

# Ka-band에서의 구형 도파관-마이크로스트립 변환구조의 설계 및 제작에 관한 연구

정희원 정진호\*, 권영우\*, 장영춘\*\*, 천창울\*\*

## Design and Fabrication of Rectangular Waveguide-to-Microstrip Transition at Ka-band

Jinho Jeong\*, Youngwoo Kwon\*, Youngchoon Jang\*\*, Changyul Cheon\*\* *Regular Members*

※본 연구는 한국과학재단 특정기초연구과제(96-0102-03-01-3)의 지원으로 수행되었습니다.

### 요약

밀리미터파 대역에서 동축선로-마이크로스트립 변환구조가 지니는 여러 가지 문제점을 극복하기 위해서 antipodal finline을 이용하는 구형 도파관-마이크로스트립 변환구조를 설계, 제작하였다. 반복 실험을 통한 실험적 최적화 및 수치해석을 통한 해석적 최적화 과정을 통해 작은 삽입손실 갖는 변환구조를 설계하였다. 실험적, 해석적으로 최적화된 변환구조는 Ka-band(26.5~40GHz)에서 변환구조당 0.3~0.4 dB의 작은 삽입손실을 나타냈다. Finline 변환구조를 사용하는 경우, 중요 설계변수가 기판상에 있으므로 재현성이 뛰어나며 정밀한 금속가공이 필요치 않아 동축선로-마이크로스트립 변환구조의 문제점을 극복할 수 있었다. 또한, 기존의 임피던스 변환기를 개선시키기 위해 새롭게 지수함수 유전체 임피던스 변환기를 시도하였으며 이를 통하여 0.54dB 정도의 삽입손실을 개선시켰다.

### ABSTRACT

This paper presents a waveguide-to-microstrip transition at Ka-band using antipodal finlines. Critical design parameters were identified with the help of theoretical analysis. Experimental optimization was performed together with 3-D FEM analysis in an effort to find optimum dimensions of the transition. In addition to the conventional antipodal finline transition, a new dielectric impedance transformer was introduced to further reduce the insertion loss. Optimized waveguide-to-microstrip transition showed an insertion loss of 0.3~0.4dB/transition at Ka-band. This transition provides superior reproducibility and better performance than conventional coaxcable-to-microstrip transition.

\* 서울대학교 전기공학부

\*\* 서울시립대학교 전자공학과

論文番號 : 98103-0311

接受日字 : 1998年 3月 11日

## I. 서 론

마이크로파 및 밀리미터파 대역의 회로에서 사용되는 일반적인 전송선은 마이크로스트립 구조로서, 측정이나 다른 회로와의 연결을 위해서는 전송선 간의 변환구조가 필수적으로 요구된다. 저주파에서 주로 사용되는 동축선로-마이크로스트립 변환구조의 경우, 동축선로의 내부 도체와 마이크로스트립과의 전기적 접촉이 변환특성에 큰 영향을 주는데 10GHz 이상에서는 손실이 크고 재현성(reproducibility)이 나빠 고비용의 문제가 있다. 뿐만 아니라, 30GHz 이상의 밀리미터파 대역에서는 동축선로 보다 손실이 작은 도파관 및 도파관 소자(filter, antenna horn 등등)를 사용하게 된다. 따라서, 밀리미터파 대역에서는 손실이 작은 도파관-마이크로스트립 변환구조가 필요하게 된다. 특히, 밀리미터파 대역에서는 능동소자의 이득이 작고 수동소자의 손실이 크기 때문에 변환구조의 손실이 크면 전체 시스템의 성능이 크게 저하될 수 있다. 따라서, 작은 삽입손실, 그리고, 큰 반사손실, 우수한 재현성과 광대역 특성을 갖는 변환구조의 개발이 밀리미터파 시스템의 성공적인 구현을 위해서 필수적이라 하겠다.

도파관-마이크로스트립 변환구조 설계 방법으로 E-field probe를 이용하는 방법과 antipodal finline을 이용하는 방법 두 가지가 있다. 전자의 방법은 전자장 수치 해석을 통한 최적화가 이루어진 상태이다[1]. 그러나, 이 방법은 도파관 backshort의 위치에 따라 특성이 크게 변하여 재현성이 떨어지고, 정밀한 금속가공이 요구되어 고비용의 단점이 있다. 본 연구에서는 중요 설계변수가 기판에 프린트된 금속 박막 패턴에 있어서 재현성이 뛰어나고 정밀한 금속가공이 필요치 않아 저비용으로 구현 가능한 antipodal finline을 이용하는 변환구조의 최적화를 시도했다.

이 방법의 경우, 수치 해석이 쉽지 않아 이전의 논문들은 주로 경험적인 설계를 했으며 설계 변수에 대한 정확한 언급이 없었고, 각 설계변수가 특성에 미치는 영향에 대한 연구는 이루어지지 않았다[2][3][4]. 따라서, 본 연구는 이 변환구조의 설계 변수와 그 영향 정도를 알아보기 위하여 여러 설계 변수를 상정한 후에 각 설계변수를 바꾸어 가며 실험을 했다. 이러한 방법을 통하여 각 설계변수가 변환 특성에 미치는 영향 및 최적의 설계변수 값들을 찾아내었다. 또한,

실험 결과를 수치 해석에 의한 시뮬레이션 결과와 비교·분석하여 구조의 해석적인 최적화가 가능하도록 하였다. 본 논문에서는 이러한 해석적, 실험적 최적화 과정을 통해 얻어진 최적화된 구조와 그 특성을 제시한다.

## II. Antipodal finline을 이용하는 변환구조

Finline은 구형 도파관의 E-plane에 금속 fin이 프린트된 기판이 삽입된 전송선 구조이다. 이러한 finline은 금속 fin의 모양과 위치에 따라 unilateral, bilateral, isolated, antipodal finline 등으로 나눌 수 있다. 그림 1은 실제로 구현된 antipodal finline을 정면에서 바라본 그림이다. 기판 양쪽에 금속 fin이 프린트되어 있으며 기판이 도파관의 넓은 면 중앙의 홈(그림 1에서  $x_1$ ,  $x_2$ )에 올려져 있다. 윗쪽 홈( $x_1$ )은 기판 지지를 위해서, 아랫쪽 홈( $x_2$ )은 기판 지지와 fin과 도파관과의 전기적 접촉을 위한 serrated choke용으로 사용된다. Serrated choke는  $\lambda/4$ -마이크로스트립 open stub로 구성되며 RF에서 도파관과 전기적 단락이 이루어지게 하고, DC에서는 open이 되게 하여 능동소자의 바이어스를 쉽게 하였다. 이렇게 serrated choke를 사용하는 이유는 물리적으로 접촉시키는 경우에 비하여 재현성이 뛰어나고 변환특성이 우수하기 때문이다.

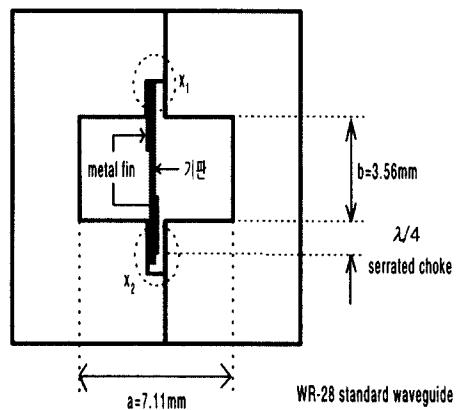


그림 1. Antipodal finline 전송선의 정면도  
Fig. 1 Front view of antipodal finline

그림 2는 antipodal finline을 사용하는 도파관-마이크로스트립 변환구조의 정면도이다.

크로스스트립 변환구조와 도파관의 E-plane에 삽입된 기판의 금속 박막 패턴을 나타낸 그림이다. 도파관의 E-plane에 삽입된 기판이 E-field를 90도 회전시켜 변환이 이루어진다. 도파관의 E-field는 TE<sub>10</sub> mode(그림 2의 단면 A)로서 antipodal finline을 거치면서 E-field가 회전한다(그림 2의 단면 B). 그리고, antipodal finline의 backside metallization은 마이크로스트립의 ground plane으로, frontside metallization은 마이크로스트립으로 tapering된다. 최종적인 마이크로스트립 라인의 field 분포는 D처럼 되어 변환이 완성된다. 기판을 도파관의 E-plane 중앙에 삽입한 이유는 그곳에서 E-field가 가장 크기 때문이다.

임피던스 측면에서 보면 도파관의 높은 임피던스와 마이크로스트립의 낮은 임피던스가 antipodal finline에 의해 정합이 이루어진다. Antipodal finline의 두 fin 간격이 가까워지면 임피던스가 낮아지므로 도파관에서 마이크로스트립으로 진행하면서 fin 간격이 가까워지고 마이크로스트립으로 tapering되어 임피던스 정합이 이루어지게 된다. 기판 앞부분의 삼각형 모양(그림 2의 DIT)은 도파관과 기판과의 임피던스 정합을 위한 유전체로 이루어진 임피던스 변환기이다. 이 유전체 임피던스 변환기는 기존에는 λ/4 변환기를 사용하는 것이 일반적이었는데 본 연구에서는 지수함수 변환기를 사용하였다.

이러한 변환구조의 설계 변수로는 유전체 임피던스 변환기, serrated choke, tp의 길이, 반원 모양의 금속패턴 S, L의 모양과 길이, antipodal finline의 모양, 앞패턴과 뒷패턴의 정렬 등이 있다.

### III. 제작 및 측정

사용한 기판은 유전율이 작고 Ka-band에서 손실이 작으며 가공이 쉬운 10 mil-RT Duroid 5880 (ε<sub>r</sub>=2.2)이다. 측정의 편의를 위해 2개의 변환구조 사이에 마이크로스트립 라인이 있는 back-to-back 구조로 제작하였다. 따라서, 측정 결과의 삽입손실에는 변환구조 2개의 삽입손실과 마이크로스트립 라인의 손실이 포함되어 있다.

#### 3.1 유전체 임피던스 변환기(Dielectric impedance transformer, DIT)

이 부분은 기존의 논문[5]에 있는 λ/4 변환기를 광대역, 저반사 특성을 얻기 위해 지수함수 변환기로 대체한 것이다. 그림 3처럼 두께 d, 높이 h인 기판이 도파관의 E-plane 중앙에 삽입되어 있을 때 특성 임피던스는 다음과 같이 주어진다.

$$Z(x) = Z_{\infty} / \sqrt{k_e - (\frac{\lambda}{2a})^2}$$

$$k_e = [1 - (\epsilon_r - 1)h(x)d/(ab)]^{-2}$$
(1)

여기서 Z<sub>∞</sub>는 공기로 채워진 도파관의 무한대 주파수에서 특성 임피던스이고, k<sub>e</sub>는 등가 유전 상수이다. Z(x)가 지수함수일 때 반사손실이 최소가 되므로 (지수함수 임피던스 변환기)

$$Z(x) = Z_{WG} \exp \left[ \frac{x}{l} \ln \frac{Z_D}{Z_{WG}} \right]$$
(2)

이다. 여기서 Z<sub>WG</sub>는 도파관의 특성 임피던스, Z<sub>D</sub>는 기판의 높이 h가 b일때(즉, h(x=l)=b)의 특성 임피던스이다. 식(1)과 식(2)를 풀면 기판의 높이 h(x)가 다음과 같이 주어진다.

$$h(x) = \frac{ab}{(\epsilon_r - 1)} \left[ 1 - \left( \frac{Z_{\infty}}{Z(x)} \right)^2 + \left( \frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]^{-1/2}$$
(3)

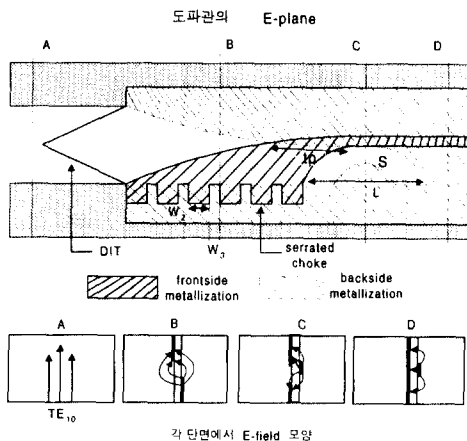


그림 2. Antipodal finline을 사용하는 도파관-마이크로스트립 변환구조

Fig. 2 W/G-to-microstrip transition using antipodal finline

식(3)에 의해 설계된 길이  $l$ 이 도파관 파장의 반파장( $f=33\text{GHz}$ )인 DIT의  $\frac{h(x)}{2}$ 가 그림 4에 나타나 있는데, 거의 직선에 가깝다. 따라서, 설계된 DIT는 그림 2에서 보듯이 기판 앞부분의 삼각형 모양이다. 수치해석을 통한 최적화를 통해서도 최소 반사계수를 가지는 DIT의 모양은 삼각형임이 밝혀졌다.

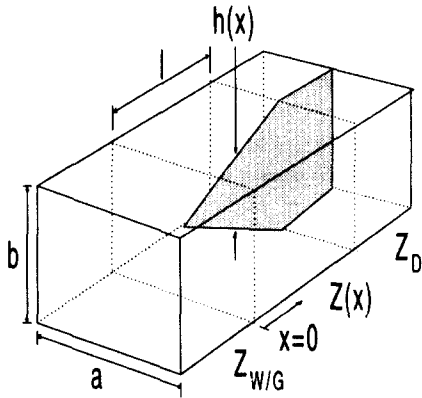


그림 3. DIT 설계  
Fig. 3 DIT design

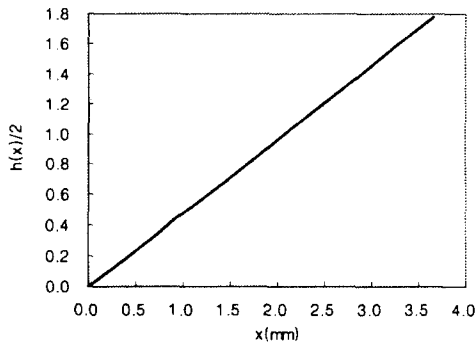


그림 4. DIT 기판 높이  $h(x)/2$   
Fig. 4  $h(x)/2$  versus  $x$

그림 5는 DIT가 있는 경우와 없는 경우에 변환구조의 삽입손실을 비교한 것으로 DIT가 0.54dB의 삽입손실을 감소시켰음을 알 수 있다.

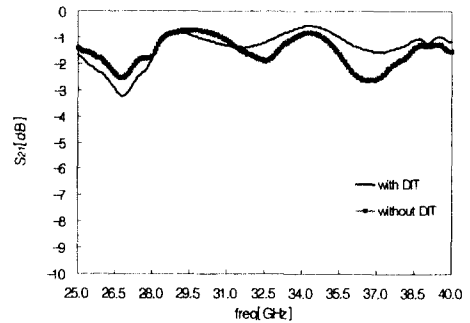


그림 5. DIT의 유무에 따른 삽입손실  
Fig. 5 DIT dependence of measured insertion loss

### 3.2 Serrated choke

기판 뒷면과 도파관은 물리적으로 접촉시킨다(그림 1의 홈  $x_1$ ). 그러나, 기판 앞면을 도파관과 물리적으로 접촉시키면 특성이 아주 나빠지는데 그림 6은 이때의 삽입손실을 나타낸다. 따라서, 본 연구에서는  $\lambda/4$  open stub를 여러 개 배열하여 RF에서는 전기적으로 short시키고 DC에서는 open 시키는 serrated choke를 사용하였는데, 그림 1에서 빗 모양의 금속 패턴이 이것이다. 이러한 serrated choke에서 설계변수는 마이크로스트립 라인의 폭  $W_2$ 와 간격  $W_3$ 이다. 그림 7은  $W_3/W_2$ 가 삽입손실에 미치는 영향을 나타내는데, 실험한 두 개의 비율 중에서는 이 값이 작은 패턴이 더 좋은 특성을 보인다.

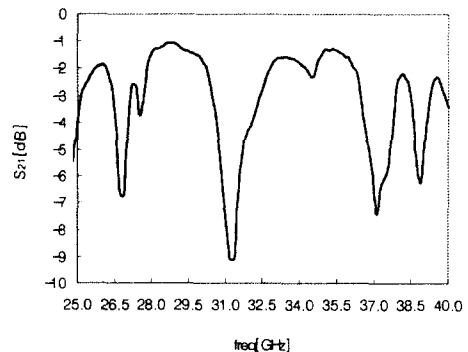


그림 6. 물리적 접촉시 삽입손실  
Fig. 6 Measured insertion loss when physically contacted

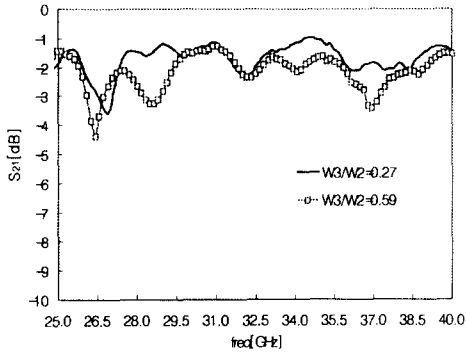


그림 7. choke와 삽입손실  
Fig. 7 Choke dependence of measured insertion loss

### 3.3 tp의 길이

tp는 antipodal finline의 앞패턴과 뒷패턴이 교차하는 두 지점간의 거리이다(그림 2 참조). 그림 8은 이 값에 따른 변환구조의 삽입손실을 나타낸 것이다. 길이가 길면 공진 주파수가 낮은 주파수로 이동하고 짧으면 높은 주파수로 이동하는 특성을 보인다. 그림 8에서 알 수 있듯이 이 값에 따라 공진 주파수가 바뀌므로 변환구조의 삽입손실 특성에 가장 큰 영향을 주는 설계 변수라 할 수 있다. 즉, 이 길이를 변화시키면 그림 8의 공진 주파수(33GHz)를 대역 바깥으로 이동시킬 수 있다. 수치해석을 통하여 이 두 지점에서 전기장이 최대가 됨을 알 수 있으며, 이 거리가 공진 주파수에서 반파장이 됨을 알 수 있다.

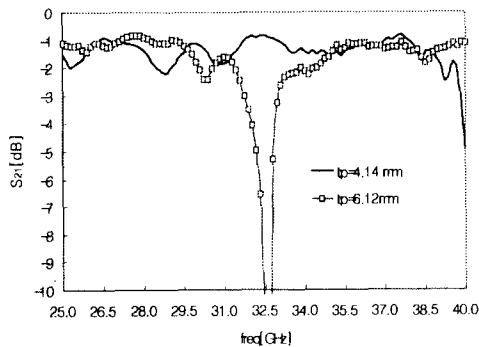


그림 8. tp와 삽입손실  
Fig. 8 tp dependence of measured insertion loss

### 3.4 반원 모양의 금속 패턴 S

S도 대역내 공진 주파수에 영향을 준다. 그림 9는 S의 유무가 삽입손실의 공진 주파수에 미치는 영향을 나타내는데 S가 없는 경우 28.0GHz, S가 있는 경우 26.9GHz에서 공진이 발생하므로 S가 공진 주파수를 1.1GHz 아래로 이동시킨다.

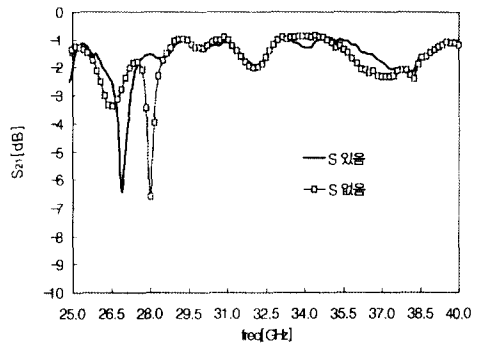


그림 9. S와 삽입손실  
Fig. 9 S dependence of measured insertion loss

### 3.5 L의 모양과 길이

L 부분의 모양은 대역내 삽입손실에 영향을 준다. 이 부분의 최적화는 시뮬레이션에 의해 이루어졌다. 그리고 L의 길이 역시 공진 주파수에 큰 영향을 주는 설계변수로서 그 이유는 그림 10에 나타나 있다. 그림 10에서 L이 대역내 주파수의 반파장이 되면 반파장 공진이 일어나므로 삽입손실이 나빠진다. 그림 11은 L이 길수록 공진 주파수가 아래로 이동함을 보여준다.

### 3.6 Antipodal finline의 모양

3.1에서와 같이 반사손실을 최소화시키려면 antipodal finline의 임피던스를 지수 함수적으로 변화시키면 된다. 그러나, 실험에서 사용한 패턴은 완전한 antipodal finline이 아니므로 지수 함수적으로 임피던스가 변하는 fin의 간격을 알아낼 수 없다. 따라서, 수치해석에 의한 최적화가 이루어 져야 한다. 그러나, 실험에 의하면 이 부분은 삽입손실에 크게 영향을 주는 변수가 아니다. 이 부분의 길이가 길수록 점진적인 임피던스 변화가 가능하여 반사손실이 적으나 너무 길면 저항 손실이 커 삽입손실을 저하시키므로 적절한 길이를 선택해야 한다.

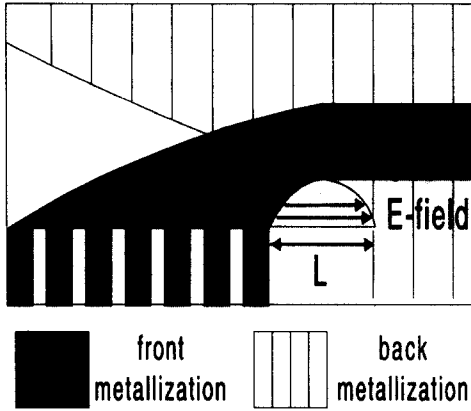


그림 10. L이 공진에 미치는 영향  
Fig. 10 L effect on in-band resonance

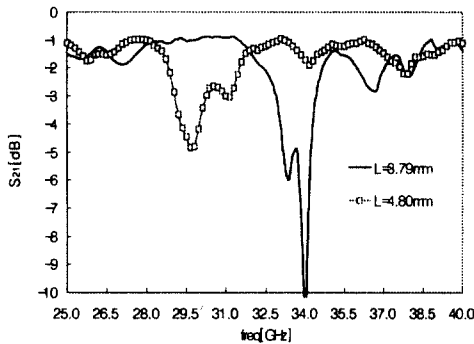


그림 11. L과 삽입손실  
Fig. 11 L dependence of measured insertion loss

### 3.7 앞패턴과 뒷패턴의 정렬

정렬이 어느 정도 되었느냐에 따라 3.3에서 밝힌 앞패턴과 뒷패턴이 교차하는 지점간의 거리가 달라지므로 공진 주파수에 영향을 줄 수 있다. 따라서, 정확한 정렬이 필요한데 본 논문에서 사용한 Duroid 기판은 불투명하므로 구멍을 뚫어서 양쪽 패턴을 정렬하였다. 만일 투명한 수정(quartz) 기판을 사용한다면 좀더 정확한 정렬이 가능할 것이다.

### 3.8 최적화된 변환구조의 삽입손실

반복 실험으로 각 변수의 삽입손실에 대한 영향을 알아내고 FEM에 의한 수치해석을 통하여 최적화된 변환구조를 찾아냈다. 그림 12는 최적화된 dimension

으로 제작된 변환구조의 삽입손실 및 실험과 시뮬레이션을 비교한 것이다.

대역내에서  $S_{21}$ [dB]의 평균이 -0.76 dB로 측정되었는데 따라서, 하나의 변환구조 당 삽입손실이 0.38dB 정도로서 동축선로-마이크로스트립 변환구조보다 더 우수한 특성을 보였다. 그리고, 여러번의 반복 실험을 통해 마운팅에 따라 특성이 거의 변하지 않아 재현성 역시 뛰어난 것으로 관찰되었고, 금속가공의 정밀도 역시 큰 영향을 주지 않아 저비용으로 제작이 가능하였다. 시뮬레이션과 실험 결과를 비교해 보면 약간의 주파수 이동만 있을 뿐 전체적인 특성이 잘 일치한다.

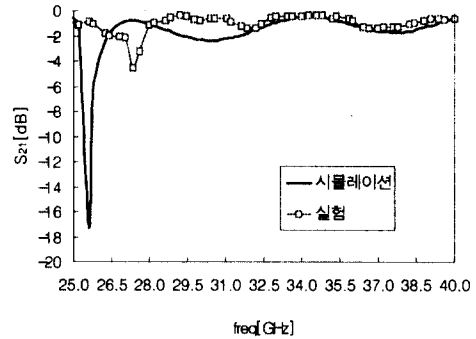


그림 12. 최적화된 변환구조의 삽입손실 및 시뮬레이션과의 비교  
Fig. 12 Measured and simulated insertion loss of optimized transition

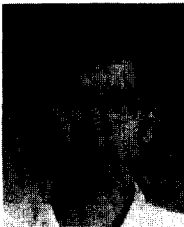
## IV. 결론

본 연구에서 antipodal finline을 이용하는 도파관-마이크로스트립 변환구조에 영향을 주는 여러 설계 변수와 각기 변환특성에 미치는 영향을 실험적으로 찾아내어 최적화 하였다. 변환 특성에 가장 큰 영향을 주는 대역내 공진은 앞패턴과 뒷패턴이 교차하는 지점간의 거리(tp의 길이), L 부분의 모양과 길이, 반원 모양의 금속패턴 S 등에 따라 그 주파수가 결정되는데 특히 앞패턴과 뒷패턴이 교차하는 지점간의 거리가 가장 우세한 설계 변수임을 밝혔다. 그리고, 삽입손실이 작은 choke dimension을 실험적으로 제시하였다. 본 논문에서는 유전체 임피던스 변환기를 새롭게 시도하여 삽입손실 특성을 개선시킬 수 있었다.

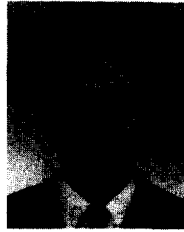
수치해석과 실험을 병행하여 실험적, 해석적으로 최적화된 구조를 제시하였고 측정 결과, Ka-band에서 삽입손실이 0.3~0.4 dB인 좋은 특성을 얻을 수 있었다. 특히 재현성이 뛰어나고 정밀한 금속 가공이 필요 없으므로 저비용, 대량생산의 가능성이 있음을 알 수 있었다. 이는 동축선로-마이크로스트립 변환구조가 가지는 많은 문제점을 극복한 것으로 밀리미터파용 회로 제작과 측정에 많은 응용이 가능할 것으로 예상된다.

### 참 고 문 헌

1. S. C. Shi and J. Inatani, "A Waveguide-to-Microstrip Transition with a DC/IF Return path and an Offset probe," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., March 1997, pp.442-445.
2. J. H. C. Van Heuven, "A New Integrated Waveguide-Microstrip Transition," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., March 1976, pp.144-147.
3. Michal Dydik et al, "Shielded Microstrip Aids V-band Receiver Designs," Microwaves, March 1982, pp.77-82.
4. J. de Mingo, A. Moliner, and A. Comeron, "Waveguide-to-Coupled Fin-Line Transition in Ka Band," IEEE MGWL, Oct. 1996, pp.363-365.
5. Cornelius J. Verver and Wolfgang J. R. Hoeffler, "Quarter-Wave Matching of Waveguide-to-Finline Transitions," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Dec. 1984, pp.1645-1648.



**정 진 호(Jinho Jeong)** 정회원  
 1973년 6월 14일생  
 1993년~1997년: 서울대학교 전기공학부(공학사)  
 1997년~현재: 서울대학교 전기공학부 석사과정  
 ※주관심분야: 마이크로파 및 밀리미터파 회로 설계, RF 수동소자 설계



**권 영 우(Youngwoo Kwon)** 정회원  
 1965년 8월 8일생  
 1984년~1988년: 서울대학교 전자공학과(공학사)  
 1988년~1990년: University of Michigan, M.S.E.E.  
 1990년~1994년: University of Michigan, Ph.D.

1994년~1996년: Rockwell International Science Center, MTS

1996년~1997년: 서울대학교 전기공학부 전임강사  
 1998년~현재: 서울대학교 전기공학부 조교수  
 ※주관심분야: MMIC 설계, 밀리미터파 회로 및 시스템, 능동소자 모델링, 비선형 회로 해석



**장 영 춘(Youngchoon Jang)** 정회원  
 1973년 8월 27일생  
 1992년~1996년: 강원대학교 전자공학과(공학사)  
 1996년~1998년: 서울시립대학교 전자공학과(석사)  
 1998년~현재: KMW중앙연구소  
 ※주관심분야: RF 소자 수치해석, 기지국용 RF filter 설계



**천 창 울(Changyul Cheon)** 정회원  
 1960년 4월 5일생  
 1983년: 서울대 전기공학과 졸업(공학사)  
 1985년: 동대학원 전기공학과 졸업(석사)  
 1992년: 미국 Univ. of Michigan 전기공학과 졸업(박사)

1992년: LG정밀연구소 선임연구원  
 1992년~1995년: 강원대 전기공학과 전임강사  
 1996년~현재: 서울시립대학교 전자전기공학부 조교수  
 ※주관심분야: RF 소자 수치해석, 안테나 해석 및 설계, 능동소자 모델링