

# 비대칭 소자와 Out-Phased Current Combining 방식을 사용한 광대역 Doherty 전력증폭기

## Broadband Doherty Power Amplifier Using Out-Phased Current Combining Method and Asymmetric Cells

송재성 · 배순철 · 빈수현 · 양영구

Jaeseong Song · Sooncheol Bae · Soohyeon Bin · Youngoo Yang

### 요 약

본 논문에서는 OCC(out-phased current combining) 방식과 비대칭 구조의 셀을 사용하여 DPA(Doherty power amplifier)의 OBO(output power back-off)를 8 dB로 확장하고 광대역 특성을 갖는 DPA의 구조를 제시한다. 제안된 DPA의 정합 조건을 정의하기 위해 전송선로를 이용해 OMN(output matching network)이 분석되었다. 광대역 DPA 설계를 위해 추가적인 방법을 사용한 기존 논문들과 달리 전송선로 기반 OMN이 기생성분이 포함된 집중 수동 소자 기반 OMN으로 변환될 때 나올 수 있는 여러 구조 중 대역적으로 우수한 OMN 구조를 채택하였다. 제작된 DPA는 3.0~4.2 GHz 대역에서 CW 신호를 이용하여 측정된 결과, 최대 출력 전력 42.0~43.4 dBm에서 55.1~65.9 %의 DE(drain efficiency)를 얻었고 8 dB OBO 영역에서 전력이득 6.6~10.8 dB, 43.1~53.7 %의 DE를 얻었다. 또한 100 MHz의 대역폭과 7.8 dB의 PAPR(peak-to-average power ratio)를 갖는 5G NR 신호로 측정된 결과 평균전력 34.0~35.4 dBm에서 45~55 %의 DE와 -34.3~-23.2 dBc의 ACLR(adjacent channel leakage power ratio)을 얻었다.

### Abstract

In this paper, we propose a broadband structure for a Doherty power amplifier (DPA) with an extended output power backoff (OBO) of 8 dB by using an out-phased current combining (OCC) method and an asymmetric architecture. To determine the matching conditions of the proposed DPA, the output matching network (OMN) is analyzed using transmission lines. Previous studies have employed additional circuits for broadband DPA design; in contrast, this paper presents the use of a compact but optimal OMN structure that provides a broad bandwidth. This structure is selected following the conversion of the transmission line-based OMN into lumped element-based OMN, incorporating the parasitic components of the transistor. The fabricated DPA with the proposed broadband OMN exhibits a drain efficiency (DE) of 55.1~65.9 % at the output power of 42.0~43.4 dBm across the 3.0~4.2 GHz band. For the OBO of 8 dB, power gain of 6.6~10.8 dB and DE of 43.1~53.7 % are achieved by using a continuous wave (CW) signal. Additionally, by using a 5G New Radio (NR) signal (100 MHz bandwidth and 7.8 dB PAPR), the amplifier archives a DE of 45~55 % at 34.0~35.4 dBm output power, with an adjacent channel leakage power ratio (ACLR) ranging from -34.3 to -23.2 dBc.

Key words: Doherty Power Amplifier, Out-Phased Current Combining, Asymmetric DPA, 5G NR, Broadband DPA

「본 연구는 삼성전자의 지원을 받아 수행된 결과임.」

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

· Manuscript received September 10, 2024 ; Revised September 24, 2024 ; Accepted October 1, 2024. (ID No. 20240910-095)

· Corresponding Author: Youngoo Yang (e-mail: yang09@gmail.com)

## I. 서 론

DPA는 간단한 구조와 확장된 OBO 구간에서 고효율을 유지하여 현대 기지국 시스템에서 가장 널리 사용되고 있다. 하지만 5G 기지국 송신 시스템에 사용되는 5G NR 신호의 높은 PAPR로 인해 전통적인 DPA가 갖는 6 dB OBO를 확장시키려는 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[1]~[13]</sup>. 기존에는 DPA의 OBO를 확장하기 위해서 carrier 증폭기보다 peaking 증폭기가 더 높은 전력을 출력할 수 있게끔 multi-way<sup>[1]</sup>, multi-stage<sup>[2]</sup>, asymmetric<sup>[3]</sup> 구조의 DPA가 제안되었다. 이 중 asymmetric DPA는 carrier 증폭기보다 peaking 증폭기에 더 큰 cell을 사용하여 OBO를 확장할 수 있을 뿐만 아니라, Class-C의 낮은 피크 기본파 전류로 인해 기존 symmetric DPA에서 발생하는 load modulation 저하 현상을 보상할 수 있다. 하지만 구조적 특성상 큰 OBO를 갖기 위해서는 peaking 증폭기로 인가되는 전력을 상대적으로 크게 해야 하므로 비용의 증가와 이득의 감소 측면에서 한계점을 갖는다.

반면 advanced DPA라 불리는 VS(virtual stub), OCC(out-phased current combining) 또는 CCL(complex combining load) 방식의 DPA들은 OMN의 임피던스 매칭에 complex load impedance를 사용하여 큰 load modulation을 얻음으로써 OBO를 확장하기 때문에 asymmetric DPA의 한계점을 극복할 수 있다<sup>[4]~[6]</sup>. 하지만 symmetric 구조를 사용한 advanced DPA들은 Class-C peaking 증폭기의 상대적 출력 저하 때문에 load modulation이 위축되는 현상을 겪기 때문에<sup>[4]~[7]</sup>, 최근에는 asymmetric DPA와 advanced DPA를 모두 사용한 연구들이 진행되었다<sup>[8],[9]</sup>.

DPA의 OBO를 확장시키는 연구와 동시에 대역을 개선시키기 위한 다양한 방법이 제시되었다<sup>[10],[11]</sup>. 참고문헌 [10]는 기존 carrier 증폭기에 들어가는  $\lambda/4$ 의 임피던스 인버터로 인해 주파수에 따른 임피던스 분산이 발생하는데 이를 보상하기 위해서 PMN(post matching network)에 dual frequency 매칭 회로를 사용하였다. 참고문헌 [11]에서는 input path에 group delay filter를 넣어 DPA의 결합 노드에서 주파수에 따라 결합되는 전류의 위상 차이를 넓은 주파수 대역에서 정합하였다. 그러나 이러한 연구들을 통한 결과를 보면 대역 개선의 한계가 명확히 노출되었으며

설계 복잡도도 증가하였다.

본 논문에서는 asymmetric 구조와 OCC 기술을 함께 이용하여 OBO를 확장함과 동시에 광대역 동작이 가능한 DPA 구조를 제안한다. 기존 연구 참고문헌 [6]에서는 OCC 기술을 이용해 OBO를 확장할 수는 있었지만 carrier와 peaking 증폭기에 같은 크기의 트랜지스터를 사용해서 앞서 언급된 symmetric DPA가 겪는 문제를 해결할 수 없다. 따라서 이를 해결하기 위해서 제안된 DPA는 asymmetric 구조가 적용되었다.

또한 협대역을 갖는 기존 연구들과 달리 본 논문에서는 광대역 DPA OMN 구조를 사용하여 대역을 확장하였다. 광대역 DPA OMN 설계를 위해 우선 DPA 동작이 가능한 정합 조건을 분석하기 위해 전송선로가 사용되었다. 하지만 이 과정에서 분석된 전송선로의 전기적 길이는 대역 특성이 좋지 못한 너무 긴 양의 값을 갖거나 실제로 구현할 수 없는 음의 값을 갖게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 분석된 전송선로 기반 OMN을 집중 수동 소자로 변환 후 기생성분과 병합을 진행하였다. 그 결과, DPA의 OMN 역할이 가능하면서 간단한 구조를 갖는 여러 구조들이 나오게 되는데 본 논문에서는 이러한 과정에 대해 설명하고 각 구조의 대역특성을 비교하여 광대역 DPA 동작이 가능한 OMN 구조를 제안한다.

## II. 제안하는 Doherty 전력증폭기

### 2-1 전송선로 기반의 비대칭 OCC DPA의 OMN

그림 1은 전송선로로 분석된 비대칭 OCC DPA OMN의 diagram이다. DPA 동작영역에 따라 보여지는 임피던스를 분리하여 나타내고 있다. 간편한 분석을 위해서 carrier, peaking 증폭기는 기생성분이 없는 이상적인 전류원으로 가정하였다. 각 증폭기의 intrinsic plane의 임피던스는 각각  $Z_C, Z_P$ 로 표현하였고 이 값은 각 증폭기의 최적 임피던스와 동일하다. 그리고 OMN을 지나 보여지는 임피던스는  $Z'_C, Z'_P$ 로 표현하였다. 두 증폭기의 전류원에서 나오는 출력 전류의 크기와 위상을  $I_C \angle \theta_C, I_P \angle \theta_P$ 로, OMN을 지나 결합되는 전류의 크기와 위상을 각각  $I'_C \angle \theta'_C, I'_P \angle \theta'_P$ 로 정의하였다.  $R_L$ 은 결합 노드의 resistance이다.

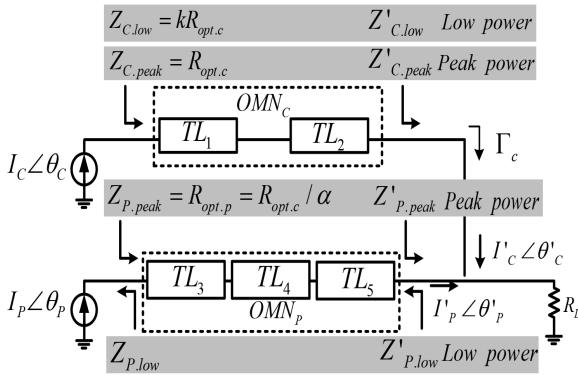


그림 1. 전송선로를 이용한 비대칭 OCC DPA의 OMN  
Fig. 1. OMN of an asymmetric OCC DPA using transmission lines.

DPA의 OBO는 식 (1)과 같이 정해진다.

$$OBO = 10 \log [k(1 + a)]. \quad (1)$$

$a$ 는 peaking과 carrier 증폭기의 결합 전류비( $I'_p/I'_c$ )이고  $k$ 는 낮은 전력에서부터 높은 전력까지 carrier 증폭기의 임피던스 변환비이다. 전통적인 symmetric DPA에서는  $a$ 는 1,  $k$ 는 2로 설정되어 6 dB의 OBO를 갖게 되지만 symmetric DPA 구조가 겪는 문제점으로 인해 실질적으로  $a$ 는 1보다 작은 값이 되어 OBO는 6 dB보다 작아진다.

DPA의 OBO 측면에서 가장 핵심적인 parameter인  $k$ 는 식 (2) 및 식 (3)과 유도된  $\Gamma_c$ 에 의해 정의될 수 있다.

$$\Gamma_c = \frac{Z'_{C,low} - Z'_{C,peak}}{Z'_{C,low} + Z'_{C,peak}}, \quad (2)$$

$$k = \frac{1 + \Gamma_c}{1 - \Gamma_c} \quad (3)$$

$\Gamma_c$ 는  $Z'_{C,peak}$ 와  $Z'_{C,low}$ 를 통해 계산될 수 있고 이를 이용해 DPA의 부하 변조 parameter인  $k$ 를 정의할 수 있다. 결합 노드에서 발생된  $k$ 는 carrier 증폭기의 intrinsic plane에서도 동일하게 발생되어 DPA의 부하 변조가 이루어진다. Asymmetric DPA에서는 peaking 증폭기의 출력 전류를 높여  $a$ 를 증가시킴으로써  $k$ 가  $a+1$ 이 되게하여 OBO를 확장시킨다<sup>[4]~[6]</sup>.

OCC DPA는 기존 DPA와 달리 carrier와 peaking 증폭기

의 전류가 결합 될 때 위상차( $\theta_\Delta$ )가 존재한다.  $\theta_\Delta$ 와 두 증폭기의 OMN에서 결합 노드를 바라본 임피던스  $Z'_{C,peak}$ 와  $Z'_{P,peak}$ 는 식 (4)~식 (6)과 같이 정의된다.

$$\theta_\Delta = \theta'_p - \theta'_c \quad (4)$$

$$\begin{aligned} Z'_{C,peak} &= R_L(1 + \alpha \angle \theta_\Delta) \\ &= R_L[1 + \alpha(\cos \theta_\Delta + j \sin \theta_\Delta)], \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} Z'_{P,peak} &= R_L(1 + \frac{1}{\alpha} \angle -\theta_\Delta) \\ &= R_L[1 + \frac{1}{\alpha}(\cos \theta_\Delta - j \sin \theta_\Delta)], \end{aligned} \quad (6)$$

Symmetric 또는 asymmetric DPA에서  $Z'_{C,peak}$ 와  $Z'_{P,peak}$ 는  $\theta_\Delta$ 가  $0^\circ$ 이므로 허수값이 발생되지 않으나 OCC DPA에서는  $\theta_\Delta$ 의 존재로 인해  $Z'_{C,peak}$ 와  $Z'_{P,peak}$ 의 허수값이 발생된다. 이 때 발생된  $Z'_{C,peak}$ 의 허수값은 식 (3)에 의해  $k$ 를 증가시키므로 OBO는 확장된다. 그림 2은  $a$ 와  $\theta_\Delta$ 에 따른 DPA의 OBO 변화를 보여준다. 본 논문에서는 8 dB의 OBO를 위해 Asymmetric과 OCC 방식을 함께 사용하여 1.2의  $a$ 와  $83^\circ$ 의  $\theta_\Delta$ 가 설정되었다. 설계에 사용된 design parameters는 표 1과 같다.

그림 1에 사용된 각 전송선로의 특성 임피던스와 전기

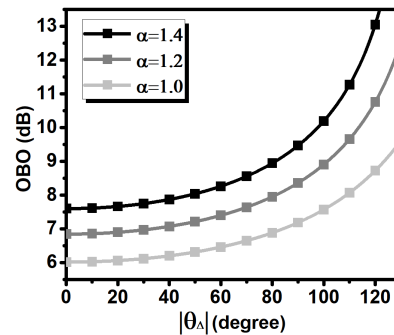


그림 2.  $a$ 와  $\theta_\Delta$ 에 따른 OBO 계산 결과  
Fig. 2. Calculated OBO according to  $a$  and  $\theta_\Delta$ .

표 1. 설계 파라미터

Table 1. Design parameters.

| OBO  | $a$ | $R_L$       | $\theta_\Delta$ | $k$ |
|------|-----|-------------|-----------------|-----|
| 8 dB | 1.2 | 50 $\Omega$ | $83^\circ$      | 2.8 |

적 길이를 정의하기 위해서 기본적인 2-port terminated TL의 수식과 참고문헌 [13]에서 언급된 단일 전송 선로를 이용한 real to complex impedance matching 수식을 사용하였다.

Carrier 증폭기의 OMN(OMN<sub>C</sub>)의 경우, TL1과 TL2로 구성된다. 저전력에서 OMN<sub>C</sub>는  $kR_{opt,c}(Z_{C,low})$ 에서  $R_L$ 로 정합 되어야 하는데 이때 요구되는 TL1의 특성 임피던스와 전기적 길이는 2-port TL 수식을 이용해 정의되었다. 첨두 전력에서는 TL1에 의해 변환된 임피던스를  $Z'_{C,peak}$ 로 정합해야 하므로 TL2만을 이용해서 정합을 진행해야 한다. 이때 TL2의 특성 임피던스는 low power에서의 임피던스 매칭에 영향을 주지 않기 위해  $R_L$ 로 설정되고 전기적 길이는 real to complex impedance matching condition에 의해 수식화 될 수 있다.

Peaking 증폭기 OMN(OMN<sub>P</sub>)의 경우 TL3, TL4, TL5로 구성된다. Peak power에서 OMN<sub>P</sub>는  $R_{opt,p}(Z_{P,peak})$ 를  $Z'_{P,peak}$ 로 정합해야 한다. 따라서 앞서 OMN<sub>C</sub> 구조와 동일하게 TL4, TL5를 두어 정합이 완료된다. 하지만 저전력일 때, DPA는  $Z'_{P,low}$ 가 무한대의 임피던스를 가져야 하기 때문

에  $R_{opt,p}$ 의 특성 임피던스를 갖는 TL3를 두어 첨두전력에서의 임피던스 정합에는 영향을 주지 않고 전기적 길이만을 조절해  $Z'_{P,low}$ 가 무한대의 임피던스를 갖도록 한다. 따라서 표 2와 같이 비대칭 OCC DPA OMN는 design-parameter들의 함수로 표현된 전송선로로 일반화될 수 있다. 등가된 전송선로 중 TL1, TL3와 TL4의 전기적 길이는 오직 한 가지 값으로 고정되지만 TL2와 TL5는 음과 양의 전기적 길이를 동시에 갖는다.

## 2-2 광대역 DPA OMN 구조로의 변환

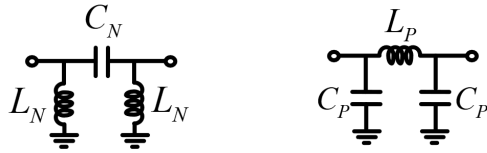
분석된 전송선로 기반 OMN에 트랜지스터 기생성분을 반영하면 실제 DPA 동작이 가능하지만 TL2, TL5에 양의 전기적 길이를 선택할 경우 대역 특성이 좋지 못하고, 음의 전기적 길이를 선택할 경우에는 실제로 구현할 수 없다는 단점이 존재한다. 따라서 이러한 단점을 해결하기 위해 전송선로로 등가된 OMN을 집중 정수 소자 구성으로 바꿔 TL2, TL5의 전기적 길이 부호에 상관없이 OMN 구현이 가능하도록 한다.

그림 3은 TL의 전기적 길이 부호에 따라 등가 가능한

표 2. Design parameters의 함수로 일반화된 전송선로의 특성 임피던스 및 전기적 길이

Table 2. The characteristic impedances and electrical lengths of the transmission lines as functions of the design parameters and required impedances.

|     | Characteristic impedance  | Electrical length  |
|-----|---|--|
| TL1 | $\sqrt{kR_{opt,c}R_L}$  | $\frac{\pi}{2}$  |
| TL2 | $R_L$   | $\tan^{-1}\left(\frac{kR_L - \operatorname{Re}(Z'_{C,peak})}{k\operatorname{Im}(Z'_{C,peak})}\right)$                    |
|     |   | $\pi + \tan^{-1}\left(\frac{kR_L - \operatorname{Re}(Z'_{C,peak})}{k\operatorname{Im}(Z'_{C,peak})}\right)$              |
| TL3 | $R_{opt,c} / \alpha$  | $\arctan\left(\frac{Z_{TL5}}{kR_L \tan(\theta_{TL5})}\right)$  |
| TL4 | $\sqrt{kR_L \frac{R_{opt,c}}{\alpha}}$  | $\frac{\pi}{2}$  |
| TL5 | $\sqrt{\frac{\operatorname{Re}(Z'_{P,peak})kR_L - \frac{kR_L \operatorname{Im}(Z'_{P,peak})^2}{kR_L - \operatorname{Re}(Z'_{P,peak})}}{kR_L - \operatorname{Re}(Z'_{P,peak})}}$ | $\tan^{-1}\left(\frac{Z_{TL5}(kR_L - \operatorname{Re}(Z'_{P,peak}))}{kR_L \operatorname{Im}(Z'_{P,peak})}\right)$       |
|     |   | $\pi - \tan^{-1}\left(\frac{Z_{TL5}(kR_L - \operatorname{Re}(Z'_{P,peak}))}{kR_L \operatorname{Im}(Z'_{P,peak})}\right)$ |



(a) 음의 전기적 길이 (b) 양의 전기적 길이  
(a) Negative electrical length (b) Positive electrical length

그림 3. 전송선로의 전기적 길이 부호에 따른 집중 정수 소자 등가 회로

Fig. 3. The equivalent circuits of a transmission line according to the sign of the electrical length.

pi 구조 집중 정수 소자 모델의 2가지 type을 보여준다.

$$C = \begin{cases} \frac{1}{Z_0 \omega_0} \sqrt{\frac{1 - \cos \theta}{1 + \cos \theta}} & \text{for } C_P \\ -\frac{1}{Z_0 \omega_0 \sin \theta} & \text{for } C_N \end{cases}, \quad (7)$$

$$L = \begin{cases} \frac{Z_0 \sin \theta}{\omega_0} & \text{for } L_P \\ \frac{Z_0}{\omega_0} \sqrt{\frac{1 + \cos \theta}{1 - \cos \theta}} & \text{for } L_N \end{cases}. \quad (8)$$

음의 전기적 길이를 갖는 경우에는 HP(high-pass) 구조의 pi 네트워크로 등가 가능하고, 양의 전기적 길이의 경우에는 LP(low-pass) 구조의 pi 네트워크로 등가가 가능하다. TL의 특성 임피던스가  $Z_0$  전기적 길이가  $\theta$ 일 때, 필요한 inductance와 capacitance는 중심 각 주파수  $\omega_0$ 를 이용하여 식 (7) 및 식 (8)을 통해 구할 수 있다.

앞서 표 2에 정의된 전송선로 기반 asymmetric OCC DPA에서 TL1, TL3, TL4는 양의 전기적 길이를 갖기 때문에 LP로 등가시키면 TL2, TL5의 전기적 길이 부호에 따라 표 3과 같이 4가지 type의 DPA OMN 조합이 얻어진다.

집중 정수 소자 등가회로를 통해 제안된 전송선로 기반 DPA OMN을 SPN(simplified pi-network)으로 변환할 수 있다. 그림 4는 그 과정을 보여주고 있다. 그림 4(a)는 OMN을 구성하는 각 전송선로의 집중 정수 소자 등가회로를 나타낸다. TL2, TL5는 음과 양의 전기적 길이를 동시에 갖기 때문에 HP 또는 LP로 등가 될 수 있다. 그림 4(b)는 type 4 구조를 위해 TL2, TL5에 음의 전기적 길이를 선택하여 HP로 등가 후 회로망을 간단화 하는 과정이

표 3. 제안된 OMN들에 대한 전송선로 형태별 조합

Table 3. The combinations of types of the transmission lines for the OMNs.

| Combination | OMN <sub>C</sub> |     | OMN <sub>P</sub> |     |     |
|-------------|------------------|-----|------------------|-----|-----|
|             | TL1              | TL2 | TL3              | TL4 | TL5 |
| Type 1      | LP               | LP  | LP               | LP  | LP  |
| Type 2      |                  | HP  |                  |     | HP  |
| Type 3      |                  | LP  |                  |     |     |
| Type 4      |                  | HP  |                  |     |     |

다. 이 회로에서 T-network를 Pi-network로 변화함으로써 회로망을 더욱 간단화 할 수 있다. 그림 4(c) 및 그림 4(d)는 회로가 간단해지는 과정을 보여준다. 같은 노드를 공유하는 병렬 소자들을 병합하고 병합된 구조에서 발생하는 T-network를 Pi-network로 변환하였다. 그림 4(e)는 Type 4의 SPN 형태이다. 다른 Type들에 대해서도 위 과정을 반복하면 서로 다른 구조의 SPN이 나오게 된다. 하지만 이 SPN에는 트랜지스터의 기생성분이 반영되어 있지 않았으므로 이를 추가로 반영해주는 과정이 필요하다.

SPN에 각 증폭기의 기생 성분을 포함하기 위해 그림 5처럼 (+) 기생성분과 이를 완벽하게 제거하는 가상의 (-) 기생성분을 추가한 뒤, (-) 기생성분과 SPN을 병합 및 T to Pi 변환하면 최종적으로 기생성분이 포함된 간단한 OMN을 얻을 수 있다.

본 연구에서는 carrier 증폭기에 CGH4006P, peaking 증폭기에 CG2H40010F를 사용하였다. 각 증폭기의 기생 성분은  $C_{out}$ (output capacitance),  $L_{bond}$ (wire bonding),  $C_{pack}$ (package capacitance)로 구성된 Pi 구조로 모델링하였다. 그림 6은 제안된 broadband DPA OMN을 나타낸다. 표 1의 design parameters와 center frequency 3.6 GHz를 대입하여 각 Type에 따라 pi구조에 필요한 리액턴스값과 그것의 ECL(equivalent lumped component)의 값이 표 4에 제시되었다.

OMN type에 따른 대역 특성을 확인하기 위해서  $Z_{\Delta}(\omega)$ ,  $\delta(\omega)$ 을 식 (9) 및 식 (10)과 같이 정의하였다.

$$Z_{\Delta}(\omega) = \frac{Z(\omega_0) - Z(\omega)}{Z(\omega_0) + Z(\omega)}, \quad (9)$$

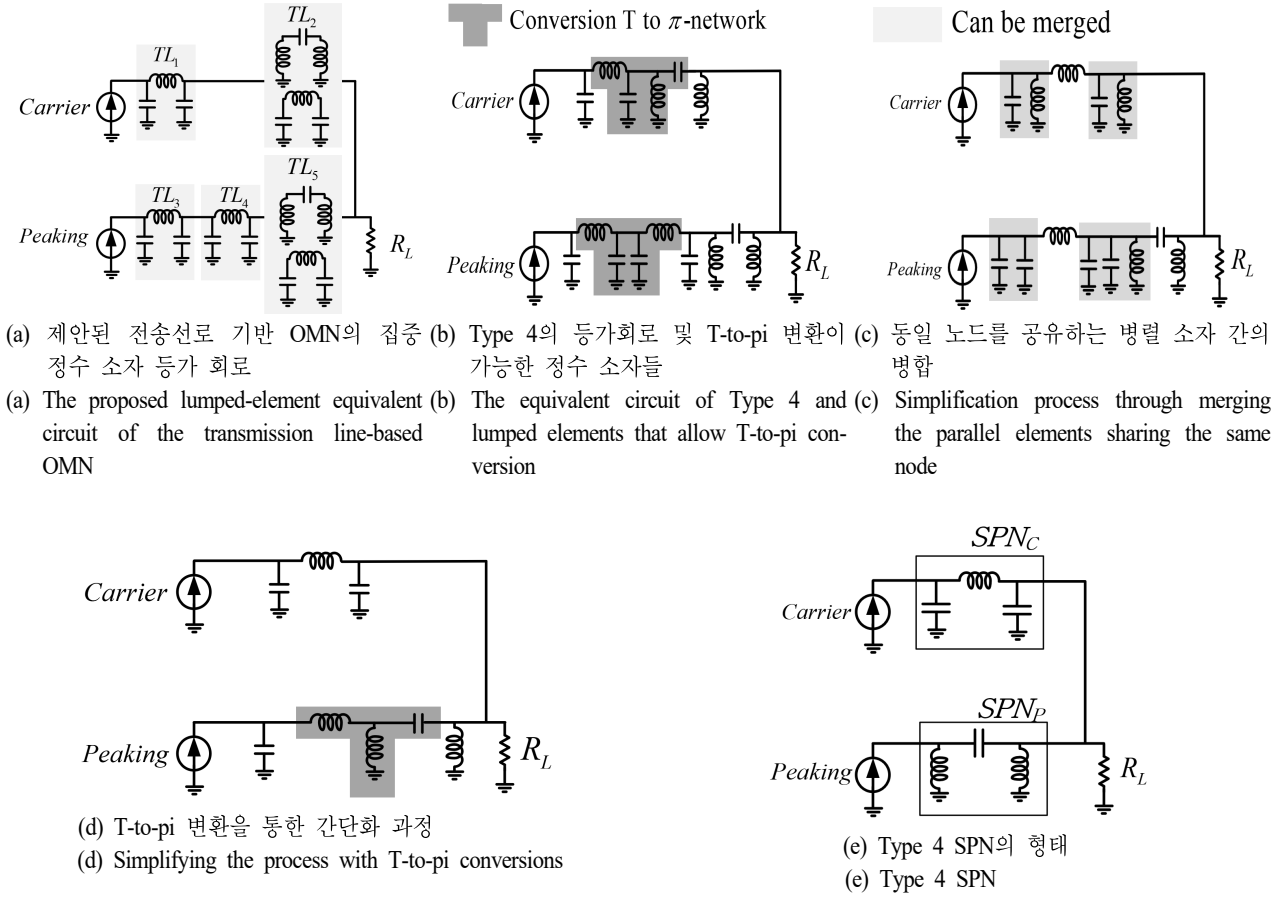


그림 4. 전송선로 기반 OMN을 집중 정수 소자 구성인 SPN으로 변환하는 과정

Fig. 4. The process of converting a transmission line-based OMN into a lumped-element configuration for an SPN.

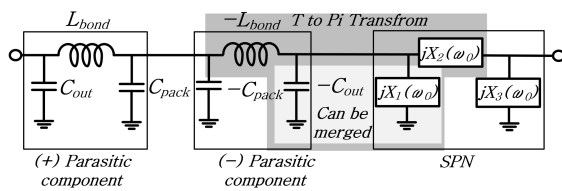


그림 5. 제안된 SPN에 기생성분을 반영해주는 과정

Fig. 5. The process of embedding parasitic elements into the proposed SPN.

$$\delta(\omega) = \frac{1 + Z_A(\omega)}{1 - Z_A(\omega)}, \quad (10)$$

$Z_A(\omega)$ 는 중심 각 주파수  $\omega_0$ 의 임피던스를 기준으로 주파수 변화에 따른 임피던스 변화에 대해 정의되었고,

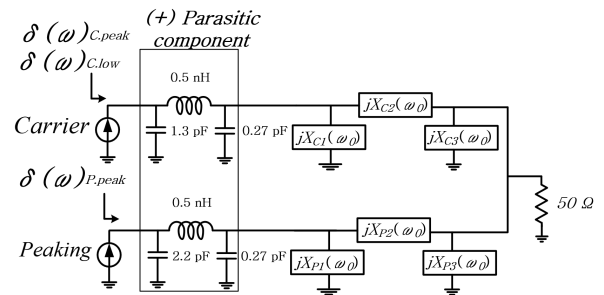


그림 6. 기생성분이 포함된 SPN

Fig. 6. SPN with parasitic components.

이를 이용해  $\delta(\omega)$ 을 확인하였다. 대역 성능이 좋은 DPA를 설계하기 위해선 목표 대역 내에서  $\delta(\omega)$ 이 크게 변하지 않아야 한다. 그림 7은 OMN Type에 따른 목표 대역

표 4. 각 Type에 따라 Pi구조에 필요한 리액턴스값과 집중 정수 소자값

Table 4. Reactances and respective values of the lumped components for each type.

|                 | Type 1            | Type 2            | Type 3            | Type 4            |
|-----------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------------|
| $XC_1$<br>(ECL) | 11.6<br>(0.5 nH)  | 39.6<br>(1.8 nH)  | 11.6<br>(0.5 nH)  | 39.6<br>(1.8 nH)  |
| $XC_2$<br>(ECL) | -36.6<br>(1.2 pF) | 36.8<br>(1.6 nH)  | -36.6<br>(1.2 pF) | 36.8<br>(1.6 nH)  |
| $XC_3$<br>(ECL) | 23.4<br>(1.0 nH)  | -82.2<br>(0.5 pF) | 23.4<br>(1.0 nH)  | -82.2<br>(0.5 pF) |
| $XP_1$<br>(ECL) | -23.3<br>(1.9 pF) |                   | 49.4<br>(2.2 nH)  |                   |
| $XP_2$<br>(ECL) | 31.3<br>(1.4 nH)  |                   | -31.3<br>(1.4 pF) |                   |
| $XP_3$<br>(ECL) | -23.3<br>(1.9 pF) |                   | 47.7<br>(2.1 nH)  |                   |

내에서  $\delta(\omega)$ 를 보여주고 있다. 그림 7(a) 및 그림 7(b)는 각각 carrier 증폭기 low와 peak power에서  $\delta(\omega)$ 이다. 그림 7(a)에서 Type 4를 제외한 다른 구조들은 낮은 주파수에서 급격한  $\delta(\omega)$ 변화를 겪는 것을 알 수 있고 그림 7(b)에서도 Type 4를 제외한 다른 구조들이 높은 주파수와 낮은 주파수에서 모두 급격한  $\delta(\omega)$  변화를 보이는 것을 알 수 있다. 그림 7(c)에서는 Peaking 증폭기의 Peak power에서  $\delta(\omega)$ 를 알 수 있다. 4.2 GHz에서는 Type 1의  $\delta(\omega)$ 이 가장 작지만 3.0 GHz에서 Type 4를 제외하고는 모두 3 이상의  $\delta(\omega)$ 이 확인되었다. 따라서 3.0~4.2 GHz 대역 내에서 대

역적으로 균일한 성능을 유도하기 위해서 Type 4 구조를 선택하는 것이 최선이라고 볼 수 있다.

### 2.3 제안된 구조의 구현과 PMN

집중 정수 소자 기반의 OMN들의 대역 특성을 비교해 대역적으로 우수한 구조인 type 4를 확인하였다. 하지만 type 4의 경우 직렬 인덕터가 사용되어 OMN의 loss 측면에서 단점이 존재한다. 이러한 부분을 해결하기 위해 Type 4에 사용된 집중 정수 소자를 전송선로와 캐패시터를 이용해 대체하였고 component의 Q값으로 인한 loss를 줄이고자 결합 노드에서의 두 병렬 소 ( $X_{C3}, X_{P3}$ )를 병합하였다.

그림 8은 전송선로와 캐패시터를 이용해 구현된 Type 4 구조의 OMN이다. 직렬 인덕터는 50  $\Omega$ 의 특성 임피던스와 44°의 전기적 길이를 갖는 전송선로로 변환되었고, 병렬 인덕터의 경우 50  $\Omega$ 의 특성 임피던스를 갖는 Short stub로 대체되었다.

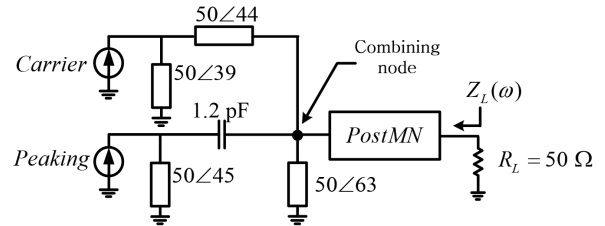
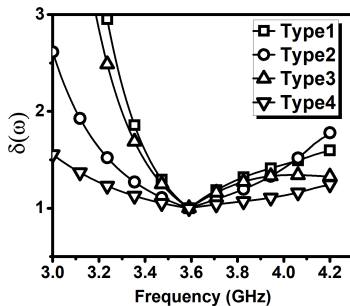
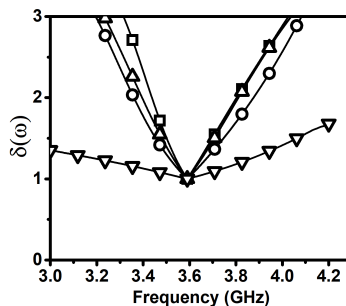


그림 8. 전송선로와 capacitor로 구현된 Type 4 구조

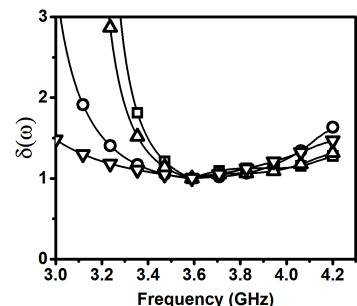
Fig. 8. Type 4 structure with transmission line and capacitor.



(a) Carrier 증폭기, low power  
(a) Carrier amplifier at low power



(b) Carrier 증폭기, peak power  
(b) Carrier amplifier at peak power



(c) Peaking 증폭기, peak power  
(c) Peaking amplifier at peak power

그림 7. OMN 종류에 따른 intrinsic plane에서의  $\delta(\omega)$

Fig. 7.  $\delta(\omega)$  according to the types of OMNs at the intrinsic plane.

DPA에서 PMN은 선택사항이다. 실제로 제안된 DPA 구조는 design parameter 중  $R_L$ 을 50  $\Omega$ 으로 설정하여 PMN이 필요 없는 조건이다. 하지만 광대역 DPA에서는 결합 노드에서의 임피던스가 주파수 마다 달라지므로 이러한 점이 고려된 PMN 설계가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 결합 노드에서의 주파수에 따른 임피던스인  $Z_L(\omega)$ 를 확인 후 이를 50  $\Omega$ 에 정합하는 PMN 설계 방식을 제안한다.

시뮬레이션을 통해  $Z_L(\omega)$ 를 확인한 결과, 표 5와 같이 낮은 주파수에서 50  $\Omega$  근처에 위치하고 주파수가 증가할수록 50  $\Omega$ 에서 크게 벗어나 있는 것을 볼 수 있다. 따라서 낮은 주파수에서는 정합의 영향을 덜 주고, 높은 주파수에서는 영향이 큰 LP(low-pass) 구조의 PMN을 설계하였다.

표 5. 3.0~4.2 GHz에서의  $Z_L(\omega)$  확인 결과  
Table 5.  $Z_L(\omega)$  at 3.0~4.2 GHz.

| Frequency (GHz) | 3.0   | 3.4   | 3.8   | 4.2   |
|-----------------|-------|-------|-------|-------|
| $Z_L(\omega)$   | 47-j8 | 44-j5 | 38-j4 | 30-j1 |

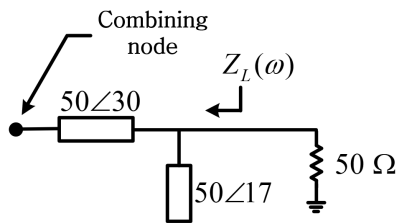


그림 9. 설계된 low pass 구조의 PMN  
Fig. 9. Designed PMN based on a low-pass structure.

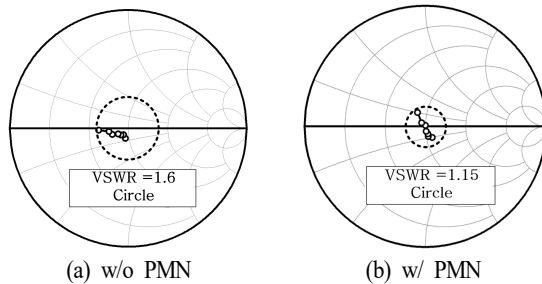


그림 10. 포트 매칭 유무에 따른  $Z_L(\omega)$  확인결과  
(50  $\Omega$  정규화된 smith chart)  
Fig. 10.  $Z_L(\omega)$  on the smith chart (50  $\Omega$  normalization).

그림 9는 설계된 LP 구조의 PMN이다. PMN을 사용하지 않으면 그림 10(a)처럼  $Z_L(\omega)$ 는 고주파수에서 50  $\Omega$ 에서 크게 벗어나 VSWR 1.6 원 내부에 오게 되나, PMN을 사용한다면 그림 10(b)에서처럼 1.15의 VSWR 원을 갖게 되어 대역적으로 유리한 정합 결과를 얻을 수 있다.

### III. 제작 및 측정 결과

제안된 DPA를 검증하기 위해서 그림 11의 회로도와 같이 DPA를 설계하였고, 그림 12와 같이 20 mil의 substrate 두께를 갖는 Rogers사의 RO4350b를 이용해 PCB를 제작하였다. 제작된 PCB는 5.1×6.7 cm<sup>2</sup>의 크기를 갖고 있다. Wilkinson divider를 사용해 입력 전력을 carrier와 peaking 증폭기에 각각 1:1로 분배했다. IMN(Input matching network)은 트랜지스터의 바로 앞단에 width가 매우 크고, length가 작은 전송선로를 두어 낮은 입력 임피던스를 상대적으로 높은 임피던스로 변환 후 short stub과 open stub 사용을 통해 공진회로를 구성하여 50  $\Omega$ 에 매칭

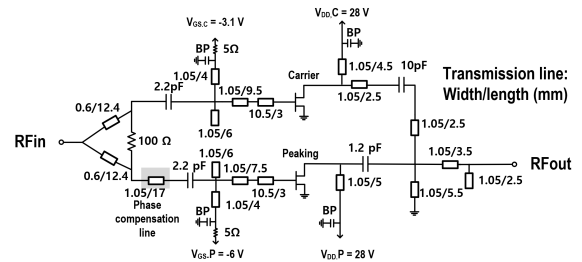


그림 11. 제안된 DPA의 회로도  
Fig. 11. Schematic of the proposed DPA.

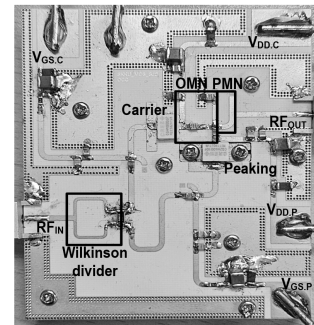


그림 12. 제작된 DPA의 회로 사진  
Fig. 12. Photograph of the fabricated DPA.



되도록 설계되었다. Peaking 증폭기의 IMN에는 위상 보상 라인을 추가하여 peak power에서 두 증폭기가 의도된 위상차로 결합되게 하였다. carrier, peaking 증폭기의 게이트 바이어스( $V_{GS}$ )는 각각  $-3.1$  V와  $-5.5$  V를 사용하였고 드레인 바이어스( $V_{DD}$ )는  $28$  V를 인가하였다.

그림 13는 측정과 시뮬레이션을 통해 얻은  $S$ -parameter를 비교해서 보이고 있다. 측정 결과,  $3.0 \sim 4.2$  GHz에서  $S_{21}$ 은  $9.8 \sim 12.7$  dB,  $S_{11}$ 은  $-10$  dB 미만임을 확인하였다.

그림 14는 제안된 DPA의 출력 전력에 따른 DE와 이득 성능을 보여준다. 그림 14(a)는 1-tone 신호를 사용한 시뮬레이션 결과이다. 그림 14(b)는 CW 신호를 사용해 측정한 결과를 나타낸다. 최대 출력 전력  $42.0 \sim 43.4$  dBm에서  $55.1 \sim 65.9$  %의 DE와, 8 dB의 OBO에서  $6.6 \sim 10.8$  dB의 Gain과  $43.1 \sim 53.7$  % DE를 확인할 수 있다. 그림 14(c)는 7.8 dB의 PAPR과 100 MHz의 대역폭을 갖는 5G NR 신호를 이용해 측정한 결과이다.  $3.05 \sim 4.15$  GHz 대역에서 평균 전력  $34 \sim 35.4$  dBm 일 때,  $45 \sim 55$  % DE와  $6.6 \sim 9.8$  dB의 gain을 얻었다.

그림 15는 5G NR 신호를 사용해 측정한 DPA의 선형성을 보여준다. 그림 15(a)를 통해 출력 전력에 따른 ACLR을 주파수 별로 보여주고 있다. 평균전력에서  $-23.2 \sim -34.3$  dBc의 ACLR을 확인하였다. 그림 15(b)는 평균 전력 35 dBm과 3.65 GHz에서 측정된 스펙트럼(PSD: power spectral density)이다. DPD적용 후, ACLR은  $-50$  dBc 이하로 기존보다 약 17 dB 개선되었다.

표 6을 통해 이전에 보고된 DPA 연구들과 본 연구의

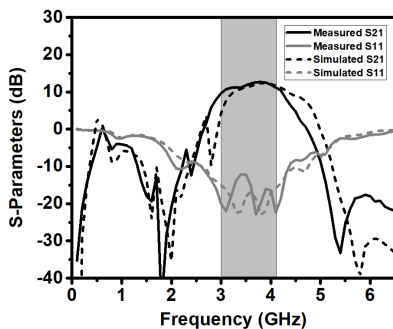
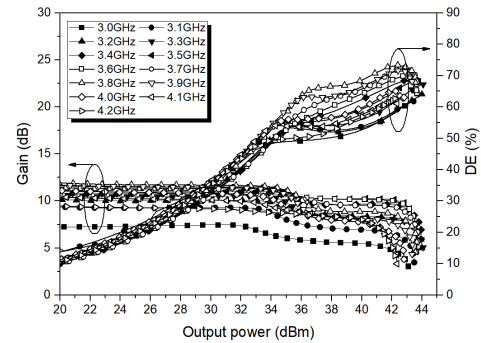
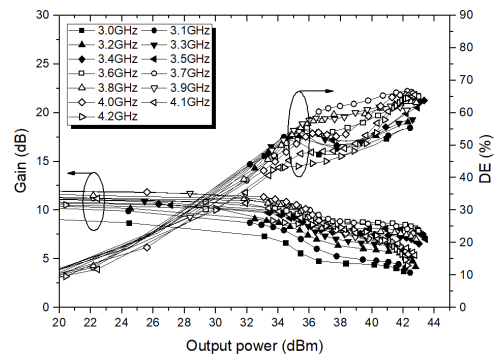


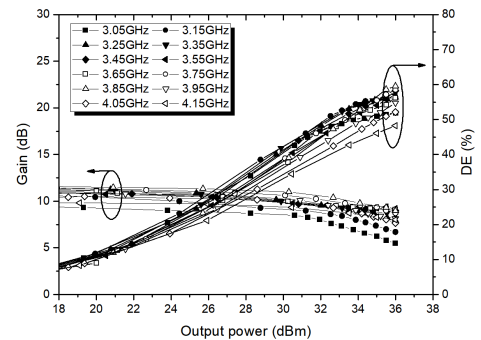
그림 13. 측정과 시뮬레이션  $S$ -parameter 결과 비교  
Fig. 13. Comparison of the measured and simulated  $S$ -parameters.



(a) 1-tone 신호 사용 시뮬레이션 결과  
(a) Simulated result using 1-tone signal



(b) CW signal 신호 사용 측정 결과  
(b) Measurement result using CW signal

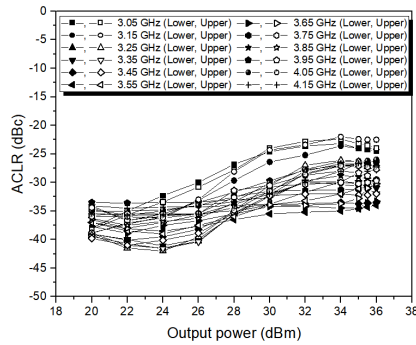


(c) 5G NR signal 신호 사용 측정 결과  
(c) Measurement result using 5G NR signal

그림 14. 출력과위에 따른 DE와 gain 성능

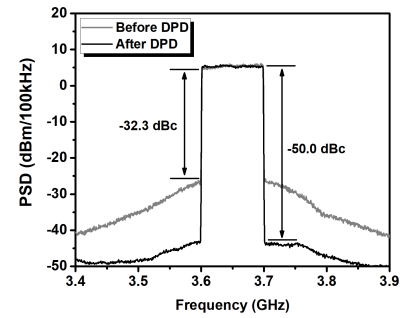
Fig. 14. Performance of DE and gain according to the output power.

성능을 비교하였다. 5G NR 신호를 사용한 연구들과 비교해 본 논문에서는 제안된 DPA는 넓은 FBW(fractional bandwidth)를 갖고 있고, FBW가 가장 높은 참고문헌 [14]



(a) ACLR

(a) ACLR



(b) 중심 주파수 3.65 GHz에서의 DPD 적용 전후 PSD

(b) PSDs before and after DPD linearization at the center frequency of 3.65 GHz

그림 15. 5G NR 신호를 사용해 확인된 DPA 선형성

Fig. 15. ACLR using the 5G NR signal.

와 비교해서는 더 높은 중심 주파수와 확장된 OBO를 갖는다.

#### IV. 결 론

본 연구에서는 asymmetric 구조와 OCC를 적용하여 8 dB의 확장된 OBO와 광대역 OMN 구조를 갖는 DPA를 설계하였다. 제안된 DPA의 정합 조건을 분석하기 위해 전

송선로가 사용되었고 이때 필요한 특성 임피던스와 전기적 길이는 design parameter들의 함수로 일반화 하였다. 광대역 설계를 위해 분석된 TL을 전기적 길이에 따라 집중정수 소자 구성으로 등가하여 병합 및 T-to-pi 변환을 통해 SPN으로 간략화 하는 것을 보였고, 여기에 트랜지스터의 기생성분을 반영하여 최종적인 SPN을 도출하였다.

Intrinsic plane에서 carrier와 peaking 증폭기의  $\delta(\omega)$ 을 정의해 4가지 Type을 갖는 기생성분이 포함된 SPN들의

표 6. 이전에 보고된 DPA 연구들과 성능 비교

Table 6. Performance comparison to the previous works.

| Ref.      | FREQ. (GHz) | Topology            | FBW (%) | P <sub>SAT</sub> (dBm) | DE <sub>AVG</sub> (%) | ACLR (dBc) | OBO (dB) | PAPR (dB) | SIGNAL / BW (MHz) |
|-----------|-------------|---------------------|---------|------------------------|-----------------------|------------|----------|-----------|-------------------|
| [5]       | 2.2         | Symmetric OCC       | -       | 43.6                   | 50.7                  | -50.3      | 9        | 8         | LTE / 20          |
| [7]       | 3.4~3.7     | Symmetric VS+OCC    | 8.4     | 41.2~42.3              | 55.0~61.0             | -42.6      | 8.5      | 7.9       | 5G NR / 100       |
| [8]       | 1.68        | Asymmetric CCL      | -       | 43.5                   | 56.4                  | -48        | 9.5      | 9.6       | LTE / 10          |
| [9]       | 3.3~4.2     | Asymmetric VS       | 24      | 42.4~42.8              | 46.0~57.0             | -49.6      | 7.8      | 7.8       | 5G NR / 100       |
| [10]      | 2.4~3.7     | Symmetric structure | 42.6    | 42.0~44.5              | 49.7~61.4             | -48.9      | 6        | 6.5       | LTE / 20          |
| [12]      | 3.7~4.0     | Symmetric CCL+OCC   | 7.8     | 43.0~44.3              | 41.5~48.4             | -49.0      | 9        | 7.8       | 5G NR / 100       |
| This work | 3.0~4.2     | Asymmetric OCC      | 33      | 42.0~43.4              | 45.0~55.3             | -50        | 8        | 7.8       | 5G NR / 100       |

대역 특성을 분석한 결과, 대역적으로 유리한 구조인 Type 4를 선택하였다. 또한, 완성된 DPA OMN의 결합 노드에서 주파수에 따른 결합 임피던스를 찾은 뒤 이를 50  $\Omega$ 로 매칭하는 PMN을 통해 광대역 DPA를 설계하였다.

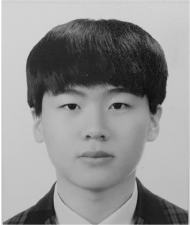
제안된 DPA의 실험적 검증을 위해 100 MHz의 대역폭과 7.8 dB의 PAPR을 갖는 5G NR 신호를 이용해 측정한 결과, 33.3 %의 FBW에 해당하는 3.0~4.2 GHz 대역에서 평균전력 34~35.4 dBm 일 때, 45.0~55.3 %의 높은 DE와 6.6~9.8 dB의 gain,  $-23.2 \sim -34.3$  dBc의 ACLR을 확인하였다. DPD를 적용하면 3.65 GHz에서 ACLR  $-50$  dBc까지 개선할 수 있었다.

## References

- [1] 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.
- [2] I. Kim, J. Moon, S. Jee, and B. Kim, "Optimized design of a highly efficient three-stage Doherty PA using gate adaptation," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 10, pp. 2562-2574, Oct. 2010.
- [3] H. Oh, H. Kang, H. Lee, H. Koo, M. Kim, and W. Lee, et al., "Doherty power amplifier based on the fundamental current ratio for asymmetric cells," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 65, no. 11, pp. 4190-4197, Nov. 2017.
- [4] K. Horiguchi, S. Ishizaka, T. Okano, M. Nakayama, H. Ryoji, and Y. Isota, "Efficiency enhancement of 250 W Doherty power amplifiers using virtual open stub techniques for UHF-band OFDM applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, San Francisco, CA, Jun. 2006, pp. 1356-1359.
- [5] 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.
- [6] X. H. Fang, 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.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] J. Nan, H. Wang, M. Cong, and W. Yang, "A broadband Doherty power amplifier with a new load modulation network," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 58025-58033, Apr. 2021.
- [11] M. Cavarroc, A. Lamy, O. Lembeye, R. McLaren, C. Duvaud, 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.
- [12] 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," *The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science*, vol. 34, no. 11, pp. 791-798, Nov. 2023.
- [13] H. R. Ahn, "Complex impedance transformers consisting of only transmission-line sections," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 7, pp. 2073-2084, Jul. 2012.

송 재 성 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0009-4095-7687>



2023년 2월: 수원대학교 전자공학과 (공학사)

2023년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정

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

빈 수 현 [성균관대학교/석·박사과정]

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



2022년 2월: 성균관대학교 전자전기공학부 (공학사)

2022년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석·박사과정

[주 관심분야] RF/mm-Wave Power Amplifier, Broadband and Efficiency 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 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 박사 후 연구원

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

2005년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 교수

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