

# 전력 증폭기의 선형화를 위해 2차 고조파와 차주파수를 이용한 전치왜곡 기술

## RF Predistortion Techniques using 2nd Harmonics and Difference Frequency for Linearization of Power Amplifier

박진상 · 조경준 · 장동희 · 김종현 · 이병제 · 김남영 · 이종철

Jean-Sang Park · Kyoung-Joon Cho · Dong-Hee Jang · Jong-Heon Kim · Byungje Lee · Nam-Young Kim · Jong-Chul Lee

### 요 약

본 논문에서는 2차 고조파 성분과 차주파수 성분의 새로운 조합을 통해 전력 증폭기에서 발생하는 3차와 5차 혼변조 성분을 개별적으로 조절할 수 있는 전치왜곡 선형화기를 설계 및 제작하였다. 2차 고조파 성분과 차주파수 성분은 포락선 검파기와 두 개의 주파수 체배기를 사용하여 발생시켰다. 제안된 전치왜곡 선형화기는 3차와 5차의 혼변조 성분을 개별적으로 조절하여 전력 증폭기의 선형화 특성을 극대화하였다. 측정 결과, 2137.5~2142.5 MHz 대역의 W-CDMA 1-FA의 30 dBm 출력에서 11 dB ACPR 개선 효과를 얻었다.

### Abstract

In this paper, we propose a predistortion technique which uses a novel combination of the second harmonic technique and the difference frequency technique to achieve independent control of the 3rd and 5th order intermodulation products generated by the PA. The second harmonic and difference frequency terms are generated using an envelope detector and two frequency multipliers. The RF predistorter has capability to independently control of the 3rd and 5th order intermodulation products so that high power amplifier is optimized for linear characteristics. From the measurement results, over the frequency band 2137.5 MHz to 2142.5 MHz, ACPR reduction of 11 dB is obtained for a single 30 dBm W-CDMA carrier.

Key words : Difference Frequency, Intermodulation, Multiplier, Predistortion

### I. 서 론

현재 디지털 이동 통신 시스템에서 사용되는 전력 증폭기의 비선형 특성을 보상하기 위해 디지털 전치왜곡, Cartesian Feedback, LINC, Feedforward, 전치 왜곡 등 다양한 형태의 선형화 방법이 개발되어 왔다. 디지털 전치왜곡 방식은 아주 뛰어난 혼변

조 개선을 보이지만 시스템이 매우 복잡하고 DSP 처리속도에 따라 대역폭이 크게 제한을 받는 단점을 지니고 있다. Cartesian Feedback 방식은 상대적으로 시스템이 덜 복잡하며 적절한 혼변조 개선이 이루어지나 시스템의 stability 문제로 인해 협대역을 갖는 단점이 있다. LINC 방식은 입력 신호를 두 개의 일정한 포락선을 갖는 신호로 변환시켜서 이

「본 연구는 2002년 광운대학교 연구년에 의하여 연구되었습니다.」  
광운대학교 RFIC 센터(RFIC Center, Kwangwoon University)  
· 논문 번호 : 20021127-166  
· 수정완료일자 : 2003년 2월 5일

를 C급 증폭기로 증폭한 다음 출력단에서 합쳐 전송하는 방식을 말한다. 따라서 Component drift에 매우 민감하다. 또한, Feedforward 방식은 혼변조 개선효과는 뛰어나지만 큰 용적과 용량을 필요로 하고 타 방식에 비해 효율이 떨어지는 단점이 있다.

선형화 기술 중에서 전치왜곡 선형화 방법은 구조가 간단하며 소형으로 제작할 수 있고 부가적인 DC 전력 소모가 적어 효과적이고 실제적인 선형화 기술로 인식되어 왔다<sup>[1]~[3]</sup>. 사용하는 주파수에 따라 여러 가지 형태의 전치왜곡 선형화 기술들이 제안되었다. 그 중에서 2차 고조파 성분을 이용하거나 차주파수 성분을 이용한 전치왜곡 선형화 기술이 제안되었다<sup>[4],[5]</sup>. 이러한 전치왜곡 선형화 기술은 출력 전력의 변동이 없는 장점을 지니고 있다. 그러나, 기존 연구들은 단지 3차 혼변조 성분의 개선에만 초점을 맞추었으며 선형 경로와 비선형 경로에 저역 통과 필터(LPF) 또는 대역 통과 필터(BPF)를 사용하여 큰 삽입 손실, 긴 지연 선로, 협대역을 야기시키는 단점이 있다.

본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 2차 고조파 성분과 차주파수 성분의 새로운 조합을 통한 전력 증폭기의 3차와 5차 혼변조 성분을 개별적으로 조절할 수 있는 전치왜곡 선형화기를 제안하였다. 또한 선형 경로와 비선형 경로를 분리 시에 입력단에 기본 주파수에 대한 90° 하이브리드 결합기를 사용하여 2차 고조파를 위한 가변 위상기의 필요를 줄였으며 기본 주파수와 2차 고조파의 결합 시 다이플렉서(Diplexer)를 사용하여 삽입 손실 및 아이솔레이션 효과를 극대화하였다.

## II. 2차 고조파와 차주파수를 이용한 전치왜곡 선형화기

그림 1은 본 논문에서 제시한 2차 고조파와 차주파수를 이용한 전치 왜곡기의 구성도이다. 다이오드를 이용한 주파수 체배기(Frequency Multiplier)를 2차 고조파 성분(2f<sub>1</sub>, 2f<sub>2</sub>)을 발생시키도록 사용하여 기존의 방법에서 사용되었던 LPF와 BPF를 제거할 수가 있었다. 이로 인해, 삽입 손실과 긴 지연 선로를 감소시켰다.

포락선 검파기(Envelope Detector)와 체배기는 전

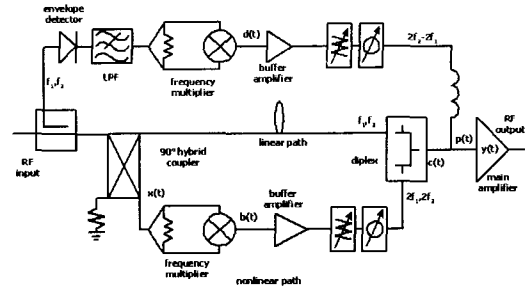


그림 1. 2차 고조파와 차주파수를 이용한 전치왜곡 선형화기 구성도

Fig. 1. Block diagram of predistortion linearizer using second harmonics and difference frequency technique.

력 증폭기의 5차 혼변조 성분을 개선하기 위한 차주파수 성분(2f<sub>2</sub>-2f<sub>1</sub>)을 발생시키는데 사용되어졌다. 전치왜곡 선형화기의 동작원리는 RF 입력에서 2개의 반송파 ω<sub>1</sub>과 ω<sub>2</sub>가 인가가 되면 90° 하이브리드 결합기를 통과한 신호 x(t)는 식 (1)과 같게 된다.

$$x(t) = A_1 \cos(\omega_1 t + \Phi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \Phi_2) \quad (1)$$

여기서, A<sub>i</sub>는 신호의 크기, Φ<sub>i</sub>는 위상을 나타내며 Φ<sub>1</sub> = Φ<sub>2</sub> = 90°를 나타낸다.

하이브리드 결합기를 통과한 신호 x(t)는 그 다음으로 주파수 체배기를 통과하게 되며 식 (2)와 같은 신호 b(t)로 표현할 수 있다.

$$b(t) = A_{11} \cos(2\omega_1 t + 2\Phi_1) + A_{22} \cos(2\omega_2 t + 2\Phi_2) + A_{33} \cos(\omega_1 t + \omega_2 t + \Phi_1 + \Phi_2) \quad (2)$$

여기서, A<sub>11</sub> = 1/2 A<sub>1</sub><sup>2</sup>, A<sub>22</sub> = 1/2 A<sub>2</sub><sup>2</sup>, A<sub>33</sub> = A<sub>1</sub> A<sub>2</sub>이다. 따라서, 다이플렉서에 의해 기본 주파수와 2차 고조파의 결합된 성분은 식 (3)과 같다.

$$c(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t + b(t) \quad (3)$$

포락선 검파기와 주파수 체배기를 통과한 신호 d(t)는 식 (4)와 같다.

$$d(t) = A_{33} + A_{33} \cos(2\omega_2 t - 2\omega_1 t + \Phi_3) \quad (4)$$

여기서, A<sub>33</sub> = 1/2 A<sub>1</sub><sup>2</sup> A<sub>2</sub><sup>2</sup>이다.

2차 고조파와 차주파수의 결합된 성분은 식 (5)와 같다.

$$p(t) = c(t) + d(t) \quad (5)$$

선형화 하고자 하는 전력 증폭기의 출력  $y(t)$ 은 식 (6)으로 표현되며

$$y(t) = y_1 p(t) + y_2 p(t)^2 + y_3 p(t)^3 + \dots \quad (6)$$

식 (6)을 통해 전송 품질에 주요한 영향을 끼치는 3차 혼변조 신호 그리고 5차 혼변조 신호에 대해서 간단히 정리하면 식 (7), (8)과 식 (9), (10)과 같다.

$$y_2 A_1 A_{22} \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t + 2\Phi_1) + \frac{3y_3 A_1 A_2^2}{4} \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t) + \frac{3A_2 A_{22} A_{33} y_3}{2} \cos(2\omega_2 t - \omega_1 t + \Phi_2 - \Phi_1) \quad (7)$$

$$y_2 A_2 A_{11} \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t + 2\Phi_1) + \frac{3y_3 A_2 A_1^2}{4} \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t) + \frac{3A_1 A_{11} A_{33} y_3}{2} \cos(2\omega_1 t - \omega_2 t + \Phi_1 - \Phi_2) \quad (8)$$

$$\frac{y_2 A_1 A_{33}}{2} \cos(2\omega_2 t - 3\omega_1 t + \Phi_3) + \frac{5y_5 A_1^3 A_2^2}{8} \cos(2\omega_2 t - 3\omega_1 t) \quad (9)$$

$$\frac{y_2 A_2 A_{33}}{2} \cos(2\omega_1 t - 3\omega_2 t + \Phi_3) + \frac{5y_5 A_1^2 A_2^3}{8} \cos(2\omega_1 t - 3\omega_2 t) \quad (10)$$

식 (7)과 식 (8)에서 세 번째 항목은 두 항목에 비해 매우 작은 값이므로 무시할 수 있다. 그리고 식 (7)과 식 (8)에서  $|\Phi_1| = |\Phi_2| = 90^\circ$  이므로 전력 증폭기의 3차 혼변조 신호를 제거할 수 있다. 또한 식 (9)와 식 (10)에서  $|\Phi_3| = 180^\circ$  라면 전력 증폭기의 5차 혼변조 신호도 제거할 수 있다.

RF 입력에 2-tone의 신호가 인가되면 기본 주파수( $f_0$ )에 대한  $90^\circ$  하이브리드 결합기와 입력단의 방향성 결합기를 통하여 선형 경로와 2차 고조파와 차주파수를 생성하는 비선형 경로로 나누어진다. 비선형 경로에서는 주파수 체배기를 통해 2차 고조파 성분을 생성하고 포락선 검파기와 체배기를 통해 차주파수 성분을 생성하여 가변 위상기와 가변 감쇄기를 통해 전력 증폭기의 3차 혼변조 특성을 개선

하기 위한 AM-to-AM 특성과 AM-to-PM 특성을 보상한다. 선형 경로에서는 지연선로를 달아 비선형 경로에서 발생하는 Group Delay를 보상하고 기본 주파수와 2차 고조파 성분의 결합 시 다이플렉서를 통하여 삽입 손실과 격리도를 최적화하였다. 또한, 입력단에 기본 주파수( $f_0$ )에 대한  $90^\circ$  하이브리드 결합기를 사용하여 2차 고조파에 대하여는  $180^\circ$ 의 위상차를 갖도록 하여 가변 위상기의 변화율을 최소화 하였다.

### III. 전치왜곡 선형화기 설계

본 논문에서 제안한 전치왜곡 선형화기는 Agilent ADS 2001를 사용하여 시뮬레이션을 하였다. 선형화를 위해 사용한 전력 증폭기는 이득이 31 dB, P1 dB가 35 dBm이며 평균 출력 30 dBm에서 동작하도록 하였다.

그림 2와 그림 3은  $f_1=2137.5$  MHz와  $f_2=2142.5$

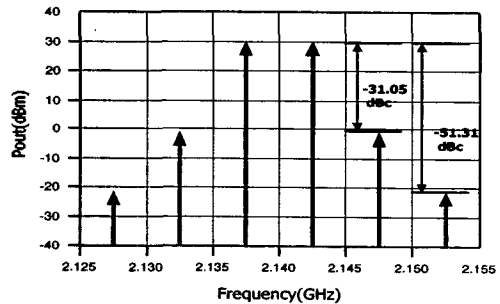


그림 2. 선형화 이전의 전력 증폭기의 혼변조 특성  
Fig. 2. IMD characteristics of power amplifier before linearization.

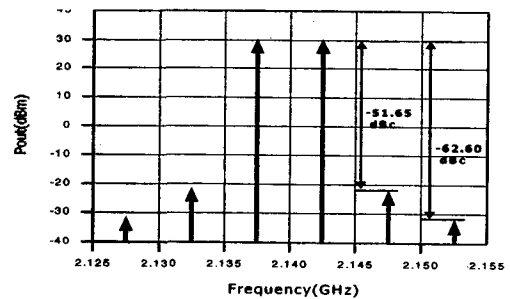
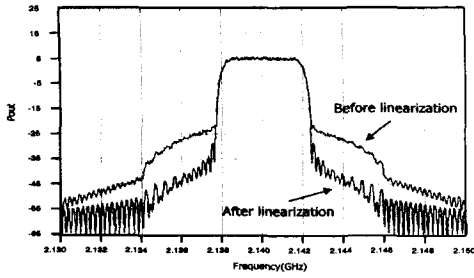


그림 3. 선형화 이후의 전력 증폭기의 혼변조 특성  
Fig. 3. IMD characteristics of power amplifier after linearization.



|        | $P_{out}$ | ACLR       |
|--------|-----------|------------|
| 선형화 이전 | 29.84 dBm | -35.14 dBc |
| 선형화 이후 | 29.83 dBm | -48.01 dBc |

그림 4. 선형화 이전과 이후의 전력 증폭기의 ACLR 특성

Fig. 4. ACLR characteristics of power amplifier before and after linearization.

MHz에서 2개의 반송파를 전력 증폭기에 인가시 선형화 이전과 선형화 이후의 혼변조 특성을 나타낸 것이다. 선형화 이전의 전력 증폭기의 혼변조 특성은 출력 전력 30 dBm에서 -31.05 dBc를 나타내었고 선형화 이후의 혼변조 특성은 -51.65 dBc를 나타내어 전체적인 혼변조 개선량은 20 dB를 얻었다.

그림 4은 2137.5~2142.5 MHz 대역의 W-CDMA 1-FA를 적용하여 출력 전력 30 dBm에서 시뮬레이션한 선형화 이전과 선형화 이후의 전력 증폭기 ACPR 특성이다.

선형화 이전의 ACPR 특성은 -35.14 dBc이고 선형화 이후의 ACPR 특성은 -48.01 dBc를 나타내어 13 dB의 ACPR 개선 효과를 보였다.

#### IV. 전치왜곡 선형화기 제작 및 측정

2차 고조파와 차주파수를 이용한 전치 왜곡기는 하이브리드 MIC(Microwave Integrated Circuit) 형태로 제작하였으며 각각의 중요 소자인 주파수 체배기와 포락선 검파기 및 가변 위상기와 가변 감쇄기, 다이플렉서는 유전율 2.52, 높이 0.54 mm인 테프론 기판을 사용하여 제작하였다. 본 논문에서 전치 왜곡기의 성능 테스트를 위해 사용한 전력 증폭기의 특성은 주파수 2140 MHz에서 이득이 31 dB, 평균 출력 전력은 30 dBm이며 최대 출력 전력은 35 dBm

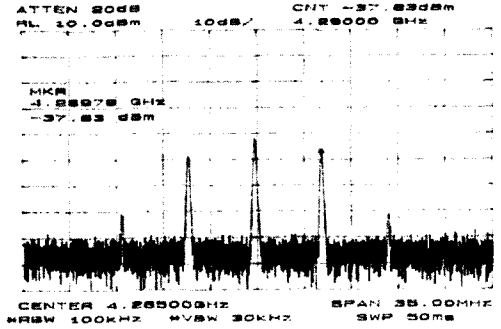


그림 5. 2차 고조파 성분의 특성

Fig. 5. Characteristics of second harmonic.

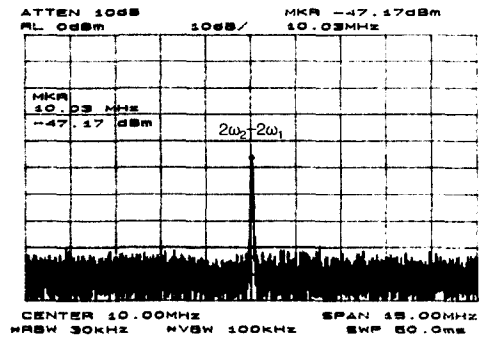


그림 6. 차주파수 성분의 특성

Fig. 6. Characteristics of difference frequency.

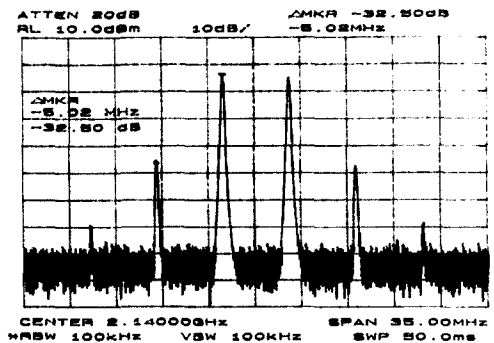


그림 7. 선형화 이전의 전력 증폭기의 혼변조 특성

Fig. 7. IMD characteristics of power amplifier before linearization.

을 나타낸다.

그림 5와 그림 6은 2차 고조파 성분과 차주파수 성분의 특성 결과이다. 3차 혼변조 성분에 영향을 미치는  $2\omega_1$ ,  $2\omega_2$ 의 크기는 -37.83 dBm을 나타내었고 5차 혼변조 성분에 영향을 미치는  $2\omega_1 - 2\omega_2$ 의 크기는 약 -47.17 dBm을 나타내었다.

그림 7과 그림 8은 2개의 반송파 2137.5 MHz와 2142.5 MHz를 5 MHz의 주파수 간격으로 인가시 선형화 이전과 이후의 혼변조 특성이다. 30 dBm의 출력 전력에서 선형화 이전의 전력 증폭기의 혼변조 특성은 -32.50 dBc를 나타내었으며 선형화 이후의 혼변조 특성은 -50.34 dBc를 나타내어 전체적인 혼변조 개선량은 18 dB를 얻었다.

그림 9는 본 논문에서 제안한 전치 왜곡기의 광대역 특성을 확인하기 위해서 출력 전력 30 dBm에서 주파수 간격에 따른 전력 증폭기의 혼변조 개선량이다. 10 MHz 대역에서 약 11 dB의 혼변조 개선 효과를 나타내었다.

그림 10은 2137.5~2142.5 MHz대역의 W-CDMA 1-FA 를 적용하여 출력 전력 30 dBm에서 측정된 선형화 이전과 선형화 이후의 전력 증폭기 ACPR특성이다. 선형화 이전의 ACPR 특성은 -35.94 dBc 이고 선형화 이후의 ACPR 특성은 -46.83 dBc를 나타내어 11 dB의 ACPR(@offset frequency 5 MHz) 개선 효과를 보였다.

표 1은 시뮬레이션과 측정값을 서로 비교한 것이다. 시뮬레이션 결과, 전력 증폭기의 3차와 5차 혼

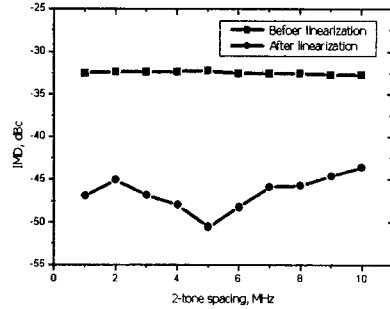


그림 9. 주파수 간격에 따른 전력 증폭기의 혼변조 개선량

Fig. 9. IMD improvement of power amplifier for 2-tone spacing.

변조 개선량은 각각 20 dB와 12 dB를 나타내었고 전체적인 혼변조 개선량과 ACPR 개선량은 20 dB와 13 dB를 나타내었다. 측정 결과, 전력 증폭기의 3차와 5차 혼변조 개선량은 각각 18 dB와 11 dB를 나타내었고 전체적인 혼변조 개선량과 ACPR 개선량은 18 dB와 11 dB를 나타내어 설계값과 측정값이 유사함을 보였다.

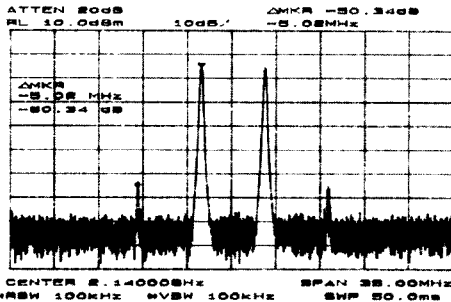


그림 8. 선형화 이후의 전력 증폭기의 혼변조 특성  
Fig. 8. IMD characteristics of power amplifier after linearization.

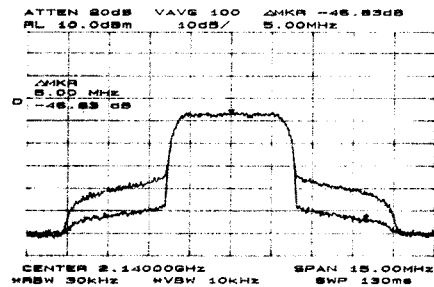


그림 10. 선형화 전과 후의 전력 스펙트럼 비교 (W-CDMA 1-FA, 30 dBm)  
Fig. 10. Comparison of power spectrum before and after linearization. (W-CDMA 1-FA, 30 dBm)

표 1. 설계값과 측정값의 비교

Table 1. Comparison of simulated and measured results.

|                                    | 설계값 (2137.5~2142.5 MHz) |            | 측정값 (2137.5~2142.5 MHz) |            |
|------------------------------------|-------------------------|------------|-------------------------|------------|
|                                    | 선형화 이전                  | 3rd IMD    | -31.05 dBc              | 3rd IMD    |
|                                    | 5th IMD                 | -51.31 dBc | 5th IMD                 | -51.34 dBc |
| 선형화 이후                             | 3rd IMD                 | -51.65 dBc | 3rd IMD                 | -50.34 dBc |
|                                    | 5th IMD                 | -62.60 dBc | 5th IMD                 | -61.50 dBc |
| 혼변조 개선량                            | 20 dB                   |            | 18 dB                   |            |
| ACPR 개선량 (@offset frequency 5 MHz) | 13 dB                   |            | 11 dB                   |            |

## V. 결 론

본 논문에서는 2차 고조파와 차주파수의 새로운 조합을 통해 전력 증폭기의 3차와 5차 혼변조 성분을 개별적으로 조절하여 전력 증폭기의 혼변조 특성을 최적화하기 위한 전치왜곡 선형화기를 설계 및 제작하였다.

다이오드를 이용한 주파수 체배기를 통해 2차 고조파 성분을 발생시켰으며 이로 인해 기존의 방법에서 사용되었던 LPF와 BPF를 제거할 수 있었다. 따라서 삽입 손실과 지연 선로 문제를 개선하였다.

또한, 포락선 검파기와 체배기를 통해 차주파수 성분을 발생시켰으며 이를 2차 고조파 성분과 결합하여 전력 증폭기의 3차와 5차 혼변조 신호를 개별적으로 조절하였다. 전치왜곡 선형화기의 입력단에 기본 주파수에 대한 90° 하이브리드 결합기를 통해 2차 고조파의 180° 위상차를 만들어 비선형 경로에서 필수적인 가변 위상기의 위상 변화폭을 최소화하였으며 기본 주파수와 고조파 결합시 다이플렉서를 사용하여 삽입 손실 및 선형 경로와 비선형 경로 간의 아이솔레이션 효과를 극대화하였다.

측정 결과, 2137.5~2142.5 MHz 대역의 2-tone test에서 18 dB의 혼변조 개선 효과를 얻었으며 IMT-2000 대역에 적용하여 W-CDMA 1-FA test에서 11 dB ACPR 개선 효과를 얻었다.

## 참 고 문 헌

- [1] S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 1999.
- [2] P. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.
- [3] N. Pothecary, *Feedforward Linear Power Amplifiers*, Artech House, 1999.
- [4] S. M. Li, D. Jing and W. S. Chan, "Verification of Practicality of Using the Second Harmonic for Reducing IMD", *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 11, pp. 1097-1098, 1988.
- [5] M. Modeste, M. Moazzam, "Analysis and Practical Performance of a Difference Frequency Technique for Improving the Multicarrier IMD Performance of RF Amplifiers", *IEEE MTT-S Digest*, pp. 53-56, 1999.
- [6] 조경준, 김상희, 김완중, 김종현, 이종철, 이병제, 김남영, "2차 고조파를 이용한 전치왜곡 선형화기 설계", *한국통신학회논문지*, 23(1A), pp. 688-691, 2001년.
- [7] K. J. Cho, D. H. Jang, S. H. Kim, J. H. Kim, J. C. Lee, B. J. Lee, N. Y. Kim and S. P. Stapleton, "High Efficiency W-CDMA Multi-channel Power Amplifier Using RF Predistortion Technique", *IEEE ISWC*, pp. 99-100, 2002.

### 박 진 상



2001년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)

2003년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)

2003년 1월~현재: (주)에이스테크 놀로지

[주 관심분야] RF Linearization Techniques and Adaptive Switchable Combiner

### 조 경 준



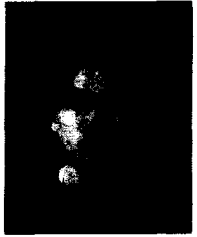
1998년 2월: 안양대학교 정보통신공학과 (공학사)

2000년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)

2000년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정

[주 관심분야] RF Power Amplifier and Linearization Techniques, Microwave Sensor

장 동 희



2000년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)  
2002년 2월: 광운대학교 전파공학과 (공학석사)  
2002년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 박사과정  
[주 관심분야] RF Power Amplifier

and Linearization Techniques

김 남 영



1987년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)  
1991년 2월: New York 주립대 전자공학과 (공학석사)  
1994년 2월: New York 주립대 전자공학과 (공학박사)  
1994년 9월: 광운대학교 전자공학

과 조교수

2000년 2월: 광운대학교 전자공학과 부교수

[주 관심분야] 초고주파 집적회로, MMIC, ASIC

김 중 헌



1984년 2월: 광운대학교 전자통신공학과 (공학사)  
1990년 6월: 독일 Ruhr Univ. Bochum 전자공학과 (공학석사)  
1994년 8월: 독일 Dortmund Univ. 전자공학과 (공학박사)  
1995년 4월: 광운대학교 전파공학

과 조교수

1999년 4월: 광운대학교 전파공학과 부교수

2002년 2월: Simon-Fraser University, Canada, Research Associate

[주 관심분야] Integrated RF/DSP design, Smart power amplifier and High efficiency RF Power Amplifier

이 중 철



1983년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)  
1985년 2월: 한양대학교 대학원 전자공학과 (공학석사)  
1989년 12월: 미국 Arizona State University 전자공학 (공학석사)  
1994년 5월: 미국 Texas A&M University 전자공학 (공학박사)

iversity 전자공학 (공학박사)

1998년 4월: 광운대학교 전파공학과 조교수

2002년 4월: 광운대학교 전파공학과 부교수

[주 관심분야] 초고주파 및 광전자 공학, RF MEMS, 밀리미터파 능동 및 수동 소자

이 병 제



1988년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)  
1993년 12월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학석사)  
1997년 5월: 미국 Southern Illinois University 전자공학과 (공학박사)  
2000년 4월~현재: 광운대학교 전

파공학과 조교수

[주 관심분야] 마이크로스트립 안테나