

# Composite Right/Left-Handed Transmission Lines 결합기를 이용하여 선형성과 효율을 향상한 outphasing E급 전력 증폭기

## Linearity and Efficiency Improved outphasing Class-E Power Amplifier Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines Combiner

은상기 · 조춘식 · 이재욱 · 김재흥\*

Sang-Ki Eun · Choon Sik Cho · Jae W. Lee · Jaeheung Kim\*

### 요 약

Composite right/left-handed transmission lines(CRLH-TL) 결합기를 이용한 outphasing E급 전력 증폭기를 2.4 GHz 대역에서 동작하도록 설계하였다. CRLH 전송 선로가 포함된 전력 결합기는 2차와 3차 고조파를 억제하여 선형성을 향상시켰다. 또한, 기존의 outphasing 전력 증폭기가 갖고 있던 출력 손실 문제를 해결하여 PAE 측면에서도 이점을 얻었다. 본 연구에서는 14 dBm의 전력이 인가되었을 때 31.8 dBm의 최대 출력 전압을 측정하였으며, 이 때 PAE는 약 50 %로 확인되었다. 선형성 향상을 확인하기 위한 IMD3 측정에서는 일반적인 기존의  $\lambda/4$  전송 선로를 사용하는 outphasing 전력증폭기를 사용하였을 때보다 약 5 dB 정도의 향상을 확인할 수 있었다.

### Abstract

outphasing class-E power amplifier using composite right/left-handed transmission lines(CRLH-TL) is proposed at 2.4 GHz. The power combiner including CRLH-TL is designed to suppress the second and third harmonics to increase linearity and the output problem of the conventional outphasing amplifier is also solved by the proposed outphasing amplifier. So the PAE is improved. The measured maximum output power at the fundamental frequency shows 31.8 dBm, whereas the PAE shows 50 % with 14 dBm input power excited. The IMD3 is improved by 5 dB compared to that of conventional outphasing amplifier.

Key words : CRLH-TL, outphasing Power Amplifier, Class-E Amplifier

### I. 서 론

Linear Amplification with Nonlinear Components(LINC)는 높은 선형성과 효율을 제공해 줄 기술 중에 하나로써 기대되어 왔다. LINC라는 기술은 1974년 Cox가 처음으로 소개하였지만<sup>[1]</sup> 그 이전부터 Chireix에 의해 outphasing 증폭기란 이름으로 연구되어 왔다<sup>[2]</sup>.

outphasing 시스템에서, 크기와 위상을 지닌 입력 신호가 인가되면 이 신호는 크기와 위상이 변조된 2개의 신호로 나뉜다. 각각의 나뉜 두 개의 신호는 서로 다른 채널의 증폭단을 통과하여 이득을 얻고 고조파 성분들을 갖는다. 최종적으로 나뉜 2개의 신호는 수동 소자인 전력 결합기에서 결합한다. 이 때 각 채널의 주 신호와 고조파의 위상을 조절하여 주 신호는 동위상으로 결합시키고, 고조파는  $\pi$

한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부(School of Electronics, Telecommunication and Computer Engineering, Korea Aerospace University)

\*연세대학교 전기전자공학부(School of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

· 논문 번호 : 20080716-089

· 수정완료일자 : 2008년 11월 17일

의 위상차에 근접하게 결합시켜 제거하는 것이 이번 연구의 핵심이다<sup>[2]</sup>.

CRLH 전송 선로는 메타 재질을 응용한 기술로서 위상 응답 특성을 조절해 특정 주파수에서 원하는 위상 지연을 얻을 수 있는 장점이 있다<sup>[3]</sup>.

본 논문에서는, 신호의 결합 시 최대 출력을 얻기 위해 각 채널의 주 신호는 동일 위상으로 결합하게 하면서 2차 고조파와 3차 고조파를 줄이기 위해 CRLH 전송 선로를 사용하였다<sup>[4]</sup>.

### II. Chireix outphasing System

outphasing 시스템에서, 입력된 신호  $S_{in}(t)$ 는 그림 1에서처럼 두 개의 신호  $S_1(t)$ 와  $S_2(t)$ 로 분리된다<sup>[5]</sup>. 입력 신호를 식 (1)과 같이 정의한다면

$$s_{in}(t) = A(t) \cos[\omega t + \phi(t)] \tag{1}$$

나뉜 신호는 식 (2)와 (3)으로 표현할 수 있다.

$$s_1(t) = V_0 \cos[\omega t + \phi(t) + \theta(t)] \tag{2}$$

$$s_2(t) = V_0 \cos[\omega t + \phi(t) - \theta(t)] \tag{3}$$

$$\theta(t) = \arccos\left[\frac{A(t)}{V_0}\right] \tag{4}$$

$V_0$ 는 각각의 나뉜 신호의 최대 크기를 나타낸다.  $S_{out}(t)$ 은  $S_1(t)$ 와  $S_2(t)$ 의 합으로 표현할 수 있으며, 식 (5)와 같다.

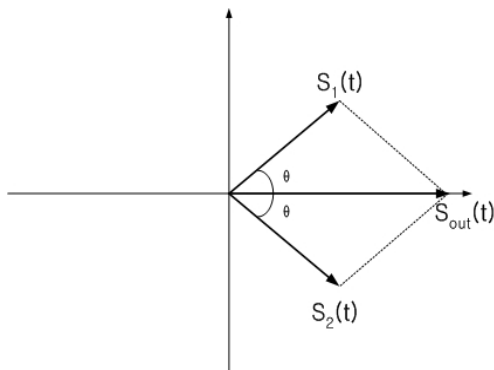


그림 1. outphasing 동작의 벡터 표현  
Fig. 1. Vector representation of the outphasing operation.

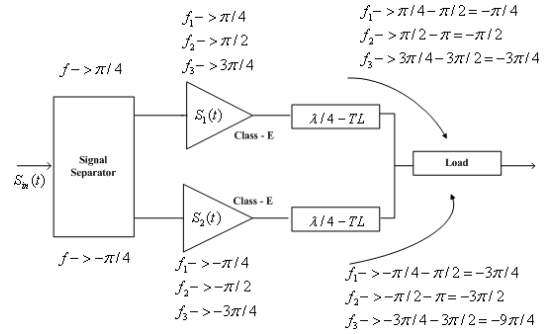


그림 2. 기존의 outphasing 전력 증폭기에서의 위상 변화

Fig. 2. The conventional outphasing power amplifier.

$$S_{out}(t) = 2A(t) \cos[\omega t + \phi(t)] \tag{5}$$

### III. CRLH 전송 선로를 이용한 전력 결합기

그림 1에서  $\theta = \pi/4$ 로 설정하면 신호 분리기로부터  $S_1(t)$ 와  $S_2(t)$ 는 크기는 같고  $\pi/2$ 의 위상차를 가지는 신호로 나뉜다. 전력 증폭기에서 위상의 변화가 일어나지 않는다고 가정한다면 주 신호는 증폭기를 지난 후 2차 고조파에서  $\pi$  그리고 3차 고조파에서  $3\pi/2$ 의 위상차를 가지게 된다. 이 위상차는 그림 2에서 나타낸 것과 같이 증폭단을 지나고  $\lambda/4$  전송 선로를 지날 때까지 유지된다<sup>[5]-[8]</sup>.

그림 2에서는 기존의 LINC 전력 증폭기에서의 위상 변화를 보여준다. 신호 분리기에서 신호 처리를 거쳐 증폭기를 지난  $S_1(t)$ 는 주 주파수에서  $\pi/4$  그리고 증폭단을 거치며 생성된 2차와 3차 고조파에서  $\pi/2$ 와  $3\pi/4$ 의 위상을 갖는다. 같은 원리로  $S_2(t)$ 에서 주 신호와 2차, 3차 고조파는 각각  $-\pi/4$ ,  $-\pi/2$ ,  $-3\pi/4$ 가 된다. 분리된 두 채널의 주 신호 위상차는  $\pi/2$ 이고, 2차 고조파는  $\pi$ 이다. 그리고 3차 고조파는  $3\pi/2$ 가 된다. 그러므로 기존의 outphasing 전력 증폭기에서 주 신호를 포함한 홀수 차 신호는 모두  $\pi/2$ 의 절대치 위상차를 가지고 결합하고 2차, 6차, 10차, ... 고조파들은  $\pi$  위상차를 갖는다. 그러므로 2차, 6차, 10차, ... 고조파는 모두 상쇄되고 홀수 차의 고조파들도 절대치  $\pi/2$ 의 위상차를 갖고 결합하기 때문에 고조파는 전체적으로 줄어들게 된다. 그러므로 선형성 부분에서는 이득을 얻는다. 그러나 주 신

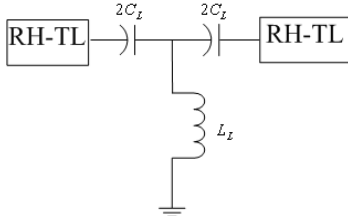


그림 3. 집중 소자를 이용한 단일 CRLH 전송 선로  $N=1$ .

Fig. 3. The lumped elements model for the CRLH-TL when  $N=1$ .

호 또한  $\pi/2$ 의 위상차를 가지게 되어 출력이 작아지는 문제를 갖는다. 즉, 나뉜 신호가 크기가 A라면 다시 합쳐져 2A가 되는 것이 아니라  $\pi/2$ 의 위상차이 때문에  $\sqrt{2}A$ 가 되어 출력에서 약 1 dB의 손실을 갖게 된다. 그러므로 본 연구에서는 기존의 고조파가 줄어들어 선형성이 향상되는 outphasing의 특성을 유지하면서 주 신호의 위상차가 0이 되게 하여 손실되었던 1 dB 출력을 살리고 효율을 향상시키는 것을 목표로 하였다. 그림 3은 CRLH 전송 선로의 기본 단을 보여준다. CRLH 전송 선로는 기존의 outphasing 전력 증폭기에서 사용하던  $\lambda/4$  전송 선로를 대체하여 사용된다.

그림 3에서는 기본 단위의 CRLH 전송 선로를 나타낸다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 right-handed(RH) 전송 선로와 left-handed(LH)의 전송 선로의 요소인  $C_L$ 과  $L_L$ 로 구성된다.

CRLH 전송 선로에서 RH 전송 선로의 직렬 공진( $\omega_{se}$ )과 LH 전송 선로의 병렬 공진( $\omega_{sh}$ )이 같을 때

$$\omega_{se} = \omega_{sh} \quad (6)$$

$$L_L C_R = L_R C_L \quad (7)$$

로 표현하며, 이 상태를 균형 상태라고 한다<sup>[3]</sup>.

RH 전송 선로의 특성 임피던스와 LH 전송 선로의 특성 임피던스는 식 (8), (9)와 같이 정의된다. 특징적인 것은 균형 상태가 되면 각각의 특성 임피던스는 균형 상태의 특성 임피던스와 같게 되고 따라서 CRLH 전송 선로의 균형 상태의 특성 임피던스를 조정하는 것이 가능하다. 그러므로 50 Ω 정합 환경에 맞춰서  $\lambda/4$  전송 선로를 대체하는 것이 가능하다.

$$Z_{0R} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}} \quad (8)$$

$$Z_{0L} = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}} \quad (9)$$

$$Z_0^{CRLH} = Z_{0R} = Z_{0L} \quad (10)$$

위상 응답 특성을 살펴보면 다음 식들과 같다.

$$\phi_R \approx -N2\pi f \sqrt{L_R C_R} \quad (11)$$

$$\phi_L \approx \frac{N}{2\pi f \sqrt{L_L C_L}} \quad (12)$$

$$\phi_{CRLH} = \phi_R + \phi_L \quad (13)$$

식 (11)과 (12)는 RH와 LH에서의 위상 특성을 나타내며, 균형 상태가 되면 위상은 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서  $N$ 은 전송 선로의 단 수이며,  $\phi$ 는 CRLH 전송 선로의 위상 응답 특성이다.

식 (14), (15)는 이상적인 상태에서의 LH 전송 선로와 RH 전송 선로의 차단 주파수를 나타내는 식이다<sup>[11]</sup>.

$$f_c^{LH} = \frac{1}{4\pi\sqrt{L_L C_L}} \quad (14)$$

$$f_c^{RH} = \frac{1}{\pi\sqrt{L_R C_R}} \quad (15)$$

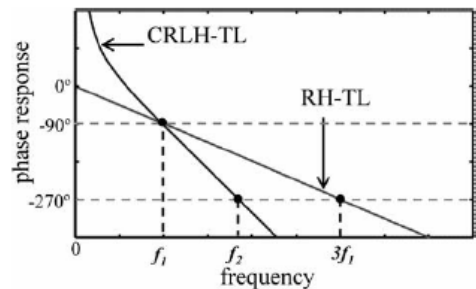


그림 4.  $f_1$ 에서의 전송 선로의 길이가  $\pi/2$ 인 RH 전송 선로와 CRLH 전송 선로의 위상 응답 비교<sup>[3]</sup>

Fig. 4. Phase responses of the RH TL and CRLH TL, which both have electrical lengths of  $\pi/2$  at  $f_1$ <sup>[3]</sup>.

그림 4는 앞서 언급한 과정들로 설계된 CRLH 전송 선로의 위상 응답 특성을 보여주는 예이다. 주파수  $f_1$ 에서  $\pi/2$ 의 동일한 위상 지연을 갖는 RH 전송 선로와 CRLH 전송 선로가 있다면 RH 전송 선로의 위상 지연은 식 (11)에 따라 주파수에 따라 비례하여 증가함을 그림 4에서 확인할 수 있다. 그러나 CRLH 전송 선로의 위상 변화는 RH 전송 선로보다 급격함을 확인할 수 있다. 이와 같이 CRLH 전송 선로는 위상 응답 특성을 인위적으로 조절할 수 있는 장점이 있다. 이 장점을 응용하면 위상 변화 기울기를 조절하여 두 개의 주파수 대역에서 원하는 위상 지연을 얻을 수 있다.

만약 임의의 주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 를 가정한다면 위상 응답 특성은 그림 5에서처럼  $f_1$ 에서  $-\phi_A$ 가 되고  $f_2$ 에서는  $-\phi_B$ 가 된다<sup>[3]</sup>.

$$\phi(f_1) = -\phi_A \tag{16}$$

$$\phi(f_2) = -\phi_B \tag{17}$$

식 (11)에서 (13), 그리고 식 (16), (17)은 식 (18)에서 식 (21)로 다시 표현할 수 있다.

$$P = 2\pi N \sqrt{L_R C_R} \tag{18}$$

$$Q = \frac{N}{2\pi \sqrt{L_L C_L}} \tag{19}$$

$$-Pf_1 + \frac{Q}{f_1} \approx -\phi_A \tag{20}$$

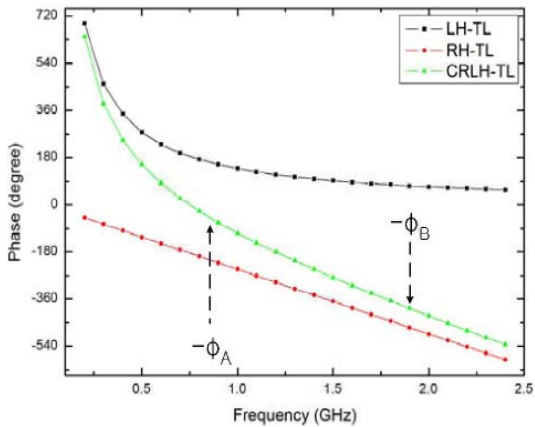


그림 5. CRLH-TL의 위상 변화  
Fig. 5. The phase response of CRLH-TL.

$$-Pf_2 + \frac{Q}{f_2} \approx -\phi_B \tag{21}$$

앞 선 식들에서 확인할 수 있듯이  $P$ 와  $Q$  그리고 RH 전송 선로와 LH 전송 선로의 임피던스 등은 RH 전송 선로의 길이 그리고 LH 전송 선로의  $C_L$ 과  $L_L$ 에 의해 결정된다<sup>[9],[10]</sup>.

또한, 식 (20), (21)을 연립하여  $P$ 와  $Q$ 는 식 (22), (23)으로 구해진다.

$$P \approx \frac{\phi_B f_2 - \phi_A f_1}{f_2^2 - f_1^2} \tag{22}$$

$$Q \approx \frac{\phi_B / f_2 - \phi_A / f_1}{1/f_1^2 - 1/f_2^2} \tag{23}$$

식 (22)와 (23)을 통하여 주파수  $f_1$ 과  $f_2$ 가 주어지면  $P$ 와  $Q$ 는 구해진다. 즉, 설계하고자 하는 범위의 목표 주파수가 정해지면 범위 내에서 인위적인 위상 응답 특성을 얻을 수 있다.

한편, 3개 이상의 주파수 대역에서 원하는 위상을 얻고자 하는 경우를 가정해 보자. 주파수 임의의 주파수  $f_3$ 에서 원하는 위상 값  $-\phi_C$ 를 얻기 위해 식 (17)처럼 식 (24)를 가정한다.

$$\phi(f_3) = -\phi_C \tag{24}$$

식 (24)는 앞선  $f_1$ 과  $f_2$ 에서처럼  $P$ 와  $Q$ 의 형태로 바꿀 수 있다.

$$-pf_3 + \frac{Q}{f_3} \approx -\phi_C \tag{25}$$

식 (25)까지 정해지면  $P$ 와  $Q$ 를 정하기 위해 식 (20)과 (21) 그리고 식 (25)를 연립하여 원하는  $P$ 와  $Q$ 를 얻어야 한다. 그러나 식은 식 (20), (21), (25) 세 개지만 미지수는  $P, Q$  2개만 존재하기 때문에 세 주파수 대역에서 만족하는 인위적인 위상  $-\phi_A, -\phi_B, -\phi_C$ 를 구하는 방법은 존재하지 않는다. 다만 식 (25)가 해가 되기 위해서는 식 (25)의  $P, Q$ 가 앞선 식 (20) 또는 식 (21)의 의존해가 되어야 하며, 식 (25) 자체는 의존식이 되어야만 한다. 그러므로  $f_3$ 에서의 위상 지연  $-\phi_C$ 는 인위적으로 계산해서 나올 수 없는 값이며, 앞선  $f_1$ 과  $f_2$ 에서 구해진  $P$ 와  $Q$ 를 식

(25)에 대입하여 구해진 의존적 위상 지연이다. 그러므로 3개의 대역에서 필요한 위상 지연을 모두 지니는 전송 선로의 설계는 불가능하다.

그러므로 본 연구에서는 각 채널의 주 신호와 2차 고조파의 위상을 정하고, 그에 따라 결정되는 각 채널의 3차 고조파 위상 차이가  $\pi$ 에 가깝게 되게 하는 위상 지연을 찾는 방향으로 연구를 진행하였다. 그 과정에서 2차 고조파들을  $\pi$  위상 차이로 유지하게 하면서 3차 고조파들의 위상차 또한  $\pi/2$ 보다 크게 만드는 값은 존재하지 않았다. 그래서 2차 고조파의 채널간 위상 차이가  $\pi$ 에서 약간 벗어나더라도 3차 고조파의 채널 간 위상 차이를  $\pi$ 에 가깝게 하였다. 위 과정의 인위적 최적화는 최종 목표인 최대의 IMD3를 얻기 위해서 위상 응답 특성의 값을 산출하여 simulation 도구로서 회로를 구성하고 IMD3를 확인하는 simulation의 반복적인 feedback 과정을 수행하였다.

그림 6은 본 논문에서 최적의 IMD3를 얻기 위해

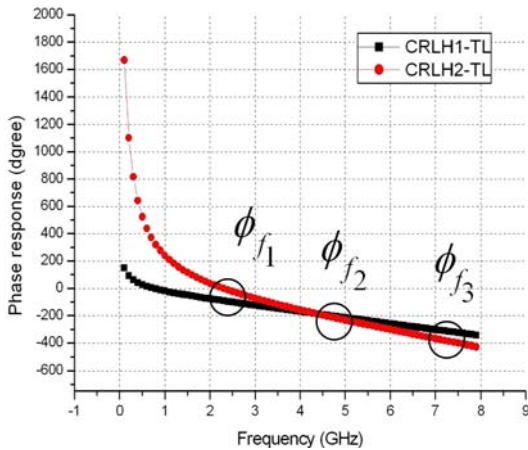


그림 6. CRLH1-TL과 CRLH2-TL 위상 변화  
Fig. 6. The phase responses of CRLH-TLs.

표 1. CRLH 전송 선로들의 위상 지연 값  
Table 1. The phase delays of the CRLH-TLs.

	CRLH1-TL	CRLH2-TL
$\phi_c(f_1)$	$-\pi/2$	0
$\phi_c(f_2)$	$-19\pi/18$	$-8\pi/9$
$\phi_c(f_3)$	$-3\pi/2$	$-4\pi/3$

최종적으로 얻은 위상 응답 특성이다. 위의 결과를 얻기 위해 앞선 수식들을 이용하여 Matlab을 통해 시뮬레이션과 제작에 필요한  $C_L$  과  $L_L$  그리고 RH 전송 선로의 길이를 결정하였고, 얻어진 값들을 이용 ADS 2005A를 이용하여 회로를 구성하고 그림 6의 결과를 얻었다.  $\phi(f_1)$ 와  $\phi(f_2)$  그리고  $\phi(f_3)$ 는 각각 주 신호의 주파수인 2.4 GHz와 2차와 3차 고조파의 주파수인 4.8 GHz와 7.2 GHz에서의 위상 지연을 나타낸다. 시뮬레이션을 통해 얻은 최종 수치는 표 1에 나타내었다.

또한, 반복적인 설계 최적화 과정에서 각 채널의 2차와 3차 고조파에서의 임피던스를 가깝게 하기 위한 추가적인 simulation 확인 작업을 병행하였다. 각 채널에 사용된 CRLH 전송 선로가 다르기 때문에 각 고조파의 주파수에서의 임피던스를 완전히 동일하게 만드는 것은 불가능하다. 그러나 그림 3과 같은 CRLH 전송 선로에서 LH 집중 소자는 고정시키고 RH-TL의 길이를 조절함으로써 원하는 위상 특성에서 소폭의 손실은 있었으나, 고조파들의 임피던스를 거의 동일하게 조절할 수 있었다.

표 2는 simulation을 통해 확인한 각 채널의 2차 3차 고조파에서의 임피던스이다. 1채널에서의 2차 3차 고조파의 임피던스는 각각  $0.021 - j8.232$ ,  $3.809 - j114.907$ 이고, 2채널에서의 2차 3차 고조파의 임피던스는  $0.017 - j45.536$ 과  $2.743 - j118.270$ 이 됩니다. 비슷한 임피던스를 얻을 수 있었다. 따라서 각 채널의 2차 3차 고조파들의 크기 서로 상쇄시킬 만큼 비슷하게 나타났다. 그림 8과 9는 각 채널에서의 스펙트럼 결과를 보여준다. 2차와 3차 고조파의 크기가 약간의 차이는 있었으나, 서로 충분히 감쇄시킬만한 크기를 얻을 수 있었다.

위의 결과들로 인해  $f_1$ 의 주파수에서의 주 신호는 증폭단 통과 후 채널 2의 위상이 채널 1의 위상에

표 2. CRLH 전송 선로의 고조파 주파수에서의 임피던스 값  
Table 2. The harmonic frequency impedance values of the CRLH-TLs.

	CRLH1( $\Omega$ )	CRLH2( $\Omega$ )
4.8 GHz	$0.021 - j8.232$	$0.017 - j45.536$
7.2 GHz	$3.809 - j114.907$	$2.743 - j118.270$

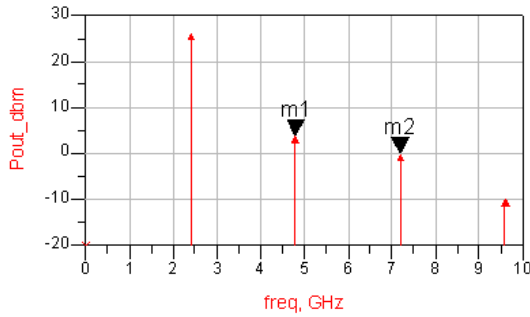


그림 7. CRLH1에서의 스펙트럼  
Fig. 7. The spectrum of the CRLH1-TL.

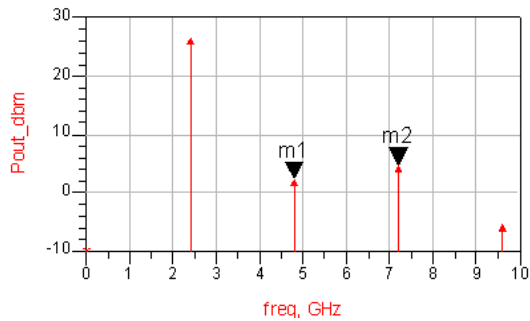


그림 8. CRLH2에서의 스펙트럼  
Fig. 8. The spectrum of the CRLH2-TL.

비해  $-\pi/2$ 만큼 지연되어 있으므로  $f_1$ 에서의 CRLH1 전송 선로의 위상 지연을  $-\pi/2$ 가 되게 하여, 채널 1과 채널 2의 신호가 결합 시 동일 위상을 갖고 결합하게 하였다. 2차 고조파의 주파수인  $f_2$ 에서는 두 채널 간 위상 차이가  $15\pi/18$ 가 되었으며, 3차 고조파에서는  $4\pi/3$ 의 위상 차이를 갖게 되었다. 그림 9에서 구체적인 위상 변화를 나타내었다.

본 연구에서는 높은 효율을 얻기 위해 증폭기로 E급 증폭기를 사용하였다. 각 채널에는 동일한 E급 증폭기가 사용되었으며, 각 증폭기의 최대 출력은 14 dBm이 인가되었을 때 약 32 dBm이었으며, 이 때 최대 PAE는 52%, 드레인 효율은 65%였다.

그림 10은 사용된 E급 전력 증폭기의 설계도이다.

그림 11은 설계된 E급 전력 증폭기의 전압, 전류 파형을 보여준다. 전압과 전류가 스위칭 동작함을 확인할 수 있다.

표 3은 본 연구에서 계산하여 사용한  $C_L$ 과  $L_L$ , 그리고 RH의 전송 선로 길이이다.

표 4는 E급 전력 증폭기 설계 시 최대 효율과 출

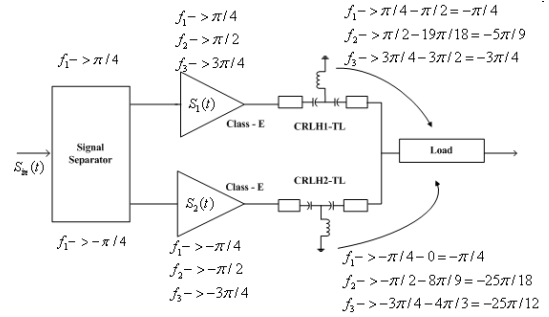


그림 9. CRLH 전송 선로를 이용한 outphasing 전력 증폭기

Fig. 9. The proposed outphasing power amplifier using CRLH-TL combiner.

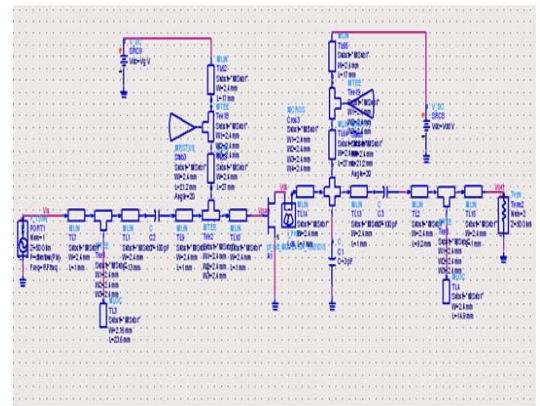


그림 10. E급 전력 증폭기 설계도  
Fig. 10. Schematic of the class E amplifier.

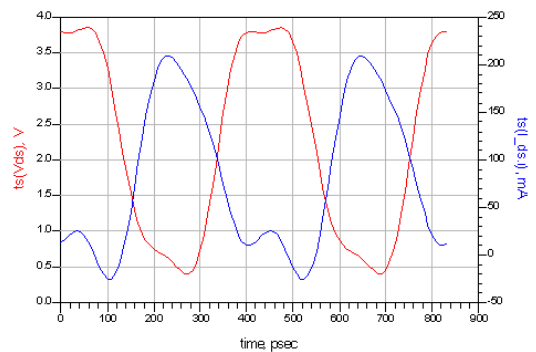


그림 11. E급 전력 증폭기의 전압 전류 파형  
Fig. 11. Waveforms of the class E amplifier.

력을 얻기 위해 load-pull 기법 시뮬레이션을 이용하여 얻은 입력, 출력 임피던스의 값이다. 이 값들을 정합단에 적용함으로써 최적의 결과를 얻을 수 있다.

표 3. CRLH 전송 선로의 구성 요소 값

Table 3. The component values of the CRLH-TL.

	$C_L$ (pF)	$L_L$ (nH)	RH 길이
CRLH1	1.5	3.3	180°
CRLH2	0.68	1.5	240°

표 4. Load-pull을 통한 최대 전력, 효율 입력, 출력 임피던스 값

Table 4. The  $Z_{in}$  and  $Z_{out}$  of amplifiers for maximum power and efficiency based on load-pull simulation.

	Value ( $\Omega$ )
$Z_{in}$	$0.034 - j 28.553$
$Z_{out}$	$24.756 - j 27.344$

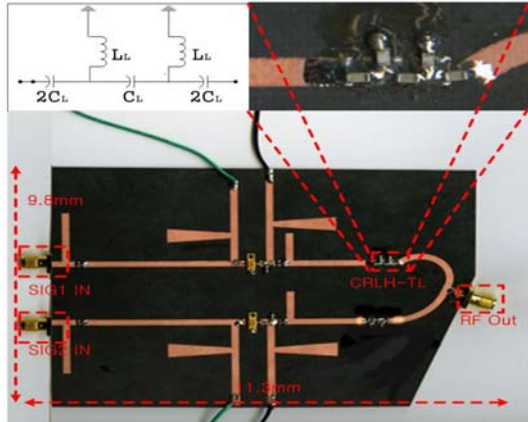


그림 12. CRLH 전송 선로를 이용한 제안된 outphasing 전력 증폭기의 layout

Fig. 12. Layout of the proposed outphasing amplifier using CRLH-TL amplifier.

#### IV. 측정 결과

그림 12는 제안한 전력 증폭기의 layout을 보여준다.

제작에는 트랜지스터로 2개의 Mitsubishi사의 MGF-2430A를 사용하였으며, RT Duroid 5880 기판을 사용하였다. 위상차가  $\pi/2$ 인 신호가 입력되었을 시 신호의 위상 변화만을 확인하면 되기 때문에 신호 발생기에서 신호를 출력하고, 출력된 신호를  $\pi/2$  Hybrid 분배기를 통과시켜 나온  $\pi/2$ 의 위상차를 갖는 두 개의 신호를 그림 12의 입력단에 연결하여 측정하였다.

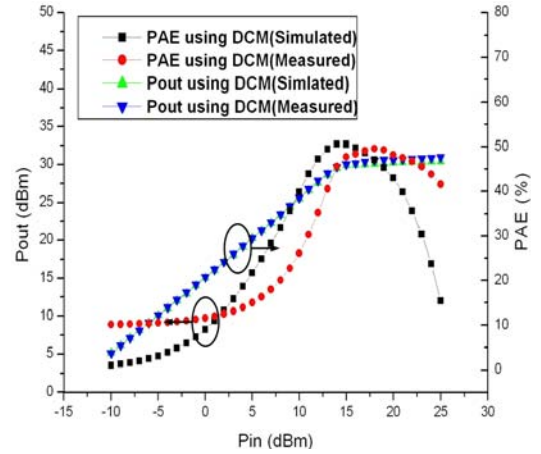


그림 13. CRLH 전송 선로 결합기를 이용한 outphasing 전력 증폭기의 측정 결과

Fig. 13. Measured results(2.4 GHz) of outphasing power amplifier using CRLH-TL combiner.

그림 13은 제안한 전력 증폭기와 기존의 outphasing 전력 증폭기의 출력 전력과 효율의 비교를 나타낸다. 2.4 GHz 주파수에서 제안한 전력 증폭기의 최대 출력은 각 채널을 통과해 두 개의 신호가 동일 위상으로 결합되기 때문에 CRLH 전송 선로를 사용하지 않은 outphasing 전력 증폭기에 비해 약 1 dB 정도 높아졌다. 그러므로 효율 역시 14 dBm의 입력이 전력 분배기의 입력에 인가되었을 때 PAE가 CRLH 전송 선로를 이용하지 않았던 기존의 outphasing 전력 증폭기에 비해 약 46 %에서 50 %로 높아짐을 확인할 수 있다. 분배기에 14 dBm의 입력 전력이 인가되었을 때 최대 출력의 크기는 본 논문에서 사용된 단일 E급 전력 증폭기에 14 dBm의 입력의 32 dBm 출력과 거의 동일한 약 31.8 dBm이 측정되었다.

그림 14는 전력 증폭기의 스펙트럼 측정 결과다. 고안된 outphasing 전력 증폭기는 주 신호에서 E급 전력기의 출력과 거의 동일한 출력을 보여주며, 기존의 outphasing 전력 증폭기의 출력에 비해서는 약 1 dB 이상의 향상을 보여준다. 또한, 2차 고조파와 3차 고조파의 주파수에서  $-27$  dBm과  $-25$  dBm으로 고조파가 감소되었음을 보여준다. 이는 기존의 outphasing 전력 증폭기에 비해 2차 고조파의 위상차가  $\pi$ 에서 틀어져 상쇄가 감소하였지만, 3차 고조파에 있어서는 보다 큰 상쇄를 얻었다. 그림 12 비교를 위해서 단일 E급 증폭기의 입력은 제안된 증폭기에 14

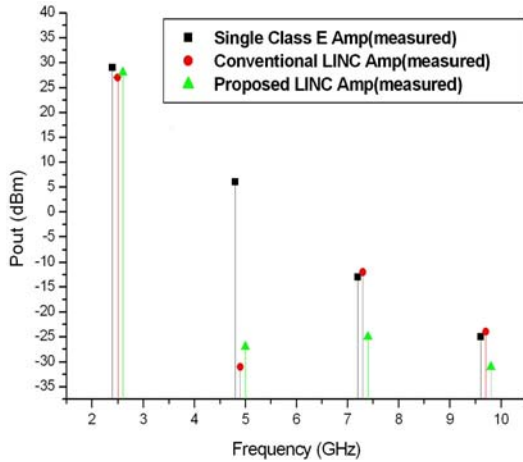


그림 14. 제안한 outphasing 전력 증폭기와 기존의 outphasing 전력 증폭기와의 스펙트럼 결과 비교

Fig. 14. Spectrum of the proposed outphasing power amplifier compared with the conventional outphasing amplifier.

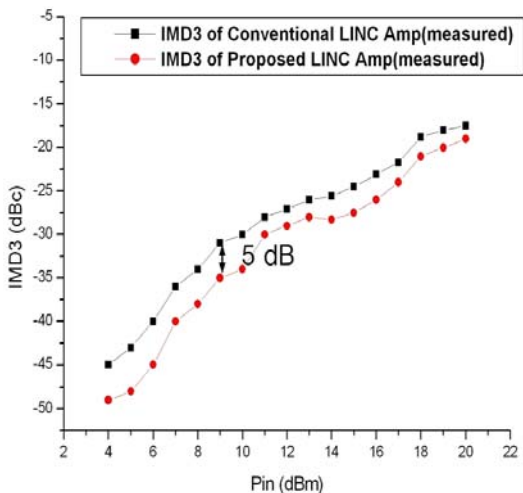


그림 15. 제안한 outphasing 전력 증폭기와 기존의 outphasing 전력 증폭기의 IMD3 결과 비교

Fig. 15. IMD3 of the proposed outphasing power amplifier compared with the conventional outphasing amplifier.

dBm이 인가되었을 때 각 채널의 증폭기에는 11 dBm의 입력이 인가될 것이기 때문에 11 dBm으로 주었다. 최종적인 비교는 단일 E급 증폭기에 11 dBm의 입력이 인가되었을 때의 출력과 그리고 제안된 outphasing 증폭기에 14 dBm을 인가해서 나온 총 출력

에 3 dB를 줄여서 그림 12에 비교하였다.

그림 15는 제안한 전력 증폭기의 선형성 향상을 확인할 수 있는 요소인 IMD3의 측정 결과를 보여준다. IM의 크기는 고조파의 진폭에 의해 결정되며, 특히 IM3는 3차 고조파의 크기에 큰 영향을 받기 때문에 고조파의 감소는 IMD3의 향상을 의미한다. 측정에서는 CW-2tone 신호가 10 MHz의 간격으로 인가하였다. 기존의 outphasing 전력 증폭기에 비하여 CRLH 전송 선로를 이용한 outphasing 전력 증폭기는 IMD3가 5 dB 정도의 향상을 볼 수 있었다.

### V. 결 론

본 연구에서 제안한 CRLH 전송 선로를 이용한 outphasing 전력 증폭기는 선형성과 출력면에서 향상이 있었다. CRLH 전송 선로를 이용한 결합기는 2차 고조파와 3차 고조파를 동시에 줄임으로써 선형성을 향상시킬 수 있었다. 14 dBm의 입력 전력이 인가될 때 측정된 최대 출력 전력은 31.8 dBm이고, PAE는 약 50%가 되었다. IMD3는 기존의 outphasing 전력 증폭기에 비해 약 5 dB 향상되었다. 본 연구를 통해 효율과 선형성이 동시에 개선되었음을 확인할 수 있었다.

### 참 고 문 헌

- [1] D. C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components", *IEEE Trans. Comm.*, vol. 22, pp. 1942-1945, Dec. 1974.
- [2] H. Chireix, "High power outphasing modulation", *Proc. IRE.*, vol. 23, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [3] I. Lin, M. Devincintis, C. Caloz, and T. Itoh, "Arbitrary dual-band components using composite right/left handed transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 50, no. 4, pp. 1142-1149, Apr. 2004.
- [4] S. K. Eun, S. H. Ji, C. S. Cho, J. W. Lee, and J. Kim, "A high linearity Chireix outphasing power amplifier using composite right/left-handed transmission lines", *37th European Microwave Conference Proceedings*, pp. 343-346, Oct. 2007.
- [5] A. Birafane, A. B. Kouki, "Sources of linearity



degradation in LINC transmitters for hybrid and outphasing combiners", *Electrical and Computer Engineering 2004 Canadian Conference*, pp. 547-550, May 2004.

[6] I. Hakala, D. K. Choi, L. Gharavi, N. Kajakine, J. Koskela, and R. Kaunisto, "A 2.14-GHz chireix outphasing transmitter", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 53, no. 6, Jun. 2005.

[7] G. M. Hegazi, T. T. Chu, and R. A. Greshong, "Improved LINC power transmission using a quadrature outphasing technique", *Microwave Symposium Digest, 2005 IEEE MTT-S International*, pp. 12-17, Jun. 2005.

[8] G. Poitau, A. Birafane, and A. Kuki, "Experimental characterization of LINC outphasing combiners' efficiency and linearity", *Radio and Wireless Conference 2004 IEEE*, pp. 87-90, Sep. 2004.

[9] C. Caloz, A. Sanada, and T. Itoh, "A novel composite right-/left-handed coupled-line directional coupler with arbitrary coupling level and broad bandwidth", *IEEE Trans. Microwave Theory & Tech.*, vol. 52, no. 3, pp. 980-992, Mar. 2004.

[10] S. H. Ji, C. S. Cho, J. W. Lee, and J. Kim, "836 MHz/1.95 GHz dual-band class-E power amplifier using composite right/left-handed transmission lines", *36th European Microwave Conference Proceedings*, pp. 356-359, 2002.

[11] C. Caloz, T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left handed(LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line", *IEEE AP-S Int. Symposium Digest*, vol. 2, pp. 412-415, 2002.

은 상 기



2007년 8월: 한국항공대학교 정보통신공학과 (공학사)  
 2007년 9월~현재: 한국항공대학교 정보통신공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 능동 소자 해석 및 설계

이 재 욱



1992년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)  
 1994년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
 1998년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
 1998년 3월~2004년 2월: 한국전자통신연구원 디지털방송연구단 전파기반연구그룹  
 2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신공학부, 전자 및 항공전자 전공 부교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 능, 수동소자 해석 및 설계, EMI/EMC 대책 기술, 고출력 증폭기 및 고출력 안테나 설계

조 춘 식



1887년 2월: 서울대학교 제어계측공학과 (공학사)  
 1998년 12월: 미국 Colorado 대학교 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)  
 2004년 3월~현재: 한국항공대학교 항공전자 및 정보통신 공학부 조

교수  
 [주 관심분야] RFIC/MMIC, 전력증폭기 모델링, THz 회로 설계

김 재 흥



1889년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1998년 12월: 미국 Colorado 대학교 전기 및 컴퓨터공학과 (공학석사)  
 2002년 5월: 미국 Colorado 대학교 전기 및 컴퓨터공학과 (공학박사)  
 2008년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 연구교수  
 [주 관심분야] Lens Antenna, Millimeter-Wave Imaging Radar, High-Efficiency Active Circuits