

# 슬롯 결합 마이크로스트립라인-도파관 천이기의 등가 회로 모델링

## Equivalent Network Modeling of Slot-Coupled Microstripline to Waveguide Transition

김 원 호 · 신 종 우 · 김 정 필

Won-Ho Kim · Jong-Woo Shin · Jeong-Phill Kim

### 요 약

슬롯 결합 마이크로스트립라인-도파관 천이기에 대해 간략하지만 정확한 등가 회로 모델을 추출하기 위한 해석 방법을 제안한다. 이 등가회로는 이상적 변압기, 마이크로스트립 개방 스텐브, 그리고 슬롯 중심에서 도파관 쪽과 급전선 쪽 반평면으로 바라보는 각각의 어드미턴스들로 구성된다. 관련된 회로 변수 값들은 가역 정리(Reciprocity theorem), 푸리에 변환과 푸리에 급수(Fourier transform and series), 복소 전력 개념(Complex power concept), 파스발 정리(Parceval's theorem), 그리고 스펙트럼 영역 이미턴스 접근법(Spectral-domain immittance approach)에 의해 계산된다. 계산된 산란계수 값을 측정된 값과 비교하였으며 이들 사이의 상당한 일치도는 제안된 등가회로 모델의 간편성과 정확성을 뒷받침한다.

### Abstract

An analysis method of slot-coupled microstripline to waveguide transition is presented to developed a simple but accurate equivalent circuit model. The equivalent circuit consists of an ideal transformer, microstrip open stub, and admittance elements looking into a waveguide and a half space of feed side from a slot center. The related circuit element values are calculated by applying the reciprocity theorem, the Fourier transform and series representation, the complex power concept, and the spectral-domain immittance approach. The computed scattering parameters are compared with the measured, and good agreement validates the simplicity and accuracy of the proposed equivalent circuit model.

Key words : Microstripline-Waveguide Transition, Slot-Coupled, Equivalent Circuit

### I. 서 론

슬롯 결합 마이크로스트립라인-도파관 천이기<sup>[1]</sup>가 평면 회로와의 효율적인 집적화를 위해 제안되어 사용되어 왔고, 천이기의 특성 해석을 위해서는 주로 수치 해석적 방법이 사용되고 있다. 그러나 설계를 얻는데 많은 시간이 소요되며 천이기의 동작특

성을 개념적으로 설명하는데 어려움이 있다. 이러한 문제점은 등가회로 모델링을 통해 해결할 수 있다. 그러나 기존의 등가회로 모델링 방법<sup>[1]</sup>은 급전선 방향으로 방사되는 전력의 영향을 제대로 고려하지 못하는 문제점이 있다. 뿐만 아니라 기존 천이기의 문제점인 좁은 동작 대역폭을 개선하기 위해 도파관 내에  $\lambda_g/4$  길이의 유전체를 삽입한 구조가 제안되

「본 논문은 2003년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음(KRF-2003003-D00325).」

중앙대학교 전자전기공학부(Department of Electronic & Electrical Engineering, Chung-Ang University)

· 논문 번호 : 20040816-106

· 수정완료일자 : 2004년 10월 1일

었지만<sup>[2]</sup> 이에 대한 상세한 해석과 설계 이론이 제시되어 있지 않은 상황이다.

본 논문은 슬롯 결합 마이크로스트립라인-도파관 천이기에 대해 간략하지만 정확한 등가 회로 모델을 추출하기 위한 일반적인 해석 이론을 제안한다. 이 이론에 근거한 등가 회로 추출과 각 변수들의 계산 과정을 보이고, X 밴드 대역의 천이기를 설계, 제작한 후 그 특성을 측정하여 제안된 이론의 타당성을 검증한다.

## II. 해석 과정 및 등가 회로

그림 1은 도파관 내에 유전체가 삽입된, 슬롯 결합 마이크로스트립라인-도파관 천이기의 구조를 보여준다.  $a$ 와  $b$ 는 구형 도파관 단면의 가로 길이와 높이,  $L_s$ 와  $W_s$ 는 슬롯의 길이와 폭을 나타낸다.  $W_f$ 와  $L_f$ 는 마이크로스트립 급전선의 폭과 연장된 개방 스톱브의 길이를 나타낸다.  $\epsilon_f$ 와  $h_f$ 는 각각 급전선 기판의 유전상수와 두께이고,  $\epsilon_w$ 와  $h_w$ 는 도파관에 내장된 유전체의 유전상수와 종 방향 길이를 나타낸다.

### 2-1 마이크로스트립라인과 슬롯의 결합 모델링

마이크로스트립라인과 슬롯의 결합에 대한 모델링은 그림 2에 보인 바와 같이 이상적 변압기(ideal transformer)로 모델링이 가능하다고 잘 알려져 있다<sup>[3],[4]</sup>.  $Z_{of}$ 와  $\beta_f$ 는 각각 급전선의 특성 임피던스(characteristic impedance)와 위상상수(phase constant)를 나타낸다. 이상적 변압기의 권선비(turns ratio)

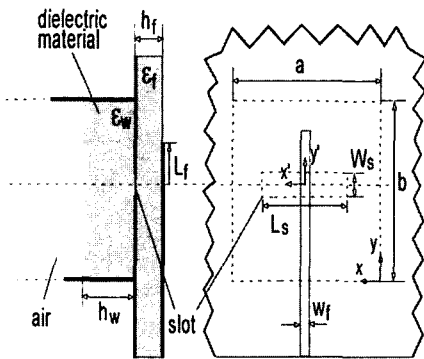


그림 1. 슬롯 결합 마이크로스트립라인-도파관 천이 기 구조

Fig. 1. Structure of a slot coupled microstripline-to-waveguide transition.

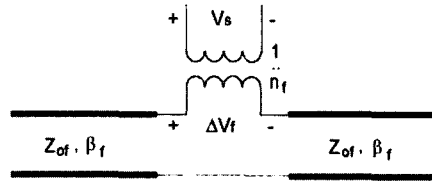


그림 2. 마이크로스트립라인과 슬롯 결합구조의 등가 회로

Fig. 2. Equivalent circuit of a coupling structure between microstripline and slot.

$n_f (= \Delta V_f / V_s)$ 는 가역 정리(Reciprocity theorem)<sup>[5],[6]</sup>에 의해 다음 식과 같이 표현될 수 있다.

$$n_f = \iint_S (\overline{e}_s \times \overline{h}) \cdot \hat{n} dS. \quad (1)$$

여기에서  $S$ 는 슬롯 영역,  $\overline{e}_s$ 는 슬롯 중심에서 양단 전압이 1 V가 되도록 정규화된 슬롯의 전기장,  $\overline{h}$ 는 1 A의 전류가 흐른다는 정규화 조건에 따른 마이크로스트립라인의 자기장, 그리고  $\hat{n}$ 은 외곽 수직 단위 벡터(outward normal unit vector)이다. 슬롯 전기장  $\overline{e}_s = \hat{y}e_y$ 를 다음과 같이 가정하면

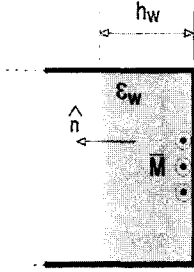
$$e_y = \frac{1}{\pi \sqrt{(W_s/2)^2 - y'^2}} \cos\left(\frac{\pi x}{L_s}\right). \quad (2)$$

$n_f$ 를 스펙트럼 영역 이미턴스 접근법(Spectral-domain immittance approach)과 푸리에 변환(Fourier transform)<sup>[7]</sup>을 사용하여 효율적으로 계산할 수 있다<sup>[3],[4]</sup>.

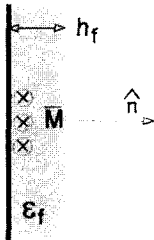
### 2-2 슬롯에서 후면 방사의 모델링

급전선에서 슬롯으로 결합된 신호는 도파관 쪽으로 전송될 뿐만 아니라 급전선 쪽 반평면으로도 방사된다. 이에 대한 해석을 위해 천이기를 그림 3(a), (b)와 같이 두 부분으로 나누어 모델링할 수 있다.

먼저 급전선 쪽 반평면으로 방사되는 후면 방사 복소 전력은 완전 도체상의 등가 자류(equivalent magnetic current)  $\overline{m}$ 으로부터 계산될 수 있는데  $\overline{m} = \overline{e}_s \times \hat{n}$ 의 등가 이론(equivalence theorem)<sup>[5]</sup>에 의해 결정된다. 결과적으로  $\overline{m} = \hat{x}m_x$ 로 주어지고  $m_x$ 에 대한 표현은  $e_y$ 의 표현과 동일하다. 앞에서 슬롯 중심 양단의 전압이 1 V가 되도록 정규화 되었으므로 후면 방사에 대한 슬롯 중심에서의 자체 어드미턴스(self



(a) 슬롯과 도파관 결합 구조의 전자기적 모델링  
(a) Electromagnetic modeling of coupling structure between slot and waveguide



(b) 슬롯과 급전선 쪽 반평면 결합 구조의 전자기적 모델링  
(b) Electromagnetic modeling of coupling structure between slot and the half space of the feed line

그림 3. 슬롯 어드미턴스 계산을 위한 전자기적 모델링  
Fig. 3. Electromagnetic modeling for the calculation of slot admittances.

admittance)  $Y_f (= G_f + jB_f)$ 는 복소 전력 개념(complex power concept)<sup>[5]</sup>에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$Y_f = - \int \int_S m_x^* h_x dS. \quad (3)$$

여기에서  $m_x^*$ 는  $m_x$ 의 켈레 복소수이고  $h_f$ 는  $m_x$ 에 의해 유기되는 자기장의  $x$  성분이다. 푸리에 변환을 다음과 같이 정의하면

$$\tilde{\phi}(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \phi(x, y) e^{j(k_x x + k_y y)} dx dy, \quad (4)$$

스펙트럼 영역에서  $Y_f$ 는 파스발 정리(Parceval's theorem)<sup>[7]</sup>에 의해 다음과 같이 표현된다.

$$Y_f = \frac{-1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{G}_{xx}^{HM} |\tilde{M}_x|^2 dk_x dk_y. \quad (5)$$

여기에서  $\tilde{G}_{xx}^{HM}$ 는  $m_x$ 에 의한  $h_x$ 의 스펙트럼 영역 그린 함수(spectral-domain Green's function)로 스펙트럼 영역 이미턴스 접근법<sup>[7]</sup>을 이용하면 용이하게 구

할 수 있으며 그 결과는 다음과 같다.

$$\tilde{G}_{xx}^{HM}(k_x, k_y) = \frac{-k_x^2}{k_x^2 + k_y^2} Y_{TE} + \frac{-k_y^2}{k_x^2 + k_y^2} Y_{TM}. \quad (6)$$

여기에서  $Y_{TE}$ 와  $Y_{TM}$ 은 각각  $TE_z$ 모드와  $TM_z$ 모드의 입력 어드미턴스로 각각 다음과 같다.

$$Y_i = Y_{0d}^i \frac{Y_{00}^i + Y_{0d}^i \tan \gamma_{dz} h}{Y_{0d}^i + Y_{00}^i \tan \gamma_{dz} h}. \quad (7)$$

여기에서  $i = TE_z$  또는  $TM_z$ 이고,  $Y_{00}^i$ 와  $Y_{0d}^i$ 은 각각 공기층과 유전체 층에서의 파동 어드미턴스(wave admittance)이다. 그리고 식 (5)에서  $\tilde{M}_x$ 는  $m_x$ 의 푸리에 변환으로 다음과 같이 계산된다.

$$\tilde{M}_x = \frac{2\pi}{L_s} \frac{\cos(L_s k_x / 2)}{(\pi/L_s)^2 - k_x^2} J_0\left(\frac{W_s}{2} |k_y|\right). \quad (8)$$

여기에서  $J_0(\cdot)$ 는 제 1종 0차 Bessel 함수이다. 좌표 변환( $k_x = k_\rho \cos \phi$ ,  $k_y = k_\rho \sin \phi$ )과  $\tilde{G}_{xx}^{HM}$ 와  $|\tilde{M}_x|^2$ 의 대칭특성을 이용하면  $Y_f$ 는 다음과 같이 정리되어 표현될 수 있다.

$$Y_f = \frac{-1}{\pi^2} \int_0^{\pi/2} \int_0^\infty \tilde{G}_{xx}^{HM} |\tilde{M}_x|^2 k_\rho dk_\rho d\phi. \quad (9)$$

잘 알려진 것처럼  $\tilde{G}_{xx}^{HM}$ 은 구간  $k_0 < k_\rho < k_0 \sqrt{\epsilon_f}$ 에서  $TM_z$  표면파 모드(surface-wave mode)에 의한 특이점(singularity)이 존재할 뿐만 아니라  $k_\rho$ 가 증가할수록 진동과 함께 그 수렴속도가 느려 이를 그냥 적분하기가 어렵다. 그러나 특이점 추출(singularity extraction)과 점근항 추출법(asymptotic extraction techniques)<sup>[8]</sup>을 사용하면 큰 어려움 없이 이 적분을 수치적으로 계산할 수 있다.

### 2.3 슬롯과 도파관 결합 구조의 모델링

슬롯에서 도파관으로 전송되는 복소 전력에 관련된 슬롯 중심에서의 자체 입력 어드미턴스  $Y_w$ 는 식 (3)과 유사하게 다음과 같이 주어진다.

$$Y_w = - \int \int_S m_x^* h_{wx} dS. \quad (10)$$

여기에서  $h_{wx}$ 는  $m_x$ 에 의해 도파관 내에 유기되는 자기장의  $x$  성분이다. 도파관 내에  $h_{wx}$ 의 분포를 고려하면 다음 식과 같은 푸리에 급수(Fourier series)가 선택되어야 한다.

$$\psi(x, y) = \sum_{m,n} \psi_{mn} \sin(k_{xm}x) \cos(k_{yn}y). \quad (11)$$

여기에서  $k_{xm} = m\pi/a (m=1, 2, \dots)$ ,  $k_{yn} = n\pi/b (n=0, 1, 2, \dots)$ , 그리고  $\psi_{mn}$ 은 푸리에 계수(Fourier coefficient)이다. 위 정의와 함께 파스발 정리에 의해  $Y_w$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_w = - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{ab}{2\epsilon_n} (\mathcal{G}_{xx}^{HM})_{mn} |(\widehat{M}_x)_{mn}|^2. \quad (12)$$

여기에서  $\epsilon_n$ 은  $n=0$ 인 경우 1이고  $n \neq 0$ 인 경우 2가 되는 Neumann의 수이고,  $m_x$ 에 의한  $h_{ux}$ 의  $mn$  번째 모드의 스펙트럼 영역 그린함수  $(\mathcal{G}_{xx}^{HM})_{mn}$ 은 식 (6)의 그린 함수에서  $k_x$ 와  $k_y$ 에 관련된 변수를 각각  $k_{xm}$ 와  $k_{yn}$ 로 치환하여 얻을 수 있다. 식 (12)에서  $m_x$ 에 대한  $mn$ 번째 푸리에 계수  $(\widehat{M}_x)_{mn}$ 는 다음과 같이 주어지며

$$(\widehat{M}_x)_{mn} = \frac{2\epsilon_n}{ab} \frac{2\pi}{L_s} \frac{\cos(L_s k_{xm}/2) \sin(ak_{xm}/2)}{(\pi/L_s)^2 - k_{xm}^2} J_0\left(\frac{W_s}{2} |k_{ym}|\right) \cos \frac{bk_{ym}}{2}, \quad (13)$$

추가 수학적 연산을 이용하면  $Y_w$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$Y_w = - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} [(n_{mn}^{TE})^2 Y_{mn}^{TE} + (n_{mn}^{TM})^2 Y_{mn}^{TM}]. \quad (14)$$

여기에서  $(n_{mn}^{TE})^2$ 은 다음과 같이 주어지고

$$(n_{mn}^{TE})^2 = \frac{ab}{2\epsilon_n} \frac{k_{xm}^2}{k_{xm}^2 + k_{yn}^2} |(\widehat{M}_x)_{mn}|^2. \quad (15)$$

$(n_{mn}^{TM})^2$ 은  $(n_{mn}^{TE})^2$ 에서  $k_{xm}$ 과  $k_{yn}$ 을 서로 치환함으로써 얻어진다.  $n_{mn}^{TE}$ 와  $n_{mn}^{TM}$ 은 각각의 해당 모드들에 대한 이상적 변압기의 권선비로 고려될 수 있기 때문에 슬롯에 의해 여기된 도파관 구조는 그림 4와 같은 등가회로로 모델링 될 수 있다. 등가회로 모델에서 도파관내 각 모드들의 특성은 그에 해당하는 등가 전송선로로 모델링 되어 표현되어졌다.

### 24 등가 회로

그림 4의 등가 회로에서 구형 도파관의  $(TE_z)_{10}$  모드만이 진행모드(propagating mode)가 되고 다른 모든 모드들은 소실 모드(evanescent mode)가 된다. 따

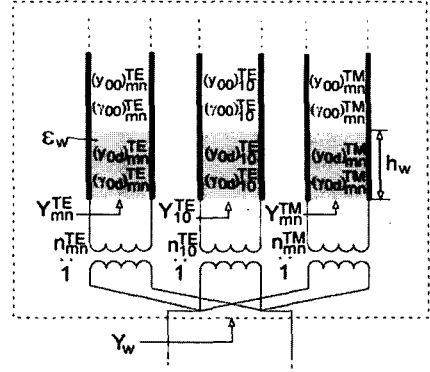


그림 4. 슬롯과 도파관 결합구조의 등가 회로  
Fig. 4. Equivalent circuit for a slot-to-waveguide coupling structure.

라서  $Y_w = G_w + jB_w$ 에서 진행모드에 대한 입력 임피던스는 실수가 되어 컨덕턴스  $G_w = (n_{mn}^{TE})^2 Y_{10}^{TE}$ 로 주어지며, 소실모드에 대한 입력 임피던스 값은 허수가 된다. 따라서 이 소실모드들에 해당하는 병렬 연결된 각각의 어드미턴스들은 순수한 허수값을 갖는 하나의 어드미턴스로 표현되며 그 값은  $jB_w = Y_w - G_w$ 으로 표현된다. 그러므로 그림 5에 보인 간략화 된 최종 등가 모델을 얻을 수 있다. 급전선에서 바라본 직렬 임피던스  $Z_1$ 은  $Z_1 = R_1 + jX_1 = n_f^2 / (Y_w + Y_f)$ 와 같이 주어지고 전체 입력 임피던스  $Z_{in}$ 은  $Z_{in} = Z_1 + jX_f$ 가 된다. 여기서  $X_f$ 는 마이크로스트립 개방 스테브의 리액턴스이다. 그리고 천이기의 산란계수는 다음 식에 의해서 계산될 수 있다.

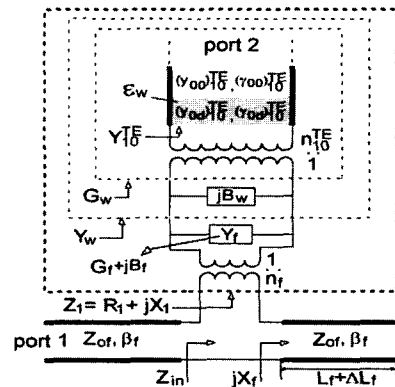


그림 5. 간략화 된 최종 등가 회로  
Fig. 5. Equivalent circuit for a slot-to-waveguide coupling structure.

$$S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_{of}}{Z_{in} + Z_{of}} \quad (16)$$

$$|S_{21}| = \sqrt{\frac{G_w}{G_w + G_f} (1 - |S_{11}|^2)} \quad (17)$$

임피던스 정합을 위해서  $Z_{in} = R_1 + j(X_1 + X_f) = 50 \Omega$  을 만족해야 한다. 이를 위해 먼저 설계 주파수에서 구조 변수들을  $R_1 = 50 \Omega$  이 되도록 결정한다. 다음으로 개방 스티브의 길이를 조정하여  $X_f = -X_1$  가 되도록 하면  $Z_{in} = R_1 = 50 \Omega$  이 되어 임피던스 정합이 이루어진다.

### III. 결과 및 토론

10 GHz 대역의 슬롯 결합 마이크로스트립라인·도파관 천이기를 유전체가 삽입된 WR90 도파관을 이용하여 제작하였다. 설계 변수들은 각각  $h_f = 0.64 \text{ mm}$ ,  $h_w = 2.35 \text{ mm}$ ,  $\epsilon_f = \epsilon_w = 10.2$ ,  $W_s = 1.00 \text{ mm}$ ,  $L_s = 5.50 \text{ mm}$ ,  $W_f = 0.65 \text{ mm}$ , 그리고  $L_f = 4.30 \text{ mm}$ 이다.

그림 5에서 보듯이  $G_w$ 와  $G_f$ 가 병렬로 연결되어 있기 때문에 전력 전송량은 입력 임피던스 중 컨덕턴스 값에 비례한다. 따라서 급전선 쪽 반평면보다 도파관 쪽으로 더 많은 전력을 전송하기 위해서는  $G_f$ 보다  $G_w$ 가 상대적으로 커야 한다.  $G_f$  값은 도파관 내의 유전체 삽입과 무관하며 10 GHz에서의 값은 0.21 mmho이다. 그리고 도파관 내에 유전체가 없는 경우  $G_w$ 는 0.22 mmho로 도파관 쪽으로의 전송효율  $e_t = G_w / (G_w + G_f)$ 이 0.51이 된다. 이는 마이크로스트립라인에서 슬롯으로 결합된 전력 중 약 51%만이 도파관 쪽으로 전송되고, 나머지는 후면 방사됨을 의미한다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 도파관 내에 고유전율의  $\lambda/4$  길이의 트랜스포머(Quarter-wave transformer)를 삽입하는 방법을 고려해 볼 수 있다. 이 경우  $\sqrt{\epsilon_w}$ 에 비례하는 트랜스포머의 특성 어드미턴스 ( $Y_{oq}$ )로 인해 새로운 ( $G_w$ )<sub>new</sub>는 ( $G_w$ )<sub>new</sub> =  $Y_{oq}^2 / (G_w)_{old}$ 로 주어지므로 결과적으로  $\epsilon_w$ 에 비례하여 증가하게 된다. 그러나 도파관 내에 지나치게 높은 유전상수를 갖는 유전체를 삽입할 경우 전송효율은 증가하지만 오히려 임피던스 차이를 크게 하여 천이기의 대역폭이 좁아질 수 있으므로 전력 전송 효율과 대역폭 면에서 적당한 설계 값이 요구된다. 이와

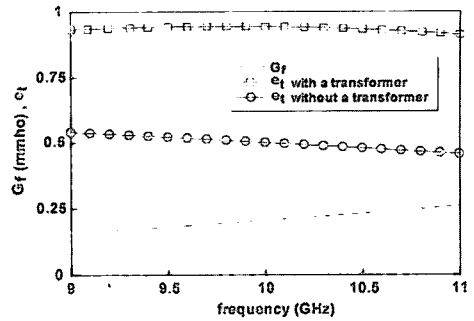


그림 6. 계산된  $G_f$  전송효율  $e_t$   
Fig. 6. Computed  $G_f$  and transfer efficiency  $e_t$ .

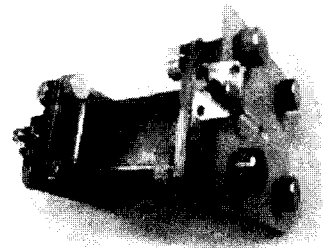


그림 7. 제작된 X 밴드 천이기  
Fig. 7. Photograph of the fabricated X-band transition.

같은 방법의 타당성을 검증하기 위해, 9~11 GHz 주파수 범위에서  $G_f$ 와 전송효율  $e_t$ 을 계산하여 그림 6에 나타내었다. 유전체가 삽입된 경우 중심 주파수에서  $e_t \approx 0.94$ 가 되고 이것은 입력전력의 약 94%의 전력이 도파관으로 전송된다는 것을 의미한다. 위와 같은 결과는 유전체 삽입으로 인해 천이기의 전력 전송 효율이 51%에서 94%로 개선됨을 의미한다.

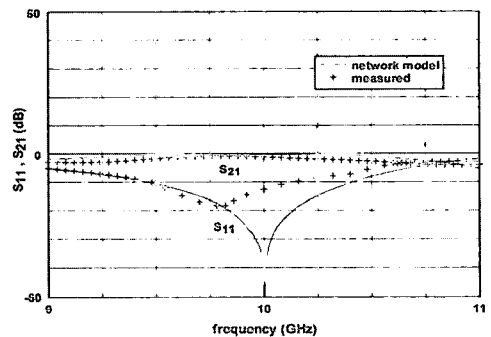


그림 8. 산란계수의 계산값과 측정값  
Fig. 8. Calculated and measured scattering parameters of the transition.

제안된 이론에 근거하여 제작한 천이기 사진을 그림 7에 나타내었고 제안된 이론에 의해 계산된 산란계수 값을 측정값과 비교하여 그림 8에 나타내었다. 그림 8에서 보듯이 계산된 반사손실과 삽입손실은 측정값과 비교적 좋은 일치도를 보이고 있다. 그리고 반사손실의 경우 측정된 천이기의 중심 주파수는 9.8 GHz로 설계치 10 GHz에 대해 약 2% 이내의 오차를 보여 제안된 이론의 타당성을 충분히 뒷받침해준다.

#### IV. 결 론

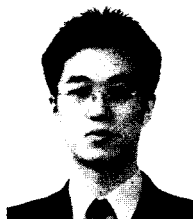
이 논문은 슬롯 결합 마이크로스트립-도파관 천이기에 대한 효율적인 등가 회로 모델을 추출하기 위한 일반적인 이론을 제안하였다. 추출된 등가회로는 이상적 변압기, 마이크로스트립 개방 스텐브, 그리고 슬롯 중심에서 도파관 쪽과 급전선 쪽 반평면으로 바라본 어드미턴스들로 구성된다. 관련된 회로 변수 값들은 가역정리, 복소 전력 개념, 파스발 정리, 그리고 스펙트럼 영역 이미턴스 접근법에 의해 계산된다. 제안된 이론의 타당성을 입증하기 위해 도파관 내에  $\lambda_g/4$  길이의 유전체를 삽입한 구조의 X 밴드 대역 천이기를 설계, 제작하였다. 계산된 산란계수를 측정된 값과 비교하였으며 상당한 일치도는 제안된 이론의 편이성, 효율성, 그리고 정확성을 충분히 뒷받침해 준다.

#### 김 원 호



2003년 2월: 중앙대학교 전자전기공학부 (공학사)  
 2003년 3월~현재: 중앙대학교 전기전자공학부 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나 설계 및 수동 소자

#### 신 중 우



2003년 2월: 중앙대학교 전자전기공학부 (공학사)  
 2003년 3월~현재: 중앙대학교 전기전자공학부 석사과정  
 [주 관심분야] 안테나 설계 및 수동 소자

#### 참 고 문 헌

- [1] B. N. Das, K. V. S. V. R. Prasad and K. V. Seshagirirao, "Excitation of waveguide by stripline- and microstrip-line-fed slots", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-3, no. 3, pp. 321-327, 1986.
- [2] L. Hyvonen, A. Hujanen, "A compact MMIC-compatible microstrip to waveguide transition", *IEEE MTT-S*, vol. 2, pp. 875-878, 1996.
- [3] J. P. Kim, W. S. Park, "An improved network modeling of slot-coupled microstrip lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 1484-1491, 1998.
- [4] J. P. Kim, W. S. Park, "Analysis and network modeling of an aperture-coupled microstrip patch antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-49, no. 6, pp. 849-854, 2001.
- [5] R. F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields*, IEEE Press, 2001.
- [6] D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 12, pp. 1439-1446, 1986.
- [7] T. Itoh, *Numerical Techniques for Microwave and Millimeter-Wave Passive Structures*, John Wiley and Sons Inc., 1989.
- [8] H. Y. Yang, "Frequency dependent modeling of passive integrated circuit components", *Ph.D. thesis*, University of California, Los Angeles, 1988.

#### 김 정 필



1988년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)  
 1990년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학석사)  
 1998년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)  
 1990년 1월~2001년 2월: LG 이노텍(주) 연구소 책임연구원

2001년 3월~현재: 중앙대학교 전자전기공학부 조교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 회로설계, 마이크로스트립 안테나 설계, 무선통신용 송수신 시스템 및 부품 설계