평행평판 도파관에서 너비 방향으로 발생하는 고차 모드에 관한 연구

An Investigation of Higher Order Modes in Widthwise in Parallel Plate Waveguide

조 규 영 · 조 현 동 · 박 위 상

Gyu Yeong Cho · Hyun Dong Jo · Wee Sang Park

요 약

일반적으로 평행평판 도파관에서 발생하는 가장 낮은 고차 모드는 TE_1 모드와 TM_1 모드로 알려져 있다. 본 논문에서는 평행평판 도파관에서 이보다 더 낮은 주파수에서 발생하는 TE 모드에 대해 고찰한다. 평행평판 도파관의 열려 있는 양 옆을 완전 자성 도체(PMC)로 가정하여 TE 모드의 전자기 분포를 유도하였고, 이 모드의 존재를 평행평판 도파관 공동기를 제작하여 실험함으로써 실증하였다. 열려 있는 양 옆의 경계가 완전한 자성 도체가 아니므로 인해 나타나는 특성에 대해서도 고찰하였다.

Abstract

Transverse electric modes in parallel plate waveguide of which cut-off frequency is much lower than that of TE_1 and TM_1 mode generally known as the lowest higher order mode are investigated. Electric and magnetic field components of the modes are evaluated with the assumption that boundaries at both sides are perfect magnetic conductor. The existence of these modes are verified by simulation and experimental measurement of parallel plate waveguide cavity. Changed characteristics from the fact that the boundaries are imperfect are studied.

Key words : Parallel Plate Waveguide, Higher Order Mode, Transverse Electric Mode, Cavity Perturbation Method

I. 서 론

평행한 두 평판 사이로 전자파를 전송시키는 구조를 평행평판 도파관(parallel plate waveguide: PPW)이라 부른다. 마이크로파 공학과 관련한 많은 문헌에서 PPW 내부에 발생하는 전파의 모드를 해석하였다^{[1]~[3]}. 이의 기본 모드(dominant mode)는 TEM 모드이며, 가장 낮은 주파수에서 발생하는 고차 모드는

TE_1 모드와 TM_1 모드이다. 이들의 전계 분포를 그림 1(a)~(c)에 도시하였다. 이들 고차 모드는 PPW의 높이 방향, 즉 세로 방향으로 발생하는 고차 모드이다. 상기 문헌들의 해석에서 가로 방향으로의 고차 모드는 나타나지 않는데, 이는 두 평판이 무한한 너비를 가진다고 가정하기 때문이다. 그러나 실제 PPW를 사용할 때 이의 너비는 유한한 값을 가지므로 가로 방향의 고차 모드가 발생할 수 있다. 그림 1(d), (e)에

「이 연구는 2011년도 두뇌한국21사업에 의하여 지원되었으며, 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구 사업임(No. 2011-0000239).」

포항공과대학교 전자전기공학부(Department of Electrical Engineering, POSTECH)

• Manuscript received March 27, 2012 ; Revised April 23, 2012 ; Accepted April 25, 2012. (ID No. 20120327-033)

• Corresponding Author : Wee Sang Park (e-mail : wsp@postech.ac.kr)

그림 1. 평행평판 도파관 내부의 다양한 모드에 대한 전계 분포. 각 삽입그림 내에서 선의 길이는 전계의 상대적인 크기를 나타냄((a) TEM, (b) TE_1 , (c) TM_1 , (d) TE_{10} , (e) TE_{20} , (f) TEM 모드에 TE_{20} 모드가 합성된 경우)

Fig. 1. Electric field distributions of variety modes in parallel plate waveguide. The length of arrows means the relative magnitude of electric field in each inset((a) TEM, (b) TE_1 , (c) TM_1 , (d) TE_{10} , (e) TE_{20} , (f) TEM with small amount of TE_{20}).

가로 방향으로 발생할 수 있는 고차 모드의 전계 분포를 도시하였다(TE_{m0} 모드: $m=1, 2$). 고차 모드의 차단 주파수는 모드가 발생하는 방향으로의 도파관의 길이에 반비례하는데, 일반적으로 PPW는 가로로 긴 구조이므로 TE_{10} 모드는 TE_1 모드에 비해 낮은 주파수에서 발생한다.

PPW에 대한 다양한 연구 결과가 발표되었으나^{[4]~[17]} TE_{m0} 모드가 고려된 바가 없다. 불연속이 발생하는 PPW의 다양한 구조에 대한 해석^{[4]~[7]}과, 어떠한 구조의 해석을 PPW의 모드를 이용한 해석에 대한 연구가 진행되어 왔다^{[8]~[10]}. 이들 연구에서 TE_{m0} 모드를 고려하지 못했으나, 해석을 위한 구조가 너비가 무한한 가상적인 구조이거나 너비가 매우 작아서 고차 모드를 고려하지 않아도 되는 구조였으므로 연구의 결과가 타당성이 있었다. 또한, 최근 THz 대역의 전송 선로로, PPW의 TEM 모드^{[11]~[15]}와 TE_1 모드^{[16],[17]}가 각광을 받고 있는데 이 연구들에서도 TE_{m0} 모드에 대한 고려가 이루어지지 않고 있다. 모든 모드는 전파 상수, 감쇄 상수, 웨이브 임피던스, 전자계 분포 등의 특성이 각각 다르므로 예상치 못한 낮은 주파수에서 고차 모드가 발생할 경우, 예측할 수 없는 결과를 초래한다. 예를 들면, 전파 상수

와 감쇄 상수가 다른 고차 모드가 발생함으로써 PPW의 전달 특성(진폭, 위상)에 영향을 미칠 수 있다. PPW의 TEM 모드의 균일한 전계 분포를 이용한 측정 장비에서^[18], 고차 모드 발생으로 인해 전계 분포의 불균일성이 발생할 수 있다(그림 1(f)). 참고문헌 [12]와 같이 PPW 내부를 지나가는 전파의 특성을 이용한 매질의 측정과 같은 경우에는 애기치 못한 고차 모드의 발생으로 인해 측정의 정확도가 저하될 수 있다.

따라서 도파관을 이용할 때, 고차 모드에 대한 정보를 미리 알고 있어야 하며, 일반적으로는 고차 모드가 발생하지 않는 범위를 도파관의 가용 주파수로 결정하고 있다.

본 논문에서는 일반적으로 알려진 가장 낮은 주파수에서 발생하는 PPW의 고차 모드 TE_1 모드보다 더 낮은 주파수에서 발생하는 TE_{m0} 모드에 대해 기술한다. 제 II장에서는 PPW의 양 옆의 경계를 완전 자성 도체(perfect magnetic conductor, PMC)로 가정하여 TE_{m0} 모드의 전자계 성분을 유도한다. 제 III장에서는 TE_{10} 모드가 발생하는 PPW 공동기(cavity)의 시뮬레이션 및 측정을 통해 이 모드의 존재를 실증한다. 제 IV장에서는 PPW의 경계가 완전한 PMC가 아니므로 인해 나타나는 특성에 대해 고찰한다. 이는 너비와 높이의 비율(width to height ratio, WHR)에 따라 다르게 나타난다. 제 V장에서 TE_{m0} 모드가 여기됨으로 인해 발생하는 실제적인 문제에 대한 한 가지 예를 살펴보고 제 VI장에서 결론을 맺는다.

II. 평행평판 도파관의 TE_{m0} 모드

전하의 분포는 인력과 척력에 의해 결정된다^[19]. 그림 2에 이들 관계를 설명하기 위한 개념을 도시하였다. 인력은 두 평판 사이의 반대 극성을 가진 전하들 사이에서 발생하여 전하를 두 평판 사이로, 즉 위 평판의 아랫면, 아래 평판의 윗면에 모이게 한다. 같은 극성이 모여 있는 전하들 사이에서 발생하는 척력은 전하를 평판의 바깥쪽, 즉 위 평판의 윗면, 아래 평판의 아랫면으로 밀어낸다. 인력에 의한 전하의 움직임은 평판의 중앙부(J_0), 척력에 의한 전하의 움직임은 평판의 가장자리(J_1)에 전류를 발생시킨다.

PPW는 WHR이 매우 큰 구조이므로 평판 사이의

그림 2. 평행평판 도파관의 전하 분포와 전류 밀도
Fig. 2. Charge distribution and current density creation on parallel plate waveguide.

그림 3. 양 경계를 PMC로 가정한 평행평판 도파관
Fig. 3. Parallel plate waveguide with assumption of PMC boundary.

인력이 우세하여 가장자리의 전류가 매우 작으며, WHR을 무한대로 가정한 경우 이 전류는 발생하지 않는다. 즉, 경계면에서 접선 방향의 자계 성분이 존재하지 않으므로 이 경계를 그림 3과 같이 PMC로 가정할 수 있다. 이와 같은 가정 하에 PPW 내부의 전자계 성분은 구형 도파관(rectangular waveguide)의 전자계 성분을 구하는 방법과 같은 방법으로 얻어질 수 있다^[1]. 구형 도파관의 양 경계면, $x=0, a$ 에서 $e_y(x, y)=0$ 인 경계 조건을 $h_y(x, y)=0$ 으로 대체하면 양 끝이 PMC 면인 PPW와 같다. 이 경계 조건을 적용하여 TE_{mn} 모드의 전자계 성분을 구하면 식 (1), 차단 주파수는 식 (2)와 같이 나타난다.

$$\begin{aligned} H_z &= A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \\ E_x &= \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \\ E_y &= \frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \\ H_x &= \frac{-j\beta_{mn} m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \\ H_y &= \frac{j\beta_{mn} n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \end{aligned} \quad (1)$$

$$f_{c, mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2)$$

A_{mn} 은 진폭 상수이며 a, b 는 PPW의 가로와 세로의 길이이다. k_c 는 차단 주파수(cut-off wavenumber), β 는 전파 상수로, 구형 도파관과 같은 방식으로 표현된다. 웨이브 임피던스, 위상 속도 등의 특성도 구형 도파관의 것과 같다. 감쇄 상수는 구해진 전자계 식으로부터 계산할 수 있으나 본 논문에서는 자세히 논의하지 않는다. TE₁₀ 모드와 TE₂₀ 모드의 전계 분포는 그림 1(d), (e)와 같다.

상기에서 얻은 TE_{mn} 모드 중 가장 낮은 차단 주파수를 갖는 모드는 TE₁₀ 모드이며, 일반적인 경우 이는 TE₁ 모드에 비해 매우 낮은 차단 주파수를 가진다. 실질적인 한 예로, 가로가 50 mm, 세로가 5 mm인 PPW에서 TE₁₀ 모드의 차단 주파수는 3 GHz이고, TE₁ 모드의 차단 주파수는 30 GHz이다.

TM_{mn} 모드 또한 위와 같은 방법으로 얻어질 수 있으나, TM_{mn} 모드 중 가장 낮은 차단 주파수를 갖는 모드는 TM₀₁ 모드로, TE₁ 모드와 같은 차단 주파수를 가지므로, 본 논문에서 논의하지 않는다.

III. 평행평판 도파관 공동기를 통한 실증

제 II장에서 유도한 TE_{mn} 모드의 존재를 실증하기 위하여 TE₁₀ 모드가 발생하는 short-open PPW 공진기를 설계(그림 4) 및 제작하였다(그림 5). 이 공진기를 본 논문에서는 TE_{10/2} 공동기로 명명한다. 유도한 식으로부터 얻은 TE_{10/2} 공동기의 공진 주파수와 측정된 공진 주파수가 일치함을 보임으로써 TE₁₀ 모드의 존재를 증명한다. 또한, perturbation method를 이용하여 공동기의 전계 분포가 유도된 식과 일치함을 보인다.

3-1 TE_{10/2} 공동기 설계

그림 1(d)와 같이 양 쪽 끝에서 반대 방향의 전계를 생성하기 위하여 180° 위상차를 가지는 입력을 가한다. TE_{m0l} 공동기의 공진 주파수와 전계 분포는 참고문헌 [20]에서와 같은 방법으로 구해질 수 있으며, 식 (3), (4)와 같이 나타난다.

$$f_{c, mn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{L_t}\right)^2} \quad (3)$$

그림 4. $TE_{10/2}$ 평행평판 도파관 공동기
Fig. 4. $TE_{10/2}$ parallel plate waveguide cavity.

그림 5. 제작한 $TE_{10/2}$ 평행평판 도파관 공동기
Fig. 5. Fabricated $TE_{10/2}$ parallel plate waveguide cavity.

$$E_y = E_0 \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{\ell\pi z}{b} \quad (4)$$

$TE_{10/2}$ 공동기의 크기, a , b , L_1 은 각각 100, 5, 190 mm이고, 이는 임의로 정하였다. 식 (2)를 통해 계산된 공진 주파수는 1.55 GHz이다. 입력 신호를 가하는 동축 케이블의 위치 t , L_1 은 공진 주파수에서 반사 계수가 최소의 값을 갖도록 정하였고, 이 값은 각각 8, 51 mm이다. 공동기는 알루미늄을 사용하여 제작하였다. 180° 위상차를 갖는 입력 신호를 인가하기

그림 6. 제작한 ring hybrid와 측정 결과
Fig. 6. Fabricated ring hybrid and measured scattering parameter.

그림 7. $TE_{10/2}$ 평행평판 도파관 공동기의 반사계수
Fig. 7. Reflection coefficient of $TE_{10/2}$ parallel plate waveguide cavity.

위하여 공진 주파수 부근에서 동작하는 ring hybrid를 이용하였다(그림 6).

위 구조를 CST Microwave Studio^[21]를 이용하여 시뮬레이션한 결과, 1.48 GHz에서 공진하였고, 측정 결과 역시 이와 동일하였다(그림 7). 그림 8에 시뮬레이션을 통해 얻은 $TE_{10/2}$ 공동기의 전계 분포를 도시하였다. 이는 식 (4)와 유사한 분포를 가지나, 다

그림 8. TE_{10/2} 평행평판 도파관 공동기의 전계 분포
Fig. 8. Electric field distribution in the TE_{10/2} parallel plate waveguide cavity.

만 공동기의 바깥 쪽 근방에 fringing field가 발생하는 차이점이 있다. 이 때문에 측정된 공진 주파수는 식 (3)을 통한 계산에 의한 공진 주파수에 비해 낮다. Fringing field에 의한 효과는 제 IV장에서 설명한다.

3-2 Perturbation Method를 통한 전계 분포 검증

공동기 내부에 유전체 혹은 자성체가 삽입되는 경우, 식 (5)와 같이 공진 주파수가 변화한다^[20](f_0 : 공동기 본래의 공진 주파수, f : 변화된 공진 주파수, V_0 : 공동기의 전체 체적, V' : 물질이 삽입된 체적, ϵ : 공동기 내부 물질의 유전율, μ : 공동기 내부 물질의 투자율, $\Delta\epsilon$: 삽입된 물질의 유전율과 공동기 물질의 유전율의 차, $\Delta\mu$: 삽입된 물질의 투자율과 공동기 물질의 투자율의 차, E_0 , H_0 : 공동기 본래의 전계 및 자계의 세기).

$$\frac{f-f_0}{f_0} \approx \frac{-\int_{V'} (\Delta\epsilon |\overline{E_0}|^2 + \Delta\mu |\overline{H_0}|^2) dv}{\int_{V_0} (\epsilon |\overline{E_0}|^2 + \mu |\overline{H_0}|^2) dv} \quad (5)$$

전계가 강한 위치에 유전체를, 자계가 강한 위치에 자성체를 삽입하면 공동기의 공진 주파수가 낮아짐을 나타낸다. TE_{10/2} 공동기의 전계가 0인 지점과 최대인 지점에 유전체를 삽입하여 공진 주파수의 변화를 확인함으로써 예측한 모드가 발생되었는지를 확인하였다. 그림 9에서와 같이 공동기의 open 된 끝의 중앙 부분과 가장자리 부분에 유전율이 4.5, 투자율이 1, 손실 탄젠트가 0.01, 크기가 3 cm×1 cm인 유전체를 삽입하였다. TEM 모드의 경우, 중앙과 가장자리에서 같은 크기의 전계가 발생하므로 두 경우에

그림 9. TE_{10/2} 평행평판 도파관 공동기에 유전체를 삽입한 모습(점선이 유전체의 모양)
Fig. 9. Dielectric material inserted into the TE_{10/2} parallel plate waveguide cavity(dotted line shows the shape of material).

그림 10. Material perturbation에 의한 공진 주파수의 변화
Fig. 10. Change of resonance frequency by material perturbation.

같은 양의 주파수 변화가 나타나야 한다. 그림 10에서 볼 수 있듯이 유전체를 중앙에 삽입한 경우에는 공진 주파수의 변화가 없고, 가장자리에 삽입한 경우 공진 주파수가 낮아졌으므로, TE_{10/2} 모드가 여기되었다는 사실이 검증된다. 가장자리에 유전체 삽입 시 공동기의 Q 값이 낮아지는 이유는 유전체의 손실 탄젠트 때문이다.

IV. 너비와 높이의 비에 따른 모드 특성

실제의 PPW는 큰 WHR 값을 가지지만 무한하지 않으므로 양 쪽 경계면에서 작은 양의 전류가 발생한다. 이로 인해 PPW의 외부에 전자계가 발생하고, 이를 fringing field 라 부른다. Fringing field가 존재한다는 것은 PPW의 너비가 effective하게는 더 커짐을 의미한다. 즉, 전기적인 유효 너비가 실제 너비에 비해 크다. 따라서 III장에서 측정된 공진 주파수가 계산에 의한 값에 비해 낮게 나타났다.

이를 다르게 해석하면 TE_{m0} 모드의 모드 상수 m 이 1이 아닌 0.95 등의 1보다 작은 값을 가진다고 볼 수 있다. 모드 상수 m 은 도파관의 가로 방향으로 전자계가 몇 차 공진을 하느냐를 나타내는 값인데, PPW의 너비 내에서 완전한 1차 공진(반 파장 공진)이 이루어지지 않고 PPW의 바깥에 형성된 fringing field까지 포함하여 1차 공진이 발생하였으므로, 실제 PPW의 너비 내에서는 1차 공진의 95 %가 일어났다고 보는 것이다. 이 개념을 도입하여 III장의 TE_{m0} 공동기에서 모드 상수 m 의 값을 다음과 같은 방법으로 구할 수 있다. 모드 상수 l 의 값은 1/2로 가정하고 식 (3)에 측정된 공진 주파수 1.48 GHz를 대입하면 m 의 값은 0.955가 된다.

WHR이 커질수록 fringing field의 효과가 줄어들어 m 값이 커지는데, 이 관계를 보여주는 그래프를 그림 11에 도시하였다. 상기 m 값을 구하는 예에서 1 또한 1/2 보다 작아질 것인데, 이 값을 정확히 예측하기 어려우므로 본 장에서는 short-short 공동기를 이용하였다. 즉, l 의 값은 1이 된다. TE_{m0} 공동기의 전계 분포를 그림 12에 도시하였다. 이 구조는 그림 4와 유사하나, 단지 open된 면을 short로 바꾸었을 뿐이며, L_r 의 값을 200 mm, L_l 의 값을 100 mm로 사용하였다. a 의 값은 100 mm로 고정하였고, b 의 값을 변수로 가짐으로써 WHR의 값 10, 20, 30, 40, 50, 60, 80, 100에 대하여 m 값을 얻었다. 이는 시뮬레이션을 통해서만 이루어진 결과로 정확한 m 값으로 판단할 수는 없다. 그러나 WHR에 따른 PPW의 TE_{m0} 모드에 대한 경향성을 보여줌으로써 그 의미를 가진다.

그림 11. 너비와 높이의 비에 따른 모드 상수 m 의 변화

Fig. 11. Change of mode constant m versus width to height ratio.

그림 12. TE_{101} 공동기의 전계 분포

Fig. 12. Electric field distribution in TE_{101} parallel plate waveguide cavity.

WHR이 작은 PPW의 사용 시에 더 낮은 주파수에서 고차 모드가 발생할 수 있음을 감안하여 사용해야 할 것이다.

V. TE_{m0} 모드의 발생 예시

그림 13에 테이퍼 구조를 이용하여 Double-Sided Parallel Strip Line(DSPSL)^[22]으로부터 PPW에 TEM 모드를 여기시키는 구조를 도시하였다. DSPSL과 PPW는 각각 $5\text{ mm} \times 0.5\text{ mm}$ 와 $50\text{ mm} \times 5\text{ mm}$ 의 크기를 가지며, 전파가 테이퍼를 통해 진행할 때 edge rays는 center ray에 비해 상대적으로 먼 거리를 진행하여 PPW에 도달한다. 즉, 중앙과 가장자리의 위상이 달라진다. 이는 그림 1(c)와 같은 전계 분포를 가지는 TE_{20} 모드를 발생시킬 수 있다. 양 끝 쪽의 edge rays는 서로 같은 위상을 가지는데, TE_{10} 모드와 같이 모드 상수 m 이 홀수인 모드는, 양 끝에서 반대의 위상을 가지므로, 발생할 수 없다. 사용 주파수가 TE_{20}

그림 13. 테이퍼를 이용한 평행판 도파관의 여기

Fig. 13. Excitation of parallel plate waveguide through taper.

그림 14. 테이퍼를 통해 여기된 TEM 모드와 TE₂₀ 모드의 전달 특성

Fig. 14. Transmission of TEM and TE₂₀ mode in double-sided parallel-strip to parallel plate waveguide.

모드의 차단 주파수보다 높은 경우 TEM 모드와 TE₂₀ 모드가 함께 존재하게 되며, 주파수가 높아짐에 따라 TE₂₀ 모드가 더 크게 발생함을 예측할 수 있다. 주파수가 높아질수록 PPW에 도달한 center ray와 edge rays의 위상차가 180°에 가까워져 전계의 분포가 TE₂₀ 모드의 전계 분포와 더 유사해지기 때문이다. CST MWS를 통해 얻은 TEM 모드와 TE₂₀ 모드 각각의 S_{21} 을 그림 14에 도시하였다. 차단 주파수인 5.3 GHz 부근에서 TE₂₀ 모드의 S_{21} 이 급격히 증가하고, 더 높은 주파수에서 점진적으로 증가함을 확인할 수 있다. 이와 유사한 참고문헌 [18]의 경우 TE₂₀ 모드의 발생으로 인해 그림 1(f)와 같이 전계가 불균일하게 발생하여 측정 장치의 가용 주파수 범위가 제한될 수 있다.

VI. 결 론

PPW에서 가장 낮은 주파수에서 발생하는 것으로 알려져 있는 고차 모드인 TE₁ 모드와 TM₁ 모드보다 더 낮은 주파수에서 발생하는 고차 모드인 TE_{mn} 모드에 대해 기술하였다. TE_{mn} 모드에 대한 전자계 분포의 식을 PPW 양 경계를 PMC로 가정하여 유도하였으며, TE_{mn} 모드 중 TE₁₀ 모드의 존재를 TE_{10½} 공동기를 제작하여 실증하였다. TE_{10½} 공동기는 예측한 주파수에서 공진하였으며, 전계의 분포 또한 유도된 식과 일치함을 perturbation method를 통해 검증

하였다. PPW의 너비와 높이의 비에 따라 달라지는 TE₁₀ 모드의 특성에 대해서도 논하였다. 이 비가 작아질수록 PPW 외부에 발생하는 fringing field의 영향이 커짐으로써 차단 주파수가 더 낮게 나타남을 확인하였다. 또한, 테이퍼 구조를 이용한 PPW의 실레에서 TE_{mn} 모드가 발생하는 경로와 이의 문제점에 대해 논하였다. 향후의 연구에서 PPW가 측정 장비, 전송선 등으로 활용될 때 TE_{mn} 모드의 존재가 고려되어야 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] David M. Pozar, *Microwave Engineering*, 3rd Ed. NewYork: Wiley, ch. 3, 2005.
- [2] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, 1st Ed. New-York: Dover, ch. 2, 1965.
- [3] R. E. Collin, *Field Theory of Guided Waves*, 2nd Ed. IEEE Press, ch. 10, 1991.
- [4] R. Ding, L. Tsang, and H. Braunisch, "Wave propagation in a randomly rough parallel-plate waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp.1216-1223, May 2009.
- [5] F. Mariotte, N. Engheta, "Reflection and transmission of guided electromagnetic waves at an air-chiral interface and at a chiral slab in a parallel-plate waveguide", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 41, no. 11, pp. 1895-1906, Nov. 1993.
- [6] S. -J. Chung, C. H. Chen, "Partial variational principle for electromagnetic field problems: Theory and applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 36, no. 3, pp. 473-479, Mar. 1988.
- [7] C. H. Kim, H. J. Eom, and T. J. Park, "A series solution for TM-mode radiation from a flanged parallel-plate waveguide", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 41, no. 10, pp. 1469-1471, Oct. 1993.
- [8] T. J. Park, H. J. Eom, "Scattering and reception by a flanged parallel-plate waveguide: TE-mode analysis", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 41, no. 8, pp. 1458-1460, Aug. 1993.
- [9] H. Guckel, P. A. Brennan, and I. Palocz, "A parallel-plate waveguide approach to micro miniatur-

- rized, planar transmission lines for integrated circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 15, no. 8, pp. 468-476, Aug. 1967.
- [10] H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, "Properties of microstrip line on Si-SiO₂ system", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 19, no. 11, pp. 869-881, Nov. 1971.
- [11] S. Coleman, D. Grischkowsky, "Parallel plate THz transmitter", *Appl. Phys. Lett.*, vol. 84, pp. 654-656, Feb. 2004.
- [12] J. Zhang, D. Grischkowsky, "Waveguide terahertz time-domain spectroscopy of nanometer water layers", *Opt. Lett.*, vol. 29, no. 14, pp. 1617-1619, Jul. 2004.
- [13] R. Mendis, "Guided-wave THz time-domain spectroscopy of highly doped silicon using parallel-plate waveguides", *Electron. Lett.*, vol. 42, pp. 19-21, Jan. 2006.
- [14] R. Mendis, D. Grischkowsky, "Undistorted guided-wave propagation of subpicosecond terahertz pulses", *Opt. Lett.*, vol. 26, no. 11, pp. 846-848, Jun. 2001.
- [15] S. H. Kim, E. S. Lee, Y. B. Ji, and T. I. Jeon, "Propagation of THz field through a tapered parallel-plate waveguide", in *Proc. Infrared Millimeter and Terahertz Waves(IRMMW-THz), 2010 35th International Conference on*, Rome, pp. 1-2, 2010.
- [16] R. Mendis, D. M. Mittleman, "Comparison of the lowest-order transverse-electric(TE₁) and transverse-magnetic(TEM) modes of the parallel-plate waveguide for terahertz pulse applications", *Opt. Express*, vol. 17, no. 17, pp. 14839-14850, 2009.
- [17] R. Mendis, D. Grischkowsky, "Multifaceted terahertz applications of parallel-plate waveguide: TE₁ mode", *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 26, pp. s40-s44, 2010.
- [18] ETS-Lindgren Model 5203 Tri-Plate, Available: <http://www.ets-lindgren.com/manuals/5203.pdf>
- [19] W. F. Richards, *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design*, New York: Van Nostr and Reinhold, ch. 10, 1988.
- [20] David M. Pozar, *Microwave Engineering*. 3rd Ed. New York: Wiley, ch. 6, 2005.
- [21] CST-Microwave Studio, *Computer Simulation Technology*, 2010.
- [22] S. G. Kim, K. Chang, "Ultra wide-band transitions and new microwave components using double-sided parallel-strip lines", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, no. 9, pp. 2148-2152, Sep. 2004.

조 규 영

2008년 2월: 경북대학교 전자전기
컴퓨터학부 (공학사)
2008년 2월~현재: 포항공과대학교
전자전기공학과 석·박사 통합과
정
[주 관심분야] 마이크로웨이브 측
정, 공진기

조 현 동

2011년 2월: 한양대학교 전자전기
컴퓨터공학부 (공학사)
2011년 2월~현재: 포항공과대학교
전자전기공학과 석사과정
[주 관심분야] 안테나, 도파관 설계

박 위 상

1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)

1982년 6월: University of Wisconsin-Madison 전자공학과 (공학석사)

1986년 8월: University of Wisconsin-Madison 전자공학과 (공학박사)

1976년 7월~1978년 11월: 삼성전

자 공업주식회사

1984년 1월~1986년 8월: University of Wisconsin-Madison, TA 및 RA

1986년 8월~현재: 포항공과대학교 전자전기공학과 교수

[주 관심분야] Automobile Slot FM Antenna, RF Propagation in Power Cable, Bandpass Filter of Frequency Selective Surface, RFID for Conductor Structure, Radiation Leakage of LSI Chip