

출력 전력 백-오프 기반 비대칭 도허티 전력 증폭기

Output Power Back-Off (OPBO) Based Asymmetric Doherty Power Amplifier

전 상 현* 장 동 희** 김 지 연*** 김 종 현****
(Sang-Hyun Chun) (Dong-Hee Jang) (Ji-Yeon Kim) (Jong-Heon Kim)

요 약

본 논문에서는 입력신호의 Peak to Average Power Ratio (PAR) 에 따라 원하는 출력전력 백-오프 (Output Power Back-Off, OPBO) 구간에서 최적의 효율특성을 가지는 반전 타입의 비대칭 도허티 전력증폭기의 설계 방법을 제안하였다. 원하는 OPBO 구간에서 비대칭 도허티 전력증폭기의 최적 효율특성을 얻기 위해 주 증폭기와 피킹 증폭기의 피크 전력비를 결정하였고 피크 전력비에 따른 90° 임피던스 변환기의 정확한 임피던스 값을 도출 하였다. 또한 비대칭 도허티 전력 증폭기 설계시 최적의 성능을 얻기 위해 오프셋 라인의 길이와 전력 분배비를 계산하였다. 측정결과, 비대칭 도허티 전력 증폭기는 CDMA 2000 1x 3-FA 테스트 신호에 대해서 평균 출력 전력 48.7 dBm에서 40%의 전력 효율과 -35 dBc의 인접 채널전력비를 얻었다.

Abstract

In this paper, we propose an inverted type asymmetric Doherty amplifier with optimized efficiency characteristic in wanted output power back-off (OPBO) range according to peak to average power ratio of input signal. In order to obtain optimized efficiency of the asymmetric Doherty amplifier in wanted OPBO, peak power ratio between main amplifier and peaking amplifier was determined and then impedance of 90 degrees impedance transformer was obtained by peak power ratio. The offset line length and peak dividing ratio of the asymmetric Doherty amplifier were also calculated. From the measurement results, the proposed amplifier has achieved 40 % drain efficiency and -35 dBc adjacent channel leakage ratio at the average output power of 48.7 dBm for CDMA 2000 1x 3-FA test signal.

Key words: Asymmetric, doherty, OPBO, efficiency, linearity, PAR, and DPD

I. 서 론

최근 교통시스템의 패러다임은 도로와 차량등 기존 교통의 구성 요소에 첨단 전자, 정보, 통신 기

술을 적용시켜 교통 시설을 효율적으로 운영하고 통행자에 유용한 정보를 제공하여 안전하고 편리한 통행과 전체 교통 체계의 효율성을 기하도록 하는 지능형 교통시스템(Intelligent Transport System : ITS)으

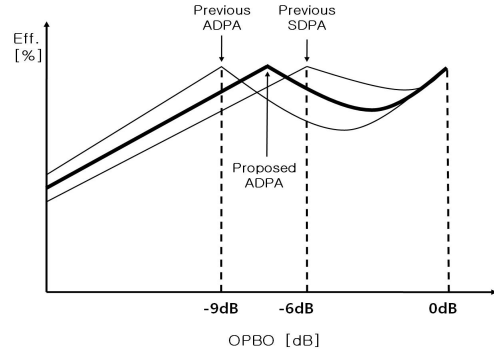
* 주저자 : 광운대학교 전자공학과 박사과정
** 공저자 : (주)피플웍스 책임연구원
*** 공저자 : 광운대학교 전자공학과 연구교수
**** 공저자 및 교신저자 : 광운대학교 전자공학과 교수
† 논문접수일 : 2010년 3월 20일
† 논문심사일 : 2010년 4월 22일
† 게재확정일 : 2010년 4월 26일

로 변화하고 있다. 이러한 변화에 따른 ITS 인프라 구축에 있어서 무선 통신 장비의 비용절감에 대한 문제는 큰 비중을 차지한다.

통신 장비의 설비투자비용과 운용비용의 절감을 위해서 보다 작은 실장면적, 적은 전력소모 그리고 저렴한 가격의 기지국 구조가 요구되는데 최근에는 이를 위해서 여러 개의 디지털/RF 트랜시버(RF transceiver)와 전력 증폭기를 기지국(Base transceiver station)과 분리한 후 안테나와 인접하게 설치함으로써 이들 안테나들이 소형의 기지국 형태처럼 조종을 받아 직접 구동되게 만들고 있다. 이러한 구동 기술은 Remote Radio Head (RRH) 라 불리며 소형 기지국으로 동작한다.

소형 Radio 시스템의 등장은 RF 전력 증폭기에서 큰 변화를 초래하였다. 구조적으로 표준 형태의 기지국을 소형 RRH로 분리시켰고, 전력증폭기의 선형화 개선을 위해서 피드포워드 구조 대신 고효율의 디지털 전치왜곡 구조를 채택하여 비용 절감과 소형화를 달성하였다. 이렇게 개선된 시스템의 신뢰성 확보 및 운용비용 절감을 위해서는 무선 송수신 시스템의 전체적인 전력 소비를 줄여야 하는데, 가장 효과적인 방법은 시스템 내의 전력 증폭기의 효율을 개선하는 것이다. 이러한 요구에 맞춰 기존의 표준 기지국에서는 Class AB 전력 증폭기에 피드포워드 방식을 적용한 구조를 주로 이용하였으나 RRH 기지국에서는 도허티 전력 증폭기에 디지털 전치왜곡 방식을 적용하는 구조로 변화하고 있다.

일반적으로 전력증폭기는 선형성 규격을 만족시키기 위해 신호의 Peak to Average Power Ratio (PAR)에 따라 전력증폭기의 출력 전력 백-오프(Output Power Back-Off : OPBO)를 정의하고, OPBO 에서 전력증폭기가 동작하도록 설계 한다. 그러나 OPBO 에서 동작하는 전력증폭기는 결국 효율 감소의 문제를 가져오게 되며 이러한 문제를 극복하고 전력증폭기의 효율을 증가시키기 위해 기존 Class-AB 구조를 대신하여 6 dB OPBO 에서 높은 효율을 가지는 대칭 도허티 구조의 전력증폭기가 제안되었다[1-3]. 러나 통신의 발전에 따라 입력신호의 PAR이 증가하면서 전력증폭기에서 요구되는 OPBO도 증가하게 되었고,



<그림 1> 다양한 도허티 전력 증폭기의 효율 특성
<Fig. 1> Efficiency characteristics of different Doherty power amplifiers

더 큰 OPBO 지점에서 전력증폭기의 효율을 증가시키기 위한 비대칭 도허티 구조의 전력증폭기가 제안되었다[4].

이렇게 제안된 기존 도허티 구조의 전력증폭기는 주 증폭기와 피킹 증폭기의 피크 전력비에 의해 각각 6 dB와 9 dB OPBO 에서 최대 효율 특성을 가지도록 고정되어 결정 되었다. 그러나 실제 입력신호의 PAR은 보통 6 dB 와 9 dB 사이의 임의의 값을 가지며 이러한 입력신호를 사용하는 기존 도허티 구조의 전력증폭기는 입력s 호의 PAR에 따른 OPBO 에서 <그림 1>과 같이 효율 저하의 문제를 가져온다.

본 논문에서는 CDMA2000 기지국용 RRH 활용을 위해 디지털 전치왜곡기 적용을 위한 74 W 비대칭 도허티 전력증폭기에 관해서 신호의 PAR에 따라 원하는 OPBO 에서 최대의 효율을 얻을 수 있는 비대칭 도허티 전력증폭기의 설계 방법을 제안한다. 또한 제안된 설계방법을 토대로 구현한 비대칭 도허티 전력증폭기를 디지털 전치왜곡 선형화기와 결합하여 원하는 OPBO에서 높은 효율 및 선형 특성을 확인한다.

II. 동작 원리

<그림 2>는 본 논문에서 제안한 비대칭 도허티 전력 증폭기의 구성도이다. 제안된 비대칭 도허티 전

력 증폭기는 크기를 줄이기 위해 *Inverted* 타입을 이용 하였으며[1], 상위 경로는 주 증폭기, 하위 경로는 피킹 증폭기의 2 개의 주요 부분으로 이루어져 있다. 입력 신호는 90°도 하이브리드 커플러와 고정력용 고정형 감쇠기에 의해 2 개의 경로로 나뉘지며 각각의 신호들은 각각 주 증폭기와 피킹 증폭기로 전달 된다. 오프셋 라인을 거친 각각의 신호들은 부하 변조 회로에서 다시 결합된다.

1. 부하 변조

스프리어스 방사 마스크 규격을 만족함과 동시에 최대 효율을 얻기 위해 비대칭 도허티 전력증폭기의 설계하고자 하는 OPBO를 결정한다. 규정된 OPBO에 따라 주 증폭기와 피킹 증폭기 사이의 피크 전력비를 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\gamma = 10^{(OPBO/20)} - 1 \quad (1)$$

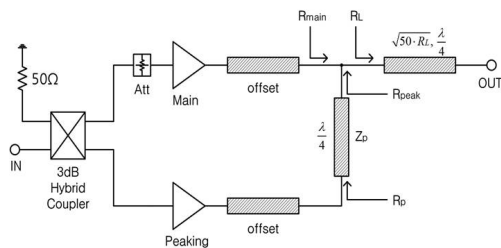
비대칭 도허티 전력증폭기의 최적의 부하 임피던스는 식 (2)와 같다.

$$R_L = Z_m / (\gamma + 1) \quad (2)$$

여기서, Z_m 는 주 증폭기의 특성 임피던스이다.

주 증폭기의 출력 임피던스는 전력 레벨에 따라 달라지는데 낮은 전력 레벨에서의 주 증폭기의 출력 임피던스는 식 (3)과 같이 나타나며

$$R_{main} = R_L \quad (3)$$



<그림 2> 비대칭 도허티 전력 증폭기 구성도
<Fig. 2> Schematic of the asymmetric Doherty power amplifier

피크 전력 레벨에서의 주 증폭기의 출력 임피던스는 식 (4)와 같이 나타난다.

$$R_{main} = (\gamma + 1) Z_m \quad (4)$$

낮은 출력 레벨에서 피킹 증폭기의 부하 임피던스는 식 (5)와 같이 나타나며

$$R_{peak} = \infty \quad (5)$$

합성 저항 관계(resultant resistance relation)를 이용하여, 피크 전력 레벨에서 피킹 증폭기의 출력 임피던스는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{peak} = \frac{\gamma + 1}{\gamma} R_L \quad (6)$$

따라서 피킹 증폭기에 존재하는 90° 임피던스 변환기의 특성 임피던스는 피크 전력 레벨에서 식 (7)과 같이 얻을 수 있다.

$$Z_p = \sqrt{R_{peak} R_{p-max}} = \sqrt{\frac{\gamma + 1}{\gamma} R_L R_{p-max}} \quad (7)$$

여기서 R_{p-max} 는 피킹 증폭기의 최대 부하 임피던스를 나타낸다 ($0 \leq R_p \leq R_{p-max}$).

주 증폭기와 피킹 증폭기의 부하 임피던스는 각각의 오프셋 라인을 통해 단락으로 이동하며 이로 인해 리액턴스 성분이 제거되고 저항 성분만 존재하여 전력 손실 없이 원하는 임피던스 변환을 얻을 수 있다.

2. 오프셋 라인의 길이

제안된 비대칭 도허티 전력 증폭기 구조는 *Inverted* 타입을 사용하고 있기에 오프셋 라인을 거친 후의 부하 임피던스는 단락을 나타내어야 한다. 무손실 선로인 경우, 오프셋 라인에서 바라보는 부하 임피던스는 입력 임피던스 공식을 사용하여 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l} \quad (8)$$

여기서, Z_0 는 특성 임피던스, Z_L 는 오프셋 라인을 적용하기 이전의 부하 임피던스 ($a+jb$), β 는 위상 상수 ($2\pi/\lambda$), l 은 오프셋 라인의 길이이다. 오프셋 라인에서 바라보는 임피던스는 단락이므로 식 (9)와 같이 표현할 수 있다.

$$Z_{\infty} = Z_0 \frac{(a+jb) + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + j(a+jb) \tan \beta l} \ll Z_0 \quad (9)$$

식 (9)을 실수부와 허수부로 구분하여 정리하면 식 (10)과 같다.

$$\frac{a(Z_0 - b \tan \beta l) + a(b + Z_0 \tan \beta l)}{(Z_0 - b \tan \beta l)^2 + a^2} + j \frac{(b + Z_0 \tan \beta l)(Z_0 - b \tan \beta l) - a^2}{(Z_0 - b \tan \beta l)^2 + a^2} \ll 1 \quad (10)$$

Inverted 형태의 비대칭 도허티 전력 증폭기 구조의 오프셋 라인에서 바라보는 부하 임피던스 조건은 단락이므로 실수부는 1 보다 매우 작으며 허수부는 0 이어야 한다. 따라서 식 (10)은 식 (11)과 식 (12)와 같이 정리할 수 있다.

$$x = \frac{a(Z_0 - b \tan \beta l) + a(b + Z_0 \tan \beta l)}{(Z_0 - b \tan \beta l)^2 + a^2} \ll 1 \quad (11)$$

$$y = \frac{(b + Z_0 \tan \beta l)(Z_0 - b \tan \beta l) - a^2}{(Z_0 - b \tan \beta l)^2 + a^2} = 0 \quad (12)$$

식 (12)는 식 (13)과 같이 정리할 수 있으며

$$bZ_0 \tan^2 \beta l + (b^2 - Z_0^2) \tan \beta l + (a^2 - bZ_0) = 0 \quad (13)$$

근의 공식을 적용하여 식 (14)를 얻을 수 있다.

$$\tan \beta l = \frac{-(b^2 - Z_0^2) \pm \sqrt{(b^2 - Z_0^2)^2 - 4bZ_0(a^2 - bZ_0)}}{2bZ_0} \quad (14)$$

Tangent와 Arc-tangent의 관계를 이용하여 오프셋 라인의 길이를 식 (15)와 같이 구할 수 있으며

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{-(b^2 - Z_0^2) \pm \sqrt{(b^2 - Z_0^2)^2 - 4bZ_0(a^2 - bZ_0)}}{2bZ_0} \right) \quad (15)$$

식 (11)과 식 (12)로부터 $x \ll 1$, $y=0$ 조건을 만족하는 오프셋 라인의 길이는 식 (16)과 같다.

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{-(b^2 - Z_0^2) - \sqrt{(b^2 - Z_0^2)^2 - 4bZ_0(a^2 - bZ_0)}}{2bZ_0} \right) \quad (16)$$

식 (16)을 이용하면 주 증폭기나 피킹 증폭기의 부하 임피던스 값으로 부터 쉽게 오프셋 라인의 길이를 구할 수 있다.

3. 전력 분배비

대부분의 전력 증폭기에서 고 전력을 얻기 위해 사용하는 방식은 여러 개의 고 전력 소자를 병렬로 연결하는 것이다. 출력, 효율 등 성능의 열화 없이 최대의 출력 전력을 얻기 위한 전력 결합 조건은 각각의 전력소자가 포함된 경로들의 크기와 위상을 동일하게 하는 것이다. 각 경로마다 동일한 전력소자를 사용하는 Class AB 전력증폭기나 대칭형 도허티 전력 증폭기와 같은 경우, 입력 전력 분배는 3 dB 전력 분배기를 사용함으로써 쉽게 최적화된 성능을 얻을 수 있다. 그러나 비대칭 도허티 전력 증폭기에서 주 증폭기와 피킹 증폭기는 서로 다른 전력소자를 사용하기 때문에 이득과 위상이 서로 다르게 된다. 위상 차이는 위상 지연 선로 및 저용량 셉트 커패시터를 사용하여 보완할 수 있다. 크기는 입력 단에 Uneven Divider를 사용해야 하며 각 경로의 커플링 계수를 정의하여야 한다. 주 증폭기와 피킹 증폭기를 Class-AB 동작 조건에서, 비대칭 도허티 전력증폭기의 입력 단에서 출력 단까지 이득을 계산할 때 주 증폭기 경로의 이득과 피킹 증폭기 경로의 이득이 동일해야 하므로 식 (17)과 같은 조건이 성립한다.

$$D_{main} + G_{main} + C_{main} = D_{peaking} + G_{peaking} + C_{peaking} [dB] \quad (17)$$

여기서, D_{main} 는 주 증폭기에서의 전력 분배 비, G_{main} 는 주 증폭기 이득, C_{main} 는 주 증폭기에서 부하 변조의 결합 비, $D_{peaking}$ 는 피킹 증폭기의 전력

분배 비, $G_{peaking}$ 는 피킹 증폭기의 이득, $C_{peaking}$ 는 피킹 증폭기의 부하 변조의 결합 비이다.

주 증폭기의 전력 분배비는 식 (18)과 같으며

$$\begin{aligned} D_{main} &= C_{peaking} - \frac{G_{main} - G_{peaking}}{2} \\ &= 20\log\sqrt{\frac{1}{\gamma+1}} - \frac{G_{main} - G_{peaking}}{2} \end{aligned} \quad (18)$$

피킹 증폭기의 전력 분배비는 식 (19)와 같다.

$$\begin{aligned} D_{peaking} &= C_{main} + \frac{G_{main} - G_{peaking}}{2} \\ &= 20\log\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} + \frac{G_{main} - G_{peaking}}{2} \end{aligned} \quad (19)$$

$G_{main} = G_{peaking}$ 인 경우, 식 (18)은 식 (20)과 같이 정리할 수 있으며

$$D_{main} = C_{peaking} = 20\log\sqrt{\frac{1}{\gamma+1}} \quad (20)$$

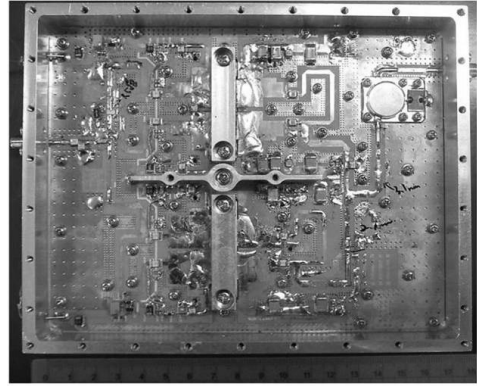
식 (19)는 식 (21)과 같이 정리할 수 있다.

$$D_{peaking} = C_{main} = 20\log\sqrt{\frac{\gamma}{\gamma+1}} \quad (21)$$

III. 실험 결과

본 논문에서는 제안한 설계 방법을 토대로 비대칭 전력 증폭기를 구현하기 위해서 비유전율 3.5, 기판 두께 0.76 mm, 동판 두께 35 μm 인 Taconic社의 RF-35 기판 위에 제작하였다. <그림 3>은 본 논문에서 제안한 14 dB 전력이득을 가지는 비대칭 도허티 전력 증폭기를 제작한 실물 사진이며 크기는 170 X 140 mm이다. 주 증폭기에는 Freescale社의 MRF6P18190H(Class-AB)를 사용하였으며 피킹 증폭기에는 NXP社의 BLF6G20-230PRN (Class-C)를 사용하였다.

본 논문에서 적용한 설계 변수는 다음과 같다. 비대칭 도허티 전력 증폭기의 정격 PEP(Peak Envelope Power)는 56 dBm이고 원하는 출력 전력은 48.7 dBm이다. 따라서 원하는 OPBO는 7.3 dB이다. 식 (1)에



<그림 3> 비대칭 도허티 전력 증폭기 실물도
<Fig. 3> Photograph of the asymmetric Doherty power amplifier

의해 피크 전력비 γ 는 1.3이 되며, Z_m 은 50 Ω 이므로 식 (2)에 의해 R_L 은 21.7 Ω 으로 계산된다. 또한, R_{peak} 는 식 (6)에 의해 38.3 Ω 으로 계산된다. 주 증폭기와 피킹 증폭기 모두 피크 출력 전력에서는 부하 임피던스가 50 Ω 으로 동작하므로 식 (7)에 의해 90° 임피던스 변환기의 특성 임피던스는 최종적으로 43.8 Ω 이 된다.

주 증폭기와 피킹 증폭기의 출력 임피던스를 구한 후 그 임피던스 값을 식 (16)을 적용하여 주 증폭기와 피킹 증폭기의 오프셋 라인의 길이를 각각 0.184 λ (18mm)과 0.163 λ (16mm)를 얻을 수 있었으며 낮은 전력 레벨에서의 R_{peak} 값을 계산할 수 있다.

비대칭 도허티 전력증폭기의 전력 분배비를 얻기 위해 식 (18)과 식 (19)를 이용하여 γ 는 1.3, G_{main} 는 15.5 dB, $G_{peaking}$ 는 15 dB일 때 입력 단의 전력 분배비는 D_{main} 는 -3.86 dB, $D_{peaking}$ 는 -2.22 dB의 값을 얻었으며 이때 전력 분배비의 차이는 1.64 dB이다. 그러나 본 논문에서는 3 dB 하이브리드 커플러를 적용하였기 때문에 주 증폭기 경로에 1.5 dB 대전력 고정형 감쇠기를 부착하여 비균등 분배기를 설계하였다.

구현한 비대칭 도허티 전력 증폭기는 1865 MHz 주파수 대역에서 측정하였고 0.01 % CCDF에서 7.0 dB PAR을 가지는 3FA CDMA2000 1x 테스트 신호

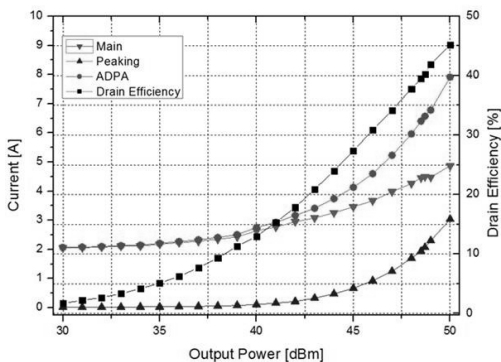
를 입력으로 사용하여 실험적으로 성능을 검증하였다.

1. 효율 성능

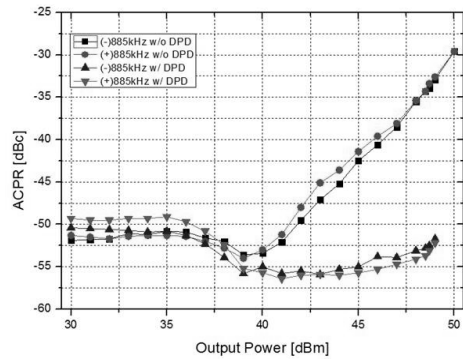
<그림 4>는 비대칭 도허티 전력 증폭기의 드레인 효율과 전류 특성을 보여 주고 있다. 48.7 dBm (74 W) 평균 출력 전력에서, 비대칭 도허티 전력 증폭기는 선형성 규격을 만족하면서 40 % 전력 효율을 얻었다. 피킹 증폭기는 42 dBm 근처에서 동작을 시작하며 그 원인은 7.0 dB의 높은 PAR 및 효율과 선형성의 Trade-off 관계로 인해 발생한다.

2. 선형성

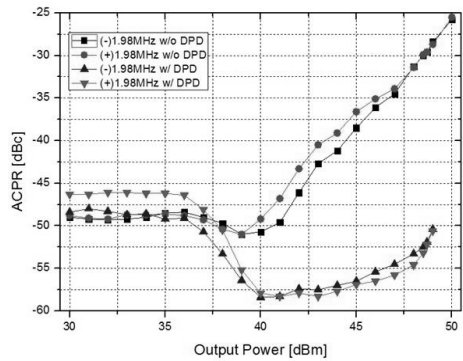
<그림 5>는 10 MHz 대역을 가진 3FA CDMA2000 1x 테스트 신호를 입력신호로 사용한 디지털 전치왜곡 선형화기 적용 전과 후의 ACPR 측정 결과이다. <그림 5(a)>와 <그림 5(b)>는 885 kHz와 1.98 MHz 오프셋 주파수에서 30 dBm부터 49 dBm까지의 출력 전력 범위의 ACPR 측정 결과를 각각 보여주고 있다. 48.7 dBm 평균 출력에서 각각 -35 dBc와 -30 dBc의 ACPR 결과를 얻을 수 있었으며 디지털 전치왜곡 선형화기 적용 후 약 -53 dBc의 ACPR 결과를 얻을 수 있었다. 3GPP2 선형성 규격을 확인하기 위해 <그림 5(c)>는 1 MHz 측정 대역을 가진 2.25 MHz 오프셋에서의 채널 전력을 측정 한 결과이며,



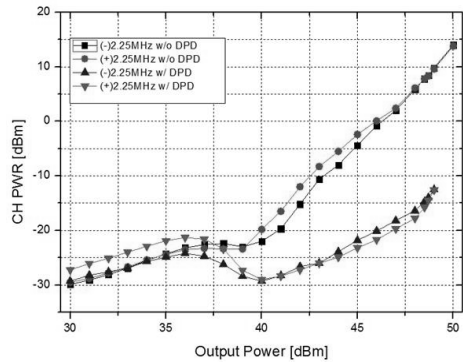
<그림 4> 비대칭 도허티 전력증폭기의 측정 효율
<Fig. 4> Measured efficiency of the asymmetric Doherty power amplifier



(a)



(b)



(c)

<그림 5> 측정된 도허티 전력 증폭기의 선형화 결과:
(a) 885 kHz 오프셋에서의 ACPR; (b) 1.98 MHz 오프셋에서의 ACPR (c) 1 MHz 측정 대역을 가진 2.25 MHz 오프셋에서의 채널 전력
<Fig. 5> Measured linearization results of the Doherty power amplifier: (a) ACPR at 885 kHz offset; (b) ACPR at 1.98 MHz offset; (c) channel power at 2.25 MHz offset with measurement bandwidth of 1 MHz

디지털 전치왜곡 선형화기를 적용한 경우 비대칭 도허티 전력 증폭기는 1 MHz 측정 대역과 2.25 MHz 오프셋 주파수에서 -13 dBm 채널 전력의 선형성 규격을 만족하는 구간은 49 dBm까지 임을 알 수 있다.

<그림 6>은 48.7 dBm 출력 전력에서 디지털 전치왜곡기 선형화기 적용 전과 후의 출력 스펙트럼을 보여 주고 있다. 선형화 이전에는 전력 증폭기의 출력 전력은 48.7 dBm이고 채널 전력은 8.4 dBm이다. 선형화 이후에는 동일한 출력 전력에서 -14 dBm을 보였으며 22.4 dB의 채널 전력 개선을 얻을 수 있었다.

<표 1>은 제안한 구조의 비대칭 도허티 전력증폭기의 성능과 기존에 제안된 도허티 전력 증폭기의 성능을 비교 요약한 것이다. 성능 비교의 신뢰성을 위해 LDMOS 전력소자를 이용한 기존의 도허티 전력증폭기와 성능을 비교하였으며, 제안한 비대칭 도허티 전력증폭기는 40 %의 전력 효율을 38.5 %의

<표 1> 도허티 전력 증폭기의 성능 비교

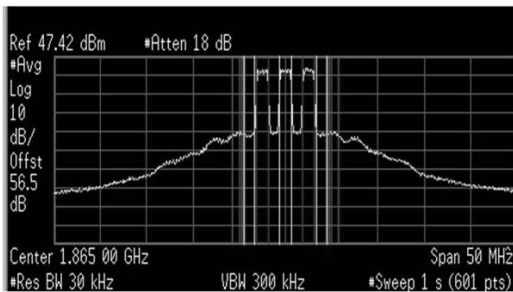
<Table 1> Performance comparison of the characteristics of Doherty power amplifiers

Ref.	OPBO (dB)	Spec.	PAE (%)	Linearity (dBc)
[1]	6	-	32	-35
[2]	10.7	3GPP	26.9	-43
[3]	8.7	3GPP	27.8	-45
[4]	9	3GPP	31.1	-35
This work	7.3	3GPP2	38.5	-35

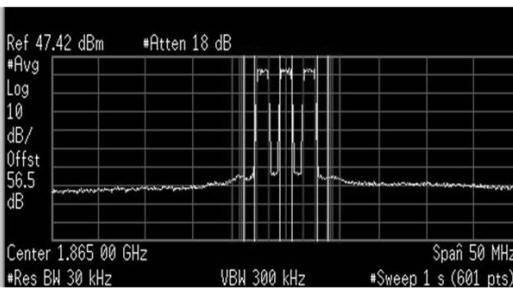
전력부가효율로 변환하여 비교 하였다. 입력신호의 PAR에 따른 OPBO를 고려하여 설계 구현한 비대칭 도허티 전력증폭기의 경우 기존에 제안된 도허티 전력증폭기에 비하여 원하는 OPBO에서 약 6.5 % 이상 개선된 전력부가효율 특성을 얻을 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 6 dB와 9 dB 사이의 OPBO 구간 중 신호의 PAR에 따른 원하는 OPBO에서 최적의 효율을 얻을 수 있는 비대칭 도허티 전력 증폭기 설계 방법을 제안하였다. 비선형성 규격을 만족시키는 규정된 출력 전력 백-오프에 따라 주 증폭기와 피킹 증폭기 사이의 피크 전력비, 피킹 증폭기에 위치한 90° 임피던스 변환기의 특성 임피던스, 입력단 비균등 전력 분배기의 전력 분배비가 정해진다. 제안된 도허티 전력 증폭기를 검증하기 위해서 1865 MHz 중심 주파수에서 7.0 dB PAR을 가지는 3 FA CDMA2000 1x 테스트 신호를 사용하였으며, 실험결과 1860~1870MHz 대역의 3FA CDMA200 1x 테스트 신호를 사용하여 7.3 dB OPBO의 48.7 dBm 출력에서 40%의 전력효율과 ACPR -35 dBc의 선형성을 얻었으며, 디지털 전치왜곡 선형화기 적용후 2.25 MHz 오프셋에서 22 dB ACPR 개선 효과로 인해 -14 dBm의 채널 전력을 얻었다. 이를 통해 원하는 OPBO에서 비대칭 도허티 전력 증폭기의 효율 특성을 극대화시켰으며 디지털 전치왜곡 선형화기와 연



(a)



(b)

<그림 6> 48.7 dBm 출력 전력에서 DPD (a) 전과 (b) 후의 대칭 도허티 전력 증폭기의 ACPR 특성

<Fig. 6> Measured ACPR characteristics of the asymmetric Doherty power amplifier (a) without and (b) with DPD at 48.7 dBm output power

동하여 상당한 비선형 특성을 개선하였다. 제안된 방식을 이용한 비대칭 도허티 전력증폭기는 6 dB 와 9 dB 사이의 출력 전력 백-오프 지점뿐만 아니라 그 이상의 구간에서도 신호의 PAR크기에 따른 출력 전력 백-오프에서 최적화된 효율 성능을 가지는 비대칭 도허티 전력증폭기의 구현이 용이할 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

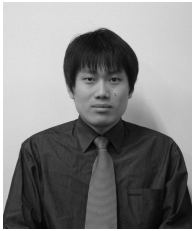
- [1] G. H. Ahn, M. S. Kim, H. C. Park, and Y. G. Yang, "Design of a high-efficiency and high-power inverted Doherty amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, pp. 1105-1111, June 2007.
- [2] K. J. Cho, W. J. Kim, J. H. Kim and S. P. Stapleton, "Linearity optimization of a high power Doherty amplifier based on post-distortion compensation," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 15, pp. 748-750, Nov. 2005.
- [3] Y. S. Lee, M. W. Lee and Y. H. Jeong, "Highly linear power tracking Doherty amplifier for WCDMA repeater applications," *IEEE Microwave and Wireless Components Lett.*, vol. 18, pp. 485-487, Jul. 2008.
- [4] J. Y. Lee, J. Y. Kim, J. H. Kim, K. J. Cho, and S. P. Stapleton, "A high power asymmetric Doherty amplifier with improved linear dynamic range," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, vol. 3, pp. 1348-135, June 2006.

저자소개



전 상 현 (Chun, Sang-Hyun)

2007년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정
2007년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학석사
2005년 2월 : 광운대학교 전자공학부 공학사



장 동 희 (Jang, Dong-Hee)

2004년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정
2004년 2월 ~ 현재 : (주)피플웍스 책임연구원
2004년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정 수료
2002년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학석사
2000년 2월 : 광운대학교 전자공학부 공학사



김 지 연 (Kim, Ji-Yeon)

2008년 9월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 연구교수
2008년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학박사
2004년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 공학석사
2002년 2월 : 광운대학교 전자공학부 공학사



김 중 현 (Kim, Jong-Heon)

2009년 6월 ~ 현재 : 미국 Dali Systems Technical Advisory
1995년 4월 ~ 현재 : 광운대학교 전파공학과 교수
2005년 3월 ~ 2008년 12월 : IT 국제 표준화 전문가
2002년 1월 ~ 2007년 4월 : 캐나다 SFU Research Associate
1994년 8월 : 독일 Dortmund Univ. 전자공학과 공학박사
1990년 6월 : 독일 Ruhr Univ. Bochum 전자공학과 공학석사
1984년 2월 : 광운대학교 전자통신공학과 공학사