

간략화된 출력 네트워크와 종합적인 출력 Back-off 확장을 적용한 1~2 GHz 광대역 Doherty 전력증폭기

1-2 GHz Doherty Power Amplifier Applying a Simplified Load Network and Composite Output Back-off Extension Techniques

유은주 · 진일비* · 배순철 · 빈수현 · 이윤정 · 주윤형 · 양영구

Eunjoon Yoo · Yifei Chen* · Sooncheol Bae · Soohyun Bin · Yoonjung Lee · Yunhyung Ju · Youngoo Yang

요약

본 논문은 병렬 소자 병합과 집중소자들 대신 등가의 전송선로를 사용함으로써 간략화된 출력 매칭 네트워크(OMN)와 확장된 OBO(output power back-off)를 갖는 광대역 Doherty 전력증폭기(DPA)를 제안한다. ABCD 행렬로부터 OMN 구조를 결정하는 회로 파라미터들을 도출하고, 추출된 세 개의 파라미터들에 의해 결정되는 8개의 구조에 대한 분석을 통해 최대의 비대역폭을 갖는 구조를 찾아냈다. 제작된 DPA는 비대역폭 66.7 %인 1.0~2.0 GHz의 대역을 가지며 CW(continuous wave) 신호 기준 40.5~42.8 dBm의 최대 출력 전력에서 50.1~76.0 %의 DE를, 8 dB back-off된 출력에서 40.2~54.4 %의 DE와 11.3~14.6 dB의 전력 이득 성능을 얻었다. 채널 대역폭 20 MHz, PAPR(peak-to-average power ratio) 8 dB의 LTE 신호 기준으로는 32.5~34.8 dBm의 평균 출력 전력에서 42.1~52.7 %의 DE, 10.3~13.2 dB의 전력 이득과 -35.7~-27.5 dBc의 ACLR 성능을 얻었다.

Abstract

This paper presents a broadband Doherty power amplifier (DPA) with an extended output power back-off (OBO) and a simplified output matching network (OMN) by merging parallel components and replacing lumped components with an equivalent transmission line. The circuit parameters defining the structure of the OMN were derived from the ABCD matrices. For the broadband design, the structure with the widest fractional bandwidth (FBW) was selected among the eight structures with different combinations of circuit parameters. Under continuous wave (CW) signal, the implemented DPA exhibited DE of 50.1~76.0 % at a peak output power of 40.5~42.8 dBm, DE of 40.2~54.4 %, and power gain of 11.3~14.6 dB at an 8 dB back-off output power for the band of 1.0~2.0 GHz where the fractional bandwidth was 66.7 %. In the case of an LTE signal with a channel bandwidth of 20 MHz and a peak-to-average power ratio (PAPR) of 8 dB, DE of 42.1~52.7 %, power gain of 10.3-13.2 dB, and ACLR of -35.7~-27.5 dBc were exhibited.

Key words: Broadband Doherty Power Amplifier, Extended Output Power Back-Off, GaN-HEMT, ABCD Matrix

「이 연구는 IDEC에서 EDA Tool을 지원받아 수행된 연구임.」

성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University)

*(주)삼성전자(Samsung Electronics Co., Ltd.)

· Manuscript received August 29, 2024 ; Revised September 17, 2024 ; Accepted September 20, 2024. (ID No. 20240829-087)

· Corresponding Author: Youngoo Yang (e-mail: yang09@skku.edu)

I. 서 론

현대 무선통신 기술이 발달함과 동시에 데이터를 빠르게 전송하기 위한 송수신 회로가 계속해서 요구되고 있다. 높은 데이터 전송률을 달성하기 위해 변조 신호의 주파수 대역은 넓어지고, 고차 변조로 인해 PAPR이 커지고 있는 추세이다. 이에 따라 전력 소비 비중이 큰 전력증폭기의 OBO 확장, 대역 특성을 개선하기 위한 많은 회로들이 연구되고 있다.

이 중 carrier와 peaking, 두 개의 증폭기를 사용하는 DPA는 부하 변조를 통해 back-off된 영역인 낮은 출력 전력에서 높은 효율을 가지므로 기지국용 시스템에서 많이 쓰인다^[1]. 그러나 기존의 DPA는 부하 변조를 위해 $\lambda/4$ 임피던스 변환기를 사용하므로 6 dB의 OBO와 협대역 특성을 가져 이를 확장하기 위한 연구들이 지속적으로 수행되어 왔다^{[2]~[18]}.

먼저, OBO 확장 기술로는 다수의 peaking 증폭기를 사용하는 n-way DPA^[2], 부하 임피던스에 허수부를 추가하는 CCL^{[3]~[5]}, 낮은 출력 전력에서 peaking 증폭기 단에 stub을 추가해 부하 변조비를 상승시키는 VS^{[6]~[8]}, carrier와 peaking 증폭기의 출력 전류 위상을 변경하는 OCC^[9],^[10], 그 외 고조파 제어^[11] 등이 있다. 대역 확장 기술로는 continuous class를 통한 대역 확장^[12], carrier 증폭기에 최적의 대역 특성을 제공하기 위한 기생 성분이 포함된 출력 서셉턴스를 가진 공진회로^{[13],[14]}, 주파수에 따른 위상 보상^{[15]~[17]}, 최대 결합 전류비 최적화^[18] 등이 있다.

참고문헌 [11], [12], [15]~[17]의 경우, 성능 개선을 위해 증폭기의 바이어스 방식을 변경하거나 복잡한 매칭 네트워크가 추가된다는 단점이 있다. 반면, CCL, VS, OCC 기술은 복잡한 구조의 매칭이 필요하지 않으면서 설계 파라미터만 추가되므로 이에 대한 종합적인 분석이 제시된 바 있다^{[19]~[21]}. 특히, ABCD 행렬로 분석된 간단한 부하 네트워크에 해당 기술들을 통합 적용할 수 있음이 참고문헌 [22]에서 주장되었다. 그러나 참고문헌 [19]~[22] 모두 5G NR 대역인 N78에 대해 수행된 비대역폭 33% 미만의 연구로, 추가적인 대역 확장에 대한 연구 결과는 발표되지 않았다.

본 논문은 병렬 소자 병합과 집중소자들 대신 등가의

전송선로를 사용함으로써 간략화된 OMN과 확장된 OBO 특성을 갖는 광대역 DPA를 제시한다. OMN의 구조를 정하기 위해 ABCD 행렬로부터 인덕터와 커패시터 조합과 해당 소자들의 리액턴스 값을 결정하는 회로 파라미터들을 도출하였다. 이를 통해 8가지 구조를 정의하고, 구조별로 얻을 수 있는 비대역폭을 비교해 가장 넓은 비대역폭을 갖는 구조를 선정하였다. 선정된 구조에서 집중소자로 구성된 네트워크를 등가 전송선로로 치환함으로써 carrier 증폭기 단의 대역 특성을 개선하였다. 또한 포스트 매칭 네트워크(PMN), 입력 매칭 네트워크(IMN), 그리고 전력 분배 단을 다단으로 구성해 광대역 DPA를 설계하였다. Macom사의 GaN HEMT 6 W와 10 W 소자를 사용해 1~2 GHz 대역에 대하여 구현되었으며, CW와 채널 대역폭 20 MHz의 LTE 변조 신호를 이용해 성능이 측정되었다.

II. 제안하는 Doherty 전력증폭기

2-1 출력 매칭 네트워크 구성

그림 1에 OMN 구조를 나타내었다. 본 DPA의 출력단은 트랜지스터의 기생 성분들과 간략화를 위해 π 구조를 사용한 OMN으로 이루어진다. $X_1 \sim X_6$ 은 OMN 매칭 요소의 리액턴스값을 나타낸 것이다. $Z_{low,C}$, $Z_{peak,C}$, $Z_{peak,P}$ 는 carrier와 peaking의 낮은 전력 및 최대 전력일 때 current source plane에서 보이는 임피던스이다. Z_L 은 X_3 , X_6 , Z_{LO} 가 병합된 부하 임피던스로, 참고문헌 [22]의 (5)~(27)을 참고해 ABCD 행렬로 일반화된 OMN을 간략화하는 방식을 활용한다. 따라서, 결합 지점 전후에 리액턴스 성분을 추

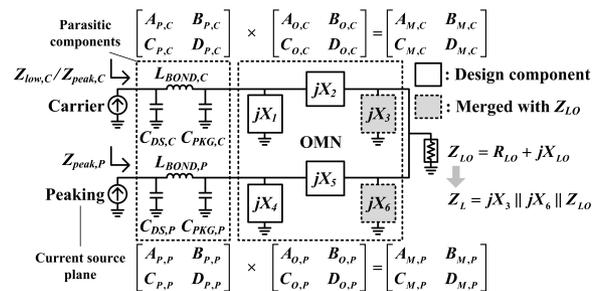


그림 1. 제안하는 OMN의 구조

Fig. 1. Structure of the proposed OMN.

가하여 OBO를 확장하는 기술인 CCL, VS, OCC는 병합된 Z_L 로 인해 혼합된 형태로 존재한다. R_{LO} 는 Z_L 에 병합되는 Z_{LO} 의 실수부이다. RLO는 참고하는 수식에 따라 주파수 외에 OMN 성분들의 값을 결정짓는 유일한 회로 파라미터로, DPA의 대역 및 OBO 등 출력 성능을 결정하는 데 중요한 역할을 한다. 기생 성분은 $ABCD_P$, OMN은 $ABCD_O$, 이 둘을 합한 것은 $ABCD_M$ 이다. Carrier와 peaking 증폭기의 행렬 구분은 아래 첨자 마지막의 C, P로 구분한다.

설계에 사용한 기생 성분, OBO 8.2 dB를 위해 결정된 β 와 k 의 값을 표 1에 정리하였다. OMN 성분들의 값을 정하기 위해 β 와 k 를 먼저 설정한다. β 는 carrier와 peaking 증폭기의 최대 출력 전력비로, 식 (1)과 같이 정의된다.

$$\beta = \frac{P_{peak,P}}{P_{peak,C}} = \frac{R_{peak,C}}{R_{peak,P}}. \tag{1}$$

$P_{peak,P}$ 는 peaking 증폭기의 최대 전력을, $P_{peak,C}$ 는 carrier 증폭기의 최대 전력을 의미한다. $R_{peak,C}$ 와 $R_{peak,P}$ 는 carrier와 peaking 증폭기의 최대 출력 시 최적 임피던스이다.

k 는 carrier 증폭기의 낮은 출력과 최대 출력 전력비로 식 (2)와 같이 정의된다.

$$k = \frac{P_{peak,C}}{P_{low,C}} = \frac{R_{low,C}}{R_{peak,C}}. \tag{2}$$

$P_{low,C}$ 와 $R_{low,C}$ 는 carrier 증폭기의 낮은 출력과 이때의 최적 임피던스를 의미한다. 해당 식은 $R_{low,C}$ 와 $R_{peak,C}$ 의 부하 변조비로도 나타낼 수 있다. 식 (1) 및 식 (2)의 β 와 k 는 식 (3)을 통해 OBO 계산에 사용된다.

$$OBO = 10\log k(\beta + 1). \tag{3}$$

표 1. 각 증폭기의 기생 성분 및 OBO 8.2 dB를 위해 결정된 변수값

Table 1. Values of the parasitic components in each amplifier and variables for an OBO of 8.2 dB.

$C_{DS,C}$	$L_{BOND,C}$	$C_{PKG,C}$	$C_{DS,P}$	$L_{BOND,P}$	$C_{PKG,P}$
1.1 pF	0.4 nH	0.2 pF	1.65 pF	0.4 nH	0.2 pF
$R_{peak,C}$	$R_{peak,P}$	β	k		
35 Ω	25 Ω	1.4	2.75		

식 (3)에 의해 기준 DPA 대비 더 큰 β 와 k 를 정의함으로써 OBO는 8.20 dB가 된다.

기생 성분, k 와 β , $R_{peak,C}$, $R_{peak,P}$ 값이 정의되었으므로, OMN 구조를 결정짓는 것은 $ABCD_O$ 에 존재하는 파라미터 s_c , s_p , b 와 R_{LO} 이다. 먼저 OMN의 인덕터와 커패시터 조합을 정하는 파라미터들은 참고문헌 [20]의 (14), (18), (19)를 참고하여 식 (4)~식 (6)과 같이 정의할 수 있다.

$$s_c = \pm \sqrt{\frac{k(\beta + 1)}{k^2 - 1}}. \tag{4}$$

$$s_p = \pm \frac{\sqrt{k\beta}}{k - 1}. \tag{5}$$

$$b = \pm \sqrt{\frac{1}{\beta + 1} - \frac{1}{k}}. \tag{6}$$

s_c , s_p , b 의 세 가지 파라미터에 의해 OMN 매칭 요소 조합이 정해지고 R_{LO} 에 의해 X_1 , X_2 , X_4 , X_5 의 리액턴스 값이 결정되므로, 이 파라미터들은 네트워크 특성을 정하는 핵심적인 설계의 요소이다. 따라서 광대역 DPA를 설계하기 위해서는, 세 가지 파라미터에 의해 결정되는 구조들을 R_{LO} 값으로부터 나타나는 대역 특성에 근거하여 비교 및 분석할 필요가 있다.

2.2 광대역 출력 매칭 네트워크 구조 선정

앞서 설명한 구조별 대역 비교를 위해 s_c , s_p , b 부호에 의해 결정되는 8 가지 구조를 표 2에서 제시한 바와 같이 구분한다. 위 구조들 중에서 최적의 대역 특성을 가진 구조를 찾기 위해서는 구조별 비대역폭을 비교해야 한다. 비대역폭은 식 (7)과 같이 정의된다.

$$FBW(\%) = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\sqrt{f_{\max}f_{\min}}}. \tag{7}$$

표 2. s_c , s_p , b 부호에 의한 8가지 구조

Table 2. 8 topologies defined by the signs of s_c , s_p , b .

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
s_c	>0	>0	<0	<0	>0	>0	<0	<0
s_p	>0	<0	>0	<0	>0	<0	>0	<0
b	<0	<0	<0	<0	>0	>0	>0	>0

이때 f_{max} 와 f_{min} 은 비교 조건을 만족하는 최대, 최소 주파수이다.

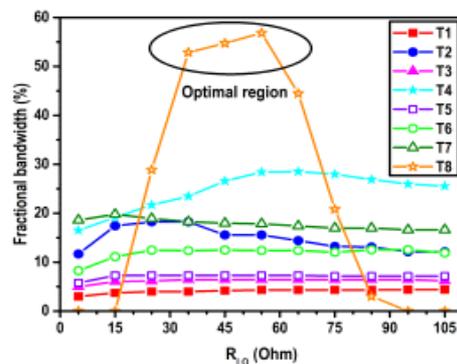
대역 특성 비교를 위해 이상적인 전력 contour를 만족하는 $Z_{low,C}$, $Z_{peak,C}$, $Z_{peak,P}$ 의 비대역폭을 그림 2에 구조별로 나타내었다. 해당 임피던스들은 중심 주파수 1.5 GHz에서 $R_{low,C}$, $R_{peak,C}$, $R_{peak,P}$ 이며, 전력 contour는 중심 주파수에서 낮은 전력 및 최대 전력 수준일 때 최적 출력 전력 대비 1 dB 낮은 contour이다.

$Z_{low,C}$ 에 대한 비대역폭 그림 2(a)는 T8 구조에서 R_{LO} 가 35~55 Ω 일 때 최대 60%에 가까운 값으로 가장 넓은 것을 확인할 수 있다. $Z_{peak,C}$ 에 대한 비대역폭 그림 2(b)는 T5 구조에서 R_{LO} 가 5 Ω 일 때를 제외하면 T8 구조에서 R_{LO} 가 25~35 Ω 를 적용했을 때 약 20%로 가장 넓다. 반면 $Z_{peak,P}$ 에 대한 비대역폭 그림 2(c)는 T2 구조에서 R_{LO} 가 15~35 Ω 일 때 100% 이상의 값을 가진다. 그러나 carrier 증폭기의 경우 R_{LO} 25~55 Ω 인 T8 구조가 가장 비대역폭이 넓으며 peaking 증폭기 단에서도 R_{LO} 가 25 Ω 일 때 60% 이상의 비대역폭을 갖는다. 따라서, OMN 대역 특성을 고려했을 때 T8이 광대역 DPA 설계에 가장 적합한 구조임이 확인된다.

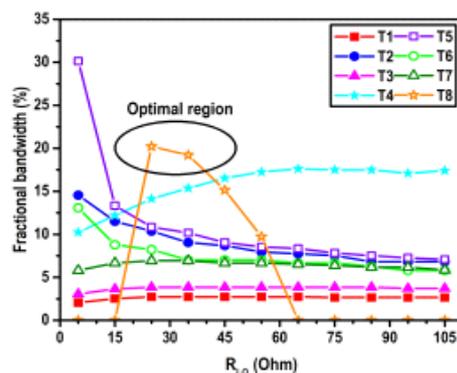
OMN을 나타내는 $ABCD_0$ 는 인덕터와 커패시터 조합을 정하는 세 가지 파라미터, 매칭 소자 리액턴스값을 정하는 R_{LO} , 그리고 주파수에 의존적인 행렬이다. 그러므로 주파수에 따라 기존에 연구되었던 광대역 DPA의 간략화된 OMN과 최적 구조가 상이함을 그림 2의 분석을 통해 결론지을 수 있다. 본 연구 대역에서 광대역에 최적인 T8 구조는 음수 s_c , 음수 s_p , 양수 b 의 파라미터를 가지며, R_{LO} 의 값은 최적화된 27 Ω 이 적용되었다.

2-3 광대역 매칭 네트워크 설계 및 최적화

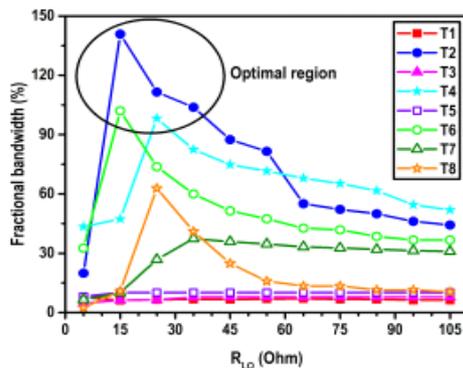
그림 3은 중심 주파수 1.5 GHz에서 T8 구조와 27 Ω 의 R_{LO} 가 적용된 OMN의 회로도이다. 세 가지 파라미터들의 부호에 의해 X_1 과 X_2 는 C_1 과 L_2 로, X_4 와 X_5 는 L_4 와 C_5 로 변경되었으며, R_{LO} 와 주파수에 의해 해당 소자들의 리액턴스와 Z_L 값이 결정되었다. CCL, VS, OCC는 병렬 소자 병합으로 인해 결합 전후 지점에서 혼합 적용된 형태로 반영되었다. C_1 과 L_2 는 등가 전송선로인 TL_1 으로 다시 치환



(a) $Z_{low,C}$



(b) $Z_{peak,C}$



(c) $Z_{peak,P}$

그림 2. 1 dB 전력 contour에서 R_{LO} 에 의한 비대역폭 비교
Fig. 2. Comparison of fractional bandwidths by R_{LO} in 1 dB power contour.

되었다. 집중소자와 전송선로 간 치환은 집중소자가 병렬 커패시터-직렬 인덕터-병렬 커패시터 조합의 π 네트워크인 경우 가능하다. 본 회로에서는 결합 지점 전후에 가상

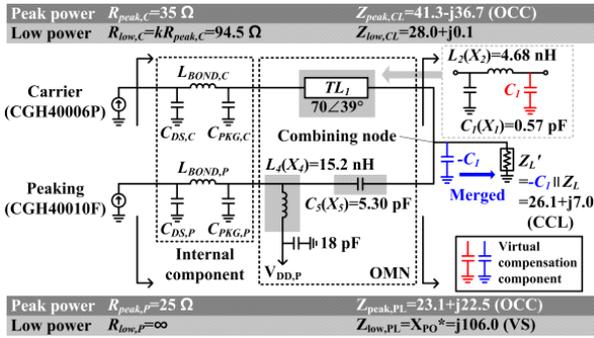


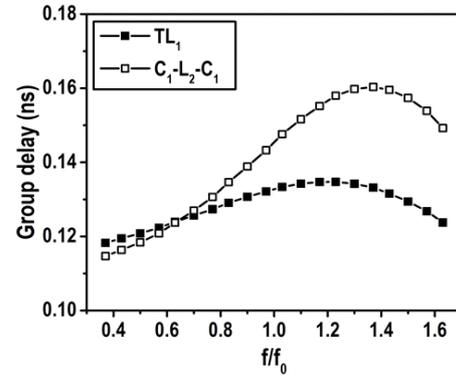
그림 3. 중심 주파수 1.5 GHz에서 제안하는 DPA의 OMN 회로도(R_{LO} : 27 Ω)

Fig. 3. OMN of the proposed DPA at the center frequency of 1.5 GHz (R_{LO} : 27 Ω).

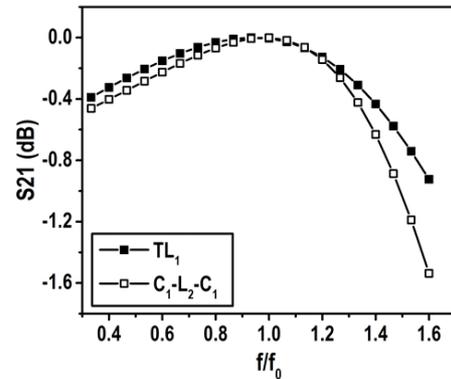
의 C_1 과 $-C_1$ 을 추가하여 $C_1-L_2-C_1$ 네트워크를 등가의 TL_1 으로 치환하고 $-C_1$ 과 Z_L 을 병합해 Z_L' 로 나타내었다.

그림 4(a)는 집중소자 $C_1-L_2-C_1$ 과 전송선로 TL_1 의 근지연 특성을, 그림 4(b)는 두 회로의 S_{21} 을 나타낸 것이다. 두 그래프 모두 1.5 GHz의 중심 주파수 f_0 에 의해 정규화된 주파수를 표기한다. 그림 4(a)의 근지연 특성은 값의 크기가 작을수록 위상 천이의 변화율이 작아 중심 주파수 대비 임피던스 매칭의 편차가 적음을 의미하여, 근지연이 작은 전송선로가 광대역 특성을 갖는 데 더 적합함을 알 수 있다. 따라서 그림 4(b)의 S_{21} 특성을 확인해 보면, 집중소자에 비해 전송선로가 주파수별 S_{21} 변화율이 작으며, 특히 low-pass 구조 특성으로 인해 높은 주파수로 갈수록 차이가 커짐을 알 수 있다.

그림 5는 TL_1 을 사용한 OMN의 current source plane에서의 $Z_{peak,P}$, $Z_{peak,C}$, $Z_{low,C}$ 궤적을 나타낸 것이다. 점선의 contour는 그림 2의 조건과 마찬가지로 $Z_{peak,P}$, $Z_{peak,C}$, $Z_{low,C}$ 가 $R_{peak,P}$, $R_{peak,C}$, $R_{low,C}$ 일 때 최적 출력 전력으로부터 1 dB 낮은 전력 contour를 나타낸 것이다. 특히 $Z_{peak,C}$ 의 경우, 작은 근지연을 갖는 전송선로에 의해 시계 방향의 반원 궤적 크기가 전체적으로 줄어들어 대역 특성이 가장 효과적으로 개선된다. 집중소자 사용 시 $Z_{peak,C}$ 의 1 dB 전력 contour 만족 비대역폭은 약 20 %이다. 전송선로 사용 시에는 주파수별 작은 크기의 값과 편차를 가진 근지연에 의해 임피던스 궤적이 중심 주파수 임피던스인 $R_{peak,C}$ 로부터 덜 확산되므로 집중소자 대비 저주파수 대역 궤적



(a) 근지연
(a) Group delay



(b) S_{21}
(b) S_{21}

그림 4. 전송선로와 집중소자의 주파수별 특성 비교

Fig. 4. Comparison between a transmission line and a network using lumped components for frequency characteristics.

이 contour에 모두 근접하고 고주파수 대역 또한 contour에서 크게 멀어지지 않는다. $Z_{peak,P}$ 와 $Z_{low,C}$ 또한 동일한 원리로 대역 개선 효과를 갖는다. 결과적으로 가상의 C_1 과 $-C_1$ 을 이용해 $C_1-L_2-C_1$ 집중소자 네트워크를 등가의 전송선로 TL_1 으로 치환함으로써, carrier 증폭기 단은 단 하나의 매칭 요소만으로 구현된 간략화된 OMN을 가지며 대역 특성 또한 최적화되었다.

그림 6은 OMN의 결합 지점 이후 구성되는 PMN을 나타낸 것이다. 그림 6(a)는 1.0~2.0 GHz의 광대역 매칭을 위해 2단 low-pass 구조에 병렬 공진 회로를 추가한 PMN의 구조를 나타낸다. 그림 6(b)는 Z_L 측에서 바라본 매칭

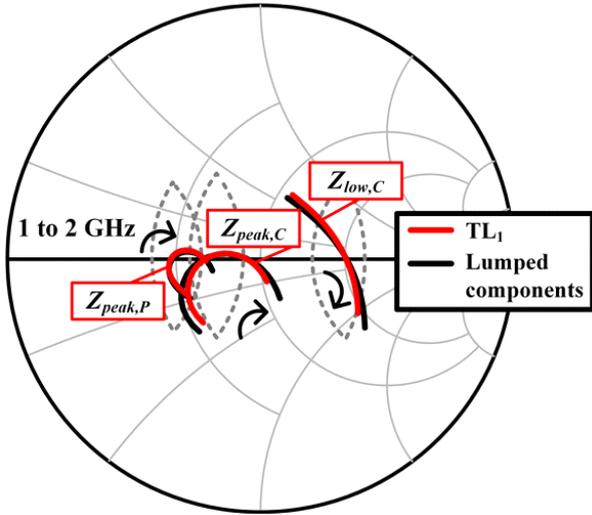
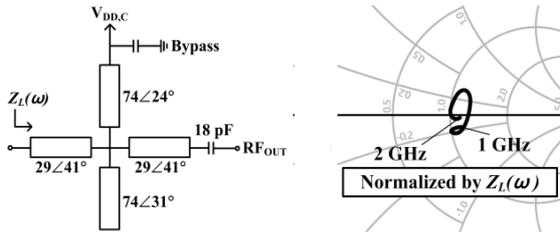


그림 5. 1.0~2.0 GHz 대역에서 TL_1 이 적용된 OMN의 $Z_{peak,P}$, $Z_{peak,C}$, $Z_{low,P}$ 궤적(50 Ω 정규화)
 Fig. 5. Locus of $Z_{peak,P}$, $Z_{peak,C}$, $Z_{low,P}$ of the OMN using TL_1 at 1.0~2.0 GHz (normalized by 50 Ω).

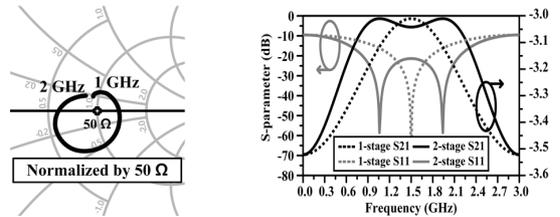


(a) 중심 주파수 1.5 GHz에서 (b) Z_L 에서 바라본 매칭된 임피던스 ($Z_L(\omega)$ 정규화)
 (a) Schematic of the PMN at (b) Matched impedances seen the center frequency of 1.5 GHz from Z_L (normalized by $Z_L(\omega)$)

그림 6. 제안하는 DPA의 PMN 회로도 및 스미스 차트에 나타난 매칭된 임피던스
 Fig. 6. Schematic of the PMN of the proposed DPA and matched impedances on Smith chart.

된 임피던스를 스미스 차트 상에 나타낸 것이다. 임피던스들은 주파수에 의존적인 $Z_L(\omega)$ 에 의해 각자 정규화되었으며, $Z_L(\omega)$ 인 스미스 차트 중심점에 근접하게 매칭되어 있다. 입력 반사 계수는 전 대역에서 -15 dB 이하이다.

그림 7(a)는 IMN 설계 후 입력 포트에서 바라본 carrier 증폭기 단의 임피던스 궤적을 스미스 차트 상에 표시한 것이다. IMN은 안정도와 광대역 매칭을 위해 RC 병렬 회



(a) 입력 포트에서 바라본 carrier (b) Wilkinson 전력 분배기의 1 증폭기 단의 임피던스 궤적 단과 2단 구조 S-파라미터 성능 비교
 (a) Locus of impedance at the carrier amplifier seen from (b) Comparison of S- parameters input port between 1-stage and 2-stage Wilkinson power divider

그림 7. IMN의 매칭된 임피던스와 Wilkinson 전력 분배기들의 성능
 Fig. 7. Matched impedances at IMN and performances of Wilkinson power dividers.

로와 low-pass, high-pass가 혼합된 다단 회로로 구성되었으며, peaking 증폭기 단 또한 동일한 구성을 갖는다. Carrier 증폭기 단독 입력 반사 계수는 전 대역에서 -10 dB 이하의 성능을 보인다. 그림 7(b)는 1단과 2단 Wilkinson 전력 분배기의 S-파라미터 성능을 비교한 것으로, 1~2 GHz의 광대역을 응용하기 위해서는 1 GHz와 2 GHz 양측 가장자리 주파수에서 최대의 S_{21} , 최소의 S_{11} 성능을 보이는 2단 설계가 필요하다. 따라서, 본 회로에서는 2단 Wilkinson 전력 분배기를 적용하였다.

그림 8은 설계한 DPA의 전체 회로도이다. Carrier 증폭기는 Macom사의 CGH40006P, peaking 증폭기는 CG2H40010F를 사용했다. 두 증폭기 모두 트랜지스터 부착을 위한 짧은 전송선로가 증폭기 출력 단에 추가되어 준 OMN 소자들의 값이 조정되었다. 또한, 두 증폭기 간 출력 전류의 위상 차이를 보상하기 위하여 peaking 증폭기 입력 네트워크 앞 단에 offset line을 추가하였다.

III. 제작 및 측정 결과

그림 9는 제작된 DPA의 사진이다. 본 DPA는 Rogers' RO4350B를 사용한 PCB 위에 구현되었으며, 전체 회로의 크기는 8.9×7.3 cm²이다. Class AB로 동작하는 carrier 증폭기의 $V_{GS,C}$ 는 -3.05 V, 대기 전류는 30 mA이며 class C로 동작하는 peaking 증폭기의 $V_{GS,P}$ 는 -5.3 V이다.

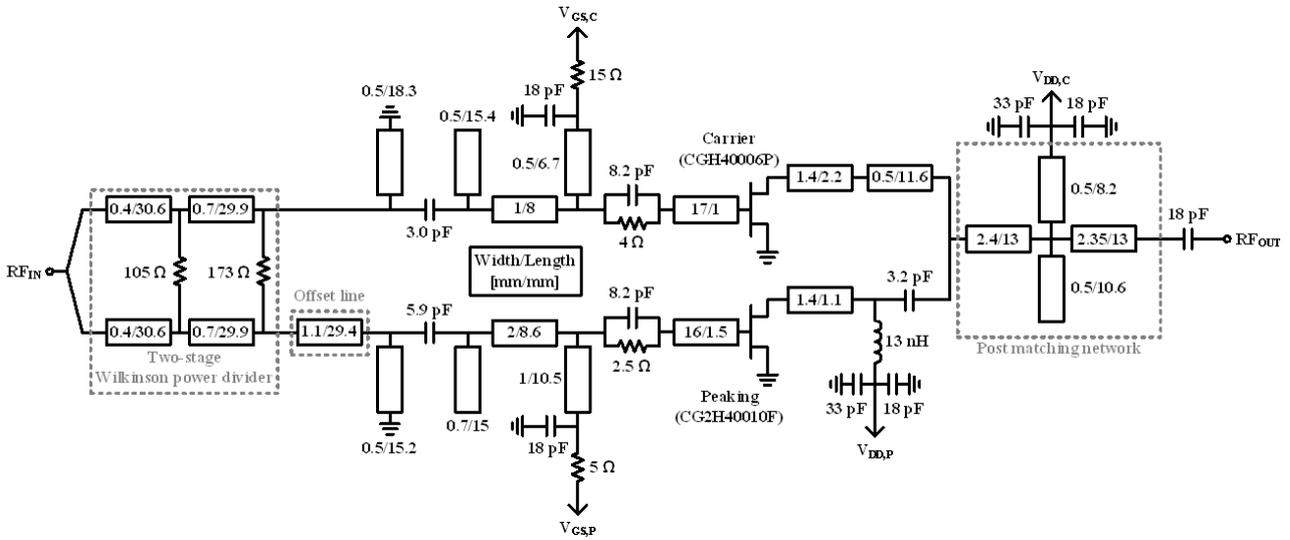


그림 8. 설계한 DPA의 전체 회로도
Fig. 8. Overall schematic of the designed DPA.

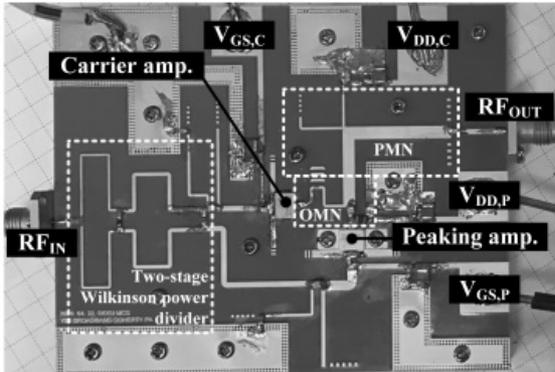


그림 9. 제작된 DPA의 사진
Fig. 9. Photograph of the implemented DPA.

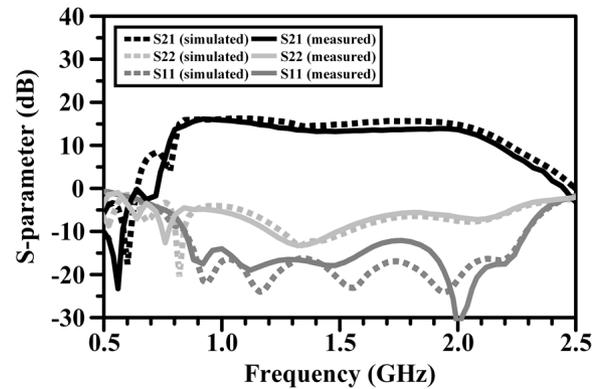


그림 10. 제안하는 DPA의 S-파라미터 시뮬레이션 및 측정 성능
Fig. 10. Simulated and measured S-parameters of the proposed DPA.

그림 10은 본 DPA의 시뮬레이션 및 측정 S-파라미터 성능을 나타낸 것이다. 소신호에서 13.2~16.1 dB의 S_{21} 과 최대 -12.1 dB의 S_{11} 이 측정되었다. 설계 대역 내에서 시뮬레이션과 측정이 상당한 유사성을 보인다.

그림 11은 1.0~2.0 GHz 대역에서 CW 신호를 사용하여 측정된 DPA의 대신호 성능이다. 본 DPA는 최대 출력 40.5~42.8 dBm에서 50.1~76.0 %의 DE를 얻었으며, 8 dB back-off 된 영역에서 40.2~54.4 %의 DE와 11.3~14.6 dB의 전력 이득을 얻었다.

그림 12는 8 dB의 PAPR과 채널 대역폭 20 MHz의 LTE

신호를 사용해 측정된 대신호 성능을 나타낸 것이다. 제작된 DPA는 32.5~34.8 dBm의 평균 출력 전력에서 42.1~52.7 %의 DE와 10.3~13.2 dB의 전력 이득을 얻었으며, 전 대역에서 최대 -27.5 dBc의 ACLR 성능을 보였다.

그림 13은 그림 12와 동일한 LTE 신호를 사용하여 측정된 digital pre-distortion(DPD) 전과 후의 전력 스펙트럼을 나타낸 것이다. 1.0, 1.5, 2.0 GHz에서 측정되었으며, DPD 적용 후 ACLR이 -35.7 ~ -27.5 에서 -55.3 ~ -49.1

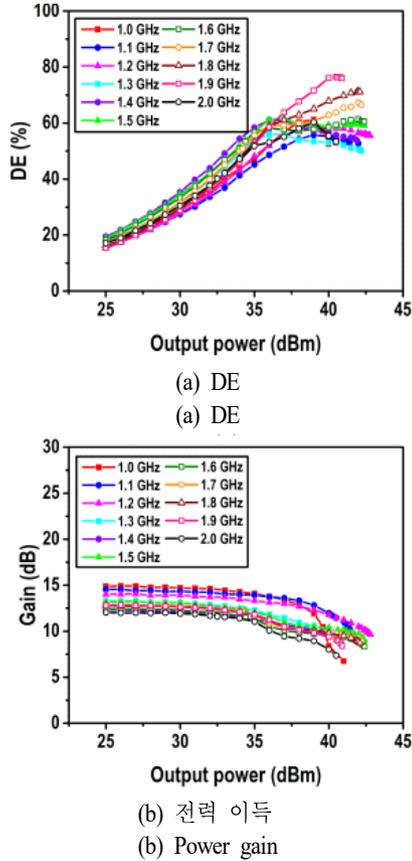


그림 11. 1.0~2.0 GHz에서 CW 신호를 사용하여 측정된 성능

Fig. 11. Measured performance using CW signal at 1.0~2.0 GHz.

dBc로 개선되었다.

표 3은 본 DPA와 이전 관련 연구들의 결과를 비교한 것이다. 본 DPA는 확장된 OBO를 갖는 참고문헌 [11] 및 참고문헌 [18] 대비 20 %p 이상 넓은 비대역폭, back-off 영역에서의 가장 큰 전력 이득을 가지며, DPD 적용 이전 선형성이 가장 우수한 것을 확인할 수 있다. 비대역폭이 더 넓은 참고문헌 [14]의 경우, 해당 연구 대비 본 DPA가 확장된 OBO와 더 높은 DE 최솟값을 갖는다.

IV. 결 론

본 논문에서는 병렬 소자 병합 및 등가 전송선로 치환에 의해 간략화된 OMN과 확장된 OBO를 갖는 광대역

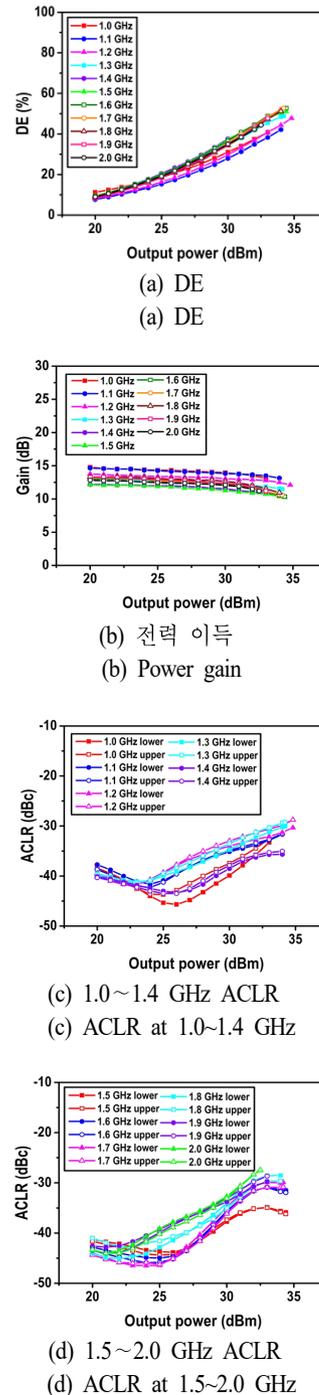


그림 12. PAPR 8 dB, 채널 대역폭 20 MHz의 LTE 신호를 사용하여 측정된 성능

Fig. 12. Measured performances using LTE signal with a PAPR of 8 dB and a channel bandwidth of 20 MHz.

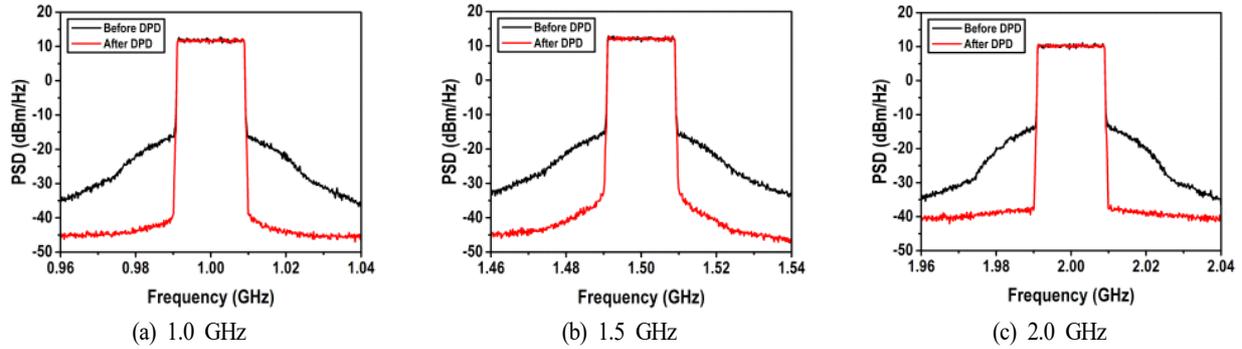


그림 13. LTE 신호를 사용하여 측정된 DPD 전/후 전력 스펙트럼
 Fig. 13. Linearized power spectral density by DPD with before state using the LTE signal.

표 3. 이전 관련 연구들과 본 DPA의 성능 비교
 Table 3. Performance comparison between the proposed DPA and previous related works.

Ref.	Freq. (GHz) /FBW (%)	OBO (dB)	P_{peak} (dBm)	CW signal measurement		Modulated signal measurement			Device (GaN)
				DE_{peak} / DE_{BO} (%)	Gain _{BO} (dB)	Signal /BW (MHz) /PAPR (dB)	P_{AVG} (dBm)	ACLR before /after DPD (dBc)	
[11]	1.6~1.95 /20	9~9.5	42.7~43.5	64.6~70.9 /62.5~67.5	8~10.4	WCDMA /5/9.6	34	<-22**/-	2×10 W
[14]	1.15~2.45 /77	6	46.2~48.2	45.8~78 /38.2~59.1	-	LTE /10/6.5	39.7~41.7	-35~-23.9 /-56~-45	2×30 W
[16]	1.3~2.3 /56	6	42.2~43.9	61.6~75.2 /41~65	8.5~11.2*	WCDMA /20/6.5	37.5	-38~-24 /-53.3~-41.6**	2×10 W
[18]	1.35~2.05 /41	9	41.5~42.4	65~75 /52~55	10~11*	WCDMA, LTE/40/8.9	33	-33~-24 /-51~-46.5	2×6 W
T.W.	1.0~2.0 /67	8	40.5~42.8	50.1~76.0 /40.2~54.4	11.3~14.6	LTE /20/8	32.5~34.8	-35.7~-27.5 /-55.3~-49.1	6 W, 10 W

*Estimated by graph.
 **ACPR.

DPA를 설계하였다. 광대역 OMN을 구현하기 위해 $ABCD_o$ 로부터 OMN의 인덕터와 커패시터 조합을 정하는 세 가지 파라미터 s_c, s_p, b 를 도출해 8가지 구조를 정의하고, 매칭 요소들의 리액턴스값을 결정짓는 R_{LO} 를 이용해 해당 구조들의 비대역폭을 비교했다. Carrier와 peaking 증폭기 단마다 낮은 전력, 최대 전력일 때 비대역폭을 비교해 가장 넓은 비대역폭을 가진 구조와 R_{LO} 값을 선정하였다. 또한, 결정된 OMN의 집중소자들을 등가의 전송선로로 치환해 균지연 특성을 개선하고 PMN과 IMN을 다단으로 구성해 광대역에 최적화된 네트워크들을 설계했다.

본 연구에서는 기존 연구되었던 광대역 DPA의 간략화된 OMN과 달리, OMN을 해석한 ABCD 행렬의 주파수 의존성에 의해 광대역 최적 OMN 구조가 주파수마다 다를 수 있음을 확인하였다. GaN HEMT 6 W와 10 W 소자를 비대칭으로 각각 carrier와 peaking 증폭기에 사용하여, 8 dB의 OBO와 66.7%의 비대역폭을 가진 1~2 GHz에서 동작하는 광대역 DPA가 제작되었다. 제작된 DPA는 CW 신호 기준 최대 출력 40.5~42.8 dBm에서 50.1%~76.0%의 DE, 8 dB back-off된 영역에서 40.2%~54.4%의 DE와 11.3~14.6 dB의 전력 이득을 가진다. 8 dB PAPR, 채널

대역폭 20 MHz의 LTE 신호 기준으로는 32.5~34.8 dBm의 평균 전력에서 42.1%~52.7% DE, 10.3~13.2 dB 전력 이득, -35.7~-27.5 dBc의 ACLR 성능을 보인다. DPD 적용 후에는 1.0, 1.5, 2.0 GHz에서 -55.3~-49.1 dBc로 ACLR 성능이 개선되었다.

References

- [1] B. Kim, J. Kim, I. Kim, and J. Cha, "The Doherty power amplifier," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 5, pp. 42-50, Oct. 2006.
- [2] Y. Yang, J. Cha, B. Shin, and B. Kim, "A fully matched N-way Doherty amplifier with optimized linearity," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 51, no. 3, pp. 986-993, Mar. 2003.
- [3] W. Choi, H. Kang, H. Oh, K. C. Hwang, K. Y. Lee, and Y. Yang, "Doherty power amplifier based on asymmetric cells with complex combining load," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 69, no. 4, pp. 2336-2344, Apr. 2021.
- [4] X. H. Fang, K. K. M. Cheng, "Extension of high-efficiency range of Doherty amplifier by using complex combining load," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 2038-2047, Sep. 2014.
- [5] J. Kim, W. Choi, Y. Choi, H. Oh, and Y. Yang, "3.5 GHz high-efficiency asymmetric Doherty power amplifier design using a complex combining load," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 32, no. 8, pp. 708-716, Aug. 2021.
- [6] K. Horiguchi, S. Ishizaka, T. Okano, M. Nakayama, H. Ryoji, and Y. Isota, et al., "Efficiency enhancement of 250 W Doherty power amplifiers using virtual open stub techniques for UHF-band OFDM applications," in *2006 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, Jun. 2006, pp. 1356-1359.
- [7] S. Honda, S. Sakata, Y. Komatsuzaki, and S. Shinjo, "Efficiency enhancement of GaN Doherty power amplifier at large power back-off with virtual short stub technique," in *2019 IEEE Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Singapore, Dec. 2019, pp. 294-296.
- [8] J. Shin, W. Choi, Y. Chen, H. Jeon, S. Bae, and Y. C. Choi, et al., "Broadband virtual-stub Doherty power amplifier using asymmetric structure," *IEEE Access*, vol. 11, pp. 101425-101434, Sep. 2023.
- [9] M. R. Hasin, J. Kitchen, "Exploiting phase for extended efficiency range in symmetrical Doherty power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 67, no. 8, pp. 3455-3463, Aug. 2019.
- [10] H. Jung, H. Oh, Y. Chen, W. Choi, Y. Choi, and S. Woo, et al., "3.3 GHz Doherty power amplifier having a high-efficiency at 9 dB back-off based on outphasing load networks," *Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 32, no. 11, pp. 971-979, Nov. 2021.
- [11] X. Zhou, W. S. Chan, T. Sharma, J. Xia, S. Chen, and W. Feng, "A Doherty power amplifier with extended high-efficiency range using three-port harmonic injection network," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 69, no. 7, pp. 2756-2766, Jul. 2022.
- [12] Z. Zhang, Z. Cheng, H. Li, H. Ke, and Y. J. Guo, "A broadband Doherty power amplifier with hybrid class-EFJ mode," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 67, no. 12, pp. 4270-4280, Dec. 2020.
- [13] H. Kang, H. Lee, W. Lee, H. Oh, W. Lim, and H. Koo, et al., "Octave bandwidth Doherty power amplifier using multiple resonance circuit for the peaking amplifier," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 66, no. 2, pp. 583-593, Feb. 2019.
- [14] H. Kang, W. Lee, S. Oh, H. Oh, W. Choi, and H. Lee, et al., "Optimized broadband load network for Doherty power amplifier based on bandwidth balancing," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 31, no. 3, pp. 280-283, Mar. 2021.

- [15] H. Y. Liu, X. H. Fang, and K. K. M. Cheng, "Bandwidth enhancement of frequency dispersive Doherty power amplifier," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 30, no. 2, pp. 185-188, Feb. 2020.
- [16] X. Y. Zhou, W. S. Chan, W. Feng, X. Fang, T. Sharma, and S. Chen, "Broadband Doherty power amplifier based on coupled phase compensation network," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 1, pp. 210-221, Jan. 2022.
- [17] M. Cavarroc, A. Lamy, O. Lembeye, R. McLaren, C. Duvanaud, and S. Bachir, "Compact 40% fractional bandwidth Doherty PA with input group delay engineering," *IEEE Microwave and Wireless Technology Letters*, vol. 33, no. 6, pp. 851-854, Jun. 2023.
- [18] X. H. Fang, H. Y. Liu, K. K. M. Cheng, and S. Boumaiza, "Modified Doherty amplifier with extended bandwidth and back-off power range using optimized peak combining current ratio," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 12, pp. 5347-5357, Dec. 2018.
- [19] Y. C. Choi, W. Choi, H. Oh, Y. Chen, J. Shin, and H. Jeon, et al., "Doherty power amplifier with extended high-efficiency range based on the utilization of multiple output power back-off parameters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 70, no. 4, pp. 2258-2270, Apr. 2022.
- [20] Y. Chen, W. Choi, J. Shin, H. Jeon, S. Bae, and Y. C. Choi, et al., "Generalized expression and design method of modified load networks for Doherty power amplifier with extended back-off range," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 77487-77497, Jul. 2022.
- [21] J. Choi, Y. Chen, S. H. Kim, J. Song, Y. Lee, and S. Lim, et al., "3.7~4.0 GHz GaN-HEMT Doherty power amplifier using out-phased current combining and complex combining load methods," *Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 34, no. 11, pp. 791-798, Nov. 2023.
- [22] Y. Chen, W. Choi, J. Shin, H. Jeon, S. Bae, and S. Bin, et al., "Simplified all-in-one load network of the broadband Doherty power amplifier," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, pp. 1-12, 2024.

유 은 주 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0000-0002-9645-2794>



2019년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)
 2019년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
 [주 관심분야] RF/mm-Wave Power Amplifier, Low Noise Amplifier, Linearization and Efficiency Enhancement Techniques

진 일 비 [삼성전자/책임연구원]

<https://orcid.org/0000-0003-2030-3351>



2018년 8월: 고려대학교 전자공학과 (공학사)
 2024년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터 공학과 (공학박사)
 2024년 3월~현재: 삼성전자 책임연구원
 [주 관심분야] RF/mm-Wave Power Amplifier, Linearization and Efficiency Enhancement Techniques

배 순 철 [성균관대학교/박사과정]

<https://orcid.org/0000-0001-7905-3196>



2019년 8월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)

2021년 8월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학석사)

2022년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 박사과정

[주 관심분야] RF/mm-Wave Power Amplifier,

Broadband and Efficiency Enhancement Techniques, Wireless Power Transfer

주 윤 형 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0009-0006-0820-9935>



2024년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)

2024년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정

[주 관심분야] RF/mm-Wave Power Amplifier, Linearization and Efficiency Enhancement Techniques

빈 수 현 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0009-0007-8821-5442>



2022년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)

2022년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정

[주 관심분야] RF/mm-Wave Power Amplifier, Linearization and Efficiency Enhancement Techniques

양 영 구 [성균관대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0003-3463-0687>



1997년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)

2002년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)

2002년 3월~2002년 7월: 포항공과대학교 전자전기공학과 박사후 연구원

2002년 8월~2005년 2월: Skyworks Solutions Inc., Senior Electronic Engineer

2005년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 무선통신 송/수신기 시스템 설계, 비선형 회로 분석 및 시뮬레이션 기법 연구

이 윤 정 [성균관대학교/석·박사통합과정]

<https://orcid.org/0009-0001-7373-6065>



2023년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학사)

2023년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사통합과정

[주 관심분야] RF Power Amplifier, Rectifier, MMIC, Wireless Power Transfer System