

마이너스 군지연 회로를 이용한 아날로그 피드백 증폭기의 대역폭 확장에 관한 연구

A Research on the Bandwidth Extension of an Analog Feedback Amplifier by Using a Negative Group Delay Circuit

최흥재 · 김영규 · 심성운 · 정용채 · 김철동*

Heungjae Choi · Younggyu Kim · Sungun Shim · Yongchae Jeong · Chul Dong Kim*

요 약

본 논문에서는 마이너스 군지연 회로를 이용하여 아날로그 RF 피드백 증폭기의 선형성 개선 대역폭을 증가시킬 수 있는 새로운 방법을 제안한다. 피드백 증폭기는 피드백 경로의 전달 시간 오차로 인하여 선형성 개선 대역폭이 제한되며, 그로 인하여 강력한 선형성 개선 효과에도 불구하고 거의 사용되지 않고 있다. 선행 연구를 통해 설계된 마이너스 군지연 회로의 군지연 특성을 응용하여 기존의 피드백 구조의 한계인 군지연 정합 문제를 해결하였다. 제작된 피드백 증폭기에 2-carrier Wideband Code Division Multiple Access(WCDMA) 신호를 인가하여 측정된 결과, WCDMA 기지국 하향 대역의 50 MHz 대역 전반에 걸쳐서 15 dB 이상의 선형성 개선 효과를 얻을 수 있었다. 평균 출력 전력이 28 dBm일 때 5 MHz 이격된 주파수에서 측정된 인접 채널 누설비(Adjacent Channel Leakage Ratio: ACLR)는 최대 25.1 dB 개선되어 -53.2 dBc로 측정되었다.

Abstract

In this paper, we propose an alternative method to increase the distortion cancellation bandwidth of an analog RF feedback power amplifier by using a negative group delay circuit(NGDC). A limited distortion cancellation bandwidth due to the group delay(GD) mismatch discouraged the use of feedback technique in spite of its powerful linearization performance. With the fabricated NGDC with positive phase slope over frequency, the feedback amplifier of the proposed topology experimentally achieved adjacent channel leakage ratio(ACLR) improvement of 15 dB over 50 MHz bandwidth at wideband code division multiple access(WCDMA) downlink band when tested with 2-carrier WCDMA signal. At an average output power of 28 dBm, ACLR of 25.1 dB is improved to obtain -53.2 dBc at 5 MHz offset.

Key words : Bandwidth Enhancement, Feedback, Feedforward, Negative Group Delay Circuit

I. 서 론

전력 증폭기(Power Amplifier: PA)는 통신 시스템에 매우 중요한 역할을 담당하는 회로이며, 비선형성을 가지고 있다. 이러한 비선형성으로 인하여 인

접 채널에 간섭을 일으키는 스펙트럼 재성장(spectral regrowth) 현상이 발생되고 선형성 요구 조건을 만족시킬 수 없게 된다. 최근 디지털 기저 대역에서 신호 처리를 통하여 선형성을 개선시키는 디지털 전치 왜곡(Digital Predistortion: DPD) 방식이 널리 이용되고

「이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2010-0011764).」
전북대학교 전자정보공학부 및 반도체실계교육센터(IDEC Working Group)(Division of Electronics and Information Engineering, Chonbuk National University)

*세원텔레텍(주)(Sewon Teletech. Inc.)

· 논문 번호 : 20100629-084

· 교신저자 : 정용채(e-mail : ycjeong@jbnu.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 8월 30일

있으나, 매우 복잡한 알고리즘과 제한적인 선형성 개선 주파수 대역폭을 갖고 많은 비용이 요구되는 방식이라는 단점을 가지고 있다^[1]. Black에 의해 처음 소개되고 Seidel이 실험적으로 동작을 확인한 피드포워드 증폭기 시스템 이외에 아날로그 전치 왜곡 선형화기, 직접 피드백 또는 polar 및 Cartesian 루프와 같은 간접 피드백 등의 다양한 선형화 방식이 존재한다^{[2]~[6]}. 이들 중 특히 피드포워드 시스템은 다른 선형화 방식들보다 뛰어난 선형성 개선 효과와 넓은 동작 대역폭을 갖지만, 치명적인 단점으로 시스템 효율이 심각하게 저하된다는 문제점이 있다.

피드포워드 방식 이외에 Seidel은 피드백 증폭기를 제안하였으며, 피드백 증폭기는 주 전력 증폭기(Main Power Amplifier: MPA)에서 발생한 오차 또는 왜곡 신호를 감쇄시키기 위한 피드백 루프와 이를 구성하는 신호 추출/결합기와 오차 전력 증폭기(Error Power Amplifier: EPA)로 이루어져 있다^{[7],[8]}. 피드백 증폭기는 피드포워드 증폭기와 비교하여 몇 가지 이점을 가지고 있다. 1) 주 전력 증폭기의 입력단에 오차 신호가 입력되기 때문에 낮은 출력 전력의 오차 증폭기가 필요하다. 2) 주 전력 증폭기의 출력단에 손실이 있는 지연 요소가 없기 때문에 RF 출력 손실은 훨씬 작다. 3) 피드백 증폭기는 피드백 루프의 특성상 피드포워드의 경우보다 훨씬 환경 변화에 둔감하다. 위에서 언급된 이점들에 관계없이 특히 최근 WCDMA와 WiMAX 같이 광대역 변조 신호를 취급하는 디지털 변조 방식의 무선 통신 환경에서 기껏해야 수 MHz 정도의 극히 좁은 동작 주파수 대역폭은 아날로그 피드백 기법의 이용을 어렵게 하는 치명적인 제약 요소였다^{[9]~[13]}. 피드백 기법이 극히 좁은 대역폭을 갖는 원인은 입력된 신호가 MPA, EPA 및 그 외 피드백 루프를 구성하는 신호 조절 장치를 통과하여 입력 단으로 되돌아 오는데 걸리는 군지연 시간이 존재하기 때문이며, 결국 군지연 부정함에 기인한다.

최근에 마이너스 군지연이라는 흥미로운 개념에 대한 실험적인 입증과 전기전자 회로를 통한 접근 방법이 제안되었다. 마이너스 군지연(Negative Group Delay: NGD)은 일반적인 회로의 주파수에 대한 위상 응답의 기울기와 반대의 기울기를 갖는 현상을 의미한다. 이와 유사한 현상에 관하여 비정상적인

확산 특성이 일어나는 특정 주파수 대역에서 군속도가 진공 상태에서 빛의 속도 c 보다 크거나, 심지어 음의 값을 갖는 현상이 관찰되었다. 군속도가 c 보다 큰 경우를 초광속 효과라고 정의하였으며, 마이너스 값을 갖는 경우를 마이너스 군지연이라고 정의하였다^{[14]~[17]}. 이러한 현상을 전기전자 회로에 적용하고자 하는 다양한 시도가 보고된 바 있다^{[18]~[24]}. 특히 참고문헌 [22]에서는 마이너스 군지연 회로의 시간 선행 특성(time advancement)을 루프 상쇄도 측정으로 확인하였다. 참고문헌 [23]에서는 이를 상용 WCDMA 기지국용 피드포워드 증폭기에 적용하여 선형성 요구 조건을 만족시키고 동시에 효율을 상당히 개선시킬 수 있음을 확인하였다.

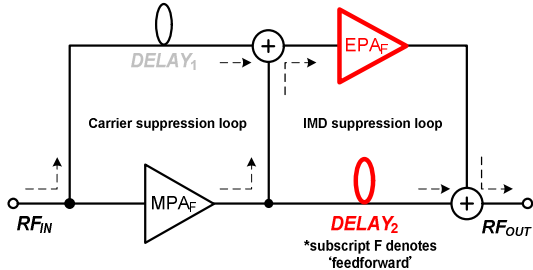
본 논문에서는 NGDC의 독특한 위상 응답을 이용함으로써 종전보다 훨씬 넓은 주파수 대역폭을 갖는 피드백 증폭기의 구조를 제안한다. 먼저 피드백 증폭기의 구조상의 한계를 이론적으로 분석한 후 이를 극복할 수 있는 방안을 제안하였다. 마지막으로 실험적인 검증을 통하여 선형성 개선 및 동작 대역폭을 확인하였다.

II. 피드백 구조와 동작 이론

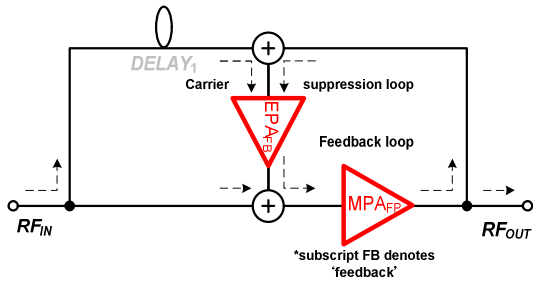
2-1 피드포워드와 피드백 증폭기

그림 1은 Seidel에 의해 소개된 피드포워드와 피드백 구조이다. 벡터 변조기와 같은 신호 조절 장치들은 나타내지 않았다. 잘 알려진 바와 같이 피드포워드 증폭기에서 효율 감소의 주요 원인은 그림 1(a)에 나타낸 것처럼 MPA의 출력단에 연결된 수동 소자들의 삽입 손실과 신호 왜곡 감쇠 루프에서 이용된 EPA의 전력 소모이다.

그림 1(b)는 피드백 증폭기 구조를 보여 준다. 이 경우, 주 전력 증폭기 출력에 군지연 소자가 없기 때문에 RF 출력 전력 손실은 피드포워드 구조에 비해 적다. 또한, 피드백 구조에서는 오차 신호가 주 전력 증폭기의 입력 단으로 인가되기 때문에 오차 증폭기에서 요구되는 출력 전력은 훨씬 작다. 반면, 피드포워드 구조에서는 주 전력 증폭기의 출력단에 오차 신호가 인가되기 때문에 더 높은 출력 전력을 갖는 EPA를 필요로 하며, 그로 인하여 시스템 효율이 감소된다. 피드백 구조에서는 대개 원하지 않는 발



(a) 일반적인 피드포워드 증폭기
(a) The typical feedforward amplifier



(b) 피드백 증폭기
(b) The feedback amplifier

그림 1. 피드포워드와 피드백 구조의 비교
Fig. 1. Comparison of the feedforward and feedback structures.

진을 방지하기 위한 용도로 대역 통과 여파기를 사용한다. 대역 내의 발전은 네거티브 피드백 루프에 의해 제거될 수 있지만 통과 대역 밖에서 포지티브 피드백이 발생할 수도 있기 때문에 발전의 가능성이 존재하기 때문이다.

Seidel의 주장에 의하면, 피드백으로 알려진 선형화 기법은 인과 관계의 모순을 담고 있다. 다시 말하자면 이미 하나의 사건이 발생한 후 피드백을 통하여 그 원인을 변형시키고자 하는 것이다. 비록 그는 그 사건이 매우 느리게 일어나고 피드백 동작이 충분히 빠르게 일어나는 상황을 가정하였지만, MPA, EPA, 그리고 루프 정합에 필요한 신호 조절 장치들을 통과하는 전달 시간이 존재하는 한, 군지연 시간이 존재하기 때문에 이러한 가정은 옳지 않다. 군지연 부정합으로 인하여 피드백 증폭기의 상쇄 대역폭이 매우 좁은 대역으로 제한되며, 그로 인하여 현대의 광대역 무선 통신에서 이 기술은 거의 연구가 이루어지지 않았다. 다음 절에서는 대역폭 제한을 군지연 정합의 측면에서 분석해 볼 것이다.

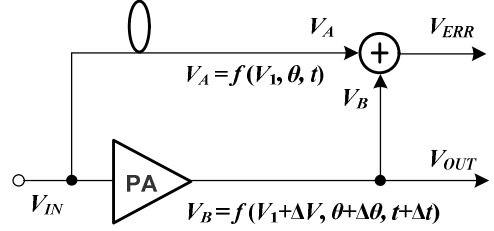


그림 2. 신호 상쇄 루프 모델
Fig. 2. A simple signal suppression loop model.

2.2 피드백 구조에서 군지연 시간 부정합과 대역폭 제한

그림 2는 진폭, 역위상, 그리고 군지연 부정합을 고려한 신호 상쇄 루프 모델을 보여 준다. 입력 신호(V_{IN})의 일부분이 추출되어 군지연 소자를 거쳐 기준 신호(V_A)로써 신호 상쇄기에 전달된다. 이 때 V_A 는 단일 주파수를 갖는 코사인 함수이며, 진폭 V_1 , 위상 θ , 그리고 시간 t 에 관한 함수로 정의할 수 있다. 대부분의 신호들은 전력 증폭기(PA)에 의해 증폭되고, 증폭된 신호 성분 외에 혼변조 왜곡 신호(Intermodulation Distortion: IMD) 성분까지 포함한 신호들을 출력한다. 이 신호들의 일부분이 PA의 출력 단에서 추출되어 비교 신호(V_B)로써 신호 상쇄기에 결합된다. 이 때 V_B 는 진폭 V_1 과 진폭 오차 ΔV , 위상 θ 와 위상 오차 $\Delta \theta$, 그리고 시간 t 와 군지연 오차 Δt 의 함수로 정의할 수 있다. 두 경로 사이의 군지연 오차 $\Delta t=0$ 일 때 두 경로 사이의 전달 시간은 같다고 가정한다. V_B 는 V_A 와 상쇄적으로 결합되며, 완벽한 이득, 역위상, 군지연 정합 조건이 만족될 경우, 주신호 성분이 완전하게 제거된 오차 신호 또는 IMD 성분(V_{ERR})만을 출력시킨다.

그림 2에서 두 경로 간 군지연 부정합(Δt)은 광대역 신호 상쇄에 있어서 대역폭을 제한하는 요소이다. 먼저 단위 진폭($V_1=1$)의 신호에 대하여 완벽하게 정합된 진폭과 역위상 조건을 가정하였다($\Delta V=0, \Delta \theta=0$). ω_0 를 각주파수라 할 때 오차 신호(V_{ERR})는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ERR} &= V_A + V_B \\ &= \cos(\omega_0 t + \theta) + \cos(\omega_0(t + \Delta t) + \theta + 180^\circ) \\ &= \cos(\omega_0 t + \theta)(1 - \cos(\omega_0 \Delta t)) + \sin(\omega_0 t + \theta) \sin(\omega_0 \Delta t) \end{aligned} \quad (1)$$

한 주기 동안 평균 전력을 구하기 위하여 다음과 같이 $|V_{ERR}|^2$ 을 구할 수 있다.

$$|V_{ERR}|^2 = \frac{(1 - \cos \omega_0 \Delta t)^2 + (1 - \cos \omega_0 \Delta t)^2 \cos 2(\omega_0 t + \theta)}{2} + \frac{\sin^2(\omega_0 \Delta t) - \sin^2(\omega_0 \Delta t) \cos 2(\omega_0 t + \theta)}{2} + \sin 2(\omega_0 t + \theta)(1 - \cos(\omega_0 \Delta t))\sin(\omega_0 \Delta t) \quad (2)$$

임의의 주기 T_0 에 대하여 식 (2)의 적분을 취함으로써 V_{ERR} 의 평균 전력은 식 (3)과 같이 구해진다.

$$P_{ERR,avg} = 1 - \cos \omega_0 \Delta t \quad (3)$$

루프 상쇄도는 식 (3)과 기준 신호의 평균 전력의 비로 정의할 수 있으므로, 균지연 부정합에 대한 루프 상쇄도는 dB 단위로 식 (4)와 같이 표현할 수 있다.

$$S_{\Delta t} = 10 \log(1 - (\cos(\omega_0 \Delta t)) \cdot (1 - f / f_0)) + 3 \quad (4)$$

여기서 $1 - f/f_0$ 는 중심 주파수 f_0 로 정규화한 주파수 표현을 위하여 삽입된 항이다(그림 3에서 $Frequency_{norm}$). 최종적으로, 식 (1)~(4)를 이용하여 진폭, 역위상, 그리고 균지연 부정합을 모두 고려한 루프 상쇄도 표현식을 직관적으로 이해하기 쉬운 균지연 시간 정합에 대한 함수로써 식 (5)와 같이 유도할 수 있다.

$$S_{total} = 10 \log \left[1 + \left(\frac{V_1 + \Delta V}{V_1} \right)^2 - 2 \left(\frac{V_1 + \Delta V}{V_1} \right) \cdot \cos(\omega_0 \Delta t) \left(1 - \frac{f}{f_0} \right) \right] \quad (5)$$

그림 3은 진폭 부정합이 0.01 dB일 때 균지연 부정합과 역위상 부정합에 따른 루프 상쇄도를 나타내고 있다. 식 (4)와 식 (5)의 결과는 음의 값으로 나타나며 상쇄도(suppression)라는 용어의 정의에 맞게 그림에서는 마이너스 부호를 적용하여 나타냈다. 그림 3(a)와 같이 균지연 부정합이 없을 경우, 루프 상쇄도는 역위상 부정합(실선 방향)에 의해서만 제한되며, 주파수 성분에 대한 성능 저하(점선 방향)는 나타나지 않는다. 그러나 그림 3(b)와 같이 0.3 ns의 균지연 부정합이 존재하는 경우에 루프 상쇄도는 위상 부정합(실선 방향)에 의해서 뿐만 아니라 중심 주파수에서 멀어질수록(점선 방향), 즉, 주파수에 의해서도 상쇄도가 급격히 저하됨을 알 수 있다.

그림 4는 진폭 부정합이 0.01 dB이고 역위상이 완벽하게 정합되어 있다는 가정 하에, 정규화된 주파

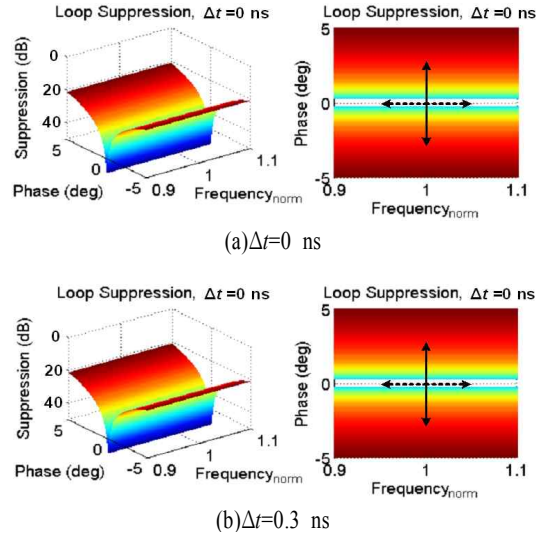


그림 3. $\Delta V=0.01$ dB일 때 위상 및 균지연 부정합에 대하여 표현한 루프 상쇄도^[23]
 Fig. 3. Loop suppression performance expressed as a function of phase and group delay mismatch when(@ fixed amplitude mismatch of 0.01 dB, from reference^[23].

표 1. 균지연 부정합에 따른 대역폭 제한
 Table 1. Cancellation bandwidth limitation according to group delay mismatch.

GD mismatch(ns)	20 dB cancellation BW(%)
0.3	5.2
1.0	1.6

수에 대하여 균지연 부정합에 따른 루프 상쇄도 계산값 및 회로 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. ADS 2009에서 진행한 회로 시뮬레이션은 계산 결과와 거의 일치함을 알 수 있으며, 결과는 표 1에 요약되어 있다. 균지연 부정합이 0.3 ns인 경우, 20 dB 상쇄 유효 대역폭은 5.2 %로 예상된다. 그러나 균지연 부정합이 1.0 ns일 때의 유효 대역폭은 1.6 %로 상당히 감소된다. 이 값은 0.3 ns 부정합 조건 대역폭의 약 30 %에 해당된다.

2-3 NGDC를 이용한 아날로그 피드백 증폭기

그림 5는 본 연구에서 제안하는 NGDC를 이용한 피드백 증폭기를 나타낸다. 이 회로는 MPA, EPA, 벡터 변조기(Vector Modulator: VM), 입력 결합기, 왜

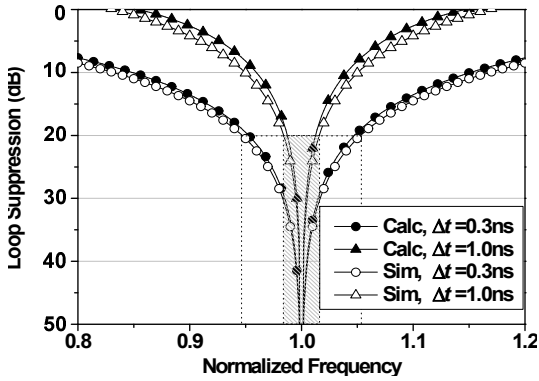


그림 4. 서로 다른 군지연 부정합 조건에 따른 루프 상쇄도 특성에 관한 계산 및 회로 시뮬레이션 결과^[23]

Fig. 4. The calculated and simulated loop suppression performance expressed as a function of the normalized frequency for the different group delay mismatching values, from reference^[23].

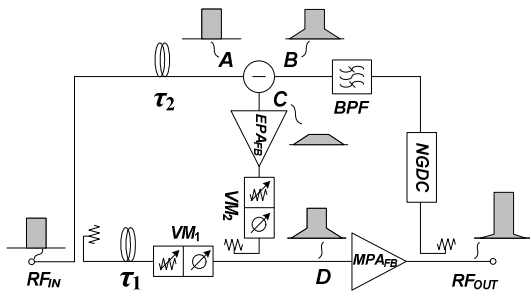


그림 5. 제안하는 피드백 증폭기의 블록도

Fig. 5. The block diagram of the proposed feedback amplifier.

곡 신호 삽입 결합기, 출력 신호 추출 결합기, 대역 통과 여파기(Bandpass Filter: BPF), 그리고 NGDC로 구성된다. 우선 입력 신호(RF_{IN})의 일부가 MPA에 인가되고 증폭기의 이득만큼 증폭된다. 나머지 입력 신호는 증폭된 출력 신호(B)와 비교되는 기준 신호(A)로서 사용된다. 잡음 또는 증폭기의 비선형 왜곡 성분을 포함하고 있는 출력 신호와 기준 신호 사이의 차이가 오차 신호(C)가 된다. 오차 신호는 EPA에서 증폭이 되고 출력 신호에 포함된 비선형 성분을 감소시킬 수 있도록 MPA의 입력 단(D)에 인가된다. 그림 5에 표현된 입력 신호와 비선형 왜곡 성분의 시각적 표현은 개방 루프 조건으로부터 유도하였다. MPA, 출력 신호 추출 결합기, 대역 통과 여파기,

주신호 제거 회로, 그리고 벡터 변조기의 조합으로 구성된 피드백 선로의 군지연 때문에 시스템 대역폭이 상당히 제한된다. 피드백 루프를 구성하는 출력 신호 추출 결합기와 대역 통과 여파기 사이에 NGDC를 추가함으로써 피드백 경로의 군지연을 조절하여 상쇄 대역폭이 증가되도록 조절이 가능하다.

2-4 NGDC 설계 및 이론

마이너스 군지연 회로의 동작 원리 및 설계에 관한 연구 결과는 선행 연구를 통하여 이미 발표된 바 있다^{[18]~[23]}. 가장 기본적인 NGDC 구조로 그림 6(a)와 같이 병렬 LC 공진 회로에 의도적인 신호 감쇄를 얻기 위한 저항이 병렬 연결된 회로를 부하로 갖는 반사형 회로를 들 수 있다. 이러한 RLC 공진 회로의 입력 반사 계수를 구하고, 그 위상 성분을 이용하여 군지연 응답 특성을 도식화 할 수 있으며, 그 결과를 그림 6(b)에 나타내었다. 반사형 NGDC에서 큰 NGD를 얻기 위해서는, 캐패시터가 고정된 상태에서 저항값이 50 Ω 미만인 범위 내에서 50 Ω에 가까운 저항 값을 이용하거나, 또는 저항 값이 고정된 상태에서 캐패시터를 증가시키는 방법이 있다. 그림 6(a)의 회로의 경우, 단일 주파수에서 공진 특성을 가지므로 평탄한 대역폭을 얻기 위하여 그림 6(c)와 같이 공진주파수가 이격된 2단 반사형 NGDC의 형태로써 평탄한 통과 대역폭을 얻을 수 있다.

본 연구에 적용하기 위하여 설계된 NGDC는 -9 ns의 군지연, 0 dB의 삽입 손실, 그리고 WCDMA 하향 주파수 대역의 중심 주파수에서 30 MHz의 대역폭(2.125~2.155 GHz)을 갖는다. 이 NGD 값은 대역 통과 여파기를 포함한 피드백 구조에서 오차 증폭기 경로에 있는 회로로 인한 신호 전달 시간의 보상을 위하여 선택했다. 더 큰 값의 군지연 시간이 필요할 경우, 대역폭과 군지연 시간 간의 타협(trade-off)이 필요하다. 각 소신호 증폭기 모듈은 Mini-Circuits사의 ERA-5SM 2단으로 구성되어 있으며, 각 이득 모듈의 전력 소모는 0.5 W이다.

III. 제작 및 측정 결과

제안하는 피드백 증폭기의 MPA는 최대 전력이 25 W인 GaN HEMT소자 NPTB00025로 제작하였다. 선

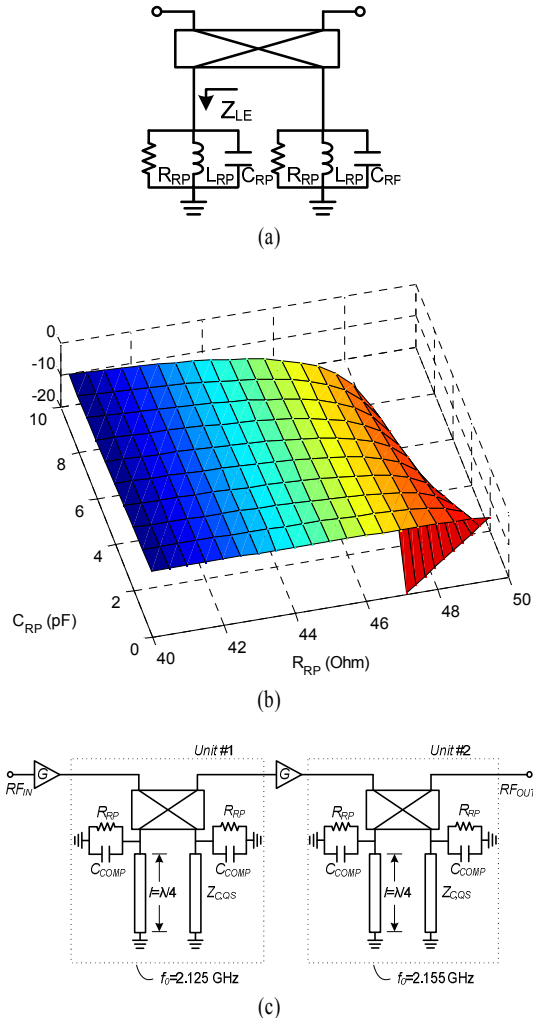


그림 6. (a) 반사형 병렬 NGDC 회로도, (b) 저항과 캐패시턴스 조건 변화에 따른 반사형 병렬 NGDC의 마이너스 군지연 응답 특성, (c) 본 연구에서 사용된 2단 평면 구조 반사형 NGDC의 회로도^[21]

Fig. 6. (a) Circuit diagram of reflective parallel NGDC, (b) Group delay response of the reflective parallel NGDC according to resistance and capacitance variation, and (c) Circuit schematic of 2-stage planar reflective NGDC used in this research, from reference^[21].

형 전력 증폭기 MHL21336로 구동되는 MPA는 게이트 전압이 -1.9 V인 유사 E급 전력 증폭기로 동작된다. MPA는 드레인 전압이 28 V일 때 최대 출력이 43.1 dBm이며, 50 dB의 이득을 갖는다. 이 때 전력 부가 효율(Power Added Efficiency: PAE)은 70.1 %였

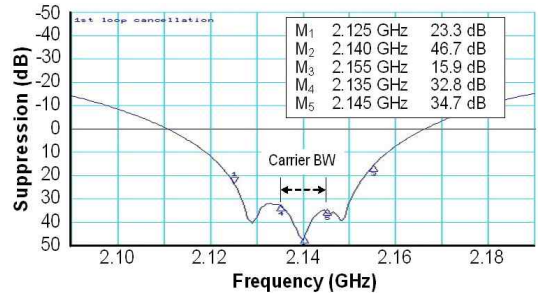


그림 7. 주 신호 상쇄 루프의 상쇄도 측정 결과
Fig. 7. The measured carrier suppression loop characteristics.

다^[24]. 사용된 NGDC는 대역 저지와 유사한 주파수 응답을 가지고 있기 때문에 통과 대역 외의 신호 또한 증폭이 이루어지기 때문에, 발생 가능한 발진을 방지하기 위해 대역 통과 여파기를 제작하여 피드백 루프에 삽입하였다. 협대역 대역 통과 여파기를 삽입함으로써 피드백 루프의 군지연 시간이 2.5 ns 증가하였다. 이 값은 NGDC 설계에 이미 고려되었다.

그림 7은 주신호 제거 루프의 측정 결과이다. 대역폭이 10 MHz인 2-carrier WCDMA 주신호를 약 30 dB 상쇄시킬 수 있다. 20 dB 상쇄를 기준으로 정할 경우 약 50 MHz의 대역 내에서 상쇄 효과를 갖는다. 피드백 루프의 특성상 IMD 상쇄 루프의 루프 상쇄도는 측정이 불가능하다. 그러나, 주신호 제거 루프의 측정 결과로 미루어 볼 때 약 50 MHz 대역에서 20 dB 이상의 신호 상쇄 효과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

그림 8은 출력 전력이 32 dBm/tone인 2-tone 신호에 대한 피드백 증폭기의 측정된 스펙트럼 특성이다. 9차까지의 혼변조 왜곡 성분을 관찰하기 위하여 50 MHz 대역에서 톤 간격은 5 MHz로 하였다. B급 동작을 위한 게이트 바이어스로 인하여 제작된 피드백 증폭기는 피드백 루프가 개방된 상황에서 상당한 비선형성을 나타내고 있다. 피드백 루프를 구성한 후 관심 영역인 50 MHz 전 대역에서 IMD 신호들이 최소 20 dB 이상 개선됨을 확인하였다. 이러한 상쇄 대역폭은 기존의 피드백 증폭기의 상쇄대역폭에 비해 약 10배 가량 확장된 것이다.

그림 9는 2-carrier WCDMA 신호를 인가한 경우, 평균 출력 전력이 각각 28 dBm과 34 dBm일 때 선형성 개선 전/후의 출력 스펙트럼들을 보이고 있다. 사

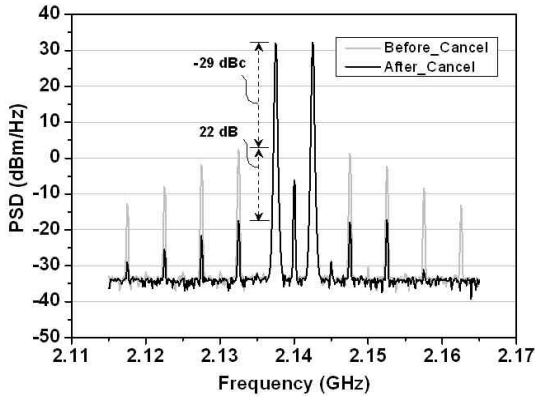
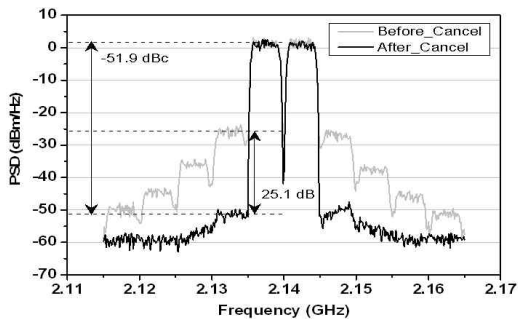
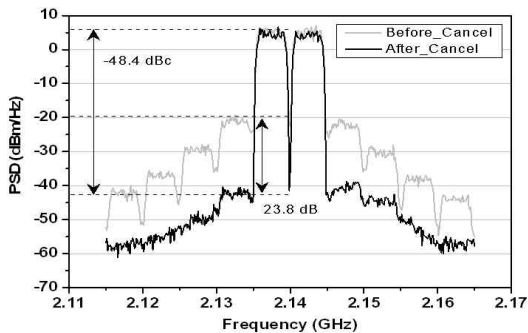


그림 8. 32 dBm/ton의 출력 전력에서 측정된 선형화 전/후의 2-tone 스펙트럼
 Fig. 8. The measured 2-tone spectra before and after linearization at an output power of 32 dBm/ton.



(a) 평균 출력 전력 28 dBm
 (a) Average output power of 28 dBm



(b) 평균 출력 전력 34 dBm
 (b) Average output power of 34 dBm

그림 9. 2-carrier WCDMA 신호를 이용하여 측정된 선형화 전(Before_Cancel)과 후(After_Cancel)의 스펙트럼
 Fig. 9. The measured 2-carrier WCDMA spectra(PAPR : 10.5 dB @ 0.01 %) before(Without_Cancel) and after(With_Cancel) linearization at an average output power.

용된 WCDMA 신호의 첨두치 대 평균 전력 비(Peak to Average Power Ratio: PAPR)는 0.01% 확률에서 10.8 dB이다. 평균 출력 전력이 28 dBm일 경우, 5 MHz 이격된 주파수에서 ACLR은 -26.8 dBc(Before_Cancel)에서 -51.9 dBc(After_Cancel)로 약 25.1 dB 개선되었으며, 이는 그림 9(a)에 나타나 있다. 평균 출력 전력이 34 dBm일 때 ACLR은 -24.6 dBc에서 -48.4 dBc로 약 23.8 dB 개선되었으며, 이는 그림 9(b)에 나타나 있다.

그림 10은 2-carrier WCDMA 신호를 이용하여 10 dB의 출력 동적 영역에 대하여 선형화 전/후의 ACLR의 측정 결과를 비교한 것이다. 선형성 개선의 측면에서 평균 출력 전력 28 dBm에 최적화하였으며, 제작된 증폭기는 24~34 dBm의 출력 전력에 대하여 5 MHz 이격된 주파수에서 기지국 선형성 규격인 -45 dBc를 만족시킴을 확인하였다. 평균 출력 전력이 28 dBm일 때 최대 25.1 dB 개선되었으며, 이는 피드백 구조의 증폭기에 있어서 증가된 대역폭과 함께 매우 뛰어난 선형성 개선 결과이다. 평균 출력 전력이 35 dBm 이상 증가하면 선형성이 저하되는데, 그 이유는 NGDC가 대역 저지 여파기와 같은 주파수 특성을 가지고 있기 때문에, 이를 상용 소신호 증폭기를 이용하여 손실을 보상할 경우, 통과 대역 이외의 대역에서 더 높은 이득을 갖는다. 결국, 피드백 루프 구성 시 전력 레벨 계산의 기준을 통과 대역으로 고려할 경우, 통과 대역 이외 대역에서 높아진 노

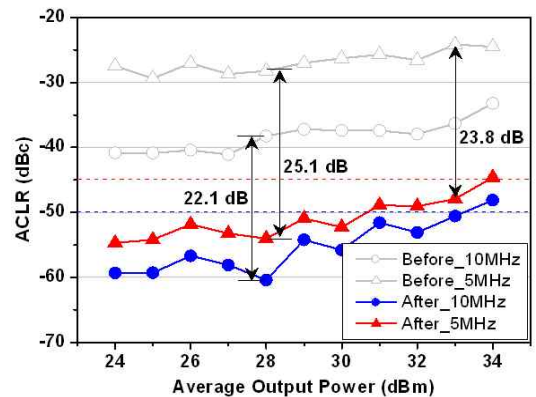


그림 10. 10 dB 출력 동적 영역에 대한 5 MHz, 10 MHz 이격된 주파수에서 선형화 전/후의 ACLR 특성
 Fig. 10. The measured ACLR at a 5 MHz and 10 MHz offset for a 10 dB output dynamic range.

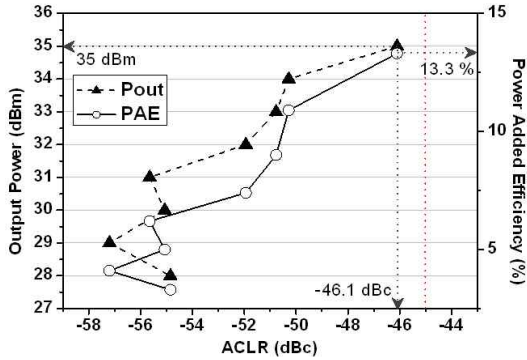


그림 11. 1-carrier WCDMA 신호에 대한 ACLR 및 PAE 상관 관계
 Fig. 11. The measured ACLR and power added efficiency performance with respect to the average output power for a 1-carrier WCDMA signal.

이즈 레벨로 인하여 소신호 증폭기가 포화될 가능성이 높다. 이러한 문제를 해결하고자 할 경우 NGDC에 사용되는 이득 보상 증폭기의 출력 용량을 높이거나 또는 광대역 소신호 증폭기가 아닌 협대역 증폭기를 사용하는 방법 등이 있다.

1-carrier WCDMA 신호를 이용하여 평균 출력 전력에 대해 측정된 ACLR 및 PAE 성능은 그림 11에 나타났다. 평균 출력 전력이 35 dBm일 때, ACLR과 PAE는 각각 -46.1 dBc와 13.3 %로 측정되었는데, 이 값은 NGDC의 손실 보상을 위해 사용된 소신호 증폭기의 전력 소모가 모두 포함한 값이다. 피드백 루프를 적용하기 전 MPA의 ACLR과 PAE는 각각 -46.4 dBc와 2.7 %였다. 동일한 ACLR 레벨을 기준으로 할 때 피드백 시스템의 PAE는 2.7 %에서 13.3 %로 증가하였음을 알 수 있다. 또한, 동일한 기준으

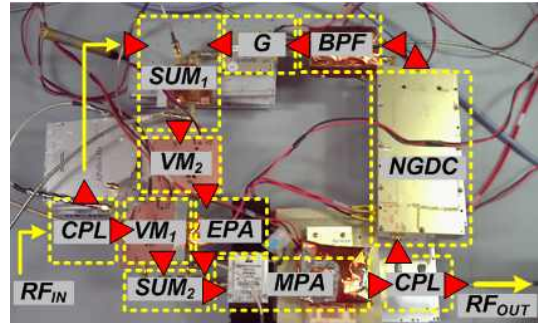


그림 12. NGDC를 이용한 아날로그 피드백 구조의 제작 사진
 Fig. 12. The photograph of the proposed analog feedback topology employing a negative group delay circuit.

로 -46.1 dBc에 대하여 MPA의 가용 출력 전력은 26 dBm에서 35 dBm으로 증가하였다. 전력 증폭기의 스위칭 동작을 이용하는 고효율 증폭기의 설계에서와 같이 B급 또는 C급 바이어스 조건을 사용해야 하는 경우에 제안하는 구조의 피드백 증폭기가 선형성 개선에 매우 유용하게 사용될 수 있음을 보인다.

기존에 발표된 피드백 증폭기에 관한 연구 결과와 본 연구에서 제안하는 구조의 피드백 증폭기 사이의 결과들의 비교를 표 2에 정리하였다. 앞에서 설명한 바와 같이 피드백 증폭기의 근지연 정합 문제로 인하여 아날로그 피드백 증폭기에 대한 연구는 거의 찾아보기 힘들다. 본 연구에서 결과로 얻은 50 MHz 이상의 상쇄 대역폭은 기존 연구의 최소 10 배 이상의 대역폭이다. 이는 본 연구 논문 작성 시점에 조사한 바에 의하면 아날로그 피드백 구조의 증폭기 중에서 가장 넓은 대역폭이었다.

표 2. 아날로그 피드백 구조 사이의 측정된 특성 요약 및 성능 비교

Table 2. Measurement summary and performance comparison among the analog RF feedback architecture.

	Ref. [16]	Ref. [17]	Ref. [18]	Ref. [19]	Ref. [20]	This work	
Frequency(GHz)	0.35	1.85	0.88	4.00	0.89	2.14	2.14
P_{1dB} (dBm)	23	27	33	25	46	43	43
Test signal	2-tone	2-tone	2-tone	2-tone	2-tone	2-tone	WCDMA
Cancellation BW(MHz)	6	0.5	6	1	1	>50	>50
Linearity(dBC)	-40	-42	-46	-40	-40	-51	-52
Improvement(dB)	8	20	12	8	16	22	25
Remarks	IMS '94	IMS '98	MWJ '05	TMTT '90	EM '95		

그림 12는 제작된 피드백 증폭기 구조의 실험 환경 사진이다. 사진은 단지 제안하는 구조의 구현 가능성을 살펴보기 위하여 개별 모듈로 기초 실험을 진행한 모습을 나타내며, 만약 제품의 형태로 제작할 경우 구성하는 회로들이 모두 능동 회로이기 때문에 NGDC, 백터 변조기, 상쇄기, 대역 통과 여파기, 오차 증폭기를 포함한 모든 능동 회로 부품들을 하나의 모듈 안에 집적화하면 크기를 줄일 수 있을 것으로 예상된다.

IV. 결 론

본 연구에서는 NGDC를 이용함으로써 선형성 개선 대역폭을 상당히 증가시킬 수 있는 새로운 구조의 아날로그 피드백 증폭기의 구조를 제안하였다. 회로 구현의 용이성을 위하여 분산 소자 형태의 마이너스 군지연 회로 설계 방법에 관하여 논의하였다. 제작된 분산 소자 형태의 마이너스 군지연 회로를 이용하여 WCDMA downlink 대역에서 제안하는 아날로그 피드백 증폭기를 제작하였고, 이를 실험적으로 검증하였다. 제작된 증폭기는 기존에 보고된 연구 중 가장 넓은 선형성 개선 대역폭을 갖는 것으로 확인되었다.

기지국용 송신기에 사용되는 다양한 선형화 기법 중에서 아날로그 피드백 구조는 비록 낮은 방식으로 보이지만 피드백 루프의 특성상 피드포워드, 디지털 전치 왜곡, RF 선형화 기법 등에 비하여 여전히 강력한 장점을 가지고 있으며, 피드포워드 구조에 비해서도 전혀 뒤지지 않는 선형성 개선 효과를 갖는다.

참 고 문 헌

[1] T. Liu, S. Boumaiza, and F. M. Ghannouchi, "Deembedding static nonlinearities and accurately identifying and modeling memory effects in wideband RF transmitters", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3578-3587, Nov. 2005.

[2] H. S. Black, "Translating system", *U.S. Patent* 1,686,792; issued Oct. 1928.

[3] H. Seidel, "A microwave feedforward experiment", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 50, pp. 2879-2916, 1971.

[4] S. C. Cripps, *Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design*, Norwood, MA, Artech House, 2006.

[5] N. Potheary, *Feedforward Linear Power Amplifiers*, Artech House, pp. 125-138, 1999.

[6] P. B. Kenington, *High-Linearity RF Amplifier Design*, Artech House, 2000.

[7] H. Seidel, N. J. Warren, "Reentrant signal feedback amplifier", *U.S. Patent* 3,624,532; issued Nov. 1971.

[8] H. Seidel, N. J. Warren, "Feedback amplifier", *U.S. Patent* 3,656,831; issued Apr. 1972.

[9] J. G. McRory, R. H. Johnston, "An RF amplifier for low intermodulation distortion", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1741-1744, 1994.

[10] Y. Kim, Y. Yang, S. Kang, and B. Kim, "Linearization of 1.85 GHz amplifier using feedback predistortion loop", in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1675-1678, 1998.

[11] L. Qiang, Z. Z. Ying, and G. Wei, "Design of a feedback predistortion linear power amplifier", *Microw. J.*, vol. 48, no. 5, pp. 232-241, May 2005.

[12] A. K. Ezzeddine, H. Hung, and H. Huang, "An MMAC C-band FET feedback power amplifier", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, no. 4, pp. 350-357, Apr. 1990.

[13] M. Faulkner, D. Contos, and M. Johansson, "Linearisation of power amplifiers using RF feedback", *Electronics Lett.*, vol. 31, no. 23, pp. 2023-2024, Nov. 1995.

[14] D. Solli, R. Y. Chiao, "Superluminal effects and negative delays in electronics, and their applications", *Physical Review E*, no. 5, pp. 056601 1-4, Nov. 2002.

[15] L. Brillouin, A. Sommerfeld, *Wave Propagation and Group Velocity*, Academic Press Network, pp. 113-137, 1960.

[16] L. J. Wang, A. Kuzmich, and A. Dogariu, "Gain-assisted superluminal light propagation", *Nature* 406, issue 6793, pp. 277-279, Jun. 2000.

[17] M. Kitano, T. Nakanishi, and K. Sugiyama, "Negative group delay and superluminal propagation: An

electronic circuit approach", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 43-51, Jan. 2003.

[18] H. Noto, K. Yamauchi, M. Nakayama, and Y. Iso-ta, "Negative group delay circuit for feed-forward amplifier", in *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1103-1106, 2007.

[19] B. Ravelo, A. Perennec, and M. Le Roy, "Synthesis of broadband negative group delay active circuits", in *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 2177-2180, 2007.

[20] H. Choi, K. Song, C. D. Kim, and Y. Jeong, "Synthesis of negative group delay time circuit", in *Asia-Pacific Microwave Conf. Dig.*, pp. B5-08, 2008.

[21] H. Choi, S. Shim, Y. Jeong, and C. D. Kim, "Synthesis of reflection type negative group delay cir-

cuit using transmission line resonator", in *Proc. 39th European Microwave Conf.*, pp. 902-905, Sep. 2009.

[22] Y. Jeong, H. Choi, and C. D. Kim, "Experimental verification for time advancement of negative group delay circuit in RF electronic circuits", *IET Electron. Lett.*, vol. 46, issue 4, pp. 306-307, Feb. 2010.

[23] H. Choi, Y. Jeong, C. D. Kim, and J. S. Kenney, "Efficiency enhancement of feedforward amplifiers by employing a negative group delay circuit", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 58, no. 5, pp. 1116-1125, May 2010.

[24] H. Choi, Y. Kim, Y. Jeong, J. Lim, and C. D. Kim, "A compact DGS load-network for highly efficient class-E power amplifier", in *Proc. 39th European Microwave Conf.*, pp. 1353-1356, Sep. 2009.

최 흥 재



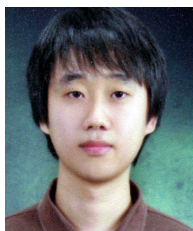
2004년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
 2006년 2월: 전북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 박사과정
 [주 관심분야] 고효율 선형 전력 증폭기, 마이너스 군지연 회로 설계 및 RF 응용

심 성 운



2009년 8월: 전북대학교 전자정보공학부 (공학사)
 2009년 9월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 석사과정
 [주 관심분야] CMOS 능동 인덕터, 전력 증폭기, 대역 통과 여파기, 주파수 채배기 설계

김 영 규



2009년 8월: 전북대학교 전자정보공학부 (공학사)
 2009년 9월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 석사과정
 [주 관심분야] 이중 대역 고효율 전력 증폭기, RF 능동 회로 설계

정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
 1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자 정보통신본부 선임연구원
 2006년 7월~2007년 12월: 미국 Georgia Institute of Technology 방문연구교수
 1998년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 교수 및 IDEC Working Group 참여교수
 [주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계

김 철 동



1971년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1985년 5월: 미국 Wisconsin-Madison 전기공학과 (공학박사)

1985년~1990년: 미국 AT&T Bell Labs. MTS

1990년 2월~1997년 11월: 삼성전자 정보통신사업본부 상무이사

1997년 11월~현재: 세원텔레텍(주) 대표이사

[주 관심분야] 선형증폭기 설계, 초고주파 회로 설계, 이동통신 시스템 기술