applications", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 3, Mar. 2005.
- [8] M. Cohn, J. E. Degenford, and B. A. Newman, "Harmonic mixing with an anti-parallel diode pair", *IEEE Trans., Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-23, no. 8, Aug. 1975.
- [9] M. Van der Merwe, J. B. de Swardt, "The design and evaluation of a harmonic mixer using an anti-parallel diode pair", Sep. 1998.
- [10] Chao Shiun Wang, Wei Chang Li, and Chong Kuang Wang, "A multi-band multi-standard RF front-end IEEE 802.16a for IEEE 802.16a and IEEE 802.11a/b/g applications", *IEEE Trans. Circuits and Systems Symposium*, vol. 4, pp. 3974-3977, May 2005.

박 욱 기



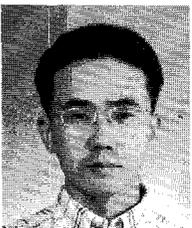
2002년 2월: 상주대학교 전자전기 공학과 (공학사)
 2004년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
 2004년~현재: 인하대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 무선통신 시스템 설계, 초고주파 회로 설계 RFIC 설계, 안테나 설계

강 석 엽



1997년 2월: 인천대학교 전자공학과 (공학사)
 1999년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
 2005년 8월: 인하대학교 전자공학과 (공학박사)
 [주 관심분야] 무선통신 시스템 설계, 초고주파 회로설계, 안테나 설계

고 민 호



1995년 2월: 여수대학교 전자통신 공학과 (공학사)
 1997년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학석사)
 2003년~현재: 인하대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] 무선통신 시스템 설계, 초고주파 회로설계, RFIC 설계, 안테나 설계

박 효 달



1978년 2월: 인하대학교 전자공학과 (공학사)
 1987년: (불)국립항공우주대학 전자공학과 (공학박사)
 1992년~현재: 인하대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 항공통신 시스템 설계, 초고주파 회로 설계 전자장 이론, 안테나공학