

## Feedback 방식을 이용한 전치왜곡기 설계

남 윤관(南潤管)\*, 조 범식(趙範植)\*, 권 성수(權成洙)\*, 강 원석(姜元碩)\*  
오 인열(吳仁烈)\*, 나 극 환(羅克換)\*  
광운대학교 전자공학과\*  
E-mail : combat@orgio.net

### A design of predistortion linearizer using the feedback

Yoon Kwan Nam, Bum Shik Cho, Sung Su Kwon, Won Seok Kang,  
In Yeol Oh, Keuk Hwar Ra  
Department of Electronics Engineering Kwangwoon University

#### 요약

본 논문에서는 IMT-2000용 고출력 증폭기에 사용할수 있는 전치 왜곡기를 feedback 방식을 이용하여 설계하였다. 여기서 feedback 방식을 사용함으로써 기존의 전치 왜곡기와는 달리 증폭기의 이득을 조절하기 위해 감쇄기를 사용하지 않고 feedback에 사용한 저항값을 사용하여 이득을 조절하도록 설계하였다.

#### I. 서론

현대 다중 변조 방식과 같이 많은 신호를 전송하는 디지털 통신에서는 고출력 전력 증폭기의 높은 선형성을 요구한다. 이런 선형성을 만족하기 위해 선형화기는 필수적이며, 선형화기는 보다 높은 효율과 포화점 근처에서 선형성을 만족하는 고출력을 얻을 수 있다. 그러한 다중 채널 전력 증폭기에서는 높은 선형성, 즉 -60 에서 -80 dBc 정도의 엄격한 IMD 규격을 요구하며 전력 Back-off를 사용하여 실현할 수 없다. 왜냐하면, 1 dB 역압점에서 동작하는 증폭기의 2-carrier 입력에 대한 IM3 가 -20 dBc라면, -60 dBc를 실현시키기 위해 40 dB를 낮춰야 되는데 이는 20 dB의 전력을 Back-off 시켜야만 가능하다. 이것은 100W의 트랜지스터를 1W에 쓰는 것이므로 효율은 1%라 볼 수 있다. 그러나, 선형화기를 사용

하면 이러한 효율 저하를 막고 원하는 IMD 규격을 만족시킬 수 있다.

기존의 선형화기는 위상변환기를 사용하므로 신호의 불필요한 감쇄가 발생하고, 이득을 맞추기 위해 또 다른 라인에는 감쇄기를 사용하여 왔다. 본 연구에서는 IMT-2000용 주파수 대역으로 WARC-92에서 정한 순방향 채널 2110MHz~2200MHz를 기준으로 Branch-line coupler를 이용하여 nonlinear 영역과 linear 영역을 구성하여 고출력 증폭기의 IMD특성을 개선하였으며 위상과 이득은 Feedback 방법을 사용하여 조절하여 다른 감쇄기를 필요치 않게 하여 회로를 간단하게 하였다.

#### II. 본론

##### 1. 고출력 증폭기의 비선형 특성 분석

고출력 증폭기에 사용되는 핵심부품인 트랜지스터 같은 능동소자들은 입력 전압에 대한 출력전압이 높은 차수의 전압의 함수들로 출력이 나온다. 이러한 경우를 입력에 대한 출력의 비선형 특성이라고 하는데 비선형 증폭기의 경우에는 전형적으로 주파수에 대하여 이득과 위상이 변화를 한다. 비선형 출력전압은 수학적으로는 테일러(Taylor)급수로 표현되며 다음과 같이 나타낼수 있다.

선형 전압 전달 특성

$$V_0 = aV_i \quad (1)$$

where  $V_0$  : 출력전압  $V_i$  : 입력전압  $a$  : 상수

$$V_0 = a_1 V_i + a_2 V_i^2 + a_3 V_i^3 + \dots \quad (2)$$

비선형 전압 전달 특성(일반적인 증폭기 특성)

그리고 위의 (2)식에 두 개의상의 반송파 신호를 인가하면 다음과 같이 IM(Intermodulation) 성분이 생성된다.

$$\begin{aligned} v_i &= A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\ v_o &= a_1 A(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\ &+ a_2 A^2(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^2 \\ &+ a_3 A^3(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t)^3 + \dots \\ &\cong a_2 A^2 + a_2^2 A^2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \\ &+ (a_1 A + \frac{9}{4} a_3 A^3)(\cos \omega_1 t + \cos \omega_2 t) \\ &+ \frac{3}{4} a_3 A^3 \{ \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \} \\ &\quad : \text{대역내 3차 혼변조 신호} \\ &+ a_2 A^2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t \\ &+ \frac{1}{2} a_2 A^2 (\cos 2\omega_1 t + \cos 2\omega_2 t) \\ &+ \frac{3}{4} a_3 A^3 \{ \cos(2\omega_1 + \omega_2)t + \cos(2\omega_2 + \omega_1)t \} \\ &+ \frac{1}{4} a_3 A^3 (\cos 3\omega_1 t + \cos 3\omega_2 t) \end{aligned}$$

여기서 대역내 3차 혼변조 신호는 기본주파수와 상당히 가까운 신호로서 출력신호의 왜곡(IMD : Intermodulation Distortion)에 결정적인 영향을 끼치며 여파기로도 제거할수 없는 혼변조 신호이다. 따라서 이 혼변조 신호의 크기를 증폭기의 출력에서 최대한 줄여 IMD 특성을 개선하는 방법을 써야 한다.

## 2. Feedback amplifier

그림 2에 보여진 네트워크 어드미턴스 행렬은 다음과 같은 형태로 쓰여질수 있다.

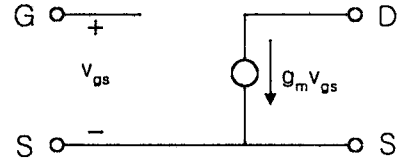


그림 1 GaAs FET 등가 회로

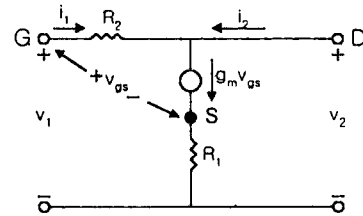


그림 2 GaAs FET Feedback 모델

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_2} & -\frac{1}{R_2} \\ \frac{g_m}{1+g_m R_1} - \frac{1}{R_2} & \frac{1}{R_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (3)$$

그리고 위의 y parameter 는 다시 s parameter로 변형 시킬수 있다.

$$S_{11} = S_{22} = \frac{1}{D} \left[ 1 - \frac{g_m Z_0^2}{R_2(1+g_m R_1)} \right] \quad (4)$$

$$S_{21} = \frac{1}{D} \left( \frac{-2g_m Z_0}{1+g_m R_1} + \frac{2Z_0}{R_2} \right) \quad (5)$$

$$S_{12} = \frac{2Z_0}{DR_2} \quad (6)$$

여기서,

$$D = 1 + \frac{2Z_0}{R_2} + \frac{g_m Z_0^2}{R_2(1+g_m R_1)} \quad (7)$$

수식 (4)에서  $S_{11} = S_{22} = 0$ 을 만족하기 위해서는 즉, 정재파비가 1이 되기 위해서는

$$1 + g_m R_1 = \frac{g_m Z_0^2}{R_2} \text{의 조건을 만족하거나}$$

$$R_1 = \frac{Z_0^2}{R_2} - \frac{1}{g_m} \quad (8)$$

이것을 만족해야 한다.

(8)에서 (5)와 (6)을 빼면 다음과 같이 두식이 나타난다.

$$S_{21} = \frac{Z_0 - R_2}{Z_0} \quad (9)$$

$$S_{12} = \frac{Z_0}{R_2 + Z_0} \quad (10)$$

식(9)은  $S_{21}$ 은 트랜지스터의 파라미터에 의해 변하는 것이 아니라  $R_2$ 값에 의해 변함을 보여주고 있다. 이 식은 그리하여 이득의 평탄성을 negative feedback을 사용함으로써 이뤄질수 있음을 보여주고 있다.

그림 (1),(2)와 같은 shunt feedback 형태들은 다음과 같이 분석 되어질수 있다.

$$g_m = \frac{R_2}{Z_0^2} \quad (11)$$

이 식을 얻을수 있었으며 식 (9)로부터

$$R_2 = Z_0(1 - S_{21}) \quad (12)$$

설계시 원하는  $S_{21}$  값을 얻기 위해서는  $R_2$ 의 값을 계산하고 그리고 트랜지스터의 값들중에서  $g_m$ 의 값을 알아야 한다.

그림 (2)에서 저주파 모델링에서는  $S_{21}$ 의 값은 negative의 값을 가진다. 그리하여 (12)은 다음과 같이 나타내질수 있다.

$$R_2 = Z_0(1 + |S_{21}|) \quad (13)$$

위의 값을 이용하여 feedback에 사용될 저항값  $R_2$ 의 값을 이득에 맞게 결정할 수 있다.

### 3. Feedback을 이용한 전치 왜곡기 설계

본 논문에서는 다음 그림과 같이 두 개의 90° 하이브리드 커플러를 병렬로 연결하여 선형영역과 비선형 영역을 구분하여 제작하였다. 두 개의 증폭기에서 A는 바이어스를 선형영역에서 동작하도록 조절하여 주었고 B는 비선형영역에서 동작하도록 조절하여 혼변조 신호를 발생하도록 하였다.

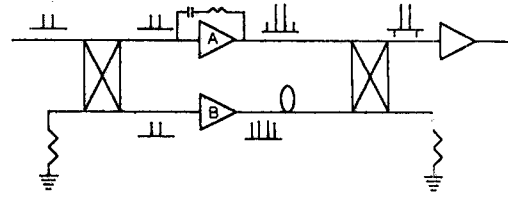


그림 3. Feedback 방식을 이용한 전치 왜곡기 구조

여기서 A 증폭기에 사용한 feedback 저항을 이용하여 출력과워를 조절할수 있도록 하였으며 B 증폭기에 사용한 delay line을 이용하여 위상을 조절 할 수 있게 하여 IMD 특성을 개선할수 있게 하였다.

### III. 측정 및 결과

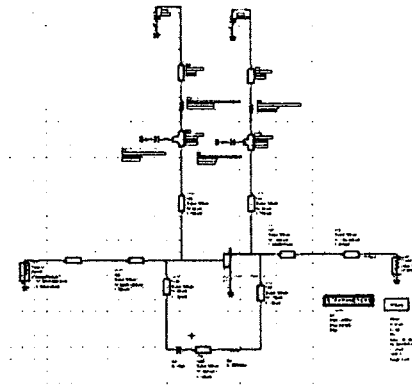


그림 4 Feedback 방식을 이용한 정합 회로

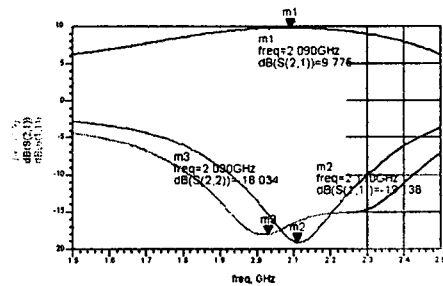


그림 5 Feedback 방식을 이용한 회로의 S-parameter 시뮬레이션 결과 값

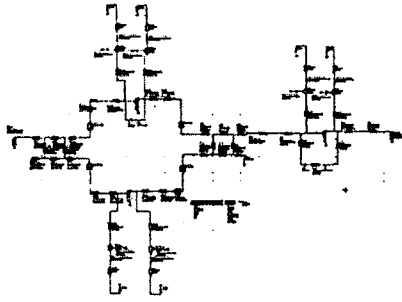


그림 6 Feedback 방식의 전치왜곡기 회로도

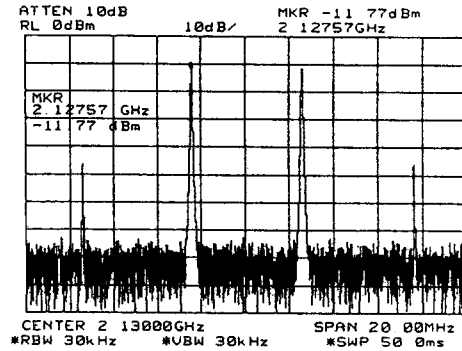


그림 10 튜닝후 측정 결과

위의 그림들은 본 논문에서 제안한 feedback 방식의 전치 왜곡기에 대한 설계도와 결과 값들로 저항을 통해 별다른 가변 감쇠기를 이용하지 않고 충분한 가변 감쇠기 역할을 할수 있음을 알수 있었고 위상을 조절 하여 줌으로써 IMD 특성을 개선하였다. 시뮬레이션과 오차가 있긴 하지만 실험치에서 약 35dBc까지 개선을 할수 있음을 보여 주었다.

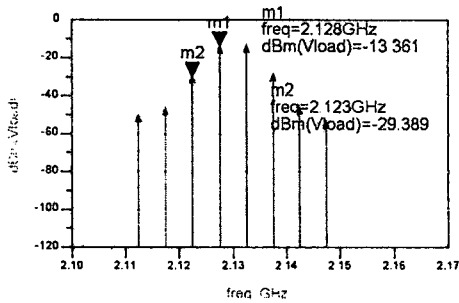


그림7 저항값과 delay line을 이용하여 튜닝하기 전 시뮬레이션 결과

참고 문헌

- [1] Guillermo Gonzalez, "Microwave Transistor Amplifiers," Prentice Hall, pp333-347, 1997
- [2] Rodrigo Cordeiro Tupynamba & Edmar Camargo, "MESFET nonlinearities applied to predistortion linearizer design," IEEE MTT-S Digest, 1992
- [3] Noriharu Suematsu, Yoshitada Iyama, and Osami Ishida, "Transfer Characteristic of IM3 Relative Phase for a GaAs FET Amplifier." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techiques, Vol. 45, 12, December 1997
- [4] Mahesh Kumar, James C. Whartenby, and Herbert J. Wolkstein, "Predistortion Linearizer Using GaAs dual-gate MESFET TWTA and SSPA Used in Satellite Transponders," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-33, NO. 12, December 1985

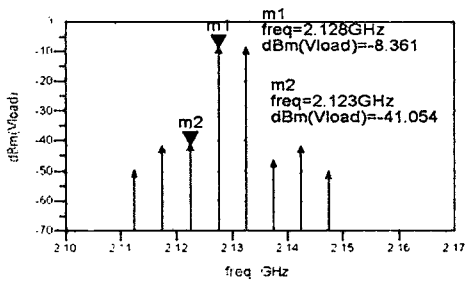


그림 8 저항과 delay line을 이용하여 튜닝을 한 시뮬레이션 결과

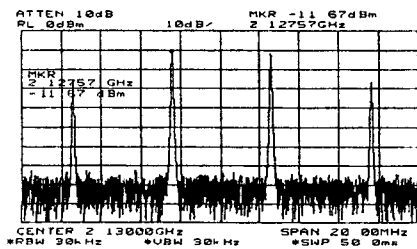


그림 9 튜닝전의 측정 결과