

주파수 체배기를 이용한 이중대역 무선 송신부 설계

(Design of Dual-Band WLAN Transmitter with Frequency Doubler)

노희정*

(Hee-Jung Roh)

요 약

본 논문에서는 2.4[GHz]와 5[GHz]로 동작하는 Dual-band WLAN 송신기의 설계에 대하여 기술한다. Dual-band WLAN 송신기는 2.4[GHz] 대역과 5[GHz] 대역에서 각각 동작할 수 있도록 설계되었다. 이중대역의 구조를 갖는 송신 부는 2.4[GHz] 과 5[GHz] 주파수에서 동작하는 증폭기와 두 개의 VCO(Voltage Controlled Oscillator) 또는 주파수 가변 범위가 매우 넓은 VCO를 사용해야 한다. 이 문제는 크기와 소비전력으로 나타나며, 이를 해결하기 위하여 이중대역 송신 모듈을 제안하였다. 이 송신부는 단일 송신 블럭을 사용하여 입력되는 주파수와 인가하는 바이어스 전압에 따라, IEEE 802.11b/g의 2.4[GHz] 대역신호에 대해서는 증폭기로 동작하고 IEEE 802.11a의 5.8[GHz] 대역신호는 주파수 체배 방식을 이용하여 출력신호를 얻도록 설계하였다. 출력스펙트럼은 중심주파수에서 각각 +11[MHz], +20[MHz], +30[MHz] offset인 주파수에서 적응형 방식이 아닌 경우와 비교하여 4[dB], 6[dB], 16[dB]의 ACPR 특성이 향상되었으며, IEEE 802.11a 무선 랜 송신스펙트럼 마스크 규격을 만족하였다.

Abstract

This paper describes the Dual-band WLAN transmitter with 2.4[GHz]와 5[GHz]. Dual-band WLAN transmitter was designed at 2.4[GHz] and 5[GHz]. The Dual-band WLAN transmitter has a amplifier which operate at 2.4[GHz] and 5[GHz] frequency and two VCO(Voltage Controlled Oscillator) or VCO has a wide scope of frequency. these problem cause a size and a power consumption , The Dual-band WLAN transmitter module was proposed to solve these. the transmitter was designed to get output signals of IEEE 802.11a's 5.8[GHz] band signal using frequency multiplication way or to act a amplifier about the 2.4[GHz] band signal of IEEE 802.11b/g, according to inputed frequency and bias voltage that approve using single transmission block. The output spectrum get the improved specification of ACPR of 4[dB], 6[dB],16[dB] at +11[MHz], +20[MHz], +30[MHz] offset of center frequency compared to no linearization, was satisfied to transmit spectrum mask of IEEE 802.11a wireless Lan.

Key Words : Dual-band WLAN transmitter, VCO(Voltage Controlled Oscillator), IEEE 802.11b/g

* 주저자 : 김포대학 유비쿼터스IT과
Tel : 031-999-4208, Fax : 031-999-4775
E-mail : june@kimpo.ac.kr
접수일자 : 2008년 4월 17일
1차심사 : 2008년 4월 23일
심사완료 : 2008년 5월 16일

1. 서 론

최근의 무선통신 시스템은 영상, 음성 및 데이터를 포함하는 멀티미디어 통신서비스의 요구가 급증함에 따라, 멀티 모드 및 멀티 밴드 시스템에 대한 연구가 지속적으로 진행되고 있으며, 단일 단말기로 두 가지 이상의 통신방식을 지원하기 위해서는 각 부품의 소형화, 다기능화 단일화가 요구된다[1-2].

특히 무선 랜 분야에서는 단일 시스템이 다양한 통신방식을 지원하는 대표적인 분야이다. 무선 랜의 대표적인 표준에는 IEEE에서 제시한 IEEE 802.11a/b/g가 있다[3-5]. IEEE 802.11b/g는 2.4 [GHz]대역의 ISM대역을 사용하고 있으며, IEEE 802.11a는 5[GHz] 대역을 사용하고 있다. 1999년부터 무선 랜 시장이 본격적으로 형성된 이래로 2.4[GHz]의 주파수와 11[Mbps]의 최대 전송속도를 가지고 있는 IEEE 802.11b 표준의 무선 랜 제품군들이 주류를 이루었지만, 사용자의 증가로 인해 83[MHz]의 전송대역폭을 갖는 IEEE 802.11b 표준은 한계에 이르러, 고속의 전송속도를 갖는 IEEE 802.11a/g로 확장되어가는 추세이다. 여기에 신뢰성, 보안, 속도가 개선된 IEEE 802.11e/f/n 등의 새로운 표준이 계획되고 있으며, 이중 IEEE 802.11n 표준은 기존의 무선 랜 제품의 문제점인 도달거리 제약 및 다른 무선장치로부터의 간섭 문제를 MIMO(다중입력-다중출력)기술을 접목함으로써 더욱 효과적으로 실내 환경에서 데이터 전송을 제공할 것이다. 따라서 최근에는 무선 환경의 변화에 따라 다양한 무선 랜 표준을 지원하는 이중대역 무선 랜 제품군들이 각광을 받고 있다.

1.1 이중대역 다중모드 무선 랜 송신기

일반적인 무선 랜의 송신부는 두 주파수 대역에서 동작하기 위하여, 그림 1과 같이 2.4[GHz] 대역과 5[GHz] 대역의 송신부가 분리된 구조를 갖고 있다[6-7]. 이러한 구조는 각각의 주파수 대역에 동작하는 증폭기뿐만 아니라 두 개의 VCO(Voltage Controlled Oscillator)가 요구되거나 주파수 가변 범위가 매우 넓은 VCO이어야 한다. 그러나 제안한 이

중대역 송신 모듈은 단일 송신블럭을 사용하여 입력되는 주파수와 인가하는 바이어스 전압에 따라, IEEE 802.11b/g의 2.4[GHz] 대역신호에 대해서는 증폭기로 동작하고 IEEE 802.11a의 5.8[GHz] 대역신호는 주파수 체배 방식을 이용하여 출력신호를 얻도록 하였다[8-10].

그림 2는 제안한 이중대역 무선 랜 송신모듈의 블록을 보여주고 있다. 두 주파수 대역을 하나의 증폭기로 동작할 수 있을 뿐만 아니라 약 2.4[GHz]에서 2.9[GHz]까지의 비교적 작은 가변 대역폭을 갖는 VCO로 구성이 가능하며, 기존의 이중대역 무선 랜 송신부와 비교했을 때 가격, 면적 면에서 많은 장점이 있다. 주파수 체배기는 비선형소자의 고조파 성분을 이용해 높은 주파수 대역의 통신시스템 신호원을 얻기 위해 사용되며, 그림 2에서와 같이 제안된 구조에서 주파수 체배기에 진폭 변조된 신호원을 인가하였을 경우에는 주파수 체배기의 비선형 특성으로 인해 신호에 심각한 왜곡이 발생하게 된다. 따라

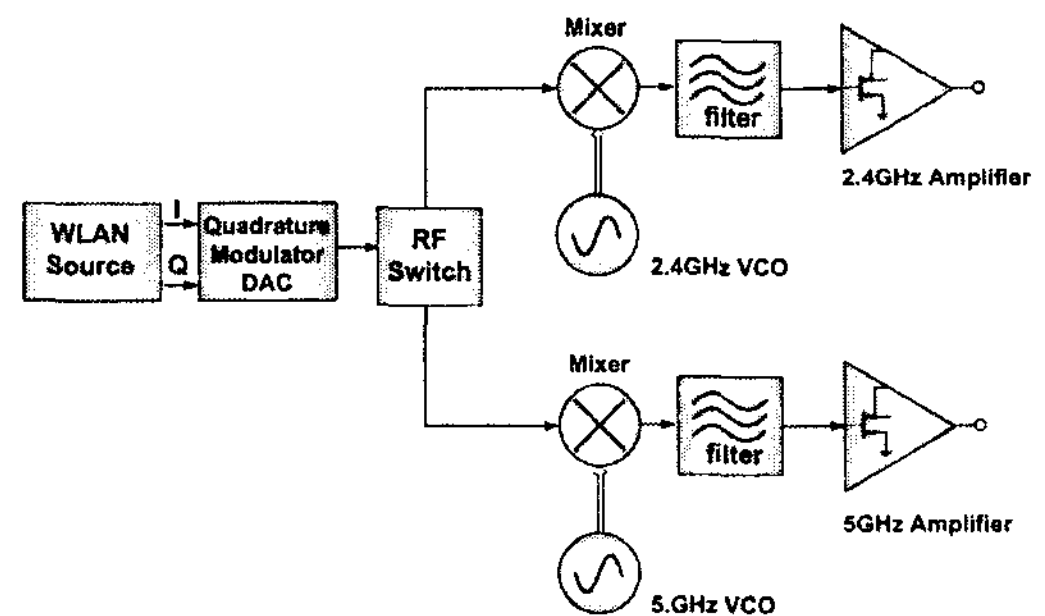


그림 1. 2.4[GHz]와 5[GHz] 듀얼밴드 WLAN 송신기
Fig. 1. Dual-band WLAN transmitter having two paths for 2.4[GHz] and 5[GHz][6-7]

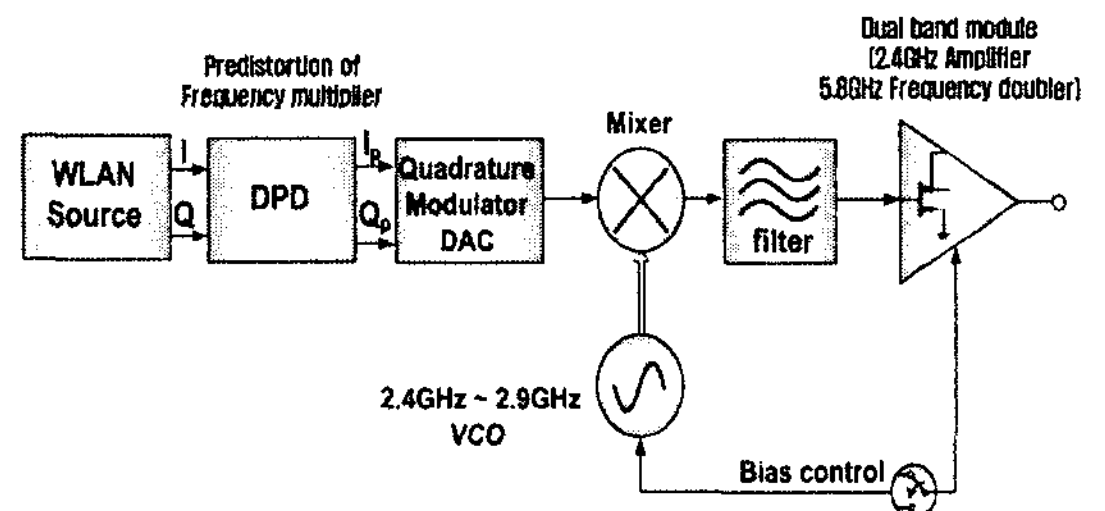


그림 2. DPD를 갖는 제안된 듀얼 밴드 송신기
Fig. 2. Proposed dual band transmitter with DPD[8-10]

주파수 체배기를 이용한 이중대역 무선 송신부 설계

서 주파수 체배기의 비선형 왜곡을 보상하고 개선할 수 있는 선형화 기법이 수행된다면 주파수 체배기를 이용한 이중대역 증폭부의 설계가 가능하다.

1.2 IEEE 802.11a/b/g 변조부 및 송신부 모델링

그림 3은 시스템 시뮬레이터를 이용하여 구현한 IEEE 802.11a/b/g 무선 랜 시스템의 기저대역 처리부, 변조부, RF블록을 포함한 송신부 블록도를 보여주고 있다. IEEE 802.11b의 경우 2.4[GHz] 주파수 대역에 CCK 변조방식에 11[Mbps]의 전송속도를 가지며 출력전력은 17[dBm]이다. IEEE 802.11g/a의 경우 IEEE 표준안에 근거하여 54[Mbps] 전송속도를 갖는 2.4[GHz], 5.8[GHz] OFDM 무선 랜 시스템을 모델링하였다. 최초 생성된 신호는 64-QAM 변조방식으로 매핑되며, IFFT 처리 후 guard interval과 wave shaping 단계를 거친 후, I/Q modulator에 인가되어 RF송신부로 보내어진다[28-29]. IEEE 802.11g/a 출력전력은 각각 17[dBm], 10[dBm]이다.

1.3 주파수 체배기의 적응형 기저대역 사전왜곡 선형화 기법

주파수 체배기에서 발생하는 대역외 왜곡을 보상하기위해서 비선형 소자의 변화하는 특성에 적응시키기 위하여 사용되는 적응형 사전 왜곡기를 이용할 수 있다. 그림 4에 나타나 있는 바와 같이 적응형 사전 왜곡기는 출력에서 피드백 되어진 신호를 복조하고 입력신호와 비교하여 왜곡을 보상할 수 있도록 LUT의 계수(값)를 갱신시켜주는 방식이다. 기저대역 적응형 사전왜곡 방식의 경우, LUT의 계수를 갱신시켜주는 알고리즘으로 논문에서는 LMS(Least Mean Square)알고리즘을 이용하였다.

제안된 적응형 사전왜곡기에서 forward path 는 사전 왜곡된 신호가 잘려 나가지 않도록 충분한 대역폭을 가져야하며, feedback path역시 보정하려고 하는 주파수 체배기의 IMD특성이 잘 모니터링 되도록 충분한 대역폭을 가져야 한다. 주파수 체배기의 4차 IMD항을 보상하기 위해서는 80[MHz] 이상의 샘플링 레이트가 필요하다. 그림 5는 적응형 선형화기

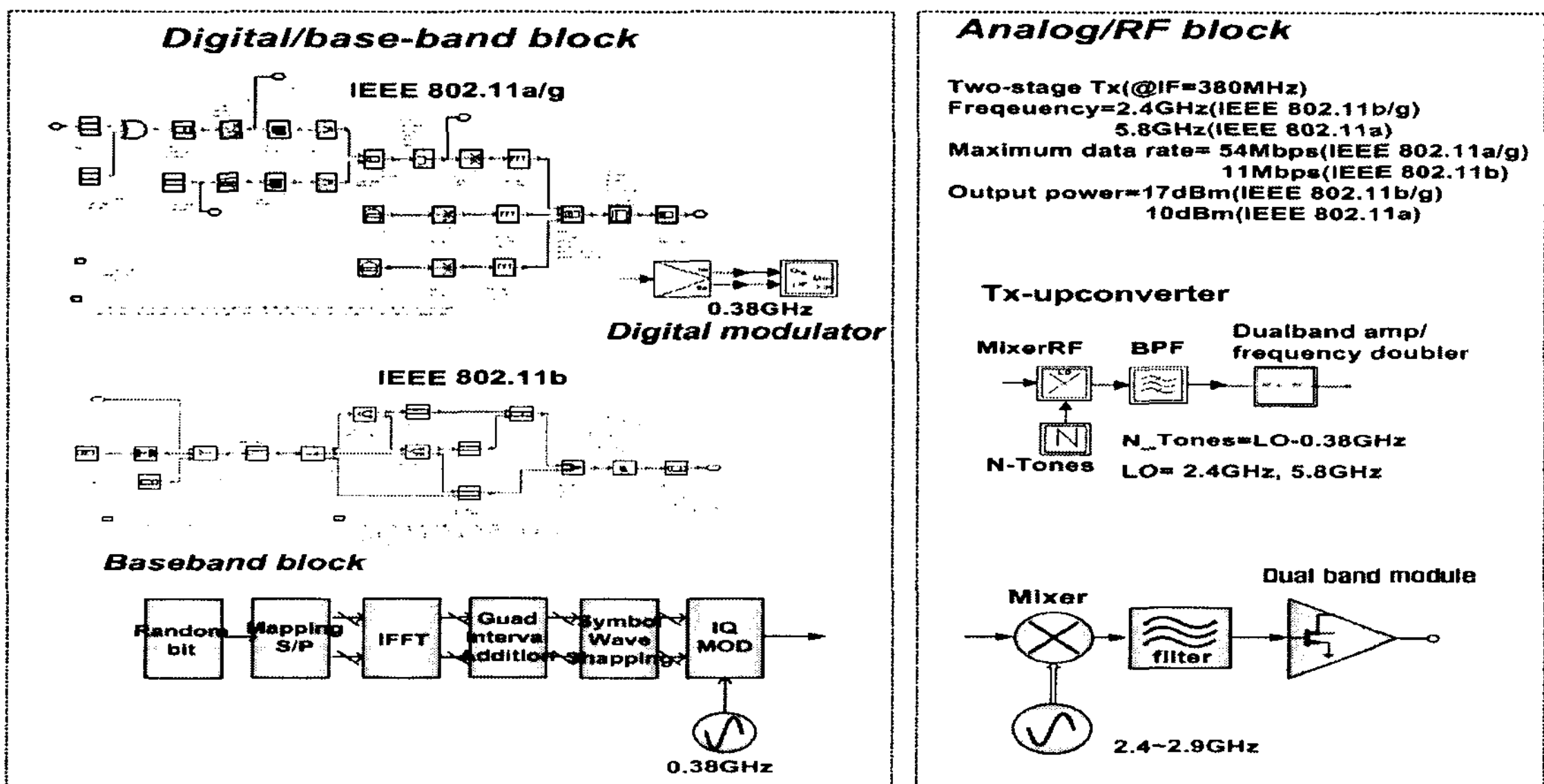


그림 3. IEEE 802.11a/b/g WLAN 시스템 시뮬레이션에 적용한 기저부, 변조부, 송신부의 모델링
Fig. 3. Modeling of baseband, modulation and transmitting part which are implemented in the IEEE 802.11a/b/g WLAN system simulation

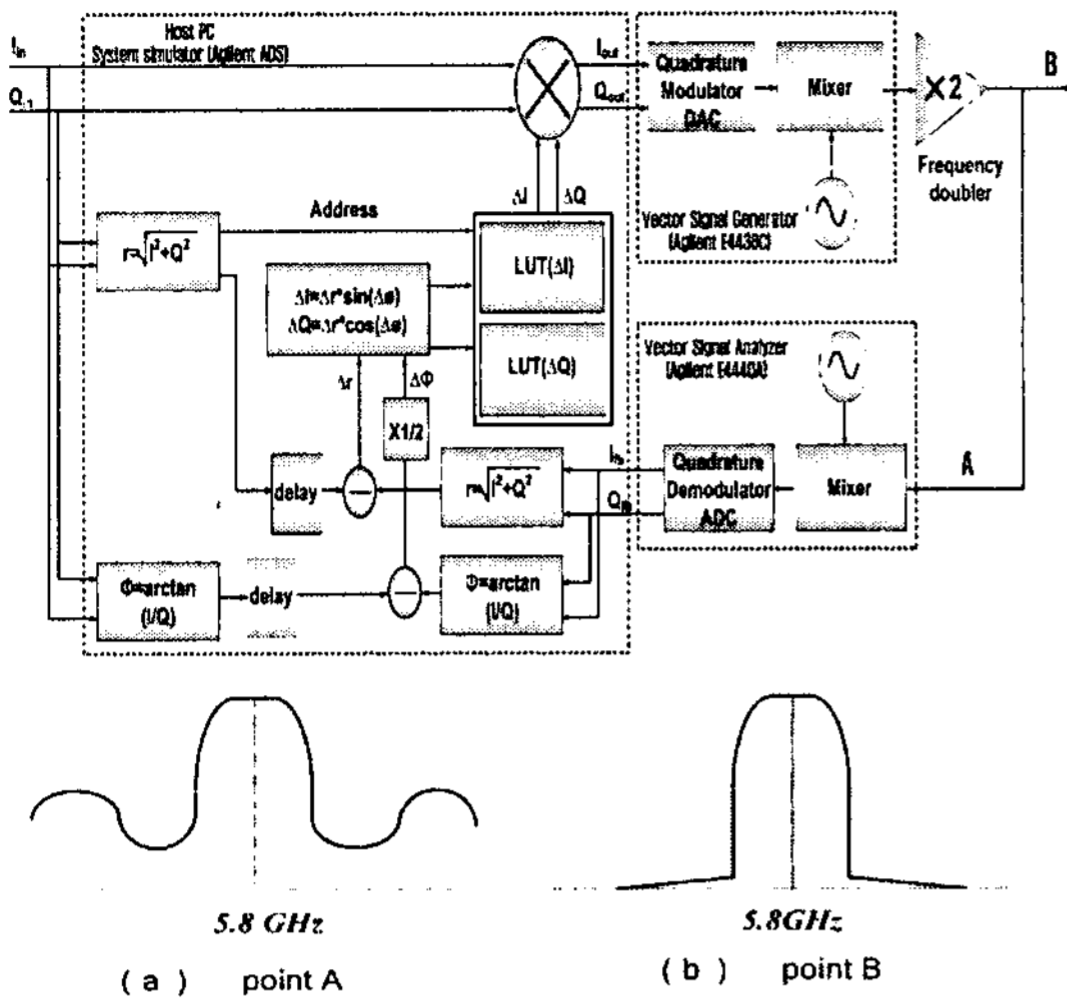


그림 4. 제안된 적응형 디지털 프리디스토션 시스템의 블록도와 출력 스펙트럼
 Fig. 4. Block diagram for the proposed adaptive digital predistortion system and output spectrums

를 사용하여 대역외 왜곡을 보상한 경우와 그렇지 않은 경우 I/Q 정상도 이다. 그림 5 (a)는 초기 IEEE 802.11a 표준안에 근거하여 54[Mbps] 전송속도를 갖도록 64-QAM 변조방식으로 매핑된 신호이며 그림 5 (b)는 선형화하지 않았을 때 주파수 체배기를 통과한 후의 I/Q 정상도이다 적응형 사전왜곡방식을 이용한 경우(대역외 왜곡을 개선한 경우)와 그렇지 않은 경우의 각각 주파수 체배기를 통과한 후의 I/Q 정상도는 그림 5 (c)와 그림 5 (d)이다. 주파수 체배기의 경우 제안한 적응형 방식일 때 정확한 심볼 검출이 가능함을 I/Q 정상도를 통하여 확인할 수 있다. 그림 6은 대역 외 왜곡을 보상한 적응형 사전 왜곡기를 이용한 경우의 선형화후의 출력스펙트럼이다. 선형화가 수행되는 단에서 각각 80[MHz]와 160 [MHz]의 샘플링 주파수를 가지는 경우의 출력스펙트럼을 보여주고 있다.

대역외 왜곡을 보상한 적응형 사전왜곡기의 선형

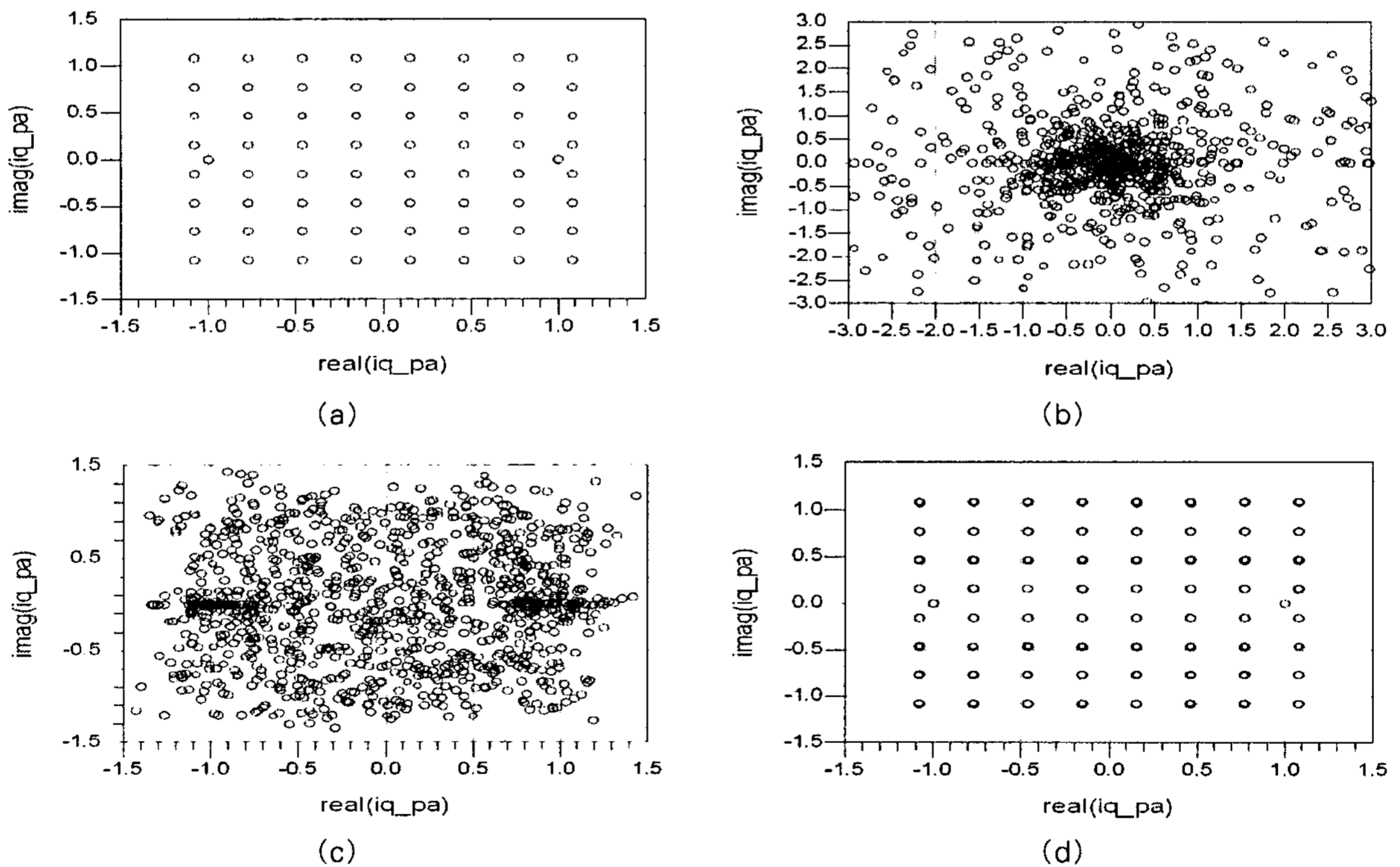


그림 5. 64-QAM 정상 시뮬레이션결과 (a) 64-QAM 정상도 (b) 프리디스토션이 없는 경우의 정상도 (c) 비적응형 프리디스토션 (d) 적응형 프리디스토션을 갖는 경우on
 Fig. 5. 64-QAM constellation simulation results (a) 64-QAM constellation (b) Without predistortion (c) With non-adaptive predistortion (d) With adaptive predistortion

주파수 체배기를 이용한 이중대역 무선 송신부 설계

화후의 출력스펙트럼은 IEEE 802.11a 송신스펙트럼 마스크 규격을 만족한다.

2. 이중대역 송신모듈의 측정 및 검토

제안한 사전왜곡 선형화기의 실제 개선 정도는 제작한 이중대역 송신모듈을 이용하여 보였다. 신호발생기(Agilent E4438C)를 이용하여 구현된 디지털 사전왜곡 신호를 이중대역 무선 랜 송신모듈에 인가하여 선형화 기법의 타당함을 측정하였다.

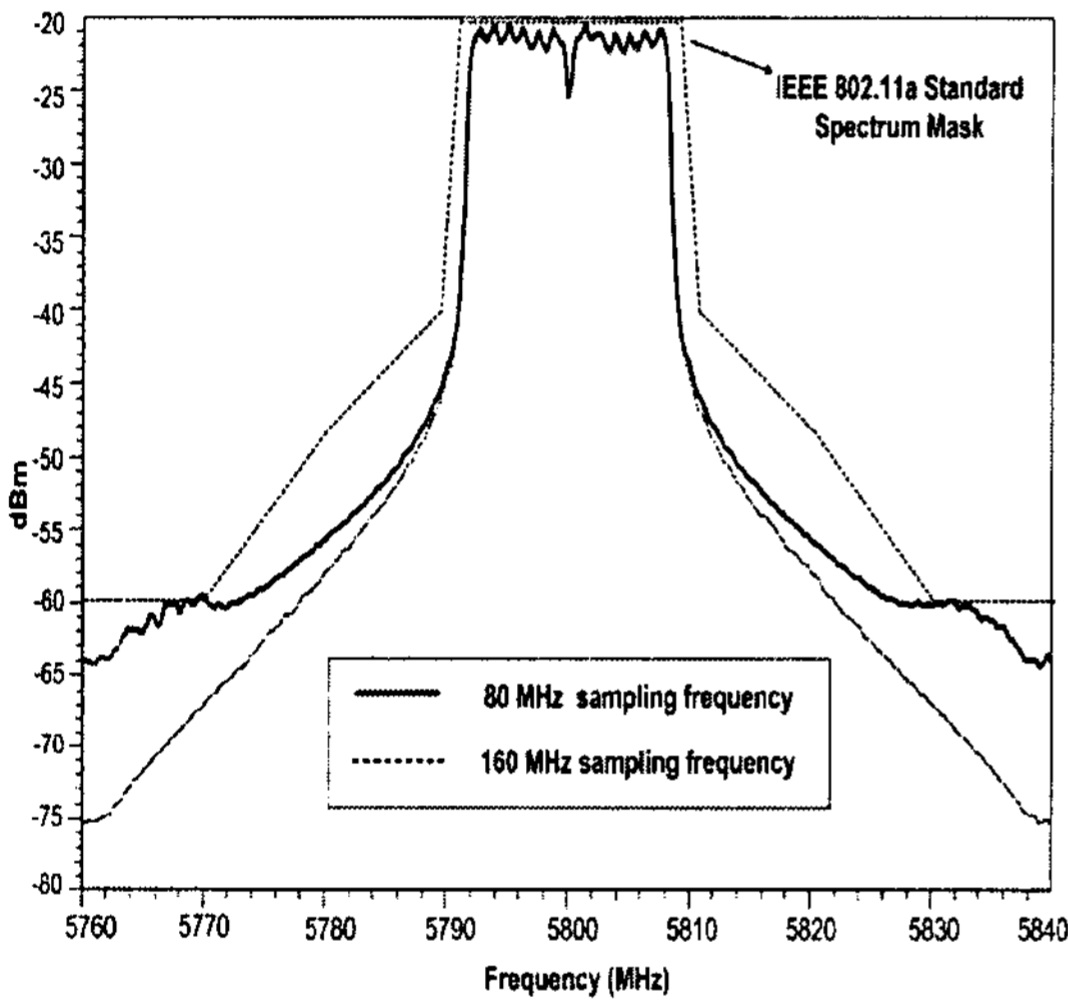


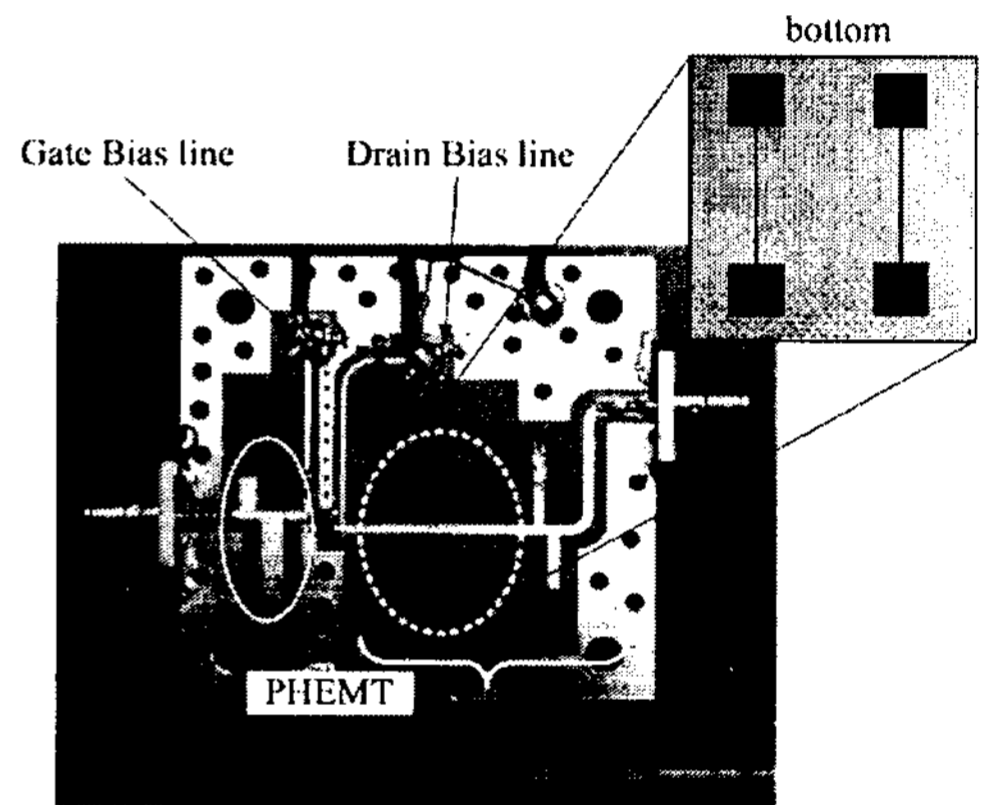
그림 6. 프리디스토션을 갖는 경우와 없는 경우의 주파수 더블러의 시뮬레이션 출력스펙트럼

Fig. 6. Simulated output spectrum of the frequency doubler with and without predistortion

2.1 이중대역 송신모듈의 입출력 특성 측정

본 논문에서는 Agilent사의 PHEMT ATF-34143을 사용하여 유전율이 2.6이고 유전체 두께 0.4[mm]인 테플론 기판위에 이중대역 송신모듈을 제작하였다. 제작된 이중 대역송신모듈의 사진을 그림 7에 나타내었다. 본 논문에서 제작한 이중대역 송신모듈의 경우 일반적으로, 입력 주파수를 억압하기 위하여 출력단에 사용하는 $\lambda/4$ 반사기 대신에 출력단의 접지면을 식각하는 DGS를 이용하여, 주파수 체배기로

동작시 입력주파수의 억압뿐만 아니라 증폭기로 동작 시 2차 고조파를 억압하도록 하였다. 이렇게 설계된 DGS를 이용하여 제작한 이중대역 송신 모듈의 출력 특성은 증폭기 동작 시 2차 고조파의 억압이 $-59[\text{dBc}]$ 이하이고 주파수 체배기 동작시 입력 주파수의 억압은 $-35[\text{dBc}]$ 이하였다. 그리고 증폭기의 $P1[\text{dB}]$ 와 주파수 체배기의 최대 출력은, 각각 $17.8[\text{dBm}]$ 과 $10.1[\text{dBm}]$ 으로 측정되어 증폭이득과 체배이득이 $13.8[\text{dB}]$, $4.1[\text{dB}]$ 이다. 표 1에서 제작한 이중대역 송신모듈의 RF출력 특성을 요약하였다.



input matching network at 2.4GHz to 2.9GHz

output matching network at 2.4GHz and 5.8GHz

그림 7. DGS를 갖는 듀얼밴드 모듈

Fig. 7. Fabricated dual-band module with DGS

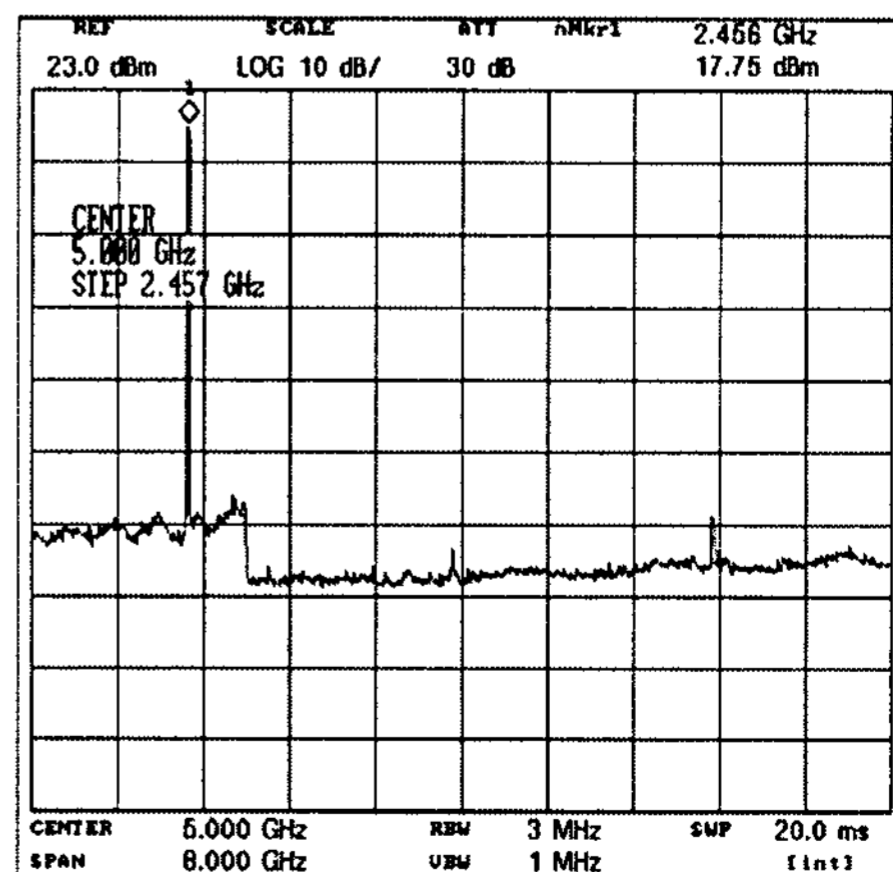


그림 8. DGS를 갖는 증폭모드에서 듀얼밴드 모듈의 출력
Fig. 8. Output of dual-band module in amplifier mode with DGS

2.2 이중대역 송신모듈의 사전왜곡 선형화 측정

2.2.1 사전왜곡 선형화 측정 시스템

선형화 시스템에서 구현된 사전 왜곡신호는 그림 10에서 보여주고 있는 측정 시스템을 이용하여 제작된 이중대역 송신모듈의 선형화후의 출력스펙트럼을 측정하였다. 시스템 시뮬레이터에서 구현된 사전 왜곡된 무선 랜 신호는 GPIB를 통해 합성 신호파형발생기인 Agilent ESG E4438C로 인가되어 구현되고, 이 신호는 주파수 체배기에 인가된다. 주파수 체배기를 통과한 출력 신호는 PSA/VSA (AgilnetE4440A)를 통해 70[MHz] IF(Intermediate Frequency)로 하향 변환되고 복조되어 디지털 I/Q 신호로 변환되며 이 정보를 이용하여 LUT의 사전 왜곡신호를 갱신하는데 사용된다.

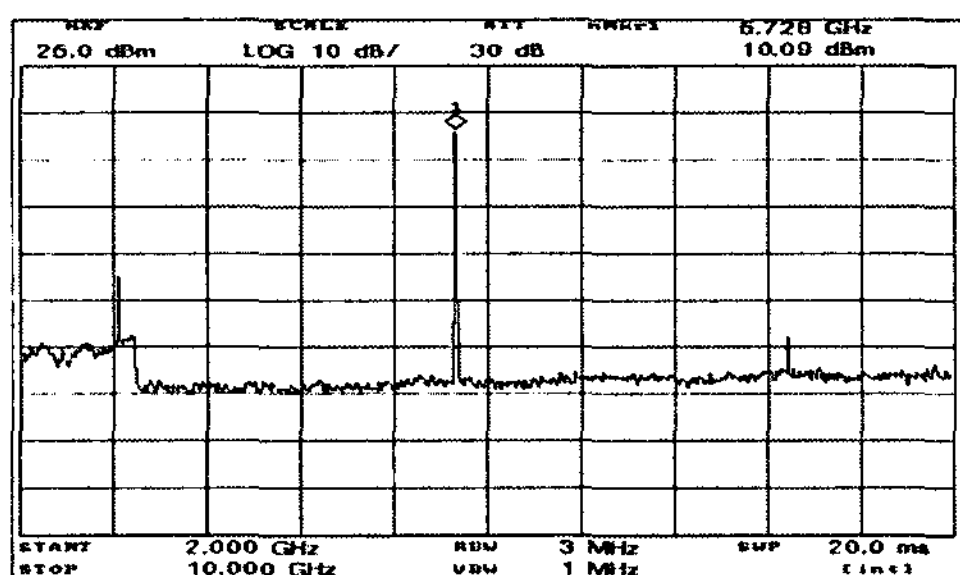


그림 9. 5.8(GHz) frequency multiplier에서 측정된 출력 스펙트럼

Fig. 9. Measured output spectrum of 5.8(GHz) frequency multiplier

표 1. 디자인된 듀얼밴드 모듈의 측정결과 값
Table 1. Measurement results of the designed dual band module

Parameters [[dBm]]	Mode	Amplifier mode	Frequency multiplier mode
Fundamental output		17.8	-24.9
Second harmonic		-41.2	10.1
Third harmonic		-36.0	-44 below
Gain		13.8[dB]	4.1[dB]

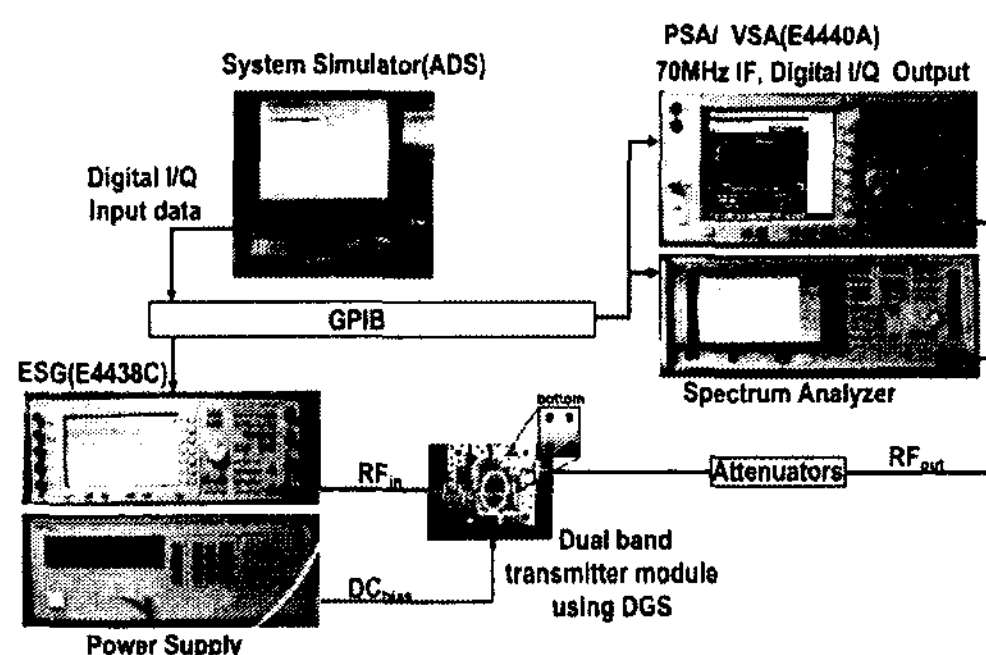


그림 10. 듀얼밴드 모듈의 선형화 측정 구성도

Fig. 10. Experimental set-up for linearization of dual band module

2.3 주파수 체배기의 AM-AM, AM-PM 측정결과

기저대역 사전왜곡기의 성능은 비선형 소자의 특성과 정확하게 역이되는 신호를 모델링하여 인가하는 데에 있다. 주파수 체배기의 비선형 왜곡특성인 AM-AM, AM-PM 왜곡특성을 추출하여 원하는 사전 왜곡신호를 생성하기 위해서는 1-톤 인가에 의한 측정 방법보다는 실제 무선 랜(IEEE 802.11a)신호원을 주파수 체배기에 인가하여 AM-AM, AM-PM 왜곡특성을 추출하는 것이 바람직하다. 그림 11는 주파수 체배기의

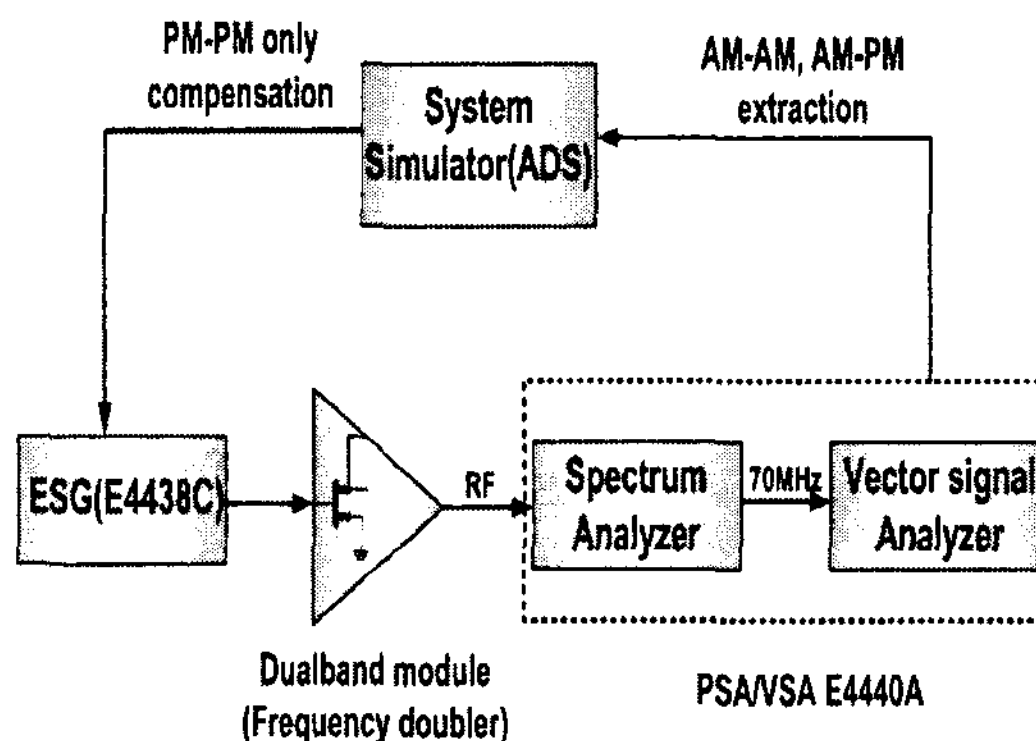


그림 11. AM-AM, AM-PM 측정을 위한 구성도

Fig. 11. Transmitter characterization set-up for AM-AM, AM-PM measurement

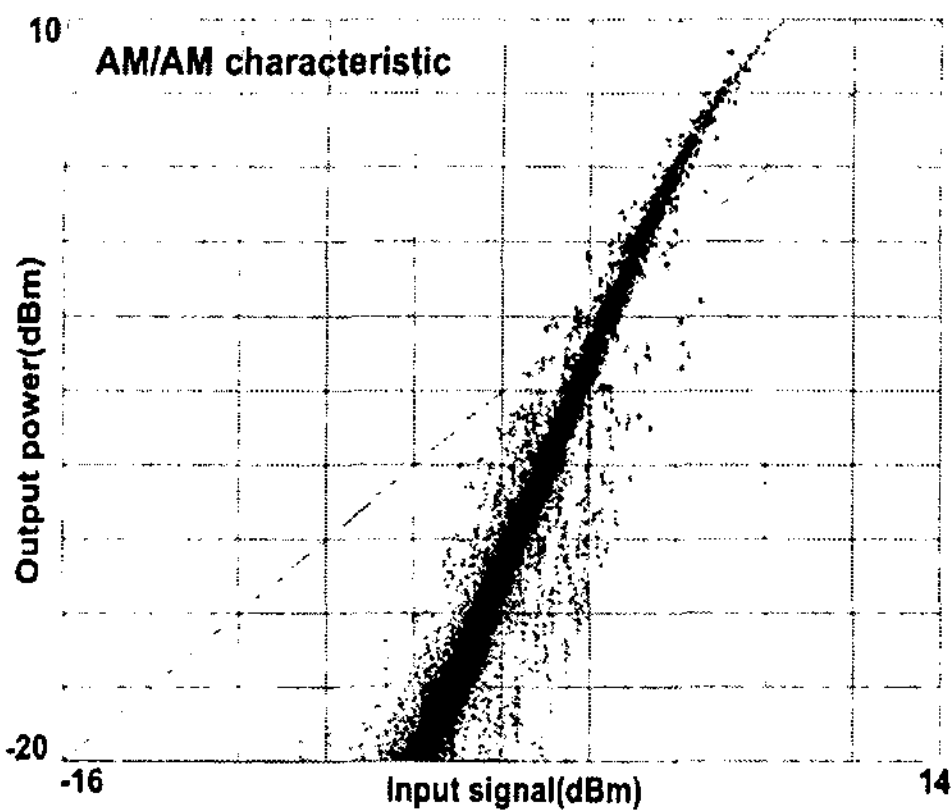


그림 12. 주파수 더블러의 측정된 AM-AM 특성
Fig. 12 Measured AM-AM characteristic of the frequency doubler

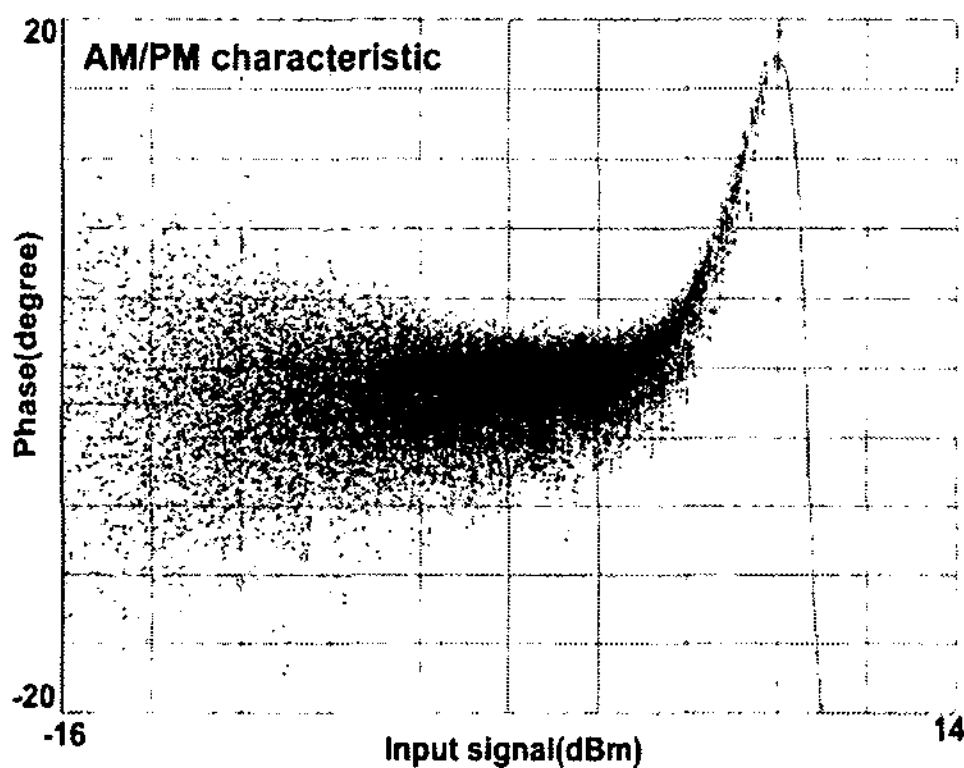


그림 13. 주파수 더블러의 측정된 AM-PM 특성
Fig. 13. Measured AM-PM characteristic of the frequency doubler

AM-AM, AM-PM 왜곡특성을 측정하기 위한 시스템 블록이다. PM-PM 왜곡을 보상한 무선 랜 신호를 주파수 체배기에 인가하여 PSA/VSA(Agilnet E4440A) 측정 장비를 이용하여 AM-AM, AM-PM 왜곡을 측정하였다. 그림 12과 그림 13은 IEEE 802.11a 신호원을 제작된 이중대역 송신모듈에 인가하여 얻은 주파수 체배기의 AM-AM 및 AM-PM 왜곡 특성을 나타내고 있으며, 표2는 7차 order를 갖는 curve fitting을 통한 AM-AM 및 AM-PM 왜곡의 다항식 차수에 따른 계수를 나타내고 있다.

표 2. 7차수를 갖는 주파수 더블러의 다항계수
Table 2. Polynomial coefficient of frequency doubler with 7th order

	x0	x1	x2	x3	x4	x5	x6	x7
AM (I)	-0.01	7.25	-6.18	43.96	-164.39	340.97	-402.25	265.59
PM (Q)	-0.02	0.1	-10.89	539.2	-124.89	-126.89	3.73	-94.15

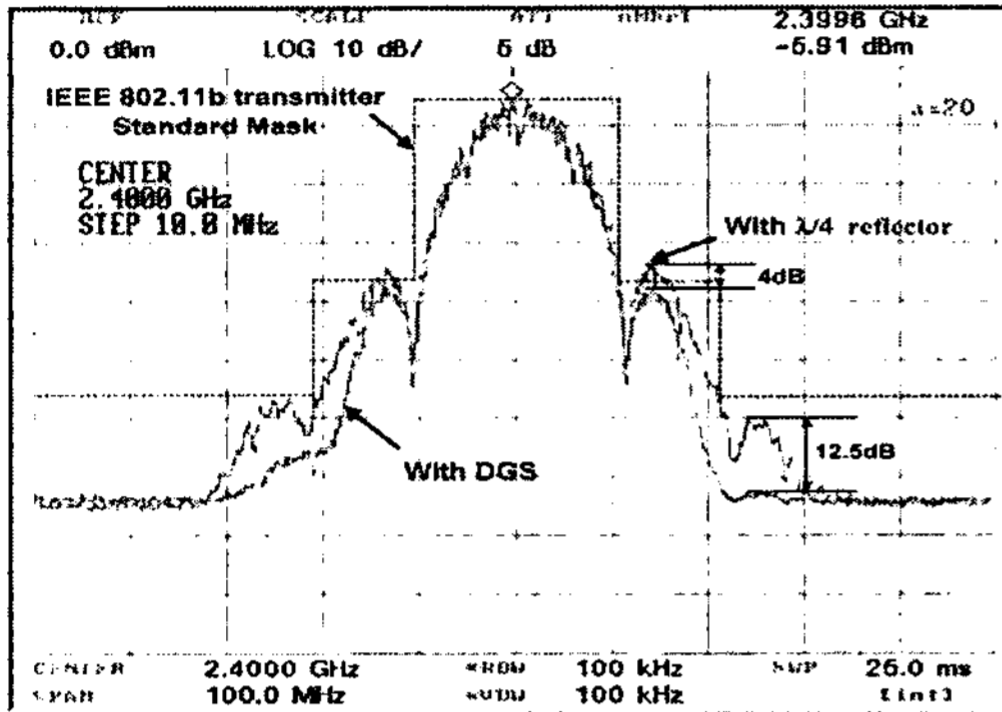
2.4 IEEE 802.11b/g(2.4[GHz] 전력증폭기) 측정결과

그림 14은 제작한 이중모드 송신모듈의 전력 증폭기 모드에서의 출력스펙트럼을 보여주고 있다. 그림 14 (a)와 그림 14 (b)는 각각 IEEE 802.11b와 802.11g 신호 인가시 2.4[GHz] 전력 증폭기의 출력스펙트럼을 나타낸다. 17.8[dBm] 출력전력에서 DGS를 이용한 이중모드 송신모듈은 $\lambda/4$ 반사기를 사용한 송신모듈과 비교 했을때 IEEE 802.11b의 경우 중심주파수에서 각각 +11[MHz]와 +20[MHz]에서 4[dB]와 12.5[dB]의 ACPR 특성이 향상되었고 IEEE 802.11g의 경우 +11[MHz]에서 5.5[dB]의 ACPR 특성이 향상되었다.

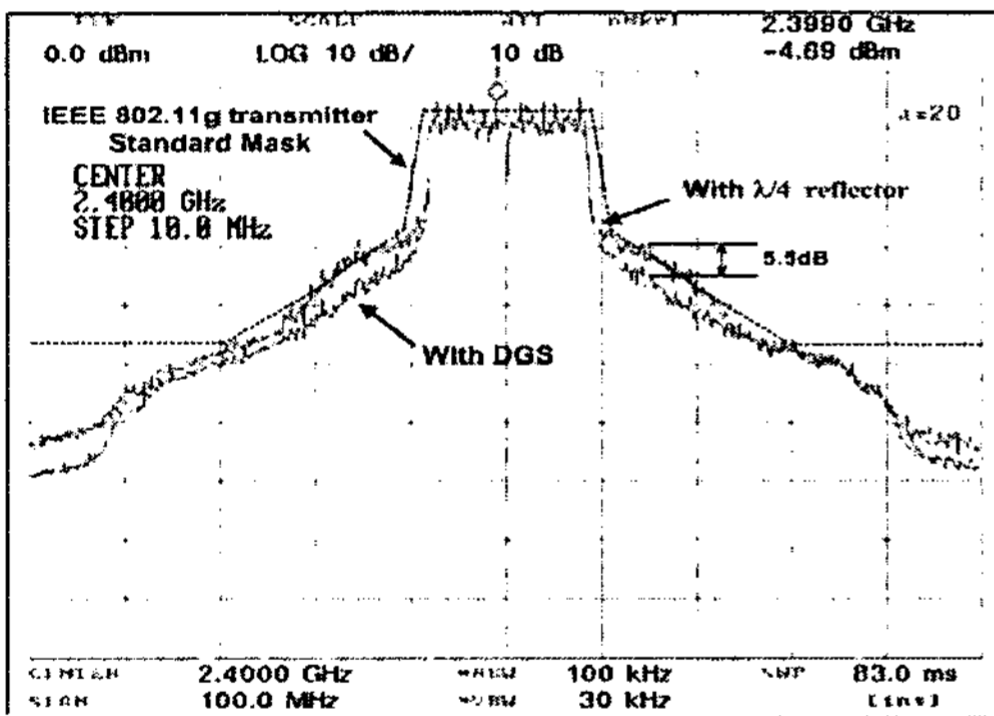
2.5 IEEE 802.11a(5.8[GHz] 주파수체배기) 측정결과

그림 15는 제작한 이중모드 송신모듈의 선형화 전과 후의 주파수 체배기 출력스펙트럼을 보여주고 있다. 2.876[GHz] 입력신호에 5.752[GHz] 출력신호에서 ACPR을 측정하였다. 그림 15에서 선형화전의 출력스펙트럼은 시뮬레이션으로 확인한 바와 같이 주파수 체배기의 비선형 왜곡특성으로 인해 신호에 심각한 왜곡이 발생한다. 그림 15 (a)는 초기에 왜곡 특성(AM-AM, AM-PM) 측정값을 통하여 얻은 정보를 이용하여 구현된 LUT의 값을 이용하여 측정 한 출력스펙트럼이다. 중심주파수에서 offset 주파수가 증가함에 따라 ACPR이 심각하게 악화된다. 대역 외 생기는 왜곡을 보상할 수 있도록 LUT의 계수(값)를 갱신시켜주는 적응형 방식을 이용하여 얻은

정보를 이용하여 측정한 결과는 그림 15 (b), (c)이다.



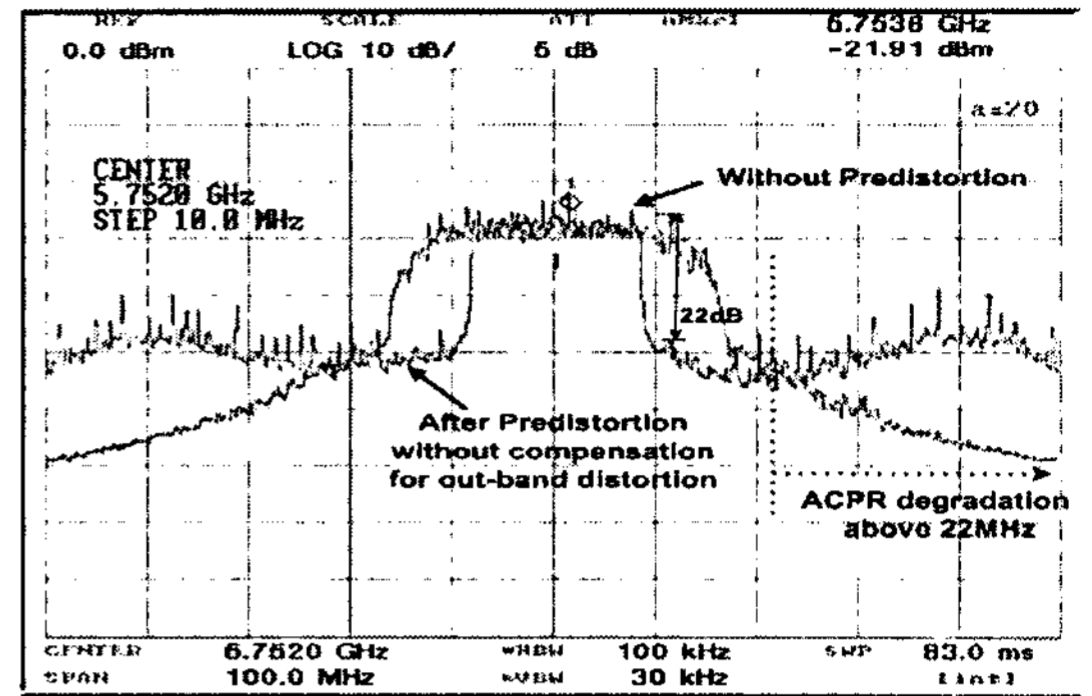
(a)



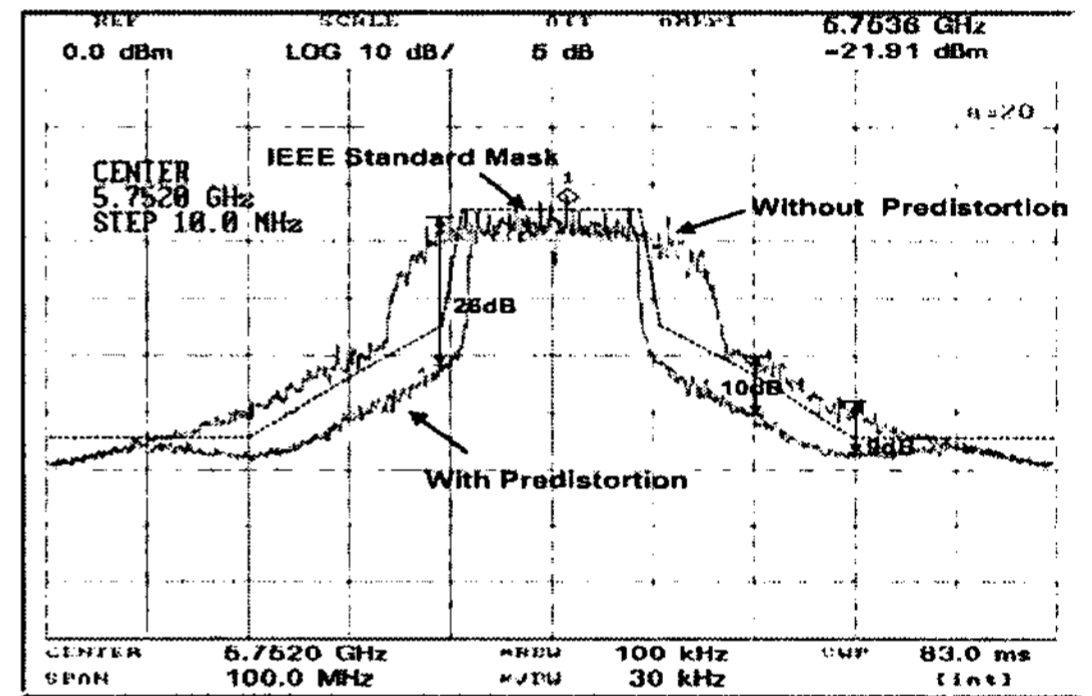
(b)

그림 14. 2.4(GHz) 전력 증폭기의 측정된 출력 스펙트럼
 (a) IEEE 802.11b 출력 스펙트럼
 (b) IEEE 802.11g 출력 스펙트럼
 Fig. 14. Measured output spectrum of 2.4(GHz) power amplifier (a) IEEE 802.11b output spectrum (b) IEEE 802.11g output spectrum

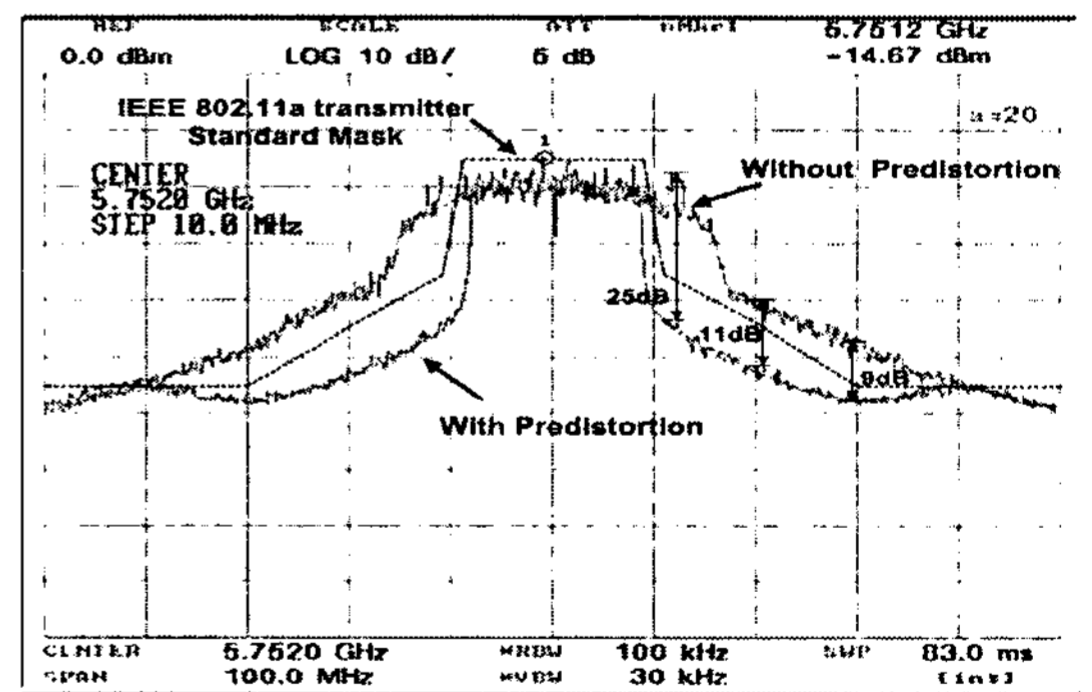
적응형 방식의 선형화후의 출력스펙트럼은 중심 주파수에서 각각 +11[MHz], +20[MHz], +30[MHz] offset인 주파수에서 선형화 전과 비교하여 26[dB], 10[dB], 9[dB]의 ACPR 특성이 향상되었으며, 적응형 방식이 아닌 경우와 비교하였을 경우에는 각각 4[dB], 6[dB], 16[dB]의 ACPR 특성이 향상되었다. 적응형 방식의 경우 IEEE 802.11a 송신스펙트럼 마



(a)



(b)



(c)

그림 15. 5.8(GHz) 주파수 더블러의 출력 스펙트럼
 (a) 비적응형 프리디스토션(at 0[dBm] input power) (b) 적응형 프리디스토션 (at 0[dBm] input power) (c) 적응형 프리디스토션(at 3[dBm] input power)

Fig. 15. Measured output spectrum of 5.8(GHz) frequency doubler (a) With non-adaptive predistortion(at 0[dBm] input power) (b) With adaptive predistortion (at 0[dBm] input power) (c) With adaptive predistortion(at 3[dBm] input power)

주파수 체배기를 이용한 이중대역 무선 송신부 설계

스크 규격을 만족함을 알 수 있다. 그림 16은 중심주파수에서 +11[MHz], +20[MHz], +30[MHz] offset 인 주파수에서 입력전력에 따른 선형화후의 ACPR특성 개선량이다. 측정결과 입력전력 3[dBm] 까지 IEEE 802.11a 무선랜 송신스펙트럼 마스크 규격을 만족한다. 표3. 에서 offset 주파수에 따른 선형화 전과 선형화 후의 ACPR 특성을 요약하였다.

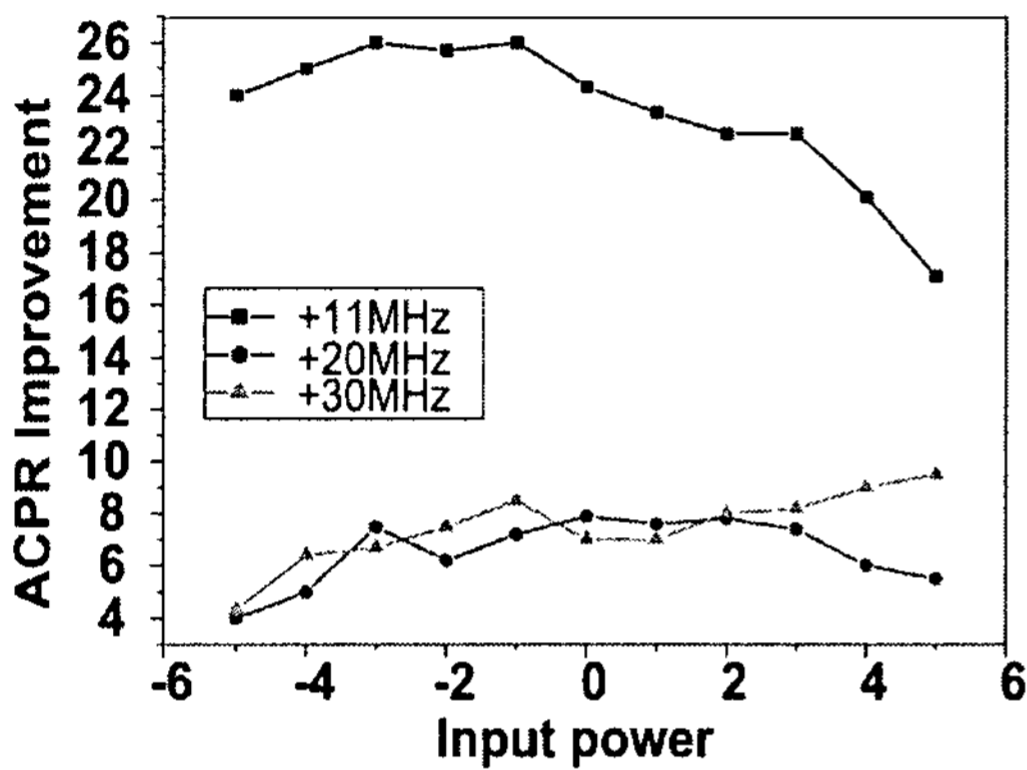


그림 16. +11(MHz), +20(Hz), +30(MHz) 오프셋 주파수를 갖는 측정된 ACPR 대 입력전력
Fig. 16. Measured ACPR vs. input power with +11(MHz), +20(Hz), +30(MHz) offset frequency

2.5 측정결과분석 및 검토

제작한 이중대역 송신 모듈의 ACPR 및 EVM 측정결과를 표 7에 요약하였다. 제작한 이중대역 송신 모듈은 2.4[GHz] 전력 증폭기모드로 동작하는 경우 IEEE 802.11b/g 송신부 EVM 및 ACPR 표준을 만족하며 5.8[GHz] 주파수 체배기 모드로 동작하는 경우 제안한 적응형 방식을 통한 선형화 후의 측정된 I/Q 성상도 및 EVM을 통하여 규격을 만족하는 심볼 검출이 가능함을 알 수 있으며 IEEE 802.11a 송신부 EVM 및 ACPR 표준을 만족함을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 주파수 체배기를 이용한 단일체인 방식의 이중대역 다중모드 무선 랜 송신부에서 주파수

수 체배기의 비선형 왜곡을 보상하기위한 기저대역 적응형 사전왜곡 선형화 기법을 제안하였다.

주파수 체배기를 이용한 이중대역 송신부는 2.9[GHz] 입력신호에 대하여 주파수 체배방식을 사용해 5.8[GHz] 출력신호를 얻도록 설계되어졌다. 그러나 주파수 체배기에 진폭 변조된 신호원을 인가하였을

표 3. 각 오프셋 주파수에서 주파수 더블러의 측정된 ACPR 값

Table 3. Measured ACPR of frequency multiplier for each offset frequency

Offset frequency	Without predistortion		With non-adaptive predistortion		With adaptive predistortion	
	lower	upper	lower	upper	lower	upper
11[MHz]						
[dBc]	-5	-6	-22.5	-23	-26.5	-27
20[MHz]						
[dBc]	-27	-26	-31	-31.5	-37	-37.5
30[MHz]						
[dBc]	-36	-35.5	-27	-26	-43	-42.5

표 4. 설계된 듀얼밴드 RF 모듈의 측정된 값

Table 4. Measured results of the designed dual band RF module

Item	EVM	ACPR
2.4[GHz] IEEE 802.11b (DSSS-CCK 11[Mbps])	4.48[%]@14.8[dBm]	@17.8[dBm] 31[dBc]@+11[MHz] 64[dBc]@+22[MHz]
2.4[GHz] IEEE 802.11g (OFDM-64QAM 54[Mbps])	5.25[%]@14.8[dBm]	@17.8[dBm] 23[dBc]@+11[MHz] 33[dBc]@+20[MHz] 41[dBc]@+30[MHz]
5.8[GHz] IEEE 802.11g (OFDM-64QAM 54[Mbps]) With predistortion	4.36[%]@7[dBm]	@7[dBm] 27[dBc]@+11[MHz] 36[dBc]@+20[MHz] 42[dBc]@+30[MHz]

경우에는 주파수체배기의 강한 비선형특성으로 인해 신호에 심각한 왜곡이 발생한다. 따라서 본 논문에서는 주파수 체배기에서 발생하는 비선형 왜곡의 영향을 체비셔프 변환식을 이용하여 분석하였고

주파수 체배기의 왜곡을 보상할 수 있는 신호 매핑 방식의 기저대역 테이블 참조방식(LUT) 사전왜곡 기법을 사용하였다. 사전왜곡 기법에 의해 선형화된 주파수 체배기는 중심주파수에서 11[MHz] 떨어진 지점에서 선형화 전과 비교하여 24[dBc]의 개선된 ACPR을 나타내었으나 offset 주파수가 증가함에 따라 ACPR은 악화되었으며 그 원인으로 주파수 체배기의 PM-PM 보상으로 인한 4차 IMD항 ($3f_1-f_2$, $3f_2-f_1$)의 왜곡임을 확인하였다. 따라서 본 논문에서는 대역외 왜곡을 보상하기 위하여 적응형 LUT 사전왜곡기법을 제안하였으며, 이는 출력에서 피드백 되어진 신호를 복조하고 입력신호와 비교하여 왜곡을 보상할 수 있도록 LUT의 계수(값)를 갱신시켜주는 방식이다. 제안된 적응형 사전 왜곡기에서 LMS (Least Mean Square)알고리즘은 대역 외 왜곡을 보상할 수 있도록 LUT의 계수를 갱신시킨다.

주파수체배기에 적용된 선형화 기법의 타당함을 제작한 이중대역 무선랜 송신모듈을 이용하여 보였고 선형화 후의 스펙트럼(ACPR)과 EVM을 통하여 선형화 전과 비교 제시하였다. 측정결과, 적응형 선형화 후의 출력스펙트럼은 중심주파수에서 각각 +11[MHz], +20[MHz], +30[MHz] offset인 주파수에서 적응형 방식이 아닌 경우와 비교하여 4[dB], 6[dB], 16[dB]의 ACPR 특성이 향상되었으며, IEEE 802.11a 무선랜 송신스펙트럼 마스크 규격을 만족하였다. 또한 54[Mbps] 전송속도를 가지는 64-QAM 변조방식에 따른 적응형 선형화 후의 EVM은 4.36[%]로 IEEE 802.11a 송신부 EVM 규격을 만족하였다. 그러나 본 논문의 선형화 시스템에서는 첫 번째로 두 신호(two-tone)가 주파수 2체배기를 통과하였을 때 $2f_1$ 과 $2f_2$ 사이에서 발생하는 f_1+f_2 항이 고려되지 않았다. 이는 주파수 2체배기의 대역내에 생기는 왜곡의 원인이며 향후 f_1+f_2 항의 영향이 분석되어야 할 것이다. 두 번째로 주파수 체배기의 메모리 효과에 의한 영향이 분석되지 않았다. 향후 메모리 효과를 보정한 선형화 시스템이 사용된다면 선형화 후의 ACPR 및 EVM 개선정도가 향상될 것이다.

References

- [1] J. Ryyanen, K. Kivekas, J. Jussia, A. Parssinen, and K. Halonen, "A Dual-band RF Front End for WCDMA and GSM Applications," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.50, no.1, pp.288-301, Jan.2002.
- [2] S. R. Chang, W. Chen, S. C. Chang, C. K. Tu, C. L. Wei, C. H. Chien, C. H. Tsai, J. Chen, A. Chen, "A Dual-Band RF Transceiver for Multistandard WLAN Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1048-1055, 2005.
- [3] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer Extension in the 2.4(GHz) Band, IEEE Standard 802.11b, 1999.
- [4] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: High-Speed Physical Layer in the 5(GHz) Band, IEEE Standard 802.11a/D7.0, 1999.
- [5] Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications: Further Higher Data Rate Extension in the 2.4(GHz) Band, IEEE Standard P802.11g/D8.2, 2003.
- [6] B. Klepser, M. Punzenberger, T. Ruhlicke, and M. Zannoth, "5-(GHz) and 2.4(GHz), Dual-Band RF-Transceiver for WLAN," 2003 IEEE RFIC Symposium, pp. 37-40, 2003.
- [7] Z. Li, R. Quintal, and K. Kenneth, "A Dual-Band CMOS Front-End with Two Gain Modes for Wireless LAN Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 11, pp. 2069-2073, 2004.
- [8] J. H. Jeon, J. H. Choi, S. M. Kang, T. Y. Kim, W. Choi, and K. H. Koo, "A Novel Dual-Band Transmitter for WLAN 802.11a/g Applications." 2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp. 1285-1288, 2004.
- [9] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2000.
- [10] S. M. Kang, J. H. Choi, S. W. Nam, and K. H. Koo, "A Novel 5(GHz) and 2.4(GHz) Dual Band Transmitter Using Microstrip Defected Ground Structure," 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 2005.
- [11] J. H. Choi, S. M. Kang, and K. H. Koo, "Digital Predistortion of Frequency Multiplier for Dual Band Wireless LAN Transmitter" 2005 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., 2005.
- [12] 오정균, 최재홍, 구경현 "IEEE 802.11g OFDM 무선랜용 2.4(GHz) 전력증폭기의 비선형 왜곡 분석" 대한전자공학회지 제 42권 TC 제3호 2005년 3월.
- [13] 오정균, 최재홍, 구경현 "사전위상 왜곡을 이용한 IEEE 802.11a OFDM 무선랜 전력증폭기 위상왜곡 특성 분석" 대한전자공학회지 제 42권 TC 제2호 2005년 2월.
- [14] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2000.
- [15] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, pp. 17-31, 1999.
- [16] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Artech House, pp. 12-28, 2002.
- [17] J .K. Cavers, "Adaptation Behavior of a Feedforward Amplifier Linearizer," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 44, no. 1, 1996.

- [18] F. Perez, E. Ballesteros, and J. Perez, "Linearization of Microwave Power Amplifiers Using Active Feedback Networks," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 21, pp. 9-10, 1985.
- [19] T. Nojima and T. Konno, "Cuber Predistorter Linearizer for Relay Equipment in 800(MHz) Band Land Mobile Telephone System," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. VT-34, pp. 169-177, 1985.
- [20] Y. Nagata, "Linear Amplification Techniques for Digital Mobile Communications," *IEEE 39th Vehicular Technology Conference*, vol. 1, pp. 159-164, 1989.
- [21] Stephen A. Mass, *Nonlinear microwave and RF circuits* second edition, Artech House, 2003.
- [22] Christen Rasmuscher, "High-frequency Doubler Operation of GaAs Field-Effect Transistors," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol.83, 99. 462-473, 1983.
- [23] J. K. Cavers, "Amplifier Linearization Using a Digital Predistorter with Fast Adaptation and Low Memory Requirement," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 39, no. 4, pp. 374-382, 1990.
- [24] Y. Park, K. M. Low, and J. S. Kenney, "Digital Predistortion Linearization of Frequency Multipliers," *2003 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1695-1698, 2003.
- [25] Y. Park and J. S. Kenney, "Adaptive Digital Predistortion Linearization of Frequency Multipliers," *IEEE Transactions on Microwave Theory Tech.* vol. 51, pp. 2516-2522, 2003.
- [26] Y. Park and J.S. Kenney, "Subsampling Architecture for Adaptive Digital Predistortion of Frequency Multipliers," *Proc. of 2003 APMC*, pp. 1924-1927, 2003.
- [27] Y. Park, R. Melville, R. C. Frye, M. Chen, and J. S. Kenney, "Dual-Band Transmitters Using Digitally Predistorted Frequency Multipliers for Software Defined Radios," *2004 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 2, pp. 547-550, 2004.
- [28] N. M. Blackman, "Detectors, Bandpass Nonlinearities, and Their Optimization: Inversion of the Chebyshev transform," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-47, pp. 398-404, July 1971.
- [29] J. Geier, *Wireless LANs*, second edition, SAMS, pp. 8-32, 2002.
- [30] J. S. Park, S. R. Park, H. J. Roh, and K. H. Koo, "Power Amplifier Back-Off Analysis with AM-to-PM for Millimeter-Wave OFDM Wireless LAN," *Proc. of RAWCON2001*, pp. 189-192, 2001.

◇ 저자소개 ◇

노희정 (盧熙正)

1961년 7월 7일생. 1985년 2월 아주대학교 전자 공학사. 1995년 7월 서울시립대학교 대학원 졸업(석사). 2003년 7월 인천시립대학교 대학원 졸업(박사). 1989~1998년 (주)한국통신기술 근무. 1998년 3월~현재 김포대학교 유비쿼터스IT과 조교수.