

# 아이리스 결합형 Partial H-plane 필터

## An Iris-coupled Partial H-plane Filter

김 동 원 · 이 정 해

Dong-Won Kim · Jeong-Hae Lee

### 요 약

본 논문에서는 새로운 구조의 partial H-plane 필터인 아이리스 결합형 partial H-plane 필터를 제안했다. 제안된 필터는 기존의 H-plane 필터와 구조적으로 비교될 수 있고 커플링 구조로 아이리스 타입의 차단도파로를 사용한 다. 시뮬레이션 기반의 필터 설계법으로 아이리스 결합형 partial H-plane 필터와 H-plane 필터를 설계하여 서로 특성을 비교했으며 제안된 필터가 기존의 H-plane 필터와 비교해서 사분의 일의 부피를 가지면서 주파수 응답특 성이 같은 것을 확인했다. H-밴드에서 측정 결과와 시뮬레이션 결과가 잘 일치하는 것을 확인했다.

### Abstract

An iris-coupled partial H-plane filter as a new type of partial H-plane filter is proposed. The proposed filter can be compared with conventional H-plane filter and uses an iris-type evanescent waveguide as a coupling structure. Filter design technique based on numerical simulation is developed to design and compare the proposed filter and H-plane filter. Designed iris-coupled partial H-plane filter has the same frequency response as that of the conventional H-plane filter while its cross section is one quarter. A good agreement between measurements and theoretical prediction is achieved.

Key words : Partial H-plane Waveguide, Partial H-plane Filter, H-plane Filter, Iris-coupling

### I. 서 론

직사각형 도파로로 구현된 무수히 많은 필터들 중 E-plane 필터와 H-plane 필터는 가장 널리 쓰이는 직접결합형 공진기 타입의 필터들이다. 이들은 마이크로파 대역이나 밀리미터파 대역에서 쓰임이 용이 하지만 저주파 대역에선 상대적으로 부피가 크고 무겁다는 단점이 있다. 이를 해결하기 위해 최근에 partial H-plane 도파로<sup>[1]</sup>로 구현되며 E-plane 필터와 주파수 응답특성이 같으면서도 사분의 일의 부피를 가지는 partial H-plane 필터가 제안되었다<sup>[2]</sup>. 본 논문에선 기존의 H-plane 필터<sup>[3],[4]</sup>와 구현원리와 응답특성이 같으며 사분의 일의 부피로 설계되는 새로운

타입의 partial H-plane 필터를 제안하였다.

새롭게 제안된 아이리스 결합형 partial H-plane 필터는 H-plane 불연속을 이용해 구현된 차단 도파로 (아이리스)를 통한 커플링을 이용하며 기존의 H-plane 필터와 구현원리가 동일하다. 본 논문에선 두 필터를 설계, 제작하기 위해 EM 시뮬레이션 기반의 필터 설계법을 도입했으며 이는 비 대역폭의 약간의 오차를 제외하면 튜닝이 불필요한 정확한 설계방법이다<sup>[2]</sup>. 새롭게 제안된 partial H-plane 필터는 비록 부피가 H-plane 필터의 사분의 일이지만 주파수 응답 특성이 같으며 저 비용화, 대량 생산화가 가능하다. H-밴드에서 아이리스 결합형 partial H-plane 필터를 제작하고 측정했으며 시뮬레이션 결과와 측정 결과

「본 논문은 2004학년도 홍익대학교 교내연구비에 의하여 지원되었음.」

홍익대학교 전자통신공학과(Dept. of Radio Science & Communication Engineering, Hongik University)

· 논문 번호 : 20041105-03S

· 수정완료일자 : 2004년 12월 07일

와의 비교를 소개할 것이다.

## II. Partial H-plane 도파로

Partial H-plane 도파로는 H-plane에 부분적으로 얇은 메탈 평판이 삽입된 구조로 이때 삽입된 메탈 평판의 두께는 매우 얇다고 가정한다. Partial H-plane 도파로의 구조와 첫 번째 모드, 두 번째 모드의 E-필드 분포는 그림 1과 같다. H-밴드에서 직사각형 도

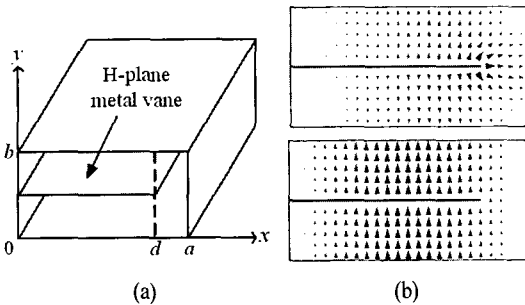


그림 1. Partial H-plane 도파로의 구조와 E-필드분포: (a) 구조, (b) 첫 번째 모드(위)와 두 번째 모드(아래)

Fig. 1. Schematic diagram and E-field distributions of the partial H-plane waveguide: (a) Structure and (b) Dominant(upper) and second(below) modes.

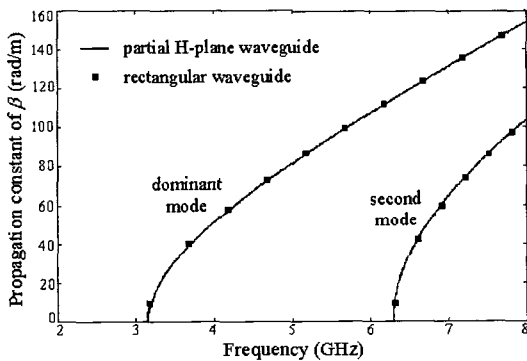


그림 2. H-밴드에서 partial H-plane 도파로( $a$ : 23.8 mm,  $b$ : 12 mm,  $d$ : 20.2 mm, 메탈평판 두께: 0.1 mm)와 직사각형 도파로(너비: 47.55 mm, 높이: 22.15 mm)의 분산 특성

Fig. 2. Dispersion characteristics of the partial H-plane waveguide( $a$ : 23.8 mm,  $b$ : 12 mm,  $d$ : 20.2 mm, and metal vane thickness: 0.1 mm) and rectangular waveguide(width: 47.55 mm and height: 22.15 mm) in the H-band.

파로와 비교한 partial H-plane 도파로의 분산특성은 그림 2와 같으며 같은 주파수 대역에서 partial H-plane 도파로는 직사각형 도파로의 사분의 일의 부피를 가지면서 같은 분산특성을 가짐을 알 수 있다. Partial H-plane 도파로의 필드분포와 모드특성 이론은 참고문헌 [1]에 자세히 기술되었다.

## III. 필터의 구조와 구현원리

Partial H-plane 도파로로 구현된 아이리스 결합형 partial H-plane 필터는 그림 3과 같이 공진기와 차단 도파로(아이리스)가 주기적으로 나열된 구조이다. 차단 도파로 구간은 partial H-plane 도파로의 H-plane에 부분적으로 메탈(H-plane metal insert)이  $y=b/2$  평면 메탈 평판의 위, 아래로 삽입되어 구현되며, 이 구조를  $xy$  평면에서  $x=b/2$  평면을 기준으로 횡 방향으로 펼치면 기존의 H-plane 필터의 구조와 동일함을 알 수 있다. Partial H-plane 필터는 직접결합형 공진기 타입의 필터이므로 차단 도파로 구간을 그림 4와 같은 어드미턴스 인버터 등가회로로 설계할 수

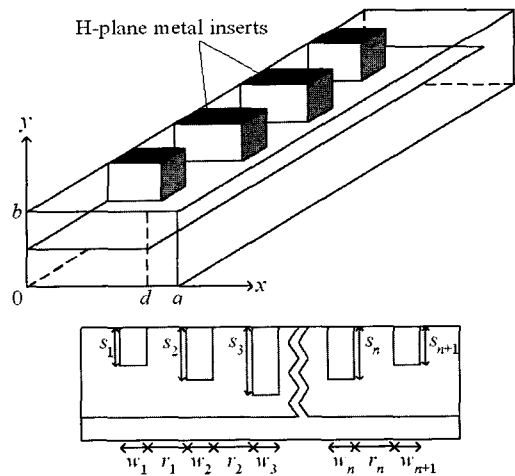


그림 3. 아이리스 결합형 partial H-plane 필터의 구조;  $w_j$ :  $j$ 번째 차단도파로 길이( $j=1, 2, \dots, n, n+1$ ),  $r_k$ :  $k$ 번째 공진기 길이( $k=1, 2, \dots, n$ ),  $s_j$ :  $j$ 번째 차단도파로 구간의 H-plane에 삽입된 메탈길이

Fig. 3. Schematic diagram of the iris-coupled partial H-plane filter;  $w_j$ : length of  $j^{\text{th}}$  evanescent waveguide section( $j=1, 2, \dots, n, n+1$ ),  $r_k$ : length of  $k^{\text{th}}$  resonator( $k=1, 2, \dots, n$ ),  $s_j$ : length of inserted  $j^{\text{th}}$  H-plane metal insert.

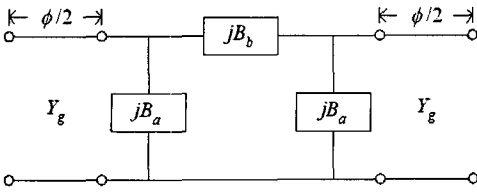


그림 4. 차단도파로에 대한 어드미턴스 인버터 등가 회로

Fig. 4. Admittance inverter for evanescent waveguide.

있으며 이때 인버터 가운데의  $\pi$ 형 등가회로의 서셉턴스 성분들인  $B_a$ 와  $B_b$ 는 차단 도파로의 파라미터들 ( $w_j, s_j$ )에 관한 함수들이다. 정규화된 인버터 값과 인버터 양단의 음의 전기적 길이인  $\phi$ 는 다음의 식들로 정의된다<sup>[5]</sup>.

$$\frac{J}{Y_g} = \left[ \tan \left( -\frac{1}{2} \tan^{-1} \left( \frac{2B_b}{Y_g} + \frac{B_a}{Y_g} \right) + \frac{1}{2} \tan^{-1} \frac{B_a}{Y_g} \right) \right] \quad (1)$$

$$\phi = -\pi - \tan^{-1} \left( \frac{2B_b}{Y_g} + \frac{B_a}{Y_g} \right) - \tan^{-1} \frac{B_a}{Y_g} \quad (2)$$

이때  $Y_g$ 는 partial H-plane 도파로의 파동 어드미턴스이다. equal-ripple 대역 통과 필터에 대한 정규화된 인버터 값들은 다음과 같다<sup>[5]</sup>.

$$\begin{aligned} \frac{J_{01}}{Y_g} &= \sqrt{\frac{\pi\omega_\lambda}{2g_0g_1\omega_n}}, & \frac{J_{i,i+1}}{Y_g} &= \frac{\pi\omega_\lambda}{2\omega_n} \frac{1}{\sqrt{g_i g_{i+1}}} \\ \frac{J_{n,n+1}}{Y_g} &= \sqrt{\frac{\pi\omega_\lambda}{2g_n g_{n+1}\omega_n}}, & \omega_\lambda &= \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}} \end{aligned} \quad (3)$$

이때  $g_0, g_1, \dots, g_{n+1}$ 들은 equal-ripple 응답에 따른 지역 통과 필터 정수 파라미터들이고  $\omega_n$ 는 정규화된 차단 주파수이다.  $\lambda_{g0}, \lambda_{g1}, \lambda_{g2}$ 들은 각각 중심 주파수와 통과 대역 양쪽 끝의 주파수에 대한 파장이며  $\omega_\lambda$ 는 파장에 대한 비 대역폭이다<sup>[5]</sup>.

#### IV. 시뮬레이션 기반의 필터 설계법

그림 3의 아이리스 결합형 partial H-plane 필터와 H-plane 필터를 각각 설계하고 응답특성을 서로 비교, 분석하기 위하여 4단계로 구성된 시뮬레이션 기반의 필터 설계법을 도입하였다. 첫 번째로 그림 5와 같은 구조의 양쪽의 partial H-plane 도파로(또는

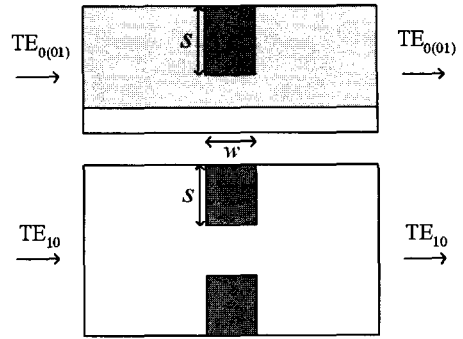


그림 5. S 파라미터를 추출하기 위한 단위 셀들: 아이리스 결합형 partial H-plane 필터(위)와 H-plane 필터(아래)

Fig. 5. Unit cells to extract S parameters: iris-coupled partial H-plane filter(upper) and H-plane filter (below).

직사각형 도파로) 사이에 차단 도파로가 삽입된 단위 셀들을 설정한 다음 차단 도파로 파라미터( $w$ 를 고정,  $s$ 를 변화)를 일정하게 변화시키며 시뮬레이션을 통해 필터의 중심 주파수에 대한 2-포트 S 파라미터들을 추출한다. 이때 단위 셀들 안엔 오직 기본모드만 전파한다고 가정하며 차단 도파로 구간은 어드미턴스 인버터의  $\pi$ 형 등가회로와 직접적으로 연관된다. 두 번째 단계엔 각각의  $s$ 의 길이에 대해 추출한 S 파라미터들을 ABCD 행렬들로 변환한다. 이때 단위 셀들은 대칭적, 가역적 구조이므로 추출된 S 파라미터들은  $S_{11}=S_{22}, S_{12}=S_{21}, |S_{11}|^2+|S_{21}|^2=1$ 의 관계를 반드시 만족해야 하며 변환된 ABCD 행렬들은 다음의 식들로 구해진다.

$$\begin{aligned} [\text{TOTAL}] &= \begin{bmatrix} A_T & B_T \\ C_T & D_T \end{bmatrix}, & A_T = D_T &= \frac{1-S_{11}^2+S_{21}^2}{2S_{21}} \\ B_T = Z_g \frac{(1+S_{11})^2-S_{21}^2}{2S_{21}}, & C_T = Y_g \frac{(1-S_{11})^2-S_{21}^2}{2S_{21}} \end{aligned} \quad (4)$$

이때 [TOTAL]은 단위 셀 전체 구조에 대한 ABCD 행렬이고  $A_T=D_T, A_T D_T - B_T C_T = 1$ 들을 반드시 만족해야 한다.

세 번째 단계로 다음의 식들을 이용하여 각각의  $s$ 의 길이에 대한 차단도파로 구간의 ABCD 행렬들을 구한다.

$$\begin{aligned} [\text{PROPA}][\text{EVA}][\text{PROPA}] &= [\text{TOTAL}] \\ [\text{EVA}] &= [\text{PROPA}]^{-1} [\text{TOTAL}] [\text{PROPA}]^{-1} \end{aligned} \quad (5)$$

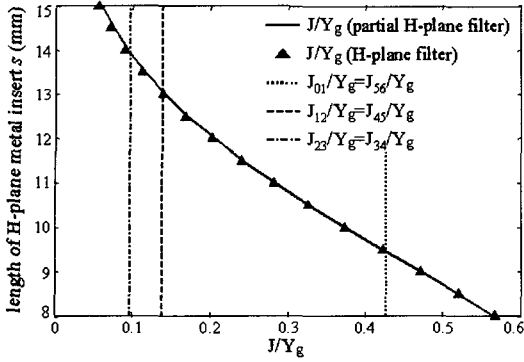


그림 6. H-밴드에서 각 필터의 H-plane에 삽입된 메탈길이( $s_i$ ) 결정  
 Fig. 6. Determination for lengths of H-plane metal inserts( $s_i$ ) of each filter.

이때 [PROPA]와 [EVA]는 각각 partial H-plane 도파로(또는 직사각형 도파로)와 차단도파로 구간에 대한 ABCD 행렬들이며 [EVA]를 통해 각각의  $s$ 의 길이에 대하여 어드미턴스 인버터의 서셉턴스 성분들을 다음과 같이 구한다.

$$[EVA] = \begin{bmatrix} A_E & B_E \\ C_E & D_E \end{bmatrix}$$

$$jB_a = \frac{A_E - 1}{B_E}, \quad jB_b = \frac{1}{B_E} \quad (6)$$

위와 같이 차단 도파로 파라미터  $s$ 를 일정한 간격으로 변화시키면서 1단계부터 3단계까지 반복함으로써 각각의  $s$ 의 길이에 대한 서셉턴스 성분들인  $B_a, B_b$ 들을 구할 수 있다. 마지막 단계로 식 (1), (3)과 구해진  $B_a, B_b$ 들을 이용하여 그림 6이 구해지며 이를 통해 아이리스 결합형 partial H-plane 필터와 H-plane 필터의 차단 도파로 특성이 같은 것을 알 수 있다. 이때 각 선들의 교차점의  $y$ 축 좌표가 그림 3의 필터의  $s_i$  값이 된다. 각  $s_i$ 에 대하여 식 (2)로  $\phi$ 를 구하고 다음의 식으로 공진기의 길이  $r_k$ 를 구한다.

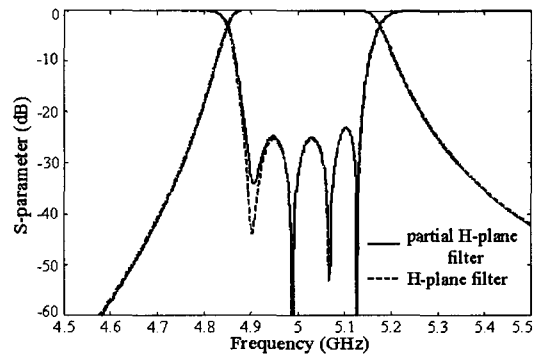
표 1. 설계된 각 필터의 크기 비교(Unit: mm)  
 Table 1. Designed sizes of each filter(Unit: mm).

Filters	Cross section	$w_1 \sim w_6$	$s_1, s_6$	$s_2, s_5$	$s_3, s_4$	$r_1, r_5$	$r_2, r_4$	$r_3$
Partial H-plane filter	23.80 × 12.00	10.00	9.46	13.07	13.98	25.92	31.15	31.97
H-plane filter	47.55 × 22.15	10.00	9.45	12.99	13.86	25.79	30.98	31.79

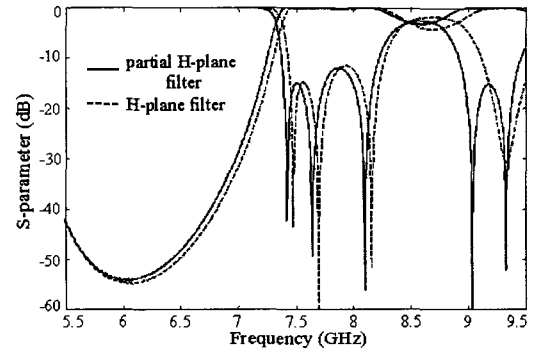
$$r_k = \frac{\lambda_{g0}}{2\pi} \left[ \pi + 0.5(\phi_j + \phi_{j+1}) \right] \quad (7)$$

### V. 제작과 측정

위의 설계방법을 이용해 H-band에서 5 GHz 중심 주파수, 0.01 dB 통과 대역 삽입 손실, 5-pole, 5%의 비 대역폭을 가지는 아이리스 결합형 partial H-plane 필터와 H-plane 필터를 각각 설계하여 특성을 비교했다. 각 필터의 주파수 응답특성은 그림 7에 나타



(a) 통과대역 응답특성  
 (a) Pass-band responses



(b) 스퓨리어스 응답특성  
 (b) Spurious responses

그림 7. 각 필터의 주파수 응답특성  
 Fig. 7. Frequency responses of each filter.

냈고 각각의 필터들의 특성이 서로 같다는 것을 확인했다. 두 필터들의 수치는 표 1에 기술했으며 설계된 필터들의 각각의 수치들이 거의 같으며 아이리스 결합형 partial H-plane 필터가 H-plane 필터의 사분의 일의 부피로 설계됨을 확인했다. 도체 손실에 의한 삽입 손실을 비교하기 위해 메탈의 도전율을  $5.8 \times 10^7$ (구리)로 설정하고 EM 시뮬레이터로 계산했을 때 제안된 필터와 H-plane 필터의 삽입손실은 각각 0.11 dB, 0.028 dB였다. 아이리스 결합형 partial H-plane 필터의 부피가 작다는 점 때문에 같은 주파수에서 삽입 손실이 약간 더 큼을 알 수 있다.

위의 결과를 확인하기 위해 H-밴드에서 아이리스 결합형 partial H-plane 필터를 제작하고 측정했으며 기본 모드를 여기하기 위해 동축 커넥터 급전 방식을 연구했다. 그림 1의 기본 모드를 보면 E-필드가 삽입된 메탈 평판의 끝에 집중한다. 따라서 삽입된

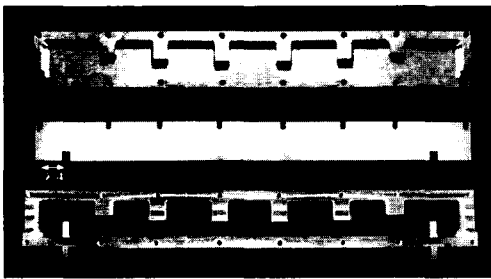


그림 8. 제작된 아이리스 결합형 partial H-plane 필터  
Fig. 8. Fabricated iris-coupled partial H-plane filter.

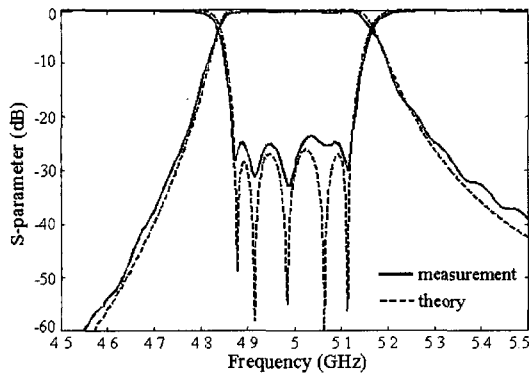


그림 9. 아이리스 결합형 partial H-plane 필터의 측정 응답과 시뮬레이션 응답  
Fig. 9. Simulated and measured responses of the iris-coupled partial H-plane filter.

메탈 평판의 반대쪽 벽으로부터 동축 커넥터를 삽입하는 급전 방식을 도입했고 이때 동축 커넥터는 필터 양쪽 끝의 메탈 벽으로부터 사분의 일 파장 떨어진 곳에 위치하며 사용된 동축 커넥터는 상업적으로 유용한 SMA 커넥터이다. 제작된 필터는 그림 8과 같고 이는 대량 생산화에 유리한 아이리스 결합형 partial H-plane 필터의 특성을 잘 보여준다. 그림 9에 시뮬레이션 응답특성과 측정 응답특성을 서로 비교했으며 잘 일치함을 확인했다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 새로운 타입의 partial H-plane 필터로서 아이리스 결합형 partial H-plane 필터를 제안했다. 시뮬레이션 기반의 필터 설계법을 사용하여 아이리스 결합형 partial H-plane 필터와 H-plane 필터를 각각 설계하고 주파수 응답특성을 비교했으며 제안된 필터가 H-plane 필터의 사분의 일의 부피를 가지면서도 주파수 응답특성이 H-plane 필터와 같다는 것을 확인했다. H-band에서 아이리스 결합형 partial H-plane 필터를 제작하였고 이론과 실험 결과가 잘 일치하는 것을 확인했다.

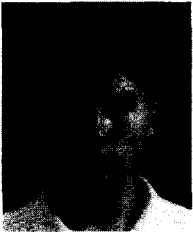
## 참 고 문 헌

- [1] D. W. Kim, J. H. Lee, "A partial H-plane waveguide as a new type of compact waveguide", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, no. 5, pp. 426-428, Dec. 2004.
- [2] D. W. Kim, J. G. Lee, and J. H. Lee, "Design of partial H-plane filter: a new type of H-plane filter", *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, vol. 2, pp. 2159-2162, Jun. 2004.
- [3] J. M. Cid, J. Zapata, "CAD of rectangular-waveguide H-plane circuits by segmentation, finite elements and artificial neural networks", *Electronics Letters*, vol. 37, no. 2, pp. 98-99, Jan. 2001.
- [4] P. Kozakowski, M. Mrozowski, "Gradient-based optimization of filters using FDTD software", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, no. 10, pp. 389-391, Oct. 2002.

[5] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks,*

*and Coupling Structures*, Artech House, 1980.

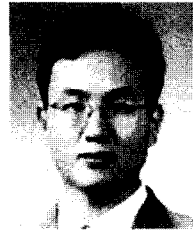
김 동 원



2003년 2월: 명지대학교 전자공학과 (공학사)  
2005년 2월: 홍익대학교 전파통신공학과 (공학석사)  
2005년 1월~현재: LG 정보통신 연구원  
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리

미터파 회로설계

이 정 해



1985년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
1988년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)  
1996년 3월: UCLA 전기공학과 (공학박사)  
1993년 3월~1996년 2월: General

Atomics 교환 연구원

1996년 3월~1996년 8월: UCLA 전기공학과 Postdoctor  
1996년 9월~현재: 홍익대학교 전자전기공학부 부교수  
[주 관심분야] 마이크로파 및 밀리미터파 회로 설계, 밀리미터파 진단, Meta-materials