

도허티 이론을 이용한 전력증폭기의 효율 향상에 관한 연구

전중성[†] · 예병덕^{*}

A Study on Improving Efficiency of Power Amplifier using Doherty Theory

Joong Sung Jeon*, Byeong Deok Yea**

Abstract : In this paper, Doherty amplifier is designed by the need of improving the linearity and efficiency of wireless network and repeater for WCDMA. It is designed to maintain the high linearity and efficiency at the low efficiency period of the power amplifier after analyzing Doherty technique using the active load-pull in condition of the high efficiency power amplifier implementation according to the variation of input power. CW 1-tone experimental results at the WCDMA frequency 2.11~2.17 GHz shows that Doherty amplifier, which achieves power add efficiency(PAE) 50 % at 6 dB back off the point from maximum output power 52.3 dBm, obtains higher efficiency of 13.3 % than class AB. Finding optimum bias point after adjusted gate voltage, Doherty amplifier shows that IMD₃ improves 4 dB.

Key words : WCDMA, 도허티증폭기, 로드풀, AB급, C급, 무선 네트워크, 전력 부가 효율

1. 서 론

현대의 이동통신 시스템을 비롯한 위성통신 시스템은 고도의 통신 서비스를 실현하기 위하여 각 분야에서 기술들이 연구되어지고 비약적인 발전을 거듭하고 있다. 그 중에서도 이동통신 서비스는 이동 가입자 수와 통화량의 폭발적인 증가에 의하여 기존의 아날로그 방식으로는 다양한 정보량을 수용하는데 한계가 있으므로 CDMA, GSM 같은 디지털 방식을 선택한 통신 서비스가 국내외에서 주류를 이루고 있다. 이러한 통신 방식에서 위상과 진폭을 동시에 변조시키는 복합적인 변조 방식은 신호의 포락선이 일정하게 유지 되지 않는

방식으로서 아날로그 방식에 비해 광대역의 대역폭과 인접 채널과의 간섭비를 최소화 하기 위해 고출력 전력증폭기의 출력 전력의 상당량을 백 오프(Back off) 시켜 사용하거나 선형성이 개선되어진 선형 전력증폭기를 사용하게 된다[1]~[5]. 이러한 방법으로 사용되는 전력증폭기는 높은 발열량으로 인해 소자의 수명과 RF 시스템 성능 저하를 유발하여 냉각 시스템을 추가 유지해야하기 때문에 소형 경량화 하려는 추세에 걸림돌이 되고 있다. 이러한 단점을 개선하고자 여러 가지 효율 증가 방식이 대안으로 제시되고 있는데 그 중에서도 도허티 기술은 포락선 제거 및 재생성(Envelope elimination restoration)이나 포락선 추적(Envelope

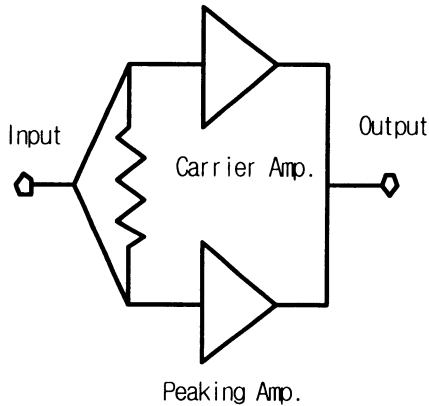
[†] 한국해양대학교 부설 산업기술연구소

^{**} 한국해양대학교 운항시스템공학부

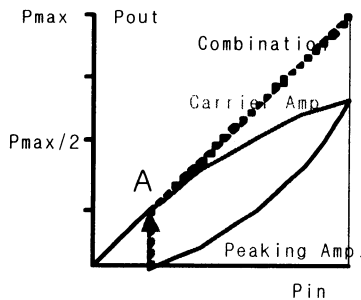
tracking)과 같은 기술에 비해 포락선 검출회로나 피드백 회로와 같은 추가적인 회로가 부가되지 않아 구현이 간단하고 우수한 성능을 갖는다는 장점이 있다.

2. 도허티 증폭기

도허티 이론(Doherty theory)은 고전적인 진공관 증폭기에 사용된 기술이다[6]. 이 이론은 Si, GaAs 등의 Solid Semiconductor 증폭기에서도 많이 사용되었고, 반도체에 맞게 잘 응용되어 구현되고 있으며, 본 논문에서는 MOSFET를 사용하여 도허티증폭기를 구현하였다.



(a) Basic configuration of Doherty amplifier



(b) Carrier and peaking amplifier characteristic of Doherty amplifier

Fig. 1 Basic configuration and characteristic of Doherty amplifier

이 도허티증폭기는 그림 1에서 보이는 바와 같이 캐리어증폭기(Carrier amplifier)와 피킹증폭기(Peaking amplifier)로 구성되어 있다. 기본적인 동작은 입력 전력이 “0”에서 $P_{max}/4$ 까지는 선형적인 출력을 내며, 캐리어증폭기만 동작을 하고 피킹증폭기는 동작하지 않아 DC 전력을 소모하지 않는다. 그리고 입력 전력이 커져 캐리어증폭기의 출력이 선형적으로 증가하지 못하고 증폭 비율이 감소할 때 피킹증폭기가 동작을 시작하여 캐리어증폭기와 피킹증폭기의 출력이 합하여(Combine) 나오게 된다. 이때는 캐리어증폭기와 피킹증폭기가 동시에 DC 전력을 소모하게 된다^{[2], [7]}.

도허티증폭기의 동작을 알아보기 위해서 캐리어증폭기와 피킹증폭기를 전압원으로 간단히 표현하면 그림2와 같이 간단한 등가회로로 나타낼 수 있다.

그림 2에서 캐리어증폭기의 입력측에 삽입되는 $\lambda/4$ 변환기(Quarter wave transformer)는 피킹증폭기에서 흐르는 I_2 가 증가함에 따라 캐리어증폭기에 의해 보여지는 저항성 임피던스(Resistive impedance)를 떨어지게 한다.

회로에 사용되는 최대 선형 전류를 I_{max} 라고 가정하면, 기본적인 소자 진폭(Fundamental component amplitude)이 최대 선형적인 값을 가질 때의 전류값은 $I_{max}/2$ 가 될 것이다.

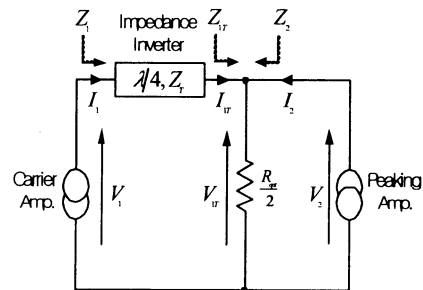


Fig. 2 Schematic for two-device Doherty amplifier

그림 2에서 캐리어증폭기와 피킹증폭기가 둘 다 동작할 때 전류식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$I_1 = \frac{I_{max}}{4}(1 + \xi) \quad (1)$$

$$I_2 = \frac{I_{\max}}{2} \xi \quad (2)$$

여기서 ξ 는 “0”에서 “1”의 값을 갖는다. 피킹증폭기가 동작하지 않을 시점은 “0”이고, 두 증폭기가 최대의 동작 상태는 “1”의 값을 갖게 된다. 위의 그림에서 부하에서의 임피던스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2}{I_{1T}} \right) \quad (3)$$

$$Z_2 = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_{1T}}{I_2} \right) \quad (4)$$

그림 2에서 부하 저항으로의 양쪽에서 보는 유효 임피던스(Effective impedance)에 대한 관계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

B급이라고 가정한다면 최적 부하(R_{opt})는 다음과 같다.

$$R_{opt} = V_{dc} \left(\frac{2}{I_{\max}} \right) \quad (5)$$

$\lambda/4$ 변환기에서의 특성 임피던스 Z_T 를 갖는다면 다음과 같은 관계식으로 표현할 수 있다.

$$V_{1T} I_{1T} = V_1 I_1 \quad (6)$$

$$\left(\frac{V_{1T}}{I_{1T}} \right) \left(\frac{V_1}{I_1} \right) = Z_T^2 \quad (7)$$

I_{1T} 를 Z_{1T} 로 대체하기 위해 식(3)에 대입하면

$$Z_{1T} = \frac{R_{opt}}{2} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right)$$

$$Z_1 = \frac{Z_T^2}{Z_{1T}} = \frac{2Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right)} \quad (8)$$

캐리어증폭기에서 본 RF 출력 전압은

$$V_1 = I_1 Z_1 = \frac{2Z_T^2}{R_{opt} \left(1 + \frac{I_2 Z_T}{V_1} \right)} \quad (9)$$

위의 식에 전압 구동레벨(Drive level) 파라미터의 항 ξ 이 있는 식(1)과 식(2)의 I_1 과 I_2 를 대입하면

$$V_1 = \frac{2Z_T^2 \left(\frac{I_{\max}}{2} \right) (1 + \xi)}{R_{opt} \left[1 + \frac{\xi \left(\frac{I_{\max}}{2} \right) Z_T}{V_1} \right]} \quad (10)$$

$$V_1 = \left(\frac{Z_T}{R_{opt}} \right) \left(\frac{I_{\max}}{2} \right) (Z_T + \xi(Z_T - R_{opt})) \quad (11)$$

여기서 $Z_T = R_{opt}$ 라면 출력 전압은

$$V_1 = R_{opt} \left(\frac{I_{\max}}{2} \right) \quad (12)$$

이고, 식(5)에서의 이상적인 V_{dc} 의 최대 전압이 된다. 식(6)과 식(7)에서 다음과 같은 식을 구할 수 있고

$$V_{1T} = I_1 Z_T \quad (13)$$

Z_T 를 R_{opt} 와 같이 놓을 때, 부하 저항에 걸리는 최종 합성 RF 전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{1T} = I_1 R_{opt} \quad (14)$$

또한 캐리어증폭기와 피킹증폭기가 최대로 동작할 때, 거의 B급으로 동작하게 된다. 이 때의 효율을 $\Pi/4$ 라 가정하고, v_{in} 이 “0”에서 $V_{max}/2$ 사이의 값을 가질 때의 효율은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\eta_{comp} = \frac{2v_{in}}{V_{max}} \left(\frac{\pi}{4} \right), \quad 0 < v_{in} < \frac{V_{max}}{2} \quad (15)$$

6 dB 위의 영역에서 캐리어증폭기와 피킹증폭

기는 둘 다 능동 동작을 하고 식(5)는 합성 RF 출력 전력은 다음과 같다.

$$P_{comp} = \frac{I_1^2 R_{opt}^2}{2} \frac{2}{R_{opt}} = I_1^2 R_{opt} \quad (16)$$

위 식(16)에 식(5)에 대입하면, 합성 전력은 다음과 같이 입력 전압 v_{in} 의 함수로 나타낼 수 있다.

$$P_{comp} = \left(\frac{I_{max}}{2} \right) \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right)^2 V_{dc} \quad (17)$$

B급 동작을 한다고 가정하였을 때, 캐리어증폭기의 DC 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{DCc} = \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right) \left(\frac{I_{max}}{\pi} \right) V_{dc} \quad (18)$$

그리고 피킹증폭기의 DC 전력은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{DCp} = 2 \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} - 0.5 \right) \left(\frac{I_{max}}{\pi} \right) V_{dc} \quad (19)$$

따라서 캐리어증폭기와 피킹증폭기에 사용되는 전체 DC 전력은 다음과 같다.

$$P_{DC} = \left(\frac{I_{max}}{\pi} \right) \left[3 \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right) - 0.5 \right] V_{dc} \quad (20)$$

따라서 도허티증폭기에서 동작하는 전체 효율은 다음과 같다^{[2], [8]~[9]}.

$$\eta = \frac{\pi}{2} \frac{\left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right)^2}{3 \left(\frac{v_{in}}{V_{max}} \right) - 1} \quad (21)$$

위의 효율식에서 나타나는 바와 같이 이상적인 도허티증폭기에서의 효율은 그림 3과 같이 나타나게 된다.

그림 3에서 직선영역은 캐리어증폭기만 동작하

는 구간으로서 최대 전력 P_{max} 의 -6 dB 되는 지점이다. 이 지점에서 마치 B급 전력증폭기의 최대 효율과 유사한 효율 값을 갖게 되는데 이는 로드풀(Load-pull) 현상으로 최대 전력의 -6 dB 지점에서 DC 전력에 대한 RF 출력 전력이 충분히 증폭되도록 부하 임피던스(Load impedance)가 조절되는 현상이다. 그리고 입력이 커지더라도 부하 임피던스가 조절되어 효율은 최대 출력 전력을 낼 때까지 거의 평단한 결과(그림 3의 X 부분)를 갖게 된다.

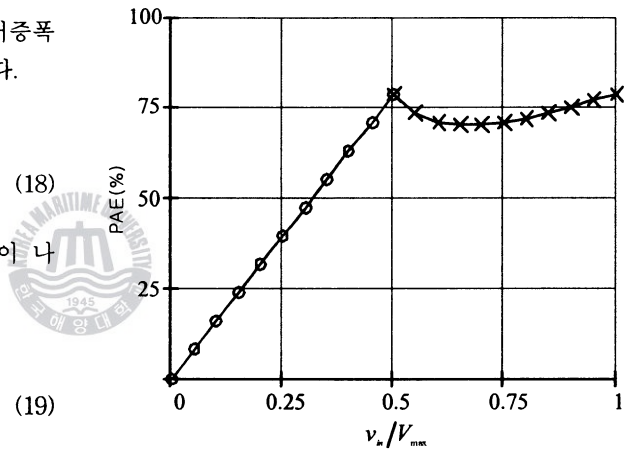


Fig. 3 Efficiency versus power in -6 dB backoff of Doherty amplifier

3. 위상 오프셋 선로

그림 4와 그림 5는 도허티증폭기의 간략한 회로도를 보여준다. 도허티증폭기는 최대 전력을 출력할 수 있는 캐리어증폭기와 피킹증폭기를 포함하며 $\lambda/4$ 변환기와 적당한 마이크로스트립 선로, 그리고 전력분배기와 합성기로 구성된다^[11].

각각의 증폭기는 특성임피던스 R_{oc} 와 R_{op} 에 각각 최대 전력 레벨에서 정합되어 있다. 또한 출력 임피던스 $\lambda/4$ 변환기의 특성임피던스 R_T 는 다음과 같다.

$$R_T = \sqrt{\frac{R_{oc} R_{op}}{R_{oc} + R_{op}}} R_o \quad (22)$$

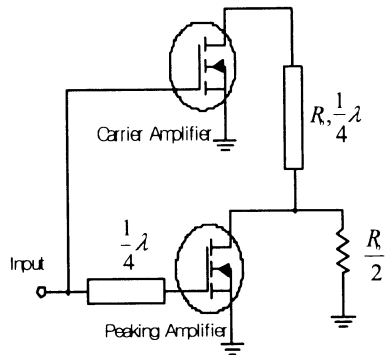


Fig. 4 Configuration of Doherty amplifier

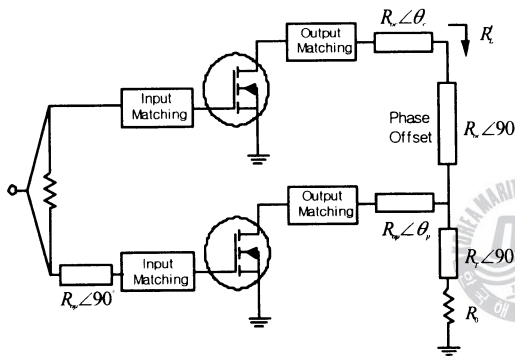


Fig. 5 Configuration of the designed Doherty amplifier

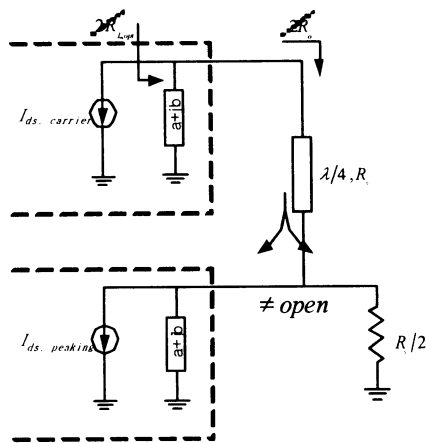


Fig. 6 Output equivalent circuit of Doherty amplifier

그리고 캐리어증폭기의 오프셋 선로(Offset line)에서 바라보는 부하 임피던스는 피킹증폭기의 전류공급에 의해 변조된다. 낮은 출력과위의 경우 피킹증폭기가 완전히 동작을 하지 않는다면 캐리어증폭기의 오프셋 선로에서 바라보는 부하 임피던스는 다음 식과 같이 된다.

$$R'_{L,low} = \frac{R_{oc} R_{op} + R_{oc}^2}{R_{op}} \quad (23)$$

여기서 다시 $R_o=R_{oc}=R_{op}=50 \Omega$ 라고 한다면 캐리어증폭기의 오프셋 선로에서 바라보는 부하 임피던스는 $R'_{L,low}=100 \Omega$ 이 된다. 또한 높은 출력전력의 경우 그 부하 임피던스는 50Ω 이 될 것이다.

하지만 위의 식과 같은 부하변조가 되기 위해서는 낮은 출력전력의 경우에 피킹증폭기가 완전히 동작하지 않아야 하고 출력단과 연결되는 부분이 완벽히 개방된 것과 같이 보여야만 한다. 일반적인 증폭기용 소자들은 큰 병렬 커패시턴스, 피드백 커패시턴스, 패키지로 인한 기생(Parasitic) 성분들을 포함하며 이러한 리액턴스 성분들은 낮은 저항성분을 가지고 높은 리액턴스 성분을 가지는 출력 임피던스를 가지게 한다. 이러한 피킹증폭기의 낮은 복소 출력 임피던스는 부정확한 부하변조를 일으켜 캐리어증폭기로부터 피킹증폭기로의 전력 누설을 생기게 하는 원인이 된다^{[10], [12]}.

그림 6은 일반적인 도허티증폭기의 출력단 등가 회로를 나타내며, 그림 7은 설계된 도허티증폭기의 출력단 등가회로를 나타낸다. 보는 바와 같이 각각의 능동 소자는 병렬중단(Shunt termination)된 $a+jb$ 의 임피던스와 이상적인 전류원으로 표현되었다. 일반적인 부하 회로를 가지는 도허티증폭기에서 그 능동 소자 내부의 병렬(Shunt) 회로는 심각한 문제를 일으킬 수 있다. 먼저 낮은 출력전력일 경우 캐리어증폭기의 출력전력은 피킹증폭기로 누설될 수 있으며 이는 효율의 저하를 발생시키는 요인이 될 수 있다. 다음으로 최대 전력 정합 임피던스는 복소 임피던스가 되며 순수 저항성 부하변조로 전력 전달이 되지 않을 수 있다. 따라서 원하는 부하 변조가 완벽히 수행될 수 없게 된다.

낮은 출력전력에서 $a+jb$ 라는 소자내부의 성분

만약 $R_o=R_{oc}=R_{op}=50 \Omega$ 이면 R_T 는 35.36Ω 이 된다.

때문에 피킹증폭기가 완전히 개방되지 않는다면 캐리어증폭기의 출력단에서 바라보는 부하 임피던스는 $2R_o$ 가 되지 않는다. 이러한 문제들은 그림 7에서 보는 바와 같이 부하 회로에 의해 상당히 줄여질 수 있다.

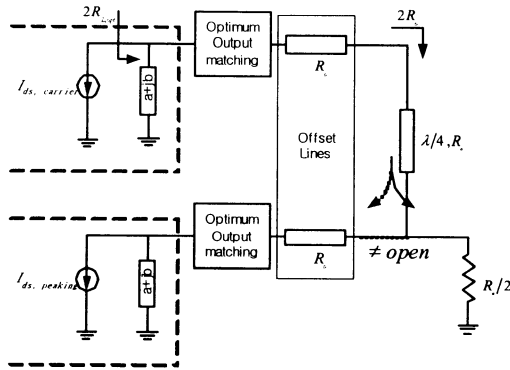


Fig. 7 Output equivalent circuit of the designed Doherty amplifier

높은 출력전력에서의 전력 정합회로와 적당한 길이의 오프셋 선로를 이용하여 각각의 증폭기 출력단이 만나는 곳에서의 출력 임피던스는 피킹증폭기에 대해 거의 개방된 것으로 보여질 수 있다. 사용되는 능동소자의 출력 임피던스는 매우 낮은 저항성 성분과 높은 리액턴스 성분을 가지기 때문에 적당한 길이의 오프셋 선로를 사용하여 높은 저항성 성분을 가지는 임피던스 값으로 VSWR 원을 따라 변환될 수 있다. 따라서 낮은 출력전력에서 피킹증폭기로의 전력 누설은 어느 정도 막을 수가 있으며 캐리어증폭기의 오프셋 선로에서 보여지는 임피던스 $2R_o$ 의 부하 저항으로 적당한 부하 변조가 일어날 수 있다. 오프셋 선로에서 보여지는 임피던스 $2R_o$ 는 적당한 길이의 오프셋 선로에 의해 캐리어증폭기의 전원원에서의 최적 부하 임피던스 $R_{L,opt}$ 의 두 배가 된다.

앞서 설명한 바와 같이 도허티증폭기를 설계하는데 있어 중요한 점은 낮은 전력 레벨에서 피킹증폭기가 개방된 것처럼 보이게 할 뿐만 아니라 캐리어증폭기의 출력단에서 $\lambda/4$ (50 Ω) 선로를 통해 적절한 부하 임피던스 변조가 이루어지도록 하는 것이다. 낮은 전력 레벨에서 부하 임피던스를

크게 함으로써 효율을 항상 시키고 이득의 감소를 적게나마 막을 수 있다. 그 목적으로 위상 오프셋 선로(Phase offset line)가 필요하다.

그림 8은 정합된 소자를 바탕으로 해서 위상 오프셋 선로의 길이 결정을 위한 방법을 그림으로 나타낸 것이다. 시뮬레이션을 통하여 Z_{out} 를 구한 후, 위상 오프셋 선로의 길이를 결정하였다. 50 Ω 선로의 길이(θ)를 이용하여 Z_{out} 를 VSWR 원을 따라서 조금씩 회전시키고 캐리어증폭기와 피킹증폭기의 출력이 합성되는 지점에서 피킹증폭기의 출력 임피던스 Z'_{out} 는 결국 리액턴스 성분이 거의 없는 저항성 성분만 가지게 된다. 계산된 도허티증폭기의 Z'_{out} 은 약 391 Ω 이었다.

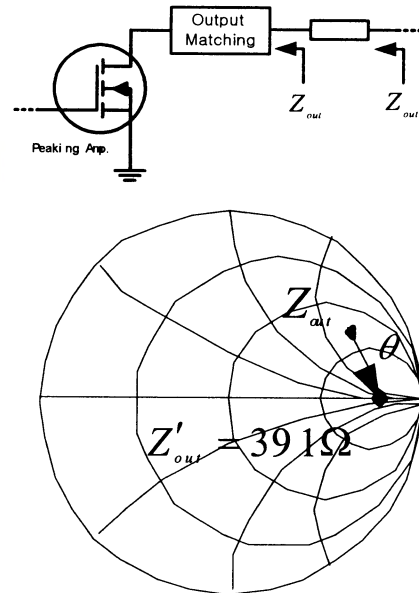


Fig. 8 Load matching techniques to determine the angle of the offset transmission line for the peaking amplifier

4. 설계 및 제작

도허티증폭기의 전체적인 구조는 평형증폭기(Balanced amplifier)의 형태와 같다. 또한 전력증폭기의 구현을 위해 모토롤라(Motorola)사의 170 Watt PEP LDMOSFET (MRF-21180)를 사용하였다.

그림 9는 설계된 도허티증폭기의 회로도를 나타

내었으며, 피킹증폭기의 입력단의 3 dB 커플러 (Coupler)는 캐리어증폭기와 위상차를 보상해 주기 위한 것이고, 최종 출력단의 35.35 Ω 선로는 임피던스 50 Ω을 25 Ω으로 변환시키기 위한 것이다.

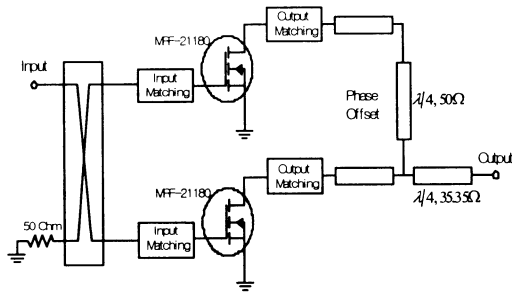


Fig. 9 Schematic diagram of the designed Doherty amplifier

도허티증폭기의 오프셋 선로의 길이 결정 방법을 사용하여 그 길이를 결정하고 그 과정에 해당하는 각각의 출력 임피던스를 시뮬레이션하여 그림 10과 그림 11에 나타내었다.

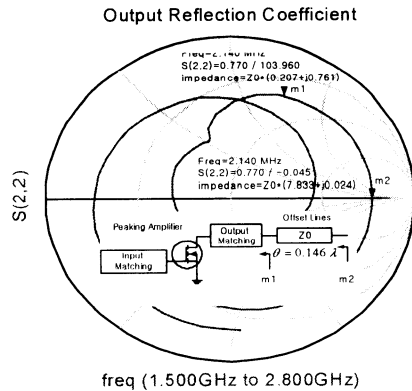


Fig. 10 Output reflection coefficient of peaking amplifier

그림 10과 그림 11은 오프셋 선로의 각 지점에서 계산된 출력 임피던스를 나타내었다. m1은 출력 임피던스 매칭점의 임피던스이고 m2는 θ 가 0.146λ 일 때의 출력 임피던스이다. 출력 임피던스 m2는 리액턴스 성분이 거의 없고 저항 성분만을 갖는다. 따라서 0.146λ 의 길이에 해당하는 오프셋 선로를 추가하였을 때 출력 임피던스 m2는 약 391

Ω으로 거의 저항 성분만을 가지게 되었다. 뿐만 아니라 캐리어증폭기에 피킹증폭기에서와 같은 오프셋 선로를 추가하면 부하 임피던스 변조를 위한 $\lambda/4$ 길이의 50 Ω 선로와 더해져서 캐리어증폭기의 출력 임피던스 m3는 그림 11과 같이 피킹증폭기의 출력 임피던스 m2와 정확히 반대되는 지점에 위치한다.

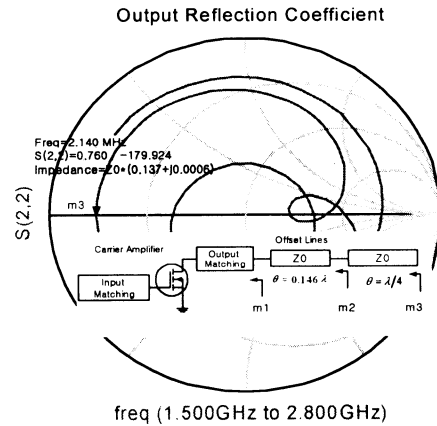


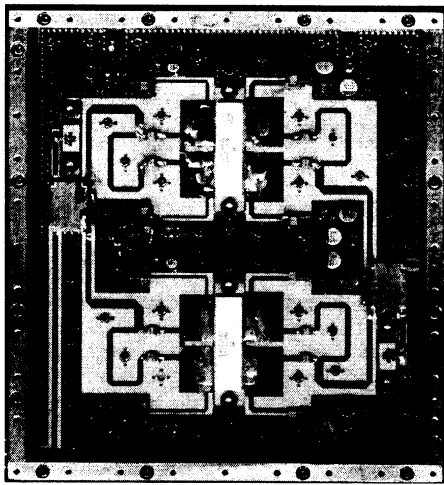
Fig. 11 Output reflection coefficient of carrier amplifier

5. 측정 결과

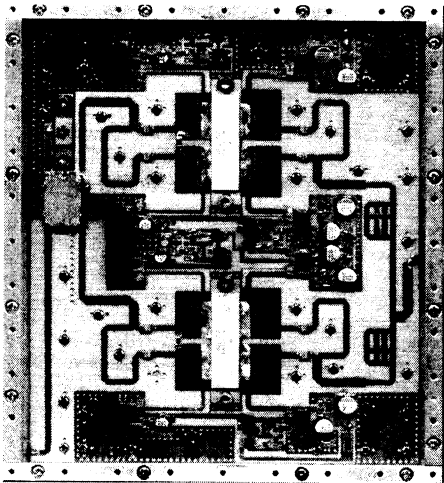
실제 제작한 평형증폭기와 도허티증폭기는 그림 12와 같다. 이 제작된 도허티증폭기의 성능은 2-tone CW(2.14 GHz, Carrier Space 4 MHz) 측정을 하였다. 그림 13에 나타낸 바와 같이 중심주파수 2.14 GHz에서 출력이 10 Watt 일 때 PAE는 7.6 %, IMD₃가 -35 dBc인 구동증폭기와 도허티증폭기를 구동하기 위해 사용되었다.

제작된 도허티증폭기의 성능을 측정하여 AB급 평형증폭기(Balanced amplifier)와 성능을 비교하였다. IMD₃가 -35 dBc 이하일 때의 최대 효율을 가지는 바이어스 점(Bias point)를 찾고 이를 AB급 평형증폭기의 경우와 효율성을 비교하였다.

그림 14와 그림 15는 출력 전력 레벨에 따른 AB급 평형증폭기($V_{gs,c}=3.82$ V)와 도허티증폭기($V_{gs,c}=3.82$ V, $V_{gs,p}=1.52$ V)의 전력 부가 효율(Power Added Efficiency; PAE) 변화 곡선을 시뮬레이션과 측정된 값으로 각각 나타내었다.



(a) Balanced amplifier



(b) Designed Doherty amplifier

Fig. 12 The photograph of the fabricated balanced and Doherty amplifier

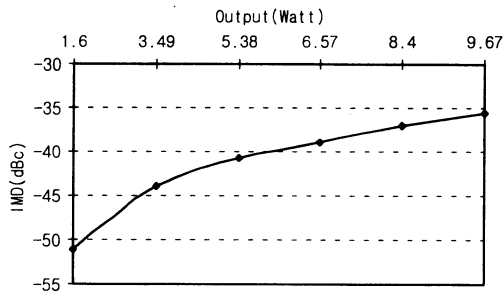


Fig. 13 IMD₃ characteristic of the driver amplifier

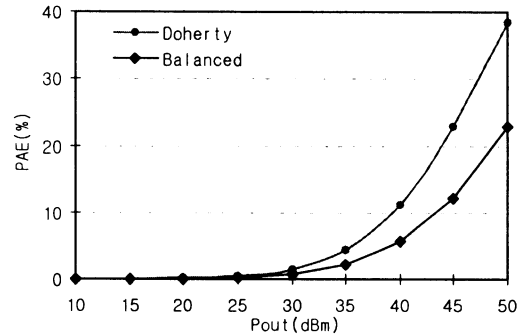


Fig. 14 Comparison the efficiency of Doherty amplifier with that of Balanced amplifier (Simulation)

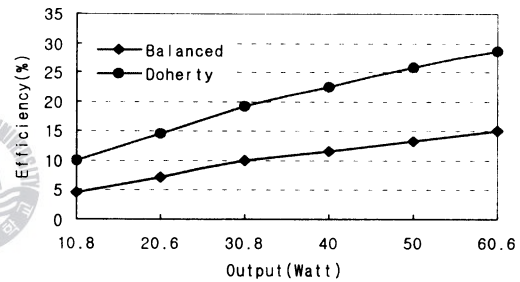


Fig. 15 Comparison the efficiency of Doherty amplifier with that of Balanced amplifier (Measurement result)

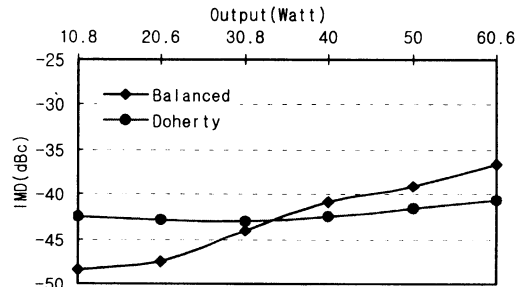


Fig. 16 Comparison the IMD₃ of Doherty amplifier with that of Balanced amplifier (Measurement result)

그림 16은 AB급 평형증폭기와 도허티증폭기의 IMD₃ 성분을 출력 전력 레벨에 따라 나타내었다. 도허티증폭기가 AB급 평형증폭기에 비해 출력이 60 Watt에서 13.3 %의 효율 개선을 보이고 있

으며 낮은 출력 전력 레벨에서도 약 두 배 정도의 효율 개선을 보이고 있다. -37 dBc의 IMD₃를 가지는 게이트 전압(Gate voltage) 범위 중에서 1.52 V 이하의 게이트 전압을 인가할 때 가장 큰 효율 개선을 보였다. 이로써 피킹증폭기의 게이트 바이어스가 1.52 V 이하에서 최고의 효율 개선을 얻을 수 있으며, 또한 제작된 도허티증폭기가 피드포워드 시스템(Feedforward system)과 함께 구현될 때 현재의 선형성 기준을 만족하면서 보다 높은 효율을 가질 수 있는 가능성을 보이고 있다.

6. 결 론

차세대 무선 이동 통신 WCDMA 시스템 및 무선 네트워크 환경에서 사용되는 전력증폭기의 효율을 개선하기 위해 본 논문에서는 여러 가지 효율 개선 방법 중에서 도허티증폭기에 관하여 논의하였다.

제작된 도허티증폭기의 성능을 살펴보면 피킹증폭기의 $V_{gs,p}=1.52$ V 일 때 효율이 평형증폭기에 비해 최대 13.3 % 이상 개선되었으며, 게이트 바이어스 조절을 통하여 선형성 개선의 최적 바이어스 점을 찾은 후 도허티증폭기에서는 4 dB 이상의 IMD₃가 개선됨을 알 수 있었다.

앞으로 도허티 전력증폭기의 비선형성에 적합한 선형화기가 개발되어 적용 된다면 고효율의 높은 선형성을 갖는 도허티 전력증폭기가 실제 적용 될 수 있으리라고 판단된다.

참고문헌

- [1] P. Kenington, High-Linearity RF Amplifier Design, Artech House, 2000.
- [2] Steve C. Cripps, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House, pp. 225-235, 1999.
- [3] Steve C. Cripps, Advanced Techniques in RF Power Design, Artech House, 2002.
- [4] N. Potheary, Feedforward Linear Power Amplifier, Artech House, 1999.
- [5] Joong Sung JEON, Dongil KIM, "A Study on Linearization of Intermodulation Distortion for WCDMA", International Journal of Navigation and Port Research, Vol. 28, No. 2, pp. 149-154, 2004.
- [6] W.H. Doherty, "A New High Efficiency power Amplifier for Modulated Waves", Proceedings of the IRE, Vol. 24, No. 9, pp. 1163-1182, 1936.
- [7] R.J. McMorrow, D.M. Upton and P.R. Maloney, "The Microwave Doherty Amplifier," IEEE 1994 International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, pp. 1653-1656, 1994.
- [8] Masaya Iwamoto, Aracely Williams, Pin-Fan Chen, Andre G. Metzger, Lawrence E. Larson and Peter M. Asbeck, "An Extended Doherty Amplifier With High Efficiency Over a Wide Power Range," IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, Vol. 49, No. 12, Dec. 2001.
- [9] F.H. Raab, "Efficiency of Doherty RF Power Amplifier Systems," IEEE Transactions of Broadcasting, Vol. BC-33, No. 3, September, pp. 77-83, 1987.
- [10] Raab, F. H., Asbeck, P., Cripps, S., Kenington, P. B., Popovic, Z. B., Potheary, N., Sevic, J. F., and Sokal, N. O., "Power amplifiers and transmitters for RF and Microwave," IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol. 50, No. 3 pp. 814-826, 2002.
- [11] C.P. Campbell, "A Fully Integrated Ku-band Doherty Amplifier MMIC," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 9, No. 3, 1999.
- [12] Y. Yang, J. Yi, Y.Y. Woo and B. Kim, "Experimental Investigation on Efficiency and Linearity of a Microwave Doherty Amplifier," IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, May, pp. 1367-1370, 2001.

