

論文2000-37TE-2-12

## 비선형 해석법을 이용한 IMT2000 중계기용 1W 전력증폭기 제작 연구

(A Study on the Fabrication of 1W Power Amplifier for  
IMT2000 Repeater Using Nonlinear Analysis)

田 光 一 \*

(Kwang Il Chun)

### 요 약

본 논문에서는 IMT2000 중계기용으로 1.88-1.98 GHz 대역 전력증폭기를 저 가격, 소형으로 개발하였다. 이 전력증폭기는 두 단으로 구성되어 있으며 초단은 P-HEMT (ATF-34143, 800 micron gate width, Agilent Technologies)를 사용하였으며, 종단은 GaAs FET(EFA240D-SOT89, 2400 micron gate width, Excelics Semiconductor)를 사용하였다. 개발된 전력 증폭기는 전체 주파수 대역인 1880-1980 MHz에서 이득이 29.5 dB , 1dB gain compression point는 29.5dBm, 3rd order intercept point(OIP3)는 42dBm 그리고 입출력 return loss는 -10 dB/-12dB 이다.

본 연구에서는 이 전력 증폭기를 설계하기 위하여 각 소자의 비선형 모델을 사용하여 전력증폭기의 여러 가지 비선형 특성을 설계할 수 있었으며, 이 전력 증폭기의 크기는 42(L) x 34(W) mm으로 소형화가 가능하였다.

### Abstract

A simple low-cost and small size 1.88-1.98 GHz Band RF power amplifier module is developed for IMT2000 repeater. The power amplifier consists of two stage amplifiers that the first stage amplifier is drive amplifier using discrete type P-HEMT (ATF-34143, 800 micron gate width, Agilent Technologies) and the second is power amplifier with 30dBm 1dB gain compression point using GaAs FET(EFA240D-SOT89, 2400 micron gate width, Excelics Semiconductor). this power amplifier module feature a 29.5 dBm 1dB gain compression point, 29.5dB gain, 42dBm 3rd order intercept point(OIP3) and -10 dB/-12dB input/output return loss over the 1880-1980 MHz.

This PA module is fully integrated using MIC technology into a small size and design by full nonlinear design technologies. The dimensions of this PA module are 42(L) x 34(W) mm.

### I. 서 론

최근 정보통신시대의 도래와 함께 통신기기의 성능

향상과 복잡성이 더욱 요구되어지고 있다. 특히 이동통신 분야는 이러한 요구들이 더욱 많이 일어나고 있는 분야이다. 이러한 요구 중에서도 오늘날과 같이 다양하고 효율적인 이동통신이 가능하게 된 것은 통신 시스템에 사용되는 여러 장비들 중에서 전력증폭기가 이러한 성능을 만족할 수 있기 때문이다. 전력증폭기에서 요구되는 여러 가지 규격 중에서 대역폭, 출력 전력, 효율 그리고 신호의 왜곡 즉 선형성과 같은 것들이 있다.

\* 正會員, 仁德大學 情報通信科

(Induk Institute of Technology Dep. of Information &amp; Communication)

接受日字:2000年3月7日, 수정완료일:2000年5月22日

특히 선형성을 확보하는 문제는 통신 서비스의 다양화와 주파수 자원의 효율적인 사용을 위하여 채널간의 간격이 좁아지면서 매우 중요한 의미를 가지게 되었다. 이를 위하여 반도체 소자가 가지는 출력 전력의 한계를 극복하기 위하여 선형화 회로를 사용하게 된다. 즉 반도체 소자의 출력점에서 선형성을 충분하게 확보하는 것은 채널간의 간격이 좁은 상태에서 인접채널에 대한 왜곡을 최소화 할 수 있는 방법이다<sup>1), 2)</sup>. 이러한 채널간의 왜곡을 나타내는 증폭기의 특성은 일반적으로 IMD로 표시한다. 이러한 IMD를 개선하기 위하여 출력 전력이 1dB 이득 억압점에서 몇 dB를 backoff 시켜 동작시킴으로 인하여 선형성을 확보하는 방법과 선형화 회로를 사용하여 확보를 하는 방법을 사용하고 있으나 오늘날에는 선형성을 요구하는 정도가 상당히 높아져서 이 두가지 방법을 모두 사용하고 있다. 그래서 실제적으로 비선형 특성을 나타내는 전력 증폭기가 선형 동작 영역에서 동작을 시키고 있는 실정이다.

본 연구에서는 이러한 요구 사항들을 만족하기 위하여 최대한 설계과정에서 이러한 성능이 만족되는 조건을 이루어 제작에 들어갔으며, 이를 위하여 소자 선정에서부터 그 소자의 비선형 특성을 나타내는 비선형 모델이 제공되는 소자를 선택하였다. 일반적으로 전력 증폭기를 설계할 경우 선형 파라미터인 산란계수를 사용하여 설계한 뒤 제작과정에서 tuning을 통하여 비선형 특성을 만족하도록 하는 방법과 load pull 측정에 의한 출력 전력에 대한 부하점을 이용하여 부하 회로를 구성하고 그리고 입력 회로를 구성하여 단지 비선형 특성은 출력 전력에 대하여만 고려하여 설계하고 제작하는 과정에서 기타의 비선형 특성을 만족하게 하는 방법을 사용하였거나, 또는 loadline theory 이용하여 직류 적으로 부하 점을 택하여 출력 회로를 구성하고 그리고 입력 회로를 구성하는 방법을 사용하여 왔다<sup>3), 4), 5)</sup>. 그러나 이러한 모든 방법은 단지 비선형 특성 중에서 1dB 이득 억압점에 대한 설계를 하게 되었고 기타의 다른 비선형 특성들, 예를 들면, IMD, 효율 그리고 3 order output intercepter point 에 대한 실제적인 설계가 없이 제작을 하게 된다. 본 논문에서는 이러한 기타의 비선형 특성에 대하여도 예측할 수 있게 하였고 그리고 설계를 하여, 제작을 하였다.

본 연구에서는 국내 IMT2000 중계기에 직접 사용할 수 있는 소형 중계기용 전력 증폭기를 초소형, 저 가격으로 설계, 제작하여 개발하고자 한다. 사용된 PCB 원

판은 가격이 저렴한 비유전율 4.5, 기판 두께 0.76mm 그리고 동박 두께 0.018mm인 FR4 기판을 사용하였으며, 단일 전원인 12V 만 입력하면 내부에서 부 전압을 만들어 내는 회로까지 포함하여 전체 회로의 크기가 42(L) x 34(W) mm가 되도록 소형화하여 개발되었다.

## II. 전력증폭기의 비선형 특성

전력증폭기는 저잡음 증폭기나 블록 이득 증폭기와 가장 큰 차이점은 비선형 특성이 강하게 나타난다는 것이다. 물론 일반 증폭기 또한 비선형 특성을 가지고 있지만 아주 작게 나타난다. 즉, 이러한 일반 증폭기에서 intermodulation distortion이 -30dBc 이하로 발생되는 그러한 특성을 나타낸다. 그러나 전력증폭기는 1dB 이득 억압점에서 동작할 경우 intermodulation distortion이 -30dBc 이상으로 발생되면서 특성이 곡선으로 나타나게 된다. 이러한 특성을 수식적으로 표현하면 다음과 같다.

$$v_o = a_1 v_i + a_2 v_i^2 + a_3 v_i^3 + a_4 v_i^4 + a_5 v_i^5 + \dots \quad (1)$$

이 식에서 앞에서 언급한 일반 증폭기인 경우는 비선형 특성이 매우 약하므로 power series, 또는 Volterra Series를 사용하여 해석을 하게 되고, 이때 Power Series는 진폭에 대한 즉 크기에 대한 비선형 특성을 해석할 수 있으나 그와는 다르게 Volterra Series는 진폭, 크기에 대한 해석과 위상에 의한 왜곡을 동시에 해석할 수 있는 장점이 있다. 그러나 이들은 모두 비선형 특성이 아주 약하게 나타날 때에 대해서만 해석이 가능하고 비선형 특성이 강하게 나타날 때는 이들 해석법을 사용할 수 없게 된다. 일반적으로 전력증폭기의 비선형 특성은 1dB 이득 억압점에 가까워지면서 나타나기 시작하여 포화 영역에서 비선형 특성은 완전하게 나타나게 된다. 이렇게 1dB 이득 억압점에서 포화되는 과정동안 가장 중요한 요인은 3차 비선형 특성에 의한 것이다. 그 이상의 차수에 의한 비선형 특성은 주로 1dB 이득 억압점에 도달하기 전에 나타나는 약한 비선형 특성들에 주로 기여를 한다. 대부분 GaAs FET의 비선형 특성을 나타내는 transconductance는 square-law의 특성을 나타내므로 위 식(1)에서 3차 이하의 특성만을 고려하면 아래와 같은 식으로 변환된다.

$$I_d = g_0 + g_1 V_g + g_2 V_g^2 + g_3 V_g^3 \quad (2)$$

위 식을 보다 더 근사화 하여 실제 GaAs FET에 근사화 하면, 위 식은 아래의 식으로 변화된다<sup>[4]</sup>.

$$I_d = +3 V_b^2 - 2 V_b^3 \quad (3)$$

위 식에서 게이트에 걸리는 입력을 다음과 같이 표현할 수 있고

$$V_g = V_b + v_s(t) \quad (4)$$

여기에서,  $V_b$ 는 게이트에 인가되는 직류 바이어스 전압이고,  $v_s(t)$ 는 게이트에 가해지는 입력 신호이다. 위 입력을 식 (3)에 대입하여 정리하면 다음과 같이 된다

$$\begin{aligned} i_D(t) &= 3(V_b + v_s(t))^2 - 2(V_b + v_s(t))^3 \quad (5) \\ &= 3V_b^2 - 2V_b^3 \\ &\quad + (6V_b - 6V_b^2)v_s(t) \\ &\quad + (3 - 6V_b)v_s^2(t) \\ &\quad + (-2)v_s^3(t) \end{aligned}$$

위 식과 식(1)을 비교하여 각 계수들을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} a_0 &= 3V_b^2 - 2V_b^3 \quad (6) \\ a_1 &= (6V_b - 6V_b^2) \\ a_2 &= (3 - 6V_b) \\ a_3 &= (-2) \end{aligned}$$

여기에서, 소신 호 이득을 나타내는 계수  $a_1$ 는 직류 바이어스 전압에 의해 영향을 많이 받게 되고, 이차 비선형성을 나타내는 계수인  $a_2$ 는 직류 바이어스 전압인  $V_b=0.5$  이면 이론적으로 제거됨을 알 수 있다. 또한 3차 비선형성을 나타내는 계수인  $a_3$ 는 상수의 형태로 표시되어 항상 일정한 값을 유지하는 것을 알 수 있다.

위와 같이 비선형 소자의 특성을 나타내기 위하여 개발하고자 하는 것에 사용하는 소자들에 대한 비선형 모델이 필요하게 되는 데 본 논문에서는 사용하고자 하는 소자의 비선형 모델이 제조회사에서 주어지는 소자들을 선택하여 전력 증폭기를 설계 및 제작하였다.

본 논문에서 설계 및 제작하고자 하는 전력 증폭기의 구성도는 아래 그림 1. 과 같이 2단으로 구성되며, 입력 신호가 1dBm 이 입력되어 출력신호가 30dBm, 그리고 이득이 29.5 dB가 되도록 구성되었으며, 첫 단은 Agilent 사의 P-HEMT인 ATF34143을 선택하였고, 이 소자의 비선형 모델은 Statz and Curtice-Cubic GaAs FET 모델을 사용하였다. 두 번째단은 Excelics의 GaAs FET인 EFA240D-SOT89를 선택하였다. 이 소자의 비선형 모델은 Cutice-Ettenburg 모델을 사용하고 제조회사에서 제공하는 Package의 등가회로를 이용하여 구성된 모델이다. 구성도에 나타난 각 소자의 특성은 사용하고자 하는 바이어스 조건에서 제조업체에서 일반적으로 제공하는 특성이다<sup>[7, 8]</sup>.

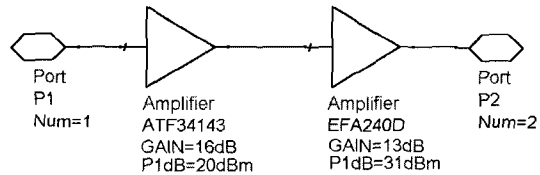


그림 1. 전력증폭기의 구성도  
Fig. 1. Configuration of Power Amplifier.

위 그림에서 사용된 소자들의 비선형 모델을 아래 그림 2, 3. 에 나타내었으며, 이들 모델에는 이들이 사용될 기판의 특성을 고려한 모델이다. 그림 4., 5.에는 그림 2, 3.에 나타난 비선형 모델을 이용하여 동작하는

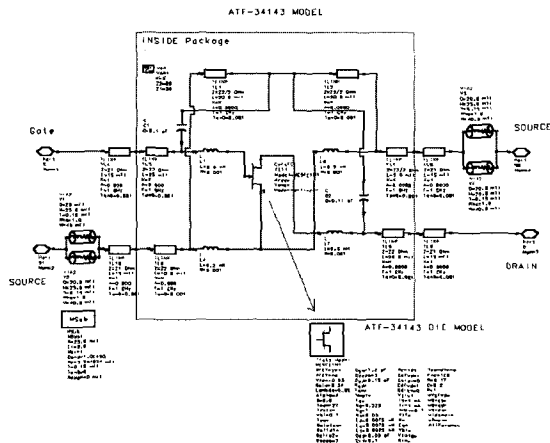


그림 2. ATF34143의 비선형 모델  
Fig. 2. Nonlinear Model of ATF34143

바이어스 상태에서 산란계수 S11, S21, S12, S22를 구한 값과 제조업체에서 각 소자를 동일한 바이어스 상태에서 측정된 값을 비교하였다<sup>[9, 10]</sup>.

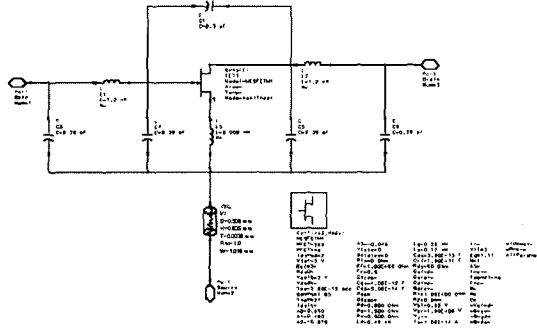


그림 3. EFA240D의 비선형 모델  
Fig. 3. Nonlinear Model of EFA240D.

ATF34143 Typical Scattering Parameters,  $V_{DS} = 4V, I_{DS} = 60mA$

Freq. GHz	Mag.	S <sub>11</sub> Ang.	dB	S <sub>21</sub> Mag.	Ang.	dB	S <sub>12</sub> Mag.	Ang.	S <sub>22</sub> Mag.	Ang.	MSG/MAG dB
0.5	0.95	-41	21.91	12.454	150	-31.06	0.028	68	0.29	-41	26.48
0.8	0.89	-65	21.33	11.654	134	-28.18	0.039	57	0.24	-67	24.75
1.0	0.85	-83	20.46	10.549	123	-26.56	0.047	49	0.23	-84	23.51
1.5	0.78	-111	18.74	8.848	103	-24.44	0.060	38	0.21	-114	21.59
1.8	0.75	-122	17.92	7.873	95	-23.74	0.065	33	0.21	-125	20.83
2.0	0.73	-133	17.16	7.207	87	-23.22	0.069	29	0.20	-136	20.19
2.5	0.69	-151	15.78	6.149	75	-22.38	0.076	22	0.19	-155	19.08
3.0	0.67	-168	14.56	5.345	60	-21.62	0.083	15	0.19	-171	18.09
4.0	0.64	-181	12.53	4.232	37	-20.54	0.094	3	0.18	-162	16.53
5.0	0.63	-134	10.88	3.501	16	-19.58	0.105	-10	0.19	135	15.23
6.0	0.64	-111	9.49	2.983	-5	-18.79	0.115	-24	0.21	109	12.89
7.0	0.66	86	8.15	2.557	-26	-18.27	0.122	-38	0.24	84	11.22
8.0	0.69	65	6.92	2.217	-46	-17.79	0.128	-51	0.28	62	10.21
9.0	0.73	46	5.72	1.932	-65	-17.46	0.134	-65	0.33	42	9.36
10.0	0.76	28	4.73	1.723	-84	-16.95	0.142	-79	0.38	25	8.94
11.0	0.78	9	3.70	1.531	-106	-16.31	0.146	-94	0.42	7	8.23
12.0	0.81	-11	2.57	1.344	-124	-16.71	0.146	-111	0.47	-12	7.56
13.0	0.84	-30	1.20	1.148	-143	-17.02	0.141	-126	0.52	-29	6.94
14.0	0.86	-44	0.72	0.986	-159	-17.46	0.134	-139	0.58	-43	6.37
15.0	0.87	-56	1.21	0.870	-175	-17.59	0.132	-150	0.62	-58	5.78
16.0	0.86	-72	2.21	0.776	-188	-17.59	0.132	-163	0.65	-71	4.60
17.0	0.86	-88	3.35	0.680	-151	-17.65	0.131	-178	0.68	-86	3.79
18.0	0.89	-101.99	4.81	0.575	-135	-18.42	0.120	-169	0.71	-104	3.33

(a)

ATF34143  $V_{DS}=4V, I_{DS}=60mA$  nonlinear model

frea	S(1,1)	S(2,1)	S(1,2)	S(2,2)
100.0MHz	0.998 / -7.983	12.455 / 17...	0.028 / 86.218	0.298 / -7.475
200.0MHz	0.892 / -15	12.359 / 15...	0.032 / 82.416	0.258 / -14.475
300.0MHz	0.893 / -23	12.206 / 16...	0.037 / 78.811	0.253 / -22...
400.0MHz	0.870 / -31	11.858 / 15...	0.043 / 75.255	0.249 / -30...
500.0MHz	0.855 / -38	11.745 / 15...	0.048 / 71.835	0.244 / -36...
600.0MHz	0.838 / -45	11.456 / 14...	0.053 / 68.570	0.238 / -43...
700.0MHz	0.819 / -52	11.140 / 13...	0.058 / 65.473	0.232 / -50...
800.0MHz	0.800 / -59	10.807 / 13...	0.062 / 62.549	0.226 / -57...
900.0MHz	0.880 / -66	10.462 / 13...	0.066 / 59.759	0.219 / -63...
1.000GHz	0.860 / -72	10.114 / 12...	0.050 / 57.218	0.213 / -70...
1.100GHz	0.841 / -78	9.766 / 12...	0.053 / 54.800	0.206 / -76...
1.200GHz	0.822 / -84	9.423 / 120...	0.056 / 52.535	0.200 / -82...
1.300GHz	0.804 / -90	9.088 / 116...	0.059 / 50.472	0.195 / -88...
1.400GHz	0.787 / -96	8.763 / 112...	0.062 / 48.609	0.189 / -94...
1.500GHz	0.771 / -10	8.450 / 109...	0.065 / 46.847	0.184 / -10...
1.600GHz	0.756 / -10	8.150 / 105...	0.068 / 45.181	0.180 / -10...
1.700GHz	0.742 / -11	7.862 / 102...	0.070 / 43.612	0.176 / -11...
1.800GHz	0.729 / -11	7.588 / 99.139	0.072 / 42.152	0.172 / -11...
1.900GHz	0.717 / -12	7.328 / 96.079	0.074 / 40.801	0.169 / -12...
2.000GHz	0.706 / -12	7.078 / 93.119	0.077 / 39.562	0.168 / -12...
2.100GHz	0.696 / -13	6.842 / 90.251	0.079 / 37.202	0.164 / -13...
2.200GHz	0.687 / -13	6.617 / 87.457	0.081 / 35.974	0.162 / -13...
2.300GHz	0.679 / -13	6.404 / 84.750	0.082 / 34.591	0.161 / -14...
2.400GHz	0.672 / -14	6.202 / 82.124	0.084 / 33.348	0.160 / -14...
2.500GHz	0.665 / -14	6.010 / 79.554	0.086 / 32.40	0.158 / -14...

(b)

그림 4. (a) ATF34143의 비선형 모델로 추출된 산란 계수, (b) ATF34143의 측정된 산란계수  
Fig. 4. (a) Extracted S-Parameter from ATF34143 Nonlinear Model (b) Measured S-Parameter

그림 4, 5. 에서 보듯이 비교한 값들이 매우 유사한 값을 갖는 것을 알 수 있고 대략적으로 5%이내의 오

차 내에 존재하게되어 있고 주파수가 높아짐에 따라 오차가 심해지나, 본 연구에서 사용할 주파수 대역인 1.88-1.98GHz에서는 매우 일치함을 알 수 있어 이 비선형 모델을 사용할 수 있음을 검증할 수 있었다.

EFA240D  $V_{DS}=5V, I_{DS}=350mA$  nonlinear model

frea	S(1,1)	S(2,1)	S(1,2)	S(2,2)
100.0MHz	0.815 / -35.733	31.807 / 147.814	0.018 / 62.874	0.722 / -48.361
200.0MHz	0.840 / -82.008	24.246 / 131.275	0.028 / 51.257	0.588 / -74.827
300.0MHz	0.797 / -84.298	19.817 / 121.207	0.034 / 44.670	0.468 / -92.531
400.0MHz	0.768 / -101.716	16.645 / 112.951	0.039 / 38.631	0.415 / -107.181
500.0MHz	0.749 / -115.816	14.272 / 105.325	0.042 / 36.074	0.363 / -121.821
600.0MHz	0.725 / -127.309	12.441 / 98.169	0.045 / 34.200	0.322 / -136.871
700.0MHz	0.728 / -136.894	10.997 / 93.772	0.047 / 32.681	0.310 / -136.874
800.0MHz	0.728 / -144.544	9.838 / 88.646	0.048 / 31.492	0.304 / -143.368
900.0MHz	0.714 / -151.937	8.893 / 84.544	0.051 / 30.636	0.300 / -150.860
1.000GHz	0.719 / -164.644	8.111 / 80.464	0.053 / 29.998	0.302 / -158.948
1.100GHz	0.708 / -183.602	7.455 / 76.633	0.054 / 29.478	0.302 / -160.573
1.200GHz	0.707 / -198.605	6.898 / 72.906	0.056 / 29.036	0.305 / -162.928
1.300GHz	0.705 / -173.198	6.420 / 69.513	0.058 / 28.828	0.315 / -169.177
1.400GHz	0.705 / -177.458	6.006 / 66.194	0.060 / 28.758	0.317 / -173.009
1.500GHz	0.704 / 176.577	5.645 / 62.895	0.062 / 27.812	0.317 / -176.605
1.600GHz	0.704 / 174.758	5.327 / 59.718	0.064 / 27.568	0.311 / -179.968
1.700GHz	0.706 / 171.130	5.048 / 56.600	0.066 / 26.884	0.310 / -178.780
1.800GHz	0.706 / 167.671	4.795 / 53.556	0.067 / 26.354	0.310 / -173.647
1.900GHz	0.706 / 164.136	4.567 / 50.589	0.069 / 25.773	0.310 / -170.500
2.000GHz	0.706 / 161.005	4.369 / 47.883	0.071 / 25.137	0.310 / 167.744
2.100GHz	0.707 / 157.883	4.187 / 44.884	0.074 / 24.449	0.310 / 164.314
2.200GHz	0.706 / 154.898	4.021 / 41.743	0.076 / 23.898	0.310 / 162.148
2.300GHz	0.710 / 151.983	3.870 / 38.481	0.078 / 23.486	0.311 / 159.428
2.400GHz	0.711 / 148.839	3.731 / 35.998	0.080 / 22.334	0.311 / 156.753
2.500GHz	0.713 / 146.032	3.605 / 33.148	0.082 / 21.117	0.312 / 154.110

(a)

7V, 350mA

FREQ (GHz)	S11 MAG	S11 ANG	S21 MAG	S21 ANG	S12 MAG	S12 ANG	S22 MAG	S22 ANG
0.1	0.970	-32.8	17.023	161.5	0.019	75.7	0.148	-137.8
0.2	0.952	-58.4	15.321	145.4	0.023	58.2	0.241	-133.9
0.3	0.927	-80.6	13.396	132.4	0.030	49.9	0.312	-140.8
0.4	0.911	-98.4	11.673	121.9	0.034	41.9	0.362	-147.9
0.5	0.896	-112.4	10.188	113.2	0.039	36.0	0.395	-154.6
1.0	0.861	-154.0	5.962	84.6	0.047	19.8	0.442	-171.7
1.5	0.760	-171.3	4.853	70.1	0.060	16.8	0.319	177.2
2.0	0.748	168.6	3.767	53.3	0.066	10.5	0.326	165.5
2.5	0.735	152.1	3.119	38.2	0.072	4.7	0.318	156.6
3.0	0.724	136.7	2.707	23.3	0.080	-1.6	0.303	147.2
3.5	0.725	119.5	2.413	7.7	0.089	-9.6	0.281	135.1
4.0	0.724	101.0	2.147	-9.5	0.096	-19.9	0.274	115.1
4.5	0.746	82.6	1.863	-26.3	0.100	-30.0	0.299	91.3
5.0	0.785	66.1	1.605	-42.2	0.102	-40.0	0.364	73.1
5.5	0.817	52.3	1.388	-56.5	0.102	-49.7	0.428	61.2
6.0	0.835	40.0	1.206	-70.0	0.102	-59.0	0.471	51.4

(b)

그림 5. (a) EFA240D의 비선형 모델로 추출된 산란 계수, (b) EFA240D의 측정된 산란계수  
Fig. 5. (a) Extracted S-Parameter from EFA240D Nonlinear Model (b) Measured S-Parameter.

### III. 전력 증폭기의 설계 및 제작

본 연구에서 개발하고자 하는 전력 증폭기의 구성도는 그림 1. 에 나타나 있고, 전력 증폭기는 2 단으로 구성되며, 각 단은 요구되는 전력과 이득 그리고 입출력 정재파비를 얻기 위해 설계되었으며, 전체 전력 증폭기는 이들 두 단의 증폭기를 cascade하여 구성하였으며, 이렇게 구성한 후 정합회로의 조정으로 전체 증폭기가 원하는 규격을 만족하도록 설계하였다. 아래 그림 6, 7.

에는 이들 각단 증폭기의 개별 특성을 설계한 설계치를 보여 주고 있다. 그림에서 보면 개별 설계시 각단 증폭기의 이득이 목표치 보다 약간씩 높을 것을 알 수 있다. 이것은 cascade 할 경우에 부하점의 변화로 인한 이득의 감쇠 분을 보상하기 위하여 개별이득을 약간씩 높게 설계하였다. 그리고 초단 증폭기의 입력측에 12 ohm의 저항을 직렬로 연결하여 전체 증폭기의 안정도를 개선하였고<sup>[11]</sup>, 이로 인하여 초단 증폭기의 이득이 종단의 증폭기 이득 보다 작게 나타나고 있다. 그림 8. 에서는 이득 개별 증폭기를 cascade하여 구성한 전체 증폭기의 설계치를 보여 주고 있다. 그림에서 전체 이득이 약 30dB가 되도록 하였으며, 실제 목표치 보다 약 1dB가 높도록 설계되었다. 그림 9. 에서는 전체 증폭기의 1dB 이득 억압점을 설계한 것으로 약 29.5 dBm 정도를 나타내는 것을 알 수 있다. 또한 그림 10. 에서는 전체 증폭기의 IMD 특성을 나타내고 있는 것으로 출력 전력이 20dBm 일 때 -54dBc의 특성을 나타내고 있다.

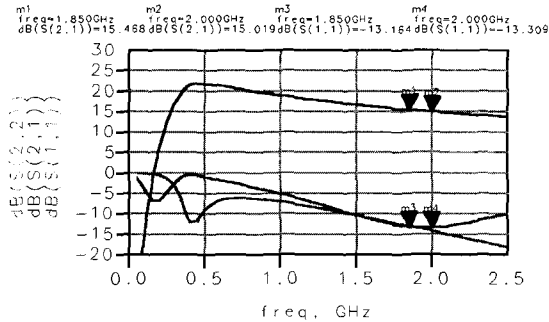


그림 6. 초단 증폭기의 이득 설계결과  
Fig. 6. Gain of First Stage Amplifier(design).

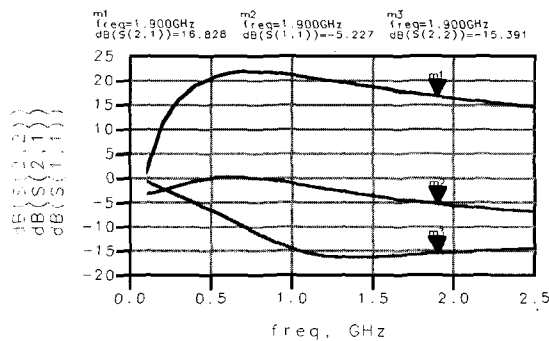


그림 7. 종단 증폭기의 이득 설계결과  
Fig. 7. Gain of Last Stage Amplifier(design).

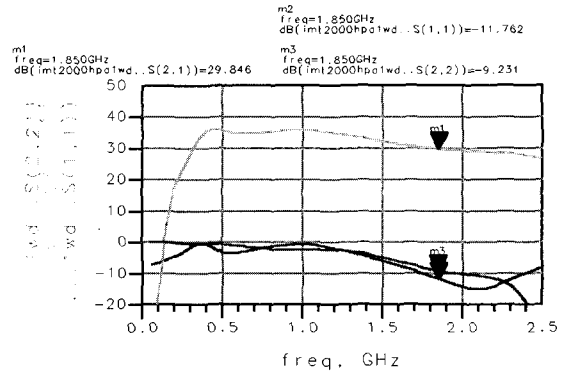


그림 8. 전체 증폭기의 이득 설계결과  
Fig. 8. Simulation of Overall Amplifier Gain.

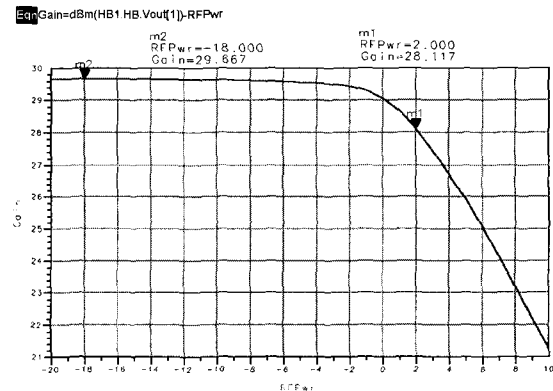
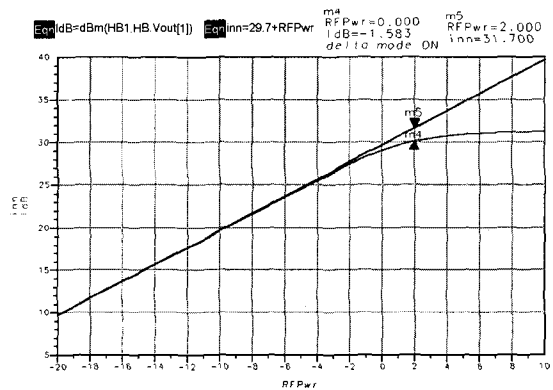


그림 9. 전체 증폭기의 1dB 이득 억압점  
Fig. 9. Simulation of 1dB Gain Compression Point.

그림 11. 에는 본 논문에서 설계 및 제작한 전체 전력 증폭기의 패턴도를 보여 주고 있다. 그림에서 보듯이 제작된 패턴에는 초단 증폭기, 종단 증폭기로 구성되어 있으며, 이 패턴은 비유전율 4.5, 기판 두께 0.76mm 그리고 동박 두께 0.018mm인 FR4 기판을 사용하였다. 이 회로에는 단일 전원인 12V 만 입력하면 내부에서

부 전압을 만들어 내는 회로가 포함되어 있다.

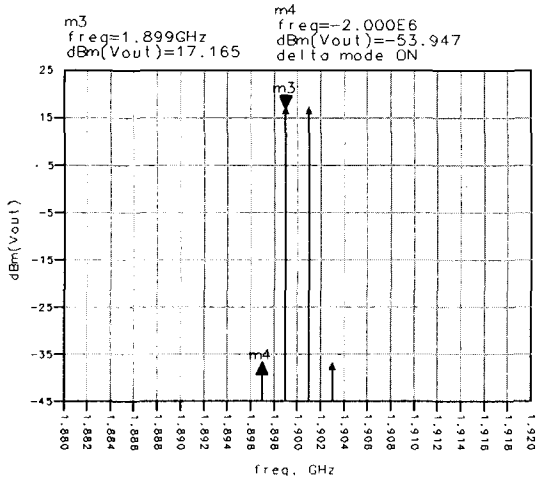


그림 10. 전체 증폭기의 IMD특성  
Fig. 10. Simulation of IMD.

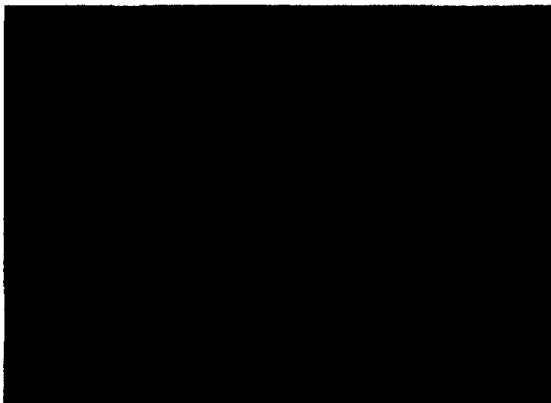


그림 11. 전체 전력증폭기의 패턴도  
Fig. 11. Pattern of Power Amplifier.

#### IV. 제작된 전력증폭기의 특성

그림 12.에는 전체 증폭기를 vector network analyzer를 이용하여 측정한 결과를 Agilent사의 시뮬레이터 ads 1.3으로 데이터 처리한 결과를 보여 주고 있다. 사용 주파수 대역에서 설계한 이득 보다 약간 작게 나오고 있다. 이것은 기판, connector 등 회로 설계시 고려하지 않은 요인들에 의한 것이다. 그림 13.에서는 VNA의 power sweep mode를 이용하여 측정한 결과이며, 1dB 이득 억압점을 알 수 있다. 그림에서 29dBm 이 되는 것을 알 수 있다. 또한 그림 14.에서는 two tone의 신호를 입력하여 출력 신호를 측정한 결과로서 설계 보다 약 1.7dB 정도 IMD가 나빠진 것을 알

수 있다. 이것은 초단 증폭기에 실제 이득이 설계시 보다 다소 증가함으로 인하여 전체 IMD가 나빠진 것으로 추정된다<sup>[12]</sup>.

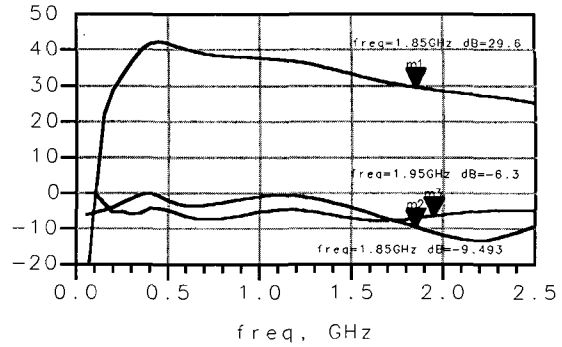


그림 12. 전력 증폭기의 변환이득  
Fig. 12. Measured Gain of Power Amplifier.

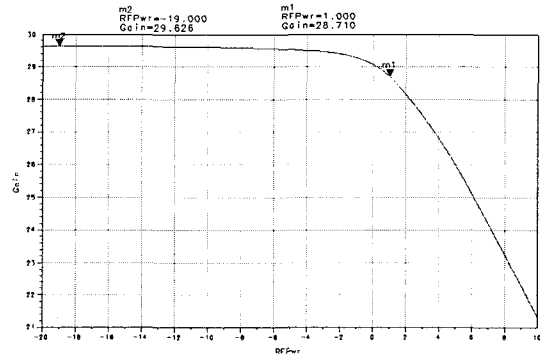


그림 13. 전체 증폭기의 1dB 이득 억압점  
Fig. 13. Measured 1dB Gain Compression Point of Power Amplifier.

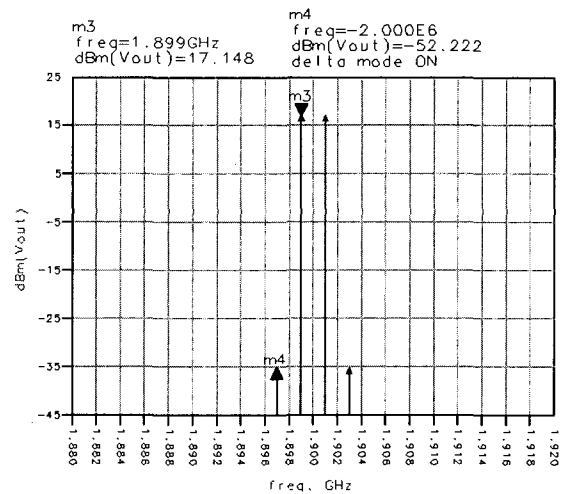


그림 14. 전체 증폭기의 IMD특성  
Fig. 14. Measured IMD of Power Amplifier.

## V. 결 론

본 연구에서는 1880-1890MHz 대역 IMT2000 중계기 용 2단 전력 증폭기를 설계 및 제작하였다. 본 연구에서는 전력증폭기의 선형특성은 물론 비선형 특성인 1dB 이득 억압점, 포화 영역, IMD특성 그리고 효율 등을 시뮬레이션을 통하여 설계하고 이를 실제 제작하여 설계치와 실험치를 비교 하였다. 이것은 비선형 특성을 알기 위해서 사용하는 소자의 비선형 모델이 필요하게 된다. 소자 선정시 비선형 모델이 주어지는 소자를 선정하여 사용하였다. 이러한 비선형 특성의 설계로 인하여 충분히 소형화 할 수 있는 여력을 가지게 되었다. 실제 개발된 전력 증폭기는 부전압을 만드는 회로를 포함하여 전체 크기가 42(L) x 34(W) mm로서 매우 작게 소형화하여 개발되었다. 또한 개발된 전력증폭기의 특성은 이득이 29.5dB, 1dB 이득 억압점이 29.5dBm, 그리고 출력전력 20dBm일 때 IMD -51dBc를 갖는 특성을 얻게 되었다. 개발된 이 전력 증폭기는 앞으로 상용 서비스 2002년에 하게 될 IMT2000 소형 중계기에 사용할 수 있을 것으로 기대되며, 앞으로 보다 더 소형화하고 보완을 통하여 보다 나은 그리고 보다 높은 출력과 보다 선형적인 특성을 갖는 전력증폭기를 개발할 수 있을 것으로 기대된다.

## 참 고 문 헌

- [2] R. Soares, GaAs MESFET circuit design, Artech House, Inc., pp.105-108, 1988.
- [3] R. S. Pengelly, Microwave field - effect transistor - theory, design and application, John Wiley & Sons,Ltd., pp.199-203, 1982.
- [4] S.C.CRIPPS, RF Power Amplifiers for Wireless Communications, Artech House Inc., pp.5-20, 1999.
- [5] S. A. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Artech House Inc., pp.81-84, 1990.
- [6] I. Bahl, Microwave Solid State Circuit Desig Microwave Circuits, John Wiley & Sons,Ltd., pp.199-203, 1982.
- [7] WALTER R. CURTICE, "Self-Consistent GaAs FET Models for Amplifier Design and Device Diagnostics," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-32, NO.12, pp. 1573-1578, DECEMBER, 1984.
- [8] WALTER R. CURTICE, " A MESFET Model for use in the Design of GaAs Integrated Circuits," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-28, NO.5, pp. 448-456, MAY, 1980.
- [9] VITTORIO RIZZOLI, "A General Purpose Program for Nonlinear Microwave Circuit Design," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. MTT-31, NO.9, pp. 762-770, SEPTEMBER, 1983.
- [10] J.L.ALTMAN, Microwave Circuits, New York Van Nostrand 1964, pp.237-241, AUGUST, 1981.
- [11] N.POTHECARY, Feedforward Linear Power Amplifiers, Artech House Inc., pp.45-54, 1999.
- [12] J.L.B.WALKER, High-Power GaAs FET Amplifiers, Artech House Inc., pp.35-75, 1993.

---

 저 자 소 개
 

---



田 光 一(正會員)

1961년 3월 21일생. 1984년 2월 울산대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1986년 2월 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 8월 고려대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1986년 2월~1998년 11월 현대전자 연구소 대리. 1988년 11월~1999년 2월 LG정보통신 연구소 과장. 현재 : 인덕대학 정보통신과 조교수 재직. 주관심분야 : 초고주파 회로