

주파수 체배기를 이용한 개별 차수 조정 전치왜곡 선형화기의 설계 및 구현

정회원 민준기*, 이기학*, 이근태*, 안창돈*, 홍의석*

A Study on the Predistortion Linearizer Controlled by the Individual Order with Frequency Multiplier

Jun-Ki Min*, Ki-Hak Lee*, Keun-Tae Lee*, Chang-Don An*, Ui-Seok Hong* *Regular Members*

요약

본 논문에서는 주파수 체배기를 이용하여 2차, 3차 고조파 신호를 발생시켜 3차, 5차 혼변조 왜곡성분을 개별적으로 선형화 하는 새로운 구조의 전치왜곡 선형화기를 제안하였다. 이 구조는 2체배기를 이용하는 3차 혼변조 왜곡신호 제어부와 3체배기를 이용하여 5차 혼변조 왜곡신호 제어부를 포함하여 출력신호들의 합성 및 격리를 위한 Wilkinson 전력합성기로 구성되었다. 제안된 개별차수 조정 전치왜곡 선형화기는 870~880 MHz대역에서 3차 혼변조 왜곡특성은 약 -16 dB와 5차 혼변조 왜곡특성은 약 -18 dB의 개선효과를 얻었으며 출력전력은 34 dBm/tone이었다.

Key Words : Predistortion; Linearizer; High Power Amplifier

ABSTRACT

In the thesis, we propose a new type of the predistortion linearizer using frequency multiplier. The linearizer utilizing the 2nd and 3th harmonic used the individual control of the 3rd and 5th order intermodulation distortion(IMD) component. This structure is composed of wilkinson power combiner for combine and isolation of output signal, 3rd order IMD product controller using doubler and 5th order IMD product controller using tripler. The proposed predistortion linearizer controlled by individual order is obtained for about -16 dBc and 18 dBc of 3rd order and 5th order IMD components, respectively, over the frequency band 870 MHz to 880 MHz at the output power of 34 dBm/tonne.

I. 서론

현재 대부분의 통신 시스템은 높은 주파수 효율을 갖는 선형 디지털 변조 방식을 사용하고 있으며 이러한 통신 환경에서 사용되는 전력 증폭기는 최대 효율을 얻기 위해서 포화 영역까지 증폭기를 동작 시킨다. 이와 같은 변조방식은 통신 시스템의 선형성을 요구함에 따라 고품질의 통신 서비스를 제공하기 위해서는 먼저 송신 신호가 왜곡되지 않아야 한다. 그러므로 송신기의 선형성을 확보하기 위해서

는 비선형성의 주요 요인인 전력 증폭기를 선형화하여야 한다. 전력 증폭기의 비선형성은 주 신호원에 인접해 IMD 신호를 발생시키며 이 신호들은 인접 채널에서 통신상의 혼신과 잡음원의 원인이 된다. 다양한 선형화 기법들을 통해 고출력 증폭기의 포화영역에 대한 비선형 특성을 보상하고 다수 반송파의 증폭에 따른 혼변조 왜곡 성분을 감소시킬 수 있다. 본 논문은 여러 방식 중에 비교적 회로가 간단하면서 출력전력의 변화가 없이 우수한 선형성을 확보할 수 있는 전치왜곡 선형화 방식을 이용하

* 광운대학교 전파공학과 초고주파 연구실(ushong@daisy.kwangwoon.ac.kr),

논문번호 : 030461-1017, 접수일자 : 2003년 10월 17일

*이 논문은 2002년도 광운대학교 교내학술연구비에 의하여 연구되었음.

였다. 사용하는 주파수에 따라 전치왜곡 선형화 기술 또한 여러 가지 형태로 제안되어 왔으며 기존에 2차 고조파 성분을 이용한 전치왜곡 선형화 기술은 3차 혼변조 왜곡신호에 대해서만 집중적으로 선형화가 이루어졌으며 5차 혼변조 왜곡 신호는 부가적으로 선형화가 이루어졌다^{[1][2]}.

본 논문에서는 주파수 체배기를 통해 2차, 3차 고조파 성분을 각각 이용하여 3차 및 5차 혼변조 왜곡신호를 개별적으로 조정하여 효과적인 선형화를 이루는 새로운 구조의 전치왜곡 선형화기를 제안하였다.

II. 고조파를 이용한 개별차수 조정 전치왜곡 선형화기의 이론

본 논문에서 제안한 주파수 체배기를 이용한 개별차수 조정 전치왜곡 선형화기는 그림 1과 같은 구조로 선형화기의 이득을 보상하기 위해 MMIC 증폭기를 통해 분배된 신호가 선형 경로와 비선형 경로로 나뉘어지게 된다. 선형 경로에는 기본주파수 신호에 대한 가변감쇠기와 위상지연기로 구성되며 비선형경로에는 2 체배기를 이용하여 2 체배된 신호를 발생시켜 대전력 증폭기의 3차 혼변조 왜곡신호를 억압시키는 3차 혼변조 왜곡신호 제어부와 3 체배기를 이용하여 3 체배된 신호를 발생시켜 대전력 증폭기의 5차 혼변조 왜곡신호를 억압시키는 5차 혼변조 왜곡신호 제어부를 포함하여 구성된다^{[3][4]}.

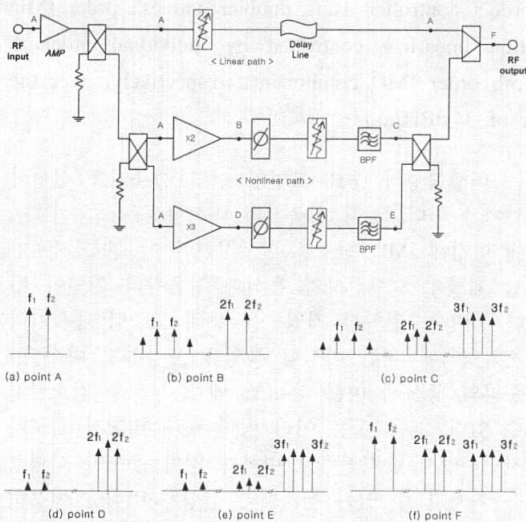


그림 1. 고조파를 이용한 개별차수 조정 전치 왜곡 선형화기의 회로도 및 스펙트럼

먼저 기본 주파수와 2체배 주파수 신호를 인가하였을 때 3차 혼변조 왜곡성분의 상쇄조건은 다음과 같다^[5].

$$v_0 = g_{m1} v_{in} + g_{m2} v_{in}^2 + g_{m3} v_{in}^3 + g_{m4} v_{in}^4 + g_{m5} v_{in}^5 \dots \quad (1)$$

입력신호 v_{in} 이 다음과 같이 주어질 때

$$v_{in} = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t + A_{11} \cos(2\omega_1 t + \phi_1) + A_{22} \cos(2\omega_2 t + \phi_2) \quad (2)$$

식(1)에 식(2)를 대입하여 전개하는 과정에서 v_{in}^2 항만을 정리하여 3차 혼변조 왜곡성분과 관련된 항만을 추출하여 g_{m2} 를 곱해주면 다음 식(3)과 같이 된다

$$g_{m2} v_{in}^2 \text{ (only 3rd IMD)} = A_1 A_{22} g_{m2} \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_2] + A_2 A_{11} g_{m2} \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1] \quad (3)$$

그리고 식(1)에 식(2)를 대입하여 전개하는 과정에서 v_{in}^3 항만을 정리하여 3차 혼변조 신호만 추출하여 g_{m3} 를 곱하면 다음과 같이 된다.

$$g_{m3} v_{in}^3 \text{ (only 3rd IMD)} = \frac{3}{4} A_2^2 A_1 g_{m3} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t + \frac{3}{4} A_1^2 A_2 g_{m3} \cos(2\omega_1 - \omega_2)t + \frac{3}{2} A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_2 - \phi_1] + \frac{3}{2} A_2 A_{11} A_{22} g_{m3} \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t + \phi_1 - \phi_2] \quad (4)$$

기본주파수와 2체배 주파수 신호를 인가했을 때 3차 혼변조 신호만의 관련 식을 추출하고 상측 3차 혼변조 왜곡신호 성분은 아래와 같다^[6].

$$A_1 A_{22} g_{m2} \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_2] \quad (5)$$

$$\frac{3}{4} A_1 A_2^2 g_{m3} \cos(2\omega_2 - \omega_1)t \quad (6)$$

$$\frac{3}{2} A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \cos[(2\omega_2 - \omega_1)t + \phi_2 - \phi_1] \quad (7)$$

식(6)은 기본 주파수 신호들간에 발생된 3차 혼변조 왜곡성분이며 식(5)는 2체배 주파수 신호가 인가되어 발생된 3차 혼변조 왜곡성분이 된다. 이때 식(5)와 식(6)의 상쇄조건으로 크기와 위상을 나타낸 것이 식(8)과 식(9)이다. 식(7)은 식(5)와 식(6)의 크기에 비해 상대적으로 작은 값을 갖기 때문에 무시하게 된다^[7].

$$A_{11} = \frac{3A_1^2 g_{m3}}{4g_{m2}} \quad |\phi_1| = 180^\circ \quad (8)$$

$$A_{22} = \frac{3A_2^2 g_{m3}}{4g_{m2}} \quad |\phi_2| = 180^\circ \quad (9)$$

다음은 5차 혼변조 왜곡성분의 상쇄조건을 나타내기 위해 입력신호 v_{in} 인 식(10)을 식(1)에 대입하여 전개하였다.

$$v_{in} = A_1 \cos w_1 t + A_2 \cos w_2 t + A_{11} \cos(3w_1 t + \phi_1) + A_{22} \cos(3w_2 t + \phi_2) \quad (10)$$

5차 혼변조 왜곡성분과 관련된 항을 추출하기 위해

v_{in}^3 항과 v_{in}^5 을 전개하였다. 우선적으로 v_{in}^3 항을 전개하고 5차 혼변조 왜곡성분이 나올 수 있는 항만 추출하면 식(11)과 같다.

$$v_{in}^3 \text{ (only 5th IMD)} = \frac{3}{4} A_1^2 A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_2 - 2w_1)t + \phi_2 \} + \frac{3}{4} A_1^2 A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_1 - 2w_2)t + \phi_1 \} + 3 A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_2 - 2w_1)t + \phi_2 - \phi_1 \} + 3 A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_1 - 2w_2)t + \phi_1 - \phi_2 \} \quad (11)$$

그리고 v_{in}^5 로부터 5차 혼변조 신호가 발생하는 항을 쓰면 다음 식(12)와 같다.

$$v_{in}^5 \text{ (only 5th IMD)} = -\frac{1}{8} A_1^2 A_2^3 g_{m5} \cos((3\omega_2 - 2\omega_1)t - 90^\circ) - \frac{1}{8} A_1^2 A_2^3 g_{m5} \cos((3\omega_1 - 2\omega_2)t - 90^\circ) \quad (12)$$

따라서, 기본주파수와 3체배 주파수 신호 인가하였을 때 5차 혼변조 왜곡성분만의 관계된 식을 추출하면 식(11)과 식(12)로부터 아래 식(13)을 얻을 수 있다.

$$v_0 \text{ (only 5th IMD)} = \frac{3}{4} A_1^2 A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_2 - 2w_1)t + \phi_2 \} + \frac{3}{4} A_1^2 A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_1 - 2w_2)t + \phi_1 \} + 3 A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_2 - 2w_1)t + \phi_2 - \phi_1 \} + 3 A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \{ \cos(3w_1 - 2w_2)t + \phi_1 - \phi_2 \} - \frac{1}{8} A_1^2 A_2^3 g_{m5} \cos((3\omega_2 - 2\omega_1)t - 90^\circ) - \frac{1}{8} A_1^2 A_2^3 g_{m5} \cos((3\omega_1 - 2\omega_2)t - 90^\circ) \quad (13)$$

식(13)에서 상측 5차 혼변조 왜곡신호 성분은 아래와 같다.

$$-\frac{1}{8} A_1^2 A_2^3 g_{m5} \cos[(3\omega_2 - 2\omega_1)t + 90^\circ] \quad (14)$$

$$\frac{3}{4} A_1^2 A_{22} g_{m3} \cos[(3\omega_2 - 2\omega_1)t + \phi_2] \quad (15)$$

$$3A_1 A_{11} A_{22} g_{m3} \cos[(3\omega_2 - 2\omega_1)t + \phi_2 - \phi_1] \quad (16)$$

식(14)는 기본 주파수 신호들간에 발생된 3차 혼변조 왜곡성분이며 식(15)는 2체배 주파수 신호가 인가되어 발생된 3차 혼변조 왜곡성분이 된다. 이때 식(14)와 식(15)의 상쇄조건으로 크기와 위상을 나타낸 것이 식(17)과 식(18)이다. 식(16)은 식(14)와 식(15)의 크기에 비해 상대적으로 작은 값을 갖기 때문에 무시하게 된다.

$$A_{11} = \frac{A_1^3 g_{m5}}{6g_{m3}} \quad |\phi_1| = 90^\circ, 270^\circ \quad (17)$$

$$A_{22} = -\frac{A_2^3 g_{m5}}{6g_{m3}} \quad |\phi_2| = 90^\circ, 270^\circ \quad (18)$$

III. 전치왜곡 선형화기의 설계

본 논문에서 제안된 전치왜곡 선형화기에서 고조파를 발생시키는 주파수 체배기에 GaAs MESFET을 사용하였다. 그림 2는 주파수 2 체배기의 설계특성으로 입력반사 계수는 -30.6 dB이하의 특성과 소신호 이득 14.25 dB의 특성을 보였으며 그림 3은 주파수 3 체배기의 설계특성으로 입력반사 계수는 -40.8 dB이하의 특성과 소신호 이득 12.5 dB의 특성을 나타내었다.

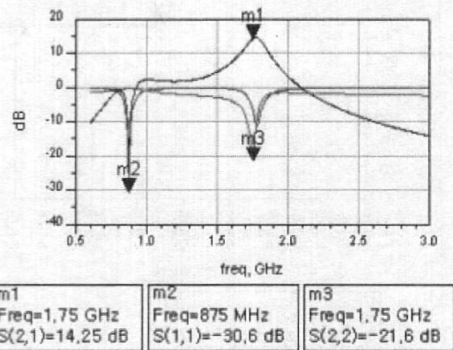


그림 2. 2 체배기의 설계특성 (2fo)

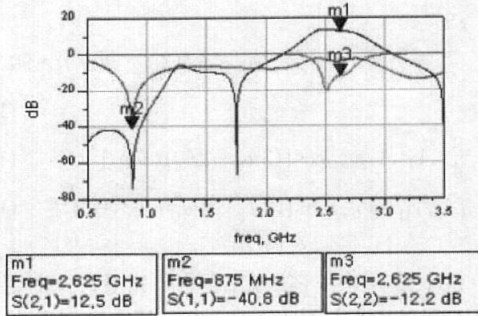


그림 3. 3 체배기의 설계특성(3fo)

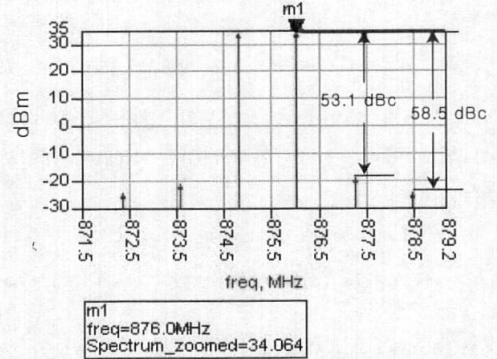


그림 6. 선형화 증폭기의 혼변조 특성

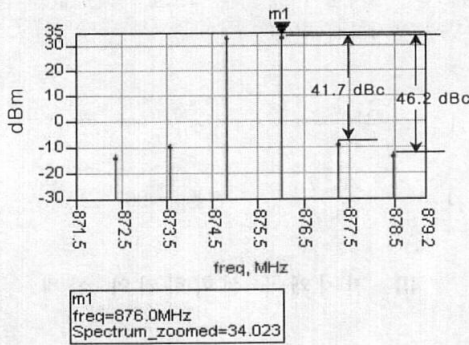


그림 4. 전력 증폭기의 혼변조 특성

그림 4는 선형화 이전의 특성으로 3차 혼변조 특성이 -41.7 dBc이고 5차 혼변조 특성이 -46.2 dBc를 예측하였으며 출력전력은 34 dBm/Tone의 출력신호를 출력하도록 예측하였다.

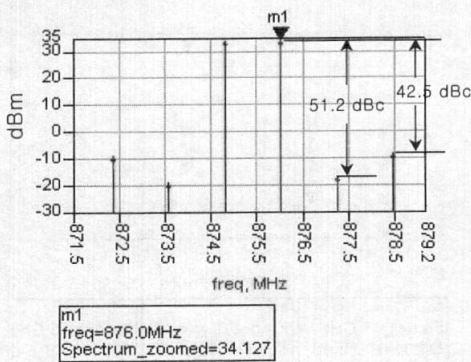


그림 5. 선형화 증폭기의 3차 혼변조 특성

본 논문은 개별차수 조정 전치왜곡 선형화기이므로 그림 5는 3차 혼변조만을 억압시켰을 때 특성으로 3차 혼변조 특성이 -63 dBc이고 5차 혼변조 특성이 -54 dBc를 나타내었다. 그림 6은 설계된 주파수 체배기를 이용하여 개별차수 조정 전치왜곡 선형화기가 비선형화 증폭기에 비해서 3차 혼변조는 약 9 dB 5차 혼변조는 약 13 dB의 선형성 개선을 예측한 것이다.

IV. 전치왜곡 선형화기의 실험 및 결과

그림 7은 주파수 2 체배기의 측정결과로서 입력반사 계수는 -17.6 dB이하의 특성과 2 체배된 주파수의 소신호 이득 13.4 dB의 특성을 보였다. 그림 8은 주파수 3 체배기의 측정결과로서 입력반사 계수는 -17.6 dB이하의 특성과 3 체배된 주파수의 소신호 이득 8 dB의 특성을 나타내었다.

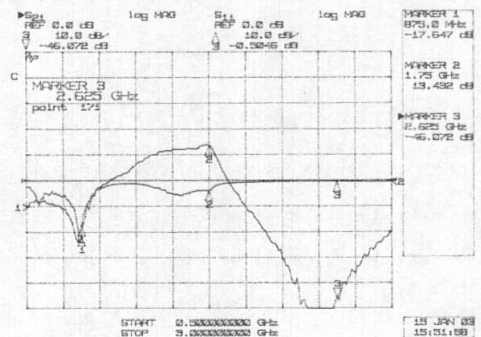


그림 7. 주파수 2 체배기의 이득과 반사계수 특성

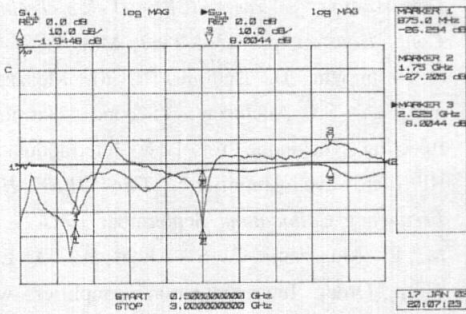


그림 8. 주파수 3 체배기의 이득과 반사계수 특성

그림 9는 선형화기의 2체배기를 통해 발생한 신호로 2체배 주파수에 해당하는 가변 감쇠기와 가변 위상변환기를 통해 2개의 기본 반송파와 함께 전력 증폭기의 3차 혼변조 신호를 억압시키기 위해 전력 증폭기로 인가되는 2체배 신호의 스펙트럼을 보이고 있다.

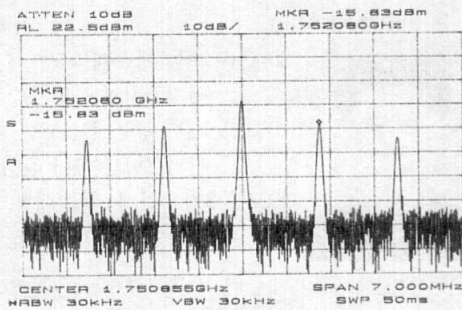


그림 9. 선형화기의 2체배 신호 출력특성

그림 10은 3체배기를 통해 발생한 신호로 3체배 주파수에 해당하는 가변 감쇠기와 가변 위상변환기를 통해 2개의 기본 반송파와 함께 전력 증폭기의 5차 혼변조 신호를 억압시키기 위해 전력 증폭기로 인가되는 3체배 신호의 스펙트럼이다.

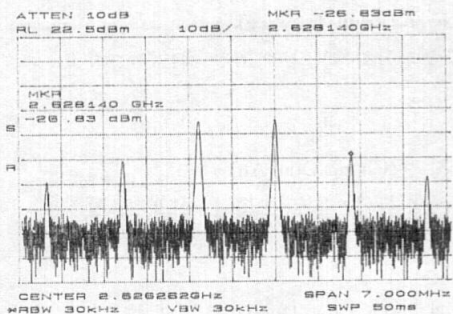


그림 10. 선형화기의 3체배 신호 출력특성

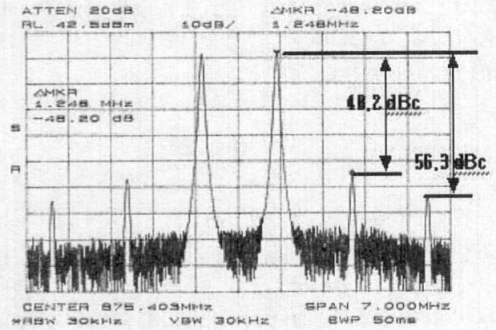


그림 11. 선형화 이전의 IMD 특성

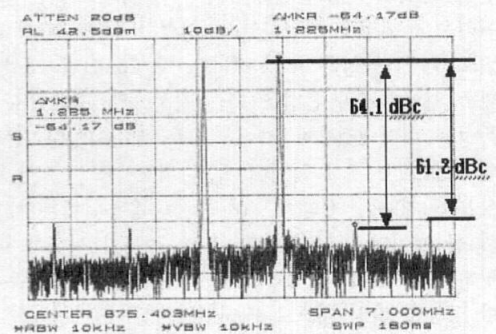


그림 12. 선형화 이후의 IMD3 특성

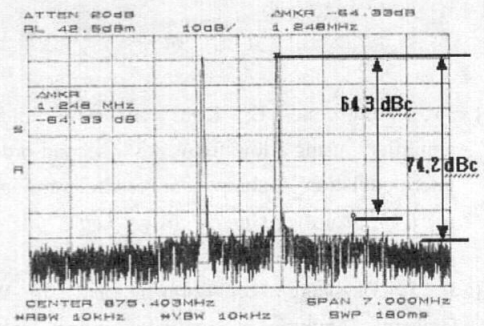


그림 13. 선형화 이후의 IMD5 특성

그림 11은 전력 증폭기에 874.8 MHz와 876.03 MHz의 두 반송파를 입력하였을 때 선형화 이전의 측정 결과를 나타내고 있다. 선형화 이전의 3차 혼변조 왜곡특성은 -48.2 dBc이고 5차 혼변조 왜곡특성은 -56.3 dBc의 특성을 나타내며 출력전력은 변화 없이 34 dBm/tone을 나타내었다. 그림 12는 선형화 이후의 개별차수 측정 결과로 3차 혼변조 왜곡특성은 -64.1 dBc로 약 16 dB의 개선효과를 얻었다. 그

림 13은 선형화 이후의 개별차수 5차 혼변조 왜곡 특성으로 -74.2 dBc의 특성을 나타내었으며 약 18 dB를 개선하였다.

V. 결 론

본 논문에서는 기존의 혼변조 신호의 개별차수 조정 전치 왜곡 선형화기를 개선한 구조를 가지는 선형화기를 적용하여 설계 및 제작하였다. 제안된 구조는 주파수 체배기를 이용하여 체배된 주파수 신호를 이용하여 혼변조 신호를 발생시키기 위한 루프를 각각 제거함으로써 전체회로의 크기를 줄이면서 혼변조 신호발생을 위한 위상과 크기 조정의 어려운 문제점을 개선하였다. 선형화 이후의 3차 혼변조 왜곡 특성은 -64.1 dBc로 약 16 dB의 개선효과를 얻었고 5차 혼변조 왜곡 특성으로 -74.2 dBc의 특성을 나타내었으며 약 18 dB를 개선하였다. 근래의 고차모드 제거 특성이 통신 시스템에 중요한 영향을 미친다는 점을 고려하면 그 응용범위는 대단히 클 것이라 판단된다. 또한 본 논문의 선형화기는 향후 지능형 전력 증폭기에 적용된다면 더욱 우수한 성능을 가질 것으로 기대된다.

※본 연구에 도움을 준 광운대학교 RFIC Center에 감사 드립니다.

참 고 문 헌

[1] Y. Yang and B. Kim, "A new linear amplifier using low-frequency second-order intermodulation component feedforwarding," *IEEE Microwave Guided Wave Lett.*, vol. 9, pp. 419-421, Oct. 1999.

[2] J. J. Bussgang, L. Ehrman, and J. W. Graham, "Analysis of nonlinear systems with multiple input," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1088-1117, Aug. 1974.

[3] Jing, D., Chan, W. S., Li, S. M., and Li, C. W., "New Linearization Method Using Interstage Second Harmonic Enhancement," *IEEE Microwave and Guided Letters*, vol. 8, no. 11, pp. 402-404, November 1998.

[4] T. Nesimoglu, R. J. Wilkinson, C. N. Canagarajah and J. P. McGeehan, "Second Harmonic Zone Injection for Amplifier

Linearization," *Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., Houston*, pp. 2353-2357. May 1999.

[5] T. Nesimoglu, D. Budimir, R. M. Moazzam, and C. S. Aitchison, "Second Harmonic Injecting Technique for Low Intermodulation RF/Microwave Amplifiers", *Third IEEE High Frequency Colloquium*, September 1997.

[6] M. R. Moazzam, C. S. Aitchison, "A Low Third Order Intermodulation Amplifier with Harmonic Feedback Circuitry" *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp.827~830, 1996.

[7] S. M. Li, D. Jing, W. S. Chan, "Verification of practicality of using the second harmonic for reducing IMD," *Electronics Lett.*, 28th May 1998 Vol.34 no.111. 9, pp. 419-421, Oct. 1999.

민 준 기(Jun-Ki Min)

정회원



2000년 2월 : 광운대학교
전자공학과(공학사)

2002년 2월 : 광운대학교
전파공학과(공학석사)

2002년 3월~현재 : 광운대학교
전파공학과 박사과정

<주관심분야> 초고주파 회로설계, RF 시스템 설계

이 기 학(Ki-Hak Lee)

한국통신학회논문지 제25권 제4A호 참조

이 근 태(Keun-Tae Lee)

한국통신학회논문지 제26권 제12C호 참조

안 창 돈(Chang-Don An)

한국통신학회논문지 제26권 제12C호 참조

홍 의 석(Ui-Seok Hong)

한국통신학회논문지 제25권 제11B호 참조