Inverse Class-F 기법을 이용한 900 MHz 전류 모드 Class-D RF 전력 증폭기 설계

Design of Current-Mode Class-D 900 MHz RF Power Amplifier Using Inverse Class-F Technology

김영웅 · 임종균 · 강원실 · 구현철

Youngwoong Kim · Jonggyun Lim · Wonshil Kang · Hyunchul Ku

요 약

본 논문에서는 900 MHz 대역에서 동작하는 전류 모드 Class-D(Current-Mode Class-D: CMCD) 전력 증폭기를 설계 및 제작하고 특성을 분석하였다. 차동 구조에 의해 짝수차 고조파 성분이 제거된다는 점에 착안하여 출력단의 일반적인 CMCD 회로의 병렬 공진기를 제거하고 inverse class-F 전력 증폭기를 push-pull 구조로 연결하여 CMCD 전력 증폭기를 설계하였다. 로드-풀 기법을 이용하여 GaN 소자 기반의 inverse class-F 및 이를 적용한 CMCD 전력 증폭기를 설계 및 제작하였다. 제작한 CMCD는 34.2 dBm의 출력과 64.5 %의 드레인 효율을 가지며, 이는 출력측에 공진기 구조를 가지는 일반적인 CMCD 전력 증폭기의 드레인 효율과 비교했을 때 13.6 %의 효율 향상을 가진다.

Abstract

In this paper, Current-Mode Class-D(CMCD) RF Power Amplifier(PA) is designed and implemented at 900 MHz. Conventional CMCD PA has output parallel resonator to reconstruct a fundamental frequency component of the output signal. However the resonator can be removed by connecting inverse class-F PAs because even-harmonic components can be removed by CMCD PA's push-pull structure. Using load-pull, inverse class-F PA with GaN transistors is designed, and CMCD PA with the inverse class-F PA is implemented. The CMCD PA has 64.5 % drain efficiency, 34.2 dBm output power. Comparing with the drain efficiency of a CMCD PA with parallel resonator, the CMCD with the inverse class-F technology has 13.6 % improved drain efficiency.

Key words : Current-Mode Class-D(CMCD), Inverse Class-F, Switch Mode Power Amplifier

I. 서 론

RF 전력 증폭기는 무선 통신 송신 시스템에서 전력 소모가 가장 큰 부분이며, 전력 증폭기의 효율은 전체 무선 통신 시스템의 전력 효율을 결정하는데

주요한 역할을 한다. 변조된 송신 신호를 선형적으로 증폭하기 위해 출력을 최대 출력에서 back-off해서 동작시키는 class-AB급과 같은 증폭기는 평균 전력 효율이 크게 저하되며, 많은 열이 발생한다. 발생된 열을 제거하기 위해 추가 냉각 장치를 필요로 하

「본 연구는 지식경제부 한국산업기술평가관리원의 산업원천기술개발사업(정보통신)의 일환으로 수행하였음[2011-A011-0017, 차세대 이동통신 기지국용 Class-S 전력 증폭기 기술연구].」

건국대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Konkuk University)

· 논문 번호 : 20110725-076

· 교신저자 : 구현철(e-mail : hcku@konkuk.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2011년 11월 24일

게 되어 송신기에서 더 많은 전력을 소비하게 되고, 송신기의 부피 또한 커지게 된다.

전력 증폭기의 낮은 효율을 개선을 위해 다양한 효율 향상 기법이 연구되고 있다. 이 중 하나가 스위치 모드 전력 증폭기(Switch-Mode Power Amplifier: SMPA)를 이용하는 방법이다. SMPA를 이용하면 트랜지스터에서의 전류와 전압값의 곱이 0이 되어 이론적으로 100 %의 효율을 얻을 수 있다. 하지만 전력 소자인 트랜지스터 및 전력 증폭기 회로의 기생 성분들의 영향으로 손실이 유발되어 이론치인 100 %의 효율을 얻을 수 없다. 동작 주파수가 증가함에 따라 기생 성분에 의한 손실이 급격하게 증가하기 때문에 SMPA를 RF 대역에서 활용하는 것에는 제약이 있었다. 또한, SMPA는 진폭 변조된 신호에 대해서는 비선형적 특성을 보이므로, 기존 선형 증폭기를 직접적으로 대체할 수 없다^[1].

이러한 점들을 극복하기 위한 다양한 기법들이 연구되었다. RF 대역에서 고효율 SMPA를 활용하기 위해 class-E 기법이 개발되어 GHz 대역에서 SMPA 구현이 가능하게 되었으며, 펄스 폭 변조(Pulse Width Modulation: PWM)나 Delta-Sigma Modulation(DSM) 기법 등을 이용하여 RF 입력 신호를 양자화시킴으로서 SMPA의 장점을 활용하기에 적합한 신호를 생성하였다. 또한, 최근 전류 모드 class-D(Current-Mode Class-D: CMCD) RF 전력 증폭기가 개발되었다^[2]. 이는 기존 전압 모드 class-D(Voltage-Mode Class-D: VMCD) 전력 증폭기가 기생 커패시턴스(드레인-소스 커패시턴스)에 의해 주로 오디오 대역에서만 활용되던 것을 RF대역에서까지 구현 가능하도록 하였다. 따라서 SMPA 중에서 가장 큰 출력 전력을 얻을 수 있는 CMCD 전력 증폭기에 대한 연구가 활발하게 진행 중에 있다^{[3]~[8]}.

최근 class-S 송신 기법이 선형성을 유지하며 높은 효율을 얻을 수 있는 기법으로 각광을 받으며 연구되고 있다. Class-S 송신 기법은 그림 1과 같이 크게 세 부분으로 나누어 볼 수 있다. 첫 번째 부분은 DSM이다. DSM 변조는 PWM과 같이 입력 신호를 펄스 형태로 변조해 주는 것과 동시에 noise shaping을 통하여 신호 대역의 잡음을 최소화시키는 장점이 있다. 두 번째 부분은 펄스 신호를 증폭하는 SMPA이다. SMPA는 두 개의 신호 레벨을 가지는 입력 신

그림 1. Class-S 송신 기법

Fig. 1. Class-S transmission technology.

호에 대해 동작함으로써 전력 증폭기의 효율을 최대화할 수 있다. 마지막으로 대역 통과 필터는 DSM 신호를 원래 RF 전송 신호로 복원하는 데 쓰인다.

본 논문에서는 그림 1의 class-S 송신기에서 사용되는 SMPA의 구현을 위해서 CMCD 전력 증폭기의 특성에 대해 고찰하고, 900 MHz 대역에서 동작하는 CMCD 전력 증폭기를 설계하고자 한다. 일반적 CMCD 구조의 경우는 출력측의 병렬 공진기를 이용한다. 본 논문에서는 차동 구조를 통한 짝수차 고조파 성분이 제거됨을 보이고, 이를 활용하여 inverse class-F 구조를 사용하여 병렬 공진기를 제거한 CMCD 회로를 설계하는 방법에 대하여 설명한다. 일반적인 출력측에 병렬 공진기를 가진 CMCD 회로와 inverse class-F를 활용한 CMCD 회로를 설계, 제작하고 효율 특성을 상호 비교한다.

II. 전류 모드 Class-D 전력 증폭기 분석

일반적인 CMCD RF 전력 증폭기 회로는 그림 2와 같다. 전류 공급원과 연결된 두 개의 트랜지스터가 대역 저지 필터를 통해 연결되어 차동으로 동작한다. 대역 저지 필터는 기본 주파수 성분만을 부하에 전달하고, 고조파 성분에 대해서 단락되도록 한다.

입력단의 balun(balance-to-unbalance)에 의해 180도 위상 차이를 가지는 신호가 생성되어 각각의 트랜지스터가 차동으로 동작되도록 한다. 출력단의 balun을 이용하여 차동 신호를 출력단의 부하에 전달한다.

차동 구조와 대역 저지 필터에 의해, 트랜지스터의 드레인-소스단에서 나타나는 전압과 전류는 그림

그림 2. CMCD 전력 증폭기 구성
Fig. 2. Topology of CMCD power amplifier.

3에서 도시된 바와 같이 각각 반사 인파와 펄스파의 형태를 가지게 된다.

이는 스위칭 순간에 트랜지스터의 드레인-소스에 인가되는 전압을 0이 되게 한다. 이를 Zero Voltage Switching(ZVS)이라 하며, 트랜지스터의 가장 큰 손실 유발 요소인 기생 커패시턴스에 의한 손실을 없앨 수 있다. 또한, 트랜지스터에 전압과 전류가 동시에 나타나지 않게 하여, 트랜지스터에서 소모되는 전력을 최소화할 수 있다.

CMCD 전력 증폭기 구조에서 스위치로 동작하는 트랜지스터의 기생 커패시턴스 성분은 공진기와 병렬로 연결된다. 기생 커패시턴스는 트랜지스터에서 손실을 유발하는 가장 치명적인 기생 성분이지만, CMCD의 회로 구조에 의해 기생 커패시턴스는 신호 복원에 이용되는 대역 저지 필터의 일부분으로 활용될 수 있어 높은 주파수에서 동작하는 SMPA를 구현할 수 있게 되었다.

그림 3. CMCD 전력 증폭기의 전압·전류 특성
Fig. 3. Voltage · current characteristics of CMCD power amplifier.

전력 증폭기의 차동 동작에 대해서 살펴보면 드레인 전류의 위상이 180°로 차이를 가지므로, 각각의 드레인단에 흐르는 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{DS1}(\omega t) = I_{DD} - \frac{4}{\pi} I_{DD} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \quad (1)$$

$$I_{DS2}(\omega t) = I_{DD} + \frac{4}{\pi} I_{DD} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \quad (2)$$

기본 주파수 성분을 따로 기술하고, 두 드레인 전류간의 차를 구해보면, 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{DS1}(\omega t) - I_{DS2}(\omega t) \\ = -\frac{8}{\pi} I_{DD} \sin(\omega t) - \frac{8}{\pi} \sum_{n=3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin(n\omega t) \end{aligned} \quad (3)$$

만약 매우 이상적인 공진기를 설계하여 모든 홀수차 고조파 성분을 제거할 수 있다면,

$$I_R = f(I_{DS1} - I_{DS2}) = -\frac{8}{\pi} I_{DD} \sin(\omega t) \quad (4)$$

와 같은 식을 얻을 수 있다. 마찬가지로 짝수차 고조파 성분으로 이루어진 반사 인파의 드레인 전압 또한 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{DS1}(\omega t) \\ = V_{DD} + \frac{\pi}{2} V_{DD} \sin(\omega t) - V_{DD} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(2n)^2 - 1} \cos(2n\omega t) \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} V_{DS2}(\omega t) \\ = V_{DD} - \frac{\pi}{2} V_{DD} \sin(\omega t) - V_{DD} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{(2n)^2 - 1} \cos(2n\omega t) \end{aligned} \quad (6)$$

위의 두 전압 간의 차는

$$V_{DS1}(\omega t) - V_{DS2}(\omega t) = \pi V_{DD} \sin(\omega t) \quad (7)$$

가 된다. 위 식 (7)에서와 같이 이상적인 경우 고조파 성분은 차동 구조에 의해 제거된다. 즉, 차동 구조에 의해 짝수차 고조파에 대한 부하 저항은 무한대가 되며, 공진기에 의존하지 않고서도 해당하는 성분을 제거할 수 있다.

III. Inverse Class-F 전력 증폭기를 이용한 전류 모드 Class-D 전력 증폭기 설계

SMPA의 입력 신호는 on/off의 두 가지 상태만을 가지며 동작하도록 한다. 이와 같은 동작에 의해, 트랜지스터가 off 상태에서 소모하는 전력은 최소화된다. 이는 기존 선형 증폭기의 동작 방식과 근본적인 차이를 가진다. 증폭기를 필요로 하는 거의 모든 분야에서 선형 증폭기가 폭넓게 사용되었기 때문에 트랜지스터 제조사에서 제공하는 트랜지스터 라이브러리는 대부분 class-A/AB 등의 선형 증폭기 설계에 적합하게 만들어져 있다. 그러므로 이를 그대로 이용하는 것은 SMPA 설계 및 제작에 적합하지 않다. 또한, CMCD 설계를 위해 정확한 스위치 동작을 하는 대신호 모델을 도출하는 과정은 많은 시간과 노력을 필요로 한다. 본 논문에서는 대신호 모델 대신 로드-풀 실험을 통한 선형 증폭기의 모델을 이용하여 inverse class-F PA를 설계하고, 이를 이용하여 CMCD를 구현하는 방법을 제시하였다.

CMCD 전력 증폭기는 class-B, inverse class-F 전력 증폭기와 동일한 게이트 바이어스를 가진다^[9]. 특히 높은 입력 신호에 대해서 class-B 증폭기는 SMPA와 유사하게 트라이오드 및 차단 영역에서 동작한다. 즉, class-B 전력 증폭기의 고조파 성분을 제어하여, 높은 효율을 가지는 inverse class-F 전력 증폭기를 설계할 수 있으며, 이를 기반으로 push-pull 구조로 변경함으로써 CMCD 회로로 변환될 수 있다. 즉, 본 논문에서는 그림 4에서 보는 바와 같이 CMCD 전력 증폭기의 파형과 class-B 및 inverse class-F 전력 증폭기 파형이 가지는 유사성에 착안하여, class-B 및 in-

verse class-F를 기반으로 한 CMCD 전력 증폭기를 설계하였다.

3-1 Inverse Class-F 전력 증폭기 설계

Class-F 전력 증폭기는 class-B 전력 증폭기에 고조파 성분을 제어하여 효율을 향상시킨 것이다. class-F 전력 증폭기의 출력단 부하 저항은 짝수차 고조파에 대해서 단락(short), 홀수차 고조파에 대해서 개방(open)되도록 한다. 이로 인해, 트랜지스터 드레인-소스단에 인가되는 전압은 구형파의 형태로 나타나며, 전류는 반-사인파의 형태를 가진다. Inverse class-F 전력 증폭기의 전압과 전류 파형은 class-F 전력 증폭기의 파형과 반대되는 형태로 나타난다. 본 논문에서는 inverse class-F 전력 증폭기 설계시 로드-풀 기법을 이용하여 최적의 효율 특성을 얻을 수 있는 부하 저항을 도출하였다. 그림 5는 로드-풀 실험

(a) 로드-풀 실험

(a) Load-pull test

(b) 측정 GaN 트랜지스터

(b) Device under test, GaN Transistor

그림 4. 전력 증폭기 분류

Fig. 4. Power amplifier classification.

그림 5. 로드-풀 기법을 이용한 부하 임피던스 도출
Fig. 5. Load impedance extraction by using load-pull technique.

표 1. 로드-풀 기법을 이용한 부하 임피던스

Table 1. Load impedance by using load-pull technique.

항목	최적 부하 임피던스
이득	$9.533+j28.037$
드레인 효율	$14.774+j36.024$
출력 전력	$8.588+j33.716$

그림 6. Inverse class-F 전력 증폭기의 블록도

Fig. 6. Inverse class-F power amplifier block diagram.

을 통하여 설계에 사용된 GaN 소자에 대하여 최적 부하 임피던스 도출 과정을 나타내며, 표 1은 도출된 최적 부하 임피던스 값을 나타낸다.

Inverse class-F 전력 증폭기 설계는 최대 드레인 효율을 얻을 수 있는 최적 부하 임피던스를 고려하여 설계하였으며, inverse class-F 전력 증폭기의 특징을 얻을 수 있도록 짝수차 고조파에 대해서는 개방, 홀수차 고조파에 대해서는 단락으로 보이도록 스텝을 이용한 임피던스 매칭 회로를 구성하였다.

Inverse class-F 전력 증폭기의 블록도는 그림 6과 같다.

3-2 CMCD 전력 증폭기 설계

CMCD 전력 증폭기는 차동 구조를 가지며, 180° 위상 차이를 가지는 신호로 구동된다. 이러한 신호는 balun을 통해서 얻을 수 있다. 본 논문에서는 두 출력력이 180° 위상 차이를 가지는 ring hybrid 커플러를 이용하였다. CMCD 전력 증폭기는 900 MHz 대역에서 동작하는 ring hybrid 커플러로 차동 구조의 inverse class-F 전력 증폭기를 구성하여 그림 7과 같이 설계하였다.

차동 구조에 의해 짝수차 고조파가 제거됨을 식 (7)을 통해 확인하였다. 또한, inverse class-F 전력 증폭기의 출력 신호에서 홀수차 고조파 성분이 매우

(a) CMCD 전력 증폭기의 블록도

(a) Block diagram of CMCD power amplifier

(b) CMCD 전력 증폭기의 layout

(b) Layout of CMCD power amplifier

그림 7. Inverse class-F 전력 증폭기를 이용한 CMCD 전력 증폭기

Fig. 7. CMCD power amplifier by using inverse class-F power amplifier.

작다는 특성에 착안하여, 기존 CMCD 전력 증폭기에서 나타나는 공진 회로를 제거하였다. 그림 7(a)는 CMCD 전력 증폭기의 블록도를 보여주며, 그림 7(b)는 CMCD 전력 증폭기의 layout을 나타낸다.

IV. 전류 모드 Class-D 전력 증폭기 구현 및 성능 측정

설계된 CMCD 전력 증폭기 회로를 FR4 기판 (12GD1530)에 구현하였다. 전력 소자로는 GaN HEMT 트랜지스터가 이용되었으며, -1.8 V의 게이트 바이어스와 10 V의 드레인 바이어스를 인가하였다. 그림 8은 inverse class-F 구조의 CMCD와의 성능 비교를 위해, 출력측 드레인 단에 병렬 공진기로 연결한 그림 2의 회로를 동일한 FR4 기판에 구현한 일반적인 CMCD 전력 증폭기를 나타낸다. 그림 8의 회로에서는 입·출력단에 Anaren사의 90° Hybrid 커플러 (XC0900P-03S)와 90° 보상 microstrip 선로를 이용하

그림 8. 출력측 병렬 공진기를 이용한 CMCD 전력 증폭기

Fig. 8. CMCD power amplifier using output parallel resonator.

(a) Inverse class-F 전력 증폭기
(a) Inverse class-F power amplifier

(b) CMCD 전력 증폭기
(b) CMCD power amplifier

그림 9. Inverse class-F 전력 증폭기 및 이를 이용한 CMCD 전력 증폭기

Fig. 9. Inverse class-F power amplifier and CMCD power amplifier.

여 balun을 구현하였다. 출력단 매칭시에는 표 1의 드레인 효율 최적 임피던스를 이용하였다. 그림 8의 회로에서 공진기의 L , C 값은 900 MHz 중심 주파수와 $Q=10$ 을 기준으로 $\pm 20\%$ 범위에서 L , C 값을 변경하면서 최대 효율을 낼 수 있는 L , C 값을 선정하였다. 그림 9는 3절에서 설계한 inverse class-F 전력 증폭기와 이를 기반으로 제작된 CMCD 전력 증폭기

(a) 전력 증폭기 성능 측정
(a) Performance measurement for power amplifier

(b) 전력 증폭기 성능 측정 블록도
(b) Block diagram of measurement for power amplifier

그림 10. CMCD RF 전력 증폭기 측정 환경 및 측정 블록도

Fig. 10. Measurement environment and block diagram for CMCD power amplifier.

를 나타낸다.

그림 10은 CMCD 전력 증폭기의 효율 측정을 위한 측정환경 및 블록도를 나타낸다. 드라이브 증폭기로 Prewell사의 PH830-S8을 이용하였고, Tektronix사의 스펙트럼 분석기(RSA3408A)를 이용해 CMCD 전력 증폭기의 출력 신호에 대한 특성을 확인하였다.

그림 8의 회로에 대해 최대 드레인 효율을 측정한 경우 그 값이 50.9 %이다. 트랜지스터의 기생 성분의 영향으로 출력측 공진 회로의 튜닝에 의해서 달성할 수 있는 효율 향상이 제약적이었다. 더 높은 효율을 달성하기 위해서는 정확한 대신호 스위치 모델 추출, 이에 기반한 입·출력 매칭 변화 및 향상된 구조의 스위치 증폭기 설계가 필요할 것으로 사료된다.

본 논문에서는 기존 CMCD(그림 8의 회로)의 단점을 보완하고, 공진부 없이 고조파 성분을 제어할

그림 11. Inverse class-F 전력 증폭기 효율 및 출력 특성

Fig. 11. Efficiency & output power of inverse class-F power amplifier.

수 있는 inverse class-F 기반의 새로운 CMCD를 제안하였다.

그림 11은 그림 9(a)의 inverse class-F 전력 증폭기 측정된 입, 출력 특성과 효율 특성을 도시하였다. 18 dBm 이상의 입력 신호를 인가하여 스위치 모드 동작시키는 경우 최대 효율은 80.8 %이고, 이 경우 출력 전력은 32.4 dBm이다.

그림 12는 그림 8에서의 공진기를 사용하는 CM-CD 전력 증폭기(Type I)와 그림 9(b)의 inverse class-F를 이용한 CMCD 전력 증폭기(Type II)에 대하여

그림 12. 병렬 공진기 CMCD, inverse class-F 전력 증폭기 효율 및 출력 특성

Fig. 12. Efficiency & output power of parallel resonator CMCD, inverse class-F CMCD power amplifier.

입력 신호의 전력을 변화하면서 측정된 출력과 효율 특성을 도시하였다.

스위치 모드에서 동작하도록 설계된 회로임을 고려하면 입력이 21 dBm 이상인 경우 스위치 모드에서 동작함을 확인할 수 있다. 스위치 증폭기로 동작하는 경우 최대 효율은 64.5 %이고, 최대 출력 전력은 34.3 dBm이다. 새로 제안된 CMCD 전력 증폭기의 경우, 단일 inverse class-F에 비해 스위치 모드 동작영역에서 16 % 가량 드레인 효율이 줄어들었는데, 이는 CMCD 구조로 변경되면서 공진부에 의한 커플링 영향 및 입·출력단에 있는 balun에서 발생하는 손실에 의한 영향으로 분석된다. 하지만 측정된 inverse class-F 기반의 CMCD 회로의 효율은 동일한 소자를 이용하여 구성된 출력에 병렬 공진 회로를 가진 CMCD 회로에 비해 13.6 % 가량의 효율 향상을 얻을 수 있었다. 효율 향상에 대한 원인으로는 inverse class-F의 임피던스 변환 회로를 통하여 기존 두 경로 간의 커플링에 대한 영향을 제거하고, 고조파 제거를 통하여 balun이 광대역 특성을 가지고 있어야 하는 기존 CMCD 회로에서의 단점을 보완하였기 때문이다. 또한, 일반적인 CMCD의 경우 이상적인 스위치를 기반으로 설계하는 기법이지만, 실제 스위치 모드 동작에서는 트랜지스터의 기생 커패시턴스가 존재하므로 이상적인 스위치로 동작하지 않게 된다. 따라서 트랜지스터가 이상적이지 않는 경우 기생 성분을 고려한 설계 변경이 어려움이 있으므로, 본 논문에서는 inverse class F 설계는 class B를 기반으로 입력 신호를 saturation 시키는 기법으로 설계하고, 이를 기반으로 한 새로운 CMCD 설계 기법은 기생 성분이 있더라도 상대적으로 설계가 용이하다는 장점을 가질 수 있다. 마지막으로 로드풀을 이용한 설계 방법으로 기존의 vendor사에서 제공한 모델 기반의 설계가 아닌, 실제 측정된 로드풀 기반의 모델로 설계함으로써, 실제 사용되는 두 개의 트랜지스터의 입출력 임피던스를 고려하여 트랜지스터의 고유한 특성을 반영하였기에 효율 향상에 영향을 준 것으로 보인다.

V. 결 론

본 논문에서는 class-S 송신기의 핵심 기술인 스위

치모드 전력 증폭기를 설계하는 방법을 기술하고, 그 성능을 측정하였다. 900 MHz 대역에서 동작하는 inverse class-F 전력 증폭기를 로드풀 기반으로 설계하고, 이를 바탕으로 CMCD 전력 증폭기를 설계, 제작하였다. 제작된 inverse class-F 기반의 CMCD 전력 증폭기는 34.2 dBm의 출력과 64.5 % 드레인 효율 특성을 갖는다. 이 결과는 출력측에 공진기를 포함하는 CMCD 회로와 비교 시 13.6 %의 드레인 효율 향상 특성을 보여주었다.

향후 RF 신호에서 스위치로 동작하는 트랜지스터 소자에 대한 기생 성분을 고려하는 정확한 소자 모델 도출에 대한 연구가 필요하며, 이를 활용할 경우 더욱 향상된 효율을 가진 스위치 모드 RF 전력 증폭기회로의 구현이 가능할 것으로 사료된다.

사 의

본 연구 수행을 지원해 준 전자부품연구원(KETI)의 유찬세 박사님, 김동수 박사님, 이우성 박사님께 감사드립니다.

참 고 문 헌

- [1] B. Berglund, J. Johansson, and T. Lejon, "High efficiency power amplifiers" *Ericsson Review*, no. 3, pp. 92-96, 2006.
- [2] H. Kobayashi, J. Hinrichs, and P. M. Asbeck, "Current-mode class-D power amplifiers for high-efficiency RF applications", *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2480-2485, Dec. 2001.
- [3] A. Long, J. Yao, and S. I. Long, "A 13W current-

- mode class-D high efficiency 1 GHz power amplifier", *MWSCAS-2002, Circuits and Systems*, vol. 1, pp. I-33~I-36, Aug. 2002.
- [4] J. Y. Kim, D. H. Han, J. H. Kim, and S. P. Stapleton, "A 50 W LDMOS current-mode 1,800 MHz class-D power amplifier", *IEEE MTT-S, Microwave Symposium Digest*, pp. 1295-1298, Jun. 2005.
- [5] T. P. Hung, A. G. Metzger, P. J. Zampardi, M. Iwamoto, and P. M. Asbeck, "Design of high-efficiency current-mode class-D amplifier for wireless handsets", *IEEE Trans., Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 1, pp. 144-151, Jan. 2005.
- [6] H. M. Nemati, C. Fager, and H. Zirath, "High efficiency LDMOS current-mode class-D power amplifier at 1 GHz", *EuMC*, pp. 176-179, Sep. 2006.
- [7] A. A. Tanany, A. Sayed, and G. Boeck, "A 2.14 GHz 50 watt 60 % power added efficiency GaN current-mode class-D power amplifier", *EuMC*, pp. 432-435, Oct. 2008.
- [8] P. Aflaki, R. Negra, and F. M. Ghannouchi, "Enhanced architecture for microwave current-mode class-D amplifiers applied to the design of an S-band GaN-based power amplifier", *IET Microwaves, Antennas & Propagation*, vol. 3, no. 6, pp. 997-1006, Sep. 2009.
- [9] F. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovich, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "RF and microwave power amplifier and transmitter technologies - part 2", *High Frequency Electronics*, Jul. 2003.

김 영 응

2009년 2월: 건국대학교 전자공학 (공학사)
2011년 8월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
[주 관심분야] 무선 통신 시스템

임 중 균

2008년 2월: 서일대학 정보전자전공 (공학사)
2011년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
2011년 3월~현재: 건국대학교 전자공학과 공학박사 과정
[주 관심분야] 무선 통신 시스템, RF 전력증폭기

강 원 실

2008년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)
2009년 9월~현재: 건국대학교 전자공학과 공학석박사 과정
[주 관심분야] RF 전력증폭기, Digital RF, CR/SDR, 원격 계측 시스템 등

구 현 철

1995년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1997년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
2003년 12월: Dept. ECE, Georgia Institute of Technology, Atlanta, USA (공학박사)
1997년 2월~1999년 7월: KT 연구개발본부 전임연구원
2004년 1월~2005년 2월: 삼성전자 무선사업부 책임연구원
2005년 3월~현재: 건국대학교 전자공학부 부교수
[주 관심분야] RF 전력증폭기, Digital RF, 비선형 시스템 해석 및 선형화, CR/SDR 등