

IEEE 802.11a 규격을 만족하는 5GHz 대역 무선 랜용 RF 모듈의 설계, 제작과 성능 평가

정희원 권도훈*, 김영일*, 이성수*, 박현철**

Design, fabrication, and evaluation of RF module in compliance with the IEEE 802.11a standard for 5GHz-band Wireless-LAN applications

Do-Hoon Kwon*, Young Eil Kim*, Seong Soo Lee*, Hyuncheol Park** *Regular Members*

요약

IEEE 802.11a 무선 랜 규격을 만족하는 RF 송수신기를 모듈의 형태로 제작하고 성능을 평가하였다. 주파수 변환 방식은 580MHz의 중간 주파수를 갖는 헤테로다인 구조를 채택하였다. 측정 결과 수신기는 잡음지수 5dB, 최대 이득 70dB, 그리고 61dB의 넓은 입력 동작 범위를 얻었다. 또한 중간 주파수 대역의 채널 선정 필터는 SAW 필터를 채용하여 채널간의 간섭 잡음을 최소화하였다. 송신기는 규격에 정의된 정격 출력을 만족하는 동시에 34dBm의 출력 P1dB를 가져 낮은 대역, 중간 대역에 대해 각각 18dB, 11dB의 출력 여유분을 보유함으로써 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 변조방식의 큰 평균대비 최고 출력 비율에 대응하였다.

ABSTRACT

An RF module in compliance with the IEEE 802.11a standard has been designed and its performance has been measured. Conventional heterodyne architecture with 580MHz intermediate frequency has been realized. Measurement results show that the receiver has a low Noise Figure of 5dB, the maximum gain of 70dB, and dynamic range as wide as 61dB. Also, the SAW filter used for channel selection in the IF section allowed minimum inter-channel interference. In addition to satisfying the RF output power requirement, the transmitter features its output P1dB as high as 34dBm so that the high peak-to-average ratio of the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) modulation scheme can be handled with minimum nonlinear distortion. The output P1dB of 34dBm of the transmitter corresponds to back-off powers of 18dB and 11dB with respect to the output power for the low and the middle frequency bands, respectively.

1. 서론

최근 무선 통신시장이 급격히 증가하고 2.4GHz ISM 주파수 대역이 많이 쓰임에 따라 5GHz 주파수 대역의 관심이 높아지고 있다. 미국과 유럽에서

는 최대 54Mbps의 데이터 전송속도를 지원하는 IEEE 802.11a와 HIPERLAN2의 규격을 제정하고 학계와 산업계에서 RF 송수신기의 설계 및 제작에 활발한 활동을 보이고 있다. 특히 지난 1997년 IEEE에서 802.11a의 규격[1]을 제정한 후 현재 학계에서는 CMOS[2-4], SiGe[5], GaAs[6] 등의 반도체

* 삼성종합기술원 i-Networking Lab. 권도훈(kwon22@samsung.com), 김영일(kye012@samsung.com), 이성수(leess1@samsung.co.kr)

** 한국정보통신대학교 (hpark@icu.ac.kr)

논문번호 : 010276-1011, 접수일자 : 2001년 10월 11일

체 공정을 이용한 RF IC의 초기 연구 결과들이 발표되고 있다.

본 논문은 5.15~5.35GHz, 5.725~5.825GHz의 주파수 대역을 사용하고 OFDM(직교 주파수 분할 다중)을 변복조 방식으로 하는 IEEE 802.11a 규격 [1]을 만족하는 RF 송수신기의 설계, 제작과 시작품의 성능을 소개하고자 한다. 낮은 주파수 대역(5.15~5.25GHz)과 중간 주파수 대역(5.25~5.35GHz)을 담당하는 송수신기, 그리고 높은 주파수 대역(5.725~5.825GHz)을 담당하는 두 종류의 RF 송수신기를 시제작 하였으며, 본 논문에서는 5.15~5.35GHz용 송수신기를 다루었다. 이런 단품 소자들의 조립으로 얻을 수 있는 RF 송수신기의 개발은 반도체 공정을 이용한 RF IC의 설계 및 제작에 선행하여 이루어짐으로써 설계된 회로의 성능을 검증하고 수정하기 위한 테스트베드의 역할을 맡게 된다. 각 RF 송수신기는 상용 부품 및 주문제작 부품을 사용하여 구성되었다.

최근 직접 변환(Direct Conversion)구조[7-8]를 이용한 수신기의 구현이 발표되고 있다. 이 구조는 채널 선택이 DC 및 기저 대역에서 이루어진다. 이미 지 제거용 필터가 필요 없는 등 외부소자를 사용하지 않음으로써 시스템의 집적에 매우 유리하다. 그러나 수신 감도(sensitivity)와 채널 선택도(selectivity)를 최적화하기 어렵고 RF 증폭단의 선형성이 뛰어나야 하며 DC 오프셋 등의 문제를 가지고 있다. 직접변환 구조는 새로운 구조가 아니나 최근 회로 구현 기술의 발달로 상용화 가능성이 제시되고 있으며 CMOS 공정을 이용한 상업용 샘플이 최근 산업계에서 발표되었다[9]. 그러나 현재까지 CMOS 반도체 공정을 이용해 규격을 만족하고 안정적인 성능을 얻은 경우는 알려져 있지 않다.

이에 비해 헤테로다인 구조[10]는 오랫동안 연구되고 사용되어 오면서 구조 자체의 성능과 안정성을 인정 받아왔다. 이 구조는 이미지 주파수의 잡음 문제를 가지고 있지만 수신감도와 선택도면에서 직접 변환 방식에 비해 우수하고 증폭단에 요구되는 선형성이 직접변환 방식에 비해 낮다. 그러나 채널 선택을 위한 필터를 외장 해야 하기 때문에 시스템의 직접화에 어려움이 알려져 있다.

이번 연구에서는 송수신 규격에서 정한 성능을 안정적으로 만족시키는 송수신기를 설계하고 구현하는 것을 목표로하였다. 그리하여 헤테로다인 방식의 구조를 채택하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 전체 시스템의 블

록 구성과 각각의 기능을 2장에 소개하였다. 제 3장에는 송신기와 수신기 블록들의 구성을 보이고 4장에 제작된 기구물과 모델과의 연결규격에 대해 설명하였다. 제작된 송수신기의 성능 측정치와 규격 및 설계 목표와의 비교를 5장에서 소개하였으며 제 6장에서 결론과 향후 연구 목표를 제시하였다.

II. 송수신기의 블록 구성

설계된 송수신기의 블록도는 그림 1과 같다. IEEE 802.11a 규격에 정의된 시간분할 양방향 통신 방식(TDD)에 맞추어 그림 1 위 부분의 수신단과 아래 부분의 송신단은 RF 스위치에 의해 안테나에 포트에 연결되게 된다. 송수신기는 580MHz를 중간주파수로 가지는 헤테로다인 방식을 채택하였다. 규격에 정의된 RF 주파수 대역과 하나의 채널이 20MHz의 대역폭을 가지는 것을 감안하여 580MHz의 중간주파수를 정의함으로써, 이미지 대역의 잡음성분과 half-IF 문제[10]를 회피하도록 하였다. 중간주파수를 580MHz로 정하게 되면 낮은 주파수 대역과 높은 주파수 대역에 대해서는 3.99~4.19GHz, 그리고 높은 주파수 대역에 대해서는 4.565~4.665GHz의 범위가 이미지 주파수 대역이 된다. 이들 이미지 주파수 대역에서는 미국[11]과 한국[12]의 경우 공히 지상파 방송이나 항공 무선 항행용 등의 고출력 공중파 잡음은 존재하지 않게 된다.

송신기는 신호의 진행방향으로 볼 때 변조기, 중간주파수 증폭기, 중간주파수 필터, 믹서, RF 증폭기, 가변 감쇠기(VATT), RF 스위치, 그리고 RF 필터와 안테나로 구성되어 있다. 변조기는 기저 대역의 I/Q 신호를 580MHz의 중간주파수 대역의 신호로 바꾸어 준다. 중간주파수 대역에서 신호는 중간주파수 필터와 증폭기를 거치면서 20MHz의 대역폭을 가지고 증폭된다. RF 믹서(1차 믹서)를 거치면 5GHz 대역의 신호로 바뀌게 되며 스위치와 RF 필터를 거쳐 안테나를 통해 방사된다. IEEE 802.11a

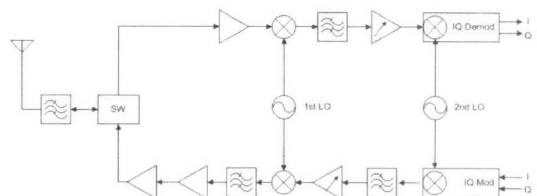


그림 1. 송수신기의 블록도

의 규격은 세 RF 대역에 대해 각기 다른 RF 출력의 최고치를 규정하고 있으며, 각각의 출력은 표 1과 같다.

표 1. 규정 RF 출력 레벨

대역	송신 출력 레벨
낮은 대역(5.15~5.25GHz)	40 mW(16 dBm)
중간 대역(5.25GHz~5.35GHz)	200 mW(23 dBm)
높은 대역(5.725~5.825GHz)	800 mW(29 dBm)

설계된 RF 송수신기와 같이 하나의 송신기로 다른 출력을 내야하는 경우 각 블록을 통과하는 신호의 크기를 조절하는 것이 바람직한다. 이는 전기적으로 감쇠의 양이 조절되는 가변 감쇠기를 사용하였다.

수신기의 경우 안테나에서 수신된 신호는 RF 필터, 스위치, 저 잡음 증폭기(LNA), 믹서, 중간주파수 필터, 가변 증폭기, 그리고 복조기를 거쳐 기저 대역의 신호로 변환된다. 기저 대역 I/Q 신호는 잡음 특성을 우수하게 하기 위해 공히 차동(differential) 신호의 형태를 취하도록 하였다. 안테나에서 검출된 신호는 RF 필터에서 걸러져 해당 주파수 대역내의 신호만 남게 된 후 저 잡음 증폭기를 거쳐 증폭된다. 제 1차 믹서를 통과하면서 중간주파수 대역으로 변환된 신호는 중간주파수 필터에 의해 원하는 20MHz의 채널이 선택되게 되며 가변 증폭기에서 증폭되어 복조기를 통과하여 기저 대역의 신호를 내주게 된다.

데이터 전송속도 6Mbps를 지원해야 하는 BPSK 변조방식의 경우 규격[1]에서는 최소 -82dBm의 수신감도를 규정하고 있고 또한 최대 안테나 포트입력 전력은 -30dBm으로 규정하고 있다. 8dB의 수신감도의 여유를 두고 설계할 경우 수신기는 -90dBm~-30dBm의 최소 60dB의 입력 동작 범위(dynamic range)를 가져야 한다. 이렇게 넓은 동작 범위는 여러 개의 가변 감쇠기를 신호 경로 중 적절한 위치들에 설치하여 직렬연결 효과를 이용함으로써 얻을 수 있다. 설계된 수신기는 -90dBm~-30dBm의 안테나 입력신호에 대해 복조기 앞단에서 -19dBm의 출력을 갖도록 설계하였다.

III. 각 블록의 구성

IQ 변조기는 두 개의 믹서와 하나의 파워합성기로 구성하였다. 그 전에 차동 신호를 불평형

(single-ended) 신호로 바꾸어 주는 수신기 칩 또한 사용하였다. 중간주파수 증폭기는 동일한 2개의 증폭기가 직렬 결합된 구조로 설계하였으며 총 36dB의 이득을 갖게 하였다. 송수신기 전체의 선형성을 결정하는데 큰 역할을 하는 블록이 믹서이다. OFDM의 신호는 평균대비 최고출력의 비율(Peak-to-Average Ratio: PAR)이 크기 때문에 넓은 동작 범위를 가지는 것이 중요하다. 때문에 1차 믹서(중간주파수 RF 주파수)로는 수동 믹서인 다이오드 믹서를 선택하였다.

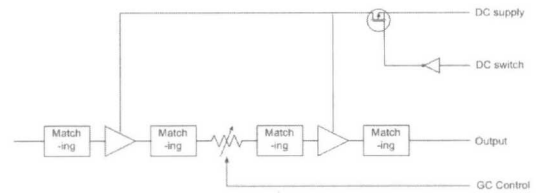


그림 2. RF 증폭기(낮은 대역 및 중간 대역 용)

RF 필터는 원하는 대역(낮은 대역, 중간 대역, 또는 높은 대역)을 선택하고 특히 헤테로다인 수신기의 경우 이미지 대역에 존재할 수 있는 잡음 성분을 충분히 감쇠 시키는 역할을 맡게 된다. 5GHz 대역에 통과대역을 가지는 유전체 공진 필터를 사용하였다.

RF 증폭기는 1차 믹서에서 얻어진 RF 신호를 이후의 고출력 증폭기를 구동할 수 있도록 증폭시켜 주는 역할을 하며 총 2단으로 설계되었다. 블록도는 그림 2와 같다. 그림 2 우상단의 DC 스위치는 시간 분할 방식을 사용하는 송수신기가 수신기 부분이 동작할 때 송신기의 전원을 차단함으로써 전력 소모를 줄이기 위한 것이다. 이 RF 증폭기의 전체 이득은 "GC Cont" 단의 DC 입력전압이 그림 2 중앙의 가변 감쇠기의 감쇠 정도를 바꿈으로써 조절된다. 임피던스 정합을 위한 마이크로스트립 소자들도 사용되었다.

고출력 증폭기는 송신기에서 가장 이득이 큰 부분으로 스위치를 통해 안테나를 구동하게 된다. 입력 신호를 변형 없이 증폭시켜 주는 선형성이 가장 중요한 변수이다.

낮은 대역 및 중간 대역용 고출력 증폭기의 블록도를 그림 3에 보였다. 총 세 단으로 구성되어 있으며 각 트랜지스터의 임출력단의 임피던스 정합은 마이크로스트립을 이용하였다. RF 증폭기와 마찬가지로 DC 스위치를 이용해 수신모드에서 동작할 때 고출력 증폭기의 전원을 차단하도록 하였다. 증폭용

트랜지스터는 각 단의 신호 크기에 따라 각기 다른 GaAs FET를 사용하였다. 고출력 증폭기의 회로는 다른 부분과 달리 마이너스 DC 전원도 필요한데 이는 FET의 게이트에 인가되는 음의 DC 바이어스

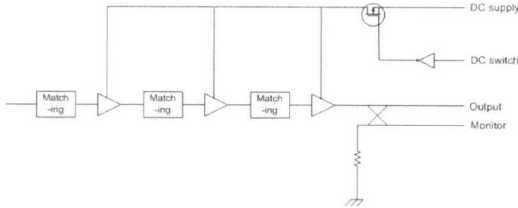


그림 3. 고출력 증폭기의 블록도 (낮은 대역 및 중간 대역용)

전압을 얻기 위해서이다.

RF 스위치는 기저 대역에서 입력되는 디지털 신호에 의해 제어되어 송신/수신 경로와 안테나를 연결한다. 구현된 구조는 안테나 포트와 송/수신 각 단 사이에 가변 감쇠기를 삽입하고, 이 가변 감쇠기의 감쇠를 서로 보상적으로 조절하여 송/수신 경로들 중 하나를 선택하도록 하였다.

전체 수신기의 잡음지수(Noise Figure: NF)를 결정짓는 데에는 앞쪽(안테나)에 위치한 블록들이 제일 큰 영향을 미치게 된다. 저 잡음 증폭기(단)는 최소의 잡음지수를 구현하는데 초점을 맞추게 되며 전체 세 개의 증폭단으로 설계하였다. 설계된 저 잡음 증폭기의 블록도는 그림 4와 같다.

그림 4에서와 같이 저 잡음 증폭단은 감쇠기-증폭기-감쇠기-증폭기의 구조로 이루어져 있다. 앞부분에 위치한 감쇠기는 전체 저 잡음 증폭단의 잡음지수를 다소 (약 1dB)높이지만 큰 입력신호가 들어올 때 첫 증폭기를 포화되지 않게 하는 역할을 한다.

중간주파수 필터는 수신 시에는 RF 필터에서 선택된 대역 내의 신호 중 원하는 채널을 골라내고 송신 시에는 원하는 채널의 신호만을 내보내 인접 채널에 영향을 주지 않도록 하는 역할을 한다. 규격에 정의된 송신 스펙트럼 마스크[1]를 만족시키는데 결정적인 역할을 하게 된다. 송신 스펙트럼 마스크는 채널 중심으로부터 11MHz 떨어진 주파수에서는 중심에서보다 최소 20dB의 감쇠를 정의한다. OFDM 변조된 신호의 52개의 부반송파들이 중심으로부터 8.3MHz안에 분포 하는 것을 감안할 때 중간주파수 필터의 감쇠 특성은 매우 급격해야 하는 사실을 알 수 있으며, 580MHz의 주파수에서 LC 필터로는 구현이 힘들게 된다. 따라서 580MHz를

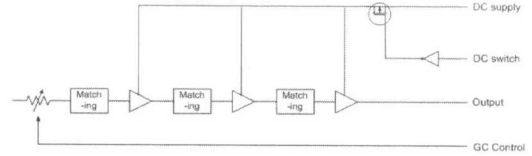


그림 4. 수신기의 저 잡음 증폭기 블록도

중심으로 3dB 대역폭이 20MHz인 SAW(Surface Acoustic Wave; 표면탄성파) 필터를 주문 제작하였다.

수신기 중간주파수단의 가변 증폭기는 580MHz에서 동작하는 트랜지스터를 이용한 2단의 증폭기와 2개의 중간주파수용 가변 감쇠기를 직렬 형태로 연결하여 설계하였다. 수신기 끝의 복조기는 변조기와 유사하게 두 개의 믹서와 하나의 파워 분리기로 구성하였다.

표 2. 수신기 각 블록의 이득과 잡음지수 (중간주파수 필터는 쓰지 않았음)

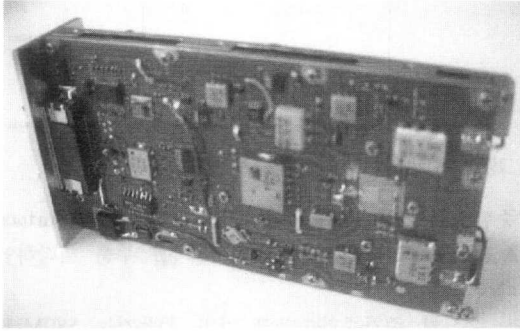
	이득 (dB)	잡음지수(dB)
RF 필터	-1.0	1.0
스위치	-0.8	0.8
가변 감쇠기	-1.5	1.5
저 잡음 증폭기	33	1.0
믹서	-8.0	8.0
중간주파수 증폭기	18	1.7
중간주파수 증폭기	18	1.7
중간주파수 증폭기	18	1.7

표 2의 설계치로부터 수신기의 전체 잡음지수와 이득 특성을 얻을 수 있다. 이득과 잡음지수는 서로 상충되는 관계를 갖고 있으며, 얼마나 적절하게 이득과 잡음지수를 시스템 블록에 배분하는가 하는 것이 중요하다. 설계된 각 블록의 이득과 잡음지수를 바탕으로 수신기의 전체 이득과 총 잡음지수를 구하면 표 3과 같다.

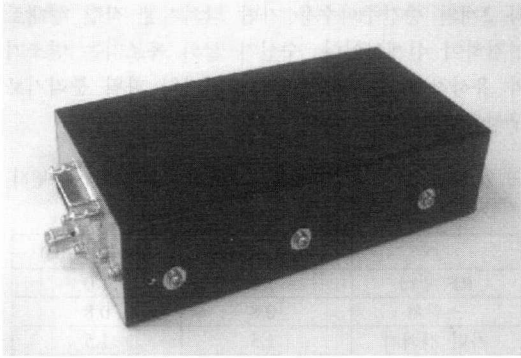
표 3. 수신 시스템의 이득, 잡음지수

파라미터	값
이득 (dB)	75.7
잡음지수 (dB)	4.3

표 2, 3에 사용된 이득과 잡음지수 값들은 수신기의 AGC 단자의 전위가 0V로 최대의 이득을 가지도록 설정되었을 때의 값들이다.



(a) 조립된 PCB



(b) RF 송수신기의 외관

그림 5. 제작된 송수신기

IV. 제작된 RF 송수신기와 인터페이스

제작된 송수신기를 그림 5에 보였다. 송수신기의 크기는 107mm X 55mm X 25mm이다. RF 주파수 부분과 중간주파수, 기저 대역 주파수 부분을 담당하는 두 장의 PCB를 기판으로 사용하였으며 그림 5(b)의 고정 나사가 있는 부분을 중심으로 위, 아래 양쪽에 배치하였다. 그리고 송수신용 안테나를 장착하기 위한 SMA 커넥터와 I/Q 기저 대역 송수신용 신호와 송수신기의 제어신호를 위한 26핀 커넥터를 부착하였다.

V. 제작된 RF 송수신기의 성능 측정

수신기의 주요 측정 파라미터들과 측정치들은 표 4와 같다.

수신기 앞단의 RF 필터와 RF 스위치의 잡음지수 값이 약 2.4dB(삽입손실=2.4dB)인 점을 감안할 때, 5dB의 전체 수신기 잡음지수는 매우 우수한 것을

표 4. 수신기의 주요 측정 파라미터

측정 항목	측정치	비고
잡음지수 (dB)	5	
이득 (dB)	9~70	RX AGC 전위에 의해 조정됨
최대 입력 레벨 (dBm)	-30	규격 만족
동작 범위 (dB)	61	-91dBm~-30dBm
입력 P1dB (dBm)	-5	AGC=5V (최소 이득시)

알 수 있다. 이 값은 설계치 4.3dB에 대해 부품들의 공차 및 구현 오차에 의해 약 0.7dB 정도 증가하였다. 그리고 -90dBm~-30dBm의 60dB 범위의 입력 전력에 대응하는 60dB의 증폭 가변 양을 목표로 설계하였으나 아래 그림 7에서와 같이 수신기의 전체 이득은 9~70dBm의 61dB의 변화량을 얻었다. 최대 이득도 표 3의 값으로부터 6dB 가량 적은 양을 얻었는데, 이는 RF 주파수와 중간 주파수단 회로들의 구현 오차와 무시되어 표 2에 포함되지 않은 중간주파수 필터의 삽입 손실 때문인 것으로 추정된다.

수신기의 잡음지수와 채널 대역폭 B (Hz), 그리고 복조에 필요한 SNR(신호 대 잡음 비율)과 수신 감도는 다음과 같은 관계를 가진다[10]:

$$P_{in, min} = -174dBm/Hz + NF + 10 \log B + SNR_{min} \tag{1}$$

채널 대역폭이 20MHz이고 BPSK 변조(6Mbps 데이터 속도[1])일 경우 SNR=5dB를 이용하면, 식 (1)로부터 $P_{in, min} = -91dBm$ 을 얻게 된다. 따라서 측정된 수신기는 -91dBm의 수신 감도로부터 61dB의 동작 범위를 갖는다. -91dBm의 감도는 규정에서 요구하는 수치보다 9dB 낮은 값이다. 같은 방법으로 IEEE 802.11a 규정의 최고 전송 속도인 54Mbps의 경우에는 규정의 최소 수신 감도인 -65dBm[1]보다 9dB 낮은 -74dBm의 수신 감도를 얻는다.

$P1dB = IP3 - 9.6dB$ 의 관계를 이용하여 IP3 정보를 얻고 간섭 신호가 잡음 레벨과 같아지는 입력 파워는 다음으로부터 얻을 수 있다[10]:

$$P_{in, max} = \frac{2P_{IP3} + F}{3} \tag{2}$$

$$F = -174dBm + NF + 10 \log B$$

$IP3 = 4.6dBm$ 을 이용하고 BPSK 변조에 대하여 $P_{in, max}$ 를 구하면 -29dBm을 얻는다. 따라서 전체 입력 동작 범위 -91dBm~-30dBm의 입력 신호에

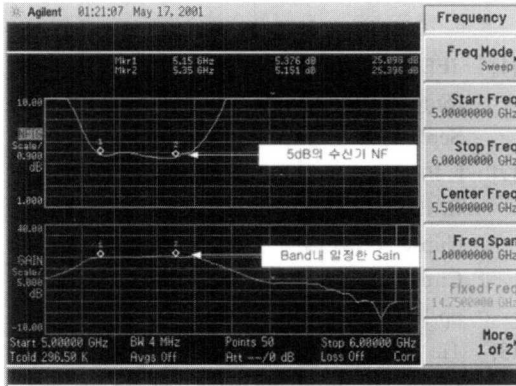


그림 6. 수신기의 잡음지수, 이득 특성

대해 혼변조(inter-modulation) 간섭 신호는 잡음 레벨보다 낮아 수신기의 감도에 영향을 미치지 않게 된다.

그림 6에 수신기의 전체 잡음지수와 이득특성을 주파수의 함수로 보였다. 잡음지수, 이득 모두 낮은 대역 및 중간 대역의 200MHz 영역에 걸쳐 일정한 값을 얻었음을 알 수 있다.

수신기의 가변 이득 특성곡선은 그림 7과 같다. 가변 이득(AGC) 단자의 전위가 0~1.5V, 4.3~5V의 구간에서는 수신기의 이득이 변하지 않는 특성을 보이지만, 1.5V~4.3V의 구간에서는 데시벨 단위로 표현된 수신기 이득에 대해 선형적인 이득 조정이 이루어짐을 알 수 있다.

송신기의 주요 측정 항목과 측정치들은 표 5와 같다.

표 5에서 송신 P1dB는 34dBm으로 낮은 대역 및 중간 대역의 규정출력 16dBm, 23dBm에 비해 각각 18dB, 11dB의 여유를 가진 것으로 측정되었다. 중

표 5. 송신기의 주요 측정 파라미터

측정 항목	측정치	비고
송신 출력 레벨 (dBm)	16	낮은 대역, 규격 만족
중심주파수 오차 허용치 (ppm)	<0.3	<20ppm의 규격 만족
송신 P1dB (dBm)	34	
송신 스펙트럼 마스크	-16.4dBc@11M Hz 오프셋	규격 -20dBc 만족 못함

심 주파수 오차 허용치는 RF 중심 주파수가 규정된 채널의 중심 주파수로부터 얼마나 떨어져 있는지를 말해주는 것으로 규격에는 최대 20ppm으로 정의하

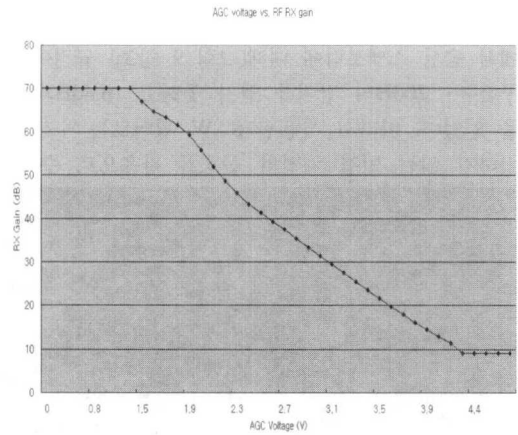


그림 7. 수신기의 가변 이득 특성곡선

고 있다. 측정치는 0.3ppm이하로 나타나 사용된 국부 발진기의 특성이 매우 우수한 것을 알 수 있다.

수신기 중간 주파수단의 이득 측정 결과를 그림 8에 보였다. 선택된 채널의 성분은 중간 주파수 증폭기를 거치면서 채널 폭에 걸쳐 일정한 이득을 얻었음을 볼 수 있다(그림 8에서는 약 50dB임). 설계된 헤테로다인 방식의 수신기에서 채널 선택도를

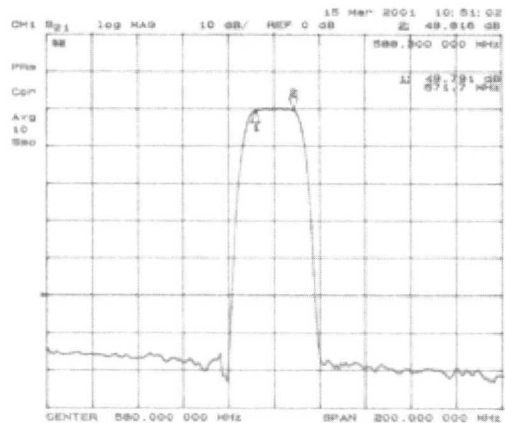


그림 8. 중간 주파수단의 이득 특성

결정짓는 중요한 요소는 중간주파수 필터의 주파수 선택도이다. 그림 8의 인접 채널 영역에 해당하는 감쇠는 SAW 필터 소자의 2중사용에 의해 얻어졌다.

SAW 필터는 580MHz의 중심 주파수와 20MHz의 3dB 대역폭을 가지도록 하였다. 중심으로부터 20MHz 떨어진 주파수에서 약 70dB의 감쇠를 얻는

급격한 감쇠 특성을 얻었으나, 20MHz의 3dB 대역 폭으로는 중심 주파수로부터 11MHz 떨어진 주파수에서 송신 스펙트럼에 대해(그림 9 참조) 규격이 요구하는 20dB의 감쇠를 얻지 못하고 16.4dB의 값을 얻었다. 따라서 사용된 SAW 필터로는 수신 시 원하지 않는 인접 채널의 신호가 잡음으로 수신되

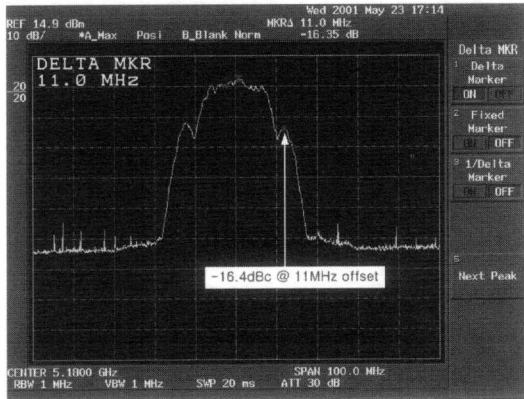


그림 9. 송신 스펙트럼

어 수신 SNR을 떨어뜨리거나, 송신 시 인접 채널에 잡음을 발생시키는 가능성이 있게 된다. BPSK 변조된 기저 대역 입력신호를 이용하여 측정된 송신 스펙트럼은 그림 9와 같다.

VI. 결론

IEEE 802.11a의 규격을 만족하는 5GHz 대역의 초고속 무선 통신용 RF 송수신기를 설계 및 제작하였다. 송신기는 낮은 대역 및 중간 대역에서 각각 18dB, 11dB의 출력 여유분을 보유했다. OFDM의 높은 평균대비 최고 출력비에 대응할 수 있도록 하였다. 중간 주파수단의 채널 선택 필터로서 SAW 필터를 채용하였다. 사용된 SAW 필터의 대역폭이 넓게 제작되어 송신 스펙트럼 규격을 만족시키지 못하였으나 급격한 감쇠 특성에 의해 수신 채널들 간의 간섭을 최소화 하는 효과를 얻었다. 수신기는 5dB의 우수한 잡음지수를 가지게 제작되었으며 최대 이득 70dB, 그리고 61dB의 넓은 안테나 포트 입력 동작 범위를 가지도록 하였다.

이번 연구에서는 상용 단품 소자들을 이용하여 송수신기를 구성하고 그 성능을 확인하였다. 검증된 시스템 규격을 바탕으로 현재 단일 칩 RF 송수신기에 대한 연구가 진행되고 있다.

참고 문헌

- [1] IEEE, *IEEE Std 802.11a-1999 (Supplement to IEEE Std 802.11-1999)*, Sept. 1999
- [2] T.-P. Liu and E. Westerwick, "5-GHz CMOS radio transceiver front-end chipset," *IEEE J. of Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 12, pp.1927-1933, Dec. 2000
- [3] H. Samavati, H. R. Rategh, and T. H. Lee, "A fully-integrated 5GHz CMOS wireless-LAN receiver," 2001 IEEE Int. Solid-State Circuits Conf., pp. 208-209, 2001
- [4] B. Razavi, "A 5.2-GHz CMOS receiver with 62-dB image rejection," 2000 Symp. VLSI circuits, pp. 34-37, 2000
- [5] J.-O. Plouchart, H. Ainspan, and M. Soyuer, "A 5.2 GHz 3.3V I/Q SiGe RF transceiver," *IEEE 1999 Custom Integrated Circuits Conf.*, pp. 217-220, 1999
- [6] S. Yoo, D. Heo, C-H. Lee, B. Matinpour, S. Chakraborty, and J. Laskar, "A 5.8 GHz OFDM GaAs MESFET MMIC chip set," 2000 IEEE MTT-S Digest, pp. 1273-1276
- [7] B. Razavi, "Design considerations for direct-conversion receivers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 44, pp. 428-435, June 1997
- [8] A. A. Abidi, "Direct-conversion radiotransceivers for digital communications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 12, pp.1399-1410, Dec. 1995
- [9] T. H. Meng and B. McFarland, "Wireless LAN revolution: from silicon to systems," 2001 Radio Frequency Integrated Circuits Symp., pp. 3-6, 2001
- [10] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997
- [11] US Department of Commerce, *United States Frequency Allocations*, 1996
- [12] 정보통신부, 주파수 분배표, 1999

권 도 훈(Do-Hoon Kwon)

정회원

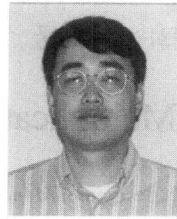


1994년 2월: 한국과학기술원
전기 및 전자공학과 학사
1995년 8월: The Ohio State
University 전자공학과 석사
2000년 6월: The Ohio State
University 전자공학과 박사
2000년~2001년: 삼성전자
중앙연구소 책임연구원

2001년~현재: 삼성종합기술원 전문연구원

박 현 철(Hyuncheol Park)

정회원



1983년: 연세대학교
전자공학 학사
1985년: 연세대학교
전자공학 석사
1997년: Georgia Institute
of Technology
전기공학 박사

1985년~1991년: 삼성전자 종합연구소
선임연구원

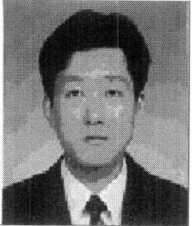
1994년~1997년: Research Assistant in
Georgia Institute of Technology

1997년~2002년: 삼성전자 중앙연구소
수석연구원

2002년~현재: 한국정보통신대학교 조교수

김 영 일(Young Eil Kim)

정회원



1989년 2월: 충남대학교
물리학과 이학사
1991년 2월: 충남대학교
물리학과 이학석사
1991년~1996년: 경북대학교
센서기술연구소 선임연구원
1996년~2001년: 삼성전자
중앙연구소 책임연구원

2001년~현재: 삼성종합기술원 전문연구원

이 성 수(Seong Soo Lee)

정회원



1981년: 단국대학교
전자공학과 학사
1984년~1992년: 삼성전자
통신사업부 근무
1993년~1998년: 삼성전자
생산기술연구소 책임연구원
1999년~2001년: 삼성전자
중앙연구소 수석연구원

2001년~현재: 삼성종합기술원 전문연구원