

# RF전력증폭기에 직렬다이오드선형화기를 이용한 전치보상기 구현

論 文

52P-1-5

## A implementation of predistorter using the Series Diode Linearizer for RF Amplifiers

元 容 奎\* · 尹 萬 鏞\*\* · 李 相 喆\*\*\* · 鄭 讚 壽\*\*\*\*  
(Yong-Kyu Won · Man-Soo Yun · Sang-Cheol Lee · Chan-Soo Chung)

**Abstract** - In this paper, a predistortion linearizer using series diode is proposed for linearizing the power amplifier in microwave radio systems. The power amplifier should be operated near saturation region to achieve high efficiency. But at this region, amplitude and phase distortions of the amplifier remarkably increase with the increase of input power and cause a significant adjacent channel interference. The linearizer is composed of a series diode with a parallel capacitor, which provides positive amplitude and negative phase deviations with the increasing input power. This type of linearizer using the nonlinearity of diode has improved the C/I(Carrier to Intermodulation Distortion) ratio well.

By applying this linearizer to two-tone 880MHz power amplifier, adjacent channel leakage power is improved up to 5dBm.

**Key Words** : Linearizer, predistortion, 혼변조 왜곡(IMD)

### 1. 서 론

큰 출력을 사용하는 이동 및 위성통신시스템에서 송신기의 비선형 왜곡현상의 발생은 전송특성의 효율 저하와 전체시스템의 열화를 촉진시키는 원인이 되기도 한다. 따라서 전력증폭기의 효율향상을 위한 선형화방법에 대해 연구가 활발히 진행되고 있다[1],[3]~[5].

전력증폭기가 최대출력으로 동작하는데 적합한 영역은 포화영역이다. 그러나 이 포화영역에서는 비선형 특성을 보임에 따라 입력신호의 증가에 따른 이득감소(AM-AM)와 위상왜곡(AM-PM) 현상에 직면하게 된다. 따라서 이러한 현상을 방지하기 위해 고출력의 증폭기를 사용하면서도 저출력의 안정영역에서 동작시키는 경우가 있는데 이는 효율을 악화시키는 원인이 된다.

이러한 문제점으로 인해 왜곡특성을 보상하는 방법이 폭넓게 연구되고 있다.

그 중 첫 번째 방법으로 feedforward 방법이 있다[7]. 이 방법은 왜곡된 송신기의 출력과 왜곡되지 않은 송신기의 출력을 비교하여 왜곡신호만을 추출하고, 이 추출된 신호를 증폭, 위상 및 지연시간을 조정하여 송신기의 출력단에서 왜곡성분이 최소가 되게 하는 방법이다. 그러나 이 방법의 개념

은 간단한 장점이 있는 반면에 송신기의 주신호 패스와 동일한 특성을 가지는 왜곡신호를 구성되어야 하므로 시스템이 복잡하게 되는 단점이 있다. 두 번째 feedback 방법은 반송파와 혼변조 왜곡신호가 섞여있는 증폭기 출력의 일부를 추출하여 증폭기의 입력으로 feedback시켜 선형화를 실현하는 방법이다. 그러나 이 방법은 전송대역폭에 따른 시간지연을 보상하기 위한 별도의 장치가 필요할 뿐만 아니라 광 대역에서는 사용하기가 곤란한 단점이 있다[8]~[10].

세 번째 전치보상방법은 순수 왜곡신호를 발생시킬 수 있는 왜곡발생회로가 있고 이 왜곡발생신호의 출력레벨 및 위상을 조정하여 송신기의 입력신호에 가해주어 송신기의 고출력 증폭기에서 생기는 비선형 특성과 상쇄시키는 방법이다 [1,2,6].

본 연구에서는 비교적 구조가 간단하면서도 그 효율이 개선될 수 있는 방법으로서 직렬다이오드를 이용한 전치보상기를 고찰하고자 한다. 고찰 내용으로는 제작 시뮬레이션을 통해 우수성을 입증 하는데 목적을 두었으며 시뮬레이션 결과 전치보상을 하지 않은 경우에 비해 증폭기의 왜곡을 5[dBm] 이상 보상할 수 있음을 확인하였다.

### 2. 대전력증폭기의 선형화 방법

#### 2.1 비선형의 발생

본 연구에서 비선형은 비선형 소자인 증폭용 트랜지스터나 다이오드에 의해 발생한 것을 의미하며 선형시스템의 공진현상에 의한 고조파는 배제하기로 한다. 그림 1은 비선형 소자에 의한 고조파 발생의 개념도로 발생원인을 분석하고 대책을 고찰하고자 한다.

\* 正 會 員 : 崇 實 大 學 電 氣 學 科 博 士 課 程

\*\* 正 會 員 : 崇 實 大 學 電 氣 學 科 博 士 課 程

\*\*\* 正 會 員 : 東 西 京 大 學 電 氣 學 科 教 授 · 工 博

\*\*\*\* 正 會 員 : 崇 實 大 學 電 氣 學 科 教 授 · 工 博

接受日字 : 2002年 10月 30日

最終完了 : 2003年 2月 3日

그림 1과 같이 비선형 소자로 인해 원하지 않지만 발생하는 고조파들은 비선형 소자의 입출력 전류 및 전압 특성이 비선형인 이유로 시스템의 선형특성을 감소시킨다. 즉, 비선형 소자는 내부 반도체 소자의 물리적 특성과 접합문제로 인하여 비선형 특성을 갖는다.

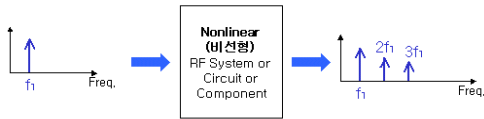


그림 1. 비선형 RF시스템의 스펙트럼  
Fig. 1. Spectrum of a RF system with nonlinearity

그림 1에서 입력신호를  $x$ 라하고 식(1)과 같이 가해진다면 출력  $y$ 는 식(2)와 같다.

$$x = A \cos \omega t \tag{1}$$

$$y = a + bx + cx^2 + dx^3 \dots$$

$$= a + bA \cos \omega t + cA^2 \cos^2 \omega t + cA^3 \cos^3 \omega t \dots \tag{2}$$

여기서, 각주파수  $\omega = 2\pi f$ 이다.

식(2)에서 알 수 있는 바와 같이 출력  $y$ 는 직류분, 기본파 및 고조파로 표현이 된다. RF시스템에서는 전력증폭용 트랜지스터에는 믹서 등과 같은 비선형 소자를 사용해야 하기 때문에 결국 회로와 시스템 전반에 걸쳐 고조파들이 발생된다. 따라서 선형화는 식(2)과 같이 발생된 고조파와 혼·변조 왜곡(IMD :Inter Modulation Distortion) 성분을 제거하는 것이다. 즉, 고조파를 발생하는 비선형성의 입·출력 특성을 선형적으로 만들어주는 것이다. 따라서 고조파를 제거하면 혼·변조로 인한 왜곡성분의 발생이 감소되고 이에 따라 간섭이 줄어들게 되어 선형화가 가능하다. 선형특성을 증가시키는 방법은 증폭단에서 비선형 특성을 가장 강하게 발생되므로 이 단계에서 제거하는 것이 가장 효율적이라는 것을 알 수 있다.

## 2.2 선형화 방법

선형특성을 증가시키기 위해서는 비선형 소자에서 발생된 고조파를 제거해야 하는데 이 방법으로는 발생된 혼·변조 왜곡성분을 역으로 가하여 보상하거나 비선형 특성을 미리 보상하여 입력시키는 방법, 그리고 실제 최대출력보다 낮은 지점에서 동작시키는 등의 여러 가지 방법들이 제시되고 있다.

### 2.2.1 Back-off 방법

back-off 방법은 비선형적인 특성을 선형화하는 방법으로 실제로 많이 응용하는 방법이다. back-off란 그림 2와 같이 최대출력지점인 P1[dB](1[dB] Gain Compression Point)보다 3~5[dB] 낮은 지점에서 동작하도록 함으로써 안정적인 선형특

성을 확보하는 것을 말한다. 즉, 실제 사용하는 전력레벨보다 더 높은 출력을 가진 회로를 사용하는 것이다.

특히, 전력증폭기(Power amplifier)에서 많이 사용하는 개념으로 간단하고 안정적으로 선형특성이 유지되지만 실제로는 고 비용이 소요되면서도 효율이 낮은 방법이다.

### 2.2.2 하모닉의 제거(Harmonic Termination) 방법

선형특성을 증가시키는 최선의 방법은 바로 발생된 하모닉과

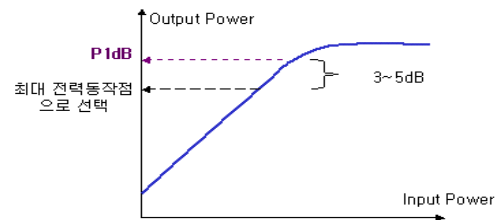


그림 2 Back-off 개념도  
Fig. 2 Conception of Back off

혼변조 왜곡성분을 필터를 이용하여 제거하는 것이다. 또한 하모닉을 발생하게 만드는 그 비선형적인 입출력 특성자체를 선형적으로 퍼주는 것이 중요한 관건이 된다. 여하튼 하모닉을 제거하면 혼변조 왜곡 성분도 자동적으로 발생이 적어지고, 이에 따라 당연히 간섭이 줄어들어 선형특성이 좋아진다는 개념을 갖고 간단한 노치필터(Notch filter), 즉 밴드제거필터를 사용해서 첫 번째 하모닉을 확실하게 줄이는 것이다.

이것은 좀더 적극적으로 하모닉을 제거함으로써 결국 혼변조 왜곡성분의 발생을 최소화하기 위한 방법중 하나이다. 가장 문제가 되는 혼변조 왜곡성분은 3차 혼변조 성분이고, 이것이 첫 번째 하모닉 주파수로부터 나온다는 점을 상기해본다면 효과적인 선형특성을 증가시키는 방법 중 하나라고 할 수 있다.

### 2.2.3 Feedback 방법

그림 3은 feedback 방법의 기본 구성도이다. 실제로 feedback 방법에는 응용하는 분야에 따라 여러 종류가 있다.

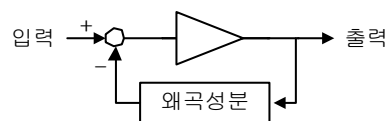


그림 3 feedback 구성도  
Fig. 3 Block diagram of feedback

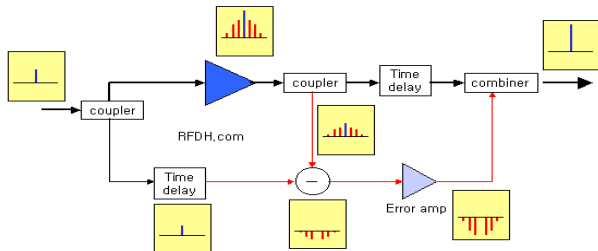
개념적으로는 출력 특성을 커플링 한 후 원래의 신호에 더해주거나 빼어주는 방법이다. 따라서, 그림 3과 같이 출력에서 왜곡 또는 왜곡의 원인이 되는 성분을 추출하여 입력에서 보상시키는 방법이다.

예로 왜곡된 feedback 출력에서 혼·변조 왜곡 성분을 골라낸 후 이 성분을 입력에서 미리 빼 버리도록 처리하는 것으로 이것은 회로자체에서나 회로 밖에서 시스템 적으로 구현한다. 구현이 비교적 쉬운 편이기 때문에 다양한 형태가 존재하지만 선형특성 효과는 보통수준에 불과하다고 볼 수 있다.

**2.2.4 Feedforward 방법**

feedforward 방법은 feedback의 반대개념으로 왜곡성분을 출력에서 해결하는 방법이다.

그림 4는 feedforward 방법의 기본구성도이다. 이 방법은 출력신호의 일부를 커플링하여 추출한 후 원래의 입력 신호에서 이 커플링 신호를 빼면 원주파수 성분은 사라지고 혼·변조 왜곡 성분들만 부(-)의 방향으로 남게 된다. 이것을 오차증폭기(error



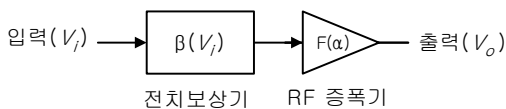
**그림 4** Feedforward 구성도  
**Fig. 4** Block diagram of feedforward

amplifier)로 증폭하여 다시 출력 끝에서 합성하면 혼·변조 왜곡 성분을 빼는 것이 되어 혼·변조 왜곡 성분이 제거되는 것이다. 이 방법에서 시간지연(time delay)은 증폭기에서 신호가 처리되면서 걸리는 시간과 원래신호에서 추출한 신호가 진행되는 것을 맞추기 위한 것으로 그 시간차를 보상하기 위한 것이다. 그리고 추출된 신호는 원래의 신호 보다 전력레벨이 낮기 때문에 오차증폭기를 통해 원래 신호레벨로 부(-)의 혼·변조 왜곡 성분들을 증폭시켜 합쳐야 혼·변조 왜곡 성분이 확실히 제거된다고 볼 수 있다.

이 방법은 실제 혼·변조 왜곡 성분이 발생하는 출력에서 발생하는 혼·변조 왜곡 성분을 그 자리에서 줄여 버리기 때문에 선형성은 우수하나 높은 출력 신호레벨을 다루기 때문에 복잡하다는 단점이 있다. 또한 선형화방법 중에서 가장 복잡함에 따라 부피가 크며 많은 비용이 필요하지만 확실한 선형화 방법인 이유로 기지국 대전력 증폭용으로 많이 사용되고 있다.

**2.2.5 전치보상기 방법**

그림 5는 RF 증폭기와 전치보상기(Predistortion compensation)의 기본구성도이다.



**그림 5** RF 증폭기와 전치보상기의 개념도  
**Fig. 5** Schematic of an RF amplifier and predistorter.

그림에서  $V_i$ 를 입력,  $V_o$ 를 출력이라 하면 비선형 왜곡함수 A는 식 (3)과 같다.

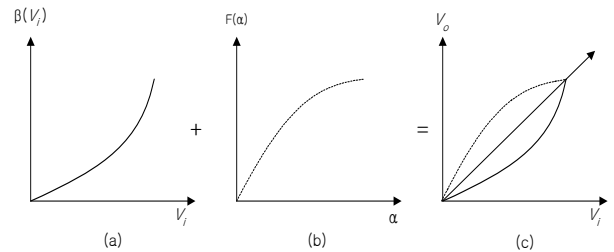
$$F\{\beta(V_i)\} = A \tag{3}$$

여기서,  $\beta(V_i)$ 는 다이오드의 비선형 왜곡함수,  $F(\alpha)$ 는 RF증폭의 비선형 왜곡함수이다.

즉, 식(3)은 다이오드의 비선형 왜곡함수가 RF증폭기의 비

선형 왜곡함수에 가해짐으로써 새로운 선형특성을 갖는 A가 됨을 알 수 있고,  $\beta(V_i)$ 는  $F(\alpha)$ 에 대해 정확하게 서로 정반대의 왜곡신호가 만들어져야 한다는 것을 알 수 있다.

그림 6에서 (a)는 다이오드의 비선형 왜곡함수  $\beta(V_i)$ 의 곡선을 (b)는 RF증폭기의 비선형 왜곡함수  $F(\alpha)$ 에 대한 곡선을 (c)는 선형화된 최종출력 곡선이다. 따라서 그림 6(a)와 같은 다이오드의 비선형 왜곡곡선을 그림 6(b)와 같은 RF증폭기의 비선



**그림 6** 전치보상기의 보상원리  
**Fig. 6** Operation of a predistortion system

형 왜곡곡선으로 보상하여 그림 6(c)와 같이 입력증가에 대해 선형적으로 출력이 증가되게 하는 증폭기를 만든다는 원리이다. 이러한 과정은 복잡한 관계로 특성곡선을 만들기 위한 여러 가지 연구가 계속 되고 있다. 특히, 해당주파수와 소자의 바이어스전압, 콘텐츠의 용량, 출력 등에 따라 그 특성의 변화가 민감하므로 최적의 회로를 구성을 하는데는 많은 어려움이 있으나 그 중에서 가장 간단하고 광범위하게 사용되어온 방법으로는 3차 특성을 전치보상 하는 방법이다. 그 밖에도 여러 가지 왜곡특성을 보상하기 위해 구현된 회로가 많이 있으나 그것은 각 용도에 따라 해당 증폭기에 대해서만 이용될 수 있도록 설계되고 고안되어 온 것이 사실이다.

본 논문에서는 직렬다이오드를 이용한 전치보상 방법을 고찰하고자 한다. 이 방법은 feedforward 방법이나 feedback 방법에 비해 회로가 간단하게 구성되기 때문에 적은 용적과 크기만으로 가능한 위성 중계기 탑재용, 위성통신 기지국 및 이동통신 기지국에 적합할 것이며, feedforward 방법과 복합적으로 사용함으로써 고출력 증폭기의 비선형 특성을 보다 개선시키는데 유용하게 이용될 것으로 판단된다.

**3. 직렬다이오드 전치보상기**

**3.1 전치보상기 설계**

직렬다이오드를 이용한 전치보상은 휴대폰 등과 같이 소형 경량화가 필요한 이동통신용에 적합하다고 할 수 있다.

그림 7은 직렬다이오드를 이용한 전치보상기 회로이다.

전형적으로 증폭기는 비선형 영역에서 이득의 감소와 위상의 찌그러짐이 발생하나 이 회로는 증폭기의 이득과 위상왜곡을 직접 보상 할 수 있도록 구성되어 있다[1].

그림 7과 같이 직렬다이오드를 이용한 전치보상기 회로는 병렬 커패시터가 내장된 RF쇼트키 직렬다이오드(Serial Diode), 다이오드에 바이어스전원공급을 위한 두 개의 바이어스용 쇼크(RFC), 바이어스 조절을 위한 가변저항(POT) 및 신호의 직류성분 차단을 위한 두 개의 커패시터(DC Block)로 구성되어 있다.

이 방법은 순방향바이어스에서 다이오드의 비선형 특성을 이용한 것으로 회로에서 소모되는 전력손실은 전력증폭기 손실과 비교하면 무시할 정도로 미소하며 RFC는 DC 바이어스 측에서 보면 임피던스가 0에 가깝지만 고주파 신호측면에서 보면 아주 큰 임피던스를 가질 수 있는 값으로 택하게 된다.

그림 8은 그림 7의 회로에서 병렬 커패시터가 연결된 직렬 다이오드의 등가회로이다.

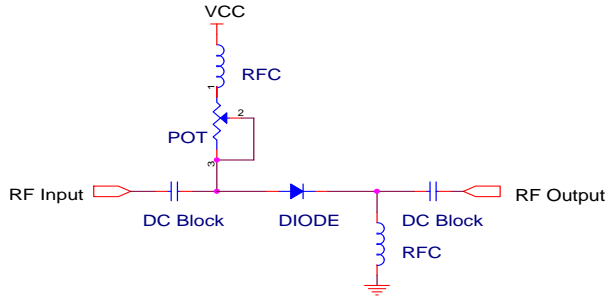


그림 7 직렬다이오드를 이용한 전치보상기 회로  
Fig. 7 Circuit of a series diode linearizer

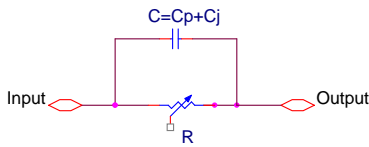


그림 8 병렬 커패시터가 연결된 직렬다이오드의 등가회로  
Fig. 8 Equivalent circuit of the series diode with a parallel capacitor

이 회로에서 처음의 미소 신호가 가해지는 경우에는 다이오드가 순방향 바이어스로 시작되어 초기 동작점이 형성되었다가 RF 입력신호가 증가되면 동작 점의 변화를 가져온다. 즉, 입력의 증가에 따라 직렬 다이오드의 저항값은 감소하고 동작점은 I/V곡선을 따라 이동한다. 이때 다이오드의 I/V특성이 비선형적으로 변하기 때문에 비선형적인 위상 이동이 일어나게 된다.

여기서, S 파라미터는 고주파를 다루는 사람들이 가장 널리 사용되는 특성지표로 S21은 2-포트 네트워크로 표현된 회로에 1번 포트에서 입사된 전력이 2번 포트에 얼마나 전달되는지를 의미한다. 그림 8에서 R-C 병렬회로의 S21은 식(4)가 된다.

$$S_{21} = \frac{2Z_0 Y}{1 + 2Z_0 Y} \quad (4)$$

$$Y = \frac{1}{R} + j\omega C \quad (5)$$

여기서, R은 직렬다이오드저항 값, C는 병렬 커패시턴스 (Cp)와 다이오드의 접합 커패시턴스 (Cj)의 합, Z0는 회로의 특성임피던스, Y는 회로의 어드미턴스이다.

그림 9는 Matlab을 이용하여 구한 S21의 이득 및 위상특

성곡선이다. 그림 9에서 중심 주파수는 880[MHz], 커패시터 C는 1.6[pF], 특성임피던스 Z0는 50[Ω]으로 설정하였다. 그리고 가로축은 직렬다이오드저항 R의 변화를 대수 값으로 표시하였다. 그림 9에서 직렬다이오드 저항 값 R의 증가에 따라 이득의 감소와 위상왜곡이 발생함을 알 수 있다. 따라서 그림 9에서 이득곡선과 위상곡선은 직렬다이오드 저항 R이 200[Ω]보다 작아야 그 효과를 볼 수 있다는 것을 알 수 있다. 그 이유는 입력전력의 증가에 따라 다이오드 직렬저항 값의 변화에 대한 이득과 위상의 변화가 불필요하기 때문이다. 즉, 이득 증가특성곡선은 증폭기의 이득감소 특성과 역으로 되어야 증폭기의 비 선형특성을 보상할 수 있는 것이다.

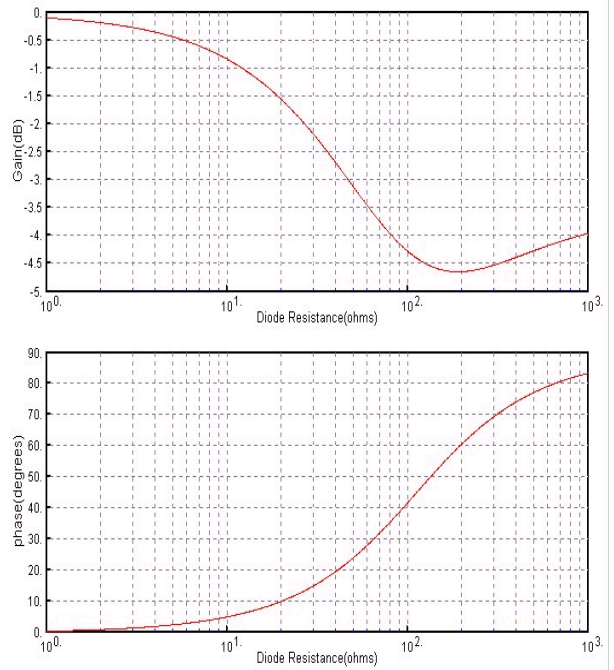


그림 9 S21의 이득 곡선 및 위상특성곡선  
Fig. 9 Calculated gain and phase deviations of S21

### 3.2 전치보상기의 제작 실험

그림 10은 구현한 전치보상기의 블록선도이다. 여기서 입력페드는 감쇠기로서 파이프형 네트워크로 구성되었으며 입력신호의 정합 역할을 한다. 입력페드는 대개 3[dB]의 삽입손실을 가지게 설계하며 저잡음 증폭기(LNA:Low Noise Amplifier)에 입력을 공급한다. 일반적으로 저잡음 증폭기는 모듈의 잡음지수가 10[dB] 이하이므로 초단에 입력페드가 있다. 맨 처음신호의 증폭을 담당하는 증폭기로는 저잡음 증폭기를 사용하게 되고 증폭전력은 대개 5[dB]미만으로 한다. 전치보상기는 메인 증폭기의 혼·변조 왜곡특성을 개선하기 위한 것이다. 따라서 가장 큰 혼·변조 왜곡 성분인 3차 항 및 5차 항의 혼·변조 왜곡 성분을 미리 발생시켜야 한다. 본 연구에서는 다이오드의 비 선형특성을 이용하여 입력신호의 크기에 따른 비선형 특성의 변화를 반대로 주어 선형화를 이루는 방법을 사용했다.

아이솔레이터는 증폭기의 출력과 다른 모듈간의 분리 역할과 반사되어 증폭기로 되돌아오는 역 방향 신호로부터 증폭

기를 보호하기 위한 역할을 한다. 감쇠기는 증폭기의 정격 입력레벨을 맞추기 위한 것이고, 마지막으로 보상할 메인 증폭기가 위치하게 된다. 전치보상기에 이용된 다이오드는 HSMS-280X 계열로 아날로그와 디지털 회로에 모두 적용이 가능한 쇼트키 다이오드이다.

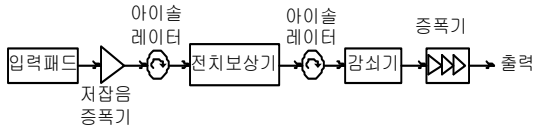


그림 10 전치보상기의 블록도  
Fig. 10 Block diagram of predistorter

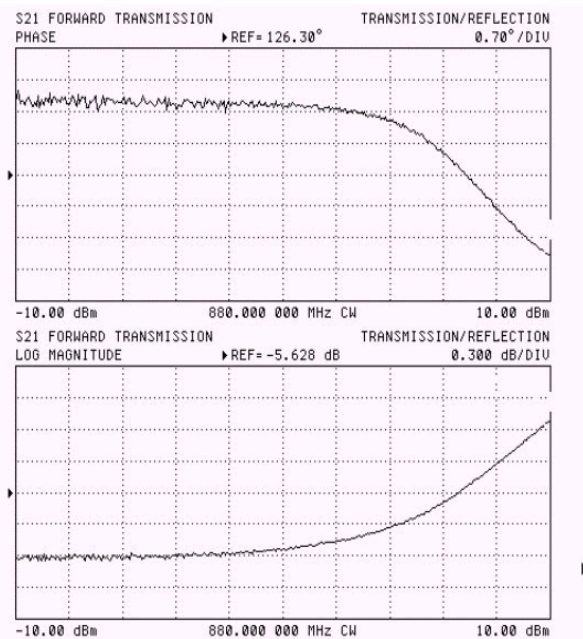


그림 11 직렬 다이오드의 입력에 대한 S21의 이득 및 위상 특성곡선  
Fig. 11 Gain and Phase of the series diode

이 다이오드의 최대 순방향전압은 1[V], 순방향 전류는 15[mA], 커패시턴스 값은 1.6[pF], 직렬다이오드 저항값은 35[Ω]이다. 여기서 직렬다이오드저항 값과 커패시턴스 값은 보상하는 메인증폭기의 특성을 고려해서 선정해야 하는 중요한 요소로 그림 7과 같이 바이어스 회로에 삽입해야 된다. 그림 11은 중심주파수 880[MHz]에서 전치보상용 다이오드의 입력신호의 크기증가에 대한 S21 변화특성곡선을 보였다. 여기서, 가로축에 RF입력 레벨을 -10[dBm]에서 10[dBm]까지 변화시킬 때 세로축으로 위상(0.7°/div)곡선과 이득(0.3/div)곡선의 변화특성을 보였다. 이 특성곡선에서는 0[dBm] 근처에서 이득의 변화가 감소하는 것을 알 수 있다.

저잡음 증폭기(LNA : Low Noise Amplifier)는 RF 수신단에서 수신된 전력은 감쇠 및 잡음의 영향으로 인해 매우 낮은 전력레벨을 갖고 있기 때문에 증폭이 필요하다. 즉, 이 값은 이미 외부에서 많은 잡음을 포함해 들어온 신호이기 때문에 무엇보다도 잡음을 최소화하는 증폭기능이 필요하다.

저잡음 증폭기는 잡음지수(NF:Noise Figure)가 낮도록 동작점과 매칭 포인트를 설정하여 설계된 증폭기로 보통 1.5~2.5[dB]사이의 잡음지수 값이 요구된다. 저잡음 특성을 만들려면 낮은 잡음지수를 가지는 증폭용 트랜지스터와 저항 등 열잡음 소자를 적게 사용하면서 전류 역시 적게 사용해야 최대한의 이득을 확보하게 된다.

RF 전력증폭기는 설계도 복잡하고 고가이다. 증폭기의 용도를 결정하는 3가지 기준인 잡음, 이득, 전력 중에서 전력을 고려하여 제작하는 증폭기이다. 전력은 최종단에서 최대 몇 [dBm]의 출력 신호가 발생될 수 있도록 하느냐가 문제로 최대전력을 발생시키기 위한 방법 중의 하나로 그림 12는 증폭용 트랜지스터를 병렬로 묶어서 전력을 높이는 구조이다. 최대전력은 보통 P1[dB](1[dB] Gain Compression Point)점을 통해 알아내며 높은 전력을 발생시킬 때에는 이득까지 높히기가

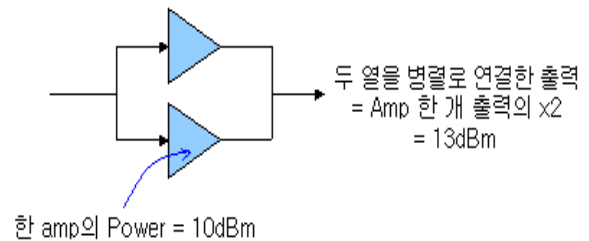


그림 12 고 전력을 위한 증폭용 트랜지스터의 구성도  
Fig. 12 Block diagram of amplifier for high power

관관하므로 전력증폭기(PA : Power amplifier) 전단에는 이득을 보상해줄 수 있는 구동증폭기(DA : Drive Amplifier)가 필요하다. 전력을 증가시키에 따라 많은 열이 발생하기 때문에 전력증폭기를 설계하는 경우에는 열 방출 부분의 처리가 중요하다. 이에 따라 전력증폭기에서는 전력의 효율에 대한 개념이 매우 중요하며 선형성과 효율의 선택에 따라 A, B, AB, F급 등의 급수로 분류되기도 한다. 전력증폭기의 경우는 최소 반사 점에 매칭을 시도하는 것이 아니라 최대 전력 출력 포인트에 매칭을 해야 하기 때문에 기본적으로 부정합(miss-matching)된 형태의 구조를 가지기도 한다.

본 실험에서는 대전력 증폭기의 구성에 많이 사용하는 AB급 증폭기를 사용하였다.

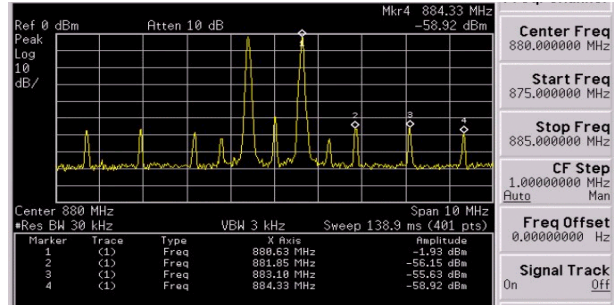
그림 13은 AB급 동작을 위해 메인 증폭기의 입력신호인 전력의 증가에 대한 S21의 이득 및 위상특성곡선 FET타입으로 모토롤러의 MRF9060계열을 사용하였다. 그림 13에서 증폭기 입력이 증가하면 신호전력의 이득(Gps[dB])은 감소하여 출력특성곡선이 비선형적으로 왜곡되는 것을 볼 수 있다. 즉, 그림 13에서 입력신호 전력인 가로축을 보면서 보상지점을 찾을 수 있다. 여기서 사용한 60[W]급 CDMA 셀룰러 밴드 전력증폭기는 주파수 범위가 865~895[MHz]인 협대역 밴드로 RF 이득은 16[dB], 효율은 40[%]이다.

기타 부가적인 구성으로 주요 신호를 감시하고 제어하는 감시 및 제어부분과 바이어스 전원을 공급하기 위한 전원부분이다. 본 연구에서는 출력신호레벨이 지나치게 높을 때와 출력이 오픈 되어 정합상태가 좋지 않을 때, 또 모듈의 온도가 85[°C]도 이상으로 올라가는 경우에 시스템을 보호하기 위한 장치 등이 추가되어 있다.

### 4. 실험결과

본 실험에서는 대부분 네트워크 분석기를 이용하여 측정하였고, 가장 중시하고 있는 혼변조 왜곡특성의 경우 두 개의 CW신호를 입력하여 그 신호의 혼변조 왜곡에 의한 3차 항 및 5차 항 발생의 특성을 스펙트럼 에널라이저를 이용해 측정하고 CDMA 밴드신호를 입력하여 750[KHz]와 1.98[MHz] 떨어진 곳에서 신호레벨을 주로 측정하였다.

그림 14(a)는 CDMA 밴드(869[MHz] ~ 894[MHz])에서 최 가장 자리 주파수를 중심주파수 894[MHz]로 사용한 것으로 이주파수 부분이 가장 특성을 보장하기 어려운 부분이다. 스펙트럼 분석으로 전치보상하지 않은 상태에서의 증폭기출력을 보였고 그림 14(b)는 CDMA 밴드의 가장 중심인 880[MHz]를 중심주파수로 하여 전치보상에 의해 개선된 상태를 나타내었다. 위와 같이 그림 14(a)와 그림 14(b)의 주파수가 다르게 한 이유는 전체 대역은 869~894MHz 이지만 서비스 회사별로 할당된 주파수 대역이



(b)

그림 14 증폭기 출력

Fig. 14 The output characteristics of amplifier

(a) 전치보상하지 않은 상태에서의 증폭기 출력

(b) 전치보상된 상태에서의 증폭기 출력

(a) The output characteristics of amplifier without predistorter

(b) The output characteristics of amplifier with predistorter

다르므로 전체 대역과 특정 회사의 대역을 모두 만족하는 특성이라는 것을 보이기 위해서이다. 그림 14(a)에서 마커1의 신호 전력레벨이 -2.01[dBm]이고 마커2의 3차 잡음레벨이 -48.73[dBm]이므로 그 차이가 46.72[dBm]이다. 그러나 그림 14(b)는 마커1의 전력레벨이 -1.93[dBm]이고 마커2의 잡음전력레벨이 -56.15[dBm]이므로 그 차이가 54.23[dBm]이다. 그래서 전치보상기능을 삽입한 그림 14(b)가 약7.5[dBm]의 개선효과를 볼 수 있으나 그림 14(b)에서 5차 잡음전력레벨은 -55.63[dBm]로서 3차 잡음전력레벨보다 높은 비정상적인 전력레벨 결과를 보였다. 이것은 앞으로 더 보완해야 하는 문제로 남았다.

### 5. 결론

본 연구에서는 직렬다이오드를 이용한 무선통신장치의 전력증폭기 비선형 왜곡을 보상하기 위한 방법을 구현하였다. 이 직렬다이오드를 이용한 선형화 방법은 메인증폭기 전단에 직렬로 증폭기를 선형화 할 수 있는 최적의 쇼트키다이오드를 삽입하여 증폭기의 비선형 특성과 반대의 특성신호를 발생하게 함으로써 증폭기의 선형화영역을 더 높이는 것에 목적을 두었다. 즉, 직렬다이오드의 병렬 커패시턴스 특성과 직렬저항 특성을 이용하여 입력신호의 증가에 따른 정의 진폭 변화특성과 부의 위상변화 특성으로 증폭기의 왜곡특성을 보상할 수 있다는 이론을 입증한 것이다.

연구결과 전치보상을 하지 않았을 때 보다 증폭기의 왜곡을 5[dBm]이상 보상할 수 있음을 확인하였고, 이것은 전형적인 AB급 전력증폭기에 적용한 많은 발표사례와 비교해 볼 때 우수한 결과이다. 또한, 이 방법은 무선주파수대역이나 중간주파수대역에서 모두 적용가능하며 비교적 간단하면서도 그 효과를 볼 수 있는 최적의 방법으로 여기서 제작 시험을 통해 우수성을 입증하였다. 따라서 전치보상방법은 feedforward나 feedback 방법 보다 간단하면서도 우수한 특성을 가지고 있음을 알 수 있었다. 그러나 보다 우수한 특성을 구현하기 위해서는 본 논문에서와 같이 직렬다이오드와 커패시터만으로 이득과 위상특성을 모두 개선하기에는 어려움이 있어 이득과 위상을 각각 그 특성을 고려하여 독립적으로 보상할 수 있게 하는 연구가 필요하다고 본다.

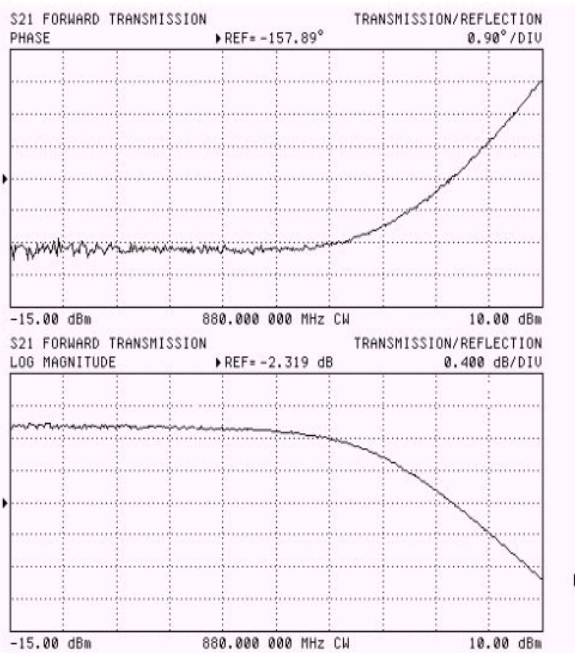
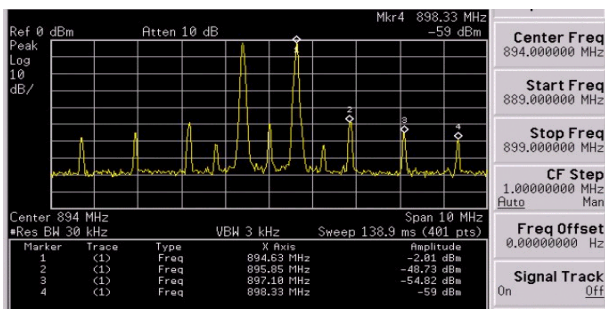


그림 13 증폭기 입력에 대한 S21 이득과 위상특성곡선  
Fig. 13 Gain and Phase of the amplifier



(a)

참 고 문 헌

[1] K. Yamauchi ,et al,"A novel series diode linearizer for mobile radio power amplifier", Proc. of the IEEE Symposium on Microwave Theory and Techniques, pp. 831-834, 1996.

[2] C. B. Haskins,"Diode Predistortion Linearization for Power Amplifier RFICs in Digital Radios", 2000, Christopher B.Haskins.

[3] C. S. Yu, W. S. Chan, W. L. Chan,"1.9GHz low varactor diode predistorter", IEEE Electronics Letters, vol. 35, no. 20, pp. 1681-1682, 1999. 9.

[4] 윤상영, 정용채,"Carrier Complex Power Series 해석을 통한 대전력 증폭기용 왜곡기 설계", 한국전자과학회논문지 vol. 12, no. 5, pp. 686-692, 2001. 8.

[5] P. B. Kenington, "Methods Linearize RF Transmitters and Power Amps (Part2)," Microwaves & RF, vol. 38, no. 1, pp.7 8-89, Jan.1999.

[6] 정용채, 장익수, 윤상원, 김철동,"혼변조 신호의 개별차수 조정 Predistortion 선형화기 설계에 관한연구" 전자공학회논문지, vol. 3A, no. 9, pp. 1789-1797, 1996.

[7] 이원우, 박광량, 정용채, 윤상원, 장익수 " Feedforward 방식을 이용한 Predistorter에 관한연구", 한국전자통신연구회, vol. 31A, no. 5, pp. 68-75, 1994. 5.

[8] S. P. Stapleton, F. C. Costescu,"An Adaptive Predistorter for a Power Amplifier Based on Adjacent Channel Emissions," IEEE transactions on Vehicular technology, vol. 41, no. 1, pp. 49-56, 1992. 2.

[9] C. Hsieh, E. Strid, A "S-Band High Power Feedback Amplifier", Proc. of IEEE, MTT-s, pp. 182-184, 1977.

[10] C. G. Rey, E. Clark," Linearization Performance for a Polar Work Function Predistorter", IEEE-RAWCON'98 Proceedings, pp. 325-328, 1998.



윤 만 수(尹 萬 鎔)

1954년 1월 7일생. 1981년 동아대학교 전기공학과 졸업. 1997년 서울산업대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002년 숭실대 대학원 박사과정 수료. 1981~1996 산업인력관리공단. 1996~현재 서울정수기능대학 부교수

Tel : 02-2001-4051, Fax : 02-2001-4139

E-mail : yms@kopo.or.kr



이 상 철(李 相 喆)

1952년 8월 13일생. 1977년 숭실대학교 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1981년~ 현재 동 서울대학 전기정보제어과 교수

Tel : 031-720-2065, Fax : 031-720-2262

E-mail : sclee@haksan.dsc.ac.kr



정 찬 수(鄭 讚 壽)

1949년 8월 10일생. 1972년 서울대학교 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사).1981년~현재 숭실대학교 전기공학과 교수

Tel : 02-820-0645, Fax : 02-817-7961

E-mail : chung@ee.ssu.ac.kr

저 자 소 개



원 용 규(元 容 奎)

1959년 9월 30일생. 1985년 서울산업대학교 전기공학과 졸업. 1987년 숭실대 대학원 졸업(석사). 2001년 동 대학원 박사과정 수료. 1990~1998년 삼성전자(주) 선임연구원. 1998년~현재 서울정보기능대학 조교수

Tel : 02-2186-5850, Fax : 02-2186-5852

E-mail : wonyk@kopo.or.kr