

# 개구면을 통한 마이크로스트립-수직 슬롯 라인 결합 구조의 회로망 해석과 모델링

## Equivalent Circuit Modeling of Aperture-Coupled Microstrip-to-Vertically Mounted Slotline Coupler

남 상 호 · 김 정 필

Sangho Nam · Jeoung-Phill Kim

### 요 약

마이크로스트립 라인에서 접지면의 개구면을 통해 수직으로 세워진 슬롯라인으로의 결합구조에 대한 등가회로를 도출하고, 관련된 변수 값들을 효율적으로 계산하기 위한 일반적인 해석을 제안하였다. 제안된 해석방법을 토대로 결합구조의 주파수 특성을 포함하여 개구면 길이와 수직 슬롯라인 폭 변화에 따른 영향을 살펴보았다. 제안한 해석방법과 설계 이론을 검증하기 위해 제안한 등가회로 모델과 하이브리드 유전알고리즘을 이용하여 C-대역 접지면 슬롯을 통한 마이크로스트립 라인-수직 슬롯라인 결합구조를 갖는 선형 테이퍼 슬롯 안테나를 최적 설계하였다. 뿐만아니라 등가회로를 이용하여 계산한 안테나 반사손실 특성을 측정결과 및 수치해석 결과와 비교하였으며, 이들간의 상당한 일치도는 제안한 해석, 설계 이론과 등가회로 모델의 타당성을 충분히 입증해 준다.

### Abstract

A general analysis of a microstrip-to-vertically mounted slotline(VMS) coupler is presented with a view to developing an equivalent circuit, and the efficient evaluation of the related circuit element values. Based on this theory, the effects of frequency and structure parameters such as aperture length and VMS width on the characteristics of the coupler are studied. In order to check the validity of the proposed analysis and design theory, a C-band linearly tapered slot antenna fed by an aperture-coupled back-to-back microstripline-to-VMS coupling structure is optimally designed using a hybrid genetic algorithm. Moreover, the computed characteristics from the network analysis is compared to the measurement and simulation results. The obtained results fully validate the efficiency and accuracy of the proposed network model.

Key words : Aperture Coupling, Microstripline, Vertically Mounted Slotline, Equivalent Circuit

### I. 서 론

마이크로파 및 밀리미터파 대역에서의 회로와 안테나 등에 대하여 고성능을 보장하고 용이한 제작을 가능케 하는 효율적인 결합 및 급전 구조에 대한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다. 특히 테이퍼형 슬롯 안테나(Tapered Slot Antenna: TSA)의 경우는 광대역 특

성과 함께 거의 동일한 E- 와 H- 빔 폭을 갖는 end-fire 방사 패턴으로 인해 배열 안테나에서 방사체와 reflector 안테나의 급전기로 많이 사용되고 있다.

TSA를 배열 안테나의 방사체로 사용하는데 있어서 급전 회로와 구조적으로 이격시키고 전기적으로 결합시키려는 연구가 진행되어 왔다. TSA를 급전하기 위하여 동축선 혹은 마이크로스트립 라인을 이

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

· 논문 번호 : 20081224-155

· 수정완료일자 : 2009년 2월 27일

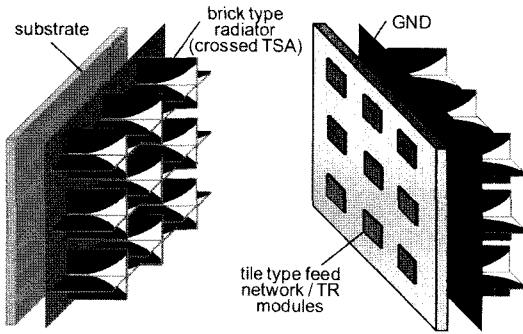


그림 1. 브릭형 TSA의 방사체와 타일형 급전 회로를 갖는 하이브리드형 이중 편파 어레이 안테나  
 Fig. 1. Hybrid configuration of dual-polarized phased array antenna with brick type crossed TSA and tile type feed network.

용한 급전 방식을 생각해 볼 수 있으나, 이 경우 구현과 유지 보수 면에서 어려움이 있다. 이러한 점을 극복하기 위하여 그림 1에서와 같이 마이크로스트립 급전 회로를 TSA 배열의 뒤쪽에 위치시킬 수 있다. 이 경우, 마이크로스트립 회로에서 방사체로의 강한 전자기적 결합이 이루어져야 하는데, 이를 위해 개구면을 통해 마이크로스트립 라인에서 수직으로 세워져 있는 슬롯 라인(Vertically Mounted Slotline: VMS)으로의 결합 구조가 제안되었다<sup>[1]</sup>. 이러한 급전 구조는 특히 이중 편파를 갖는 TSA 배열 안테나에 효과적으로 사용될 수 있다. 그러나 이와 관련된 구조 설계는 그동안 실험적 경험이나 많은 계산 시간을 요하는 수치해석적 접근으로 이루어져 왔다.

본 논문에서는 개구면 결합 마이크로스트립-VMS 구조에 대한 등가회로 모델링을 추출하기 위한 해석 방법과 관련 회로 변수 값들을 효율적으로 계산하는 방법을 제시한다. 제안된 등가회로를 바탕으로 관련 구조 변수들이 결합기 특성에 미치는 영향을 분석한다. 그리고 제안된 이론을 실험적으로 검증하기 위해서 C-대역 개구면 결합 마이크로스트립 라인-VMS 급전 구조를 갖는 TSA를 설계, 제작한 후 특성을 측정하여 계산 결과와 비교하였다.

## II. 본 론

### 2-1 네트워크 모델과 해석

개구면을 통한 마이크로스트립 라인-VMS 결합 구조는 그림 2에 도시된 바와 같이 마이크로스트립 라인, 개구면, 접지면, 그리고 VMS로 구성되어 있다.  $W_m$ 과  $W_{vs}$ 는 각각 마이크로스트립 라인과 VMS의 폭을 나타낸다.  $xz$ -대칭면을 기준으로 볼 때 VMS는 일반 슬롯 라인의 반쪽이므로 일반 슬롯 라인의 폭은  $W_s=2W_{vs}$ 가 된다.  $L_a$ 와  $W_a$ 는 각각 개구면의 길이와 폭이다. 또한, 마이크로스트립 라인 유전체 기판의 두께와 유전율은 각각  $d_m$ 과  $\epsilon_{rm}$ 으로 나타내었으며, VMS의 경우는  $d_{vs}$ 와  $\epsilon_{rvs}$ 로 나타내었다. 이러한 회로의 전기적 특성은 마이크로스트립 라인과 개구면, 그리고 개구면과 VMS 사이의 전자기적 결합을 분석함으로써 해석할 수 있다. 마이크로스트립 라인과 개구면 사이의 전자기적 결합에 대한 등

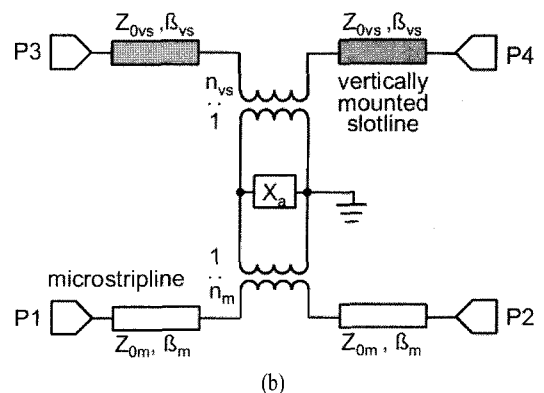
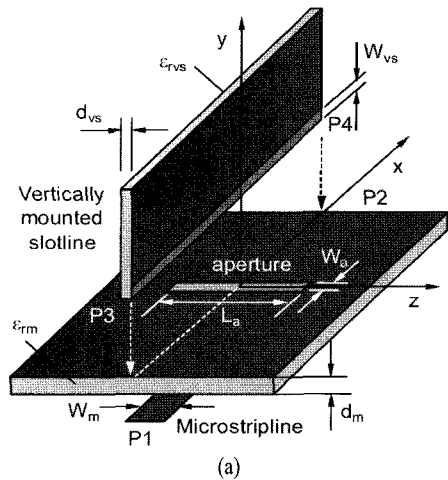


그림 2. 개구면을 통한 마이크로스트립-VMS 결합기의 구조(a)와 등가회로 모델(b)  
 Fig. 2. (a) Structure, and (b) equivalent circuit of back-to-back microstrip to VMS coupler.

가회로 모델에 대한 연구는 이미 이루어져 있으나<sup>[2]</sup>, 개구면과 VMS 사이의 결합 구조에 대한 모델링 연구는 저자의 조사에 의하면 이루어지지 않았다. 따라서 본 논문에서는 후자에 대하여 자세히 다루고자 한다.

VMS는 전송선의 한 종류이므로 VMS와 개구면 사이의 전자기적 결합은 일반적인 마이크로스트립 라인과 개구면의 결합 구조와 유사하게 모델링될 수 있으며, 따라서 전체적인 등가회로 구조는 그림 2와 같이 표현될 수 있다. 이 등가회로에서  $Z_{0m}$ 과  $\beta_m$ 은 마이크로스트립 라인의 특성 임피던스와 위상 상수이며,  $Z_{0vs}$ 와  $\beta_{vs}$ 는 각각 VMS의 특성 임피던스와 위상 상수이다. VMS와 일반 슬롯 라인의 대칭 특성으로 인하여  $Z_{0vs} = Z_{0s}/2$ 와  $\beta_{vs} = \beta_s$ 이 성립한다. 여기서  $Z_{0s}$ 와  $\beta_s$ 는 폭  $W_s = 2W_{vs}$ 를 갖는 일반 슬롯 라인의 특성 임피던스와 위상 상수이다. VMS의 유효 유전율은  $\epsilon_{ruse} = (\beta_{vs}/\beta_0)^2$ 으로 주어지며,  $\beta_0$ 는 자유 공간에서의 위상 상수이다.

일반적으로 폭이 좁은 직각 개구면의 길이는 안테나 응용을 제외하고는 방사 손실을 줄이기 위하여 일반적으로 해당 주파수 영역에서 반파장 길이보다 작게 한다. 개구면 중심에서의 입력 임피던스  $Z_a$ 는 전송선 이론에 의해 근사적으로 계산될 수 있으며, 스펙트럼 영역(spectral domain)에서 복소 전력(complex power) 개념을 적용함으로써 보다 정확히 계산될 수 있다.

다음으로 결정해야 하는 회로 값은 권선비  $n_{vs}$ 이다. 먼저 개구면 중앙에 전압  $V_a$ 가 인가된다고 가정한다. 이 경우 개구면에서의 전기장 분포는  $\overline{E}_a = -V_a \overline{e}_a$ 로 표현될 수 있으며,  $\overline{e}_a$ 는 정규화된 전기장이다. 가역 정리(reciprocity theorem)를 적용함으로써  $n_{vs}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다<sup>[4],[5],[2]</sup>.

$$n_{vs} = \frac{V_{vs}}{P_{vs}} \int_{S_a} \overline{e}_a \times \overline{h}_{vs} \cos(\beta_{vs} x) dS \quad (1)$$

여기서  $S_a$ 는 결합개구면 면적이며,  $V_{vs}$ ,  $P_{vs}$ , 그리고  $\overline{h}_{vs}$ 는 각각 VMS에서의 진행파의 전압, 전력, 그리고 자기장이다.  $n_{vs}$ 를 결정하기 위해서 본 논문에서는 일반적인 slot line의 전압에 해당하는  $V_s$ 를 1 V 정규화하였다. 따라서  $V_{vs} = 0.5$  V로 이 경우  $V_{vs}/P_{vs} = 2Z_{0vs} = Z_{0s}$ 가 된다.

반공진 길이보다 작고 폭이 좁은 직각 구조 결합 개구면에서의 전개 분포는  $\overline{e}_a = \hat{x}f(x)g(z)$ 로 나타낼 수 있으며, 관련 함수는 근사적으로 다음과 같이 표현할 수 있다<sup>[2],[3]</sup>.

$$f(x) = \frac{1}{\pi\sqrt{(W_a/2)^2 - x^2}} \quad (2)$$

$$g(z) = \cos\left(\frac{\pi z}{L_a}\right) \quad (3)$$

따라서 식 (1)은 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$n_{vs} = Z_{0s} I_f I_g \quad (4)$$

여기서  $I_f$ 와  $I_g$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$I_f = \int_{-W_{a/2}}^{W_{a/2}} f(x) \cos(\beta_{vs} x) dx = J_0\left(\frac{W_s \beta_{vs}}{2}\right) \quad (5)$$

$$I_g = \int_{-L_a/2}^{L_a/2} g(z) h_{vsz}(y=0, z) dz \quad (6)$$

여기서  $J_0(\cdot)$ 는 0차 1종 Bessel 함수이고,  $h_{vsz}$ 는  $V_{vs}$ 에 대한 VMS에서의 z 방향 성분의 자기장이다. 식에서 보는 바와 같이  $I_g$ 를 구하기 위해서는  $h_{vsz}(y=0, z)$ 에 대한 수학적 표현을 먼저 구해야 한다.  $I_g$ 에 대한 구체적 전개 및 계산 과정은 부록에 자세히 다루었다.

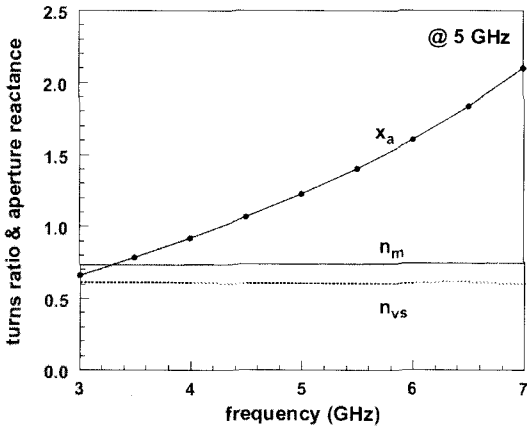
## 2-2 결과 및 논의

제안된 이론을 검증하기 위해서 개구면을 통한 마이크로스트립 라인-VMS 결합 구조에 대한 제반 특성을 살펴보았다. 관련 구조 변수는 다음과 같이 설정하였다.  $d_s = d_m = 31$  mils,  $\epsilon_{rvs} = \epsilon_{rm} = 2.2$ ,  $W_a = 0.5$  mm,  $W_{vs} = 0.3$  mm,  $W_m = 2.4$  mm이 경우 3~7 GHz 영역에서 특성 임피던스는  $Z_{0vs} \approx 59.40 \Omega$ , 유효유전율은  $\epsilon_{ruse} = (\beta_{vs}/\beta_0)^2 \approx 1.15$ 로 얻어졌다.  $n_m$ ,  $n_{vs}$ , 그리고 정규화된 리액턴스  $x_a (= X_a/50)$ 를  $L_a = 10$  mm에 대해서 관심 주파수 범위에서 계산한 후 그 결과를 그림 3(a)에 도시하였다.

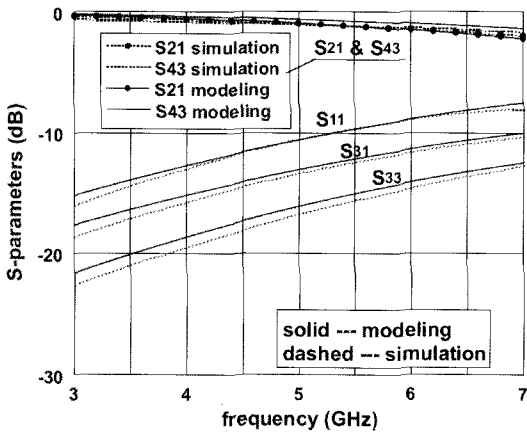
앞에서 언급하였듯이 개구면은 두 개의 단락된 Stub로 모델링 될 수 있기 때문에 그것의 리액턴스 값은 주파수에 따라 증가한다. 또 하나 주목할 만한 영향은 주파수가 증가함에 따라 권선비  $n_{vs}$ 가 관심 주파수 영역에서 거의 상수가 된다는 결과이다. 이는 주파수가 증가함에 따라 개구면의 전기적 길이와

VMS와 개구면 사이의 전기적 간격이 증가하는데, 이 현상이  $n_{vs}$ 에 상반된 영향을 미치기 때문이다. 얻어진 회로변수 값들을 통한 결합기의 특성을 계산하여 그림 3(b)에 도시하였다. 개구면에서의 전기장 분포를 고려할 때 포트 3과 4로 결합되는 전기장은 서로 반대 위상이 된다( $S_{41} \approx -S_{31}$ ). 그림 3(b)에서 보는 바와 같이 이론으로부터 도출된 결과와 수치해석 시뮬레이션<sup>[6]</sup> 결과가 잘 일치함을 확인할 수 있다. 주파수에 따라 증가하는 개구면의 리액턴스로 인해 전송량( $S_{21}$ 과  $S_{43}$ )은 감소하고 결합( $S_{31}$ )과 반사( $S_{11}$ 과  $S_{33}$ )는 증가함을 알 수 있다.

다음으로 주파수 5 GHz 에서의 개구면의 길이



(a)



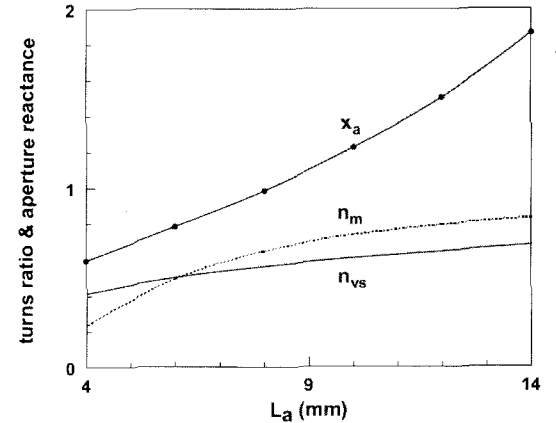
(b)

그림 3. 주파수에 따른 결합기의 회로 값(a)과 특성(b)

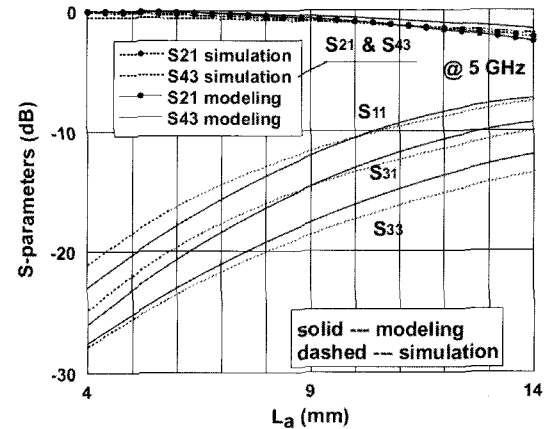
Fig. 3. (a) Circuit element value, and (b) characteristics of the coupler as a function of frequency.

( $L_a$ )에 따른  $X_a$ ,  $n_m$ , 그리고  $n_{vs}$  값을 그림 4(a)에 도시하였다. 리액턴스  $X_a$ 가 개구면 길이가 커짐에 따라 증가하는 현상은 전송선 이론을 통하여 쉽게 설명할 수 있다. 또한 권선비  $n_m$ 과  $n_{vs}$ 도 결합량의 증가에 따라 증가하게 된다. 그림 4(b)는 개구면 길이에 따른 결합기의 특성을 보여주고 있다. 계산된 결과는 수치해석 시뮬레이션<sup>[6]</sup> 결과와 상당히 일치함을 보이고 있다.

다음은 주파수 5 GHz에서 VMS의 폭  $W_{vs}$ 에 따른 결합기의 특성을 살펴보았다. 권선비  $n_{vs}$ 와 함께 전송 특성상수  $z_{0vs}(Z_{0vs}/50)$ 와  $\beta_s$ 를 그림 5(a)에 도시하였다.  $W_{vs}$ 가 증가함에 따라 자유 공간 영역에 전기장이 더



(a)



(b)

그림 4. 개구면 길이에 따른 결합기의 회로 값(a)과 특성(b)

Fig. 4. (a) Circuit element values, and (b) characteristics of the coupler as a function of aperture length.

많이 분포하게 되고, 그 결과  $Z_{0vs}$ 가 증가하게 되며,  $\epsilon_{ruse}$ 가 다소 감소하게 된다. 따라서 수직으로 세워져 있는 금속 fin과 개구면 사이의 전기적 결합이 작아지게 되어 결과적으로 권선비가 감소하게 된다. 도출된 결과를 통하여 결합기의 특성에 대한 분석을 실시하였으며, 그 결과를 그림 5(b)에 도시하였다. 이 경우, 역시 제안된 이론과 수치 해석 시뮬레이션 결과가 상당히 일치하고 있음을 확인할 수 있다. 개구면과 VMS 사이의 결합은  $W_{vs}$ 가 증가함에 따라 작아지게 되고, 그 결과  $S_{31}$ 과  $S_{33}$ 가 감소하게 된다. 그러나  $S_{11}$ 과  $S_{21}$ 는 다소 증가하는 추세를 보이다가 상수에 근접하고 있다. 이러한 현상은 VMS의 금속 fin을 공동 접지면으로 부터

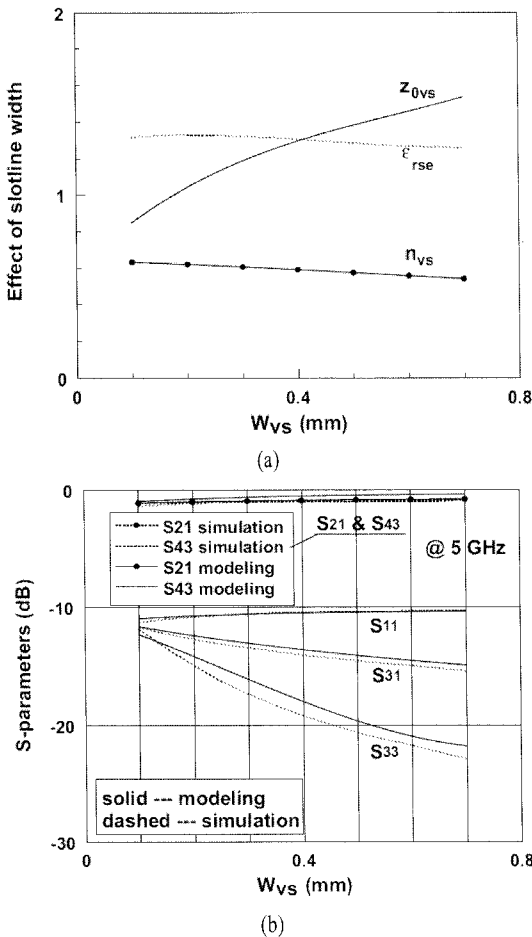


그림 5. VMS의 슬롯 라인 폭에 따른 결합기의 회로 값(a)과 특성 (b)  
 Fig. 5. (a) Circuit element values, and (b) characteristics of the coupler as a function of slotline width of VMS.

점점 멀리 떨어뜨림에 따라 마이크로스트립 라인 회로 부분에 미치는 영향이 점점 줄어들기 때문이다. 이러한 결과는 마이크로스트립 라인 회로 부분의 특성이 주로 개구면에 의해서만 영향 받게 됨을 의미한다.

마지막으로 제안된 이론을 실험적으로 검증해 보았다. 일반적으로 VMS의 단자 3과 4를 종단시키기가 쉽지 않기 때문에 C-대역 선형 테이퍼형 슬롯 안테나(Linearly Tapered Slot Antenna: LTSA)를 VMS 한 쪽에 위치시켰으며 반대편 부분은 단락시켰다(그

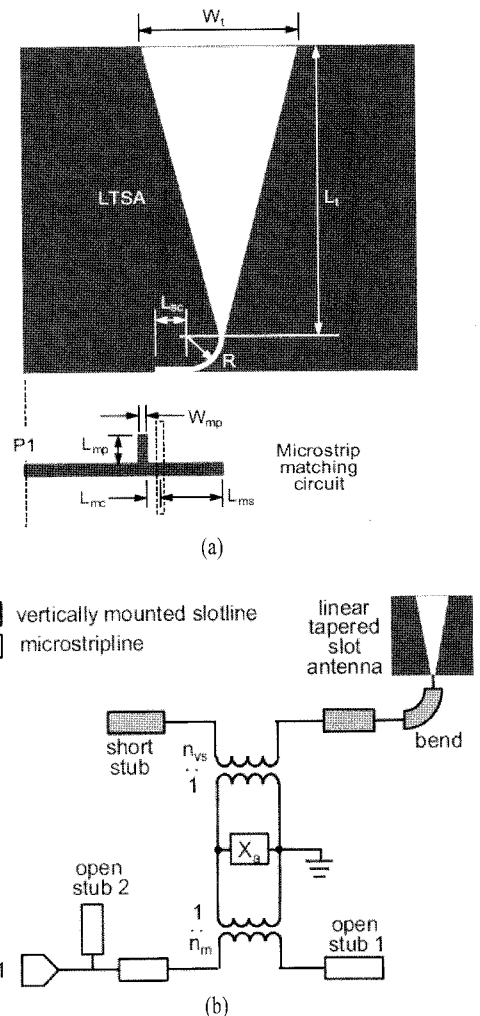
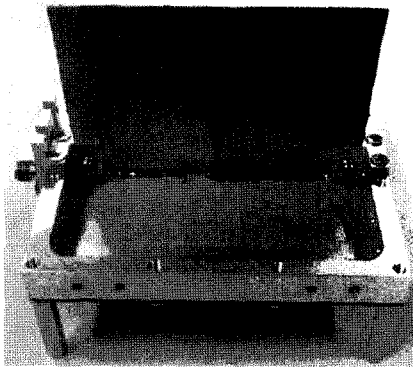
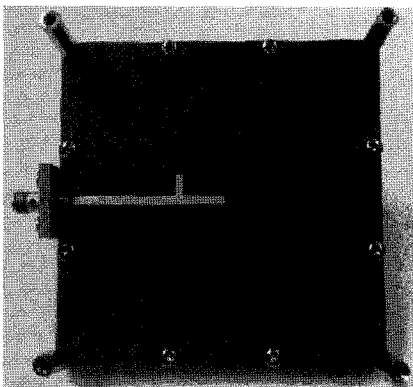


그림 6. 마이크로스트립에서 VMS로의 개구면 결합 급전 구조를 갖는 LTSA(a)와 등가회로(b)  
 Fig. 6. (a) Configuration, and (b) equivalent circuit of LTSA fed by aperture-coupled back-to-back microstrip-VMS coupling structure.

림 6(a). TSA의 설계 절차는 참고문헌 [7], [8] 등에 잘 기술되어 있다. LTSA를  $h_{us}=31$  mils,  $\epsilon_{r_{us}}=2.2$ 를 갖는 유전체 기판을 이용하여 설계하였으며,  $L_t=46.85$  mm,  $W_t=20.00$  mm로 선택하였다. LTSA에서의 슬롯 라인으로 연결되는 부분은 곡률 반경  $R=5$  mm를 갖도록 하였으며, 개구면의 폭과 길이는 각각  $W_a=0.50$  mm,  $L_a=10.00$  mm로 하였다. LTSA, 구부러진 슬롯 라인 구조, 그리고 슬롯 라인 단락 구조 특성은 수치 해석 시뮬레이션을 통하여 구하였으며<sup>[6]</sup>, 이 결과를 그림 6(b)에 도시한 바와 같이 제안된 등가회로 모델과 결합시켰다. 남아 있는 설계 변수들은 5 GHz에서 임피던스 매칭을 위해 hybrid 유



(a)



(b)

그림 7. 개구면 결합 마이크로스트립-VMS 급전 구조를 갖는 LTSA의 제작된 모습(a)과 급전 구조(b)

Fig. 7. Fabricated LTSA fed by aperture-coupled back-to-back microstrip VMS coupling structure; (a) LTSA radiator and aperture, and (b) feed.

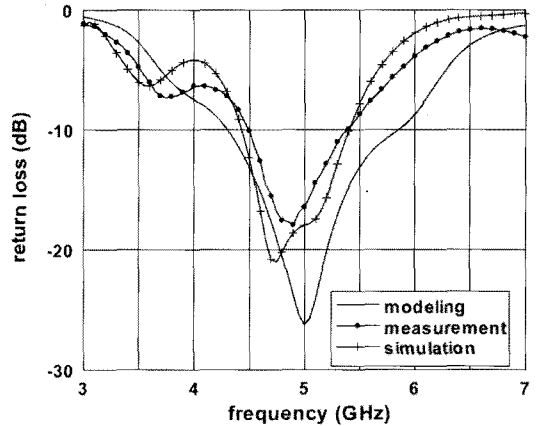


그림 8. 마이크로스트립에서 VMS로 개구면 결합 급전 구조를 갖는 LTSA의 특성

Fig. 8. Characteristics of LTSA fed by aperture-coupled back-to-back microstrip-VMS coupling structure.

전 알고리즘<sup>[9]</sup>을 통하여 최적화되었으며, 최종 설계 결과는  $L_{sc}=4.35$  mm,  $L_{ms}=9.85$  mm,  $L_{mp}=5.80$  mm,  $W_{mp}=2.00$  mm, 그리고  $L_{mc}=1.00$  mm이다. 구현된 안테나(그림 7)의 반사 특성 측정 결과를 회로망 모델 결과 및 수치 해석 시뮬레이션<sup>[6]</sup> 결과와 함께 그림 8에 도시하였다. 모델링에 기반한 반사 특성과 이를 최적화 알고리즘을 통해 구한 설계 변수를 적용한 수치 해석 시뮬레이션 및 이를 제작하여 측정된 안테나의 반사 특성의 오차는 각각 5%와 2%로 나타났다. 이러한 검증 결과를 볼 때 제안된 등가회로 모델이 관련 회로 및 안테나에 대한 CAD 기반 설계에 유용하게 적용될 수 있을 것으로 사료된다.

### III. 결 론

개구면을 통한 마이크로스트립 라인-VMS 급전 구조에 대한 일반적인 해석을 통해 관련 구조의 등가회로 모델을 제시하였다. 등가회로는 전송선, 이상적 변압기, 그리고 리액턴스 회로 부분들로 구성된다. 도출된 등가회로 모델을 기반으로 주파수, 개구면 길이, 그리고 VMS 폭에 따른 제반 특성 변화를 연구하였다. 제안된 해석과 설계 이론을 검증하기 위하여 C-대역에서의 개구면 결합 마이크로스트립

립 라인- VMS로 급전된 LTSA 설계에 적용하였으며, 관련 구조 변수들을 등가회로를 기반으로 하이브리드 유전알고리즘을 사용하여 최적화 설계하였다. 최적화를 바탕으로 얻어진 구조적 변수에 기반한 시뮬레이션 결과 및 측정 결과는 5% 오차 내외로 일치하였으며, 이러한 결과들은 제안된 회로망 해석과 등가회로의 정확도와 효율성을 검증해 주고 있다.

### 부 록

$I_g$ 를 계산하기 위해서는 주어진  $V_s$ 에서의  $h_{vsz}$  ( $y=0, z$ )의 표현식을 먼저 구해야 한다.  $V_s=1$  V 라고 가정하였기 때문에  $z=0$ 면에서의 전기장  $\vec{E}_s$  는  $\vec{E}_s = -\hat{y}e_s(y)$ 로 표현될 수 있으며,  $e_s(y)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$e_s(y) = \frac{1}{\pi \sqrt{(W_s/2)^2 - y^2}} \quad (7)$$

관련된 구조들이  $xy$ -면에 평행하게 존재하고 있기 때문에  $h_{vsz}(y=0, z)$ 의 표현식은 스펙트럼 영역에서 효과적으로 구할 수 있다. 이를 위해 변수  $y$ 와  $k_y$ 에 대한 Fourier 변환 관계식을 도입하면  $h_{vsz}(y=0, z)$ 를 다음과 같이 표현할 수 있으며,

$$h_{vsz}(y=0, z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \widetilde{h}_{vsz}(k_y, z) dz dk_y \quad (8)$$

$I_g$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$I_g = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-L_d/2}^{L_d/2} g(z) \widetilde{h}_{vsz}(k_y, z) dz dk_y \quad (9)$$

상기 식에서  $\widetilde{h}_z(k_y, z)$ 는 맥스웰 방정식을 통하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widetilde{h}_z(k_y, z) = \frac{1}{\omega\mu} \{ \beta_s \widetilde{E}_y(k_y, z) - k_y \widetilde{E}_x(k_y, z) \} \quad (10)$$

스펙트럼 영역 이미턴스 방법(spectral-domain immittance approach)을 적용하면 다음과 같은  $(x, y)$ 와  $(u, v)$  좌표 변환식을 얻을 수 있다<sup>[10]</sup>.

$$\begin{bmatrix} \widetilde{E}_x(k_y, z) \\ \widetilde{E}_y(k_y, z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \phi & \cos \phi \\ -\cos \phi & \sin \phi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{E}_u(k_y, z) \\ \widetilde{E}_v(k_y, z) \end{bmatrix} \quad (11)$$

여기에서  $\cos \phi = \beta_s/k_\rho$ ,  $\sin \phi = k_y/k_\rho$ , 그리고  $k_\rho = \sqrt{\beta_s^2 + k_y^2}$ 으로 주어진다. 주목할 점은  $\widetilde{h}_z(k_y, z)$ 는 TEz 모드( $\vec{E}_u$ ,  $\vec{H}_v$ ,  $\vec{H}_z$ )로만 표현될 수 있다는 점이며, 따라서  $\widetilde{h}_z(k_y, z)$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\widetilde{h}_z(k_y, z) = \frac{-k_\rho}{\omega\mu} \widetilde{E}_u(k_y, z) \quad (12)$$

$\widetilde{E}_u(k_y, z)$ 는  $\vec{E}_u(k_y, z=0)$ 로부터 확장된 전송선 이론에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\widetilde{E}_u(k_y, z) = \vec{E}_u(k_y, z=0) \begin{cases} T_1(k_y, z), & z > 0 \\ T_2(k_y, z), & -d_{vs} < z < 0 \\ T_3(k_y, z), & z < -d_{vs} \end{cases} \quad (13)$$

여기에서  $T_1(\cdot)$ ,  $T_2(\cdot)$ , 그리고  $T_3(\cdot)$ 는 다음과 같다.

$$T_1(k_y, z) = e^{-\gamma_0 z} \quad (14)$$

$$T_2(k_y, z) = \cosh(\gamma_d |z|) - \frac{\eta_{te}^-}{\eta_{te}^d} \sinh(\gamma_d |z|) \quad (15)$$

$$T_3(k_y, z) = e^{-\gamma_0 |z + d_{vs}|} \left\{ \cosh(\gamma_d d_{vs}) - \frac{\eta_{te}^-}{\eta_{te}^d} \sinh(\gamma_d d_{vs}) \right\} \quad (16)$$

상기 식들에서 아래첨자 “0”과 “d”는 각각 공기 영역과 유전체 부분을 의미한다. TEz 모드에서 각 영역의 고유 임피던스와 전파상수  $\eta_{te}^i$ 와  $\gamma_i$  ( $i=0, d$ )는 다음과 같이 주어진다.

$$\eta_{te}^i = \frac{j\omega\mu}{\gamma_i} \quad (17)$$

$$\gamma_i^2 = \beta_s^2 + k_y^2 - k_i^2 \quad (18)$$

그리고  $\eta_{te}^-$ 는  $z=0$ 에서  $-z$  방향으로 바라본 입력 웨이브 임피던스(input wave impedance)이며, 다음과 같이 주어진다.

$$\eta_{te}^- = \eta_{te}^d \frac{\eta_{te}^0 + \eta_{te}^d \tanh \gamma_d d_{vs}}{\eta_{te}^d + \eta_{te}^0 \tanh \gamma_d d_{vs}} \quad (19)$$

그림 9는 상기 표현식들과 관련된 슬롯 라인에 대

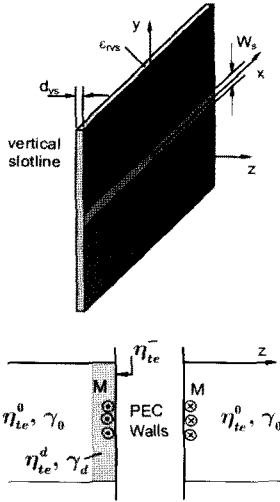


그림 9. 슬롯 라인의 구조와 전송선 표현  
Fig. 9. Structure and transmission line representation of slotline.

한 TEz 모드의 등가 전송선 표현이다.  $\bar{E}_u(k_y, z=0)$ 에 대한 표현식은 다음과 같으므로

$$\bar{E}_u(k_y, z=0) = \cos \phi \bar{e}_s(k_y) = \cos \phi J_0\left(\frac{W_s |k_y|}{2}\right) \quad (20)$$

$\bar{h}_z(k_y, z)$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$\bar{h}_z(k_y, z) = \frac{\beta_s}{\omega \mu} J_0\left(\frac{W_s |k_y|}{2}\right) T(k_y, z) \quad (21)$$

$z$  변수에 대한 적분은 완전한 수식(closed form)으로 구해지므로<sup>[11]</sup>,  $I_g$ 는 다음과 같이  $k_y$  변수에 대한 1차원 적분으로 단순화 된다.

$$I_g = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} G(k_y) dk_y \quad (22)$$

여기에서  $G(k_y)$ 는 다음과 같다.

$$G(k_y) = \frac{\beta_s}{\omega \mu} J_0\left(\frac{W_s |k_y|}{2}\right) (G_1 + G_2 + G_3) \quad (23)$$

$$G_1(k_y) = \int_0^{L_d/2} T_1(k_y, z) \cos\left(\frac{\pi z}{L_a}\right) dz \quad (24)$$

$$G_2(k_y) = \int_{-d}^0 T_2(k_y, z) \cos\left(\frac{\pi z}{L_a}\right) dz \quad (25)$$

$$G_3(k_y) = \int_{-\infty}^{-d} T_3(k_y, z) \cos\left(\frac{\pi z}{L_a}\right) dz \quad (26)$$

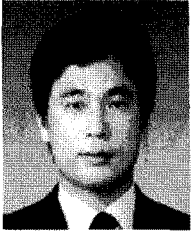
상기 적분함수  $G(k_y)$ 는  $k_y$ 에 대한 우함수이며,  $k_y$ 가 커짐에 따라 빠르게 감소하므로, 관련 적분은 수치적으로 큰 어려움 없이 계산될 수 있다.

### 참고 문헌

- [1] R. Q. Lee, R. N. Simons, "Orthogonal feeding techniques for tapered slot antenna", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 1172-1175, 1998.
- [2] J. P. Kim, W. S. Park, "An improved network modeling of slot-coupled microstrip line", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-46, no. 10, pp. 1484-1491, Oct. 1998.
- [3] J. P. Kim, W. S. Park, "Network modeling of an inclined and off-center microstrip-fed slot antenna", *IEEE Trans. Antenna Propagat.*, vol. AP-46, no. 8, pp. 1182-1188, Aug. 1998.
- [4] R. F. Harrington, *Time Harmonic Electromagnetic Fields*, New York: McGraw-Hill, 1961.
- [5] D. M. Pozar, "Reciprocity method of analysis for printed slot and slotcoupled microstrip antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-34, no. 12, pp. 1439-1446, Dec. 1986.
- [6] CST Microwave Studio V.5.0, Computer Simulation Technology, Germany.
- [7] J. Gibson, "The vivaldi aerial", *9th EUMC*, Brighton, U.K., pp. 101-105, 1979.
- [8] R. Janaswamy, "An accurate moment method model for the tapered slot antenna", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-37, no. 12, pp. 1523-1528, Dec. 1989.
- [9] R. L. Haupt, S. E. Haupt, *Practical Genetic Algorithms*, 2nd Ed., John Wiley & Sons, 2004.
- [10] T. Itoh, "Spectral domain immittance approach for dispersion characteristics of generalized printed transmission lines", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-28, no. 7, pp. 733-736, Jul. 1980.
- [11] M. Abramowitz, I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, Dover Publications, 1965.



남 상 호



2007년 2월: 중앙대학교 전자전기  
공학부 (공학사)  
2009년 2월: 중앙대학교 전자전기  
공학부 (공학석사)  
2009년 3월~현재: 삼성탈레스 연구  
원

[주 관심분야] 마이크로파 회로 설  
계 및 레이더 시스템 설계

김 정 필



1988년 2월: 서울대학교 전자공학  
과 (공학사)  
1990년 2월: 포항공과대학교 전자전  
기공학과 (공학석사)  
1998년 2월: 포항공과대학교 전자전  
기공학과 (공학박사)  
1990년 1월~2001년 2월: LG 이노

텍(주) 연구소 책임연구원

2001년 3월~현재: 중앙대학교 전자전기공학부 부교수.  
[주 관심분야] 마이크로파 회로 설계, 마이크로스트립 안  
테나 설계, 무선통신용 송수신 시스템 및 부품설계, 레  
이더 시스템 설계