

차단주파수 영역 도파관 등가회로 모델을 이용한 Gap-Coupled NRD Guide 대역통과 여파기의 설계

A Gap Coupled NRD-Guide Filter Designed with an Equivalent Circuit Model of Evanescent Waveguide

김소영 · 이정해

So-Young Kim · Jeong-Hae Lee

요 약

밀리미터 대역(30~300GHz)의 전파에 대한 관심이 증가하면서 저손실 특성을 갖는 Nonradiative Dielectric (NRD) 도파관에 대한 관심이 커지고 있다. NRD 도파관은 분산특성이나 유전체 내의 필드 분포 형태로 볼 때 양 측면의 전도체가 없는 유전체가 채워진 도파관과 유사하므로 도파관으로 구현되는 대부분의 소자들은 NRD 도파관을 이용하여 구현할 수 있다. 기존의 gap-coupled NRD guide 대역통과 여파기의 설계에서는 갭(gap) 영역의 임피던스를 Variational Method를 이용하여 해석하였으나 본 논문에서는 갭 영역을 차단영역 도파관의 등가회로 모델로 대체하여 해석함으로써 설계과정을 간단히 하였다. 또 이러한 설계 방법을 밀리미터 대역의 필터에 적용하기 전에 시험적으로 중심 주파수가 10GHz인 대역통과 필터(3-Pole, 0.1dB ripple, 2% bandwidth)를 설계, 제작하였다. 측정된 결과는 HFSS (High Frequency Structure Simulator)로 시뮬레이션 한 결과와 제작의 오차 범위 내에서 일치하였다.

Abstract

As the interest in the millimeter wave frequency (30~300 GHz) increases, Nonradiative Dielectric (NRD) guide is being more attractive due to its low loss characteristics. Most of millimeter wave components, which can be realized with waveguide, can also be realized with NRD guide since NRD guide has similar dispersion characteristics and field patterns to waveguide. Previously, Variational Method was applied to the gap discontinuity problem to design a gap-coupled NRD bandpass filter. In this paper, the design procedure was simplified by replacing the air gap region with an equivalent circuit model of an evanescent waveguide using the fact that the NRD guide has a similar structure with a dielectric-filled metal waveguide. Prior to applying this design method to the bandpass filter of millimeter wave frequency range, a bandpass filter of which center frequency is 10 GHz(3-Pole, 0.1 dB ripple, 2% fractional bandwidth) was designed and fabricated. The measured result agrees with one simulated with HFSS within an error range of a fabrication.

I. 서 론

새로운 주파수 자원인 밀리미터 대역(30~300

GHz)의 전파에 대한 관심이 증가하면서 미국과 일본을 중심으로 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그러나 기존의 밀리미터 대역 소자들은 손실

「본 논문은 정보통신부에서 지원하는 대학기초지원 사업의 지원을 받아 수행되었습니다.」

홍익대학교 전파공학과(Dept of Radio Science & Communication Eng, Hongik Univ.)

· 논문 번호 : 20000728-18S

· 수정완료일자 2000년 8월 26일

의 증가, 제작의 정밀도에 따른 실제 구현의 어려움 및 비용의 증가, 또 다룰 수 있는 파워의 제한 등의 문제점이 있었다. 따라서 이러한 문제점들을 보완할 수 있는 NRD 도파관에 대한 관심이 고조되고 있다.

1981년에 Yoneyama와 Nishida에 의해서 제안된 NRD 도파관^[1]는 평행한 평판 전도체 사이에 유전체가 삽입된 간단한 구조로 이루어져 있으며 이때 평판 전도체 사이의 거리는 자유 공간에서의 파장의 반($\lambda/2$)보다 짧아야 한다. NRD 도파관 구조는 유전체 도파관의 불연속부나 벤딩(bending)에 의해 발생하는 복사신호를 평행 평판 도파관의 차단 주파수 특성으로 인해 효과적으로 억제할 수 있으며, 유전체 도파관이 갖는 저 손실 특성의 저하 없이 신호를 전송할 수 있다. 또한 크기가 작고 가벼우며 제작이 용이하여 밀리미터파 집적회로를 구현하기에 적합하다.

이러한 NRD 도파관은 분산 특성이나 유전체 내의 필드 분포 형태로 볼 때 전도체 손실의 주된 요인이 되는 위와 아래의 전도체가 없는 유전체가 채워진 도파관과 유사하다. 따라서 도파관으로 구현되는 대부분의 소자들은 NRD 도파관을 이용하여 구현할 수 있다.

본 연구에서는 이러한 특성을 이용하여 차단주파수에서의 도파관을 이용한 대역통과 여파기의 설계 방법을 NRD 도파관을 이용한 필터의 설계에 적용하였다. 기존의 NRD 도파관 Gap-coupled 필터의 설계에서는 갭 영역의 임피던스를 Variational Method를 이용하여 해석하였으나^[2] 본 논문에서는 갭 영역을 차단영역 도파관의 등가회로 모델로 대체하여 해석함으로써 설계과정을 간단히 하였다.

II. NRD 도파관의 동작원리

두 개의 평행한 금속판이 반 파장보다 작은 거리만큼 떨어져 있을 때 전기장 성분이 금속판에 평행한 전자기파는 컷 오프(cutoff) 특성 때문에 그 사이를 진행할 수 없다. 그러나 그림 1과 같이 그 사이에 적절한 유전율($\epsilon_r > 1$)을 가지는 유전체가 삽입될 경우 전기적 길이가 커지는 효과를 주므로 컷 오프 특성이 사라져 전자기파가 유전체를 따라 자유롭게 전파할 수 있게 된다. 이때 공기 영역에서는 컷오프

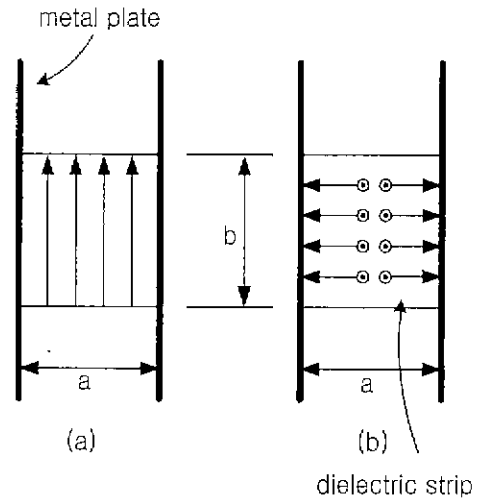


그림 1. NRD 도파관의 단면도와 필드 분포방향 ($a < \lambda/2$): (a) LSM_{11} 모드 (b) LSE_{11} 모드^{[1]-[3]}
(E필드의 방향: \longrightarrow)

Fig. 1. Crosssection and typical field lines in NRD guide ($a < \lambda/2$): (a) dominant LSM_{11} mode (b) dominant LSE_{11} mode^{[1]-[3]}
(E lines: \longrightarrow)

특성이 그대로 존재하여 감쇠 모드(evanescent mode)로 진행하므로 주모드는 물론 고차모드가 급격히 감쇠되어 다음 단계에 도달하지 않으므로 방사(radiation)를 억제할 수 있다^[1].

그림 1과 같은 구조에서 NRD 도파관의 기본 모드는 LSE(longitudinal-section-electric) 모드와 LSM(longitudinal-section-magnetic) 모드가 된다^[3]. 이때 NRD 도파관의 기본적인 필드 분포를 그림 1에 함께 나타내었다. 이 두 기본 모드 가운데 NRD 도파관에서의 동작 모드로는 LSM_{11} 모드가 적합하며 LSE_{11} 모드는 기생하는 것으로 간주된다. LSM_{11} 모드는 전기장 성분이 금속판에 평행하게 되어 저 손실 전파 모드가 된다. 이 모드는 TE_{10} 모드의 구형 도파관을 전기장 성분이 NRD 도파관의 금속판에 평행한 방향이 되도록 인가시키면 쉽게 여기될 수 있다^[4].

NRD 도파관에서 LSM_{mn} 모드의 전파상수는 식 (1)과 같다^{[3]-[4]}.

$$\beta_{mn} = [k_0^2 \epsilon_r - (m\pi/a)^2 - \beta_{ym}^2]^{1/2}, \quad m = 1, 2, \dots$$

$$\begin{aligned} \beta_y \tan(\beta_y b/2) &= \epsilon_r \zeta, \quad n=1, 3, 5, \dots \\ \beta_y \cot(\beta_y b/2) &= -\epsilon_r \zeta, \quad n=2, 4, 6, \dots \\ \zeta^2 &= k_0^2(\epsilon_r - 1) - \beta_y^2 \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 k_0 는 자유공간에서의 평면파의 전파 상수이고 a 와 b 는 각각 유전체의 높이와 폭에 해당한다. 이때 차단 주파수에서 $\beta_{mn}=0$ 이 되므로, LSM_{11} 와 고차 모드인 LSM_{12} 모드와 LSM_{21} 모드가 컷오프될 때의 파장을 식 (2)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} LSM_{11} \text{ mode } (\beta_{11}=0): \\ a &= \lambda_{c11}/2, \quad \lambda_{c11} = 2\pi/\sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_{y1}^2} \\ LSM_{12} \text{ mode } (\beta_{12}=0): \\ a &= \lambda_{c12}/2, \quad \lambda_{c12} = 2\pi/\sqrt{k_0^2 \epsilon_r - \beta_{y2}^2} \\ LSM_{21} \text{ mode } (\beta_{21}=0): a &= \lambda_{c11} \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 NRD 도파로의 구조($a < \lambda_0/2$)에서 단일 모드에서의 동작 조건은 식 (3)과 같이 된다^{[3],[4]}.

$$\lambda_{c11}/2 < a < \lambda_{c11}, \lambda_{c12}/2 \quad (3)$$

유전율의 크기에 따라 두번째 나타나는 모드는 LSM_{12} 모드 혹은 LSM_{21} 모드가 되는데 유전율이 높은 유전체의 경우 LSM_{21} 모드로 인해 단일 모드의 동작범위가 작아지나 유전율이 6.8 이하인 유전체를 선택하는 경우 LSM_{21} 이상의 고차 모드는 단일 모드 동작범위에 영향을 미치지 않게 된다. 그림 2는 식 (1)과 (2)를 이용하여 LSM_{11} 모드와 LSM_{12} 모드의 특성을 계산한 결과이다. 이때 $\epsilon_r=2.08$ 로 하였으므로 LSM_{21} 모드 이상의 고차 모드는 생략하였다. 이와 같은 특성과 분산 특성을 고려했을 때, NRD 도파로의 설계 시 단일 모드에서의 동작대역 폭이 커지게 하기 위한 a 와 b 값은 식 (4)와 같은 범위로 결정하였다^[4].

$$\begin{aligned} a/\lambda_0 &\approx 0.45 \\ (b/\lambda_0)\sqrt{\epsilon_r - 1} &\approx 0.4 - 0.6 \end{aligned} \quad (4)$$

III. 인버터 개념을 이용한 대역통과 여파기의 설계

인버터 개념을 이용한 대역 통과 여파기의 기본 등가회로는 그림 3과 같다^[5].

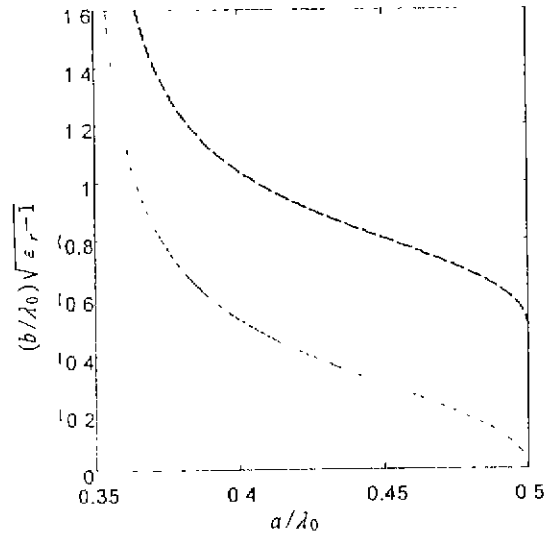


그림 2. NRD 도파로의 단일 모드 동작 범위
($\epsilon_r=2.08, \lambda_{c11}=2a$: —, $\lambda_{c12}=2a$: - - - - -)
Fig. 2. Operational diagram of an NRD guide.
($\epsilon_r=2.08, \lambda_{c11}=2a$: —, $\lambda_{c12}=2a$: - - - - -)

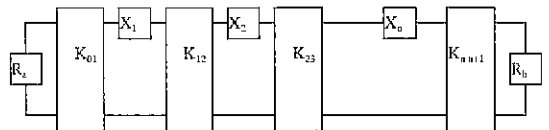


그림 3. 임피던스 인버터를 이용한 대역통과 여파기
Fig. 3. A generalized, band-pass filter circuit using impedance inverter.

인버터의 종류에는 여러 가지가 있는데 본 연구에서는 차단 영역 이하에서의 도파관의 등가회로를 이용하기 위하여 그림 4와 같은 구조의 인버터를 선택하였다. NRD 도파로와 차단 영역 이하에서의 도파관의 동작 특성이 유사함을 이용하여 그림 5와 같은 차단영역 이하에서의 도파관의 등가회로^[6]를 그림 4의 임의의 소자 부분에 대입하였다. 이때 그림 5의 등가회로는 그림 6 (b)의 β 를 $j\alpha$ 로, 특성임피던스 Z_0 를 차단영역에서의 임피던스 Z_c 로 놓은 뒤 (a)와 (b)의 ABCD 파라미터를 같게 하여 유도할 수 있다. 따라서 인버터를 이용한 필터의 설계 시 그림 4와 같은 인버터의 임의의 소자 부분에 식 (5)의 값을 이용하였다.

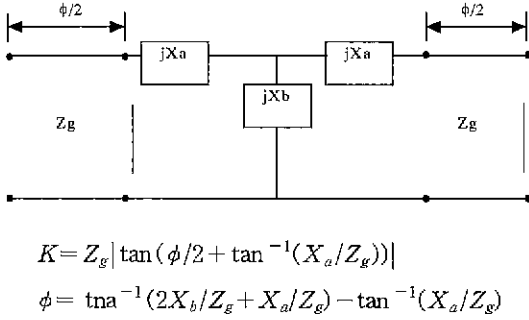


그림 4. 임의의 소자와 전송선로를 결합한 인버터
Fig. 4. A circuit represents the inverter property of certain discontinuity in transmission line.

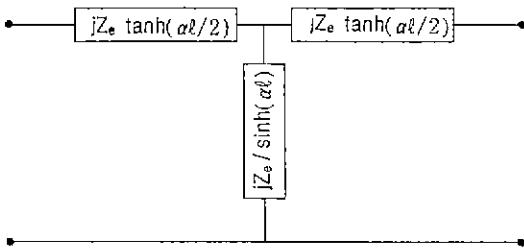


그림 5. 차단 영역 이하에서의 도파관의 등가회로
Fig. 5. Equivalent T-section of a cutoff guide.

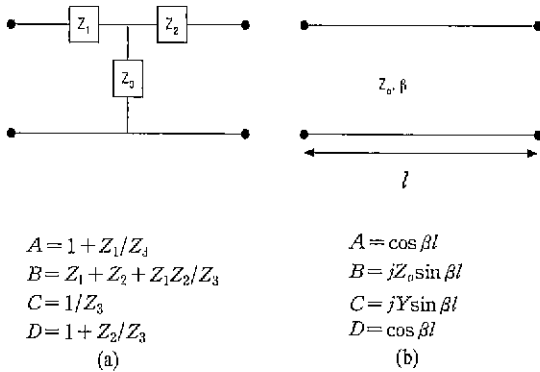


그림 6. (a) 임의의 소자의 ABCD 파라미터
(b) 전송선로의 ABCD 파라미터
Fig. 6. (a) ABCD parameter of T-circuit.
(b) ABCD parameter of transmission line

$$X_a = jZ_e \tanh(\alpha l/2), X_b = jZ_e / \sinh(\alpha l) \quad (5)$$

이때 Z_e 는 감쇠영역에서의 파동 임피던스(wave impedance)이다.

IV. NRD 도파로 대역통과 필터의 설계

앞 절에서 설명한 인버터와 반파장 공진기를 이용하여 금속판 사이에 유전체가 주기적으로 배열된 그림 7과 같은 Gap-coupled NRD 도파로 대역통과 필터를 설계하였다.

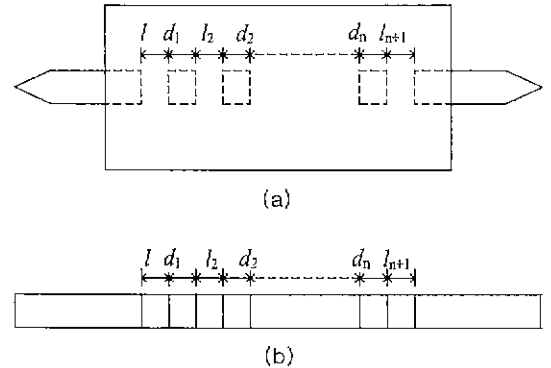


그림 7. Gap-coupled NRD 대역 통과 필터
(a) 위에서 본 모양, (b) 옆에서 본 모양
Fig. 7. Gap-coupled NRD bandpass filter.
(a) top view, (b) side view

이 필터의 동작 원리는 갭(gap) 영역에서는 주 모드(dominant mode)를 제외한 고차 모드는 모두 소멸하여 다음 단의 유전체에 도달하지 못한다는 것이다. 인버터의 구조는 그림 8과 같다.

이때의 인버터 값 K 와 전기적 길이 ϕ 의 값은 식 (6)과 같이 유도된다.

$$K/Z_g = \tan(-0.5 \tan^{-1}(2X_b/Z_g + X_a/Z_g) + 0.5 \tan^{-1}(X_a/Z_g))$$

$$\phi = -\pi + \tan^{-1}(2X_b/Z_g + X_a/Z_g) + \tan^{-1}(X_a/Z_g) \quad (6)$$

여기서 $X_a = jZ_e \tanh(\alpha l/2)$, $X_b = jZ_e / \sinh(\alpha l)$ 이다. 이때 Z_e 와 Z_g 는 각각 감쇠 영역과 유전체 영역에서의 파동 임피던스이다. 위와 같은 식에 의해 인버터 값과 ϕ 의 값은 갭의 길이 l 의 함수로 나타내어진다. Gap-coupled NRD 도파로 대역통과 여파기의 설계는 다음의 순서로 이루어진다. 먼저 일반적인 대역통과 필터의 설계 방법에 따라 표준형 저역통과

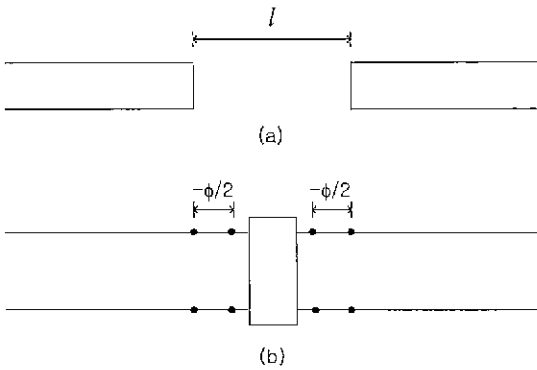


그림 8. (a) NRD 도파로 필터에서의 유전체쌍
(b) 양 단에 추가적인 전송선로를 가진 등가 회로

Fig. 8. (a) A pair of gap-coupled semi-infinite dielectric strips.

(b) Its equivalent circuit with additional transmission line sections on both sides

여파기 회로의 정수 파라미터, 원하는 대역폭, 공진기의 기울기 계수를 이용하여 인버터 값을 구한다^[5]. 반파장 공진기의 경우 j 번째 공진기의 임피던스 기울기 계수(slope parameter)는 식 (7)과 같다.

$$x_j = (0.5\pi) Z_o (\lambda_{go} / \lambda_o)^2 \tag{7}$$

여기서 구한 인버터의 값을 식 (6)에서 구한 인버터의 값과 비교하면 겹의 길이 l 을 구할 수 있다. 유전체의 길이 d 는 다음의 식 (8)에 의해 결정된다.

$$d_i = [\pi + 0.5(\phi_i + \phi_{i+1})] / \beta_o \tag{8}$$

V. 시뮬레이션 및 측정결과

본 논문에서는 앞에서의 설계 방법을 밀리미터 대역의 필터에 적용하기 전에 시험적으로 중심 주파수가 10 GHz인 대역통과 필터(3-Pole, 0.1 dB ripple, 2% bandwidth)를 설계한 후 High Frequency Structure Simulator (HFSS)를 이용하여 시뮬레이션하고 직접 제작, 측정하여 그 결과를 비교하였다.

앞절에서 논의한 등가회로 모델로 계산한 필터 구조의 수치는 $\epsilon_r=2.08$, $a=13.5$ mm, $b=15.88$ mm, $d_1=d_3=15.57$ mm, $d_2=16.02$ mm, $l_1=l_4=8.2$ mm,

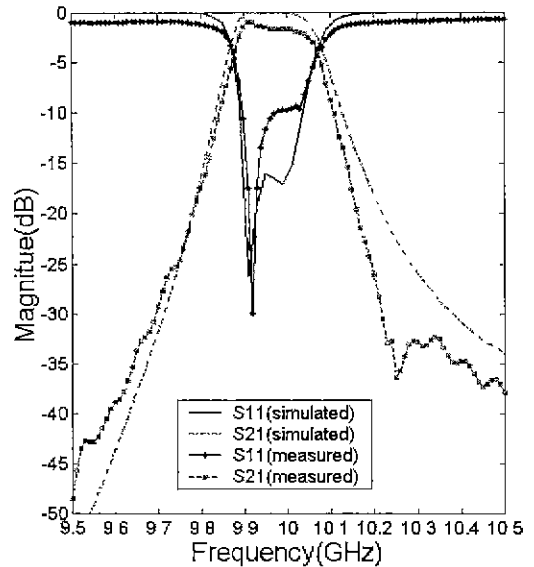


그림 9. NRD 필터의 주파수 응답특성

Fig. 9. Simulated and measured responses of gap-coupled NRD guide bandpass filter.

$l_2=l_3=17.4$ mm 이다. 이를 이용하여 High Frequency Structure Simulator (HFSS)로 시뮬레이션한 결과 중심주파수가 ~250 MHz 정도 downshift가 되었다. 이는 본 논문의 등가회로 모델의 인버터에 주파수의 존성을 고려하지 않았기 때문에 기인한 것으로 생각된다. 따라서 중심주파수의 보상을 위해 HFSS로 보정을 하여 얻은 필터 설계 수치는 $d_1=d_3=13.93$ mm, $d_2=14.12$ mm, $l_1=l_4=8.82$ mm, $l_2=l_3=18.26$ mm이다.

필드의 여기를 위해서는 Horn antenna를 이용했는데 실험 여건 상 E-plane 뿐 아니라 H-plane 방향으로도 flared된 것을 사용하였다^[7]. 시뮬레이션 및 측정 결과는 그림 9와 같다. 제작 과정에서의 미흡함에도 불구하고 전체적인 모양으로 볼 때 시뮬레이션 결과와 유사한 측정 결과를 얻을 수 있었다. 처음 측정 시에는 시뮬레이션에서의 중심 주파수에 비해 측정된 결과의 중심 주파수가 약간 downshift되어 나타났으나 이는 반복적인 최적화 과정을 통해 보정할 수 있었다. 설계 과정에서의 중심 주파수가 10 GHz였으므로 시뮬레이션 결과도 140 MHz정도 이동되었으나 보다 정교하게 제작되었을 경우 시뮬레이션과 측정의 결과는 일치할 수 있을 것으로 보인다.

VI. 결 론

NRD 도파로 gap-coupled 필터가 부분적으로 유전체로 채워진 구형 도파관 여파기와 유사한 구조를 가지는 점을 이용하여 차단주파수 영역의 도파관 등가회로 모델을 NRD 도파로 필터의 설계에 적용하였다. 시험적으로 중심주파수가 10 GHz인 필터를 설계하여 HFSS를 이용하여 시뮬레이션하고 직접 제작하여 특성을 측정해 보았다. 그 결과 제작 오차에서 생긴 것으로 생각되는 중심 주파수의 이동현상을 제외하면 설계하고자 하는 필터의 특성에 비교적 근접할 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제안한 차단 영역 도파관 등가회로 모델을 이용한 NRD 필터 설계 방법은 기존의 Variational Method를 이용한 설계법^[2]과 비교해 볼 때 보다 간편하고 효과적인 설계 방법임을 확인하였고 이를 밀리미터파 대역의 NRD 필터 설계에 활용할 수 있을 것으로 생각된다.

참 고 문 헌

[1] T. Yoneyama and Nishida, "Nonradiative dielectric waveguide for millimeter wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*,

vol. MTT-29, pp. 1188-1992, 1981.

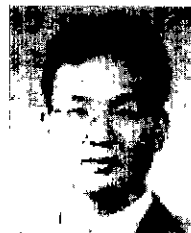
- [2] T. Yoneyama, F. Kuroki, and S. Nishida, "Design of non-radiative dielectric waveguide filters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, MTT-32, 1659-1662, Dec. 1984. [Also correction, *IEEE Trans Microwave Trans Tech.*, MTT-33, 741, Aug., 1985.]
- [3] T. Yoneyama, *Nonradiative Dielectric Waveguide, Infrared and Millimeter waves*, vol. 11. K. J. Button (Ed.), Chapter. 2, Academic Press, Orlando, FL, 1984.
- [4] Shiban. K. Koul, *Millimeter Wave and Optical Dielectric Integrated Guides and Circuits*, John Wiley & Sons, 1997.
- [5] G. Matthaei, et. al., *Microwave Filters, Impedance Matching Networks, and Coupling Structures*, Artech House, 1980.
- [6] G. Craven, "Waveguide below cutoff: A new type of microwave integrated circuit," *Microwave Journal*, pp. 51-58, Aug., 1970.
- [7] T. Yoneyama, "Property of guided wave and leaky waves in NRD-guide," *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference*, pp. 257-264, 1998.

김 소 영



1975년 12월 23일생
 1998년 2월: 홍익대학교(공학사)
 2000년 8월: 홍익대학교(공학석사)
 [주관심 분야] 마이크로파 회로 설계

이 정 해



1985년 2월: 서울대학교 전기공학
 과(공학사)
 1988년 2월: 서울대학교 전기공학
 과 대학원(공학석사)
 1996년 3월: 미국 U.C.L.A. E.E
 Dept. 대학원(공학박사)
 1996년 3월~1996년 8월: 미국
 U.C.L.A. E.E. Dept. (Post Doctor)
 1996년 9월~현재: 홍익대학교 전파공학과 조교수
 [주 관심분야] 마이크로파/밀리미터파 회로설계 및 플라즈마 진단