

수신 대역 잡음과 혼변조 왜곡 신호 제거 루프를 갖는 Feedforward 대전력 증폭기 설계

A Feedforward High Power Amplifier with Loops that can Reduce RX Band Noises as well as Intermodulation Distortion Signals

정 용 채

Yong-Chae Jeong

요 약

본 논문에서, Feedforward 기법을 이용하여 송신 혼변조 왜곡 신호뿐만 아니라 수신 대역 잡음도 감소시킬 수 있는 새로운 전력 증폭기를 제안했다. 대전력 증폭기는 IMT-2000 기지국 송신 주파수 대역에서 구현되었다. 송신 대역 혼변조 왜곡 신호와 수신 대역 잡음 신호는 가변 감쇠기와 위상 천이기, 에러 증폭기의 제어에 의해 감소되어진다. 두개의 루프, 즉 혼변조 왜곡 신호와 수신 대역 잡음 신호 제거 루프를 포함하고 있는 제안된 전력 증폭기를 사용하면 송신 대역 통과 여파기의 수신 대역 감쇠 특성을 엄격히 하지 않아도 되어 다양한 무선 통신 시스템에서 낮은 송신 경로 삽입 손실을 가진 듀플렉서를 제공할 수 있다. 전력 증폭기의 2-tone 실험은 5MHz 주파수 간격을 가진 2.14GHz에서 하였고, 수신 대역 제거 실험은 중심 주파수가 1.95GHz인 60MHz 수신 전체 대역에서 하였다. 실험 결과, 혼변조 왜곡 제거 성능과 수신 잡음 제거 성능이 각각 31dB와 21dB 이상이었다.

Abstract

In this paper, a new power amplifier is proposed for reduction of amplified RX band noise signals as well as intermodulation distortion signals using feedforward technique. This power amplifier is implemented for IMT-2000 basestation TX frequency band. Both TX band intermodulation distortion signals and RX band noise signals are reduced by controlling variable attenuator, phase shifter and error amplifier. The proposed power amplifier, which contains two loops-intermodulation distortion signals cancellation loop and RX band noise signals cancellation loop, can provide duplexer with low TX path insertion loss for various wireless communication systems due to choice of loose RX attenuation characteristic. The principle of the proposed amplifier is described graphically based on the conceptual schematic diagram. A two-tone test for power amplifier is done at 2.14GHz with frequency spacing of 5MHz, and RX band rejection test is done over RX full band of 60MHz with 1.95GHz center frequency. Experimental results represent that the cancellation performance of intermodulation distortion signals and RX band noise signals are more than 31dB and 21dB, respectively.

Index Terms-power amplifier, feedforward technique, IMT-2000, attenuator, phase shifter, duplexer.

「본 연구는 한국과학재단 목적 기초연구 (2000-1-30200-007-3) 지원으로 수행되었음.」

전북대학교 공과대학 전자정보공학부 및 정보통신연구소(Division of Electronics & Information Engineering, Institute of Information & Communication, Chonbuk National University)

· 논문 번호 : 20001220-148

· 수정완료일자 : 2001년 2월 5일

I. 서론

다양한 RF시스템에서, 원하는 신호와 원하지 않는 신호의 격리 특성은 매우 중요하다. 송신 경로와 수신 경로간의 신호 격리 정도는 주로 RF 송수신단의 가격을 좌우한다고 할 수 있다. 송신단 전력 증폭기의 경우, 송신 신호를 증폭할 때 부가적으로 혼변조 왜곡 신호들이 나타난다. 혼변조 왜곡 신호를 제거시키기 위한 노력으로써, 혼변조 왜곡 제거 루프를 가진 여러 형태의 전력 증폭기들이 개발되어왔다^{[1]~[9]}.

통신시스템의 송신 단에서 발생할 수 있는 잡음은 증폭기 입력 단에 들어오는 열잡음, 증폭기 내부에서 발생하는 열 잡음, 증폭기의 왜곡에 의해 발생하는 잡음 중 수신 대역에 발생하는 잡음으로 나누어 생각할 수 있다. 송신단 증폭기의 입력 단에 들어오는 열잡음은 증폭기의 주파수 특성에 의해 증폭특성이 나타난다. 이 과정에서 증폭기의 내부에서 발생하는 열 잡음이 역시 발생할 수 있는데, 증폭기의 초단에 잡음 특성이 우수한 저잡음 증폭기를 사용한다면 추가되는 열 잡음은 무시할 수 있다. 사실 증폭기의 잡음 증폭 이득에 비해 잡음 지수는 무시할 만큼 작다고 할 수 있다. 또한 송신 단의 수신 주파수 대역에 나타나는 잡음 중에서 송신 대역 왜곡에 의해 발생하는 잡음은 송수신 주파수 분리방식을 사용하는 경우 주파수의 이격이 크므로 무시할 수 있다. 따라서 송신단 증폭기의 출력 단에서는 이제 가지의 잡음이 종합적으로 나타난다고 할 수 있다. 그림 1에서 보듯이 송신 대역 신호를 증폭할 때, 송신 증폭기의 출력 단에서 나타나는 수신 대역 잡음 신호는 그대로 듀플렉스까지 전달되어 수신측 경로로 일부 유기되는데, 이로 인해 수신 단의 S/N 비가 감소된다. 또한, 수신 경로에 대한 격리 특성을 향상시키기 위해 송신 대역 통과 여파기의 수신 대역 감쇠가 증가되어야 한다. 그것은 필연적으로 송신 대역통과 여파기의 삽입 손실을 증가시킨다. 따라서 이 삽입 손실의 증가를 보상하기 위해서 송신단 전력 증폭기의 출력 용량을 증가시켜야 한다. 출력 용량이 증가함에 따라 전력 증폭기를 구현하는데 드는 비용도 역시 같은 비율로 증가하게 된다.

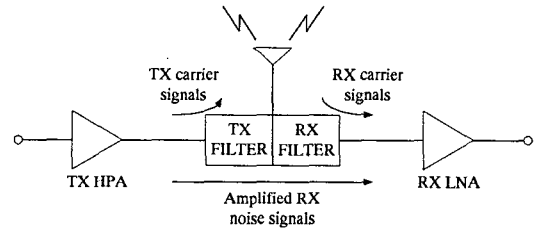


그림 1. 수신 경로로 유기되는 증폭된 수신 잡음신호
Fig. 1. Amplified RX noise signals induced into RX path.

결국, 송수신 신호 격리 특성을 증가시키기 위해서는 충분한 시스템 가격의 증가가 뒤따라야 한다.

본 논문에서, 혼변조 왜곡 신호의 감소와 수신 제거 특성을 개선시키기 위해 두개의 루프, 즉 혼변조 왜곡 신호 제거 루프와 수신 대역 제거 루프를 갖는 새로운 전력 증폭기를 제안했다. 송신 대역 신호를 제거하기 위한 수신 대역 통과 여파기를 가진 수신 대역 잡음 신호 제거 루프는 Feedforward 기술의 두 번째 루프 형태와 매우 비슷하다. 수신 대역 제거 루프를 추가적으로 도입함으로써, 수신 대역 잡음 신호가 송신 출력단에서 충분히 감소될 수 있다.

II. 제안된 전력 증폭기의 블록도와 동작 원리

제안된 전력 증폭기의 블록도가 그림 2(a)에 나타나 있다. 제안된 증폭기의 동작 원리는 그림 2(b)~(h)에 나타난 4-tone 스펙트럼으로 잘 설명된다. 그림 2(b)에서 보여지듯이 입력 신호는 2-tone 송신 신호와 수신 잡음로 구성되어 있으며, 방향성 결합기 1에 의해 주경로와 부경로로 나누어진다. 주경로로 주입된 신호는 주증폭기에서 증폭되고 주증폭기 출력단(점 A)에서는 그림 2(c)처럼 혼변조 왜곡 신호가 생성된다. 주증폭기 출력단에서 추출된 일부 신호들은 윌킨슨 분배기에 의해 동일하게 분배되어 각각 송신 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 빼기 회로와 수신 잡음 제거 루프의 수신 대역 통과 여파기에 주입된다. 빼기 회로에 주입되는 또 하나의 신호는 그림 2(d)에 나타나 있으며, 빼기 회로 출력단(점 B)에서는 그림 2(e)에서처럼 혼변조 왜곡 신호만이 나

타난다. 빼기 회로 출력 단에서의 혼변조 왜곡 신호는 조건 (1)과 (2)가 만족되도록 가변 감쇠기(A_2), 위상 천이기(ϕ_2) 그리고 에러 증폭기 1(Error amp 1)에 의해 조정된다.

- (1) 송신 혼변조 왜곡 신호 제거 루프를 통해 방향성 결합기 3로 주입되는 신호의 크기는 주경로를 통해 주입되는 혼변조 왜곡 신호의 크기보다 결합량만큼 커야 한다.
- (2) 송신 혼변조 왜곡 제거 루프를 통해 방향성 결합기 3로 주입되는 신호와 주경로를 통해 주입되는 혼변조 왜곡 신호의 위상차는 180도이다.

조건 (1)과 (2)가 만족되는 상황에서, 그림 2(f)에서 보는 것처럼, 방향성 결합기 3의 출력단(점 C)에서 혼변조 왜곡 신호는 제거된다. 그리고, 수신 신호 제거 한계는 각각 위상 부정합 함수와 진폭 부정합의 함수로 다음과 같이 주어진다.

$$Cancellation(dB) = 10 \log [\sin^2 \phi_e + (1 - \cos \phi_e)^2] \quad (1)$$

$$Cancellation(dB) = 20 \log [10^{E/20} - 1] \quad (2)$$

위의 식 (1), (2)에서, ϕ_e 와 E 는 각각 방향성 결합기에서 두 경로 사이의 위상차와 진폭 차이를 dB로써 표현한 것이다. 그러나 수신 잡음 신호는 여전히 제거되지 않았다. 이 현상은 송신 혼변조 왜곡 신호 제거 루프에 사용된 회로 소자들의 제한된 주파수 특성에 기인된다. 이러한 결과는 기존의 전력 증폭기에서 그대로 사용되었다. 따라서, 증폭된 수신 잡음이 감쇠없이 그대로 듀플렉서까지 전달되어 시스템 성능을 감소시키게 된다.

본 논문에서, 수신 대역 잡음을 제거하기 위해 추가적인 제거 루프를 도입했다. 이 루프에는 수신 잡음을 추출해 내기 위한 수신 대역 통과 여파기가 포함되는데, 수신 대역 통과 여파기 출력단(점 D)에서의 스펙트럼은 그림 2(g)에 나타난 것과 같다. 수신 대역 통과 여파기 대신에 송신 대역 제거 여파기를 사용하여도 동일한 효과를 얻을 수 있다. 수신 대역 통과 여파기를 통과한 수신 잡음 신호는 송신 혼변조 왜곡 신호 제거 루프에서의 동작과 유사하게 가변 감쇠기(A_2), 위상 천이기(ϕ_3) 그리고 에러 증폭

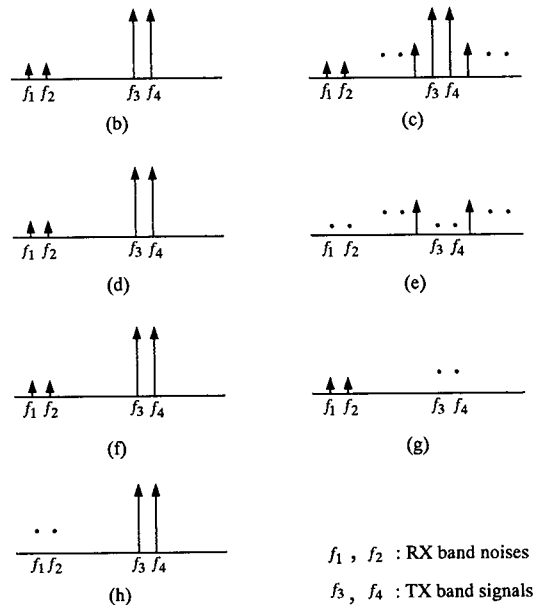
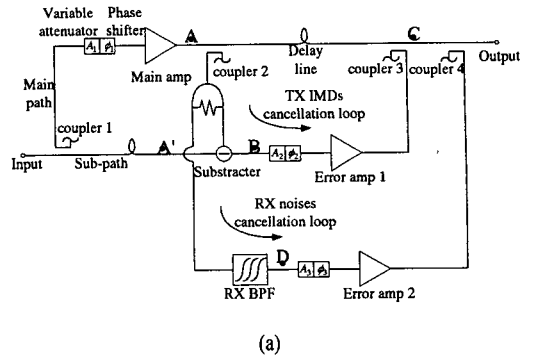


그림 2. 제안된 전력 증폭기.

- (a) 블럭도
- (b) 입력 신호
- (c) 점 A의 스펙트럼
- (d) 점 A'의 스펙트럼
- (e) 점 B의 스펙트럼
- (f) 점 C의 스펙트럼
- (g) 점 D의 스펙트럼
- (h) 출력신호

Fig. 2. The proposed power amplifier

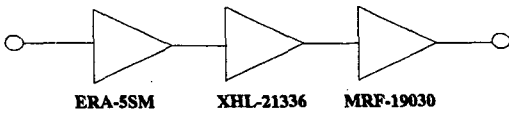
- (a) Block diagram
- (b) Input signals
- (c) Spectrum on point A
- (d) Spectrum on point A'
- (e) Spectrum on point B
- (f) Spectrum on point C
- (g) Spectrum on point D
- (h) Output signals

기 2(Error amp 2)에 의해 조정된다. 그림 2(h)는 수신 잡음이 제거된 출력 신호를 나타낸다. 일반적으로 대역 통과 여파기의 군지연 시간은 일반적으로 매우 길다. 넓은 주파수 범위에서 위상의 정합을 위해 매우 긴 지연 선로가 필요하다. 그러나 주증폭기

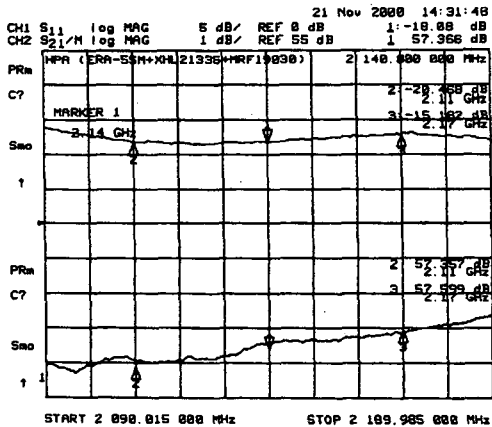
출력단에 연결된 주지연 신호는 역시 수신 대역 통과 여파기의 지연 시간을 보상하기 위해 사용되어진다.

Ⅲ. 세부 회로 구현

제작된 주증폭기는 Mini-Circuit사의 ERA-5SM과 Motorola사의 XHL-21336과 MRF-19030으로 구성되어 있으며 IMT-2000 송신 주파수 대역에서 57 dB의 이득과 0.24 dB의 평탄도를 가진다. 그러나 이 주증폭기는 수신 대역에서도 56.3 ± 0.5 dB인 최대 이득을 가지므로 잡음 신호들을 증폭시킨다. 주증폭기의 구성도와 출력 특성은 그림 3에서 나타낸다. 송신 혼변조 왜곡 신호 제거 루프의 에러증폭기 1은 Mini-Circuit사의 ERA-5SM 2개와 Motorola사의 XHL-21336 1개로 구성되었고, 수신 잡음 제거 루프의 에러증폭기 2는 Mini-Circuit사의 ERA-5SM 4개로 구성되었다. 일반적으로 잡음 신호 크기가 매우 작기



(a) 주증폭기의 구성도
(a) Configuration of main amplifier



(b) 주증폭기의 출력 특성
(b) Output characteristic of main amplifier

그림 3. 주증폭기의 구성도와 출력 특성
Fig. 3. Configuration and output characteristic of main amplifier.

때문에, 에러증폭기 2는 매우 작은 전력 증폭기로 구현할 수 있다. 에러증폭기 1, 2의 전체 이득은 각각 64 dB와 68 dB이다.

선형화 루프를 위해 KMW에서 제조된 30dB 마이크로스트립 방향성 결합기(KDCNRW30-32-01)와 ANAREN에서 제조된 10 dB 방향성 결합기(1A1305-10)가 사용되었다. 빼기 회로에는 윌킨슨 분배기가 사용되었다.

바랙터 다이오드를 이용한 반사형 위상 천이기가 사용되었다^[10]. 구현된 위상 천이기의 회로도에는 그림 4와 같다. 이 위상 천이기는 약 120도의 위상 조정 범위를 가진다.

가변 감쇠기는 PIN 다이오드를 이용한 저 위상 변화 감쇠기이다^[11]. PIN 다이오드를 이용한 감쇠기는 인가전류 변화에 따른 PIN 다이오드의 접합 저항 값을 변화시키므로 신호 감쇠를 얻는 회로이다. 그러나 PIN 다이오드는 접합 저항 이외에 여러 가지 기생 성분들을 가지고 있어서 신호 감쇠를 하면서 위상 변화를 동반한다. 따라서 PIN 다이오드의 기생 성분들을 없앤다면 신호 감쇠 시에 발생하는 위상 변화를 없앨 수 있게 된다. 또한 3 dB 하이브리드를 사용하여 반사 특성을 통한 개선시킬 수 있다. 저 위상 변화 감쇠기의 회로도도 그 등가회로는 그림 5에서 나타낸다. PIN 다이오드를 이용한 저 위상 변화 감쇠기에서 개방 스테르브의 길이(θ)는 식 (3)~(6)에 의해서 계산되어진다. 저위상 가변 감쇠기는 감쇠량이 약 30 dB일 때 1° 이내의 위상 변화를 얻었다. IMT-2000 기본 송수신 대역에서 구현된

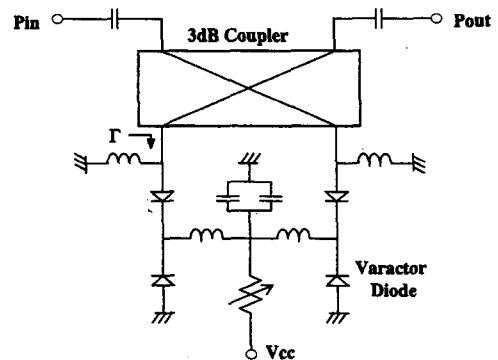
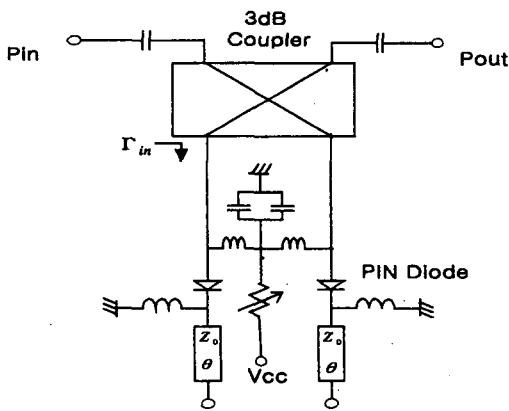
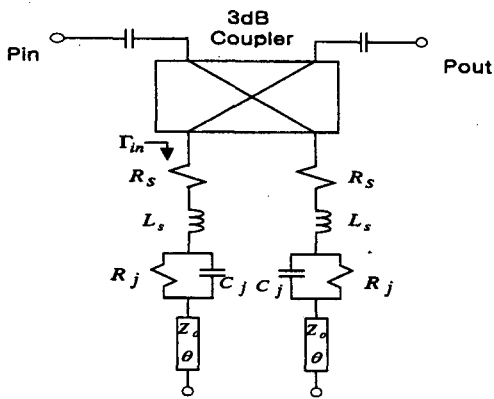


그림 4. 위상 천이기의 회로도
Fig. 4. Circuit diagram of phase shifter.



(a) 저위상 변화 감쇠기
(a) Low phase shifting attenuator



(b) 등가회로
(b) The equivalent circuit

그림 5. 저 위상 변화 감쇠기와 그 등가회로
Fig. 5. Low phase shifter attenuator and its equivalent circuit.

감쇠기의 감쇠시키기 위한 위상 변화 특성은 그림 6에서 나타난다.

$$Z_{in}(R_j) = R_s + j\omega L_s + \frac{1}{\frac{1}{R_j} + j\omega C_j} - jZ_0 \cot \theta$$

$$= R_s + \frac{R_j}{1 + j\omega R_j C_j} + j(\omega L_s - Z_0 \cot \theta) \quad (3)$$

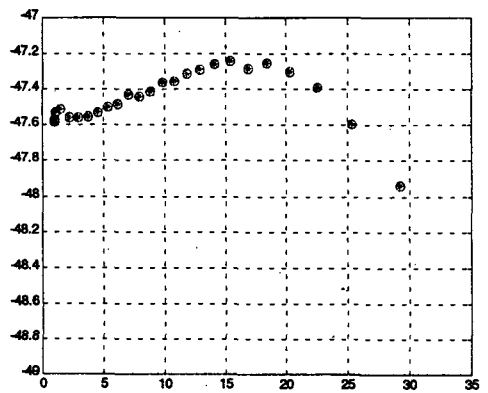
$$\Gamma_{in}(R_j) = \frac{Z_{in}(R_j) - Z_0}{Z_{in}(R_j) + Z_0}$$

$$= \frac{R_s - Z_0 + \frac{R_j}{1 + (j\omega R_j C_j)^2} + j}{R_s + Z_0 + \frac{R_j}{1 + (j\omega R_j C_j)^2} + j}$$

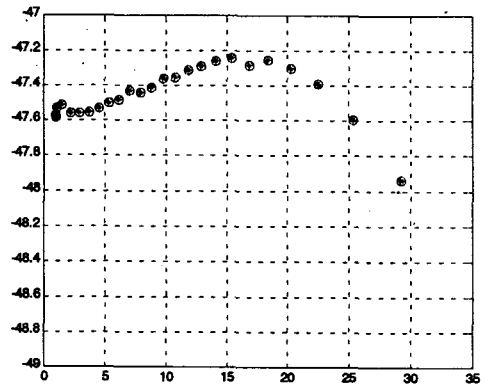
$$\cdot \left(\frac{\omega L_s - Z_0 \cot \theta - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1 + (\omega R_j C_j)^2}}{\omega L_s - Z_0 \cot \theta - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1 + (\omega R_j C_j)^2}} \right) \quad (4)$$

$$\phi(R_j) = \tan^{-1} \left[\frac{\omega L_s - Z_0 \cot \theta - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1 + (\omega R_j C_j)^2}}{R_s - Z_0 + \frac{R_j}{1 + (\omega R_j C_j)^2}} \right]$$

$$- \tan^{-1} \left[\frac{\omega L_s - Z_0 \cot \theta - \frac{\omega R_j^2 C_j}{1 + (\omega R_j C_j)^2}}{R_s + Z_0 + \frac{R_j}{1 + (\omega R_j C_j)^2}} \right] \quad (5)$$



(a) 송신 대역 감쇠기의 특성
(a) Characteristic of TX band attenuator



(b) 수신 대역 감쇠기의 특성
(b) Characteristic of RX band attenuator

그림 6. IMT-2000 기본 송수신 대역에서 구현된 감쇠기의 위상 변화 특성

Fig. 6. Phase deviation characteristic to attenuation of implemented attenuator in IMT-2000 basestation TX/RX band.

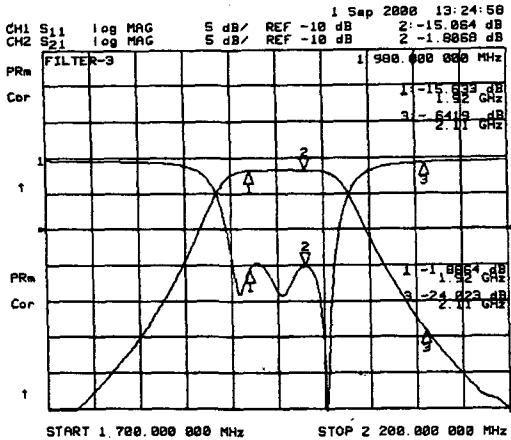


그림 7. 수신 대역 통과 여파기의 특성
Fig. 7. Characteristic of RX bandpass filter.

$$\phi(R_j = 50) = \phi(R_j = MAX) \quad (6)$$

수신 잡음 신호를 추출해내기 위해 삽입 손실법을 이용한 $\lambda/4$ 결합선로 방식의 수신 대역 통과 여파기를 구현하였다. 구현된 수신 대역 통과 여파기의 특성은 그림 7에서 나타나고, 수신 대역에서 1.8 dB의 삽입 손실과 송신 대역에서 24 dB의 감쇠 특성을 지닌다.

IV. 실험 결과

본 논문의 타당성을 보이기 위해 IMT-2000 기저국 송신 주파수 대역에서 동작하도록 수신 대역 잡음과 혼변조 왜곡 신호 루프를 갖는 Feedforward 대전력 증폭기를 그림 2와 같이 구현하였다. 주 증폭기의 출력이 36.4 dBm/tone일 때 C/I는 33.5 dB이며 그 특성을 그림 8에 나타내었다(그림 2(a)의 점 A). 빼기 회로의 출력 스펙트럼(그림 2(a)의 점 B)은 그림 9에 보였으며 50.7 dB의 주신호 제거 특성을 나타내고, 송신단 혼변조 왜곡 특성(그림 2(a)의 점 C)은 64.83 dBc 로써 최종 혼변조 왜곡 신호 제거 특성은 31.3 dB이며 그 특성을 그림 10에서 나타내었다.

수신 잡음 제거 특성을 효율적으로 보이기 위해, HP-8753D Vector Network Analyzer가 측정에 사용되었다. 본 논문에서는, 수신 대역 잡음 신호가 송신

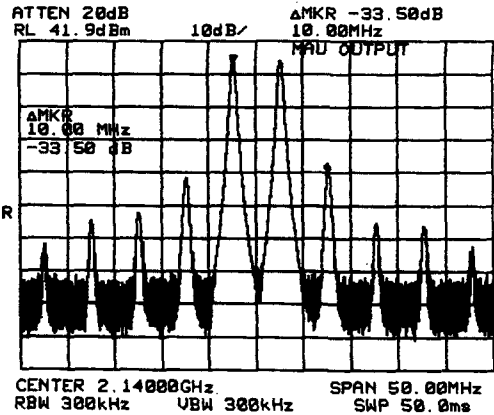


그림 8. 선형화기 전 주증폭기의 2-tone 혼변조 특성
Fig. 8. 2-tones intermodulation characteristic of the main amplifier before linearization.

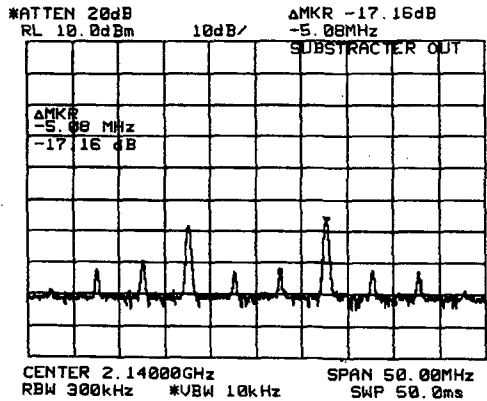


그림 9. 빼기 출력 스펙트럼
Fig. 9. Subtractor output spectrum.

대역 신호보다 훨씬 작기 때문에 송신 대역 여파기를 VNA에 부착하여 그림 11과 같이 입력 신호를 만든 후에 제안된 전력 증폭기에 연결하였다. 그림 2의 회로도에서 지연선로, 수신 대역 통과 여파기, 가변 감쇠기 A_3 , 위상천이기 ϕ_3 , 그리고 에러 증폭기로 이루어지는 수신 대역 잡음 신호 제거 루프만의 신호 제거 특성은 그림 12에 나타내었다. 그림 13은 수신 대역 잡음 제거 루프를 갖는 경우와 갖지 않는 경우의 최종 출력단에서 측정된 Feedforward 대전력 증폭기의 특성을 나타낸 것이며, 수신 대역 잡음 제거 루프를 이용하여 수신 대역 잡음 제거 성능이 21 dB 이상임을 보이고 있다.

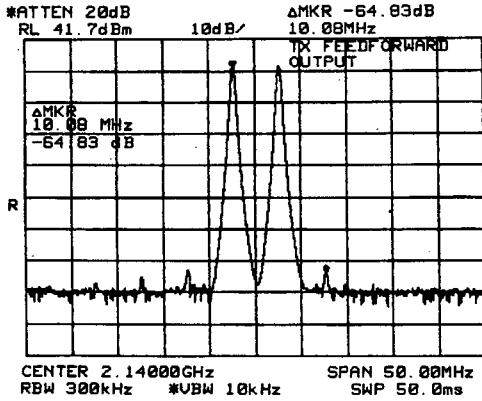


그림 10. 선형화기 후 feedforward 증폭기의 2-tone 혼변조 특성
 Fig. 10. 2-tones intermodulation characteristic of the feedforward amplifier after linearization.

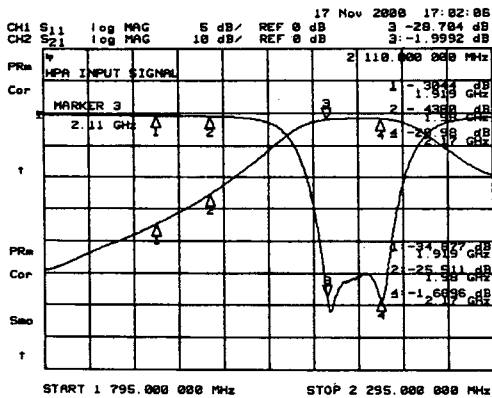


그림 11. 수신 잡음 제거 전의 입력 신호
 Fig. 11. Input signals before RX noises rejection.

이론적으로 수신대역의 균지연 시간이 정합 되어 있다면 수신 대역에서 더 많은 잡음 제거를 예상할 수 있다. 그러나 수신 대역 통과 여파기로 인해 수신대역 잡음 신호 제거 루프에서 2.6 ns의 균지연 편차를 갖는다. 이 지연 편차는 식 (1)로부터 심각한 제거의 한계를 야기시킨다. 따라서 주경로와 제거경로 사이에 개선된 위상 균형을 갖는 수신 대역 통과 여파기를 설계할 수 있다면 수신 대역 잡음을 더 훌륭하게 제거할 수 있을 것이다.

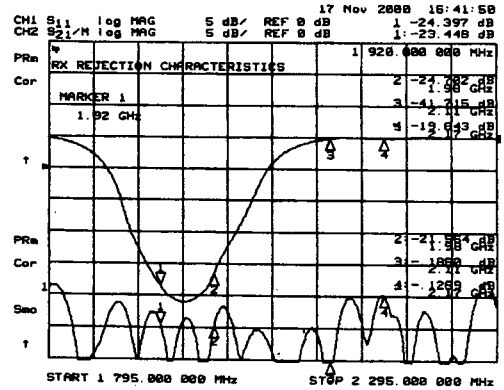


그림 12. 수신 대역 잡음신호 제거 루프 특성
 Fig. 12. RX band noise signals rejection loop characteristic.

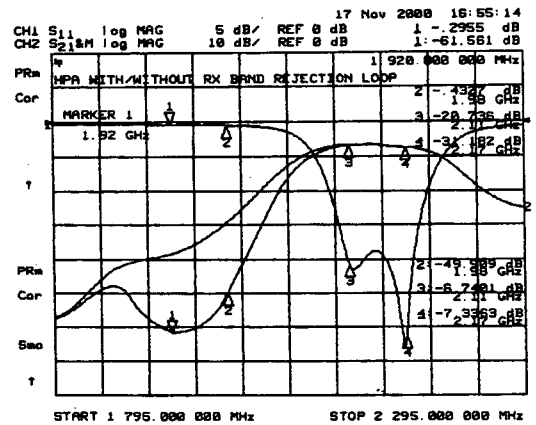


그림 13. 수신 잡음 제거 루프를 갖는 경우와 갖지 않는 경우의 대전력 증폭기의 출력 특성
 Fig. 13. Output characteristic of HPA with and without RX noises cancellation loop.

V. 결 론

수신 대역 잡음을 감소시키기 위한 수신 제거 루프를 가진 새로운 형태의 Feedforward 방식의 송신 전력 증폭기를 제안하였다. 이 전력 증폭기는 IMT-2000 주파수 대역에서 구현되었다. 수신 제거 루프를 도입함으로써, 수신 잡음 신호의 제거 성능이 IMT-2000 수신 전체 대역에서 21 dB 이상 개선되었으며 Feedforward 선형화 방식에 의해 송신 대역 혼변조 왜곡 성분을 31 dB 이상 감소시켰다. 따라

서, 송신 경로로부터 수신 경로로 유기되는 수신 잡음이 감소되고 듀플렉서에서 송신에 대한 수신 격리 특성을 기존의 전력 증폭기의 경우보다 엄격히 하지 않아도 된다. 결과적으로, 송신에 대한 높은 수신 격리 특성을 가진 듀플렉서를 구현하는데 드는 비용과 차지하는 부피를 감소시킬 수 있다. 부가적으로, 낮은 송신 경로 삽입 손실을 가진 듀플렉서로 인해 증폭기의 출력 용량을 감소시킬 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] N. Potheary, *Feedforward Linear Power Amplifiers*, Boston. London. Artech House, 1999.
- [2] G. Gonzalez, *MICROWAVE TRANSISTOR AMPLIFIERS Analysis and Design*, Prentice Hall, 1997.
- [3] A. K. Talwar, "Reduction of noise and distortion in amplifiers using adaptive cancellation," *IEEE Trans. On Microwave Theory and Techniques*, vol. 42, no. 6, June, 1994.
- [4] D. Myer, "Design linear feedforward amps for PCN systems," *Microwave & RF*, Sep., 1994, pp. 121-133.
- [5] W. Koprowski, "A high power, low distortion feed-forward amplifier," *RF Design*, July, 1994, pp. 48-50.
- [6] R. Vitkovich and D. Myer, "High-power feed-forward amplification system," *Microwaves Journal*, vol. 37, no. 2, Feb., 1994.
- [7] J. Yamas, "An HF dynamic range amplifier using feedforward techniques," *RF Design*, July, 1994, pp. 50-59.
- [8] S. Kang, I. Lee, and K. Yoo, "Analysis and design of feedforward power amplifier," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1997, pp. 1519-1522.
- [9] M. T. Hickson, D. K. Paul, P. Gardner, and K. Konstantinou, "High efficiency feedforward linearizers," in *Proc. 24th European Microwave Conf.*, 1994, pp. 819-824.
- [10] S. K. Koul, B. Bhat, *Microwave and Millimeter Wave Phase Shifter*, Artech House, 1991.
- [11] Y. C. Jeong and C. D. Kim, "Design of the Noble Vector Modulator", *Proc. Asia Pacific Microwave Conf.*, 2000, pp. 1097-2000.
- [12] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley, pp. 422-494, 1998.
- [13] I. Bahl, P. Bhartla, *Microwave Solid State Circuit Design*, Wiley, pp. 237-293, 1988.

정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학
과(공학사)
1991년 2월: 서강대학교 전자공학
과(공학석사)
1996년 8월: 서강대학교 전자공학
과(공학박사)
1991년 2월~1998년 2월: 삼성전
자 정보통신본부 선임연구원
1998년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 조교수
현재: 전북대학교 정보통신연구소 연구원
[주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계