

# 밀리미터파 대역에서의 마이크로스트립-슬롯라인을 이용한 전력분배기의 해석 및 설계

論 文  
48C - 6 - 13

## Analysis and Design of Power Divider Using the Microstrip-Slotline Transition in Millimeter-Wave Band

鄭鐵溶\* · 鄭鎮鎬\*\* · 金俊淵\* · 千昌律\*\*\* · 權泳佑§

(Chulyong Jeong · Jinho Jeong · Junyeon Kim · Changyul Cheon · Youngwoo Kwon)

**Abstract** - In this paper, an analysis of microstrip-slotline transition is performed using a 3D vector Finite Element Method(FEM). Artificial anisotropic absorber technique is employed to implement an matching boundary condition in FEM. On the base of the analysis, power divider/combiner is designed. The structure of the power combiner already developed are Branch-line coupler, Rat-race coupler, Wilkinson coupler, Lange coupler, etc. which are all planar. If the frequency goes up, the coupling efficiency of these planar couplers is decreased on account of skin loss. Especially, in millimeter-wave band, the efficiency of more than two ways combiner is radically reduced, so that application in power amplifier circuit is almost impossible. Microstrip-slotline transition structure is a power combining technique integrated into wave-guide, so that the loss is small and the efficiency is high. Theoretically, we can mount several transistors into the power-combiner. This makes it possible to develop a high power amplifier. The numerically calculated performances of the device that is, we believe, the best are compared to the experimental results in Ka-Band(26.5GHz-40GHz).

**Key Words** : FEM, Microstrip-slotline, power divider

### 1. 서 론

정보통신 기술의 핵심은 다양한 정보를 무선으로 정확하고 신속하게 전달하는 것이다. 그러한 요건을 만족시키기 위해서는 현재의 주파수보다 높은 주파수 대역을 사용해야 한다. 현재의 통신 상품들-휴대폰, PCS 등은 마이크로파 대역을 사용하는데, 상용화를 추진하고 있는 WLL(Wireless Local Loop), LMDS(Local ITS(Intelligent Transport System) 시스템은 정보통신부에 의하여 20GHz[1] 이상의 밀리미터파 대역에서 분배되었다.

밀리미터파 회로 기술 중 현재 전세계적으로 가장 수요가 높고 개발이 힘들며 부가가치가 높은 핵심 부분은 전력 증폭기(power amplifier) 기술이다. 밀리미터파 대역에서는 공기중 감쇄현상이 심하고 능동소자의 이득도 많이 떨어진다. 따라서, 신뢰성 있는 신호 전송을 위하여 대출력 전력 증폭기가 필수적이 된다. 그리고, 밀리미터파 대역에서는 전송 선으로 동축케이블보다는 손실이 작은 도파관을 사용하고, 여러 가지 패키징이나 결합 구조의 기생효과로 인해 생기는 회로의 특성 저

하가 아주 심각하다. 따라서, 저 손실 전력 결합 구조 및 도파관의 새로운 패키징 기술이 필요하게 된다. 따라서, 밀리미터파 대역의 대출력 전력 증폭기 개발을 위해서 저손실 전력결합 기술과 도파관에 패키징하는 패키징 기술이 필수적이다.

기존에 개발된 전력 결합 구조로는 평면성 구조인 branch-line coupler, Rat-race coupler, Wilkinson coupler, Lange coupler 등이 있다. 이러한 평면형 coupler들은 주파수가 높아지면 도체면의 저항 증가로 인하여 삽입손실이 커지게 된다. 특히 밀리미터파에서 2-way 이상의 결합 효율은 급격히 감소하여 전력 증폭기 회로로의 응용은 현실적으로 힘든 편이다. 그러므로 이러한 평면형 결합기는 주로 2-way 형태로 사용되는데 고출력 증폭기를 2-way 결합기로 구현할 경우에도 전력 손실은 심각한 편이다. 지금까지는 동축케이블을 사용해왔는데 동축케이블-마이크로스트립 변환 구조는 변환 손실이 클 뿐만 아니라, 아주 정밀한 가공이 필요하므로 단가가 아주 높은 문제가 있다.

따라서 이러한 문제를 해결하기 위해 본 연구에서는 microstrip-slotline변환을 이용하여 power divider를 설계하고자한다. Microstrip-slotline 변환 구조는 도파관상에 집적된 형태의 전력결합 기술로서 저손실의 구조로서 효율이 좋고 이론적으로 여러개의 트랜지스터를 마운팅할 수 있으므로 대출력 전력 증폭기를 구현할 수 있다. 또한 동축케이블-마이크로스트립 변환구조보다 구조가 간단하고 아주 정밀한 가공이 필요하지 않을 뿐만 아니라 손실도 작은 장점이 있다. 하지만 이러한 소자는 구조적으로 복잡하여 이론적인 접근만으로는 해석이 곤란하다. 따라서 본 연구에서 이렇게 복잡한 구조의 해석

\*準會員 : 서울시立大 電子工學科 碩士

\*\*正會員 : 서울大 電氣工學部 博士課程

\*\*\*正會員 : 서울시立大 電子工學科 副教授

§正會員 : 서울大 電氣工學部 助教授

接受日字 : 1998年 10月 30日

最終完了 : 1999年 5月 15日

을 하기위해 이론적인 접근과 함께 수치기법을 이용한 해석을 수행하였다. 현재 사용되는 수치기법에는 여러 가지가 있으나, 본 연구에서 해석하고자 하는 소자들은 3차원적으로 대칭구조를 갖지 않으므로 임의의 구조를 갖는 소자의 해석을 가능하게 하는 수치기법인 벡터유한요소법(Vector Finite Element Method)을 채용하였다. FEM은 해석영역을 여러 개의 작은 요소들로 나누어 임의의 구조를 갖는 해석영역 전체를 해석하는 기법으로 필드해석뿐만 아니라 소자의 구조 최적화 연구로의 확장이 용이한 장점이 있다. 3차원 해석을 통해 실제 모델과 보다 근접한 모델링을 하였으며, 복잡한 경계의 정합조건(Matching Condition)을 충족시키기 위해 비등방성 흡수체(Anisotropic Absorber) [2]를 채용하였다. 이러한 수치해석 기법을 이용하여 여러 가지 모델의 전력분배기/전력결합기를 설계하였다.

2. 벡터유한요소법의 해석 및 검증

유한요소법은 기본적으로 주어진 경계조건하에서 time harmonic 맥스웰 방정식의 해를 구하는 것으로서 주어진 모델의 크기가 전기적 파장의 길이에 비해 너무 작지도 크지도 않을 경우에 해석하는 방법이라 할 수 있다. 따라서 이는 맥스웰 방정식을 주파수에 대한 근사화 없이 해석하는 방법이라고 할 수 있다.

Nodal basis function을 사용한 유한요소법은 종종 가상해(spurious solution)을 발생시키는 경우가 있는 반면 edge basis function을 사용하게되면 basis function 자체가 divergence free 조건을 만족하고 있으므로 가상해를 발생시키지 않는다. 또한 경계조건의 경우에 있어서도 edge basis function을 사용하는 경우 서로다른 매질의 경계에서 접선방향의 field량이 연속인 조건이 자동적으로 만족되어지므로 편리하나 nodal basis function을 사용하는 경우에는 모서리 부분에서 문제(singularity)가 발생하게 된다. FEM에 관한 자세한 식은 참고 문헌[3][4]에 잘 설명되어있다. 본 연구에서 사용한 FEM은 fortran으로 실제 제작하여 사용하였다.

2.1절 비등방성 흡수체의 성능

유한요소법은 경계내부에 한정된 영역만을 취급해야 하는 단점이 있어, 경계가 전기적으로 명확히 정의되지 않은 경계에 대한 처리에 주의하여야 한다. 정합경계의 경우, 전파상수를 이용하여 정합조건을 충족시킬 수 있다. 그러나 본 연구에서 해석하고자 하는 모델의 경우 출력경계에 대한 전파상수를 알 수 없기 때문에 이를 알아내기 위해선 고유값문제를 풀어야 하는 번거로움이 있다. 하지만 본 연구에서는 정합경계처리를 위해, 경계에서 모든 파를 흡수할 수 있는 가상매질인 비등방성 흡수체를 사용하여 정합된 도파관과 마이크로스트립라인에 대한 경계를 효율적으로 처리하였다.

흡수체의 정합성능을 평가하기 위하여 그림 1과 같이 구형도파관 WR-28(7.11×3.56×(L+t)[mm])안에 슬롯라인을 넣고 출력 단에 두께 t를 갖는 비등방성 흡수체를 삽입한 구조를 해석하였다. 흡수체의 설계는 감쇄상수 β의 값과 α의 값을 설계함으로써 흡수체의 두께가 결정된다. 즉 β의 값이 커질수록 파를 빨리 감쇄 시키므로 흡수체의 두께는 작아지지만 급격한

파의 감쇠로 인해 반사파가 커지므로 정확한 해석을 할 수 가 없다. 반면 β가 너무 작으면 파가 서서히 감소하므로 반사파가 거의 없지만 그러기 위해선 충분한 흡수체의 두께가 필요하게 되므로 요소수가 많아져 계산시간이 길어지는 문제가 발생하게 된다. 따라서 두 가지 면을 고려하여 흡수체를 설계하여야 한다. 보통 흡수체의 두께 t는 λg/2 정도이다. 그림 2는 감쇠 상수 값을 변화하여 최적의 흡수체를 찾아 필드분포를 본 그림이다. 그림2에서 도파관 중앙의 유전체에 대부분의 |E| 필드가 모이므로 도파관 중심인 x=3.55mm에서 도파관 단면상의 |E| 필드분포를 보인 그림이다. f=30GHz이며 요소 수는 34000개였다. 그림2에서와 같이 입사한 모든 필드가 반사 없이 슬롯라인을 따라 전파되어가고 있는 것을 볼 수 가있다. 흡수체를 이용한 정합의 결과는 Ka band 영역에서 S11이 -15.3dB로서 거의 반사가 없음을 알 수 있었다. 일반적으로 유한요소법의 정합에는 전파상수를 이용한 정합을 사용하지만, 전파상수를 이용한 방법은 전파상수를 미리 구해야하는 단점이 있다. 따라서 본 연구에서는 흡수체를 이용하여 정합을 시킴으로써 전파상수를 모르는 구조에 대해서도 해석이 가능함을 보였다.

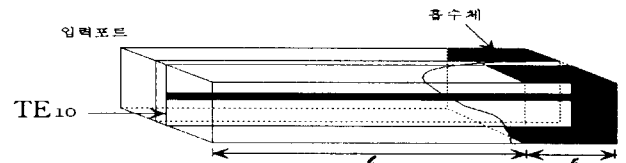


그림 1 도파관- 슬롯라인 흡수체 정합  
Fig. 1 Waveguide-slotline using the perfectly matched absorbing layer

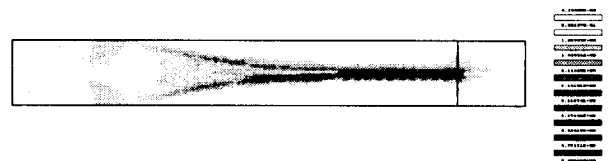


그림 2 슬롯라인의 분포  
Fig. 2 Contour of slotline

2.2절 수직 변환구조

밀리미터파 주파수대역에서 소자들간에 연결에 사용될 수 있는 전송선로 즉 Microstrip-slotline transition을 이용한 Power Divider의 전자기학적 필드해석을 위해 유한요소법(FEM)을 사용하였다. 먼저 수직변환 구조의 특성을 살펴보고 검증을 하도록 하였다. 실제 해석과 제작에 있어서는 구형 도파관으로 Ka-Band(26.5~40[Ghz])용 WR-28(7.11×3.56[mm])을 사용하였으며, 마이크로스트립 기판은 Ka-Band에서 손실이 작고 제작이 용이한 10mil-RT Duroid 5880(εr = 2.2) 0.254 [mm] 기판을 사용하였다. 또한 설계 주파수는 30GHz로 맞추어서 형상을 결정하였다.

그림 3은 본 전력 결합기 설계를 위한 단일 microstrip-slotline transition 구조의 layout 이다. 요소 수는 72342개

이다. 이때 슬롯라인의 폭은 0.16mm이고 이때 특성임피던스  $Z_0$ 는 131Ω이며  $\lambda_s=7.4327\text{mm}$ 이다. 마이크로 스트립 선로의 폭은 0.1mm이고 특성임피던스  $Z_0$ 는 129Ω이다[5][6]. 폭의 결정은 임피던스를 매칭 시켜야 최대 power가 전달되므로 실제 제작이 가능한 치수에 맞도록 설계하였다. 기판은 도파관의 E-plane 중앙에 삽입되어 있으며 도파관에서 입사되는 E-field가 slotline으로 변환된다. 기판 뒷면에 slotline이 프린트되어 있는데, slotline의 gap이 감소되면서 임피던스 역시 감소하게 된다. slotline으로 변환이 끝난 후에 기판 앞면에 프린트되어 있는 마이크로스트립으로 변환된다. 여기서 microstrip-slotline transition은 널리 알려져 있는 구조로서 slotline의 short에서  $\lambda_s/4$ 되는 지점(그림 3의  $l_s$ )에 마이크로스트립이 놓이게 된다. 이는 이 지점에서 마그네틱 필드가 최대가 되기 때문이다. 마이크로스트립은 radial open stub를 사용하여 slotline과 만나는 지점에서 short가 되게 한다[7]. 이 역시 short가 되는 점에서 마그네틱 필드가 최대가 되기 때문이다. 마이크로 스트립 선로의 radial stub는 광대역 short를 만들기 위한 것으로 Touchstone으로 그 길이를 결정하였다. 이렇듯 슬롯라인과 마이크로 스트립 선로의 변환은 마그네틱 커플링에 의해 이루어진다. 여기서, serrated choke는 도파관과 기판 뒷면과의 전기short를 한다[8].

그림 4는 FEM을 통해서 해석한  $|\bar{E}|$ 의 분포를 나타낸 그림이다. 그림에서 색이 진한 부분일수록 강한 필드를 나타내고 있다. 해석한  $|\bar{E}|$ 분포를 통해 입사한 필드가 슬롯라인과 마이크로스트립라인의 변환구조를 통해 power가 마이크로스트립을 통해 대부분 전달되어지고 있는 것을 알 수 있다. 그림 5는 실제 제작하여 측정된 결과와 수치해석을 통해 얻은 주파수에 따른  $S_{21}$ 인 그래프이다. 두 그래프를 통해 수치해석과 측정치가 비교적 잘 맞음을 알 수 있었다. 또한 비교적 넓은 대역에서 특성이 좋음을 알 수 있었다. 하지만 35GHz이상의 대역에선 특성이 나빠짐을 볼 수 있었다. 그 이유는 마이크로 스트립 선로 폭이 작아서 손실이 크기 때문이라 생각되어진다. 또한 마이크로 스트립 선로와 슬롯라인의 변환구조의 특성은 임피던스비가 작을 수록 삽입손실이 작으며 광대역 특성을 나타남을 알 수 있었다. 일반적으로 회로들은 임출력이 50Ω으로 설계되어 있으므로 이 실험에서도 마이크로 스트립 선로가 50Ω으로 설계되어야 하는데 본 논문에서 사용한 유전율이 2.2인 기판에 대해서는 이론적으로 불가능한 값이다. 또한 0.1mm 이하의 선폭을 제작하기에는 직접제작이 어려우므로 고비용이 드는 문제점이 발생하게 된다. 따라서 위에서 제시한 선로 폭으로 제작을 하게 되었다.

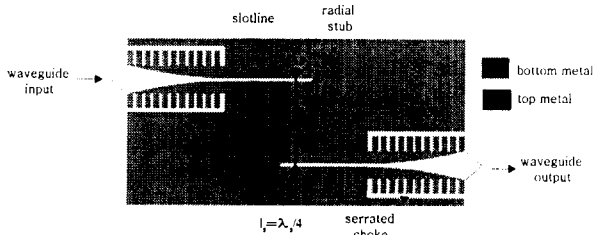


그림 3 마이크로스트립-슬롯라인 변환구조  
Fig. 3 Microstrip-slotline transition structure

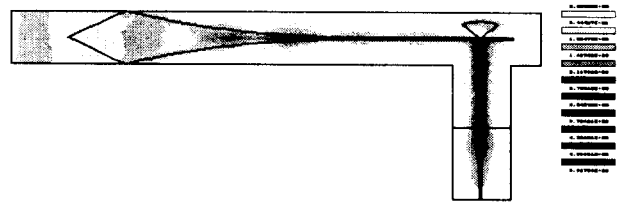


그림 4 마이크로스트립-슬롯라인의  $|\bar{E}|$  분포  
Fig. 4  $|\bar{E}|$  Contour of microstrip-slotline

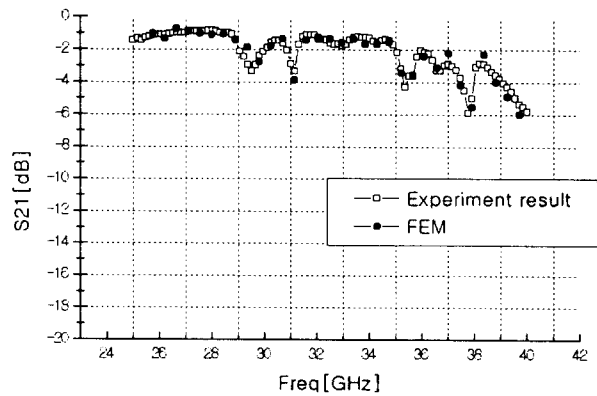


그림 5 수직변환구조의 측정결과 및 해석  
Fig. 5 Experiment result and analysis of perpendicular transition structure

### 제 3 장 $\lambda_s/2$ 전력분배기의 설계

이번 연구에서는 위에서 검증했던 수직 변화구조를 이용하여 power divider를 설계하였다. 슬롯라인 임피던스를 일정하게 하고 마이크로 스트립 선로의 임피던스도 같은 값으로 두어서 임피던스를 매칭 시켰다. 본 연구진이 가지고 있는 제작환경에서 제작이 가능한 최대한의 슬롯라인의 폭이 0.1mm 이고 마이크로 스트립 선로의 폭이 0.1mm이다. 그림 6과 같이 마이크로 스트립 선로 사이의 거리를 두고 변환구조가 back-to-back으로 연결하였다. 먼저 마이크로 스트립 선로의 간격에 따라 어떠한 특성을 가지고 있는지를 살펴보았다. 즉  $l$ 이  $\lambda_s/8$ ,  $\lambda_s/4$ ,  $\lambda_s/2$ 일 때를 해석한 결과 간격이  $\lambda_s/2$ 에 근접할수록 더 좋은 특성을 얻을 수 있었다. 또한  $\lambda_s/2$ 에 가까울수록 equal power를 얻을 수 있었다.  $Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta l}{Z_0 + jZ_L \tan \beta l}$  이므로  $l = \lambda_s/2$ 이면  $\beta l = \pi$ 이다. 그러므로  $Z_{in} = Z_L$ 이 되어 항상 입력 임피던스가 매칭 되기 때문이라 사료된다. 요소 수는 74310개이다. 그림 7은  $l = \lambda_s/2$  일 때 벡터 유한요소법을 적용하여 얻은 필드분포이다. 필드 분포를 비교해보면  $\lambda_s/2$ 일 때가  $\lambda_s/8$ ,  $\lambda_s/4$ 보다 삽입손실이 작으며 또한  $\lambda_s/2$ 일 때 두 개의 마이크로 스트립 선로에 거의 같은 필드가 전달되어지고 있는 것을 볼 수 있다. 즉  $\lambda_s/2$ 의 간격을 가질 때 특성이 가장 좋음을 알 수 있다. 그림 8은 수치해석과 실험결과를 통해

서 얻은 Data를 통해 power가 분배된 후 다시 결합된 S21이 28~32GHz 까지 약 -0.4dB~-1.8dB 사이로 비교적 넓은 범위에서 insertion loss가 작은 좋은 특성을 얻었다. 비교 그래프를 통해 두 결과가 거의 같은 결과를 얻어 해석치와 측정치가 비교적 잘 맞음을 알 수 있었다. 하지만 그림 9에서와 같이 equal power에서는 28~32GHz 대역에서 두 port 사이에 power의 차이가 -0.4dB~-0.9dB의 차이가 있어 정확한 equal power를 얻지는 못하였다. 그것은 아마 주파수에 따라  $\lambda_s$ 가 변하게 되므로 주파수에 따라 약간의 power차이가 생기며 이 이유에 의해 주파수가 매우 높아지면 거의 port2로 power가 전달되어지는 특성이 나타나는 것을 알 수 있었다. 하지만 비교적 넓은 bandwidth에서 equal power를 얻을 수 있었다. 하지만 각 port의 측정치를 얻을 수가 없어서 해석한 결과의 정확성을 알 수는 없었지만 전체 power와의 비교를 통해 비교적 잘 맞으리라 사료된다. 따라서 해석한 결과에 의해서 equal power가 가기 위해선 마이크로스트립간의 간격이  $\lambda_s/2$ 일 때 동일 전력이 분배됨을 알 수 있었다.

그러나 만일 4-way 전력결합을 할 때를 고려하면  $2\lambda_s$ 의 슬롯라인의 길이가 필요하므로 많은 삽입손실이 생기는 문제점이 발생한다. 따라서 슬롯라인의 거리에 관계없는 구조를 설계함으로써 전체의 loss를 줄일 수 있는 구조를 설계하여야 한다.

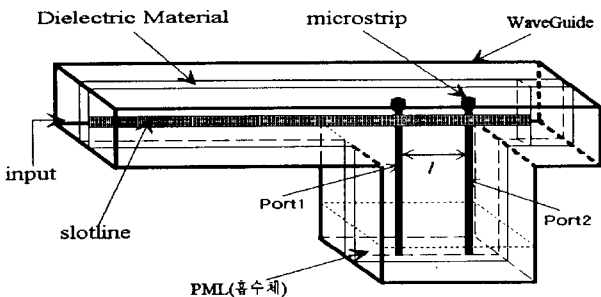


그림 6 2-way 마이크로스트립-슬롯라인 변환구조  
Fig. 6 Transition structure of two-way microstrip-slotline

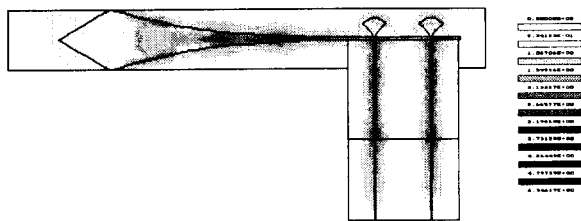


그림 7 2-way 슬롯라인-마이크로스트립  $|\bar{E}|$  분포 ( $\lambda_s/2$ )  
Fig. 7  $|\bar{E}|$  Contour of two-way microstrip-slotline ( $\lambda_s/2$ )

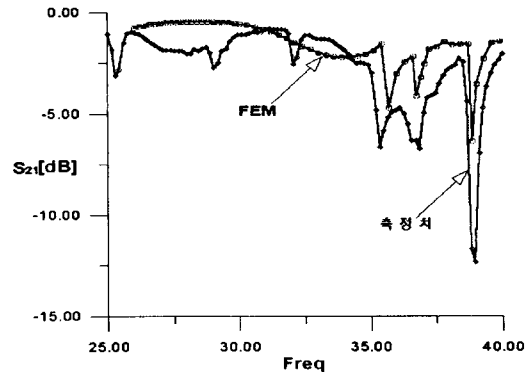


그림 8 해석결과와 측정치의 비교  
Fig. 8 Analysis and test result comparison

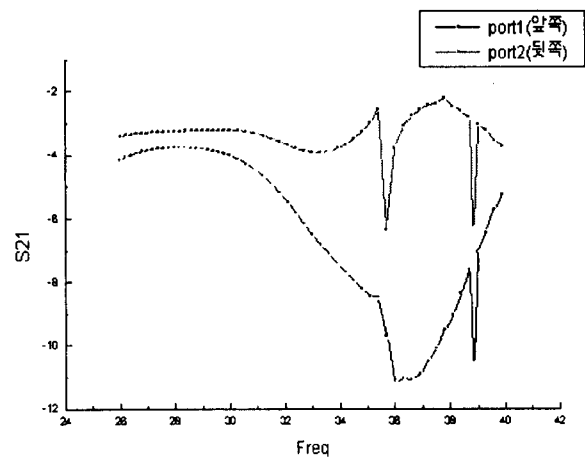


그림 9 각 port의 삽입손실  
Fig. 9 Insertion Loss of each port

#### 4. 결 론

본 논문에서는 새로운 전력 결합기를 설계하기 위하여 먼저 Microstrip-slotline transition에 대한 수치해석 및 설계를 제시하였다. 수치해석을 통한 여러 가지 형상을 가지고 해석한 결과 Microstrip-slotline의 임피던스의 비가 1에 가까워야만 광대역 저손실의 특성을 얻을 수 있음을 알았다. 또한 equal power가 가기 위해선 마이크로스트립간의 간격이  $\lambda_s/2$ 일 때 동일 전력이 분배됨을 알 수 있었다. 그러나 만일 4-way 전력결합을 할 때  $2\lambda_s$ 의 상당히 긴 슬롯라인이 필요하게 됨에 따라 삽입손실이 커지는 문제점이 발생하게 된다. 따라서 다음 연구는 이러한 슬롯라인의 길이에 관계없는 power divider를 설계하는 연구를 수행하고자 한다. 또한 본 논문에서 수치해석을 통해 설계된 Microstrip-slotline transition 구조는 실험측정 결과 Ka-Band에서 잘 맞는 것을 알 수 있었다.

※ 본 연구는 과학재단 특정연구과제  
(과제번호 96-0102-03-01-3)에 의해 수행되었습니다.

참 고 문 헌

[1] 윤영상, "KT차세대 무선통신 기술개발 방향" 정보통신연구 11권 3호 1997,9  
 [2] David M. Kingsland, J.Gong, J. L. Volakis "Performance of an Anisotropic Artificial Absorber for Truncating Finite-Element Meshes", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol.44, No. 7, pp. 975-981, July 1996  
 [3] 장영춘, "밀리미터파 대역에서의 도파관-마이크로스트립 변환기 해석 및 설계", 전자공학 석사학위논문, 서울시립대학교 대학원, 1998  
 [4] J. Jin, "The Finite Element Method In Electromagnetics", John Wiley & Sons, New York, 1993

[5] K.C. Gupta, Ramesh Garg, "Microstrip Lines and Slotlines", ArtechHouse, Boston · London, Second edition, 1996  
 [6] R. Janaswamy, D.H.Schaubert, "Characteristic Impedance of a Wide Slopline on Low-Permittivity Substrates", IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol. MTT-34, NO.8, August 1986, pp 900~902  
 [7] Jerzy Chramiec, "Reactances of Slotline and Open Circuits on Alumina Substrate", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech, Vol. 37, NO.10, October 1989, pp 1639~1641  
 [8] Bernd Schuppert, "Microstrip/slotline Transition : Modeling and Experimental Investigation", IEEE Trans. on Microwave Theory Tech, Vol. 36, NO.8, August 1988, pp 1272~1282

저 자 소 개



정철용(張榮椿)

1997년 서울시립대학교 전자공학과(공학사).  
 1999년 서울시립대학교 전자공학과(석사).  
 주관심분야 RF 소자해석 및 설계.

Tel : 02-2210-2932

E-mail: irondragon@hotmail.com



정진호(鄭鎭鎬)

1997년 서울대학교 전기공학부 졸업.  
 1999년 서울대학교 전기공학부(석사). 현  
 서울대학교 전기공학부 박사과정. 주관심  
 분야는 마이크로파 및 밀리미터파. 회로  
 설계, RF 수동소자 설계

Tel : 02-880-8436

E-mail : jhjeong2@snu.ac.kr



김준연(金俊淵)

1997년 서울시립대학교 전자공학과(공학사).  
 1999년 서울시립대학교 전자공학과  
 (석사). 현 국방과학연구소 연구원. 주관  
 심분야 RF소자 해석

Tel : 02-2210-2932

E-mail : pino7@hotmail.com



천창율(千昌律)

1983년 서울대 전기공학과 졸업(공학사).  
 1985년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사).  
 1992년 미국 Univ. of Michigan 전  
 기공학과 졸업(박사). 1992년 LG정밀연구  
 소 선임연구원. 1992년~1995년 강원대  
 전기공학과 전임강사. 1996년~현 서울

시립대학교 전자전기공학부 부교수 주관심분야 RF 소자 수  
 치해석, 안테나 해석 및 설계, 능동소자 모델링

Tel : 02-2210-2442

E-mail: changyul@uoscc.uos.ac.kr



권영우(權泳佑)

1988년 서울대학교 전자공학과(공학사).  
 1990년 University of Michigan, M.S.E.E.  
 1994년 University of Michigan, Ph.D.  
 1996년 Rockwell International Science  
 Center, MTS 1997년 서울대학교 전기공학  
 부 전임강사. 현재 서울대학교 전기공학부  
 조교수. 주관심분야는 MMIC 설계, 밀리미터파 회로 및 시스  
 템, 능동소자 모델링, 비선형 회로 해석

Tel : 02-880-8416

E-mail : ykwon@snu.ac.kr