

동일 군속도 지연 신호 상쇄기를 이용한 광대역 Feedforward 증폭기 설계

A Design of Ultra Wide-Band Feedforward Amplifier Using Equal Group-Delayed Signal Canceller

정용채 · 안 달* · 김흥기** · 김철동** · 장익수***

Yong-Chae Jeong · Dal Ahn* · Hong-Gi Kim** · Chul-Dong Kim** · Ik-Soo Chang***

요 약

본 논문에서는 인가되는 두 입력 단자의 신호들을 동일 군속도를 가지게 하면서 신호 상쇄를 가능하게 하는 새로운 구조의 신호 상쇄기를 제안하였고, 이를 적용한 feedforward 전력 증폭기를 제작하였다. 종전의 신호 상쇄기는 동작 주파수 전 대역에서 위상 정합과 군속도 지연 정합을 동시에 만족시킬 수 없으나 제안된 동일 군속도 지연 신호 상쇄기는 위상 정합과 군속도 지연 정합을 동시에 만족시킬 수 있다. 위상과 군속도 지연 정합은 광대역 신호 상쇄를 가능하게 한다. 제안한 동일 군속도 지연 신호 상쇄기를 적용한 feedforward 전력 증폭기의 주 신호 제거 루프에서는 2,140±100 MHz 대역에서 26.3 dB 이상의 신호 상쇄를 얻었고, 혼변조 왜곡 신호 제거 루프에서는 15.2 dB 이상의 신호 상쇄를 얻었다. 또한 2,115 MHz와 2,165 MHz인 2-tone 신호를 인가하여 (C/I)를 20.8 dB 개선시켰다.

Abstract

In this paper, a new signal canceller that input signals are equally group-delayed and cancelled each other is proposed and feedforward linearizing power amplifier that adopt the proposed signal cancellers is fabricated. Although the conventional signal canceller can't matches the phase and the group delay time of input signals simultaneously, the proposed signal canceller matches those simultaneously. Simultaneous matching of the phase and the group delay time can makes wideband signal cancellation. The main signal cancellation loop of the fabricated feedforward amplifier with the proposed signal cancellers cancel input signal more than 26.3 dB and the intermodulation distortion signal cancellation loop cancel more than 15.2 dB for 200 MHz bandwidth. And the proposed feedforward power amplifier improves C/I ratio by 20.8 dB with two tones at 2,115 MHz, 2,165 MHz, respectively.

Key words : Signal Canceller, Feedforward, Linear Power Amplifier, C/I

I. 서 론

언제, 어디서나, 누구든지 원하는 정보를 주고받

기를 원하는 통신의 진화는 이전보다 광대역 채널 대역폭과 선형화된 변복조 방식을 요구하게 되었다. 특히 최근 사용되고 있는 이동 통신 시스템은 한정

전북대학교 공과대학 전자정보공학부 및 반도체설계교육센터(School of Electronics & Information Engineering, IDEC WG, Chonbuk National University)

*순천향대학교 정보기술공학부(Division of Information Technology Engineering, Soonchunhyang University)

**세원텔레텍(주)(Sewon Teletech, Inc.)

***서강대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Engineering, Sogang University)

· 논문 번호 : 20050521-08S

· 수정완료일자 : 2005년 7월 12일

된 주파수 자원의 효율적 사용을 위해 QPSK, QAM 과 같은 선형 변조 방식 등을 사용한다. 이런 변조 방식들은 RF 신호의 최대 전력 대 평균 전력비가 크고, 포락선 변동이 심한 특성을 가지고 있어서 선형성이 좋은 전력 증폭기를 필요로 한다. 그러나 전력 증폭기를 설계할 때에는 높은 효율과 높은 출력 전력을 얻기 위해 증폭기의 비선형 특성이 강한 포화 영역 근처에서 동작시키는 것이 일반적이는데, 이로 말미암아 전력 증폭기의 선형성이 나빠지게 된다. 이는 매우 좋은 선형성을 요구하는 통신 규격의 진화와 배치되는 것으로 매우 좋은 전력 효율과 선형성을 갖는 전력 증폭기 설계 기술을 요구하게 된다.

고효율, 선형 전력 증폭기(Linear Power Amplifier: LPA)를 구현하기 위해서는 고효율 전력 증폭기에 선형화기를 부착하는 것으로 그 해결책이 될 것이다. 현재 여러 가지의 선형화 방법이 소개되고 있지만 개선 효과나 동작 대역폭 등의 관점에서 볼 때에 실제로 적용 가능한 선형화 기법은 피크 전력 감쇄, 전치 왜곡 기법, feedforward 기법, 부궤환 기법, 디지털 전치 왜곡, EER(Envelope Elimination and Restoration) 등과 같은 방법들이 있다^{[1]~[3]}.

RF 전치 왜곡 전치 왜곡 기법은 소형 및 경량으로 구현 가능하다는 측면에서 많이 사용되고 있지만, 비선형성 개선 효과는 feedforward 기법에 미치지 못하며, 넓은 주파수 대역과 넓은 동작 영역(dynamic range)에서 선형성 개선 효과를 갖게 하는 것이 쉽지 않다. 부궤환 기법은 동작 대역폭의 한계와 발전의 가능성으로 그 적용 범위가 한계가 있다. 디지털 전치 왜곡 기법은 기저 대역의 신호에 전치 왜곡을 함으로 RF 회로에서의 비선형성을 보상하는 것으로 부궤환 지연 시간과 RF 전력 증폭기의 기억 효과(memory effect) 때문에 비교적 협대역에서만 양호한 선형화 효과를 얻고 있다.

여러 운용 채널 신호들을 동시에 증폭해야 하는 기저국 전력 증폭기의 선형화 방법은 하나의 채널 신호를 증폭하는 단말기용 전력 증폭기와 1~2개의 채널 신호를 증폭하는 중계기 전력 증폭기의 선형화 방법보다 훨씬 어렵다. 그러나 통신망 운용자나 전력 증폭기 제작자 입장에서는 광대역 선형성을 갖는 전력 증폭기가 운용과 수율 측면에서 훨씬 유리하다.

중전에도 feedforward 전력 증폭기의 동작 주파수

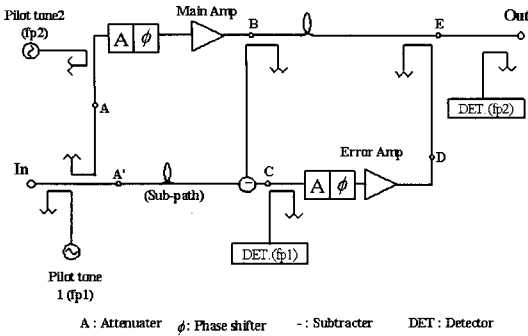
대역폭을 넓히기 위해 군속도 지연 선로에 위상 왜곡이 있게 하는 방법을 시도하였다. 그러나 동작 대역폭이 넓지 않았고, 구현 자체도 쉽지 않았으며, 전력 증폭기의 위상 왜곡 특성이 동작 조건에서 일정하지 않으므로 항상 일정한 선형화 개선 효과를 기대하기 힘든 단점이 있다^[4]. 또한 여러 단의 하이브리드 결합기를 신호 상쇄기로 사용하는 연구도 있었으나, feedforward 전력 증폭기의 첫째 루프에만 적용하였고, 더 넓은 대역폭을 요구하는 둘째 루프 결합기에는 적용되지 않았다^[5]. 이는 결합기가 높은 전력을 다룰 수 있어야 했고, 결합기의 삽입 손실과 큰 부피가 문제가 되기 때문이다.

본 논문에서 feedforward 선형 전력 증폭기를 구현할 때 간과하고 있는 두 경로 사이의 군속도 지연(group delay) 불일치에 의한 동작 대역폭의 한계점을 제시하고, 이를 해결할 수 있는 새로운 신호 상쇄기를 제안하였다. 또한 제안된 상쇄기의 효용성을 보이기 위해 광대역 feedforward 전력 증폭기를 구현하여 기존보다 동작 대역의 확장이 일어남을 보일 것이다.

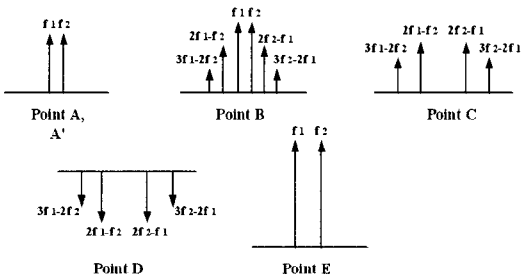
II. Feedforward 전력 증폭기 설계 이론

2-1 Feedforward 전력 증폭기 동작 원리

기지국 전력 증폭기는 단말기에 비해 혼변조 왜곡 규격이 엄격하여 feedforward 방식을 선호하여 사용하고 있다. 그러나 기저국에서는 특정 출력 레벨에서의 혼변조 왜곡 규격뿐만 아니라 출력 레벨 변화와 구동 전압 변화, 외부 온도 변화와 같은 환경 변화 조건에서도 항상 혼변조 왜곡 규격을 만족하는 자동 적응 선형 전력 증폭기를 필요로 한다. 이러한 자동 적응 선형 전력 증폭기를 구현하기 위해서 기존에는 feedforward 방식의 선형 화기를 설계할 때 pilot tone들을 사용하거나 아날로그 제어 기법을 사용함으로써 성능 구현을 하였다^{[6][7]}. 그림 1(a)는 pilot tone들을 사용한 대표적인 feedforward 방식 선형 전력 증폭기의 기본 회로도이며, 그림 1(b)는 feedforward 선형 전력 증폭기의 각 지점에서 얻어지는 신호 특성들을 보인 것이다. 그 동작 원리를 살펴보면 입력으로 인가된 2개의 반송파는 주 경로와 보조 경로로 전력 분배기에 의해 나누어진다. 주 경로에서



(a)



(b)

그림 1. (a) Pilot tone들을 사용한 feedforward 방식 선형 전력 증폭기, (b) Feedforward 방식 선형 전력 증폭기의 동작 원리

Fig. 1. (a) The block diagram of the adaptive feedforward LPA using pilot tones, (b) The operating mechanism of feedforward LPA.

는 전력 증폭기에 의해 입력 반송파 신호들이 원하는 출력 레벨까지 증폭되며 이때 혼변조 왜곡 신호들도 함께 발생된다. 이러한 전력 증폭기 출력 신호들의 일부를 추출하여 주 신호 상쇄기 회로에 인가해 주고 보조 경로에서는 순수한 반송파만을 주 신호 상쇄기 회로에 인가한다. 주 신호 상쇄기 회로에서는 주 경로에서 인가된 반송파와 혼변조 왜곡 신호들 중에서 혼변조 왜곡 신호들만을 출력하게 된다. 주 신호 상쇄기 회로에서 얻어진 혼변조 왜곡 신호 성분들은 다시 주 경로에 결합되어지는데 이때 가변 감쇠기(A)는 주 경로의 혼변조 왜곡 신호와 레벨을 맞추어 주기 위한 것이고, 가변 위상 변환기(ϕ)는 주 경로에 다시 결합될 때 역(180°)의 위상을 맞추어 주기 위해 위상 조절을 하는 것이다. 결국 주 경로에 다시 결합되기 직전의 혼변조 신호들은 주 경로에 있는 혼변조 왜곡 신호들과 크기는 같고 역

위상이 되게 해줌으로써 최종 출력은 혼변조 신호 성분들은 제거되고 증폭된 반송파만이 남게 된다.

한편 그림 1(a)에서 pilot tone 1(fp1)은 주 신호 상쇄기 회로 출력 단에서 주 신호의 상쇄 정도를 감지할 목적으로 인가되고, pilot tone 2(fp2)는 최종 출력 단에서 혼변조 왜곡 신호의 상쇄 정도를 감지할 목적으로 인가된다. 신호 검출기에 감지된 pilot tone들의 신호 레벨을 처리하여 감쇠기와 위상 변환기를 조정함으로써 전력 증폭기의 선형화 특성을 얻을 수 있다.

2-2 Feedforward 등가 루프 분석

기본적으로 feedforward 방식 선형 화기는 동일한 동작 원리를 갖는 두 개의 루프로 구성되어 있으며, 동일한 주파수 성분을 갖는 신호들을 제거하는 것으로 성격을 정의할 수 있겠다. 주 신호 상쇄 루프와 혼변조 신호 상쇄 루프로 이루어진 feedforward 전력 증폭기를 효과적으로 분석하기 위해 그림 2와 같은 등가 루프를 제안할 수 있다. 최초의 입력 신호 $V_{in} = V_m \cos(\omega t)$ 는 두 경로에서 τ_1 과 τ_2 만큼 시간 지연 후에 신호 상쇄기에 인가된다고 가정하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_1 = V_m \cos(\omega t - \phi) \quad (1)$$

$$V_2 = V_m \cos(\omega t - \theta) \quad (2)$$

이때, $\phi = \omega_0 \tau_1$ 이고 $\theta = \omega_0 \tau_2 = \phi + \pi + \Delta \theta$ 이다. 경로 1과 2 사이에는 군속도 지연 시간의 차이가 존재한다고 가정하면 다음과 같은 관계식을 가정할 수 있다.

$$\tau_2 = \tau_1 + \Delta \tau \quad (3)$$

최종 출력 단에서 중심 주파수의 신호가 완전히 상쇄되기 위해서는 다음의 두 조건이 충족되어야 한다.

$$V_{1m} = V_{2m} \quad (4)$$

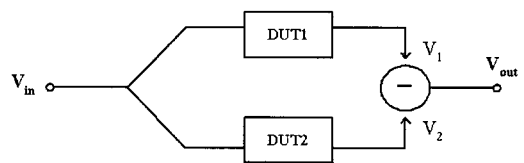


그림 2. Feedforward 선형 전력 증폭기의 등가 루프
Fig. 2. The equivalent loop of feedforward LPA.

$$\theta - \phi |_{\Delta\theta \rightarrow 0} = \pi = \omega_0(\tau_2 - \tau_1) = \omega_0 \Delta\tau \quad (5)$$

중심 주파수에서 완전 신호 감쇄를 위한 두 경로 간의 군속도 시간차는 다음과 주어진다.

$$\Delta\tau = \pi / \omega_0 = 1/2f_0 \quad (6)$$

따라서 완전 신호 감쇄를 위한 두 경로간의 군속도 시간차는 동작 주파수에 따라 달라짐을 알 수 있다. 이는 모든 주파수에서 역위상과 군속도 지연을 동시에 만족시킬 수 없음을 보이는 것이다.

또한 조건 (4)와 (5)가 만족되지 않을 때 진폭과 위상의 차이에 따른 신호 상쇄량(R)은 다음과 같이 표현할 수 있다^[8].

$$R[\text{dB}] = 10 \log \left\{ 10^{A[\text{dB}]/10} + 1 - 2 \times 10^{A[\text{dB}]/20} \times \cos(\phi) \right\} \quad (7)$$

여기에서 $\Delta A[\text{dB}]$ 는 두 경로 신호간의 진폭 차를, ϕ 는 두 경로 신호간의 위상 차를 보인다.

2.3 동일 군속도 지연 신호 상쇄기 설계

하나의 주파수 성분을 갖는 신호 성분을 feedforward 등이 루프에 인가할 때 출력 단에서 완전한 신호 상쇄를 얻으려면 신호 상쇄기의 두 입력 신호가 진폭과 역 위상이 정합되어야 한다. 그러나 일정 주파수 대역을 갖는 입력 신호일 때에는 대역 전체의 신호의 고른 신호 상쇄를 위해서는 진폭, 역 위상, 군속도 지연이 동시에 정합이 이루어져야 하는데 앞 절에서는 역 위상과 군속도 정합이 동시에 이루어질 수 없음을 보이고 있다. 이것은 feedforward 선형화 방식의 한계로, 비록 여타 선형화 방식보다 feedforward 선형화 방식이 선형화 효과와 동작 대역폭에서 우수하지만 광대역 feedforward 전력 증폭기 설계에도 한계가 있음을 나타낸다. 일반적으로 feedforward 전력 증폭기는 중심 주파수에서 식 (6)에 나타난 정도의 군속도 지연을 만족하게 하고, 전체 주파

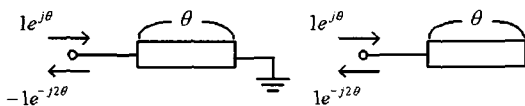


그림 3. 단락 및 개방 전송 선로의 반사 신호 비교
Fig. 3. The reflection signal comparison of transmission line terminated with short and open condition.

수 대역에서 고른 진폭과 역 위상 정합이 만족되게끔 조정하고 있다.

그러나 신호 상쇄기가 전력, 역 위상, 군속도 지연 정합을 모두 만족시키면서 신호 상쇄를 한다면 광대역 feedforward 전력 증폭기를 구현할 수 있을 것이다. 종전에는 두 입력 경로 중에 한 경로를 기준으로 하여 다른 경로의 신호에 대한 동작 조건 변화로 전력, 역 위상, 군속도 지연의 동시 정합을 이루려 했다. 그러나 경로의 동작 조건을 동시에 변화시킨다면 전력, 역 위상, 군속도 지연의 동시 정합이 가능할 것이다. 그림 3은 종단이 단락 및 개방된 전송 선로를 보인 것으로 이때 입력 단의 반사 신호들을 살펴보면 각각 $1e^{j2\theta}$, $-1e^{-j2\theta}$ (또는 $1e^{j(2\theta \pm \pi)}$)이 된다. 따라서 입력 신호의 조건과 전송 선로의 전기각에 관계없이 두 반사 신호는 항상 역 위상을 얻을 수 있다.

그림 4는 본 논문에서 제안하는 주 신호 상쇄기 회로를 보이고 있다. 동일 진폭과 위상을 갖는 두 입력 신호는 결합 단(coupling port)과 전송 단(through port)이 각각 단락 및 개방된 3 dB 하이브리드 회로에 인가된다. 인가된 신호는 격리 단(isolation port)으로 전달되는데 이때 출력된 신호들은 전력, 역 위상, 군속도 지연의 동시 정합 조건들을 만족하게 된다. 출력된 신호들을 동위상 결합기에 인가하면 출력 단에서는 입력 신호가 완전히 상쇄된다. 이때 3 dB 하

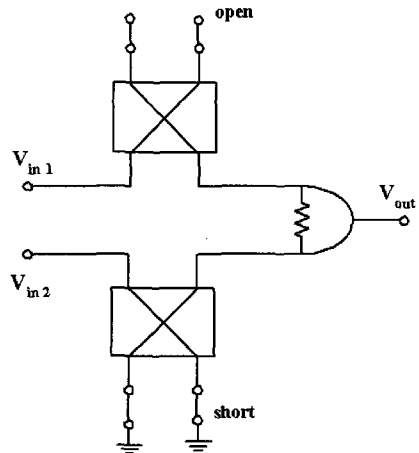


그림 4. 제안하는 주 신호 상쇄기의 회로도
Fig. 4. The block diagram of the proposed main signal canceller.

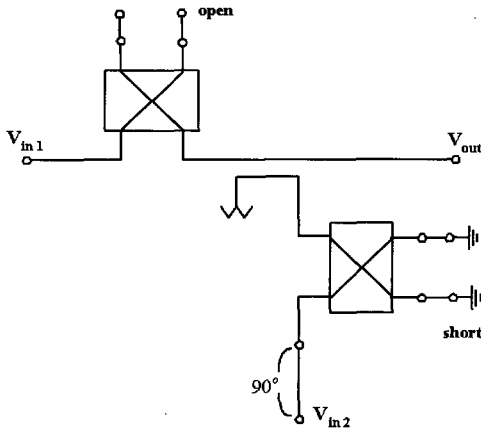


그림 5. 제안하는 혼변조 신호 상쇄기의 회로도
 Fig. 5. The block diagram of the proposed intermodulation distortion signal canceller.

이브리드 회로를 사용한 것은 제안한 주신호 상쇄기 회로와 입력 단에 존재하는 다른 회로와의 임피던스 정합을 위한 것이다.

그림 5는 본 논문에서 제안하는 혼변조 왜곡 신호 상쇄기 회로를 보이고 있다. 결합기의 결합 계수와 삽입 손실의 차만큼 진폭 차이가 나면서 90°만큼 위상 차를 갖는 두 입력 신호들은 결합 단과 전송 단이 각각 단락 및 개방된 3 dB 하이브리드 회로에 인가된다. 인가된 신호는 격리 단으로 전달되는데 이때 출력된 신호들은 다시 결합기의 상호 격리 단에 인가된다. 결합기의 출력 신호들은 전력, 역 위상, 군속도 지연의 동시 정합 조건들을 만족하게 되어 출력 단에서는 입력 신호가 완전히 상쇄된다.

III. 실험 및 결과

본 논문에서 제안한 동일 군속도 지연 신호 상쇄

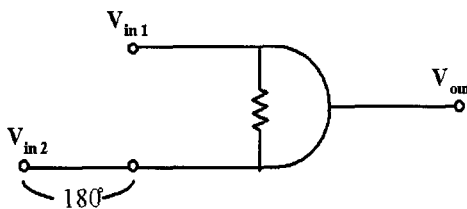


그림 6. 일반적인 주 신호 상쇄기 회로도
 Fig. 6. The block diagram of the conventional main signal canceller.

기들을 이용한 feedforward 전력 증폭기의 타당성을 보이기 위해 중심 주파수를 2.14 GHz로 하는 주 증폭기, 에러 증폭기, 가변 감쇠기, 가변 위상 변환기, 제한한 주 신호 상쇄기, 그리고 혼변조 왜곡 신호 상쇄기를 제작하였다. 또한 종래의 feedforward 전력 증폭기와 특성 비교를 위해 주 신호 상쇄를 위한 Wilkinson 결합기와 혼변조 왜곡 신호 상쇄를 위한 10 dB 결합기를 아울러 제작하였다. 비교의 편의성을 위해 대역폭은 ±100 MHz로 하여 특성 비교를 하였다. 그림 6은 일반적으로 많이 쓰이는 주 신호 상쇄기 회로를 보인 것이다. 한 입력 신호는 동위상 결합기인 Wilkinson 결합기의 한 입력 단에 연결되고, 다른 한 입력 신호는 중심 주파수에서 전기각이 180°인 전송 선로를 거친 후에 Wilkinson 결합기의 다른 입력 단에 연결하여 출력되게 하였다. 출력되는 신호간의 군속도 지연과 상호 위상 차를 비교한 것을 그림 7에 나타내었다. 출력 결과를 비교해 보면 두 경로간의 군속도 지연 차는 약 0.24 nsec 만큼 차이가 나고, 위상 차는 $-179.5^\circ \pm 10^\circ$ 이었다. 이는 두 입력 신호의 진폭이 정합되었다고 가정할 때, 동작 주파수 대역 끝에서는 약 -15.2 dB의 신호 상쇄밖에 얻을 수 없음을 보인다. 비교를 위해 그림 4와 같은 주 신호 상쇄기를 제작하였고 그 특성을 그림 8에 나타내었다. 사용된 3 dB 하이브리드는 Anaren사

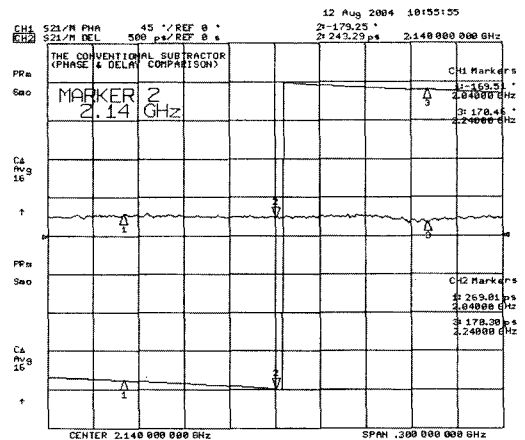


그림 7. 일반적인 주 신호 상쇄기의 군속도 및 위상 차 특성

Fig. 7. The group delay and phase difference characteristics of the conventional main signal canceller.

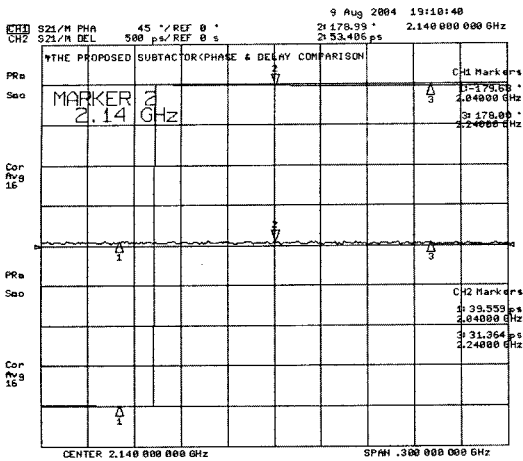


그림 8. 제안된 주 신호 상쇄기의 군속도 및 위상차 특성

Fig. 8. The group delay and phase difference characteristics of the proposed main signal canceller.

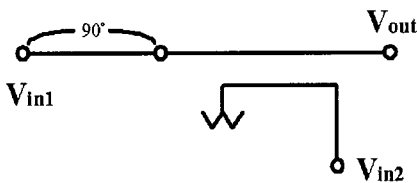


그림 9. 일반적인 혼변조 왜곡 신호 상쇄기 회로도
Fig. 9. The block diagram of the conventional intermodulation distortion signal canceller.

의 S03A2500N1이다. 출력 결과를 비교해 보면 두 경로간의 군속도 지연 차는 거의 없고, 위상 차는 $-179.5^{\circ} \pm 1.2^{\circ}$ 이었다. 이는 두 입력 신호의 진폭이 정합되었다고 가정할 때, 동작 주파수 대역 끝에서는 약 -33.6 dB의 신호 상쇄를 얻을 수 있으며 기존의 주 신호 감쇄기보다 탁월한 신호 상쇄 효과를 얻을 수 있음을 보인다.

그림 9는 일반적으로 많이 쓰이는 혼변조 왜곡 신호 상쇄기 회로를 보인 것이다. 10 dB 결합기의 상호 격리 단에 두 입력 신호를 입력하되 역 위상을 보장하기 위해 한 입력 단에 중심 주파수에서 90° 인 전송 선로를 부착하였다. 그림 10에 나타낸 출력 결과를 비교해 보면 두 경로간의 군속도 지연 차는 약 0.34 nsec 만큼 차이가 나고, 위상 차는 $-179.5^{\circ} \pm 12.5^{\circ}$ 이었다. 이는 두 입력 신호의 진폭이 정합되었다고 가정할 때, 동작 주파수 대역 끝에서는 약 -13.3 dB의 신호 상쇄밖에 얻을 수 없음을 보인다.

비교를 위해 그림 5와 같은 혼변조 왜곡 신호 상쇄기를 제작하였고 그 특성을 그림 11에 나타내었다. 10 dB 결합기의 상호 격리 단에 3 dB 하이브리드를 연결하였는데 사용된 3 dB 하이브리드는 Anaren사의 S03A2500N1이다. 출력 결과를 비교해 보면 두 경로간의 군속도 지연 차는 거의 없고, 위상 차는 $180^{\circ} \pm 2.5^{\circ}$ 이었다. 이는 두 입력 신호의 진폭이 정합

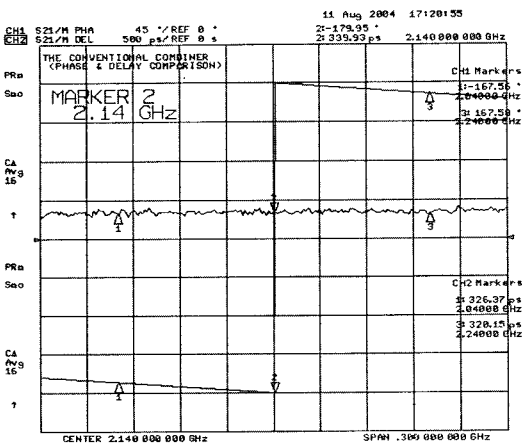


그림 10. 일반적인 혼변조 왜곡 신호 상쇄기의 군속도 및 위상차 특성

Fig. 10. The group delay and phase difference characteristics of the conventional intermodulation distortion signal canceller.

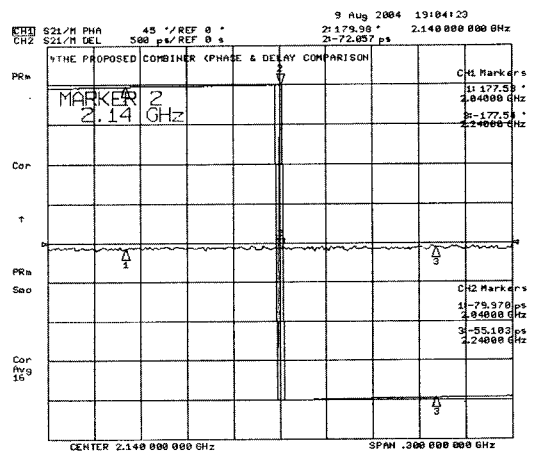


그림 11. 제안된 혼변조 왜곡 신호 상쇄기의 군속도 및 위상차 특성

Fig. 11. The group delay and phase difference characteristics of the proposed intermodulation distortion signal canceller.

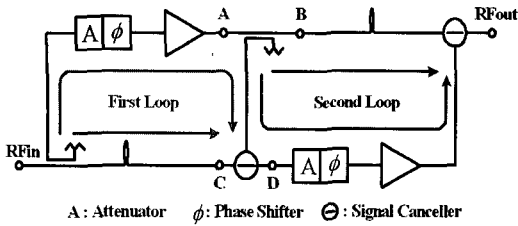


그림 12. 제작된 feedforward 증폭기의 블럭도
Fig. 12. The block diagram of the fabricated feedforward amplifier.

되었다고 가정할 때, 동작 주파수 대역 끝에서는 약 -27.2 dB의 신호 상쇄를 얻을 수 있으며 기존의 혼변조 왜곡 신호 감쇄기 보다 탁월한 신호 상쇄 효과를 얻을 수 있음을 보인다.

제작된 주 증폭기와 에러 증폭기는 4단으로 구성되었으며, 동작 대역에서 44.7±0.3 dB의 이득과 -14 dB 이하의 반사 계수를 얻었다. 1 dB 압축점은 28.7 dBm이었다.

또한 가변 감쇄기와 가변 위상 변환기를 제작하였는데 3 dB 하이브리드를 사용하여 반사형으로 구현하였는데 이는 광대역에서 좋은 반사 특성을 얻기 위한 것이다. 가변 감쇄기는 15 dB의 감쇄 범위를 가지며, 가변 위상 변환기는 120°의 위상 변환 범위를 가진다.

Feedforward 전력 증폭기의 성능을 비교하기 위해 종래의 신호 상쇄기를 적용한 경우와 제안된 신호 상쇄기를 적용한 feedforward 전력 증폭기를 제작하였다. 주 증폭기, 에러 증폭기, 가변 감쇄기, 가변 위상 변환기 및 기타 회로들은 동일한 것을 사용하였다. 그림 12는 측정에 사용된 feedforward 전력 증폭기의 블럭도를 보이고 있다. 상용 feedforward 전력 증폭기의 루프 군속도가 평균 15 nsec 정도라서 실제의 상황과 맞추기 위해 주 신호 제거 루프와 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 공통 경로에 군속도가 10 nsec인 동축 케이블을 두어 각 루프의 군속도 지연 시간이 16 nsec 정도가 되게 하였다.

그림 13은 종래의 주 신호 상쇄기를 사용하여 주 신호 제거 루프의 신호 제거 특성을 회로망 분석기(network analyzer)로 측정한 것으로 이때 그림 12의 입력 단에 신호를 가하고, 점 B는 종단 저항으로 단락하였으며 점 C에서 측정하였다. 측정 결과 ±100

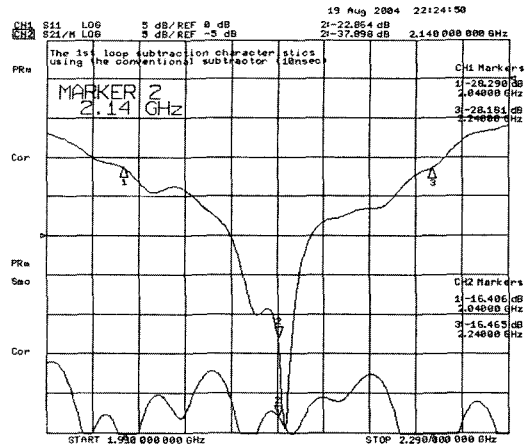


그림 13. 종래의 주 신호 상쇄기를 사용한 주 신호 제거 루프의 출력 특성
Fig. 13. The main signal suppression characteristic of main signal cancellation loop with the conventional main signal canceller.

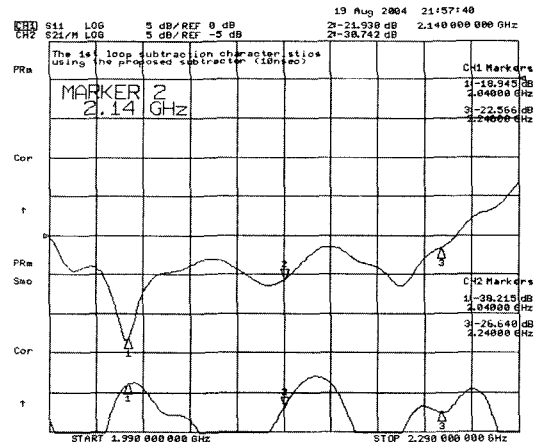


그림 14. 제안된 주 신호 상쇄기를 사용한 주 신호 제거 루프의 출력 특성
Fig. 14. The main signal suppression characteristic of main signal cancellation loop with the proposed main signal canceller.

MHz 대역에서 16.4 dB 이상의 신호 상쇄를 얻었다. 그림 14는 제안된 주 신호 상쇄기를 사용한 주 신호 제거 루프의 신호 제거 특성을 측정할 것으로 ±100 MHz 대역에서 26.3 dB 이상의 신호 상쇄 효과를 얻었다. 특히 20 dB 이상의 신호 상쇄를 얻는 대역폭이 300 MHz 이상이 되었다.

그림 15는 종래의 혼변조 왜곡 신호 상쇄기를 사

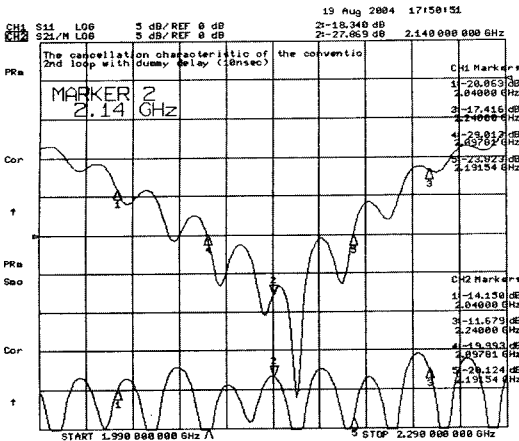


그림 15. 종래의 혼변조 왜곡 신호 상쇄기를 사용한 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 출력 특성
 Fig. 15. The intermodulation distortion signal suppression characteristic of intermodulation distortion signal cancellation loop with the conventional intermodulation distortion signal canceller.

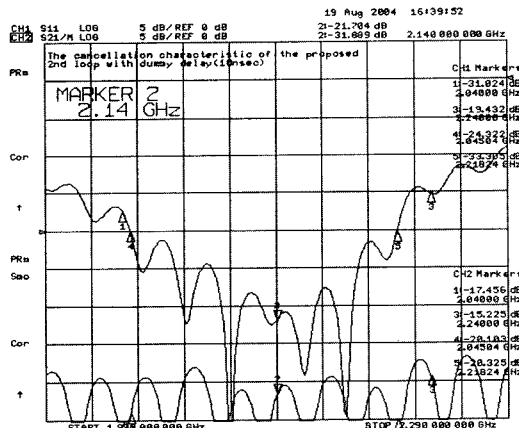


그림 16. 제안된 혼변조 왜곡 신호 상쇄기를 사용한 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 출력 특성
 Fig. 16. The intermodulation distortion signal suppression characteristic of intermodulation distortion signal cancellation loop with the proposed intermodulation distortion signal canceller.

용하여 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 신호 제거 특성을 회로망 분석기로 측정하는 것으로 이때 그림 12의 점 A에 신호를 가하고 점 C는 중단 저항으로 단락 하였으며, 최종 출력 단에서 측정하였다. 측정 결과 ± 100 MHz 대역에서 11.7 dB 이상의 신호 상쇄를 얻

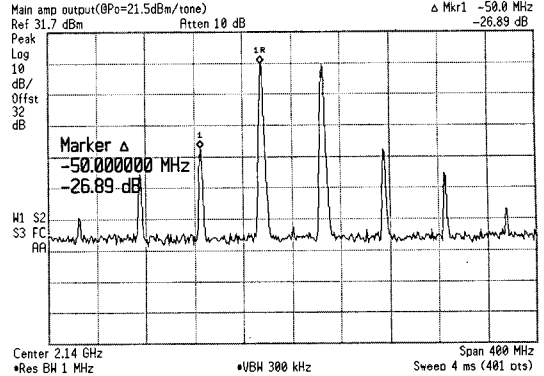


그림 17. Feedforward 선형 화기가 동작하지 않을 때의 전력 증폭기의 비선형 특성($P_o=17.52$ dBm/tone)
 Fig. 17. The nonlinear characteristic of feedforward amplifier without linearizer($P_o=17.52$ dBm/ tone).

었다. 그림 16은 제안된 혼변조 왜곡 신호 상쇄기를 사용한 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 신호 제거 특성을 측정한 것으로 ± 100 MHz 대역에서 15.2 dB 이상의 신호 상쇄를 얻었다. 특히 20 dB 이상의 신호 상쇄를 얻는 대역폭은 종래의 94 MHz에서 173 MHz로 확대되었다.

실제적인 혼변조 왜곡 신호의 제거 특성을 비교하기 위하여 제작된 feedforward 전력 증폭기의 입력

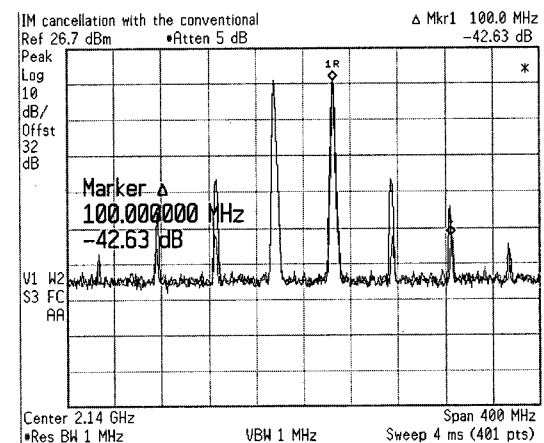


그림 18. 종래의 신호 상쇄기를 사용한 feedforward 전력 증폭기의 출력 특성($P_o=17.52$ dBm/ tone)
 Fig. 18. The output characteristic of feedforward amplifier with the conventional signal canceller ($P_o=17.52$ dBm/ tone).

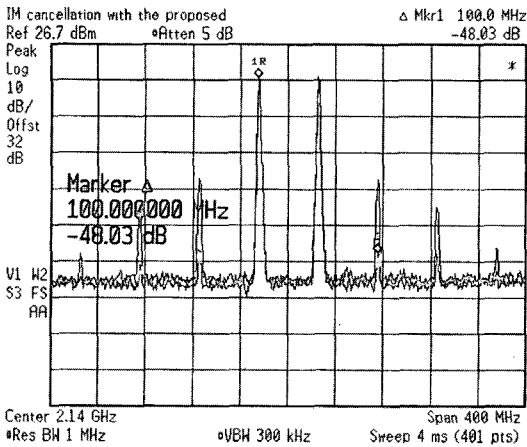


그림 19. 제안한 신호 상쇄기를 사용한 feedforward 전력 증폭기의 출력 특성(@ $P_o=17.52$ dBm/ tone)

Fig. 19. The output characteristic of feedforward amplifier with the proposed signal canceller (@ $P_o=17.52$ dBm/tone).

에 2-tone 신호를 인가하였다. 입력 신호의 주파수는 각각 2,115 MHz와 2,165 MHz이며, 주파수 간격은 50 MHz이다. 출력 레벨은 최종 단에서 17.52 dBm/ tone으로 $(C/I)_{3rd} = 26.84$ dBc를 얻었다. 그림 17은 선형화 회로를 가동하지 않았을 때의 출력 파형을 보인 것이다.

그림 18은 종래의 신호 상쇄기를 사용한 feedforward 전력 증폭기의 출력 특성으로 $(C/I)_{5th} = 42.63$ dBc를 보이고 있다. 그림 19는 본 논문에서 제안한 신호 상쇄기를 사용한 feedforward 전력 증폭기의 출력 특성으로 $(C/I)_{3rd} = 48.03$ dBc를 보이고 있다. 비록 (C/I) 는 5.4 dB 더 개선되었지만 더 넓은 대역에서 혼변조 왜곡 신호의 개선 특성을 보이고 있음을 확인할 수 있다.

IV. 결 론

통신 방식의 진화는 선형화 변조 방식과 더 넓은 채널 대역폭을 요구하고 있다. 이는 기저국 전력 증폭기로 하여금 더 높은 선형화 개선도와 더 넓은 대역의 비선형 신호 성분들의 효과적 제거 능력을 요구하게 된다. 본 논문은 기존의 feedforward 방식 선형화기를 구현할 때 필요한 두 경로 사이의 군속

도 지연 시간차를 유도하였으며 이는 동작 주파수에 따라 달라짐을 확인하였다. 따라서 종래의 신호 상쇄 방법으로는 전력, 역 위상, 그리고 군속도 지연 정합을 동시에 만족시키는 것이 불가능하게 되고, 광대역 feedforward 전력 증폭기를 구현할 때는 그 선형화 능력이 감소됨을 수식으로 확인하였다.

본 논문에서는 새로운 형태의 신호 상쇄 회로를 제안하였다. 이 상쇄 회로는 원천적으로 전력, 역 위상, 그리고 군속도 지연 정합을 동시에 만족시키는 것이 가능하며 따라서 광대역 feedforward 전력 증폭기의 구현에 적합하다. 현재 통신 서비스가 임박한 IMT-2000, 휴대 인터넷, OFDM을 이용한 wireless LAN 등은 종전의 이동 전화 서비스보다 훨씬 넓은 서비스 주파수 대역을 가지므로 종전의 신호 상쇄 기법을 이용한 feedforward 선형화 방식으로는 선형화에 한계가 있으나 제안된 신호 상쇄 기법을 적용한 feedforward 전력 증폭기는 충분히 선형화 효과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Fredric H. Raab, Peter Asbeck, Steve Cripps, Peter B. Kennington, Zoya B. Popovic, Nick Potheary, John F. Sevic, and Nathan O. Sokal, "Power amplifiers and transmitter for RF and microwave", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 50, no. 3, pp. 814-826, Mar. 2002.
- [2] Allen Katz, et al., "Distortion correction of high power amplifier using digital signal processing", *IEEE MTT-S Workshop Proc.*, 2004.
- [3] 정용채, "이동통신기지국용 대전력 증폭기 설계 기술", *한국전자과학회지 전자파기술*, 14(4), pp. 39-49, 2003년 10월.
- [4] Y. K. Gary Hau, Vasil Postoyalko, and John R. Richardson, "Design and characterization of a microwave feed-forward amplifier with improved wide-band distortion cancellation", *IEEE Trans. on MTT*, vol. 49, no. 1, pp. 200-203, Jan. 2001.
- [5] Jim Cavers, "Wideband linearization: feedforward plus DSP", *MTT-S 2004 WMD Workshop proceeding*, 2004.

- [6] Derek L. Tattersall, "Feed forward amplifier network with frequency swept pilot tone", *US Patent*, no. 5130663, 1992.
- [7] Yong-Chae Jeong, Young-Jean Song, In-Ju Oh, and Chul-Dong Kim, "A novel adaptive feedforward

amplifier using an analog controller", *Microwave Journal*, vol. 46, no. 4, pp. 76-85, Apr. 2003.

- [8] Nick Potheary, *Feedforward Linear Power Amplifier*, Artech House, pp. 130-135, 1999.

정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
 1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자

정보통신사업본부 선임연구원

1998년 3월~2004년 3월: 전북대학교 전자정보공학부 전임강사, 조교수

2004년 4월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 부교수 및 IDEC WG 책임교수, 전북실리콘밸리교육센터 센터장

[주 관심분야] 초고주파 회로 해석 및 설계, 전력 증폭기 및 선형화기 설계, RFIC 설계, 전송선로 주기구조 해석

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

자 정보통신사업본부 상무이사

1997년~현재: 세원텔레텍(주) 대표이사

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

안 달



1984년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)

1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)

1990년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)

1990년~1992년: 한국전자통신연구

원 선임연구원

1992년~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수

[주 관심분야] RF, 마이크로파 수동 소자 해석 및 설계

장 익 수



1967년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1970년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학석사)

1979년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학박사)

1977년 2월~현재: 서강대학교 전

자공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 선형화기 및 대전력 증폭기 회로설계 등

김 홍 기



1987년 2월: 서울시립대학교 전자공학과 (공학사)

1988년 7월~1997년 12월: 삼성전자 정보통신사업본부 선임연구원

1998년~현재: 세원텔레텍(주) 상무이사

[주 관심분야] 선형증폭기설계, RF 회로설계