

Harmonic Matching 을 이용한 Class AB 동작 2 차 Harmonic Feedback 증폭기

양영구, 김영식, 김범만

포항공과대학교 전자전기공학과 및 전자파특화연구센터

2nd Order Harmonic Feedback Amplifier Using Harmonic Matching Technique under Class AB Operation

Youngoo Yang, Youngsik Kim and Bumman Kim

Dept. of Electronic and Electrical Engineering and Microwave Application Research Center

Pohang University of Science and Technology

Abstract - A harmonic matching technique is proposed for simplifying circuit configuration of the class AB harmonic feedback amplifier. We optimize improvement of linearity at near power saturation. Theoretical analysis with two nonlinearities and harmonic balance simulation results using large signal model are presented. A two-tone test at 1 GHz shows 3 dBm improvement of the output power when we fix IMD3 at 30 dBc. Maximum power added efficiency (PAE) is improved 6.5%.

Introduction

선형성은 통신 시스템에서 사용되는 증폭기의 성능을 결정하는 중요한 파라메타이다. 그 중에서 특히 3 차 상호 왜곡(IMD3)은 시스템 증폭기의 비선형성에 가장 심각한 영향을 미치는 성분이다[1]. 일반적으로 단말기에 많이 적용되는 선형화 방식에는 고조파 튜닝법과 adaptive bias control 이 있다. 그러나 이들은 간단한 회

로 구성이라는 장점이 있지만 성능면에서는 기지국에서 주로 사용되는 feedforward 나 digital predistortion 과는 많은 차이가 있다. 단말기는 여러 가지 제한 점 때문에 간단하고 부가적인 증폭기가 없는 효율적인 선형화 방법을 요한다.

M.R. Moazzam, Yongcai Hu 등은 2 차 고조파 feedback 을 제안 하였다[1][2]. 이를 바탕으로 본 논문에서는 주증폭기의 2 차 harmonic 에서의 이득을 이용함으로써 기존의 harmonic feedback 이 가지고 있던 부가적인 harmonic 증폭기를 사용하지 않는 harmonic matching 방법을 제안한다. 이는 주증폭기 외에 부가 증폭기가 가지는 전력소모와 크기증가를 획기적으로 줄일 수 있어서 단말기가 요구하는 선형화 조건들을 만족시킬 수 있을 것으로 기대된다.

Circuit Configuration

그림 1 은 harmonic matching 을 사용한 harmonic

feedback 증폭기의 간단한 회로 구성을 보여준다.

일반적으로 harmonic feedback 은 출력 단의 2 차 고조파를 적절하게 이득과 위상을 조절하여 입력 단으로 feedback 한다[1]. 본 논문에서는 그림 1 에서

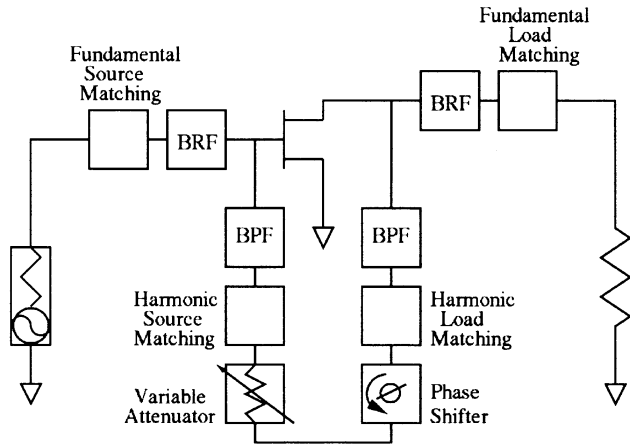


그림 1. Harmonic feedback 증폭기의 회로도

와 같이 주증폭기에 대역 통과 필터(BPF)를 달아서 fundamental 성분의 손실을 막고 harmonic matching 을 한 후, fundamental 회로에 의한 harmonic 이득 저하를 막기 위해 harmonic 주파수 성분만을 제거하는 대역 차단 필터(BRF)를 달고 fundamental 을 matching 하였다.

Theoretical Analysis

그림 2 는 gm 과 gd 두개의 비선형성 만을 가지는 harmonic feedback 증폭기의 등가 회로를 나타낸다[3]-[5]. 두 가지 주된 비선형성만을 가정할 때 비선형 채널 전류는 다음과 같이 표현 된다.

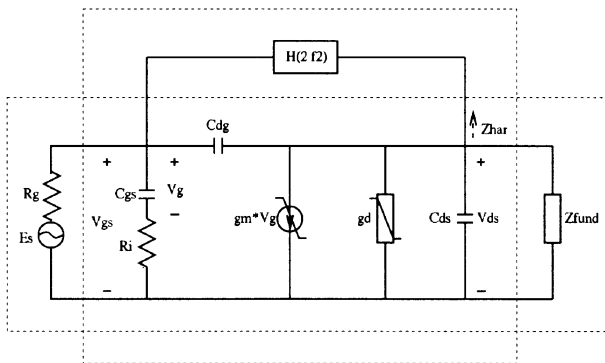


그림 2. Harmonic feedback 증폭기의 등가회로

$$i_{ds}(t) = \sum_{n=1}^3 [g_{mn} v_g^n(t) + g_{dn} v_{ds}^n(t)] \dots \dots (1)$$

Volterra series 를 사용하여 feedback 이 없을 때 위의 채널 전류의 3 차 상호 왜곡성분을 추출하여 phasor expression 으로 나타내면 식(2) 와 같이 gm3, gd3 에 2 차와 1 차 성분의 상호작용으로 3 차 상호 왜곡 성분이 발생하게 됨을 알 수 있다. 여기서 feedback 회로를 포

$$I_{ds3}(2f_2 - f_1) = \frac{3}{8} g_{m3} \left[V_g^*(f_1) \cdot (V_g(f_2))^2 + V_g(f_1) \cdot (V_g^*(f_2))^2 \right] + \frac{3}{8} g_{d3} \left[V_{ds}^*(f_1) \cdot (V_{ds}(f_2))^2 + V_{ds}(f_1) \cdot (V_{ds}^*(f_2))^2 \right] \dots \dots (2)$$

함하고 2 차 harmonic 에서 위의 등가회로를 분석하면 2 차 harmonic 에서는 그림 1 의 BRF 때문에 입력, 출력 fundamental 회로는 open 이 되므로 Vg 와 Vd 의 2 차 성분은 식(3)과 (4)로 나타난다. 2f1 도 같은 방법으로

$$\hat{V}_g(2f_2) = \frac{H(2f_2) \cdot V_{ds}(2f_2)}{1 + j2\pi f_2 C_{gs} R_i} \dots \dots (3)$$

$$\hat{V}_{ds}(2f_2) = \frac{g_{m1} \cdot H(2f_2) \cdot V_{ds}(2f_2)}{\left[g_{d1} + j2\pi f_2 C_{ds} - \frac{1}{Z_{har}} \right] \cdot [1 + j2\pi f_2 C_{gs} R_i]} \dots \dots (4)$$

나타낼 수 있다. 여기서 H(f)는 크기와 위상을 가지는 전달함수 이다. 2 차 feedback 에 의해서 발생하는 3 차 상호 왜곡 비선형 전류는 식(5)에서 보는 바와 같이 gm2, gd2 와 feedback 된 2 차와 1 차 성분의 상호작용으로 발생하는 것을 알 수 있다.

$$\hat{I}_{ds2}(2f_2 - f_1) = \frac{1}{2} g_{m2} \left[\begin{array}{l} V_g^*(f_1) \cdot \hat{V}_g(2f_2) \\ + V_g(f_1) \cdot \hat{V}_g^*(2f_2) \end{array} \right]$$

$$+ \frac{1}{2} g_{d2} \left[\begin{array}{l} V_{ds}^*(f_1) \cdot \hat{V}_{ds}(2f_2) \\ + V_{ds}(f_1) \cdot \hat{V}_{ds}^*(2f_2) \end{array} \right] \dots \dots \dots (5)$$

따라서, 전체 3 차 상호 왜곡 전류는 식(2)와 식(5)의 합 식(6)으로 나타난다.

$$\hat{I}_{ds3}(2f_2 - f_1) = I_{ds3}(2f_2 - f_1)$$

$$+ \hat{I}_{ds2}(2f_2 - f_1) \dots \dots \dots (6)$$

여기서 H(f)의 크기와 위상을 조절하면

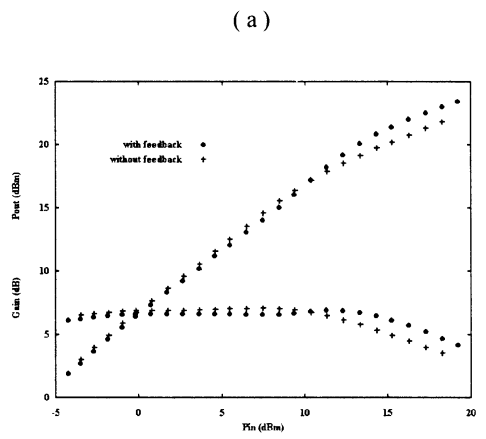
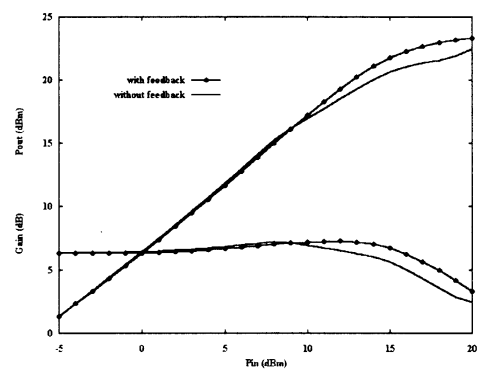
$$I_{ds3}(2f_2 - f_1) = -\hat{I}_{ds2}(2f_2 - f_1)$$

을 만들 수 있고 이때 이론적으로 3 차 상호 왜곡 전류는 영이 된다. 위의 계산을 바탕으로 최적화 과정을 통하여 H(f)의 최적값을 찾았다.

Simulated and Experimental Results

위의 이론과 harmonic matching 의 타당성을 확인하기 위하여 OKI 사의 MESFET KGF-1284 를 사용하여 대신 호 모델을 추출하고 중심 주파수가 1 GHz 인 harmonic feedback 증폭기를 제작 하였다.

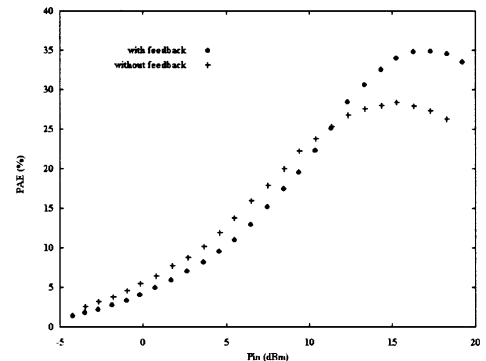
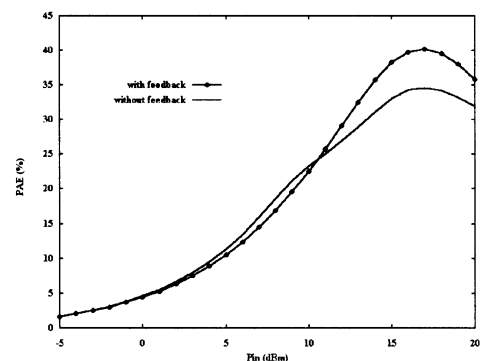
그림 3 은 제작된 harmonic feedback 증폭기의 이득과 전력에 대한 simulation 과 측정 결과이다. 측정 결과 feedback 을 했을 때



(a) simulated (b) measured.

이득이 약 7dB, P1dB 가 약 21.5 dBm 으로 simulation 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 4 는 simulation 과 측정된 PAE 의 결과이다. 측정 결과 PAE 의 최대값이 6.5 % 개선되는 것을 알 수 있다.



(a) simulated (b) measured.

(b)

그림 6. Measured IMD3 Spectra.

(a) without feedback (b) with feedback.

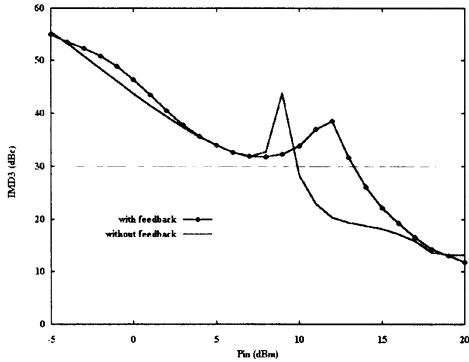
그림 6 은 입력 전력 13 dBm, 출력 전력 약 19.8dBm 에서 측정된 IMD3 의 스펙트라를 나타낸다. 그림에 서 약 22dBc 정도 개선 된 것을 확인할 수 있다.

Conclusion

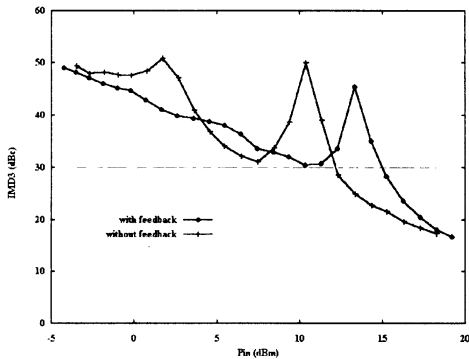
Harmonic feedback 에서 부가적인 증폭기 없이 harmonic 에 대한 matching 만으로 선형화 하는데 충분 한 2 차 harmonic 전류를 얻을 수 있음을 확인하였다. Class AB 증폭기의 전력 포화점 근처에서 feedback 되는 2 차 harmonic 의 크기와 위상을 최적화 하였을 때 최대 PAE 가 약 6.5% 개선 되었고 IMD3 를 30dBc 로 고정하였을 때 출력 전력이 약 3dBm 증가하였다.

References

- [1] M. R. Moazzam and C. S. Aitchison, "A Low Third Order Intermodulation Amplifier with Harmonic Feedback Circuitry", IEEE MTT-S Digest, 1996, pp. 827-830
- [2] Yongcai Hu, Jean Claude Mollier and Juan Obregon, "A New Method of Third Order Intermodulation Reduction in Nonlinear Microwave Systems", IEEE Trans. MTT., vol. 36, No. 3, March 1988, pp. 499-503
- [3] Gorge M. Lambrianou and Colin S. Aitchison, "Optimization of Third-Order Intermodulation Product and Output Power from an X-band MESFET Amplifier using Volterra Series Analysis", IEEE Trans. MTT., vol. 33, No. 12, December 1985, pp. 1395-1403
- [4] Andrea M. Crosmun and Stephen A. Maas, "Minimization of Intermodulation Distortion in GaAs MESFET Small-Signal Amplifiers", IEEE Trans. MTT., vol. 37, No. 9, September 1989, pp. 1411-1417
- [5] Jose Carlos Pedro and Jorge Perez, "Accurate Simulation of GaAs MESFET's Intermodulation Distortion using a New Drain-Source Current Model", IEEE Trans. MTT., vol. 42, No. 1, January 1994, pp. 25-33



(a)

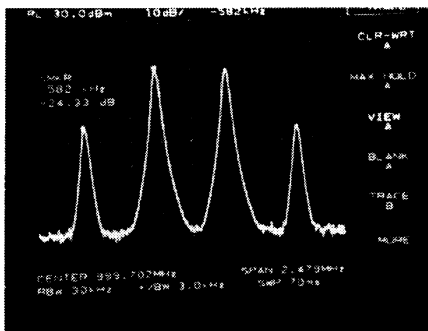


(b)

그림 5. IMD3.

(a) simulated (b) measured.

그림 5 는 simulation 과 측정된 IMD3 의 결과이다



(a)

