

# LINC 시스템 구현을 위한 닫힌 해를 갖는 크기 위상 오차 검출 기법

## The Gain and Phase Mismatch Detection Method with Closed Form Solution for LINC System Implementation

명성식\*\*\* · 이일규\*\*\* · 임규태\* · 육종관\*\* · Joy Laskar\*

Seong-Sik Myoung\*\*\* · Il-Kyoo Lee\*\*\* · Kyutae Lim\* · Jong-Gwan Yook\*\* · Joy Laskar\*

### 요 약

본 논문에서는 linear amplification with nonlinear components(LINC) 시스템의 두 신호 경로에 발생하는 크기와 위상 오차를 자동으로 검출하여 보상하는 알고리즘을 제안하였다. LINC 시스템은 첨두 대 평균 전력비가 큰 non-constant envelop 신호를 constant envelop 신호로 바꿔주어 고효율 전력 증폭기를 사용할 수 있는 장점이 있다. 그러나 LINC 시스템은 두 전력 증폭기의 경로에서 발생하는 매우 작은 경로 오차에 민감하게 성능이 열화된다는 단점이 있다. 본 논문에서는 4개의 테스트 신호를 이용하여 두 경로의 크기와 위상 오차를 검출하는 알고리즘을 제안하였다. 제안된 오차 검출 기법은 닫힌 해(closed form solution)를 가지며, 반복 계산이 필요하지 않아, 빠르고 효율적으로 오차를 검출할 수 있다. 본 논문에서는 제안된 기법을 적용하여 오차 검출과 검출된 결과를 반영하여 신호의 왜곡을 보상하는 digital-IF 형태를 갖는 LINC 시스템을 구현하였다. 구현된 LINC 시스템은 7 MHz 채널 대역을 갖고 16-QAM으로 변조된 IEEE 802.16 WiMAX 기저 대역 신호를 이용하여 성능을 분석하였으며, 제안된 기법을 이용하여 EVM이 -37.37 dB까지 개선되었으며, 이로서 LINC 시스템 구현시 제안된 오차 검출 및 보상 기법의 적용 타당성을 확인하였다.

### Abstract

This paper proposed the path mismatch detection and compensation algorithm with closed form for linear amplification with non-linear components(LINC) system implementation. The LINC system has a merit of using the high efficient amplifier by transferring the non-constant envelop signal which is high peak to average signal ratio into constant envelop signal. However, the performance degradation is very sensitive to the path mismatch such as an amplitude mismatch and a phase mismatch. In order to improve the path mismatch, the error detection and compensation method is introduced by the use of four test signals. Since the presented method has the closed form solution, the efficient and fast detection is available. The digital-IF structure of LINC system applied by the proposed error detection and compensation algorithm was implemented. The performance was evaluated with the IEEE 802.16 WiMAX baseband signal which has 7 MHz channel bandwidth and 16-QAM. The Error Vector Magnitude(EVM) of -37.37 dB was obtained through performance test, which meets performance requirement of -24 dB EVM. As a result, the introduced error detection and compensation method was verified to improve the LINC system performance.

Key words : LINC, Power Amplifier, Efficiency, Mismatch Detection, Compensation, Implementation

\*Georgia Electronic Design Center, Georgia Institute of Technology

\*\*연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

\*\*\*공주대학교 정보통신공학부(Department of Information and Communication Engineering, Kongju National University)

· 논문 번호 : 20080303-025

· 수정완료일자 : 2008년 4월 18일

## I. 서론

전력 증폭기는 무선 통신 시스템의 전통적으로 가장 중요한 소자 중의 하나로 인식되어 왔다. 특히 전력 증폭기의 선형성과 전력 효율의 이해 상충(trade-off) 문제는 전력 증폭기 연구 분야의 가장 중요한 연구 대상의 하나였다. 오늘 날에는 고 용량의 데이터 전송을 위하여 직교 주파수 분할 변조(Orthogonal Frequency Division Modulation: OFDM)과 같이 첨두 대 평균 전력비(Peak to Average Power Ratio: PAPR)가 매우 큰 non-constant envelop를 갖는 신호의 경우, 충분한 선형성 확보를 위하여 백오프(back-off)를 매우 크게 하며, 이로 인해 시스템의 평균 전력 효율은 극단적으로 낮아지는 문제점이 발생하게 된다. Chireix는 non-constant envelop 신호를 적절한 신호처리 절차를 거쳐, out-phase 특성을 갖는 두 개의 constant envelop 신호로 바꿔 전력 효율이 높은 스위칭 타입의 전력 증폭기를 사용하여 증폭한 후 다시 두 신호를 합하는 방법으로, 선형 증폭을 하며 동시에 전체 시스템의 효율이 높일 수 있는 기법을 제안하였다<sup>[1]</sup>. Cox는 그의 논문에서 LINC (Linear amplification with Non-linear Components)라는 말을 처음 사용하였으며<sup>[2]</sup>, SCS(Signal Component Separator)를 구현하여 LINC 시스템의 실험 결과를 제시하였다<sup>[3]</sup>.

이후 LINC 시스템은 전체 시스템 전력 효율을 개선할 수 있는 주목을 받았다. 그러나 LINC 시스템은 시스템 전력 효율을 높일 수 있는 장점이 있으나, 두

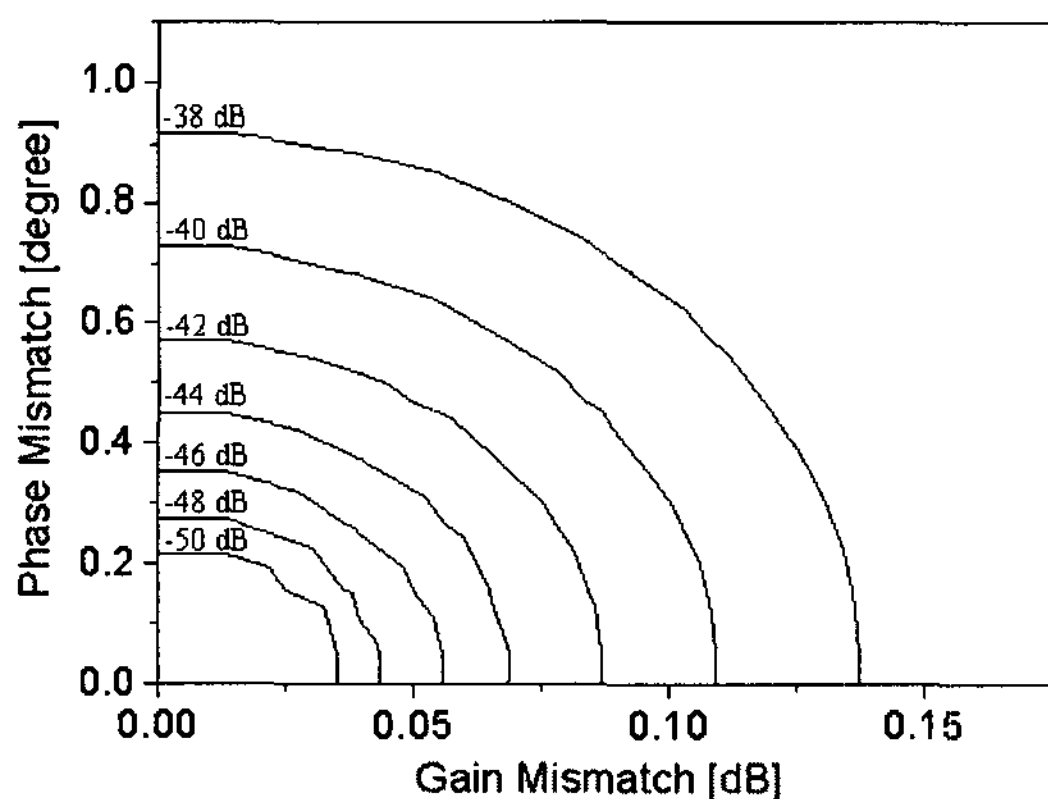


그림 1. 경로 오차의 영향  
Fig. 1. IMD3 characteristic vs. path mismatch.

신호 경로 사이에 미세한 이득이나 위상의 오차에도 시스템 성능이 심하게 열화되는 문제점이 있다<sup>[4],[5]</sup>. 그림 1은 LINC 시스템의 두 신호 경로에 이득과 위상의 불일치가 있을 경우, 출력 신호에 나타나는 3차 상호 변조 왜곡(3<sup>rd</sup> order Inter-Modulation Distortion: IMD3) 특성을 그린 것이다<sup>[4]</sup>. 40 dB의 IMD3 특성을 만족하기 위해서는 약 0.1 dB 이하의 크기 오차 또는 0.7도 이하의 위상 오차가 요구되게 된다. 이는 일반적인 RF 회로들로 구현하기 매우 어려운 수준으로, 따라서 두 신호 경로 사이에서 발생하는 오차를 검출하고 이를 보상하는 기법에 대한 연구가 LINC 연구 분야의 가장 중요한 연구 내용 중의 하나였다<sup>[6]-[8]</sup>. 기존에 제시된 오차의 검출 기법은 크게 실시간 방법과 비실시간 방법으로 나뉘어진다. 실시간 방법<sup>[6]</sup>은 실시간적으로 발생하는 오차를 검출하고 보상할 수 있다는 장점이 있으나, 수신 회로가 복잡하고 전력 소모가 높다는 단점이 있다. 반면 비실시간 방법은 실시간적으로 오차를 검출 및 보상을 할 수는 없으나, 수신 회로가 상대적으로 간단하고 전력 소모가 적다는 장점이 있다<sup>[7],[8]</sup>. 기존에 제시된 오류 검출 기법은 대부분 반복 계산을 통하여 최적의 보상 값을 찾는 방법을 사용하였다<sup>[6]-[8]</sup>. 그러나 이러한 반복 기법은 계산 시간이 오래 걸리고, 전력 증폭기의 비선형 특성에 따라 수렴이 어려울 수도 있다는 단점이 있다. 이에 본 논문에서는 4개의 테스트 신호를 사용하여 closed form을 갖는 형태의 해를 통해 경로 오차를 검출하는 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 각각의 테스트 신호를 입력한 후, 전력 결합기의 출력 신호의 크기만을 측정하여 각각의 경우에 대해 연립 방정식을 만들어 해를 구하는 방법으로, 경로의 크기 및 위상 오차가 closed form을 갖게 되어 반복 계산이 필요 없어 매우 빠르게 검출이 가능하다. 또한, 검출된 오차를 적용하여 신호를 보상할 경우, 전력 증폭기의 비선형 특성에 의한 반복 보상이 필요한 경우, 절대적인 두 경로의 오차를 알고 있기 때문에 수렴이 매우 쉽다는 장점이 있다. 본 논문에서는 제안된 기법을 적용하여 LINC 시스템을 구현하였으며, IEEE 802.16 WiMAX 기저 대역 신호를 이용하여 시스템 성능 개선을 분석하였다.

## II. 이득 및 위상 불일치 검출 알고리즘

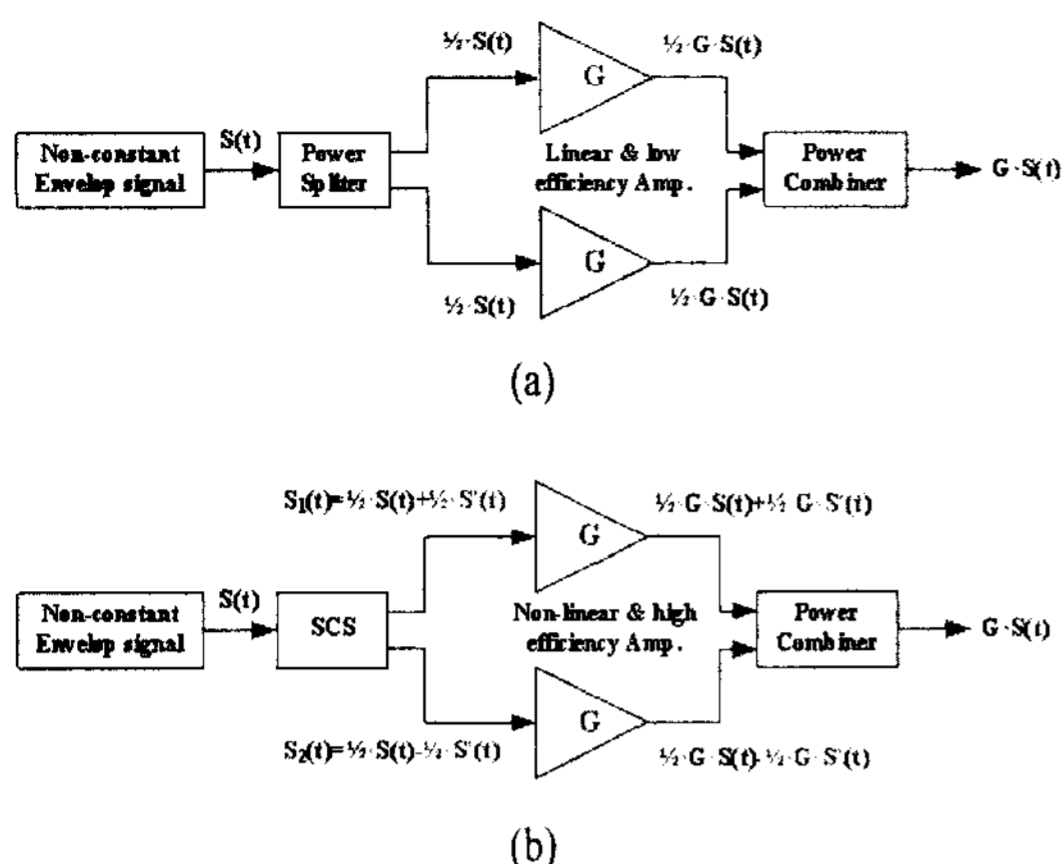


그림 2. (a) Conventional balanced and (b) LINC 시스템 블록 다이어그램  
 Fig. 2. (a) Conventional balanced and (b) LINC system block diagram.

본 논문에서는 기존에 제시된 기법<sup>[7],[8]</sup>과 같이 네 개의 테스트 신호를 이용하여 두 신호 경로의 오차를 검출한다. 기존 논문에서 제시된 기법에서 두 개의 테스트 신호는 I(in-phase) 경로, 나머지 두 신호는 Q(quadrature-phase) 경로의 오류를 검출하기 위하여 사용된다. 즉, 결과적으로 위상 및 크기 오차를 검출하기 위하여 각각 두 개의 테스트 신호를 사용하게 된다. 이때 단 두 개의 테스트 신호만으로는 두 경로의 크기 및 위상 오차에 대한 유일한 해를 얻을 수 없기 때문에 반복 계산이 필요하게 된다. 또한, 초기 위상 오차가 크게 존재할 경우, 반복 계산의 횟수가 많아져 경로 오차의 검출과 보상에 필요한 시간이 늘어난다는 단점이 있다. 본 연구에서는 기존의 연구와 같이 네 개의 테스트 신호를 사용하되, 유일한 해를 얻을 수 있게 테스트 신호를 선택하여 반복 계산 없이 해를 구할 수 있게 된다. 또한, 출력 신호의 크기만을 측정하기 때문에 수신 회로가 매우 간단하게 구현이 가능하다.

LINC 시스템의 두 constant envelop 신호  $S_1$  및  $S_2$  경로의 전달 함수가 각각  $H_1(\omega) = A\angle\theta$ , 그리고  $H_2(\omega) = (A^* \Delta A)\angle(\theta + \Delta\theta)$  라고 가정한다. 이때  $A$ 와  $\Delta\theta$ 는 두 경로의 이득의 크기 및 위상 오차를 의미한다. 이때 두 경로에 입력되는  $S_1$  및  $S_2$ 는 LINC 시스템의 특성으로 인해 크기는 동일하고 단 위상 차이만 있으므로 다음과 같이 표현이 가능하다.

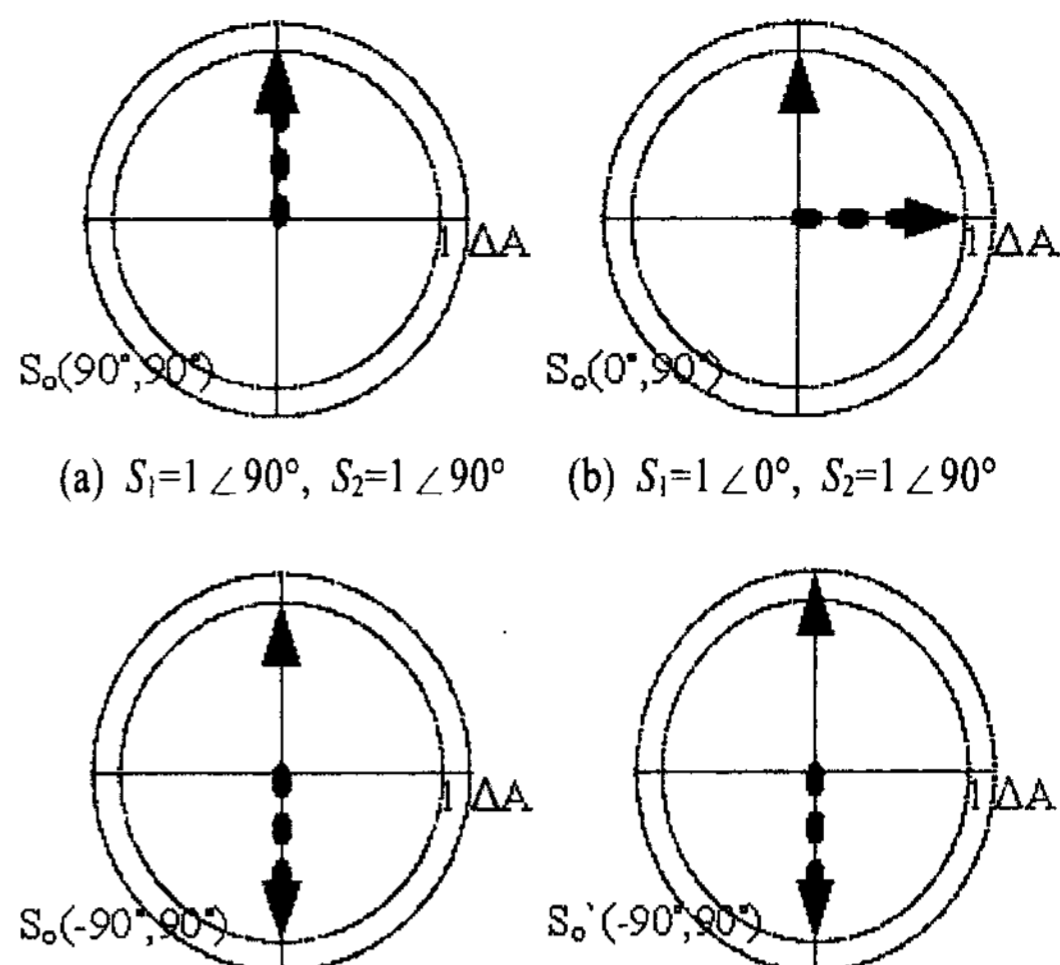


그림 3. 네 개의 테스트 신호들  
 Fig. 3. Four test signals.

$$S_1(\omega) = 1\angle\theta_1 \quad (1)$$

$$S_2(\omega) = 1\angle\theta_2 \quad (2)$$

이때,  $S_1$  및  $S_2$ 의 크기는 1로 정규화 되었다.

LINC 시스템의 출력 신호  $S_o(S_1, S_2)$ 과 그 크기는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} S_o(S_1, S_2) &= A\angle\theta \cdot S_1 + (A^* \Delta A)\angle(\theta + \Delta\theta) \cdot S_2 \\ &= A\angle\theta \cdot 1\angle\theta_1 + (A^* \Delta A)\angle(\theta + \Delta\theta) \cdot 1\angle\theta_2 \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} |S_o(S_1, S_2)| &= |S_o(\theta_1, \theta_2)| = A \cdot |(1\angle\theta_1 + \Delta A\angle(\theta_2 + \Delta\theta))| \\ &= A \cdot |\cos\theta_1 + j\sin\theta_1 + \Delta A \cdot \cos(\theta_2 + \Delta\theta) + j\Delta A \cdot \sin(\theta_2 + \Delta\theta)| \\ &= A \cdot \sqrt{[\cos\theta_1 + \Delta A \cdot \cos(\theta_2 + \Delta\theta)]^2 + [\sin\theta_1 + \Delta A \cdot \sin(\theta_2 + \Delta\theta)]^2} \end{aligned} \quad (4)$$

이때,  $S_1$ 과  $S_2$ 에 각각 그림 3의 (a), (b), (c)와 같이 크기는 같으며, 두 신호의 위상이 동위상, 역위상, 그리고 90도 위상 차를 갖는 신호들을 입력할 경우, 그 출력은 다음과 같다.

$$S_o(-90^\circ, 90^\circ) = A\angle\theta \cdot (-j + \Delta A\angle\Delta\theta \cdot j) \quad (5)$$

$$S_o(0^\circ, 90^\circ) = A\angle\theta \cdot (1 + \Delta A\angle\Delta\theta \cdot j) \quad (6)$$

$$S_o(90^\circ, 90^\circ) = A\angle\theta \cdot (j + \Delta A\angle\Delta\theta \cdot j) \quad (7)$$

세 경우의 출력 신호의 크기는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |S_o(-90^\circ, 90^\circ)| &= A \cdot \sqrt{\Delta A^2 \cdot \cos^2(90 + \Delta\theta) + [-1 + \Delta A \cdot \sin(90 + \Delta\theta)]^2} \\ &= A \cdot \sqrt{\Delta A^2 \cdot \sin^2(\Delta\theta) + [-1 + \Delta A \cdot \cos(\Delta\theta)]^2} \end{aligned} \quad (8)$$

$$|S_o(0^\circ, 90^\circ)| = A \cdot \sqrt{[1 + \Delta A \cdot \sin(\Delta\theta)]^2 + \Delta A^2 \cdot \cos^2(\Delta\theta)} \quad (9)$$

$$|S_o(90^\circ, 90^\circ)| = A \cdot \sqrt{\Delta A^2 \cdot \sin^2(\Delta\theta) + [1 + \Delta A \cdot \cos(\Delta\theta)]^2} \quad (10)$$

이때, 절대적인 이득은 중요한 요소가 아니므로  $|S_o(0^\circ, 90^\circ)|$  에 대한  $|S_o(90^\circ, 90^\circ)|$  와  $|S_o(-90^\circ, 90^\circ)|$  의 비로 새로운 변수  $\alpha$  와  $\beta$  를 정의한다.

$$\alpha = \frac{|S_o(-90^\circ, 90^\circ)|}{|S_o(0^\circ, 90^\circ)|} = \frac{\sqrt{\Delta A^2 \cdot \sin^2(\Delta\theta) + [-1 + \Delta A \cdot \cos(\Delta\theta)]^2}}{\sqrt{[1 + \Delta A \cdot \sin(\Delta\theta)]^2 + \Delta A^2 \cdot \cos^2(\Delta\theta)}} \quad (11)$$

$$\beta = \frac{|S_o(90^\circ, 90^\circ)|}{|S_o(0^\circ, 90^\circ)|} = \frac{\sqrt{\Delta A^2 \cdot \sin^2(\Delta\theta) + [1 + \Delta A \cdot \cos(\Delta\theta)]^2}}{\sqrt{[1 + \Delta A \cdot \sin(\Delta\theta)]^2 + \Delta A^2 \cdot \cos^2(\Delta\theta)}} \quad (12)$$

위의 식 (11)과 (12)를 연립해 풀면, closed form을 갖는 해를 구할 수 있다. 위의 두 식 (11), (12)의 해는 다음과 같다.

$$\Delta A \angle \Delta\theta = \begin{cases} \Delta A_1 \angle \Delta\theta_1, \\ \Delta A_2 \angle \Delta\theta_2, \\ \Delta A_3 \angle \Delta\theta_3, \\ \text{or } \Delta A_4 \angle \Delta\theta_4 \end{cases} \quad (13)$$

$$\Delta A_1 \angle \Delta\theta_1 = \frac{\sqrt{2}}{2} \left( \sqrt{\frac{B}{C}} - \sqrt{\frac{D}{C}} \right) \angle \tan^{-1} \left( \frac{F}{E} \right) \quad (14)$$

$$\Delta A_2 \angle \Delta\theta_2 = \frac{\sqrt{2}}{2} \left( \sqrt{\frac{B}{C}} + \sqrt{\frac{D}{C}} \right) \angle \tan^{-1} \left( \frac{F}{E} \right) \quad (15)$$

$$\Delta A_3 \angle \Delta\theta_3 = \frac{\sqrt{2}}{2} \left( -\sqrt{\frac{B}{C}} + \sqrt{\frac{D}{C}} \right) \angle \left( \pi - \tan^{-1} \left( \frac{F}{E} \right) \right) \quad (16)$$

$$\Delta A_4 \angle \Delta\theta_4 = \frac{\sqrt{2}}{2} \left( -\sqrt{\frac{B}{C}} - \sqrt{\frac{D}{C}} \right) \angle \left( \pi - \tan^{-1} \left( \frac{F}{E} \right) \right) \quad (17)$$

이때, B-F는 다음과 같다.

$$B = \alpha^4 + 2 \cdot \alpha^2 \cdot \beta^2 + \beta^4$$

$$C = \alpha^4 - 2 \cdot \alpha^2 - 2 \cdot \beta^2 + \beta^4 + 2$$

$$D = \alpha^4 - 4 \cdot \alpha^2 - 4 \cdot \beta^2 - 2 \cdot \alpha^2 \cdot \beta^2 + \beta^4 + 4$$

$$E = \alpha^2 - \beta^2$$

$$F = \alpha^2 + \beta^2 - 2$$

이때,  $\Delta A_1 \angle \Delta\theta_1 = \Delta A_3 \angle \Delta\theta_3$ ,  $\Delta A_2 \angle \Delta\theta_2 = \Delta A_4 \angle \Delta\theta_4$  이며,  $\Delta\theta_1 = \Delta\theta_2$  이다. 또한, 식 (11)과 (12)를 식 (15)와 (16)에 대입하면  $\Delta A_1 = 1/\Delta A_2$ 의 관계를 가짐을 알 수 있다. 따라서 두 경로의 크기 및 위상 오차  $\Delta A$ 와  $\Delta\theta$ 는 다음과 같다.

$$\Delta A = \Delta A_1 \text{ or } 1/\Delta A_1 \quad (18)$$

$$\Delta\theta = \Delta\theta_1 \quad (19)$$

즉, 앞의 세 개의 테스트 신호를 이용한 측정을 통해, 유일한 해를 갖는 위상 오차를 계산할 수 있으나, 크기 오차에 대한 해는 유일한 해를 갖지 않는다. 식 (18)은 두 경로의 크기 오차가 어느 정도 발생하는지는 알 수 있으나, 어느 쪽이 더 큰 크기를 갖는지 여부는 확인할 수 없음을 의미한다. 이는  $S_1, S_2$ 에 어떠한 위상을 갖는 신호를 넣어도 유일한 해를 얻을 수 없으며, 답을 구할 수 없음을 의미한다. 따라서, 그림 3(d)와 같이 역위상을 가지며 한쪽의 크기가 약간 다른 테스트 신호를 위한 추가적인 측정이 필요하다.  $S_2$ 의 크기를  $\Delta A_1$  만큼 크게 넣어 출력 신호의 크기를 측정한다. 이때,  $S_2$ 의 크기는 선형 증폭기의 경우 입력 신호의 크기를 크게 하는 방법과, 스위칭 타입의 비선형 증폭기의 경우 바이어스 전원을 조절함으로써 조절이 가능하다<sup>9)</sup>. 만일 두 경로의 크기 차이가 이전에 계산한  $\Delta A_2$  즉  $1/\Delta A_1$ 이라면 출력 신호의 크기는 조절하기 전인 그림 3(c)의 출력보다 크기가 작을 것이다. 만일 경로 이득이 조절된 경우의 출력 신호가 더 커졌다면 크기 오차는  $\Delta A_1$ , 즉  $1/\Delta A_2$ 이 된다. 즉, 크기와 위상 모두 유일한 해를 얻기 위해서는 최소 위상이 다른 세 개의 테스트 신호와 크기가 다른 한 개의, 모두 네 개의 테스트 신호가 필요하다. 이상의 네 번의 측정을 통해 아무런 반

복 계산 없이 정확히 두 경로의 크기 및 위상 오차를 검출할 수 있게 된다.

### III. LINC 시스템 구현

본 논문에서는 제안된 경로 오차 검출 알고리즘을 적용한 LINC 시스템을 구현하였다. LINC 시스템은 일반적으로 두 경로의 크기 및 위상 오차뿐만 아니라, IQ 모듈레이터의 IQ 미스매치에도 매우 민감하게 성능이 열화되는 문제점이 있다<sup>[10]</sup>. 이러한 IQ 미스매치는 상용 IQ 모듈레이터로 실현이 어려운 수준으로 높은 요구 규격을 갖는다. 또한, 본 논문에서 제안된 알고리즘에서는 위상의 오차를 검출하기 위한 세 개의 테스트 신호 중에 그림 3(b)와 같이 90도 위상차를 갖는 신호를 사용하기 때문에 IQ 미스매치가 매우 작아야 한다는 가정이 필요하게 된다. 이러한 LINC 시스템의 요구 사항과 제안된 알고리즘의 특징을 반영하여 본 논문에서는 digital-IF(Intermediate Frequency) 구조를 사용하여 LINC 시스템을 구현하였다. 또한, II장에서 제시된 기법으로 검출된 경로의 크기 및 위상 오차를 디지털 신호 처리 절차를 걸쳐 보상해 주었다. LINC 시스템에 사용되는 전력 증폭기는 전력 효율을 극대화하기 위하여 상당히 비선형 특성이 강한 영역에서 동작을 하게 된다. 따라서 비록 정확한 경로의 오차를 검출하였다고 하더라도, 두 경로가 완전히 동일한 전달 특성을 갖기 위해서는 검출과 보상의 과정이 수 차례 반복이 필요하게 된다. 그러나 이러한 반복의 과정은 기존에 제시된 오차를 반복 계산을 통하여 검출하는 방법에 비하여 여러 가지 면에서 효율적이라 할 수 있다. 기존의 검출 방법<sup>[7]</sup>은 초기 위상 오차가 큰 경우, 반복 계산의 수가 많아야 하지만 본 연구에서 제시된 방법은 초기 위상 오차가 얼마인지 관계 없이 정확한 검출이 가능하다. 또한, 보상을 위한 반복 과정에서도 항상 절대적인 두 경로의 오차를 알고 있기 때문에 다양한 수렴 알고리즘을 적용하여 수렴 속도를 개선할 수 있다는 장점이 있다.

본 논문에서는 테스트 신호의 크기를 비교하여 경로 오차의 계산과 IEEE 802.16 WiMAX 기저 대역 신호의 signal separation 및 IQ 모듈레이션, 검출된 경로 오차의 보상 과정을 Matlab 프로그램을 이용하여

진행하였다. 구현된 LINC 시스템의 블록도는 그림 4와 같다. 계산된 디지털 신호는 digital-analog 변환기(Digital-Analog Converter: DAC)를 이용하여 아날로그 신호를 발생하였으며, IF 주파수는 30 MHz를 사용하였다. IF 신호는 주파수 변환기를 사용하여 1,000 MHz RF 주파수로 변환하였다. 주파수 변환기를 구동하는 LO는 동일한 신호원을 전력 분배기로 나누어 사용하였다. 두 주파수 변환기를 구동하는 LO를 각각 독립적인 두 개의 신호원을 사용할 경우, 두 신호원에서 발생하는 미세한 주파수 차이가 time variant한 위상 차이를 만들어내어 안정적인 LINC 시스템을 구현할 수 없게 된다. 전력 증폭기는 class AB 전력 증폭기를 사용하였다. 전력 증폭기의 전원은 10 V 전압을 사용하였으며, 이때 전력 증폭기의 최대 출력은 약 1 W이며, 이때 효율은 약 30 %이다. 계산된 경로 오차는 DAC 앞 단에서 검출된 경로 오차  $\Delta H = \Delta A \angle \theta$ 를 곱해주어 보상해 주었다. 즉, 위상 및 크기 오차는  $S_2$  신호의 위상 및 크기를 각각 조절하여 보상해 주었다. 이는 본 LINC 시스템에서 사용된 전력 증폭기가 선형 증폭기로 비록 강하게 구동되고 있으나, 어느 정도 선형성을 확보하고 있기 때문에 가능한 것이다. 스위칭 타입의 전력 증폭기와 같이 비선형 증폭기의 경우 증폭기의 전원 전압을 조절함으로써 크기를 보상할 수 있으며, 동일한 알고리즘의 적용이 가능하다. 일반적인 전력 증폭기는 입력 전력의 크기에 따른 전달 특성의 변화에 의한 비선형 특성을 가질 뿐 입력 신호의 위상의 변화에는 전달 특성이 영향을 받지 않는다. 따라서 반복 보상은 크기 오차를 먼저 보상하고, 위상 오차는 반복 보상이 필요하지 않게 된다. 전원 전압을 조절하여 출력 신호의 크기를 조절하는 스위칭 타입의 전력 증폭기 또한 전원 전압의 변화에 따른 전달 함수의 변화가 있기 때문에 크기에 대한 반복만이 필요하게 된다.

이렇게 보상되어 증폭된 두 경로의 전력 증폭기 출력은 일컫슨 전력 결합기를 사용하여 전력 결합을 하였으며, 출력 신호는 벡터 신호 분석기를 사용하여 해석하였다.

### IV. 실험 결과

변조된 신호를 이용하여 시스템 성능 분석을 하



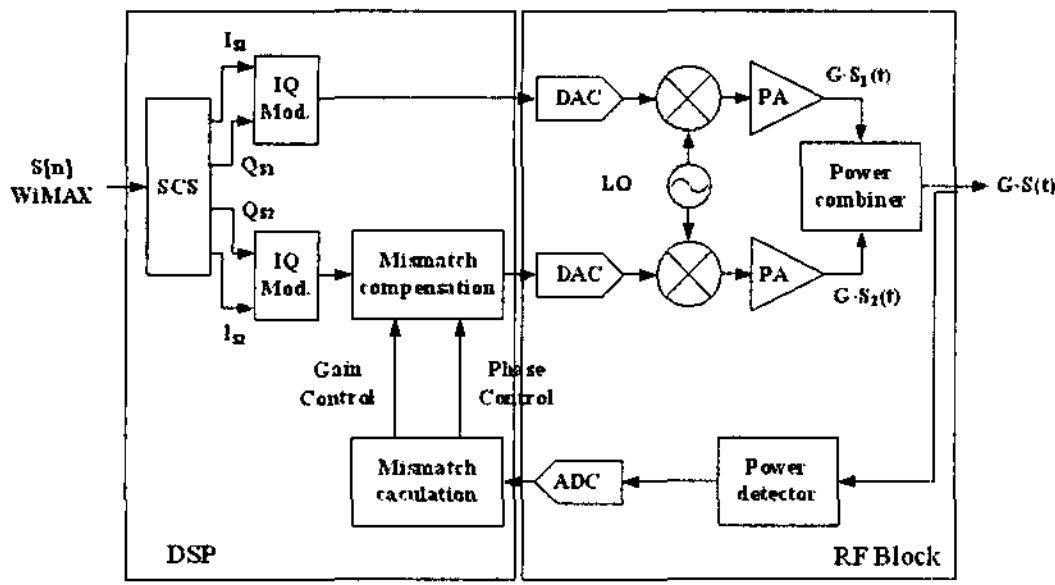


그림 4. 구현된 LINC 시스템 블록도  
Fig. 4. Block diagram of the implemented LINC system.

기 전에 먼저 두 신호 경로에 입력되는 위상 차이에 따른 출력 신호의 크기를 분석하였다. 일반적인 전력 증폭기와는 달리 LINC 시스템에서는 서로 위상이 다른 두 출력을 갖는 전력 증폭기가 전력 결합기를 통하여 연결되어 있기 때문에 전력 결합기의 격리도가 낮거나, 전력 증폭기가 출력 임피던스의 변화에 민감하다면 두 신호의 위상 차이에 따른 출력 특성이 이상적인 경우와 다른 결과가 나오게 된다<sup>[11]</sup>. 먼저 수동으로 두 경로의 크기 및 위상 오차를 보상한 후에 두 경로의 위상 차이에 따른 출력 신호의 크기를 스펙트럼 아날라이저로 측정하여 그림 5에 정리하였다. 그림 5에서 보이는 바와 같이 측정된 결과는 이상적인 경우와 거의 일치하고 있다. 이는 본 연구에서 구현된 LINC 시스템에서 격리도가 우수한 Wilkinson 결합기를 사용하였으며, 전력 증폭

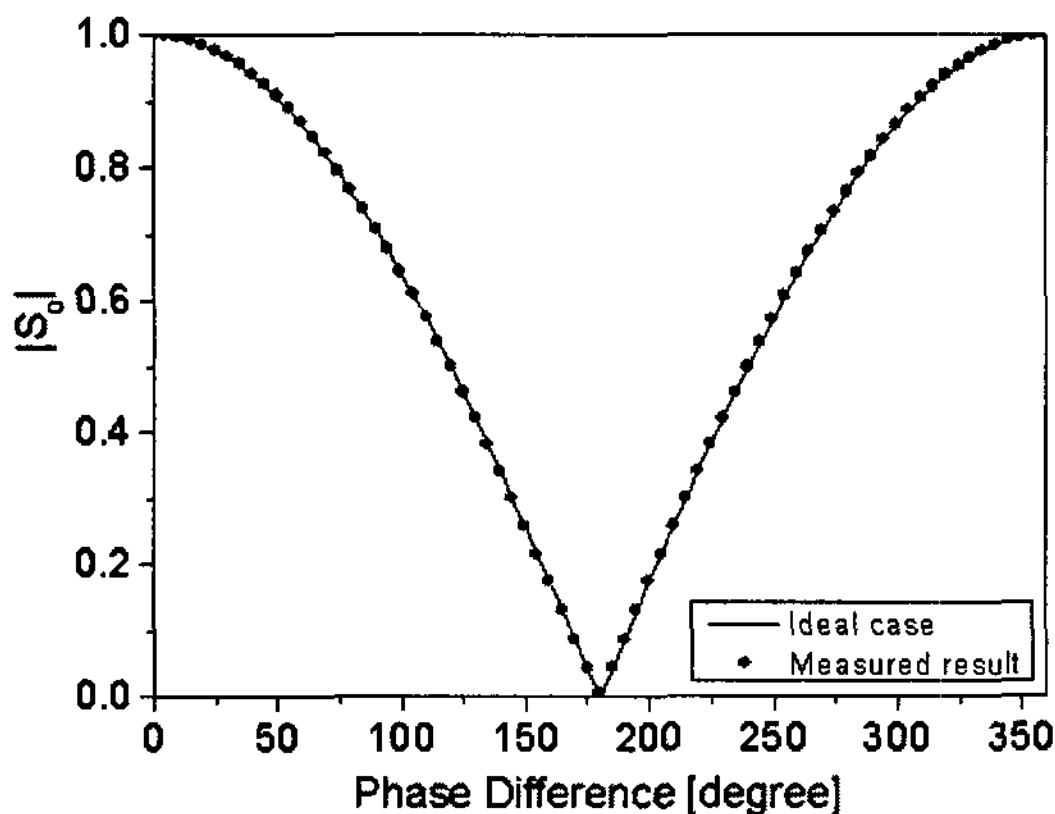


그림 5. 위상 차이에 따른 출력 신호의 크기  
Fig. 5. Amplitude of output signal vs. phase difference.

기 또한 선형 전력 증폭기를 사용하였기 때문이다.

다음으로는 본 논문에서 제안한 경로의 크기 및 위상 오차의 검출과 보상 기법을 적용하여 IEEE 802.16 WiMAX 신호의 품질을 분석하였다. 먼저 제안된 digital-IF 구조의 IQ 미스매치를 측정하였다. 측정된 IQ 미스매치는 이득이 약 0.01 dB, 위상이 약 0.009도 수준으로 거의 무시할 만한 수준으로 측정되었다. 따라서 본 연구에서 제안한 검출 알고리즘을 적용하기에 적절한 구조임을 확인할 수 있었다. IEEE 802.16 WiMAX는 7 MHz 신호를 사용하였으며, 16-QAM 변조가 되어 있는 신호를 사용하였다. 보상을 위한 반복은 두 입력 신호가 동위상일 경우와 역위상일 경우, 출력 신호의 비가 40 dB 이상 될 때까지 반복하였다. 두 신호가 40 dB 이상 될 때, 전체 시스템의 IMD3는 약 40 dB 정도가 된다. 이렇게 검출된 크기 및 위상 보상 값을 반영하여 최종적으로 출력되는 신호를 벡터 신호 분석기를 통하여 분석하였다. 그림 6은 전혀 보상이 되지 않은 경우, 한번 오차를 검출하고 보상을 한 경우, 그리고 최종적으로 보상이 완료된 경우의 출력 신호의 스펙트럼이다. 보상이 전혀 안된 경우, 최대한 두 경로가 대칭적이게 구성하였음에도 불구하고 신호 스펙트럼이 매우 심하게 열화되었음을 알 수 있으며, 이때 신호는 복조가 전혀 불가능한 정도였다. 한번 오차를 검출하고 그를 보상하였을 경우, 전혀 보상하지 않은 경우에 비하여 많이 개선되었지만, 7 MHz 읍셋 주파수에서 ACPR(Adjacent Channel Power Ratio)이 -33 dB로 더욱 개선될 필요가 있다. 최종적으로 보상이 완료된 상황에서는 7 MHz 읍셋 주파수에서 ACPR은 -43 dB로 우수한 특성을 보여주고 있다. 이때의 성좌도를 그림 7에 정리하였다. 보상이 전혀 되지 않았을 경우에는 신호가 전혀 복조되지 못하기 때문에 성좌도를 확인할 수조차 없었다. 보상이 한번 이루어졌을 때의 성좌도는 그림 7(a)에 정리되어 있으며, 이때의 평균 EVM은 -25.39 dB이며, 이미 IEEE의 요구 규격인 -24 dB를 만족하고 있다. 최종적으로 보상이 이루어지고 난 다음의 성좌도는 그림 7(b)와 같으며, 이때의 평균 EVM은 -37.37 dB이다. 이상의 실험 결과를 통하여 본 논문에서 제안하는 경로 오차 검출과 보상 기법을 LINC 시스템 구현에 적용 타당성을 확인하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존 연구에서 사용한 동일한 개수의 테스트 신호를 사용하여 반복 계산 없이 경로 오차를 검출하는 기법을 제안하였으며, 제안된 기법을 적용하여 IEEE 802.16 WiMAX 기저 대역 신호를 이용한 LINC 시스템을 구현하였다. LINC 시스템은 선형성이 높게 요구되는 non-constant envelop 신호를 갖는 변조 시스템에서 non-constant envelop 신호를 두 개의 constant envelop 신호로 바꾸어 각각 고효율 증폭기로 증폭이 가능하게 하여 시스템의 전력 효율을 높일 수 있는 기법이다. 그러나 전력 효율을 높일 수는 있으나 두 신호 경로의 전달 함수가 미세한 크기 및 위상 에러를 갖게 되면 신호의 품질이 극단적으로 나빠진다는 문제점을 갖게 된다. 따라서 본 논문에서는 이러한 경로 오차를 빠르게 검출할 수 있는 기법을 제안하였다. 제안된 검출 기법은 동위상, 직교 위상, 그리고 역위상을 갖는 세 개의 테스트 신호를 두 LINC 신호 경로에 입력한 후 출력 신호의 크기만을 검출하여, 그 상호간의 크기를 비교하여 연립 방정식을 풀어 두 경로의 크기 및 위상 오차를 검출하게 된다. 이때, 경로의 크기 및 위상 오차는 closed form을 갖는 유일한 해를 갖기 때문에 정확한 경로 오차를 검출하기 위하여 반복 계산이 전혀 필요 없다는 장점이 있다. 제안된 기법을 검증하기 위해 상용 소자들을 이용하여 LINC 시스템을 구현하였다. 구현된 LINC 시스템은 제안된 검출 기법이 IQ 미스매치에 민감하다는 특징과 LINC 시스템이 기본적으로 IQ 미스매치에 매우 민감한 특징을 가짐을 고려하여 digital-IF 구조를 바탕으로 하고 있다. 측정 결과, 본 논문에서 제안된 경로 오차의 검출 및 보상 기법을 적용하지 않은 경우 전혀 신호 복조가 안되는 반면, 제안된 기법을 적용하였을 때에는 ACPR이 7 MHz 읍셋 주파수에서 -43 dB까지 개선되었으며, 이때의 EVM은 -37.37 dB까지 개선되었으며, IEEE 요구 규격인 -24 dB를 만족시키고 있다. 또한 제안된 기법을 단 한 번만 적용하였을 때에도 ACPR은 7 MHz 읍셋 주파수에서 -33 dB까지 개선되었으며, 이때의 EVM -25.25.39 dB까지 개선되었다. 본 논문에서 제안된 검출 및 보상 기법은 향후 LINC 시스템의 구현에 있어 필수적인 경로 오차의 검출 및

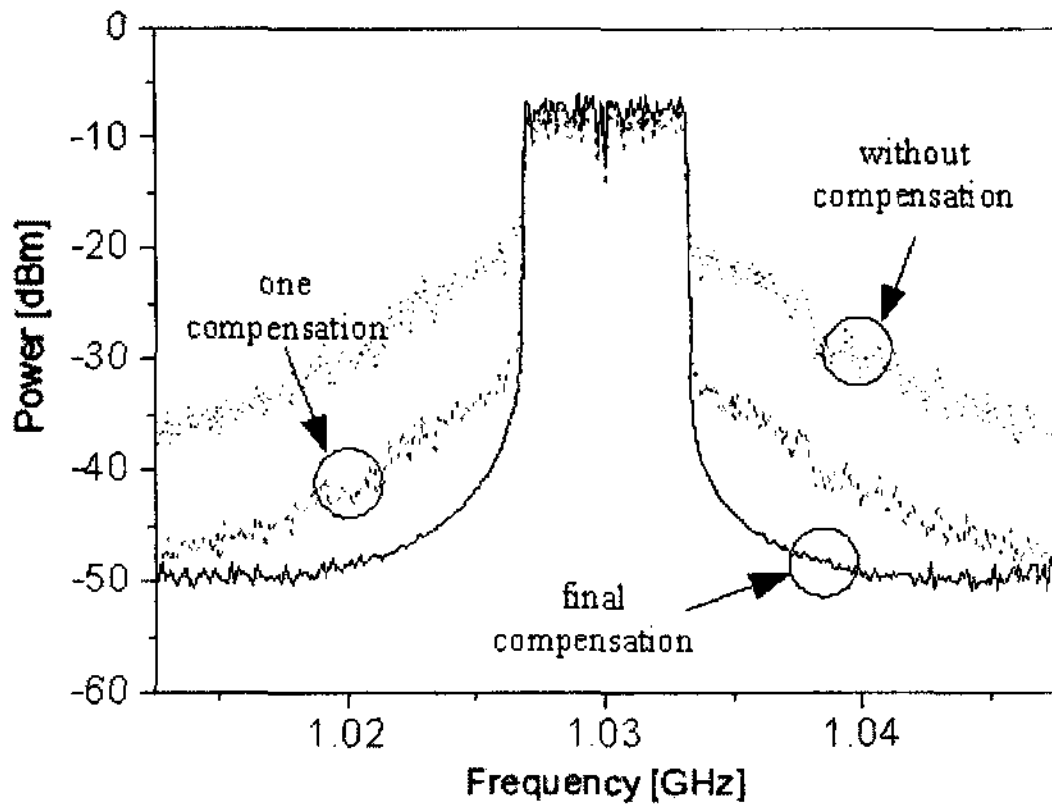
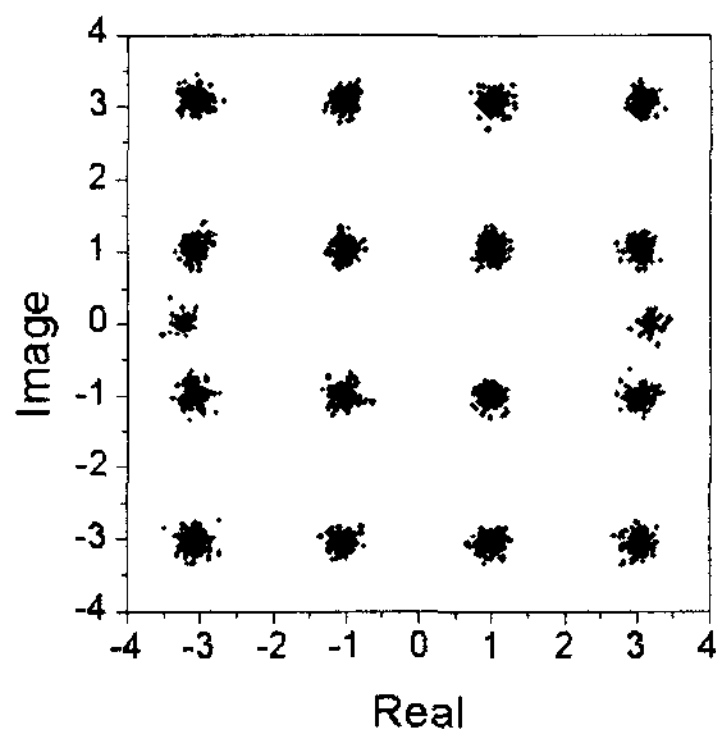
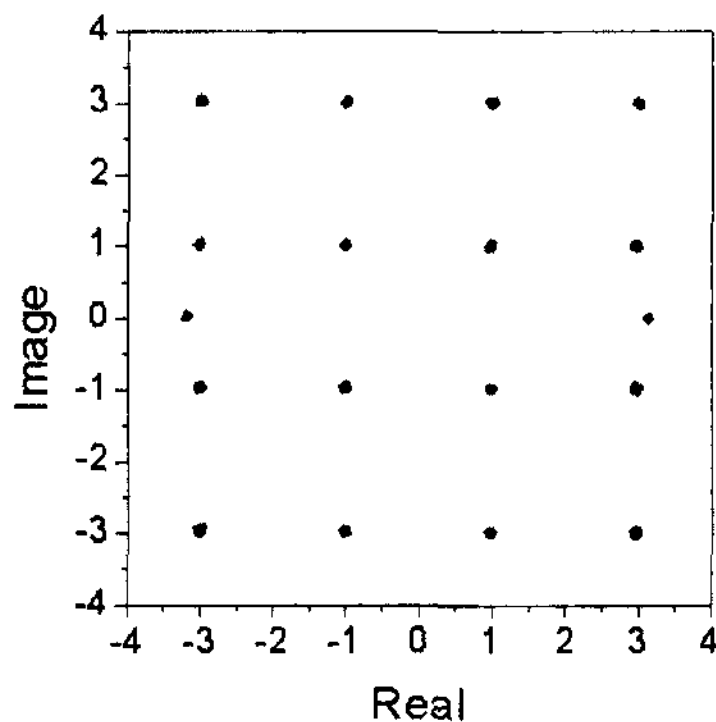


그림 6. 보상 기법을 적용 여부에 따른 출력 신호 스펙트럼 특성

Fig. 6. Output spectrum vs. path mismatch compensation.



(a) 한 번 보상된 신호  
(a) Signal with one-iterative compensation



(b) 완전히 보상된 신호  
(b) Signal with complete compensation.

그림 7. 보상 기법을 적용에 따른 출력 신호 성좌도  
Fig. 7. Constellation of output signal depending on path mismatch compensation.

보상을 더욱 빠르게 구현할 수 있을 것으로 판단되며, 특히 시스템의 초기 경로 오차 보상 기법으로도 활용이 가능할 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

- [1] H. Chireix, "High power outphasing modulation", *Proceedings of the IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [2] D. Cox, "Linear amplification with nonlinear components", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 22, no. 12, pp. 1942-1945, Dec. 1974.
- [3] A. D. Cox, R. Leck, "VHF implementation of a LINC amplifier", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 24, no. 9, pp. 1018-1022, Sep. 1976.
- [4] F. Casadevall, J. J. Olmos, "On the behavior of the LINC transmitter", *IEEE 40th Vehicular Technology Conference*, pp. 29-34, May 1990.
- [5] F. J. Casadevall, A. Valdovinos, "Performance analysis of QAM modulations applied to the LINC transmitter", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 42, no. 4, pp. 399-406, Nov. 1993.
- [6] P. Garcia, A. Ortega, J. de Mingo, and A. Valdovinos, "Nonlinear distortion cancellation using LINC transmitters in OFDM systems", *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 51, no. 1, pp. 84-93, Mar. 2005.
- [7] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, and P. Nanawa, "Gain/phase imbalance-minimization techniques for LINC transmitter", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 12, pp. 2507-2516, Dec. 2001.
- [8] X. Zhang, L. E. Larson, "Gain and phase error-free LINC transmitter", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, pp. 1986-1994, Sep. 2000.
- [9] Steve C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Dedham, MA: Artech House, 1999.
- [10] A. Azirar, I. D. Robertson, "OFDM LINC transmitter with digital I/Q imbalance compensation", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 743-746, Jun. 2004.
- [11] M. Tarsia, J. Houry, and V. Bocuzzi, "A low stress 20 dBm power amplifier for LINC transmission with 50 % peak PAE in 0.25  $\mu\text{m}$  CMOS", *Proceedings of the 26th European Solid-State Circuits Conference*, pp. 61-64, Sep. 2000.

### 명 성 식



2002년 2월: 숭실대학교 전자공학과 (공학사)  
 2004년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
 2004년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 2006년 1월~현재: Georgia Institute of Technology, Georgia Electronic Design Center 방문연구원

[주 관심분야] 초고주파 집적회로

### 이 일 규



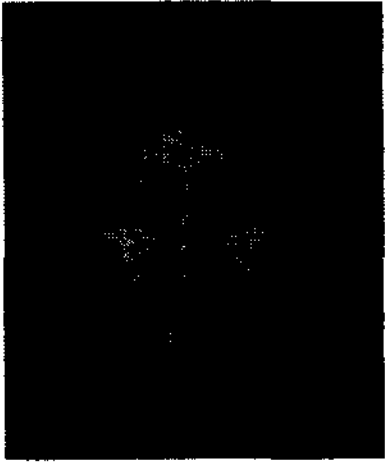
1992년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학사)  
 1994년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2003년 2월: 충남대학교 전자공학과 (공학박사)  
 1999년~2004년: 한국전자통신연구원 선임연구원

2004년~현재: 공주대학교 정보통신공학부 교수

[주 관심분야] 초고주파회로, 무선통신 RF 시스템



임 규 태



1991년 2월: 한양대학교 전자통신 공학과 (공학사)  
1993년 2월: 한양대학교 전자통신 공학과 (공학석사)  
1996년 2월: 한양대학교 전자통신 공학과 (공학박사)  
1996년~2000년: 삼성종합기술원 전

문 연구원  
1998년~1999년: 일본 우정성연구소 연구원  
2000년~현재: Georgia Institute of Technology 수석연구원  
2005년~현재: Georgia Electronic Design Center 부소장  
현재: International Microwave Conference 기술분과 부위원장, Globecom 기술분과 위원, Crowncom 조직위원, IEEE MTT, Signal processing, Communication 분과 위원, IEEE 802.22 표준화 그룹 정규 멤버, ECMA 멤버  
[주 관심분야] 무선인지통신, 디지털 송수신기, 유무선 통신, 시스템 및 회로 설계

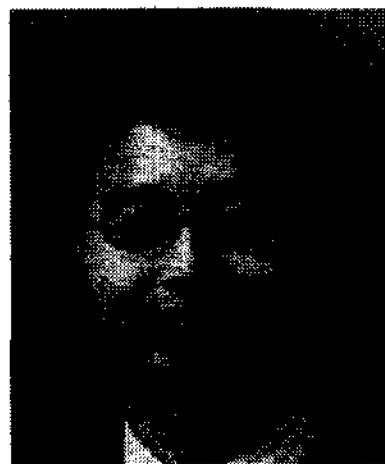
Joy Laskar



1985년: Clemson Univeristy, Computer Engineering (B.S. degree)  
1989년: University of Illinois at Urbana-Champaign, Electrical Engineering (Master degree)  
1991년: University of Illinois at Urbana-Champaign, Electrical Engineering (Ph.D. degree)

1995년~현재: Georgia Institute of Technology 교수  
[주 관심분야] 무선인지통신, 디지털 송수신기, 유무선 통신, 시스템 및 회로 설계

육 중 관



1987년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
1989년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
1996년 2월: University of Michigan (공학박사)  
2000년~현재: 연세대학교 교수

[주 관심분야] MEMS, 초고주파 회로, EMI/EMC, 초고주파 수치해석