

# GaAs FET를 이용한 초고주파용 증폭기 설계에 관한 연구

## (A Study on the Design of Amplifier for Microwave using GaAs FET)

金 勇 起,\*\* 李 承 茂,\*\* 洪 義 錫\*

(Yoeng Ki Kim, Seung Moo Lee, and Ui Seok Hong)

### 要 約

최근 위성의 증폭기에서는 높은 선형성과 효율성을 갖는 SSPA가 TWT 증폭기를 대체하고 있다. 본 논문에서는 전력증폭기 개발을 위한 시험모델로 GaAs FET(MGF-1302)를 이용하여 최대 출력을 갖는 증폭기를 설계 및 제작하였다. 임·출력단의 복소정합회로를 구현을 위한 전송선로나 스텐브 길이는 상용 M/W CAD 프로그램인 LINMIC+를 이용하여 최적화하였다. 유전율 2.45인 TLX-LAM 테프론 기판위에 중심주파수 8GHz에서 대역폭 1GHz를 갖는 전력 증폭기를 제작하였다. 최대 안정이득에 대한 시뮬레이션 및 실험결과는 각각 9.23과 7.65dB를 얻었다.

### Abstract

Recently, SSPAs(Solid-State Power Amplifiers) with high linearity and efficiency replace TWTAs (Traveling-Wave-Tube Amplifiers) in satellite transponders. In this paper, a power amplifier with maximum output power is designed and constructed using GaAs FET(MGF-1302) as a test model for the development of SSPAs. For conjugate matching of input and output network, transmission lines and stubs are optimized using microwave CAD program, LINMIC+. Power amplifier is realized on the teflon substrate( $\epsilon_r=2.45$ ) with a bandwidth of 1GHz at a center frequency of 8GHz. Maximum stable gain of simulation and experimental result is obtained 9.23, 7.65 dB, respectively.

### I. 서 론

초고주파 공학분야는 2차대전 동안에 MIT 무선연 구실에서의 발달이래로 끊임없이 계속되어 왔다. 그

중에서도 초고주파증폭기와 오실레이타의 분야보다 더 큰 변화를 가져온 것은 없다. 이러한 증폭기와 오실레이타에 이용되는 능동소자(active device)는 진공관, 클라이스트론과 마그네트론으로 부터 바이폴 라트랜지스터와 GaAs FET까지 발전해 왔다. 전송 선로는 도파관으로 부터 동축선로 마침내는 마이크로 스트립선로까지 변화해 왔다.

초고주파 증폭기는 구조상 전송형(transmission type)과 반사형(reflection type)으로 구분되고 대역 폭에 따라서 광대역 및 협대역 증폭기로 나뉘어 진

\*正會員, 光云大學校 電波工學科  
(Dept. of Radio Sci. Eng., Kwangwoon Univ.)

\*\*正會員, 光云大學校 電子通信工學科  
(Dept. of Elec. Communication, Kwangwoon Univ.)  
接受日字 : 1991年 12月 3日

다. IMPATT, GUNN 그리고 터널다이오드와 같이 부정저항(negative resistance)을 갖는 반사형은 복잡한 시물레이터(circulator)를 필요로 하므로 그것보다 전송형을 많이 쓰게 된다. 전송형은 바이폴라 트랜지스터와 GaAs FET를 이용한 두가지 형태가 있으며 GaAs FET는 Si 트랜지스터에 비해 5~7배 정도의 전자이동도가 빠르고 보다 높은 주파수(4GHz 이상)에서 잡음지수(noise figure), 안정도(stability)가 Si 트랜지스터 보다 우수하다.<sup>12)</sup>

고출력을 얻기 위해서는 고출력 GaAs FET가 초고주파대역에서 이용되며 combing 기술을 이용하여 원하는 고출력을 얻는다. 초고주파 증폭기 설계시 소신호 산란 계수(scattering parameter)를 이용하나 전력증폭기의 경우 대신 신호 산란계수를 이용한다. 그러나 대신 신호 산란계수는 입력신호 레벨이나 부하특성에 따라 변화하며 고가의 측정장비를 필요로 하므로 일반적으로 소신호 산란계수를 근사시켜 사용한다. 이러한 MIC 증폭기는 인공위성에 정착되는 트랜스ponder나 CATV용 증폭기에 필수적인 요소이다. 또한 TWTA(travelling wave tube amplifier)에 비해 가볍고, 높은 신뢰성과 전원장비의 간소화를 커다란 장점으로 갖는 FET 증폭기가 잡음지수, 대역폭, 선형성과 이득 평탄성(gain flatness) 같은 면에서도 더욱 나아지고 있다. 따라서 1983년 이후 전력 증폭기는 년 성장률이 11.9%로서 다른 기능의 증폭기들보다 훨씬 더 많이 요구됨을 알 수 있다.<sup>13)</sup> 현재 전력증폭기에 대한 연구가 국내에서도 주목심을 이루고 있다.

본 논문에서는 이러한 초고주파 증폭기가 고이득, 고출력을 얻도록 8GHz의 주파수에서 정합회로를 설계하였으며, 이를 LINMIC<sup>+</sup> CAD로 최적화시켜 재설계 하였다. 설계된 증폭기는  $\epsilon_r=2.45$  두께가 0.7874mm인 TLX-LAM 기판으로 MIC화하여 설계·제작하였다.

## II. 이 론

### (1) 안정도

초고주파 증폭기의 설계에 있어서 안정도는 매우 중요하며 산란계수로 부터 결정할 수 있다. 그림1에서 임의의 입·출력 임피던스  $Z_s, Z_L$ 에 대하여  $\text{Re}(Z_{in}), \text{Re}(Z_{out}) > 0$ 을 만족하면 주어진 주파수에서 무조건 안정(unconditionally stable)하다고 한다. 즉 주어진 주파수에서 무조건 안정할 조건은 아래와 같다.<sup>14)</sup>

$$|\Gamma_s| < 1, |\Gamma_L| < 1 \quad (1)$$

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad (2)$$

$$|\Gamma_{out}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1 \quad (3)$$

$\Gamma_s$ 와  $\Gamma_L$ 의 평면에서 식(1)을 만족하는  $\Gamma_s$ 와  $\Gamma_L$ 에 대하여 식(2) 및 (3)을 만족하면 무조건 안정한 경우가 된다. 바꾸어 말해서  $\Gamma_s$ 와  $\Gamma_L$  평면위에 그려진 스미스도의 단위원 내부의 모든 점이 식(2) 및 (3)을 만족하면 무조건 안정이고 그렇지 않으면 잠재적으로 불안정한 상태가 된다. 즉  $|\Gamma_{in}|=1, |\Gamma_{out}|=1$ 을 경계로 하여 안정영역과 불안정영역을 구분할 수 있다.  $|\Gamma_{in}|=1, |\Gamma_{out}|=1$ 인 경계선은 식(4), (5)와 같이 원의 방정식으로 유도된다.

$$|\Gamma_L - \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^2}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (4)$$

$$|\Gamma_s - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^2}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (5)$$

여기서,  $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

식(4), (5)에 의한 원을 안정도원(stability circle) 이라고 하며  $\Gamma_s, \Gamma_L$  평면에서  $|\Gamma_{in}|=1, |\Gamma_{out}|=1$ 인 원의 반경과 중심은 각각 다음과 같다.<sup>14)</sup>

$$r_L(\Gamma_L \text{ 원의 반경}) = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (6)$$

$$c_L(\Gamma_L \text{ 원의 중심}) = \frac{C_L^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad (7)$$

$$r_s(\Gamma_s \text{ 원의 반경}) = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (8)$$

$$c_s(\Gamma_s \text{ 원의 중심}) = \frac{C_s^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad (9)$$

$$C_s = S_{11} - \Delta S_{22}^*$$

$$C_L = S_{22} - \Delta S_{11}^*$$

안정도원은 안정영역과 불안정영역의 경계를 나타

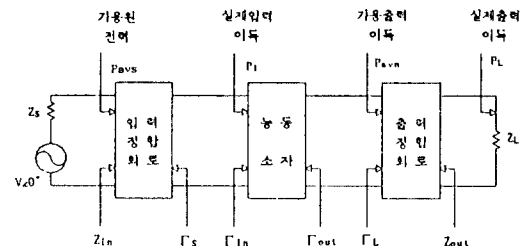


그림 1. 2단자 회로망에서의 반사계수  
Fig. 1. Reflection coefficient of two-port network.

내는 식이므로 식들을 이용하여 안정한 영역이 어느 영역인지를 판별할 필요가 있다. 이것은  $\Gamma_s$ , 또는  $\Gamma_L$  평면상에서 판별이 용이한 영역을 택하여 확인한 다음 이 점이 원의 안쪽인가 바깥쪽인가를 확인함으로써 쉽게 판별할 수 있다. 그리고  $\Gamma_L$  평면상에서 식(10), (11)을 만족하면 식(1)과 (2)를 만족하는 경우가 되므로 무조건 안정한 경우이다.

$$|C_L| - r_L > 1 \quad (10)$$

$$|S_{11}| < 1 \quad (11)$$

안정도의 판별에 있어 또다른 방법은 안정도 계수 (stability factor)  $K$ 를 이용할 수 있는데 안정도 계수  $K$ 를 정의하면 식(12)와 같다.

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

그리고 식(10), (12)로부터 안정한 경우  $|\Delta| < 1$ 임을 알 수 있는데, 즉 무조건 안정한 경우에는  $K > 1$ 이고  $|\Delta| < 1$ 인 경우으로써 쉽게 안정도 판별을 할 수 있다. 그러나 일반적인 소자들은  $K < 1$ ,  $|\Delta| < 1$ 인 경우도 많아 조건부 안정인 경우도 안정한 영역에서 설계를 해야만 한다.

## (2) 정합회로와 이득

정합회로의 필요성은 증폭기가 부하에 최대전력을 전달하기 위해서 임·출력단에 적당히 종단(termination) 시켜야 하기 때문이며, 그림 1에서 처럼  $50\Omega$  부하와 능동소자사이에 정합회로가 들어간다.<sup>5)</sup>

최대전력이득을 위한 증폭기의 임·출력을 복소정합에 필요한 반사계수는

$$\Gamma_{sm} = C_s * \left[ \frac{B_s \pm \sqrt{B_s^2 - 4|C_s|^2}}{2|C_s|^2} \right] \quad (13)$$

$$\Gamma_{Lm} = C_L * \left[ \frac{B_L \pm \sqrt{B_L^2 - 4|C_L|^2}}{2|C_L|^2} \right] \quad (14)$$

여기서,  $B_s = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$

$$B_L = 1 + |S_{22}|^2 - |S_{11}|^2 - |\Delta|^2$$

식(13), (14)에서의  $B_s$ 와  $B_L$ 의 값이  $-$ 이면  $+$ 로,  $+$ 이면  $-$ 로 취한다.

초고주파증폭기의 이득은 2단자 회로망으로 부터 유도된다. 변환전력이득(transducer power-gain), 가용전력이득(available power gain) 그리고 동작전력이득(operating power gain)으로 구분할 수 있으며, 그 식들은 다음과 같다.

변환전력이득  $G_t$ 는

$$G_t = P_L / P_{avs} = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2} \quad (15)$$

이다. 여기서,

$$\Gamma_{in} = \frac{S_{22} - \Gamma_s \Delta}{1 - \Gamma_L S_{22}} \quad \Gamma_{out} = \frac{S_{22} - \Gamma_s \Delta}{1 - \Gamma_s S_{11}}$$

만약  $\Gamma_s = \Gamma_L = 0$ 이면, 즉 정합변환이득(Matched transducer power gain)  $G_{tm}$ 은 식(15)로부터  $G_{tm} = |S_{21}|^2$ 이다. 그리고  $|S_{12}|^2 = 0$ 일 때의 단방향변환이득(Unilateral transducer power gain)  $G_{tu}$ 는

$$G_{tu} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (16)$$

이때 최대단방향변환이득은  $\Gamma_s = S_{11}^*$ 와  $\Gamma_L = S_{22}^*$  일 때 얻어진다.

$$G_{tmax} = \frac{|S_{21}|^2}{(|1 - S_{11}|^2)(|1 - S_{22}|^2)} \quad (17)$$

가용이득  $G_a$ 는

$$G_a = P_{avn} / P_{avs} = \frac{1 - |\Gamma_s|^2 |S_{21}|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 |1 - \Gamma_{out}|^2} \quad (18)$$

양방향성 경우에 대한 최대가용전력 이득은

$$G_{amax} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} |K - (K^2 - 1)^{1/2}| \quad (19)$$

로서 무조건 안정한 FET에 대해 계산되는 관계식이다. 이때  $K=1$ 이면, 최대안정이득(Maximum stability gain)은

$$G_{ams} = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \quad (20)$$

이다. 동작전력이득  $G_p$ 는 FET의 입력전력  $P_{in}$ 과 부하에 전달되는 전력  $P_L$ 의 비로 정의한다.

$$G_p = P_L / P_i = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_L S_{22}|^2} \quad (21)$$

여기서,

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$$

이와 같이 정의되는 이득에 대한 전력은 그림 1에서 나타내었다.<sup>4,5)</sup>

III. 시뮬레이션

앞에서 언급된 이론을 적용하여 설계한 증폭기는 8GHz를 중심으로 1GHz의 대역에서 동작하도록 CAD LINMIC+로 재설계하였다. 초고주파 증폭기 설계 시 산란계수는 데이터 표상의 주어진 값을 이용하나 [6] 본 논문에서는 CAD LINMIC+의 subpackage DE-VMDL로 내삽법(interpolation)에 의한 광대역 등가 회로(broadband equivalent circuit)를 구해서 얻어진 산란계수를 이용하여 시뮬레이션하였다.[7]

증폭기의 입·출력 반사계수는 -10dB 이하를 갖도록 최적화시켰으며  $S_{21}$ 는 약 9.23dB를 갖도록 하였다. 입·출력 정합회로에서 island는 최적화 후 생기는 개방 스텐브의 변화량을 고려하여 최소에서 최대값까지 갖도록 첨가하였다. 시뮬레이션 결과는 그림2와 같고, 약간의 부정합(mismatching) 기술에 의해서 이득의 특성을 좋게할 수 있었다. 그림3은 스미스도상에서의 산란계수를 보여준다.

IV. 실험

1. 실험 방법

CAD LINMIC+에 의해서 최적화된 결과로 제작된 전력 증폭기는 그림4와 같으며, Willtron 360Vector Network Analyzer 측정장비에 연결하여 측정하였다. 이때 능동소자의 바이어스 전압과 전류는 dc 바이어스 라인인 저역통과필터를 사용하는데 기존의 구형 스텐브(rectangular stub) 보다 낮은 임피던스를 구현할 수 있으며 회로의 사용 면적을 적게하고 더 좋은 개방상태를 갖는 부채꼴 스텐브(radial stub)를 사용하였다.[8,9] 증폭기의 바이어스 조건은  $V_{ds}=3V$ ,  $I_{ds}=30mA$ 이다. 실험은 전력증폭기의 중심 주파수가 8 GHz로써, 여기서 사용하는 입력단자는  $50\Omega$  마이크로스트립라인을 이용하며, 기판은 유전율 2.45인 TLX-LAM 테프론 기판을 사용하였고 동축선로는 특성 임피던스를  $50\Omega$ 으로 정합시킨 SMA 콘넥터에 의해서 연결된다.

LINMIC+ Ver# 2.2 5/91 TEST SINGLE-STAGE AMPLIFIER

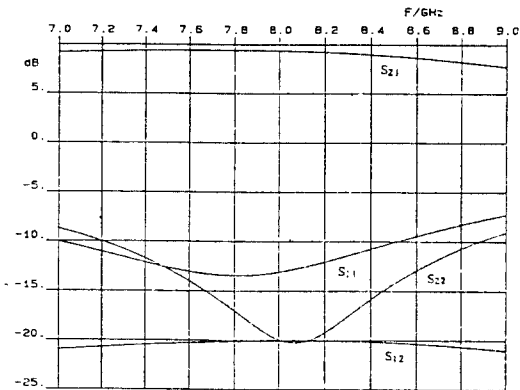
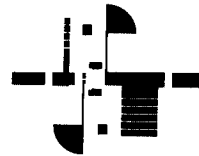
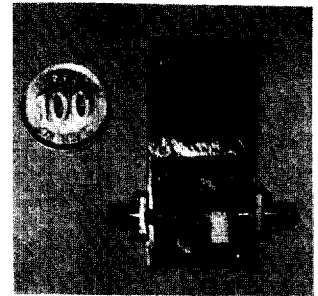


그림 2. Magnitude chart의 산란계수  
Fig. 2. S-parameters of magnitude chart.



(a) 음화 필름



(b) 실제도

그림 4. 8GHz에서 설계된 증폭기  
Fig. 4. Designed amplifier in 8GHz.

LINMIC+ Ver# 2.2 5/91 TEST SINGLE-STAGE AMPLIFIER

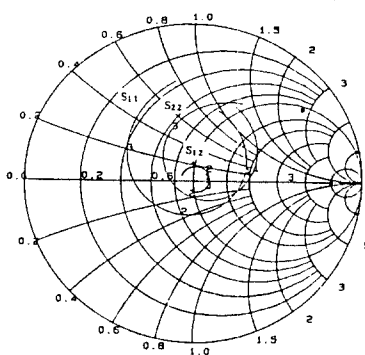
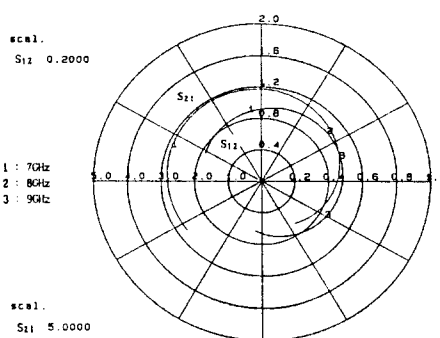


그림 3. Smith chart의 산란계수  
Fig. 3. S-parameter of smith chart.

LINMIC+ Ver# 2.2 5/91 TEST SINGLE-STAGE AMPLIFIER



2. 실험결과 및 검토

CAD LINMIC\* 에 의한 시뮬레이션 결과는 최대 이득을 8GHz에서 9.23dB를 갖도록 설계하였으나 그림5와 같이 측정치는 7.65dB로 약간의 오차는 있었다. 이러한 오차는 FET 데이터표의 산란계수와 실제 FET의 특성 차이가 있기 때문일 것이며, 콘넥터와 스트립선로사이의 연결 부분에서 손실, 소자 부착시 발생하는 임피던스 변화, DC 차단 (blocking) 캐패시터. 그리고 FET 리드선의 인덕터 성분들에 의한 손실이 있기 때문이라 생각된다. 그리고 본 논문에서 사용한 소자는 발산하기 쉬운 소자로서 입력정합이 매우 어려우므로 측정시  $S_{11}$ 이 시뮬레이션 결과보다 나쁘게 나타났다.

측정시 GaAs FET는 정전기에 매우 민감하여 정전기 방지를 위해 기기 및 장치에 대해 완전한 접지 시설을 설치하였고, 회로상의 접지는 동판을 써서 완전 접지가 되도록 해주었다.

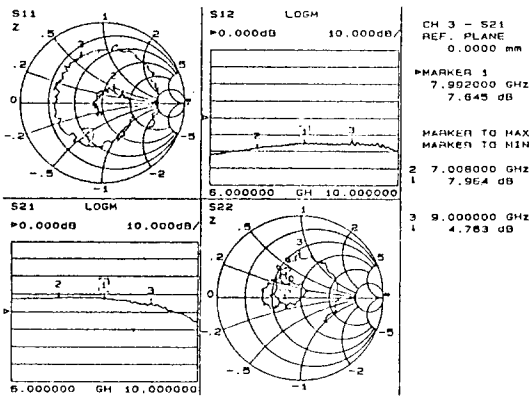


그림 5. 측정 결과  
Fig. 5. experiment results.

V. 결 론

초고주파 증폭기에 사용되는 능동소자로는 여러가지가 있으나 GaAs FET를 이용하여 증폭기를 설계하면 잡음이 적고 이득이 비교적 큰 잇점이 있다. 8 GHz에서의 설계치는  $S_{21}$ 이 약 9.23dB이며 측정치에 의한 값은 약 7.65dB이었다. 설계치와 측정치의 오

차는 앞장에서 이미 언급한 바와 같이 이득이 떨어지는 이유는 스트립선로 부식시 정확하게 구현시킬 수 없었고 제작상 기술적인 미흡으로 손실이 많았으리라 생각된다. 보다 광대역인 증폭기를 위해서는 정합회로의 새로운 형태를 구상하여야 하며, 주파수를 더 높게 이용할 시 주파수 영향, 온도 등에 의한 문제를 해결해야 하며 더 높은 이득을 갖는 증폭기는 1단 증폭기를 다단으로 연결하거나 combiner/divider를 이용한 combining 기술을 사용하여 얻을 수 있다.<sup>10)</sup> 이러한 고효율 증폭기는 지상 마이크로웨이브 중계기용이나 인공위성 중계기 탑재용 또는 레이더 송신부등에 이용될 수 있다.

參 考 文 獻

- [1] C.A. Uechcti, "Microwave field-effect transistors-1976," *IEEE Trans. Microwave Theory & Technology*, vol. 24, no. 6, pp. 279-300, June 1976.
- [2] F. Sterzer, "GaAs field effect transistors," *Microwave journal*, Nov. 1979.
- [3] J.D. Montgomery, "Microwave solid-state amplifier market forecast," *Microwave Journal* March 1991.
- [4] S. Y. Liao, *Microwave Circuit Analysis and*
- [5] G. Gonzalez, *Microwave Transistor Amplifiers Analysis and Design*, Prentice-Hall, Inc., 1984.
- [6] MITSUBISHI GaAs FET DATABOOK.
- [7] User's Manual LINMIC+, JANSEN MICROWAVE.
- [8] G.D. Vendelin, "Five bias designs for GaAs FET amplifier," *Microwaves*, pp.40-42, Feb. 1978.
- [9] B.A. Syrett, "A broad-band element for microstrip bias or tuning circuits," *IEEE Trans.* vol. MIT-28, no. 8, August 1980.
- [10] B. Dornan, M. Cummings, and F. McGinty, "Advanced in the design of solid-state power amplifier for satellite communications," *RCA Review*, vol. 45, pp. 619-630, December 1984.

著 者 紹 介



金 勇 起 (正會員)

1966年 5月 10日生. 1990年 광운대학교 전자통신공학과 졸업 (공학사). 1992年 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업 (공학석사). 현재 금성정보통신연구소 연구원. 주관심분야는 MOBIL COMMUNICATION, 초고주파 증폭기 및 믹서 등임.



李 承 茂 (正會員)

1962年 2月 14日生. 1984年 2月 광운대학교 전자통신공학과 졸업 (공학사). 1986年 2月 광운대학교 대학원 전자통신공학과 졸업 (공학석사). 1991년 8月 광운대학교 대학원 전자통신공학과 박사과정 수료. 현재 중남전문대학 전자과 전임강사. 주관심분야는 초고주파 공진기, 증폭기, 필터 및 믹서 등임.



洪 義 錫 (正會員) 第28卷 A編 第3號 參照  
현재 광운대학교 전파공학과 교수