

LINC 전력 증폭기의 경로 오차 영향 분석 및 보상에 관한 연구

Analysis and Compensation of RF Path Imbalance in LINC System

임 종 균 · 강 원 실 · 구 현 철

Jonggyun Lim · Wonshil Kang · Hyunchul Ku

요 약

본 논문에서는 LINC(Linear amplification with Nonlinear Component) 시스템의 두 경로 간의 이득 및 위상 오차의 발생에 의한 신호 왜곡을 분석하고, 이를 기반으로 생성한 LUT(Look Up Table)를 활용하여 효율적으로 경로 오차를 제거하는 기법을 제안한다. LINC 시스템은 Outphasing 기법을 활용하기 때문에 경로 오차에 의한 EVM(Error Vector Magnitude) 및 ACPR(Adjacent Channel Power Ratio)의 성능 저하가 커진다. 이득 오차, 위상 오차를 두 개의 변수로 하여 EVM과 ACPR을 구하는 방법을 도출하였다. 도출한 방법을 기반으로 EVM, ACPR에 관한 2차원 LUT를 생성하고, 파일럿 신호 없이 효율적으로 경로 오차를 도출하는 기법을 제안하였다. DSP(Digital Signal Processing) 기반의 경로 보상을 포함한 LINC 시스템을 구축하고 성능을 검증하였다. 대역폭 1.5 MHz, 4.7 dB의 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 갖는 16QAM 신호에 대하여 보상 전에 경로 간 95 %의 이득 비율과 19.33°의 위상 지연을 가지고 있는 LINC 시스템에 대하여 제안된 기법을 적용한 경우, 경로 간 이득 비율은 99 % 이상, 위상 지연 값은 0.5° 이하로 보정되었으며, ACPR은 18.1 dB 향상됨을 확인하였다.

Abstract

In this paper, we analyse the effect of the path imbalances(gain and phase mismatches) in LINC(Linear amplification with Nonlinear Component) system, and propose a simple scheme using LUTs(Look Up Table) to compensate the path imbalances. The EVM(Error Vector Magnitude) and ACPR(Adjacent Channel Power Ratio) of the LINC system are degraded significantly by the path imbalances because it adopts an outphasing technique. The EVM and ACPR are theoretically extracted for two variables(gain and phase mismatch factors) and 2-D LUTs for those are generated based on the analysis. The efficient and simple compensation scheme for the path imbalances is proposed using the 2-D LUTs. A LINC system with the suggested compensation scheme is implemented, and the proposed method is verified with an experiment. A 16-QAM signal with 1.5 MHz bandwidth is used. Before the compensation, the path gain ratio was 95 % and phase error was 19.33°. The proposed scheme adjusts those values with 99 % and 0.5°, and improves ACPR about 18.1 dB.

Key words : LINC, Nonlinear, Outphasing, Power Amplifiers, Imbalance, LUT

I. 서 론

오늘날의 무선 통신 시스템에서는 스펙트럼 효율

을 높이기 위하여 높은 PAPR(Peak to Average Power Ratio)을 가지는 신호를 사용한다. 하지만 이러한 신호는 전력 증폭기의 선형성을 확보하기 위해 높은

「이 논문은 2010년 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(2010-0015258).」

건국대학교 전자공학과(Dept. of Electronic Engineering, Konkuk University)

· 논문 번호 : 20100604-02S

· 교신저자 : 구현철(e-mail : hcku@konkuk.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 8월 5일

입력 신호의 back-off를 요구하게 되며, 그 결과 전력 증폭기의 효율 저하를 초래하게 된다. 최근 에너지 효율의 문제가 중요시됨에 따라 무선 통신 시스템에서 높은 PAPR 신호에 대해 송신기에서 전력 증폭기의 효율을 향상시키기 위한 많은 기술들이 제안 및 연구되고 있다.

대표적인 방법들이 EER(Envelope Elimination and Restoration), Doherty 기법, LINC(Linear amplification with Nonlinear Component) 기법 등이다. EER은 전력 증폭기 입력 신호의 포락선 신호를 DC 바이어스 회로로 보내고 위상 정보를 증폭기에 인가하여 원래의 신호를 복원하는 구조를 가지고 있다. RF 전력 증폭기의 입력 신호의 PAPR 값을 1로 하고 포락선 신호에 따라 RF 전력 증폭기의 DC 전압을 조정하여 출력부에서 신호를 복원하여 전력 증폭기의 효율을 향상시킨다. Doherty 증폭기의 경우 부하 변조에 기반한 시스템으로 입력 신호의 전력 레벨에 따라 보조 증폭기의 on/off를 조정하여 효율을 향상시키는 기법이다^[1]. 이상적인 Doherty 증폭기의 경우 최고 출력 신호 전력 레벨의 6 dB back-off된 지점에서 Carrier 증폭기는 최대 효율을 계속 유지하며, Peak 증폭기는 부하 변조에 의해 효율이 선형적으로 증가하여 효율을 향상시킨다. LINC는 outphasing 기법을 적용하여 PAPR이 1인 두 개의 RF 신호로 분리하는 시스템이다. Outphasing 기법은 1935년 Chireix^[2]가 처음 제안하였으며, 1974년에 Cox^[3]에 의해 LINC 시스템으로 사용되었다. 이러한 기법들을 적용한 효율 향상 송신기의 구조를 그림 1에서 비교 도시하였다.

그림 1에서와 같이 대부분의 효율 향상 기법을 적용한 송신기는 두 개 이상의 신호 경로의 분리와 결합을 하는 구조를 취하고 있다. 이러한 경우 두 경로 간의 이득 및 위상 오차가 시스템의 효율 및 선형성에 영향을 미치게 된다. 특히 LINC 시스템은 각 경로 간의 오차에 대해 매우 민감하며 이는 효율 저하뿐만 아니라 선형 특성을 크게 저하시킨다. 최근 LINC 시스템에서의 경로 간의 오차를 보상하기 위한 연구들이 진행되었는데, 그 중 두 개의 증폭기에서 나온 신호를 직접 비교하여 보상하는 방법^[4]과 임의의 파릴렛 신호를 인가하여 예상되는 신호(벡터의 합)를 도출해 내는 방법^{[5],[12]} 등이 있다.

본 논문에서는 LINC 시스템의 경로 오차에 따른

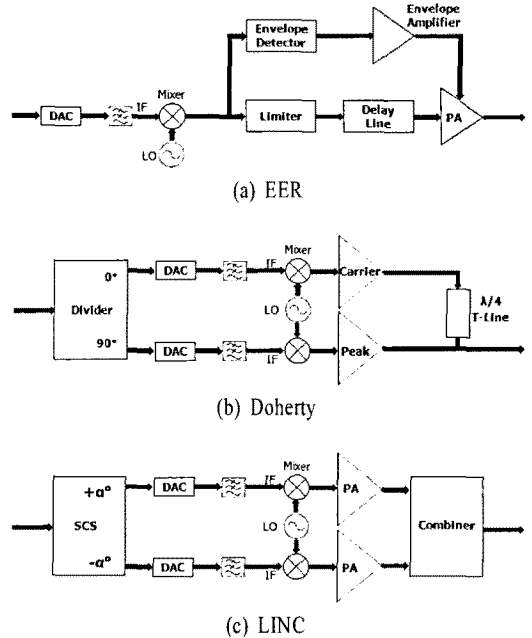


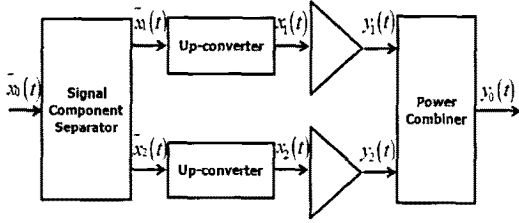
그림 1. RF 송신기 효율 향상을 위한 기법
Fig. 1. Techniques for RF transmitter efficiency enhancement.

EVM(Error Vector Magnitude)과 ACPR(Adjacent Channel Power Ratio)을 분석하고, DSP(Digital Signal Processing) 기반으로 만든 LUT(Look Up Table)와 경로 오차 보상부를 포함하는 SCS(Signal Component Separator)부를 제안하여 LINC 시스템의 선형 특성을 향상시킨다.

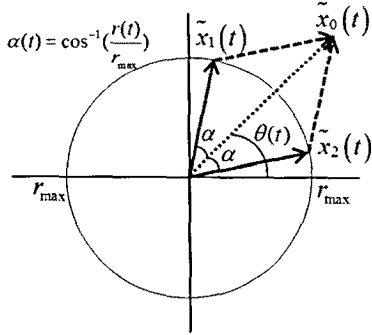
본 논문의 2장에서는 LINC 시스템의 구조와 원리에 대하여 알아보고, 3장에서는 LINC 시스템에서 경로 오차에 의한 EVM과 ACPR를 분석하였다. 4장에서는 경로 오차를 최소화하기 위해 EVM, ACPR 값에 대한 LUT를 이용하는 보상 방법을 제안하고, 5장에서는 실험을 통하여 제안한 기법을 검증하였다.

II. LINC 시스템

LINC 기술은 무선 통신 시스템의 송신단에서의 높은 효율을 가능하게 하는 기술이다. LINC 시스템은 그림 2의 (a)에서와 같이 하나의 입력 신호를 두 개의 동일한 크기를 가지는 포락선 신호로 분리하여 증폭한 후 결합하는 방식이다. 입력 신호는 SCS 부에서 그림 2의 (b)에서와 같이 outphasing 기법을 이용하여 동일한 크기를 가지는 두 개의 포락선 신호로



(a) LINC 시스템의 블록 다이어그램
(a) Block diagram of LINC system



(b) 신호 분리기에서 분리된 신호의 벡터 표현
(b) Separate vector signals by SCS

그림 2. LINC 시스템 및 신호
Fig. 2. LINC system and signal.

분리된다. 최근 진보된 디지털 기술을 이용하여 저비용으로 효율적인 SCS 부의 구현이 가능하다. 이 경우 SCS에서 분리된 신호는 PAPR 값이 1이 되므로 전력 증폭기를 높은 효율을 가지는 영역에서 동작하게 할 수 있다. 또한 동일한 진폭을 가지는 포락선 신호가 전력 증폭기에 입력됨으로써 전력 증폭기의 AM-AM, AM-PM 왜곡의 영향을 받지 않게 됨으로써 LINC 시스템은 전력 증폭기의 비선형성에 의한 선형성 저하를 제거할 수 있다.

그림 2(a)의 LINC 시스템에서 $\tilde{x}_k (k=0, 1, 2)$ 는 기저 대역 복소 포락선 신호이며, $x_k(k=1, 2)$ 는 중심 주파수가 $\omega_c = 2\pi f_c$ 인 RF 신호이다. 입력 복소 포락선 신호 $\tilde{x}_0(t)$ 의 크기와 위상을 각각 $r(t)$, $\theta(t)$ 라고 하면, outphasing을 통하여 분리된 두 신호 $\tilde{x}_{1,2}(t)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{x}_{1,2}(t) = \frac{r_{\max}}{2} e^{j(\theta(t) \pm \alpha(t))} \quad (1)$$

여기서 $r_{\max} = \max(r(t))$ 를 나타내며, 위상 변화 $\alpha(t)$ 는 다음과 같다.

$$\alpha(t) = \cos^{-1}\left(\frac{r(t)}{r_{\max}}\right) \quad (2)$$

입력 복소 포락선 신호 $\tilde{x}_0(t)$ 는 다음과 같은 관계식을 가진다.

$$\tilde{x}_0(t) = \tilde{x}_1(t) + \tilde{x}_2(t) \quad (3)$$

주파수 상향기를 통한 RF 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$x_{1,2}(t) = \text{Re}\left[\frac{r_{\max}}{2} e^{j(\omega_c t + \theta(t) \pm \alpha(t))}\right] \quad (4)$$

식 (4)의 RF 신호가 RF 전력 증폭기에 입력으로 들어가며, 각각의 출력이 $y_{1,2}(t)$ 가 된다. 결합기에서 이 두 신호를 합친 최종 출력 신호가 $y_0(t)$ 가 된다.

III. 다중 경로 오차의 영향 분석

앞장에서 기술한 LINC 시스템에서 두 개의 RF 경로를 동일한 하드웨어를 사용하여 구성하더라도 각 경로의 위상 지연 및 이득 오차가 발생하게 된다. 이러한 경로 오차 영향을 중심 주파수 부근의 신호에 대하여 분석하기 위하여 그림 2(a)의 시스템의 RF 신호 및 시스템을 그림 3에서와 같이 복소 포락선 신호와 기저 대역 복소 등가 시스템으로 표현한다.

각 경로의 전달 함수를 $f_{1,2}(\cdot)$ 로 표현한다. 본 논문에서는 경로 간의 이득과 위상 오차의 영향을 분석하기 위하여 식 (5)와 같이 경로 1의 이득과 위상 변화를 각각 G , φ 라고 하고, 경로 2에서의 이득과 위상 변화를 각각 $G \cdot \Delta G$, $\varphi + \Delta \varphi$ 로 나타낸다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}_1(t) &= f_1(\tilde{x}_1(t)) = G e^{j\varphi} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{y}_2(t) &= f_2(\tilde{x}_2(t)) = G \Delta G e^{j(\varphi + \Delta \varphi)} \tilde{x}_2(t) \end{aligned} \quad (5)$$

ΔG , $\Delta \varphi$ 는 경로 1과 경로 2의 이득 및 위상 오

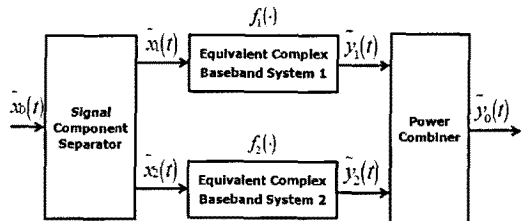


그림 3. 기저 대역 복소 등가 신호 및 시스템
Fig. 3. Equivalent complex baseband signal and system.

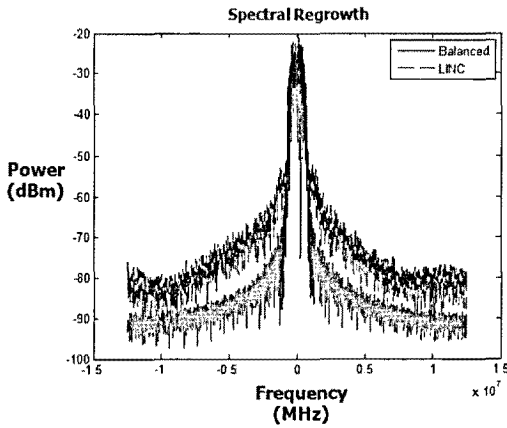


그림 4. 경로 오차에 따른 스펙트럼 변화
Fig. 4. Spectral regrowth by path imbalance.

차를 나타내는 변수값이다. 이상적인 경우 $\Delta G=1$ (100%), $\Delta\varphi=0$ 이 된다. Wilkinson 결합기와 같이 동위상의 isolated된 결합기를 이용하는 경우 최종 출력 신호의 복소 포락선 신호 \tilde{y}_0 는 두 신호의 합으로 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \tilde{y}_0(t) &= \tilde{y}_1(t) + \tilde{y}_2(t) \\ &= G e^{j\varphi} \tilde{x}_1(t) + \Delta G e^{j\Delta\varphi} \tilde{x}_2(t) \end{aligned} \quad (6)$$

LINC 시스템의 경로 오차의 영향을 살펴보기 위하여 대역폭이 1.5 MHz인 16QAM 신호에 대하여 $\Delta G=85\%$, $\Delta\varphi=15^\circ$ 인 경우에 대하여 출력 스펙트럼을 동일한 경로 오차를 가지는 balanced 구조의 경우와 그림 4에서 비교하였다. LINC 시스템의 경우 balanced 구조에 비하여 경로 오차에 훨씬 더 민감한 것을 확인할 수 있다.

LINC 시스템에서 입력 신호와 입력 신호에 대하여 정규화된 출력 신호 사이의 에러 벡터는 식 (3), (6)을 이용하면 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} er(t) &= \tilde{y}_0(t) / (G e^{j\varphi}) - \tilde{x}_0(t) \\ &= (\Delta G e^{j\Delta\varphi} - 1) \tilde{x}_2(t) \end{aligned} \quad (7)$$

EVM을 식 (7)의 에러 벡터의 크기 제곱의 평균값을 이상적인 신호의 크기 제곱의 평균값으로 정규화한 값을 이용하여 다음과 같이 정의한다.

$$EVM = \left[\frac{\frac{1}{T} \int_T |er(t)|^2 dt}{\frac{1}{T} \int_T |\tilde{x}_0(t)|^2 dt} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

이 경우, 경로 오차 ΔG , $\Delta\varphi$ 가 입력 신호에 대하여 일정한 값을 가진다고 가정하면 식 (7)을 이용하여 식 (8)의 EVM은 다음과 같이 표현된다.

$$EVM = |(\Delta G e^{j\Delta\varphi} - 1)| \cdot \left[\frac{\int_T |\tilde{x}_2(t)|^2 dt}{\int_T |r(t)|^2 dt} \right]^{\frac{1}{2}} \quad (9)$$

식 (9)와 같이 경로 오차에 의하여 발생하는 신호에 대한 EVM 값은 경로 오차 벡터의 크기와 입력된 신호와 분리된 신호의 포락선의 확률 분포에 의하여 구할 수 있다. Balanced 구조인 경우에는 $|\tilde{x}_2(t)| = r(t)/2$ 이므로 EVM은 다음과 같다.

$$EVM_{Balanced} = \frac{|(\Delta G e^{j\Delta\varphi} - 1)|}{2} \quad (10)$$

LINC 시스템의 경우는 $|\tilde{x}_2(t)| = r_{max}/2$ 이므로 EVM은 다음과 같다.

$$EVM_{LINC} = \frac{|(\Delta G e^{j\Delta\varphi} - 1)|}{2} \cdot \left(\frac{r_{max}^2}{r^2(t)} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (11)$$

식 (11)에서 \overline{X} 는 X 의 평균값을 나타낸다. 이와 같이 LINC 시스템에서 EVM 값은 balanced 구조의 EVM에 비하여 신호의 PAPR 값의 제곱근에 비례하여 증가하는 것을 확인할 수 있다.

경로 오차에 의하여 발생하는 신호의 출력 스펙트럼의 변화를 살펴보기 위해서는 ACPR의 변화를 살펴본다. ACPR을 구하기 위해서는 식 (7)에서 발생한 경로 오차에 의한 전력 스펙트럼 밀도(power spectral density)의 변화를 살펴보면 된다. 입력 신호가 넓은 의미의 정상 확률 신호(wide-sense stationary random signal)라고 가정하면, 전력 스펙트럼 밀도는 신호의 자기 상관 함수(auto-correlation function)의 푸리에 변환으로 구할 수 있다. 식 (7)의 에러 함수의 자기 상관 함수는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} R_{er}(\tau) &= \overline{er(t) \cdot er^*(t+\tau)} \\ &= (\Delta G^2 + 1 - 2\Delta G \cos \Delta\varphi) \overline{\tilde{x}_2(t) \tilde{x}_2^*(t+\tau)} \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서 * 쉼표 복소수를 나타낸다. 에러에 대한 전력 스펙트럼 밀도 함수는 식 (12)의 푸리에 변환을 통하여 다음식과 같이 표현된다.

$$S_{er}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{er}(\tau) d\tau$$

$$= (\Delta G^2 + 1 - 2\Delta G \cos \Delta\varphi) S_{\tilde{x}_2}(\omega) \quad (13)$$

식 (13)에서 $S_{\tilde{x}_2}(\omega)$ 는 신호 $\tilde{x}_2(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 함수이다. 이와 같이 경로 오차에 의해서 발생하는 출력 신호의 스펙트럼 증가는 식 (13)에 의해서 결정된다. Balanced 모드의 경우는 분리된 신호의 대역폭이 입력 신호의 대역폭과 동일한 반면 LINC 시스템의 경우, 분리된 신호는 outphasing을 통하여 인접 채널 스펙트럼 성분이 증가하게 되며, 이 경우 식 (13)에 경로 오차가 존재하는 경우 ACPR 값이 증가하는 것을 확인할 수 있다. 1.5 MHz 대역폭의 16QAM 신호에 대하여 ΔG , $\Delta\varphi$ 값의 변화에 대한 EVM과 ACPR을 Balanced 구조와 LINC 구조에서 비교하면 그림 5와 같다. ACPR을 측정하는 경우, 주파수 대역폭은 1 MHz로 하였으며, offset 주파수는

1.5 MHz로 하였다. 상기의 분석과 그림 5에서의 결과와 같이 경로 오차에 대한 영향은 balanced 시스템보다 LINC 시스템이 훨씬 더 민감하여 오차에 대한 보상이 반드시 필요하다는 것을 확인할 수 있다.

IV. 경로 오차 보상 기법

본 논문에서는 3장에서 분석한 경로의 이득 및 위상 오차에 의하여 발생하는 EVM과 ACPR 값을 참조하여 별도의 파일럿 신호 없이 LUT를 이용하여 경로간의 오차를 최소화하기 위한 기법을 제시한다. ΔG , $\Delta\varphi$ 에 대하여 그림 5에서 도시된 바와 같은 2차원 LUT 2개를 구성한다.

$$LUT1: a = EVM(\Delta G, \Delta\varphi)$$

$$LUT2: b = ACPR(\Delta G, \Delta\varphi) \quad (14)$$

하나는 EVM에 대한 LUT이고, 다른 하나는 ACPR에 의한 LUT이다. 각 LUT는 식 (11)과 (13)을 이용하여 경로 오차 값과 입력 신호의 특성에 따라 결정된다. 두 개의 LUT를 적용하는 경우 하나의 LUT 값에서 유사한 EVM 특성을 나타내는 ΔG , $\Delta\varphi$ 값이 두 군데 이상에서 존재하는 경우, 다른 LUT를 사용하여 그 중에서 정확한 값을 구할 수 있다. 상기 식 (9), (13)에서 보이듯이 EVM과 ACPR은 ΔG , $\Delta\varphi$ 에 대해 상이한 분포를 가지게 된다. 현재 시스템의 EVM값 및 ACPR 값이 각각 a_1 과 b_1 인 경우, 식 (14)의 첫 번째 LUT1에서 $|a - a_1|$ 이 정해진 임계값보다 작은 ΔG , $\Delta\varphi$ 를 찾으며, 이 값이 다수인 경우에는 이중에서 LUT2에서 $|b - b_1|$ 이 정해진 임계치 값보다 작은 ΔG , $\Delta\varphi$ 값을 찾는 과정을 거친다. 이러한 과정의 반복(iteration)을 통하여 오차를 보다 정확히 보정한다.

그림 6에서는 본 논문에서 제안하는 오차 보정 방식을 구현하기 위한 시스템의 블록도를 도시하였다. 기존의 LINC 시스템의 SCS를 확대하여 경로 오차 보정값을 산출하기 위한 DSP 부와 경로 오차를 보상하기 위한 보상 회로부(compensator)가 추가되었다. DSP 부에는 위에서 기술한 입력 신호의 신호 특성을 반영한 2개의 LUT를 포함하고 있다. DSP 부에서는 입, 출력 신호의 복소 포락선 신호를 디지털 신호로 변환한 후 입력 신호와 출력 신호의 상관 관계를 고

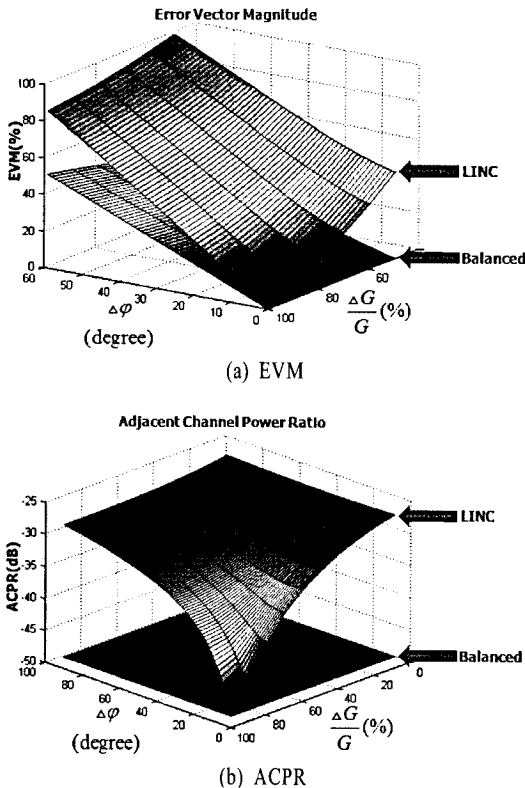


그림 5. 경로 오차(이득 오차 및 위상 오차)에 따른 EVM 및 ACPR 변화

Fig. 5. EVM and ACPR vs. path imbalances(gain and phase mismatches).

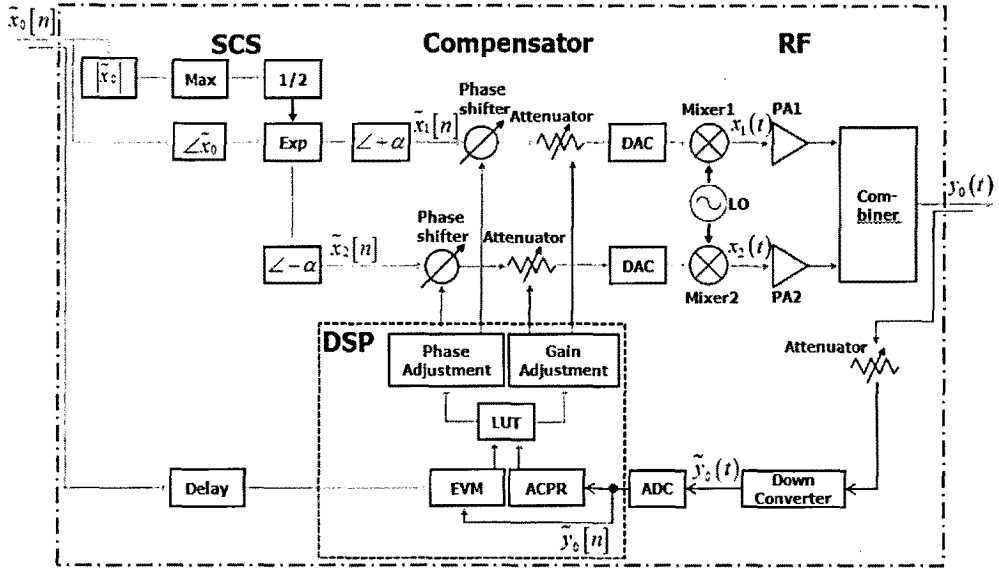


그림 6. 경로 오차를 보상하기 위한 LINC 시스템 구성도
 Fig. 6. LINC system block diagram for compensation of path imbalance.

려하여 EVM 값과 출력 신호의 ACPR 값을 도출한다. 추출된 EVM, ACPR 값을 이용하여 LUT로부터 예상되는 경로 오차 값 ΔG , $\Delta \varphi$ 을 추출하며, 이 값을 보상회로부에서 보상하여 EVM 및 ACPR 값을 최소화 시킨다.

V. 실험 및 검증

제안하는 LINC 시스템 경로 오차 기법을 검증하기 위하여 그림 7과 같이 검증 시스템을 구축하였다. RF 신호인 출력 신호는 감쇄기(attenuator), 주파수 하향기(down-converter)와 아날로그 디지털 변환기

(analog digital converter)를 통과하여 디지털 신호로 변환된 후 시간 지연값을 고려한 디지털 입력 신호와 비교된다. 실험에서 사용된 신호는 대역폭 1.5 MHz, 4.7 dB의 PAPR을 갖는 16QAM 신호로서 3장에서의 분석을 통해 EVM 및 ACPR에 관한 LUT를 생성하였다. 그림 6의 SCS, DSP, 보상회로부는 matlab/labview 프로그램을 활용하여 컴퓨터에서 구현되었다. DSP 영역에서는 디지털화된 입출력 신호를 상관함수를 사용하여 동기화한 후 EVM 값과 ACPR 값을 계산한다. LUT값을 참조하여 이득 및 경로 보상 값을 추출하고, 보상회로부에 전달하여 각 경로

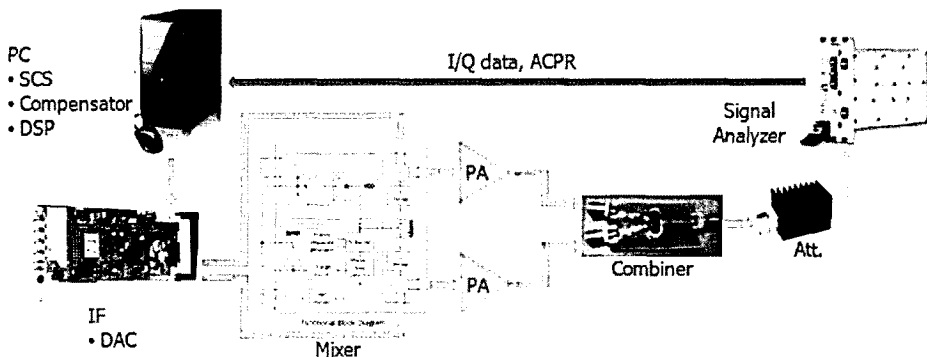


그림 7. 제안한 경로 오차 보상 기법 검증을 위한 실험 구성도
 Fig. 7. Experimental configuration to verify the proposed path imbalance compensation scheme.

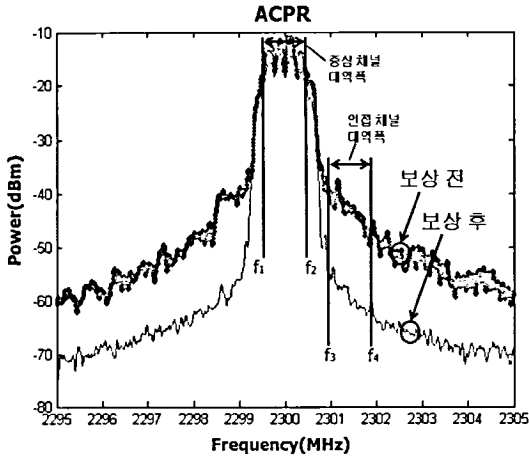


그림 8. 경로 오차 보상 전후의 측정된 출력 신호의 스펙트럼

Fig. 8. Measured output spectrum without/with path imbalance compensation.

의 신호의 오차를 보상한다. 디지털 영역과 RF 영역의 인터페이스를 위하여 디지털 신호를 IF 신호로 변환하는 NI PCI-5640R을 사용하였으며, IF 주파수는 50 MHz로 설정하였다. Mixer는 RF2501로서 2.3 GHz의 RF 주파수로 변환해 준다. 증폭기는 광대역의 동작 주파수 범위를 가지는 20 dBm InGaP HBT MMIC 증폭기를 사용하였으며, 컴바이너는 Wilkinson 결합기를 사용하였다.

그림 8에서는 경로 오차를 보상하기 전·후의 스펙트럼을 도시하였다. 보상 전에 도출된 두 경로의 위상지연 오차는 19.33°이며, 두 경로의 이득 비율은 95 %였다. 구현된 시스템을 적용하여 이를 0.5° 이하, 99 % 이상으로 보정할 수 있었으며, 이 경우 ACPR 평균 18.1 dB만큼 개선되었다. ACPR 측정시 중심 채널 대역폭과 인접 채널 대역폭은 각각 1 MHz로 하였으며, 오프셋 주파수는 1.5 MHz로 설정하였다.

VI. 결 론

본 논문에서는 LINC 전력 증폭기의 경로 오차에 의한 EVM, ACPR을 정량적으로 분석하고, 이를 활용한 LUT 기반의 효율적인 경로 오차 보상 기법을 제안하였다. 본 논문에서 제안한 방법은 별도의 파일럿 신호의 사용 없이 비교적 간단한 회로 구성으

로 경로 오차를 최소화할 수 있다. 경로 오차 보상 기능을 가진 LINC 시스템을 구현하여 검증한 결과, 경로 간의 이득 비율과 위상차를 각각 99 % 이상, 0.5° 이하로 보정하였으며, 이 경우 ACPR 평균 18.1 dB 만큼 개선되었다. 제안한 기법은 LINC를 비롯한 다중 신호 경로를 가지는 차세대 고효율 무선 통신 시스템의 신호 성능 향상을 위한 방안으로 활용될 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston, MA: Artech House, pp. 219-250, 1999.
- [2] H. Chireix, "High power outphasing modulation", *Proc. IRE*, vol. 23, no. 11, pp. 1370-1392, Nov. 1935.
- [3] D. C. Cox, "Linear amplification with nonlinear components", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-23, no. 12, pp. 1942-1945, Dec. 1974.
- [4] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, and P. Nanawa, "Gain/phase imbalance-minimization techniques for LINC transmitters", *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 52, no. 7, pp. 1702-1708, Jul. 2004.
- [5] S. Myoung, I. Lee, J. Yook, K. Lim, and J. Laskar, "Mismatch detection and compensation method for the LINC system using a closed-form expression", *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 56, no. 12, Dec. 2008.
- [6] M. Helaoui, S. Boumaiza, A. Ghazel, and F. M. Ghannouchi, "Digital compensation of branches imbalance effects in LINC transmitters", *Microelectronics, ICM 2004 Proceedings 16th*, pp. 688-691, Dec. 2004.
- [7] X. Zhang, L. E. Larson, "Gain and phase error-free LINC transmitters", *IEEE Trans. Vehicular Technology*, vol. 49, no. 5, Sep. 2000.
- [8] X. Zhang, L. E. Larson, P. M. Asbeck, and P. Nanawa, "Gain/phase imbalance minimization techniques for LINC transmitters", *IEEE Trans. Mi-*

crow. *Theory and Tech.*, vol. 49, no. 12, Dec. 2001.

[9] J. Hur, O. Lee, K. Kim, K. Lim, and J. Laskar, "Highly efficient uneven multi-level LINC transmitter", *Electronics Letters*, 30th, vol. 40, no. 16, pp. 688-691, Jul. 2009.

[10] M. D. McKinley, K. A. Remley, M. Myslinski, J. S. Kenney, D. Schreurs, and B. Nauwelaers, "EVM calculation for broadband modulated signals", *64th ARFTG Conf. Dig.*, Orlando, FL, pp. 45-52, Dec. 2004.

[11] K. G. Gard, H. M. Gutierrez, and M. B. Steer, "Characterization of spectral regrowth in microwave amplifiers based on the nonlinear transformation of a complex gaussian process", *IEEE Trans. Microw. Theory and Tech.*, vol. 47, no. 7, Jul. 1999.

[12] 명성식, 이일규, 임규태, 육종관, Joy Laskar, "LINC 시스템 구현을 위한 닫힌 해를 갖는 크기 위상 오차 검출 기법", *한국전자과학회논문지*, 19(5), pp. 547-555, 2008년 5월.

임 종 균



2008년 2월: 서울대학 정보전자전공 (공학사)
 2009년 3월~현재: 건국대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 무선 통신 시스템, RF 전력 증폭기

구 현 철



1995년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
 1997년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
 2003년 12월: Dept. ECE, Georgia Institute of Technology, Atlanta, USA (공학박사)

1997년 2월~1999년 7월: KT 연구개발본부 전임연구원
 2004년 1월~2005년 2월: 삼성전자 무선사업부 책임연구원
 2005년 3월~현재: 건국대학교 전자공학부 부교수
 [주 관심분야] RF 전력 증폭기, Digital RF, 비선형 시스템 해석 및 선형화, CR/SDR 등

강 원 실



2008년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학사)
 2009년 9월~현재: 건국대학교 전자공학과 석사과정
 [주 관심분야] 계측 장비, Digital RF, 원격 계측 시스템