

# 밀리미터파 대역의 Aperture 결합을 이용한 NRD와 마이크로스트립 변이구조

NRD to Microstrip Transition using Aperture Coupling  
in Millimeter Wave Band

임현용, 이동현, 이정해 · 홍익대학교 전자통신공학과

Hun-Yong Lim, Dong-Heon Lee, Jeong-Hae Lee

Dept. of Radio Science & Communication Engineering, Hong-ik University

## ABSTRACT

본 논문에서는 밀리미터파 대역에서 저손실 특성이 우수한 전송선로인 non-radiative dielectric(NRD) 도파로와 마이크로스트립 변이구조에 관해 연구하였다. 본 연구에서 이용된 변이구조는 aperture 결합을 이용한 것으로 NRD와 마이크로스트립 사이의 aperture를 통하여 자계가 결합되는 원리이다. Aperture의 구조를 각각 직각사각형과 ridge 형태로 설계하였다. 비교를 위해서 설계된 마이크로스트립과 마이크로스트립 변이구조의 경우 aperture의 구조를 ridge 형태로 했을 때 직각사각형일 때 보다 삽입손실 특성이 개선되었고 더 넓은 대역폭을 가지는 것을 알 수 있었다. NRD와 마이크로스트립 변이구조의 경우는 대역폭면에서 ridge 구조와 직각사각형 구조 모두 비슷한 특성을 보였다.

## 1. 서 론

기존에 밀리미터파 대역에서 사용할 수 있는

소자로는 마이크로스트립이나 유전체 도파로 등이 있었으나 마이크로스트립의 경우 주파수가 높아지면 전도 손실이 높아지고 방사되는 손실도 커진다. 또한, H-도파로의 경우에는 직선영역에서의 전도 손실은 상당히 적은 값을 가지지만 굽어진 부분이나 불연속적인 부분에서 옆의 라인과의 cross talk이나 부가적인 손실이 발생한다.

Non-radiative dielectric (NRD) 도파로는 기존의 밀리미터파 대역 소자의 단점을 보완하기 위해 1981년도에 제안된 전송선로로 평행한 평판 전도체 사이에 유전체가 삽입된 간단한 구조로 이루어져 있다 [1][2][3]. 하지만 여러 NRD 응용분야와 집적화에 가장 중요한 변이구조에 관한 연구는 아직 미비한 실정이다. 기존의 NRD 변이구조의 경우 NRD의 유전체 부분을 테이퍼 형태로 가공하여 직각도파관이나 혼 안테나로 변이시키는 방법이 주로 사용되어져 왔으나 테이퍼 제작이 어렵고 측정 방법도 복잡하였다. 또한, 구조가 복잡하므로 NRD를 사용한 시스템을 구현하는데 있어서도 많은 어려움이 있었다.

본 논문에서는 aperture 결합을 이용하여 범

용으로 가장 많이 쓰이는 마이크로스트립과의 변이구조에 대하여 연구하였다. Aperture 결합을 이용한 NRD 변이구조는 마이크로스트립의 그라운드 평면에 적당한 구조의 aperture를 뚫고 aperture를 통하여 마이크로스트립의 자계가 NRD의 LSM<sub>11</sub> 모드로 유지되는 원리이다. 이 구조를 사용할 경우 기존의 NRD의 구조를 변형할 필요가 없으므로 제작이 편리하고, 집적화에 유리하다는 장점이 있다.

먼저 마이크로스트립에 aperture 결합을 이용하여 두 개의 마이크로스트립의 결합 정도를 시뮬레이션 및 측정하고 ridge구조를 사용하여 특성을 향상시키는 방법에 대하여 연구하였다. 또한, 결합 구조를 2-port 네트워크로 하여 보다 실용적으로 사용될 수 있도록 하였다. 마지막으로 NRD와 마이크로스트립 변이구조에 대해서 그 원리를 설명하고 시뮬레이션을 통해 얻어진 수치를 적용하여 제작 후 측정결과와 시뮬레이션 결과를 비교하였다.

## 2. 마이크로스트립과 마이크로스트립 변이구조

Aperture 결합은 도파관에 aperture를 뚫게 되면 그 aperture를 통해 도파관의 필드가 다른 도파관의 필드로 유지되는 현상으로 마이크로스트립이나 도파관을 다른 마이크로스트립이나 도파관으로 연계시킬 때 많이 사용되는 방법이다 [4][5][6][7]. 주파수대역이 높아지고 회로의 크기가 작아짐으로써 변이구조의 중요성은 더욱 커지고 있으며 기본적인 변이구조의 기능 이외에 이를 이용한 안테나의 제작 등도 이루어지고 있다.

마이크로스트립과 마이크로스트립 변이구조를 4-port 네트워크로 구성하고 이것의 결합 계

수를 Green 함수를 이용하여 해석한 논문을 참고하였다[4][5]. 마이크로스트립에서의 aperture 결합은 자계 결합을 이용한 것이다. 이 경우, 마이크로스트립의 길이가 무한하다고 가정하면 각 라인의 위상은 무시가 되므로 S<sub>31</sub> 과 S<sub>41</sub>의 크기는 같고 위상만 반대가 되게 된다. 4-port 네트워크에서 최적화된 S-parameter의 값은 다음과 같은 식으로 계산할 수 있다 [8]. 먼저 각각의 S-parameter를 S<sub>11</sub>, S<sub>21</sub>, S<sub>31</sub>, S<sub>41</sub>로 나타내면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$S_{11} = R \tag{1a}$$

$$S_{21} = T = 1 - R \tag{1b}$$

$$S_{31} = S_{41} = P_t \tag{1c}$$

여기서 네트워크는 수동소자이므로 손실이 없다고 가정하면

$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 + |S_{41}|^2 = 1$  이 성립하므로 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R^2 + T^2 + 2P_t^2 = 1 \tag{2}$$

이 때,  $T = 1 - R$  이므로 결국 다음과 같은 R의 식으로 나타낼 수 있게 된다.

$$R^2 - R + P_t^2 = 0 \tag{3}$$

이 때, P<sub>t</sub>가 최대일 때 R=0.5가 되므로 각각의 산란계수는 다음과 같은 값을 얻을 수 있다.

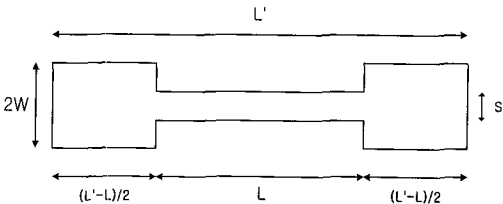
$$S_{11} = R = 0.5 = -6\text{dB} \tag{4a}$$

$$S_{21} = T = 1 - R = 0.5 = -6\text{dB} \tag{4b}$$

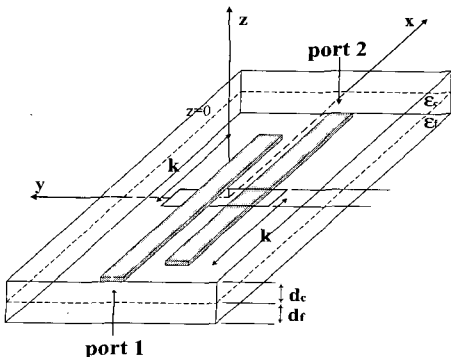
$$S_{31} = S_{41} = P_t = 0.5 = -6\text{dB} \tag{4c}$$

위의 결과는 4-port 네트워크에서의 이상적인 결합 효과에 대한 값이다. 위의 이상적인 값을 얻기 위해서 CST사의 Microwave Studio를 이용하여 지각사각형 형태의 aperture로 크기를 바꾸어 가며 여러 방법으로 시뮬레이션하였으나 위의 결과를 얻지 못하여 aperture 구조를 ridge로 변형시킴으로써 특성을 개선시키고자 하였다. [그림 1]은 변형시킨 ridge형태의 aperture 모양이다.

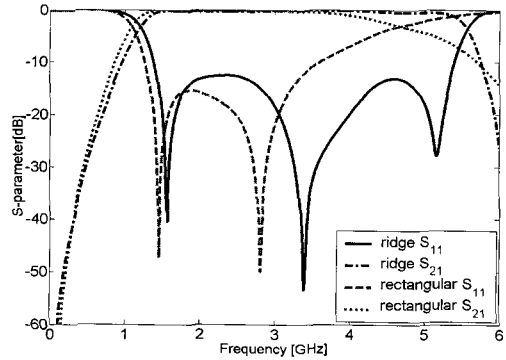
먼저 microstrip의 특성은  $\epsilon_r = 3.38$ ,  $d = 0.508\text{mm}$ ,  $T = 0.035\text{mm}$ 이고 컨덕터의 너비는  $50\ \Omega$ 일 때  $1.2\text{mm}$ 로 하여 여러 차례의 시뮬레이션으로 <표 1>과 같은 수치를 얻었다. 여기서 중심 주파수는  $2W$ 와  $s$ 의 너비에 의한 등가 회로의  $L$ ,  $C$ 값에 의해 조절되므로  $2W$ 를 변화시킴으로써 조절할 수 있게 된다. 여기서 너비가 증가하면 등가회로의 'C'값이 커지게 되므로  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  식에 의해  $\omega_0$ 가 작아지기 때문에 설명할 수 있다.



[그림 1] ridge구조의 aperture



[그림 2] 2-port 마이크로스트립간 변이구조



[그림 3] Aperture 구조에 따른 산란계수 비교

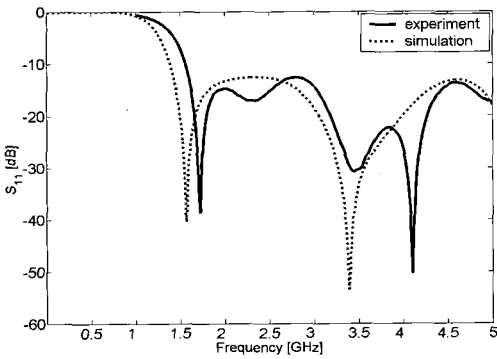
<표 1> 마이크로스트립간 변이구조의 파라미터

	L'	L	s	2W	$f_0=3\text{GHz}$		
					$S_{11}$	$S_{21}$	$S_{31}$
Rectangular	22mm	.	.	2.4mm	-9dB	-2dB	-9dB
Ridge	22mm	10mm	0.2mm	2.4mm	-6.2dB	-5.9dB	-6.2dB

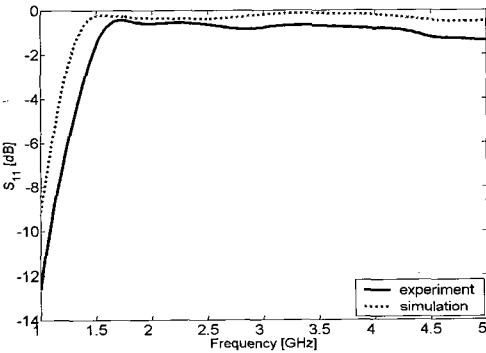
마이크로스트립간 변이구조에서 4-port 구조는 실제적으로 이용하기에는 산란계수 특성면에서 비효율적이다. <표 1>에서 얻은 ridge의 수치를 이용하여 마이크로스트립의 결합 효과를 2-port의 경우에 대해 시뮬레이션하였다. 마이크로스트립간 변이구조를 2-port로 할 경우, 개방된 마이크로스트립의 끝단에서의 방사 없다고 가정하게 되면, 개방된 길이에 따라 산란계수의 특성이 변화하게 되며 전체적인 특성은 특정주파수만 통과시키는 대역통과 필터의 형태로 나타나게 된다. [그림 2]는 2-port 네트워크의 구조를 도식화한 것이다.

여기서 끝단이 개방된 마이크로스트립의 길이(k)를 변화시켜 가면서 시뮬레이션해 보았다. 그 결과 개방된 길이에 따라  $S_{21}$ 의 특성은 큰 변화가 없었으나  $S_{11}$ 은 큰 변화가 있었다. 그러므로 전체적인 산란계수 특성을 고려하여 k값(12mm)을 선택하였다.

[그림 3]은 <표 1>의 수치를 가지고 aperture의 구조가 직각사각형일 때와 ridge구조일 때를 비교한 것이다. [그림 3]을 보면 aperture를 직각사각형 형태로 했을 때 보다 ridge형태로 했을 때 삽입손실이 개선됨을 알 수 있고 대역폭면에서도 개선이 있음을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

[그림 4] 측정된 마이크로스트립간 변이구조의 산란계수 (a)S<sub>11</sub> (b)S<sub>21</sub>

위의 결과를 토대로 제작과 측정은 ridge구조를 선택하였다. 제작에 사용된 마이크로스트립은  $\epsilon_r = 3.38$ ,  $d = 0.508\text{mm}$ ,  $T = 0.035\text{mm}$ 이고 컨덕터의 너비는 특성 임피던스가  $50 \Omega$ 일

때 1.2mm로 하여 제작 및 측정을 하였다. [그림 4]는 측정치와 시뮬레이션한 값을 비교하여 나타낸 것이다. [그림 4] (b)에서 S<sub>21</sub>만 비교해보면, 측정된 결과가 시뮬레이션 결과보다 약간 손실이 있으나 이것은 측정시의 정밀하지 못한 점이나 컨덕터에서 발생하는 손실로 보이며 세심한 측정을 통해 개선될 수 있을 것이다.

### 3. NRD와 마이크로스트립 변이구조

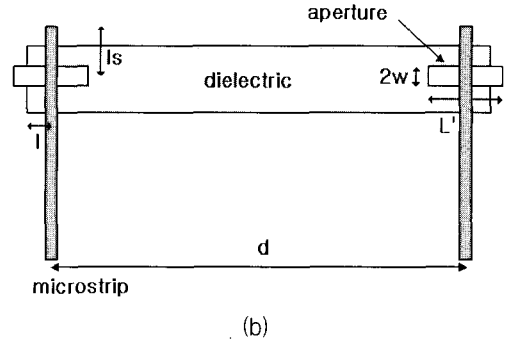
본 논문에서 연구한 NRD와 마이크로스트립 변이구조의 기본 원리는 aperture 결합을 이용한 것이다[7]. 즉, NRD와 마이크로스트립 사이의 aperture를 통해 마이크로스트립의 자계가 NRD의 LSM<sub>11</sub> 모드로 결합되는 원리이다. NRD와 마이크로스트립을 서로 수직인 형태로 놓게 되면 두 도파로의 전계는 수직인 방향에 있게 되지만 자계는 같은 방향으로 놓여지게 됨을 알 수 있다. 적당한 구조와 크기의 aperture를 적절히 사이에 위치시키면 aperture를 통하여 자계가 결합되고 결합된 자계가 전계를 발생시켜서 구조에 맞는 NRD 도파로의 모드 (즉, NRD의 LSM<sub>11</sub> 모드)로서 전파하게 되는 것이다. 이 때, aperture는 두 도파로 (NRD와 마이크로스트립)의 자계가 잘 결합될 수 있는 구조이어야 하며 aperture의 위치도 세심히 고려되어야 한다. 여기서 마이크로스트립의 그라운드와 NRD의 metal plate는 서로 공유하게 된다. NRD의 유전체 부분 구조를 변경시킬 필요가 없고, 마이크로스트립의 그라운드에 aperture를 뚫기만 하면 되므로 제작이 쉽다는 장점이 있다. [그림 5]에 이러한 2-port 네트워크 변이구조를 나타내었다.

[그림 5]와 같은 변이구조를 CST사의 Microwave Studio를 이용하여 시뮬레이션하

였다. 이 경우 여러 가지 파라미터 - 즉, aperture의 구조와 크기, 마이크로스트립 끝단의 개방된 길이, NRD 도파로의 끝과 aperture와의 길이, 마이크로스트립의 컨덕터 사이의 길이 - 들이 고려되어야 하므로 시뮬레이션에 이러한 파라미터들에 대해서 각각 시뮬레이션하여 가장 최적화된 수치를 얻는 과정을 반복하여 <표 2>의 수치를 얻었다.

전체적인 크기는 110mm×60mm로 하였다. 이 때, NRD는  $\epsilon_r=2.08$ 인 Teflon을 사용하였고, 크기는 주파수가 20GHz일 때를 기준으로 각 모드의 차단 주파수를 고려하여  $a=6.5\text{mm}$ ,  $b=8\text{mm}$ 로 하였다. 또한 마이크로스트립은 substrate의 두께가 20mil이고  $\epsilon_r$ 이 3.38인 것을 사용하였고, 컨덕터의 너비는 50  $\Omega$  일 때 1.2mm로 하였다.

<표 2>의 수치들을 이용하여 시뮬레이션한 결과를 [그림 6]에 나타내었다. [그림 6] (a)를 보면 주파수가 약 19GHz에서 22GHz인 대역에서 필드가 transition되는 대역통과 필터의 특성이 나타나는 것을 볼 수 있다. 산란계수의 특성을 보면  $S_{21}$ 은 NRD의 기본모드인  $LSM_{11}$ 모드의 차단주파수인 18.5GHz 이후부터 특성이 나타나며, 22.55GHz 부근에서  $S_{21}$ 이 떨어지는 현상이 보이는데 이 주파수는 NRD의 기본모드



(b)  
[그림 5] NRD와 마이크로스트립 변이구조  
(a)3차원 구조 (b)평면도

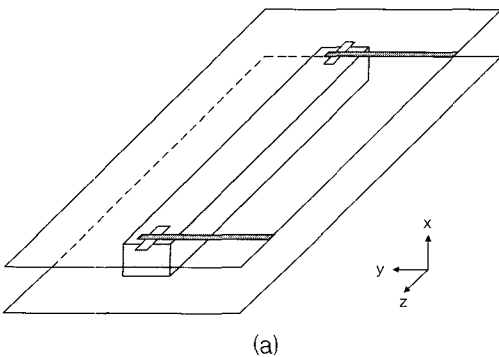
<표 2> NRD와 마이크로스트립 변이구조의 파라미터

	$L'$	$L$	$s$	$2W$	$ls$	$l$	$d$
Rectangular	7mm	·	·	0.5mm	2mm	2mm	78mm
Ridge	16mm	6.3mm	0.4mm	1.1mm			

$LSM_{11}$ 모드 다음에 나타나는 고차모드인  $LSM_{12}$ 모드의 차단주파수와 거의 일치한다. 즉, 고차모드가 나타나면서 자계의 모양이 바뀌게 되므로 더 이상 자계가 결합 되지 못하는 것이다. 그러므로 NRD 변이구조에서의 대역폭은  $LSM_{11}$ 모드와  $LSM_{12}$ 모드의 차단주파수에 의해 제한되는 것으로 생각할 수 있다.

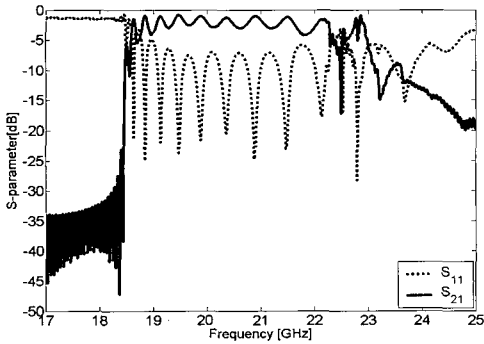
[그림 6] (b)을 보면  $S_{21}$ 이 약 22.5GHz에서부터 감소하므로 직각사각형일 때 보다 대역폭 면에서 개선되지 않았다. 이것은 직각사각형의 경우와 마찬가지로 NRD의 고차모드인  $LSM_{12}$ 모드의 영향으로 보인다. 그러므로 NRD 변이구조는  $LSM_{11}$ 모드와  $LSM_{12}$ 모드의 차단주파수에 의해 제한된다고 볼 수 있다.

위의 결과로 인해 직각사각형 aperture로 제작, 측정하였다. 여기에 사용된 NRD는  $\epsilon_r=2.08$ 인 테프론이며 크기는  $6.5\text{mm} \times 8\text{mm} \times 82\text{mm}$ 이고 이 때의  $LSM_{11}$ 모드의 차단주파수는

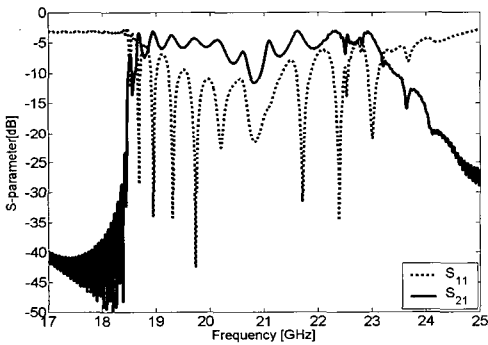


(a)

18.5GHz이다. 이 때의 수치들은 <표 2>를 토대로 제작, 측정을 하였다. 여기서의 측정치와 시뮬레이션한 값을 비교하여 [그림 7]에 나타내었고 시뮬레이션 결과와 유사함을 볼 수 있다.

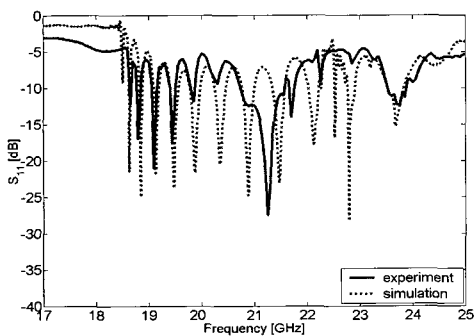


(a)

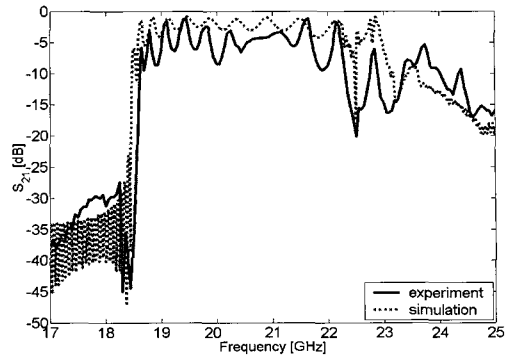


(b)

[그림 6] NRD to microstrip 인 경우  
(a)직각사각형 aperture (b)Ridge aperture



(a)



(b)

[그림 7] 측정된 Rectangular 구조의 NRD와 마이크로스트립 변이구조의 산란계수  
(a)S<sub>11</sub>. (b)S<sub>21</sub>.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 aperture로 결합되는 마이크로스트립간의 변이구조와 NRD와 마이크로스트립 변이구조에 대해 연구하였다. 이 때의 aperture의 구조는 각각 직각사각형 형태와 ridge형태로 하여 그 특성을 비교하였다. 마이크로스트립간의 변이구조의 경우 aperture의 구조가 ridge일 때 직각사각형의 경우 보다 삽입손실이 좋고 더 넓은 대역폭을 가져 전체적으로 특성이 향상되었음을 알 수 있었고 시뮬레이션 결과를 토대로 제작, 측정하여 시뮬레이션 결과와 일치함을 확인하였다. NRD와 마이크로스트립 변이구조의 경우에도 aperture의 구조를 직각사각형 형태와 ridge 형태로 한 후 설계하였지만 ridge의 구조에서 향상된 대역폭을 얻지 못하였다. 이는 NRD 변이구조의 대역폭이 NRD의 고차모드인 LSM<sub>12</sub> 모드의 차단주파수에 의해 제한을 받기 때문으로 생각되어진다. NRD와 마이크로스트립 변이구조도 시뮬레이션 결과를 토대로 제작, 측정하여 시뮬레이션 결과와 유사함을 확인하였다.

---

■ 참고문헌

---

- [1] T. Yoneyama, N. Tozawz, S. Nishida, "Nonradiative dielectric waveguide for millimeter-wave integrated circuits," *IEEE Trans. MTT*, Vol.29, No.11, pp.1188-1192, 1981.
- [2] T. Yoneyama, "Nonradiative dielectric waveguide," *Infrared and Millimeter Waves*, Vol.11, K.J. Button(Ed.), Chap. 2, Academic Press, Orlando, FL, 1984.
- [3] Shiban. K. Koul, "Millimeter wave and optical dielectric integrated guides and circuits," *John Wiley & Sons*, 1997.
- [4] Naftali Herscovici, David M. Pozar, "Full-wave analysis of aperture-coupled microstrip lines," *IEEE Trans. MTT*, Vol.39, No.7, pp.1108-1114, 1991.
- [5] D. M. Pozar, "A reciprocity method of analysis for printed slot and slot-coupled microstrip antenna," *IEEE Trans. AP*, Vol.AP-34, pp.1439-1446, 1986.
- [6] J. S. Rao, K. K. Joshi, B. N. Das, "Analysis of small aperture coupling between rectangular waveguide and microstrip line," *IEEE Trans. MTT*, Vol.29, No.2, pp.150-154, 1981.
- [7] Liang Han, Ke Wu, "An integrated transition of microstrip to nonradiative dielectric waveguide for microwave and millimeter-wave circuits," *IEEE Trans. MTT*, Vol.44, No.7, pp.1091-1096, 1996.
- [8] Guillermo Gonzalez, "Microwave transistor amplifiers," *Prentice Hall*, 1997.

## 감사의 글

본 논문은 과학재단에서 지원하는 특정기초사업 (R01-2000-00261)의 지원을 받아 수행되었습니다.

저자 소개



**이 동 현**

2000년 2월 : 홍익대학교 전파공학과 (공학사)

2002년 2월 : 홍익대학교 전파통신공학과 (공학석사)

2002년 3월 ~ 현재 : 삼성전자 무선사업부

[주관심 분야] 마이크로파 회로 설계



**임 현 응**

2002년 2월 : 홍익대학교 전자전기공학부 (공학사)

2002년 3월~현재 : 홍익대학교 전파통신공학과 석사과정

[주관심 분야] 마이크로파 회로 설계



**이 정 해**

1985년 서울 대학교 공과 대학 전기 공학과 (학사)

1988년 서울 대학교 대학원 전기 공학과 (석사)

1996년 미국 U.C.L.A 대학원 E.E. Dept (박사)

1993.4-1996.2. 미국 General Atomics (교환 연구원)

1996.3-1996.8. 미국 U.C.L.A 대학원 E.E.Dept. (Post Doctor)

현재 홍익대학교 공과대학

전자전기공학부 조교수

Tel. 02-322-1892

E-mail : jeonglee@wow.hongik.ac.kr