

밀리미터파를 위한 도파관 E-면 금속삽입 대역통과 여파기의 설계 및 제작에 관한 연구

Analysis and Fabrication of Waveguide E-Plane Metal Insert Bandpass Filter for Milli-meter Waves

이용민* · 박종화** · 최진일** · 전형준* · 나극환*

Yong-Min Lee* · Chong-Hwa Park** · Jin-Il Choi* · Hyung-Joon Jeon* · Keuk-Hwan Ra*

요 약

본 논문에서는 도파관 E-면 금속삽입 방법에 의한 밀리미터파 대역통과 여파기의 설계를 위해 모드매칭법에 의해 산란행렬을 계산하여 설계한 여파기의 전달특성을 분석하고, 설계 방법의 타당성 여부 검증을 위해 WR-34 구형 도파관을 사용하여 30.085~30.885 GHz 대역의 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다. 설계, 제작된 대역통과 여파기의 전달특성은 모드매칭법에 의한 해석과 거의 일치하게 측정되었으며, 통과대역내 삽입손실은 최대 0.8 dB, 반사손실 -15 dB의 우수한 여파특성을 나타냄으로써 도파관 E-면 금속삽입 형태에 의한 밀리미터파용 대역통과 여파기로서의 적합성을 입증하였다.

Abstract

This paper presents the design and fabrication of waveguide E-plane metal insert bandpass filter for milli-meter waves which is analyzed transmission characteristics by calculating the generalized scattering matrix using mode-matching method. The bandpass filter was fabricated to verify the proposed method by the WR-34 rectangular waveguide to operate in 30.085~30.885 GHz. The fabricated waveguide E-plane metal insert bandpass filter was established the fact that it is so adaptive for milli-meter waves due to the measured data closely consistent with the results of analysis using mode-matching method, that is, the maximum value of insertion loss is 0.8 dB and the return loss is below -15 dB.

I. 서 론

인류가 전파의 존재를 발견한지 100여년이 지난 오늘날 전파이용 기술은 놀랄만한 많은 발전을 거듭하여 육상, 고정, 이동, 해상, 항공통신은 물론

위성통신 등을 통하여 다양한 형태의 서비스에 대한 수요가 급증하고 있다. 이러한 정보화 시대의 가속화는 한정된 궤도와 주파수를 이용한 위성통신 기술에 있어서 효율적인 주파수 활용기술과 새로운 서비스 기술의 개발을 필요로 하게 되었다.

지금까지의 위성시스템은 주로 방송이나 국가간

* 광운대학교 전자공학과(Dept. of Elec. Eng., Kwangwoon Univ.)

** 경수기능대학 전자기술과(Dept. of Elec. Eng., Chungsoo Polytechnic Coll.)

· 논문 번호 : 971024-075

· 수정완료일자 : 1997년 12월 23일

또는 기업간 사설 데이터 등의 서비스를 공급해온 데 비해, 최근에는 개인 사용자를 위한 고속 대용량 데이터, 영상, 음성 등의 멀티미디어 통신 서비스에 대한 공급의 필요가 대두되면서 이미 포화상태에 이르렀거나 머지않아 포화상태가 될 기존의 주파수 대역의 사용이 불가능해짐에 따라 광대역 통신이 가능한 Ka-밴드를 이용한 위성통신 시스템의 개발이 활발히 진행되고 있다.

이처럼 Ka-밴드 이상의 밀리미터파 대역의 주파수 사용은 광대역, 대용량 등의 장점이 있는 반면에 감쇠에 의한 영향 증가, 초기 개발 비용의 고가 그리고 하드웨어 구성의 어려움 등으로 인해 밀리미터파용 부품 및 소자 개발을 위해서는 많은 시간과 노력을 필요로 할 것으로 예상되며, 그와 같은 시스템에서 밀리미터파용 여파기가 차지하는 비중은 매우 높다고 할 수 있다.

본 논문에서는 밀리미터파를 위해 그 구조가 다른 대역통과 여파기에 비해 단순하여 제작이 용이하며 제작상의 오차가 적고, 통과대역의 cut-off rate가 큰 도파관 E-면 금속삽입 형태의 대역통과 여파기의 설계에 대해 연구하였으며, 설계 방법의 타당성을 검증하기 위하여 밀리미터파 대역인 30.085~30.885 GHz의 통과대역을 갖는 대역통과 여파기를 설계하여 모드매칭법에 의한 분석결과와 비교하였다.

본 연구에서 설계, 제작된 도파관 E-면 금속삽입 대역통과 여파기는 국내 Ka-밴드 무궁화 위성 제3호의 규격에 맞춰 우수한 주파수 선택도와 낮은 삽입손실 특성을 갖도록 모두 5개의 공진기를 포함한 Chebyshev형 구조를 제안하였다.

II. 모드매칭법에 의한 전계면 불연속 구조 해석

일반적으로 도파관내에 어떤 형태의 불연속이 존재하면 그 불연속 구조에 대해서 기본 모드(dominant mode)를 포함한 수많은 고차모드가 발생한다. 그림 1은 도파관 E-면 금속삽입 형태의 불연속 구조를 나타낸 것이다. 이와 같은 구조는 본 연구에

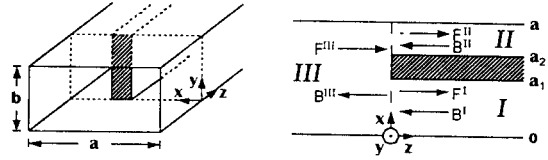


그림 1. 구형 도파관내 E-면 금속삽입에 의한 불연속 구조

Fig. 1. Waveguide bifurcation discontinuity in rectangular waveguide.

서 제안한 대역통과 여파기외에 H-면 결합기 그리고 H-면 전력 분배기 등에 적용 가능하며 TE_{m0} 모드의 입사에 대해 TE_{m0} 모드만이 여기되므로 모드매칭법에 의해 비교적 쉽게 분석되어질 수 있다. 전파의 진행방향을 z축이라 하고 무손실의 표면이 균일한 도파관이라고 가정한다면, 고차 모드의 상호간섭에 의한 에너지 축적은 반드시 도파관 내의 불연속 점에서만 발생한다^[1].

각각의 영역 $i = I, II$ 그리고 III의 개구면에서의 횡전자계는 불연속점에서의 정상 모드의 형태로 다음과 같이 표현할 수 있다^[2].

$$E^{(i)} = \nabla \times (e_z \cdot A_{hz}^{(iz)})$$

$$H^{(i)} = \frac{j}{\omega\mu} \nabla \times \nabla \times (e_z \cdot A_{hz}^{(iz)}) \quad (1)$$

이 때, 식 (1)은 그림 1과 같은 구조에서 전자계의 접선성분 E_y, H_x 만 고려되므로 다음과 같이 나타내어진다.

$$E_y^{\parallel} = \sum_{m=1}^M G_m^{\parallel} \sin\left(\frac{m\pi}{a} x\right)$$

$$(F_m^{\parallel} e^{-jk_m^{\parallel} z} - B_m^{\parallel} e^{+jk_m^{\parallel} z}) \quad (2a)$$

$$E_y^{\text{II}} = \sum_{n=1}^N G_n^{\text{II}} \sin \left[\frac{n\pi}{a-a_2} (x-a_2) \right] \\ (F_n^{\text{II}} e^{-jk_n^{\text{II}} z} - B_n^{\text{II}} e^{+jk_n^{\text{II}} z}) \quad (2b)$$

$$E_y^{\text{I}} = \sum_{i=1}^I G_i^{\text{I}} \sin \left(\frac{i\pi}{a_1} x \right) \\ (F_i^{\text{I}} e^{-jk_i^{\text{I}} z} - B_i^{\text{I}} e^{+jk_i^{\text{I}} z}) \quad (2c)$$

또한, 자계의 불연속면에 대한 접선성분 H_x 는 식 (2)에 어드미턴스 $-Y_m^{\text{II}}, -Y_n^{\text{II}}, -Y_i^{\text{I}}$ 을 각각 곱하므로써 얻어지거나, 전계의 접선성분 E_y 의 z 에 대한 편미분으로 쉽게 구할 수 있다.

$$H_x^{(i')} = -\frac{\partial E_y^{(i')}}{\partial z} \quad (3)$$

여기서, 각 영역에 대한 정합조건을 고려하면 전계의 경우 영역 III에 해당하는 직교함수를 곱하므로써 불연속 점에서의 연속 방정식 $E_y^{\text{III}} = E_y^{\text{I}} + E_y^{\text{II}}$ 를 얻을 수 있고, 자계의 경우에는 영역 I 과 II에 대응되는 함수를 곱하므로써 자계의 접선성분에 대한 정합조건을 만족시킬 수 있다. 그 결과로써 얻어진 행렬식은 다음과 같다.

$$F^{\text{III}} + B^{\text{III}} = L_E^{\text{I}} (F^{\text{I}} + B^{\text{I}}) + L_E^{\text{II}} (F^{\text{II}} + B^{\text{II}}) \quad (4a)$$

$$L_H^{\text{I}} (F^{\text{III}} - B^{\text{III}}) = F^{\text{I}} - B^{\text{I}} \quad (4b)$$

$$L_H^{\text{II}} (F^{\text{III}} - B^{\text{III}}) = F^{\text{II}} - B^{\text{II}} \quad (4c)$$

여기서, 결합적분 행렬 L 의 각 요소들은 다음 식으로 나타내어진다.

$$(L_E^{\text{I}})_{mi} = 2 \sqrt{\frac{k_{zm}^{\text{II}}}{aa_1 k_{zi}^{\text{I}}}} \cdot \int_0^{a_1} \sin \left(-\frac{m\pi}{a} x \right) \\ \cdot \sin \left(\frac{i\pi}{a_1} x \right) dx = (L_H^{\text{I}})_{im} \quad (5a)$$

$$(L_E^{\text{II}})_{mn} = 2 \sqrt{\frac{k_{zm}^{\text{II}}}{a(a-a_2)k_{zn}^{\text{II}}}} \cdot \int_{a_2}^a \sin \left(\frac{m\pi}{a} x \right) \\ \cdot \sin \left\{ \frac{n\pi}{a-a_2} (x-a_2) \right\} dx = (L_H^{\text{II}})_{nm} \quad (5b)$$

이제 식 (4)로부터 보조행렬 $S_{11}, S_{12}, \dots, S_{33}$ 로 구성된 도파관 E-면 금속삽입 구조에 의한 3-단자망에 대한 일반화 산란행렬 (Generalized Scattering Matrix) S 를 구할 수 있다^[3].

$$\begin{bmatrix} B^{\text{I}} \\ F^{\text{II}} \\ F^{\text{III}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F^{\text{I}} \\ B^{\text{II}} \\ B^{\text{III}} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$S = \begin{bmatrix} -L_E^{\text{I}} & -L_E^{\text{II}} & I \\ I & 0 & L_H^{\text{I}} \\ 0 & I & L_H^{\text{II}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} L_E^{\text{I}} & L_E^{\text{II}} & -I \\ I & 0 & L_H^{\text{I}} \\ 0 & I & L_H^{\text{II}} \end{bmatrix} \quad (7)$$

III. 도파관 E-면 금속삽입 대역통과 여파기의 설계

본 논문에서는 30.085~30.885 GHz의 대역통과 여파기를 도파관 E-면 금속삽입 구조로 실제 설계, 제작함으로써 앞서 제시한 해석방법에 의한 시뮬레이션 결과와 측정결과를 비교하였다. 표 1은 본 연구에서 설계, 제작한 밀리미터파 대역통과 여파기의 설계 사양이다.

도파관 필터에 있어 설계된 필터의 무부하 Q_u 값은 그 필터의 통과대역내 삽입손실을 최소화시키기 위한 가장 큰 변수가 되므로^[4] 본 논문에서는 밀리미터파 대역통과 여파기의 설계시 도파관내 삽입금속을 유전체를 포함하지 않는 순수한 금속기판을 사용함으로써 무부하 Q_u 가 큰 구조를 선택하였다.

$$\frac{1}{Q_u} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (8)$$

표 1. 밀리미터파 대역용 대역통과 여파기의 설계 사양

Table 1. Performance specifications of the bandpass filter for mili-meter band.

구분	설계 사양
1. Ripples	0.01 dB
2. Lower Band-Edge Freq.	30.085 GHz
3. Upper Band-Edge Freq.	30.885 GHz
4. Lower Rejection	21.0 dB at 20.0 GHz
5. Upper Rejection	20.0 dB at 38.0 GHz
6. Metal Thickness	0.01 inches
7. Waveguide Width	0.34 inches
8. Numbers of Resonators	5

식 (8)에서 Q_d 는 도파관내의 유전 손실에 의해서만 변화되며 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다.

$$Q_d = \frac{1}{\tan \delta} \quad (9)$$

그리고, Q_c 는 도파관 내벽의 저항 손실(ohmic loss)과 정규화된 주파수 f/f_c 의 함수로서, TE_{m0} 모드에서 동작되는 구리로 된 구형 도파관의 경우 다음 식 (10)으로 표현되어 진다.

$$Q_{c(TE_{m0})} = \frac{1.212 \times 10^4 b \sqrt{f}}{1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_c}{f}\right)^2} \quad (10)$$

여기서 a, b 는 도파관 내벽의 가로 및 세로의 길이이다.

그림 2는 밀리미터파용 대역통과 여파기의 구현을 위한 도파관 E-면 금속삽입 구조의 여파기를 나타낸 것이다.

그림 2의 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기를 구현하기 위해 Chebyshev 저역통과 원형여파기로부터 대역통과 여파기로 주파수 변환 후에 다음 그림 3에 나타낸 것과 같이 임피던스 인버터의 크기와 위상을 구하였다.

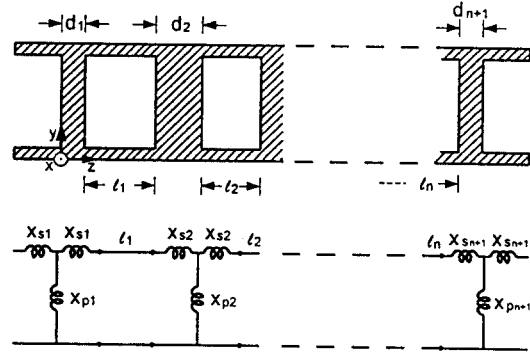


그림 2. 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기

Fig. 2. Bandpass filter using waveguide E-plane metal insert structures.

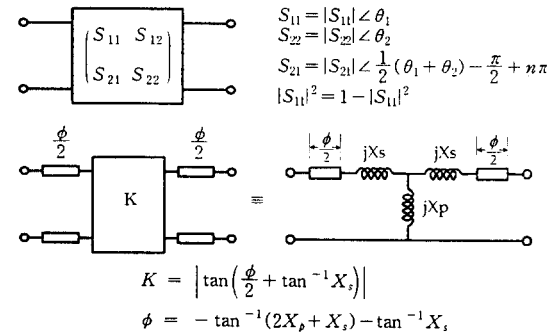


그림 3. 임피던스 인버터의 크기 및 위상 계산

Fig. 3. Calculations of amplitude and phase of impedance inverter.

그림 3에서 정규화 리액턴스 X_p 와 X_s 는 산란 행렬의 행렬 요소값에 의해 다음 식으로 구할 수 있다 [5].

$$jX_s = \frac{1 - S_{12} + S_{11}}{1 - S_{11} + S_{12}} \quad (11a)$$

$$jX_p = \frac{2S_{12}}{(1 - S_{11})^2 + S_{11}^2} \quad (11b)$$

이상과 같은 방법으로 표 1의 설계 사양을 만족시키기 위하여 차단주파수가 17.361 GHz인 WR-34 구형 도파관을 이용하였으며, 삽입금속은 도파관과 같은 재질의 순수 구리기판을 정밀가공하여 도파관 E-면에 삽입함으로써 모두 5개의 공진기를 포함한 0.01 dB Chebyshev형 필터를 설계하였다. 표 2에 설계된 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기의 삽입금속의 폭 d 와 공진기의 전기적 길이 θ 를 나타내었다.

그림 4는 설계된 밀리미터파용 대역통과 여파기에 대한 모드매칭법에 의한 Full-wave analysis 응답특성으로 그림 6에 나타난 실제 제작, 측정된 여파기의 응답특성과 비교했을 때 매우 정확하게 예측되었음을 알 수 있다.

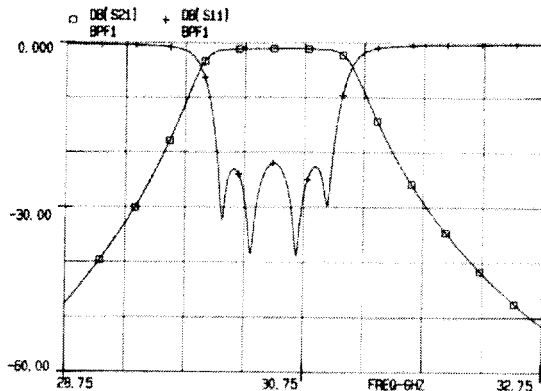


그림 4. 모드매칭법에 의한 Full-wave analysis 응답 특성

Fig. 4. Simulated response characteristic by mode-matching full-wave analysis.

표 2. 설계된 대역통과 여파기의 삽입금속의 폭 d 와 공진기의 전기적 길이 θ

Table 2. Widths of metal strip d and electrical lengths θ of designed BPF.

구 분	$d_1 = d_6$	$d_2 = d_5$	$d_3 = d_4$	$\theta_1 = \theta_5$	$\theta_2 = \theta_4$	θ_3
치수[inch]	0.0411	0.1663	0.2031	0.1558	0.1544	0.1543

IV. 실험 및 고찰

그림 5는 최종적으로 설계, 제작된 밀리미터파용 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기의 외형이다.

측정은 HP8510C Network Analyzer를 이용하여 상온에서 실험하였으며, 이 때, 실험방법은 제작된 여파기와 동일한 규격의 WR-34 Waveguide to Coaxial 어댑터를 사용하여 여파기의 삽입손실과 반사손실을 측정하였다. 그림 6에 설계, 제작된 밀리미터파용 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기의 주파수 응답을 나타내었다.

그림 6에서 볼 수 있듯이 측정 결과, 삽입손실은 0.8 dB 이하이고 반사손실은 최대 -15 dB로 모

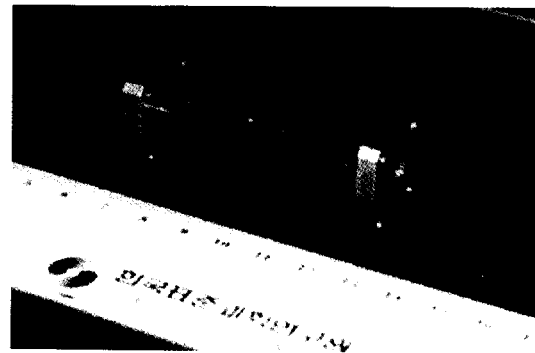


그림 5. 제작된 밀리미터파용 도파관 E-면 금속삽입 구조를 이용한 대역통과 여파기

Fig. 5. Fabricated bandpass filter using waveguide E-plane metal insert structure for milli-meter.

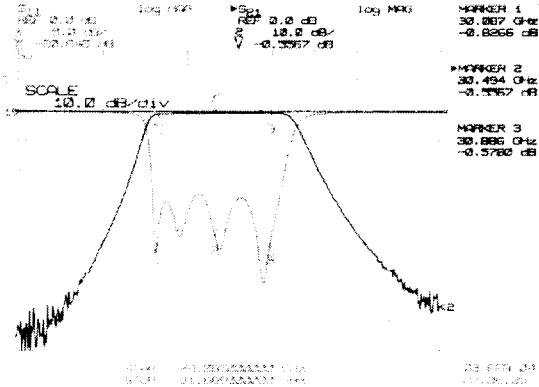


그림 6. 제작된 도파관 E-면 금속삽입 구조 대역통과 여파기의 주파수 응답 측정결과

Fig. 6. Measured frequency response of fabricated BPF using waveguide E-plane metal insert structure.

드매칭법에 의한 Analysis 결과와 다소 차이를 보이고 있으나 이는 제작과정에서 삽입금속의 고정을 위해 사용된 납의 도파관 내부로의 유입때문으로 생각되며, 측정을 위해 사용된 Waveguide to Coaxial 어댑터의 손실 약 0.15 dB를 고려한다면 전체적으로 밀리미터파 대역에서 우수한 특성을 나타내고 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 도파관 E-면 금속삽입 형태의 구조를 이용하여, 도파관 대역통과 여파기를 구현하는 다른 여러 가지 방법에 비하여 제작이 간편하고 삽입손실을 최소화할 수 있는 밀리미터파용 대역통과 여파기를 설계, 제작하였다.

이를 위해 먼저 모드매칭법에 의한 Full-wave analysis를 통해 설계하고자 하는 대역통과 여파기의 주파수 응답특성을 미리 분석하고 실제 구현을 통해 측정결과와 비교, 분석함으로써 설계방법의 타당성 및 밀리미터파 대역에 대한 적응성을 입증

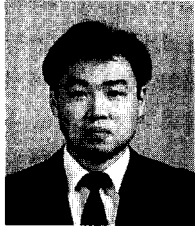
하였다.

측정결과 제작된 밀리미터파 대역 도파관 E-면 금속삽입 대역통과 여파기의 삽입손실은 통과대역인 30.085~30.885 GHz에서 0.8 dB 이하의 전달 특성을 나타내었고, 최대 -15 dB의 반사손실 특성을 나타냄으로써 밀리미터파 대역의 시스템에서 충분히 응용 가능성을 입증하였다.

참 고 문 헌

- [1] J. E. Rozzi, Wolfgang F. G. Mecklenbräuker. "Wide-band Network Modeling of Interacting Inductive Irises and Steps", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-23, no. 2 pp. 235-245, Feb. 1975.
- [2] J. Bornemann and F. Arndt, "Metal-insert filters with improved characteristics", *IEE Proc.*, vol. 133, part. H, no. 2, pp. 103-107, Apr. 1986.
- [3] J. Uher, *Waveguide Components for Antenna Feed Systems : Theory and CAD*, Artech House, pp. 20-23, 1993.
- [4] E. G. Fubini, E. A. Guilkmin, "Minimum Insertion Loss Filters", *IRE Proc.* pp. 37-41, Jan. 1959.
- [5] L. Q. Bui, D. Ball, T. Itho, "Broad-Band Millimeter-Wave E-Plane Bandpass Filters", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-32, no. 12 pp. 1655-1658, Feb. 1975.

이 용 민



1993년 2월 : 광운대학교 전자공학과 (공학사)
1995년 2월 : 광운대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1995년 3월~현재 : 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위과정

[주관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 수동부품 설계, 전파 전파 및 전자기 해석

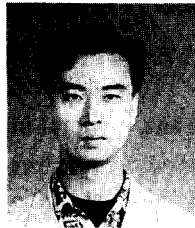
박 종 화



1988년 2월 : 광운대학교 산업대학원 전자공학과(공학석사)
1991년 8월~현재 : 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위 과정
1996년~현재 : 정수기능대학 전자기술과 교수

[주관심분야] RF 및 초고주파 회로설계, 위성통신 및 마이크로파 디지털 통신

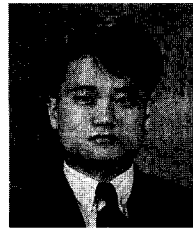
최 진 일



1992년 2월 : 경기대학교 전자공학과 (공학사)
1994년 2월 : 광운대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1994년 3월~현재 : 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위과정

[주관심분야] 이동통신 및 위성통신 부품개발, 초고주파 부품 수치해석

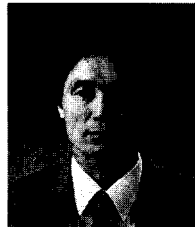
전 형 준



1993년 2월 : 광운대학교 전자공학과(공학사)
1995년 2월 : 광운대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1995년 3월~현재 : 광운대학교 전자공학과 대학원 박사학위과정

[주관심분야] 위성통신 및 전파전파, 초고주파 회로설계

나 극 환



1973년 2월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
1977년 2월 : 연세대학교 전자공학과 대학원(공학석사)
1981년 7월 : 불란서 ENSEEIHT 국립종합공과대학 전자공학과(공학박사)

1981년~현재 : 광운대학교 전자공학과 교수

[주관심분야] 초고주파 회로설계, 레이다 및 위성통신