

GaN HEMT를 이용한 광대역 고효율 Class-J 모드 전력증폭기 설계

Design of High Efficiency Class-J mode Power Amplifier using GaN HEMT with Broad-band Characteristic

김 재 덕*	김 형 종**	신 석 우**	김 상 훈***
(Jae-Duk Kim)	(Hyoung-Jong Kim)	(Suk-Woo Shin)	(Sang-Hoon Kim)
김 보 기***	최 진 주****	김 선 주*****	
(Bo-Ki Kim)	(Jin-Joo Choi)	(Sun-Joo Kim)	

요 약

본 논문은 GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor)를 이용하여 Class-J 모드를 적용한 고효율, 광대역 특성을 갖는 전력증폭기를 설계 및 제작하였다. 제안된 Class-J 모드 전력증폭기의 정합회로는 2차 고조파 임피던스가 리액턴스 성분만 갖도록 하였으며, 1.4 ~ 2.6 GHz 주파수대역내에서 연속파 (CW) 신호를 사용하여 40 ± 1 dBm의 출력 전력과 50 % 이상의 전력부가효율 (Power-Added Efficiency, PAE) 및 60 % 이상의 드레인 효율 (Drain Efficiency, DE) 이 측정되었다.

Abstract

In this paper, we describe the design and implementation of a high efficiency and broad-band Class-J mode power amplifier using gallium nitride(GaN) high-electron mobility transistor(HEMT). The matching circuit of proposed class-J mode power amplifier for 2nd harmonic impedance designed to provide pure reactance alone. The measurement results show that output power of 40 ± 1 dBm, power-added efficiency of 50%, and drain efficiency of 60% for a continuous wave signal at 1.4 to 2.6 GHz.

Key words : GaN HEMT, high-efficiency, class J, class-J power amplifier, broadband

I. 서 론

최근 무선 통신 시스템에서 전력증폭기의 효율

개선과 광대역 특성이 요구되고 있다. 이는 전력 증폭기가 송신기단에서 가장 핵심적인 부분으로서 전력증폭기의 효율특성은 추가적인 냉각시스템의 사

† 본 논문은 국제공동연구의 연구비 지원을 받아 수행하였습니다.

* 주저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 박사과정

*** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

**** 공저자 및 교신저자 : 광운대학교 전자융합공학과 교수

***** 공저자 : 국방과학연구소 책임연구원

† 논문접수일 : 2011년 6월 14일

† 논문심사일 : 2011년 8월 19일

† 게재확정일 : 2011년 8월 20일

용으로 인한 시스템 운용비용의 감소와 장비의 크기 절감 등 중요한 요인이 된다. 그러나 현재까지 대부분의 전력증폭기는 특성상 높은 출력전력과 높은 효율 특성을 유지하는 것은 어려우며 용도에 따라 10 % 혹은 그 이하의 대역폭을 가지게 된다. 하지만 미래의 무선 통신 시스템에서의 전력 증폭기는 높은 출력 전력과 높은 효율특성, 높은 선형성, 넓은 대역폭을 갖는 전력증폭기가 연구되어야 한다.

높은 효율특성을 갖는 전력증폭기 기술들에 대하여 살펴보면 드레인에 인가되는 전압과 전류 파형이 중복될 때 발생하는 전력 손실을 줄여 높은 효율을 갖는 원리를 적용한 Class-E, Class-F 등과 같은 스위칭 모드 전력증폭기가 있다. Class-E 의 경우 회로는 비교적 간단한 반면 소자의 전력밀도가 낮기 때문에 최대 출력 전력이 Class-AB 의 경우보다 1 dB 정도 낮고, 동작주파수에 따른 이상적 스위치 동작여부가 결정되는 단점과 외부회로를 통한 강제적인 스위치 동작을 하게 함으로서 생기는 비선형적 특성이 있다[1]. 그리고 Class-F 전력증폭기의 경우에는 전력밀도가 높고 외부회로만으로 고조파 성분을 조율하여 쉽게 접근할 수 있으나, 모든 고조파 성분을 조율할 수 있는 회로를 만든다는 것은 실현불가능하다는 단점이 존재한다[2].

반면에 Class-J 전력증폭기는 스위칭 모드 Class-E, Class-F 전력증폭기와 같은 높은 효율뿐만 아니라 Class-AB 혹은 Class-B 와 같은 높은 선형성과 광대역 특성을 갖는다[3,4]. 이러한 관점에서 다른 GaAs 트랜지스터나 Si LDMOS (Laterally Diffused Metal Oxide Semiconductor)에 비해 넓은 에너지 밴드갭 (Energy band-gap), 높은 항복전압, 높은 전자 포화 속도, 좋은 열 전도성, 낮은 드레인-소스 커패시턴스 (Cds) 등의 특성을 갖는 GaN HEMT 는 Class-J 모드 전력증폭기에 가장 적합한 트랜지스터로 볼 수 있다. 넓은 에너지 밴드갭으로 인해 높은 항복 전압을 가질 수 있으며, 단위면적당 전력밀도가 높기 때문에 소형화가 가능해지고, 낮은 드레인-소스 커패시턴스는 높은 주파수 대역에서 고효율 특성을 내기에 용이하다. 또한 높은 포화 전자 이동도는 더 높은 주파수 대역에서 동작이 가능하게 되며, 좋은

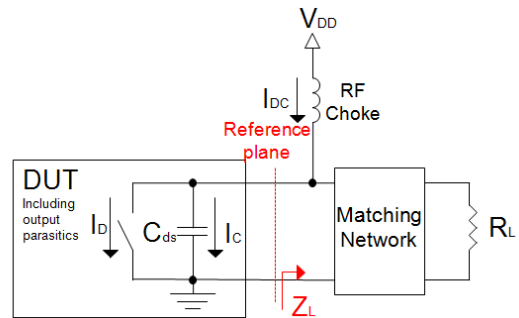
열 전도성은 냉각 시스템을 줄여서 장비의 크기를 줄일 수 있게 된다.

본 논문에서는 GaN HEMT (Gallium Nitride High Electron Mobility Transistor)를 사용하여 고효율, 고출력, 고효율, 광대역을 갖는 Class-J 모드를 적용한 전력증폭기를 설계하였다.

II. Class-J 모드 전력증폭기

<그림 1>은 이상적인 Class-J 모드 전력증폭기의 기본회로도를 나타내고 있다. <그림 1>에서도 알 수 있듯이 능동소자인 트랜지스터, DC 전압을 인가하기 위한 RF choke, 정합회로 (동작 주파수 대역에서 필터 역할을 하는 L-C 공진 회로, Matching Network), 부하저항(R_L)로 구성되어 있으며 드레인-소스 커패시턴스와 기생성분들이 DUT에 포함되어 있다.

이상적인 Class-J 모드 전력 증폭기는 Class-F, Class-E 스위칭모드 증폭기와는 달리 이러한 패키징된 트랜지스터의 드레인-소스 커패시턴스를 이용하여 3차 고조파 이상의 성분들을 단락시키고, 최대 전력을 전달 할 수 있는 기본 주파수 부하 임피던스와 2차 고조파 부하 임피던스가 존재하도록 외부 정합회로를 구성한다. 여기서 드레인-소스 커패시턴스는 3차 고조파 이상의 성분을 단락시킬 수 있는 값이 되어야하며, 외부 정합회로는 드레인-소스 커패시턴스와 기생성분들에 의해 틀어진 기본 주파수의 전압과 전류 위상차와 파형을 조율하여 전력 손실 (P_{diss})을 줄이기 위한 역할을 하기위해 2차 고



<그림 1> Class-J 모드 전력증폭기 기본회로도
(Fig.1) Basic circuit of Class-J mode power amplifier

조파 부하임피던스는 리액턴스 성분이 저항성분보다 큰 값을 갖도록 정합회로를 구성한다. 또한, 정합회로는 드레인-소스 커패시턴스에서 단락하지 못한 잔여 고조파 성분을 차단하는 저역 통과 필터와 같은 역할과 광대역 임피던스 정합 특성을 갖게 된다.

<그림 2>는 Class-J 모드 전력증폭기 드레인 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다. 이해를 돕기 위해 Class-B 모드 전력증폭기를 이용해 설명하였다. 그림에서 알 수 있듯이 Class-B 모드 전력증폭기가 전압과 전류파형이 겹치지 않는 반파사인파형의 (half-sinusoidal wave) 모양을 갖는다고 가정했을 때 최적의 Class-J 모드 전력증폭기 동작 특성은 드레인의 전압과 전류 파형이 45° 위상 차이를 갖게 된다. 여기서 드레인의 전압과 전류 파형이 45° 위상 차이를 갖는 이유는 다음과 같다. 임피던스가 리액턴스 (capacitive, inductive) 성분만 갖게 된다고 가정하게 되면 전압과 전류 파형이 90°의 위상 차이를 갖게 된다. 이상적인 Class-J 모드는 2차 고조파 임피던스가 리액턴스성분이 저항성분보다 큰 값이 되도록 외부 정합회로를 구성하기 때문에 2차 고조파의 전압과 전류의 파형이 90°의 위상 차이를 갖게 되며, 기본주파수 성분의 전압과 전류의 파형이 45°의 위상 차이를 갖게 되는 것이다. 이를 이용하여 드레인-소스 커패시턴스와 기생성분들에 의해 들어온 기본 주파수의 전압과 전류 위상차와 파형을 조절할 수 있게 되고 트랜지스터가 동작하며 발생하는 전력 손실을 줄이는 역할을 하여 효율을 증가

시킬 수 있게 된다.

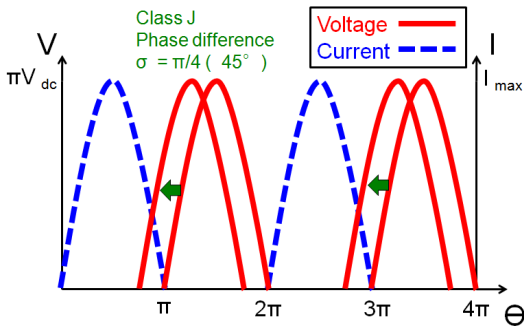
또한, Class-J 모드 전력증폭기는 트랜지스터가 스위칭하는 동작특성을 이용하는 것이 아니기 때문에 광대역 매칭에 용이하며, Class-B 모드의 전력증폭기와 같은 바이어스를 고집할 필요가 없기 때문에 Class-AB 모드 전력증폭기의 바이어스로도 동작시킬 수 있게 된다. 이것은 다른 고효율 스위칭모드 전력 증폭기에 비해 선형성과 대역폭을 향상시킬 수 있는 장점이 있다고 할 수 있다.

위의 내용을 토대로 드레인 전류 파형은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있고, 드레인 전압 파형은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$I(\theta) = I_{max} \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin\theta - \frac{2}{3\pi} \cos 2\theta - \dots \right) \quad (1)$$

$$V(\theta) = \pi V_{max} \cdot \left(\frac{1}{\pi} - \frac{1}{2} \sin(\theta + \delta) + \frac{2}{3\pi} \cos(2(\theta + \delta)) - \dots \right) \quad (2)$$

식 (1)과 (2)를 보면 기본주파수 성분의 드레인 전압과 전류 파형 45° 위상 차이가 나게 되는 것을 알 수 있다. 이것은 전력증폭기 트랜지스터 소자의 전압과 전류파형이 겹치지 않는 반파사인파형의 (half-sinusoidal wave) 모양을 갖는다고 가정했을 때 기본주파수 성분의 신호를 증폭하기 위해 소모하는 전력 손실을 의미하게 되고, 전력 측면에서 봤을 때 cos 45° 만큼의 전력 손실을 초래하게 된다. 하지만 이상적인 Class-J 모드 전력증폭기는 트랜지스터의 드레인-소스 커패시턴스를 이용하여 3차 고조파 이상의 성분들을 단락시키고, 정합회로를 이용하여 최대 전력 전달 기본 주파수 부하 임피던스와 2차 고조파 부하 임피던스가 리액턴스성분이 저항성분보다 큰 값이 되도록 구성하므로 기본 주파수 성분과 2차 고조파 성분의 전력만을 부하로 전한다. 따라서 2차 고조파 성분에 의해 기본주파수 성분의 전압 이득 (Voltage Gain) 이 존재하게 되어 cos 45° 만큼의 전력 손실을 보상 받게 되고 따라서 Class-E, F 스위칭 모드 증폭기와 유사한 효율과 출력 전력을 낼 수 있다[5-9]. 그러나 실제로 고조파 고출력에서 사용되는 트랜지스터 소자는 드레인-소스 커패시턴스



<그림 2> Class-J 모드 전력증폭기 드레인 전압 및 전류 파형
<Fig.2> The drain voltage and current waveforms of Class-J mode power amplifier

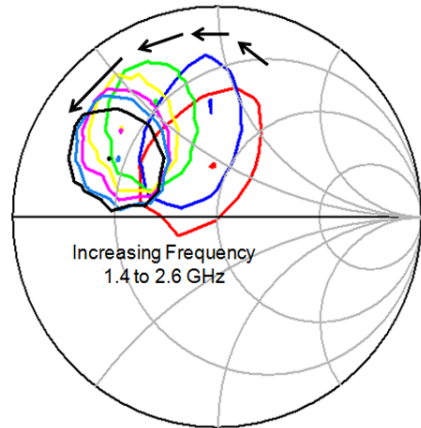
성분뿐만 아니라 패키지 기생성분들을 포함하고 있다. 따라서 드레인-소스 커패시턴스가 3차 고조파 이상의 성분을 완벽히 단락시키지 못하고 외부정합 회로로 3차 이상의 고조파를 완벽히 차단하기 힘든 점 등 이상적인 동작의 한계를 갖고 있다.

III. Class-J 모드 전력증폭기 설계

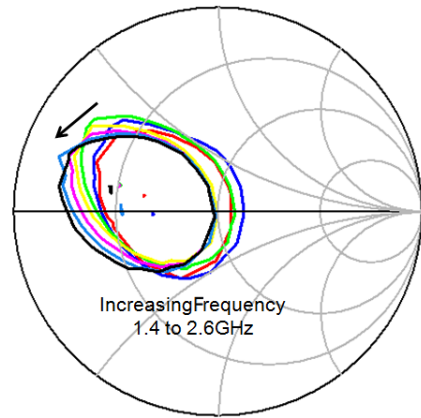
본 논문에서는 Class-J 모드 전력증폭기를 설계하기 위해 CREE 사의 10W, GaN HEMT CGH40010F를 사용하였다. CREE사에서 제공하는 비선형 모델을 이용하여 Agilent Advanced Design System (ADS)으로 로드풀(Load-Pull)과 소스풀(Source-Pull) 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 바이어스 조건은 28 V의 드레인 전압 바이어스 조건으로 설계하였다. 게이트 바이어스는 Class-AB 바이어스 조건인 -2 V의 게이트 바이어스와 28V의 드레인 전압을 인가하여 설계 시 수행한 모든 시뮬레이션에 적용하였다. ADS 컴퓨터 코드를 이용하여 로드풀과 소스풀 시뮬레이션을 통해 최적화된 입력 임피던스와 출력 임피던스를 찾았다. 로드풀 및 소스풀 시뮬레이션 입력조건은 더 정확한 시뮬레이션을 위해 포화출력을 갖는 입력전력에서 3 dB back-off 된 입력 전력을 인가하여 시뮬레이션을 수행하였다.

<그림 3>은 Class-J 모드의 임피던스 및 바이어스 조건으로 로드풀 시뮬레이션을 통해 60%의 전력 부가 효율 등고선과 10W (40 dBm)의 출력 전력 등고선을 기본주파수 2.0GHz를 중심으로 1.4GHz에서 2.6GHz까지 증가시키며 스미스 차트에 나타난 결과이다.

<그림 4>는 Class-J 모드 전력증폭기 회로 구성도를 나타낸다. 입력 정합회로는 신호 라인에 직렬 저항 R1 과 게이트 바이어스 라인에 직렬 저항 R2를 삽입하여 안정도를 높였으며 마이크로스트립 라인 (Microstrip line), 병렬저항 R3를 사용하여 광대역 정합을 하였다. 출력 정합회로는 π 형 구조를 사용하였으며 마이크로 스트립 라인 L2와 lumped 소자 병렬 캐패시터 C2, C3를 이용하여 높은 효율과 출력을 갖도록 기본 주파수 부하임피던스를 정합하였



(a)



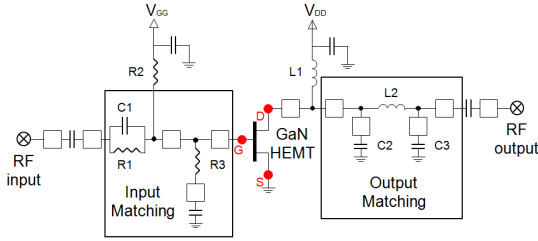
(b)

<그림 3> Class-J 모드 전력증폭기의 로드풀 시뮬레이션 :
(a) 60% 전력부가효율 등고선
(b) 10W 출력전력 등고선

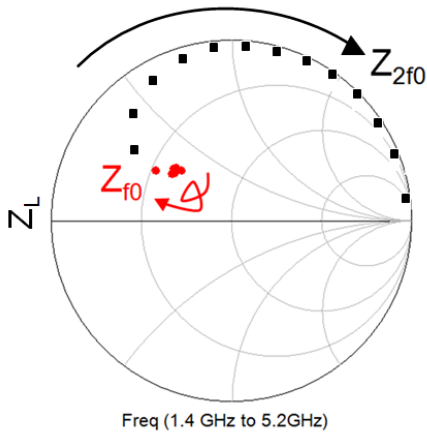
<Fig.3> Load pull simulation of Class-J mode power amplifier : (a) 60% PAE Contour
(b) 10W power contour

고, 2차 고조파 부하임피던스가 실수 성분이 상당히 작고 리액턴스 성분이 큰 값을 갖도록 정합하여 광대역 특성을 얻었다. 드레인 바이어스 라인은 lumped 소자 세라믹 칩 인덕터 L1을 이용하여 RF choke 역할을 할 수 있도록 구성하였다.

<그림 5>는 <그림 3>의 전력 증폭기 회로 구성도와 <그림 4>의 로드풀 시뮬레이션을 토대로 높은 효율을 갖기 위해 마이크로스트립 라인으로 꾸민 정합



〈그림 4〉 Class-J 모드 전력증폭기 회로 구성도
 〈Fig. 4〉 Schematic of Class-J mode power amplifier

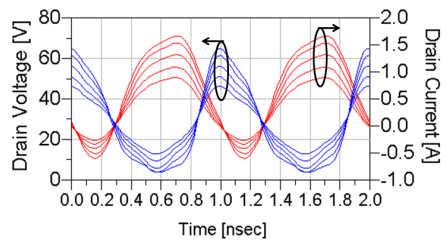


〈그림 5〉 Class-J 모드 전력증폭기의 시뮬레이션 부하임피던스
 (f_0 : 기본주파수, $2f_0$: 2차 고조파)
 〈Fig.5〉 Simulated load impedances of the Class-J mode power amplifier (f_0 :fundamental $2f_0$: 2nd harmonic)

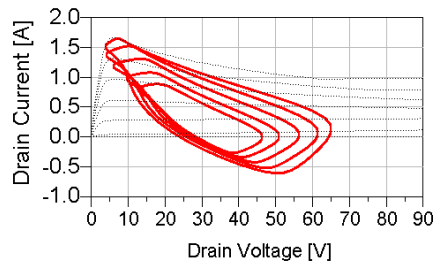
회로를 시뮬레이션 하여 부하임피던스를 스미스 차트에서 확인한 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 결과 2.0 GHz의 주파수에서의 소스 임피던스는 $10.218 - j4.808 \text{ ohm}$, 부하 임피던스는 $22.193 + j15.731 \text{ ohm}$ 이며, 이때 부하 2차 고조파 임피던스는 $1.298 + j64.836 \text{ ohm}$ 이다. <그림 5>로부터 알 수 있듯이 2차 고조파 부하 임피던스가 실수 성분이 상당히 작고 리액티브 성분이 큰 경향을 보이는 것을 확인할 수 있다.

<그림 6>은 Class-J 모드 전력증폭기의 전압과 전류 파형과 Load-line 시뮬레이션 결과를 나타낸 그림이다. <그림 6>의 (a), (b)에서 전류 그래프가 음수인 이유는 시뮬레이션에서 사용된 트랜지스터 모델은 기생 성분과 패키징 효과 (Bonding wire inductance,

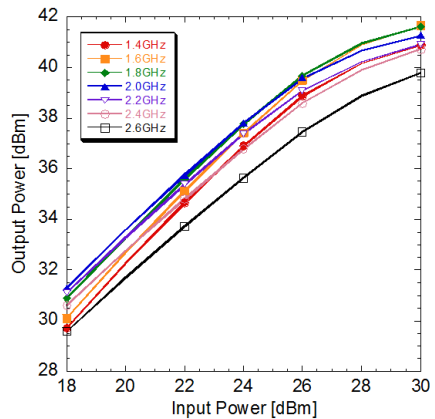
Package capacitance, Lead transmission line inductance, etc)를 포함한 패키지 모델을 사용하였기 때문에 트랜지스터가 ON 되었다가 OFF 가되는 순간 기생 커패시턴스에 충전된 전자들이 트랜지스터로 흐르면서 발생된 전류가 함께 포함되어 나타나기 때문이다. <그림 6>의 (c), (d)는 Class-J 모드 전력증폭기의 전력, 구동곡선을 나타낸 그림이다. 전력증폭기 시뮬레이션 결과 1.4~2.6 GHz 주파수대역내에서 $40 \pm 1 \text{ dBm}$ 의 출력 전력과 53% 이상의 전력부가효율을 얻을 수 있었다. 또한 1.6~2.4 GHz 주파수 대역내에서는 40 dBm 이상의 출력 전력과 62% 이상의 전력부가 효율을 얻을 수 있었다.



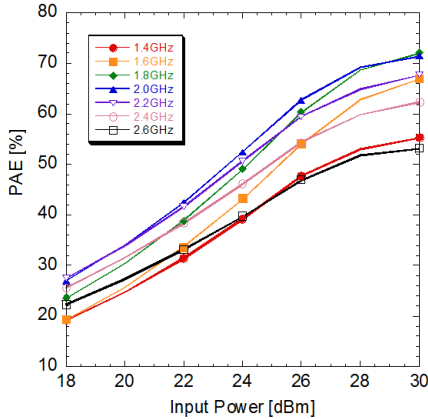
(a)



(b)



(c)



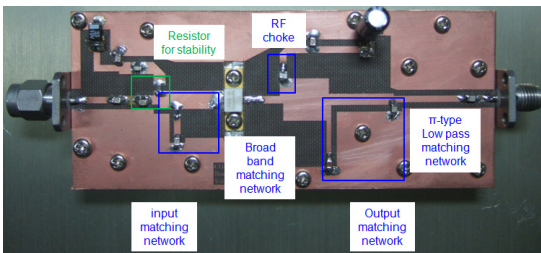
(d)

〈그림 6〉 설계된 Class-J 모드 전력증폭기 시뮬레이션
 (a) 전압/전류파형 (b) Load-line
 (c) 전력 구동곡선 (d) 전력부가효율 구동곡선
 〈Fig.6〉 Simulation of the designed Class-J mode power amplifier : (a) voltage /current waveforms (b) Load-line (c) power drive curve (d) PAE drive curve

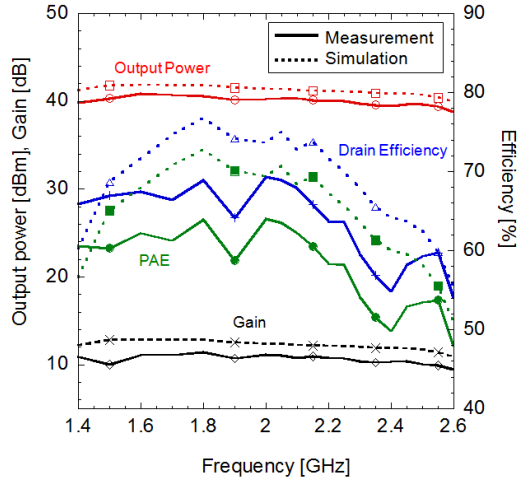
IV. Class-J 모드 전력증폭기 제작 및 측정

〈그림 7〉은 제작된 Class-J 모드 전력증폭기를 나타낸다. 제작에 사용한 lumped 소자는 ATC 사의 세라믹 칩 캐패시터와 Johanson 사의 세라믹 칩 인덕터를 사용하였고, Taconic 사의 비유전율 2.33, 기판두께 0.504mm, 동판 두께 18 μ m 인 기판(TLX-5)을 사용하였다.

〈그림 8〉은 Class-J 모드 전력증폭기의 측정결과를 나타낸 그림이다. 측정을 위해 1.4 GHz ~ 2.6 GHz 대역에서 29 dBm의 입력파워를 1 - tone 연속파 신호를 사용하여 제작된 Class-J 모드 전력증폭기 입력단에 입사하였고, 시뮬레이션과 동일한 조



〈그림 7〉 Class-J 모드 전력증폭기 제작사진
 〈Fig.7〉 Photograph of the fabricated Class-J mode power amplifier



〈그림 8〉 Class-J 모드 전력증폭기의 측정결과
 〈Fig.8〉 Measured results of the Class-J mode power amplifier

건인 28 V의 드레인 전압과 Class-AB ($I_D = 250\text{mA}$) 영역인 -2.83 V의 게이트 전압 바이어스를 트랜지스터에 인가하였다. 측정 결과 1.4 GHz ~ 2.6 GHz 주파수 대역 중 2.4 GHz ~ 2.6 GHz를 제외한 모든 대역에서 40 ± 1 dBm의 출력 전력과 50% 이상의 전력부가 효율 및 60% 이상의 드레인 효율이 측정되었고 시뮬레이션과 유사한 특성을 확인할 수 있었다. 또한 1.4 ~ 2.2 GHz 주파수 대역 내에서는 65% 이상의 드레인 효율을 측정하였다.

〈표 1〉은 다른 연구 기관에서 선행한 Class-E, Class-F, Class-J 모드의 연구 결과와 본 논문에서 제안한 Class-J 모드 전력 증폭기의 특성을 비교하여 나타내었다. Class-J 모드 전력 증폭기는 다른 모드의 전력증폭기에 비해 대역폭이 넓고 고효율 특성

〈표 1〉 전력 증폭기 모드에 따른 성능 비교
 〈Table 1〉 Performance comparison of Power Amplifier mode

구분	모드	Pout (dBm) / Gain (dB)	PAE (%)	주파수 (GHz)	대역폭 (%)
[1]	E	21 / 9.75	>49	9-11	20
[2]	F	22.7/8.5	>64	1	-
	F-1	22.7/8.5	>74	1	-
[3]	J	39.2 / 10.2	>50	1.4-2.6	60
본논문	J	40 / 10.5	>48	1.4-2.6	60

을 갖는 것을 확인할 수 있다. 여기서 대역폭 (Fractional Bandwidth)이란 주파수 대역에서 중심주파수를 나눈 값으로 정의한다.

V. 결 과

본 논문에서는 GaN HEMT 소자를 사용하여 고효율, 광대역을 갖는 Class-J 모드 전력증폭기를 설계하였다. 본 논문에서 제안된 Class-J 모드 전력증폭기는 스위치 모드 Class-E, Class-F 전력증폭기와 비교했을 때 높은 효율뿐만 아니라 별도의 고조파 제어회로가 필요하지 않으며, Class-AB 혹은 Class-B 와 같은 선형성, 그리고 광대역 특성을 갖기 때문에 통신용 전력증폭기뿐만 아니라 다양한 미래 무선 통신 시스템에서 적용하여 운용비용을 절감 할 수 있을 것이라 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] T. Quach, et al., "Broadband Class-E Power Amplifier for Space Radar Application," *IEEE GaAs IC Symp. Dig.*, pp.209-213, Oct. 2001.
- [2] Y.Y. Woo, Y. Yang and B. Kim, "Analysis and experiments for high efficiency class-F and inverse class-F power amplifiers," *IEEE Trans Microw. Theory Tech.* vol. 54, no. 5, pp.1969-1974, May 2006.
- [3] P. Wright, J. Lees, J. Benedikt, P. J. Tasker and S. C. Cripps, "A methodology for realizing high efficiency Class-J in a linear and broadband PA," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 12, pp.3196-3204, Dec. 2009.
- [4] S. C. Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications," 2nd ed. Boston, MA: Artech, 2006.
- [5] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi and E. Limiti, "High efficiency low-voltage power amplifier design by second harmonic manipulation," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 10, no. 1, pp.19-32, Jan. 2000.
- [6] J. Moon, J. Kim and B. Kim, "Investigation of a Class-J Power Amplifier with a Nonlinear Coupler for Optimized Operation," *Trans Microwave Theory Tech.*, vol 58, no.11, pp.2800-2811, May 2010.
- [7] P. Colantonio, F. Giannini, G. Leuzzi and E. Limiti, "Theoretical fact and experimental results of harmonic tuned PAs," *Int. J. RF Microw. Comput.-Aided Eng.*, vol. 13, no. 6, pp.459-472, Nov. 2003.
- [8] P. Wright, J. Lees, P. J. Tasker, J. Benedikt and S. C. Cripps, "An efficient, linear, broadband class-J-mode PA realised using waveform engineering," *IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig.*, pp.653-656, Dec. 2009.
- [9] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popović, N. Potheary, J. F. Sevic and N. O. Sokal "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, no. 3, pp.814-826, Mar. 2002.

저자소개



김 재 덕 (Kim, Jae-Duk)

2010년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정

2010년 2월 : 광운대학교 전파공학과 학사



김 형 중 (Kim, Hyong-Jong)

2006년 3월 ~ 현 재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정
2006년 2월 : 광운대학교 전자공학부 학사



신 석 우 (Shin, Suk-Woo)

2008년 3월 ~ 현 재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정
2008년 2월 : 광운대학교 전파공학과 학사



김 상 훈 (Kim, Sang-Hoon)

2009년 9월 ~ 현 재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정
2009년 2월 : 광운대학교 전파공학과 학사



김 보 기 (Kim, Bo-Ki)

2010년 9월 ~ 현 재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정
2010년 8월 : 백석대학교 정보통신학과 학사



최 진 주 (Choi, Jin-Joo)

1997년 9월 ~ 현 재 : 광운대학교 전자융합공학과 교수
1991년 5월 ~ 1997년 8월 : 미국 Naval Research Laboratory (NRL) 연구원
1991년 8월 : 미국 University of Michigan, Dept. of Nuclear Engineering, 박사
1985년 8월 : 미국 Georgia State University, Dept. of Physics, 석사
1983년 8월 : 서울대학교 물리교육학과 학사



김 선 주 (Kim, Seon-Joo)

1988년 2월 ~ 현 재 : 국방과학연구소 책임연구원
1988년 2월 : 아주대학교 대학원 전자공학과 석사
1986년 2월 : 아주대학교 전자공학과 학사