

전력 증폭기의 선형화 기술에 관한 연구

(A Study on the Linearization of Power Amplifier)

이승대(Seung-Dae Lee)¹⁾ 한영오(Yung-Oh Han)²⁾

요 약

높은 스펙트럼 효율을 갖는 선형 변조방식은 이동체 통신 시스템에 적용시 문제점이 발생한다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 전력 증폭기의 비선형성을 선형화하는 방법에 대하여 고찰하고 설계이론을 바탕으로 고주파 전력 증폭기를 설계 및 제작하였다. 제작된 고주파 전력 증폭기는 마이크로스트립 라인을 사용하였으며 중심주파수 1 GHz 에서 13 dBm 입력에 28 dBm 의 출력을 얻을 수 있었다.

Abstract

The linear modulation method which has high spectrum efficiency when applying in mobile communication system, the problem occurs. In order to solve like this problem non-linearity characteristic of the power amplifier linearity against the method which it does it investigated. It used a design objection and it implemented the microwave power amplifier. The amplifier which it produces used the micro-strip line and when it input power 13 dBm from center frequency, the possibility of getting the output power of 28 dBm .

논문접수 : 2005. 6. 15.

심사완료 : 2005. 7. 20.

1) 정회원 : 남서울대학교 전자정보통신공학부

2) 정회원 : 남서울대학교 전자정보통신공학부

본 연구는 2001학년도 남서울대학교 대학연구비의 지원으로 연구되었음.

1. 서론

한정된 주파수 대역을 효과적으로 사용하여 스펙트럼 효율을 높이는 것은 수많은 통신 시스템 설계자에게는 가장 중요한 설계 파라미터 중의 하나이다. 그러므로 한정된 주파수 대역을 좀 더 효율적으로 사용하기 위하여 높은 스펙트럼 효율을 얻을 수 있는 디지털 위상 변조 방식의 일종인 QPSK 와 같은 선형 변조 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

이러한 선형 변조 방식은 대역 효율면에서는 장점을 가지고 있지만 FSK 와 같은 비선형 변조방식과 비교하면 전력 효율이 좋지 않기 때문에 송신기에 선형 영역에서 동작하는 고전력 증폭기를 사용해야만 한다. 또한, 디지털 이동체 통신 시스템은 인접채널 간섭에 대한 제한이 매우 엄격하여 대역 내 신호에 대하여 대역 외 신호의 전력이 최소한 60dB 이하여야 한다.

그러나 선형 증폭기는 선형 영역에서 동작하므로 비선형 왜곡이 비교적 적고 인접채널 간섭과 같은 엄격한 제한 사항을 만족시킬 수 있지만 전력 소모량이 많고 전력 효율이 떨어지는 단점이 있다.

따라서 전력 증폭기의 전원 전력이나 사용시간 등의 한계를 극복하고 저렴한 비용의 전력 증폭기를 설계하기 위해서는 포화영역에서 동작하는 비선형 증폭기의 사용이 필수적이다. 그러나 증폭기가 비선형 영역에서 동작하게 되면 비선형 왜곡으로 인하여 선형 변조된 반송파의 스펙트럼이 확산되어 인접 채널 간섭을 일으키게 된다[1]. 이에 따라 디지털 이동체 통신 시스템을 위한 전력 증폭기는 포화 영역에서 동작하는 전력 증폭기의 비선형성을 선형화하는 연구가 진행되어야 한다. 이에 따라 본 논문에서는 UHF 대역에서 실리콘 트랜지스터를 사용하고 선형성을 갖는 바이어스 보상 기법을 적용한 전력 증폭기를 설계 및 제작하고자 하였다.

2. 전력 증폭기의 설계 이론

전력 증폭기는 일반적으로 비선형 영역에서 동작하므로 C 급의 전력 증폭기에는 제조 회사에서 제공하는 소신호 S 파라미터를 사용할 수 없다. 또한 설계 시 트랜지스터의 대신호 S 파라미터를 직접 측정하는 경우에도 고전력 신호를 다루는데 제한을 갖게 된다.

본 논문에서는 이러한 대신호 S 파라미터를 측정하는 대신 트랜지스터의 1 dB gain compression point 에서의 이득과 전원 반사계수 및 부하 반사계수를 구하여 증폭기가 최대 이득을 갖도록 정합회로를 구성하고자 하였다. 이를 식으로 나타내면 식 (1) 과 같다.

$$P_{1dB}(dBm) = P_m(dBm) + G_p(dB) - 1(dB) \quad (1)$$

여기서 $G_p(dB) = P_{out}(dBm) - P_m(dBm)$ 이다.

고주파 전력 증폭기의 설계에 있어서 증폭기의 안정도는 매우 중요한 사항 중의 하나이다. 고주파 증폭기의 안정도는 S 파라미터와 합성된 전원 및 부하 임피던스에 의해 결정되며 입력 임피던스 Z_{in} 과 출력 임피던스 Z_{out} 의 실수부가 모든 부하 임피던스와 전원 임피던스에 대하여 0 보다 크면 주어진 주파수에서 무조건 안정(unconditional stable) 이라 한다. 무조건 안정을 위한 필요 충분조건은 식 (2) 와 식 (3) 에 보인 바와 같다[2].

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 |S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2)$$

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \quad (3)$$

여기서 K는 트랜지스터의 고유 안정도 계수이다[3].

그러나 대부분의 트랜지스터는 원하는 주파수의 어떤 영역에 대하여 잠정적 불안정 상태

를 갖고 있으므로 어떠한 전원측 임피던스와 부하측 임피던스에서 증폭기가 안정한 동작을 하는지 알 필요가 있다. 이는 전원 안정도 원 (source stability circle) 과 부하 안정도 원 (load stability circle)을 계산하여 스미스 차트에 그려 넣음으로서 확인할 수 있다. 이에 대한 각각의 중심과 반경은 식 (4) 에 보인 바와 같다.

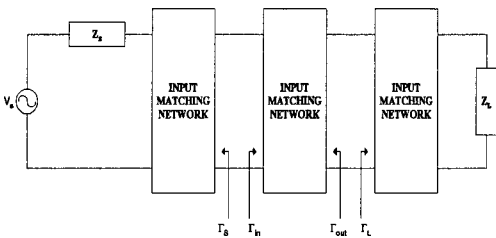
$$C_S = \frac{S_{22}\Delta^* - S_{11}^*}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \quad (4a)$$

$$r_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{11}|^2} \right| \quad (4b)$$

$$C_L = \frac{S_{11}\Delta^* - S_{22}^*}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \quad (4c)$$

$$r_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|\Delta|^2 - |S_{22}|^2} \right| \quad (4d)$$

여기서 C_S 와 C_L 은 각각 전원 안정도 원과 부하 안정도 원의 중심이며 r_S 와 r_L 은 반지름을 나타내고 있다.



[그림 1] 정합 회로

[그림 1] 은 설계하고자 하는 전력 증폭기의 블록도이다. 그림 1에서 최대 전력 이득 (maximum power gain)을 얻기 위한 증폭기 입력단의 공액(conjugate)으로 정합하는 데 필요한 전원측 반사 계수는 식 (5) 에 보인 바와 같다.

$$\Gamma_{S,max} = \frac{B_S \pm \sqrt{B_S^2 - 4|S_{11} - \Delta S_{22}^*|^2}}{2(S_{11} - \Delta S_{22}^*)} \quad (5)$$

여기서 $B_S = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$ 이다.

또한 부하측 반사계수는 식 (6) 과 같다.

$$\Gamma_{L,max} = \frac{B_L \pm \sqrt{B_L^2 - 4|S_{22} - \Delta S_{11}^*|^2}}{2(S_{22} - \Delta S_{11}^*)} \quad (6)$$

여기서

$B_L = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$ 이다. 또한 입력과 출력이 동시에 공액으로 정합되는 조건하에서 최대 트랜스듀서 전력 이득(maximum transducer power gain) 은 식 (7) 과 같다.

$$G_{T,max} = \frac{(1 - |\Gamma_{S,max}|^2)|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_{L,max}|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_{S,max})(1 - S_{22}\Gamma_{L,max}) - S_U|^2}$$

(7)

여기서 $S_U = S_{12}S_{21}\Gamma_{S,max}\Gamma_{L,max}$ 이다. 식 (7) 에 식 (5) 와 식 (6)을 대입하고 K 를 이용하여 정리하면 식 (8) 과 같다.

$$G_{T,max} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} |K \pm \sqrt{K^2 - 1}| \quad (8)$$

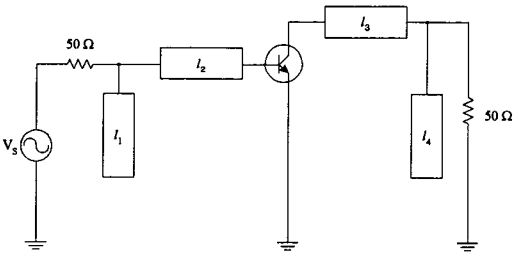
이러한 트랜스듀서 전력 이득은 트랜지스터의 전원측과 부하측이 동시에 정합 되었을 때 구하여지는 값이다. 또한 식 (8)에서 $K = 1$ 인 경우 최대 안정 이득이라 하며 식 (9) 과 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{MSG} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (9)$$

또한 원하는 출력전력을 얻는데 필요한 입력 전력은 식 (10) 으로부터 구할 수 있다.

$$P_{in}(dBm) = P_{out}(dBm) - G_T(dB) + 1(dB) \quad (10)$$

[그림 2] 는 스미스 차트를 이용하여 구한 정합회로를 나타내고 있다. 스미스 차트로부터 구한 파라미터를 이용하여 개방(open) 스테브 및 단락(short) 스테브의 길이를 구할 수 있다. 또한 마이크로스트립 라인의 구조에서 각각 실효 비유전율 ϵ_{re} , 특성 임피던스 Z_0 및 파장을 구하여 증폭기의 설계에 필요한 파라미터를 추출할 수 있다[4].



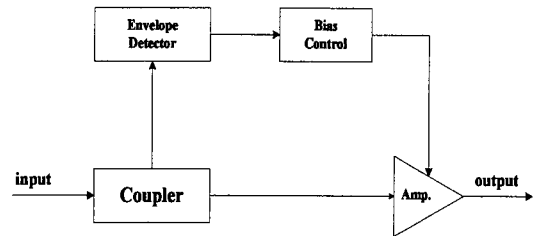
[그림 2] 스미스 차트를 이용한 정합 회로

3. 비선형 증폭기의 선형화

증폭기의 비선형성을 개선하기 위하여 여러 가지 선형화 기술이 연구되고 있다. 그 중 RAM을 이용하여 증폭기의 비선형성을 개선하는 전치 왜곡기(predistorter) 방식이 주류를 이루고 있으나 본 논문에서는 바이어스 보상에 의한 선형화 기법을 도입하였다. 비선형 증폭기의 선형화 방법 중에 feed-forward 방식과 LINC(linear amplification with nonlinear component) 및 negative feedback 방식은 고전적으로 사용하고 있는 방식이나 기술적으로 시

스템이 복잡하고 전력 손실이 많은 단점이 있다[5,6].

이러한 시스템의 복잡성을 보상하기 위한 방법이 바로 바이어스 보상 기법이며 이 보상방법에 대한 블록도는 [그림 3] 에 보인 바와 같다.



[그림 3] 바이어스 보상기법 증폭기

[그림 3]에서 보인 바와 같이 입력 신호의 매우 작은 부분을 방향성 결합기로 검출하고 포락선 검파기로 검파한다. 이 포락선 검파기의 출력을 증폭하여 증폭된 신호를 바이어스 전압에 더해지게 된다. 이렇게 하면 입력 레벨이 증가하여 포화 상태에 도달하게 되면 증폭된 포락선 검파기의 출력이 증폭기의 바이어스 전압에 더해지게 되며 선형성을 개선할 수 있다.

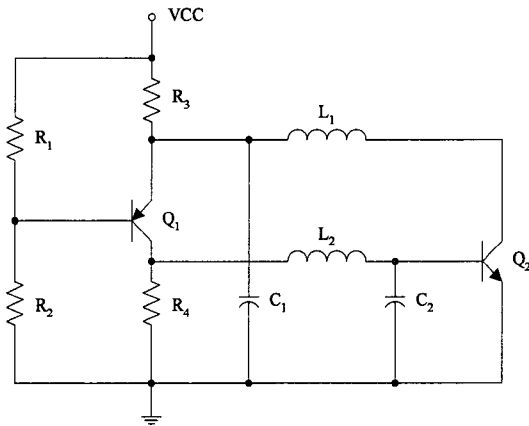
4. 실험 및 고찰

전력 증폭기의 정합회로를 설계하기 위한 설계 파라미터는 앞에서 고찰한 전력 증폭기의 설계 이론에 따라 컴퓨터 시뮬레이션 하였으며 그 결과 $|\Delta| = 0.1278$, $K = 1.1376$ 으로 무조건 안정 상태이며 따라서 전원측 반사계수와 부하측 반사계수를 구하여 정합회로를 설계하였다.

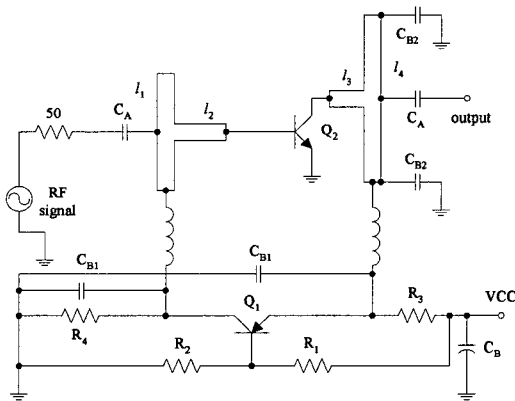
트랜지스터의 바이어스 회로는 능동 바이어스 회로를 사용하였으며 초고주파 트랜지스터의 동작점을 안정하게 하기 위하여 사용되며 설계한 바이어스 회로는 [그림 4] 에 보인 바와 같다. 여기서 L_1 과 L_2 는 RF 초크 코일

이며 C_1 과 C_2 는 커플링 커패시터이며 Q_1 과 Q_2 는 각각 PNP 트랜지스터와 초고주파 트랜지스터이다.

이러한 방법으로 설계한 전력 증폭기의 회로도는 [그림 5] 에 보인 바와 같다. [그림 5]에서 입력단의 병렬 스타브는 개방형이며 출력단의 병렬 스타브는 단락형이다. 여기서 $l_1 = 0.17\lambda$, $l_2 = 0.03\lambda$, $l_3 = 0.078\lambda$ 이고 $l_4 = 0.141\lambda$ 이다. 또한 마이크로스트립 라인의 폭 $W = 4.2864\text{mm}$ 이다.

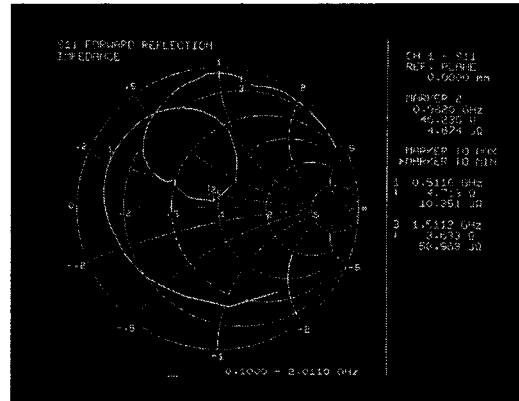


[그림 4] 능동 바이어스 회로

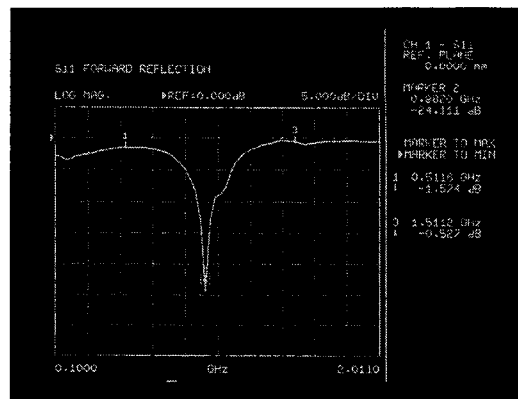


[그림 5] 고주파 증폭기 회로도

전력 증폭기에 사용한 트랜지스터는 1 dB 압축점에서의 출력 전력이 28dBm 인 AT-64020 선형 전력 트랜지스터이고 회로기판은 비유전율이 2.55, 높이가 1.52 mm 인 테프론 유전체 기판을 사용하였다.

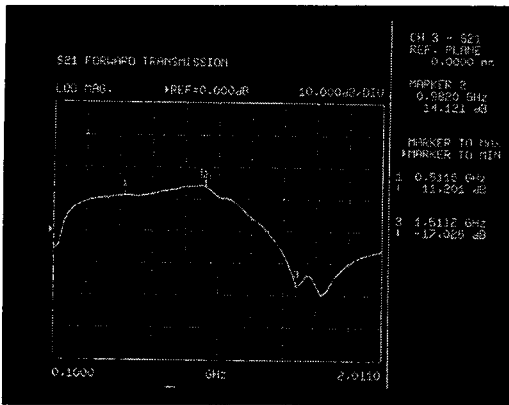


(a) S_{11} (impedance)

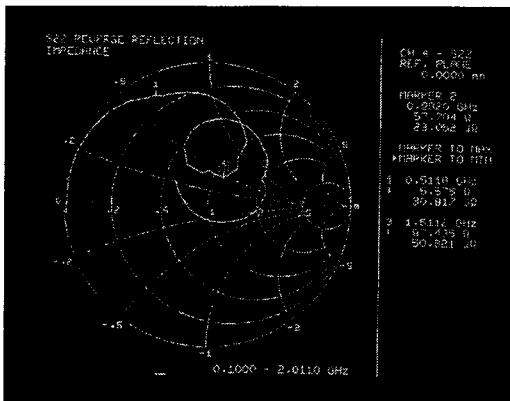


(b) S_{11} (log magnitude)

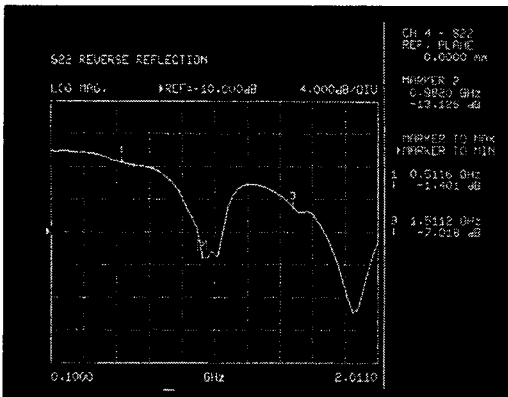
[그림 6] forward reflection



[그림 7] forward transmission(S_{21})



(a) S_{22} (impedance)

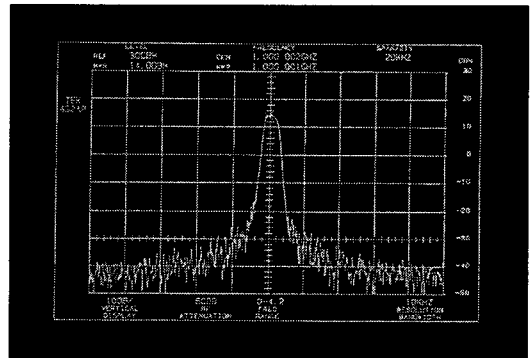


(b) S_{22} (log magnitude)
[그림 8] reverse reflection

[그림 6] 부터 [그림 8]까지는 제작된 고주파 전력 증폭기의 각 파라미터를 network analyzer를 이용하여 측정한 결과이다. [그림 6]에서 보는 바와 같이 0.982GHz의 주파수에서 증폭기의 입력단의 임피던스는 $46.2 + j4.7\Omega$ 이고 반사량은 -24.1dB 이다. 또한 [그림 7]에서 보는 바와 같이 증폭기의 이득은 14.5dB로 측정되었다.

또한 [그림 9]는 제작된 고주파 증폭기의 출력 스펙트럼을 스펙트럼 아날라이저를 이용하여 측정한 파형을 나타내고 있다. 10dB attenuator가 사용되었다.

제작된 증폭기의 이득을 나타내는 [그림 7]에서 보는 바와 같이 1GHz의 중심 주파수에서 임피던스 정합이 정확히 이루어지지 않았다. 그 이유는 실제 제작과정에서 마이크로스트립 선로의 땀납과 접지 상태가 불완전하여 기생 커패시터 및 인덕턴스가 발생한 결과이다. 그러나 0.9~1.02GHz의 주파수에서 이득과 출력 전력이 최대가 되므로 허용할 수 있는 오차라고 생각된다.



[그림 9] 제작된 고주파 증폭기의 출력 스펙트럼

5. 결론

본 논문에서는 선형 변조방식의 장점을 가지면서 전력 효율이 좋은 UHF 급 비선형 증폭

기의 선형화에 관점을 두고 바이어스 보상 기법을 도입하여 비선형 증폭기를 선형화하고자 하였다.

실제 중심 주파수 1GHz 인 고주파 전력 증폭기를 마이크로스트립 라인을 사용하여 설계, 제작하였으며 데이터의 정확성을 기하기 위하여 설계 파라미터는 컴퓨터 시뮬레이션 하였다.

제작된 고주파 전력 증폭기는 입력 전력이 13dBm 일때 중심 주파수에서 27.5dBm 의 출력 전력을 얻을 수 있었다. 그러나 설계 과정에서의 결과값과는 약 3dB 정도의 오차가 발생하였는데 이는 기판의 두께가 두껍고 유전율이 낮기 때문에 신호의 복사 손실이 생겼기 때문으로 판단된다. 또한 기판의 유전율이 크고 두께가 얇은 알루미늄과 같은 기판을 사용하면 패턴의 크기를 크게 줄일 수 있을 뿐만 아니라 신호의 손실도 감소시킬 수 있을 것으로 사료된다.

참고문헌

- [1] K. Feher, Advanced communication : Systems and Signal Processing Techniques, Englwood Cliffs : Prentice-Hall, 1987.
- [2] S. Y. Liao, Microwave Circuit Analysis and Amplifier Design, Prentice-Hall, 1987.
- [3] K. Kurokawa, "Power Waves and the Scattering Matrix," IEEE Trans. MTT, pp,194-202, March 1965.
- [4] H. Sobol, "Application of Integrated Circuit Technology to Microwave Frequencies," Proc. IEEE VOL. 59, NO. 8, August 1971.
- [5] William C. Y. Lee, Mobile Communication Engineering, McGraw-Hill Book Company, 1982.

- [6] D. C. Cox, "Linear Amplification with Nonlinear Components," IEEE Trans. Communication, pp. 1942-1945, December 1974.

이승대

1999년 8월 단국대학교 대학원 전자공학과(공학박사)

1995년 4월 ~ 현재 남서울대학교 전자정보통신공학부 부교수

주관심 분야 : 초고주파 통신, 이동통신, 채널 모델링

한영오

1998년 8월 연세대학교 대학원 전기공학과(공학박사)

1996년 3월 ~ 현재 남서울대학교 전자정보통신공학부 부교수

주관심 분야 : 음성 및 영상처리, 의용공학