

핀라인-마이크로스트립 변환을 이용한 동축선로 도파관 형태의 공간 결합기

A Coaxial Waveguide-based Spatial Combiner Using Finline-to-Microstrip Transitions

김 보 기* (Bo-Ki Kim)	이 수 현** (Su-Hyun Lee)	김 형 종*** (Hyoung-Jong Kim)	신 석 우*** (Suk-Woo Shin)
김 상 훈**** (Sang-Hoon Kim)	김 재 덕**** (Jae-Duk Kim)	최 진 주***** (Jin-Joo Choi)	김 선 주***** (Seon-Joo Kim)

요 약

본 논문에서는 S-대역에서 동작하는 동축선로 도파관 형태의 공간 결합기 구조를 제안하였다. 제안된 결합기는 동축선로 도파관, 임피던스 변환기, 핀라인-마이크로스트립 변환기로 구성되어 있다. 동축선로 도파관은 구형 도파관과는 달리 균일한 전자기장 분포를 얻을 수가 있기 때문에 전력을 균일하게 공급할 수 있는 장점을 가진다. 핀라인-마이크로스트립 변환기는 Antipodal 안테나를 이용하여 설계 하였으며, 소반사(small reflection) 이론을 적용하여 낮은 반사계수를 얻었다. Back-to-back으로 연결된 공간 결합기를 측정한 결과 최대 95%의 결합 효율을 얻었다.

Abstract

In this paper, a S-band coaxial waveguide-based spatial combiner is proposed. The proposed combiner consists of coaxial waveguide, impedance transformer, and finline-to-microstrip transformer. The coaxial waveguide is used as the host of the combining circuits for higher output power and better uniformity by equally distributing the input power to each element. The finline-to-microstrip transformer is designed by using antipodal antenna, and obtained low reflection coefficient by applying the small reflection theorem. The measurement results show the coaxial waveguide combiner has a maximum combining efficiency of 95%.

Key words : Spatial combiner, combining efficiency, coaxial waveguide, finline-to-microstrip transitions, small reflection

† 본 논문은 국방과학연구소의 연구비 지원을 받아 수행하였습니다.

* 주저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

** 공저자 : 광운대학교 전파공학과

*** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 박사과정

**** 공저자 : 광운대학교 전파공학과 석사과정

***** 공저자 및 교신저자 : 광운대학교 전자융합공학과 교수

***** 공저자 : 국방과학연구소 책임연구원

† 논문접수일 : 2011년 6월 27일

† 논문심사일 : 2011년 9월 9일

† 게재확정일 : 2011년 9월 10일

I. 서 론

현재 무선 통신 시스템의 송신기에는 출력 단에서 고출력 전력이 요구된다. 고출력에 사용되는 증폭기로는 진공관을 이용하는 방식과 반도체 소자를 이용하는 방식이 있다. 진공관을 이용한 증폭기는 높은 주파수에서도 고출력을 얻을 수 있지만, 제작이 어렵고 부피도 크며 많은 제작비용이 요구된다. 하지만 반도체 소자를 이용한 증폭기는 경량화 및 소형화가 가능하고 신뢰도가 뛰어나며 제작비용을 줄일 수 있기 때문에 널리 쓰이고 있다[1]. 그러나 요구되는 전력 레벨이 높은 경우 하나의 반도체 소자로는 고출력을 얻을 수 없다. 일반적으로 이러한 문제점은 전력 결합기를 이용함으로써 해결된다.

전력 결합기는 형태적으로 크게 평면 결합기와 공간 결합기 두 가지로 나눌 수 있다. 평면 결합 방식에는 보통 2-way 결합기를 사용한 corporate 전력 결합 방식이 많이 사용되고 있다[2]. 대표적으로 Wilkinson 결합기가 있다. Wilkinson 결합기는 이론적으로 동시에 결합할 수 있는 소자의 수에 제한이 없는 N-way 결합이다. 하지만 격리 저항의 연결이 필요하기 때문에 N-way 결합기의 경우 3차원적인 구조가 불가피하게 된다. 따라서 다단의 2-way Wilkinson 결합기를 사용해야 한다. 이 결합 방법으로 N개의 소자들을 결합하기 위해서는 2의 자승에 비례하는 전송선로가 필요하게 되는데 이는 결합하는 소자들이 많으면 많을수록 그에 비례하여 결합 손실도 늘어남을 의미한다[3].

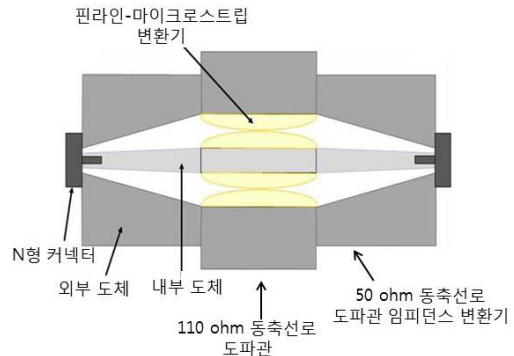
이에 반해 공간 결합기는 여러 소자들의 전력을 준 광학적으로 결합하는 방법으로서 자유 공간에서 전력을 결합하는 형태와 도파관 내에서 전력을 결합하는 두 가지 형태가 있다. 이런 공간 결합기는 결합하는 소자들이 많아져도 결합 손실은 증가하지 않고 일정하게 유지되어지는 장점이 있다. 도파관 형태의 공간 결합기는 마이크로스트립 라인과 같은 전송선로와는 달리 전력을 전송할 때 손실이 매우 적어 결합 효율을 높일 수 있으므로 고출력을 전송할 때 많이 이용된다[4]. 도파관 형태로는 구형 도파관과 동축선로 도파관이 있는데 본 논문에서는

동축선로 도파관 형태의 공간 결합기를 제안한다.

II. 동축선로 도파관 공간 결합기

구형 도파관의 단일모드는 TE_{10} 모드이다. 구형 도파관의 TE_{10} 모드 전력 분포는 가운데를 중심으로 곡선을 그리기 때문에 필드가 균일하지 않다는 단점이 있다. 이는 도파관 내부에 tray 구조로 전력 증폭기를 배열 했을 때 위치에 따라서 필드 분포가 불균형하게 되어 증폭기들을 구동시키기 위한 전력이 달라지게 된다. 그 결과 필드의 가장자리에 위치한 전력 증폭기들이 1dB에 도달했을 때 중앙에 위치한 증폭기는 이미 포화상태가 되어 선형성 저하의 문제를 야기 시킨다. 이를 보완하기 위해서 도파관 양쪽에 유전체를 삽입하여 필드의 분포를 균일하게 해주는 방법이 연구되었다[5,6]. 이런 구형 도파관과는 달리 동축선로 도파관은 필드 분포가 안쪽 도체를 중심으로 균일하게 분포되어있기 때문에 전력을 결합할 시에 증폭기들의 위치에 따른 구동 전력의 차이를 걱정할 필요가 없다.

<그림 1>은 본 논문에서 제안된 동축선로 도파관 공간결합기의 전체 단면도이다. 전체 시스템은 N형 커넥터, 50 ohm-동축선로 도파관 임피던스 변환기, 110 ohm 동축선로 도파관, 핀라인-마이크로스트립 변환기로 구성 되어있으며 중심과 외곽 도체는 알루미늄으로 설계하였다.



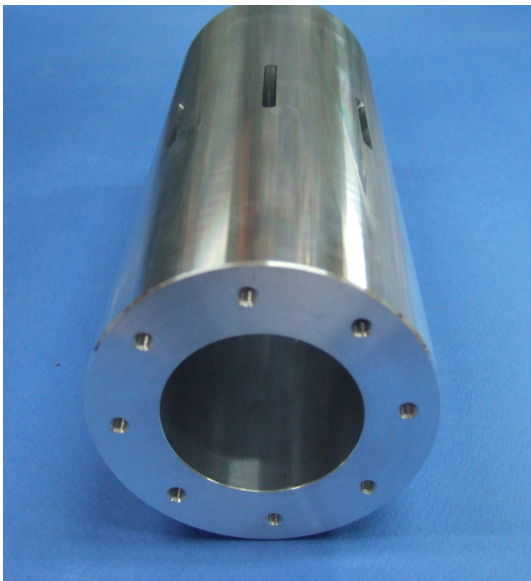
<그림 1> 공간 결합기의 전체 단면도
<Fig. 1> Full profile of spatial combiner

1. 동축선로 도파관

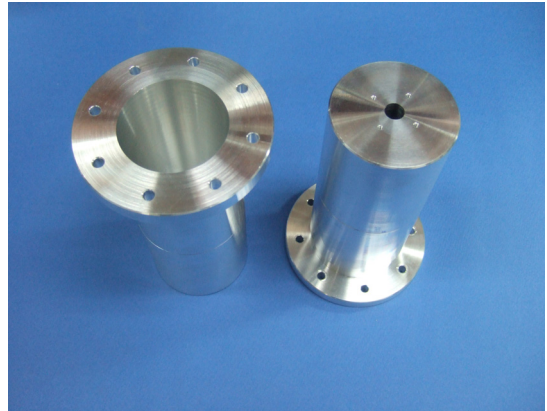
동축선로 도파관의 특성 임피던스는 동축선로의 내경과 외경의 크기와 유전체의 상대 유전율에 따라 결정된다. 특성 임피던스는 식 (1)를 이용하여 구할 수 있다.

$$Z_0 = 60 \ln \left(\frac{b}{a} \right) \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \quad (1)$$

위 식에서 a는 내경, b는 외경을 나타내며 a와 b는 비례관계로 되어 있기 때문에 동일한 유전체를 이용해서 동일한 특성 임피던스를 갖는 다양한 크기의 동축선로 도파관을 설계할 수 있다. 외경과 내경의 크기는 110 ohm의 특성임피던스를 고려하여 정하였다. 그 이유는 동축선로 도파관의 특성임피던스가 작을 경우 b-a의 크기가 충분하지 않아 안테나의 크기가 확보되지 않는다. 따라서 특성임피던스가 커질 수밖에 없는데, 그 크기를 고려하여 110 ohm으로 결정하게 되었으며 설계된 내경과 외경은 a=4.54 mm, b=28.4 mm로 결정하였다. 제작된 사진은 <그림 2>와 같다.



<그림 2> 제작된 동축선로 도파관
<Fig. 2> Fabricated Coaxial waveguide



(a)



(b)

<그림 3> 제작된 임피던스 변환기

(a) 외부 도체

(b) 내부 도체

<Fig. 3> Fabricated impedance transformation
(a) Outer conductor
(b) Inner conductor

2. 50ohm-동축선로 도파관 임피던스 변환기

실제 공간 결합이 일어나는 부분은 110 ohm의 특성임피던스를 갖는다. 하지만 입력과 출력 단은 임피던스 정합을 위해 50 ohm으로 되어있다. 따라서 임피던스 변환기가 필요하게 된다. 임피던스 변환기는 반사계수를 최소화하기 위하여 소반사 이론을 적용하여 설계하였다[7]. 적용 가능한 함수로는 linear taper, exponential taper, triangular taper 등이 있다.

본 논문에서는 좋은 반사계수 특성을 얻을 수는 없지만 설계와 제작이 용이한 linear taper를 이용하였다. 제작된 사진은 <그림 3>과 같다.

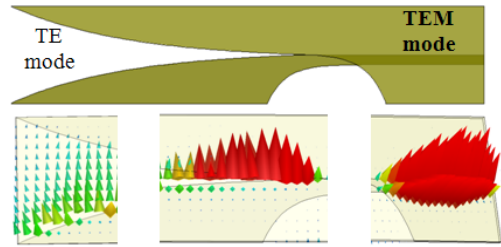
3. 핀라인-마이크로스트립 변환기

핀라인-마이크로스트립 변환기에서 임피던스 변환은 핀라인 끝의 임피던스에서 마이크로스트립 라인의 50 ohm으로 변환된다. 이 때 핀라인 끝의

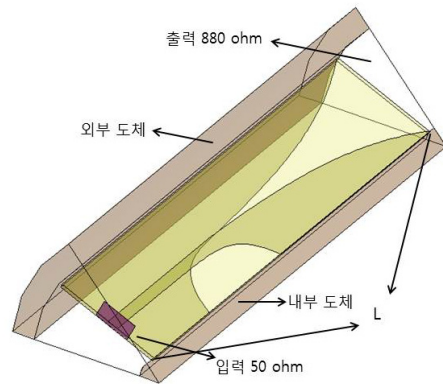
임피던스는 공간 결합기 내부에 배열되는 핀라인 구조의 수에 의해 결정된다. 동축선로 도파관 내부에 존재하는 핀라인들은 상호 병렬로 연결되기 때문에, 각 핀라인들의 입력임피던스는 특성임피던스에 배열되는 수만큼 곱한 임피던스가 된다. 즉, 본 논문에서 동축선로 도파관의 특성임피던스는 110 ohm이고 핀라인 배열의 수는 8개로 정하였다. 따라서 각각의 핀라인 입력임피던스는 880 ohm이 된다.

핀라인 끝에서의 E-필드 분포는 도체를 중심으로 수직이다. 이 때, 문제가 되는 것이 마이크로스트립의 E-필드 방향이다. 마이크로스트립의 E-필드 분포는 TEM 모드이고 핀라인 끝에서의 E-필드 분포는 TE 모드이기 때문이다. 이런 문제를 해결하고자 본 논문에서는 antipodal 안테나를 이용하였다 [8-10]. <그림 4>는 antipodal 안테나에서의 필드 변환을 나타내고 있다. 처음 부분에서는 핀라인 끝에서 끝으로 필드가 모여지게 되는데 핀라인을 따라 전송되던 신호는 중간부에서 필드 분포가 45도 회전되고 마이크로스트립 라인 끝에서는 필드 분포가 90도 회전된다. 따라서 antipodal 안테나를 이용하면 필드가 90도 변환되어 마이크로스트립 라인으로 신호가 전송될 수 있다[11].

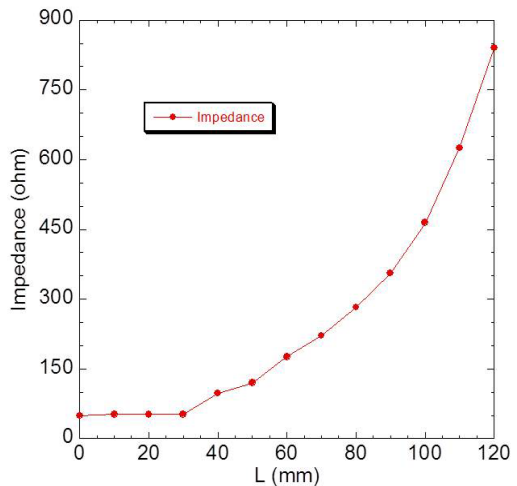
다음으로 880 ohm에서 50 ohm으로 임피던스 변환되는 핀라인-마이크로스트립 구조를 설계했다. 반사계수가 최소화되도록 exponential 함수를 이용하여 설계하였다. 그러나 실제 설계에 사용한 패턴은 구조상 완전한 antipodal 핀라인이 아니므로 exponential 함수적으로 변하는 임피던스의 핀 간격을 알아낼 수 없다[12]. 따라서, 수치해석에 의한 최적화가 이루어 져야 한다. 본 논문에서는 전자기장 시뮬레이션 코드인 HFSS를 이용하여 수치 해석하였다. <그림 5>는 HFSS로 설계한 그림이고, 핀라인-마이크로스트립 변환기의 길이는 동축선로 도파관의 크기에 맞춰 120 mm로 결정하였다. <그림 6>에서 보듯이 길이가 증가함에 따라 임피던스는 50 ohm에서부터 exponential 함수로 증가하면서 핀라인 끝에서는 약 880 ohm이 됨을 알 수 있다.



<그림 4> E-필드 변환
<Fig. 4> Transition of E-field



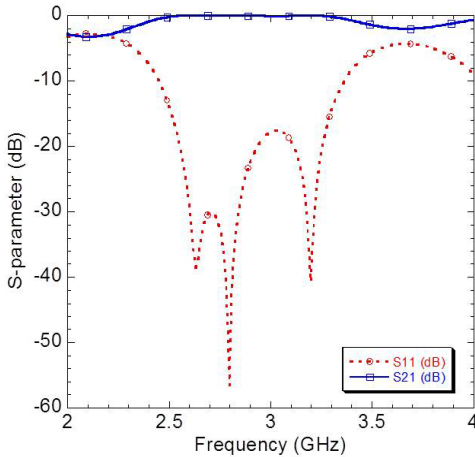
<그림 5> 핀라인-마이크로스트립 변환구조
<Fig. 5> Transition of finline-microstrip



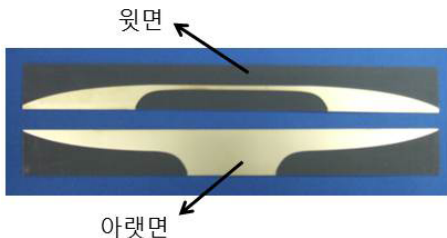
<그림 6> 핀라인-마이크로스트립 변환기의 임피던스 특성
<Fig. 6> Impedance characteristic of finline-microstrip transformation

실제 구조에서는 전력이 핀라인-마이크로스트립 변환기를 통해 전력 증폭기로 입사되고 출력되기 때문에 back-to-back으로 연결하여 삽입손실의 특성을 확인해야 한다. <그림 7>은 시뮬레이션 결과이다. 2.4~3.4 GHz에서 삽입손실은 1.0 dB 이하, 반사손실은 15 dB 이상의 특성을 얻었다.

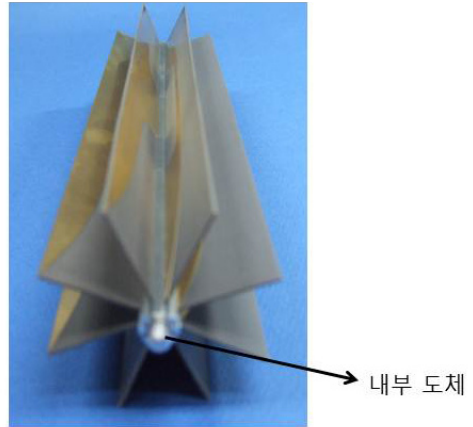
제작에 사용된 기판은 유전율이 2.17, 기판두께가 0.787 mm인 TACONIC사의 TLY-5A-0310-CH/CH 이고 설계를 바탕으로 제작된 back-to-back 핀라인-마이크로스트립 변환기는 다음 <그림 8>과 같다. 이런 핀라인-마이크로스트립 변환기는 내부 도체를 중심으로 8개가 배열 되어있다. 구성된 사진은 다음 <그림 9>와 같다.



<그림 7> back-to-back 변환 구조의 시뮬레이션 결과
<Fig. 7> Simulation result of transformation back-to-back



<그림 8> 제작된 back-to-back형태의 핀라인-마이크로스트립 변환기
<Fig. 8> Fabricated back-to-back based finline-microstrip transformation



<그림 9> 8개가 배열된 핀라인-마이크로스트립 변환기
<Fig. 9> Finline-microstrip transformation of 8-tray

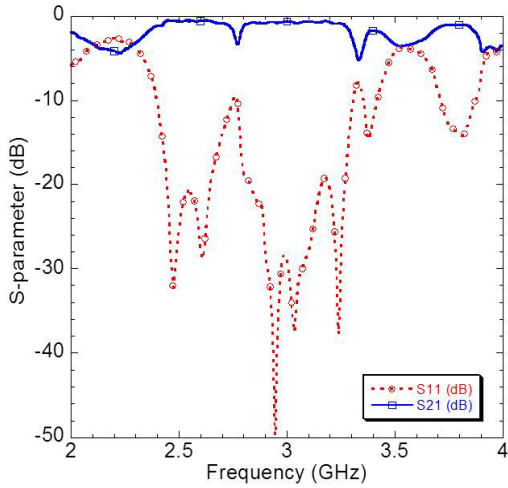
4. 동축선로 도파관 공간 결합기 측정

<그림 10>은 N형 커넥터, 도파관 임피던스 변환기, 8개가 배열된 핀라인-마이크로스트립 변환기, 그리고 동축선로 도파관으로 이루어져 있는 전체 조립된 사진이다.

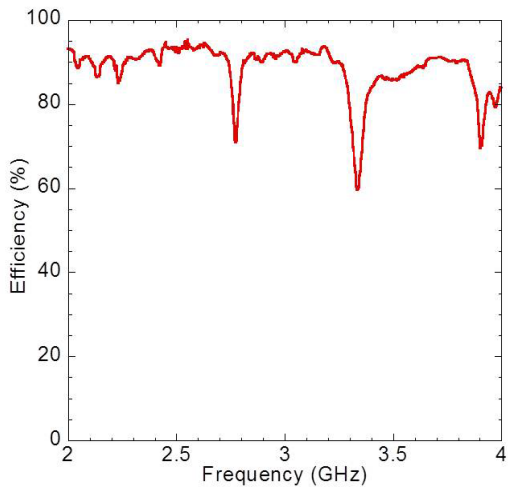
전체 조립된 공간 결합기의 삽입손실, 반사손실을 측정된 결과 주기적으로 S21과 S11이 나빠지는 것을 확인 할 수 있다. 이는 핀라인-마이크로스트립으로 구성된 공진회로 때문이라고 생각된다. 공진주파수를 제외하면 2.4~3.4 GHz에서 삽입손실은 1.0 dB 이하, 반사손실은 15 dB 이상의 결과를 얻었다.



<그림 10> 제작된 공간 결합기의 전체 구조
<Fig. 10> Entire structure of fabricated spatial combiner



<그림 11> 측정된 공간 결합기의 S-parameter 특성
(Fig. 11) Measured S-parameter characteristics of spatial combiner



<그림 12> 측정된 공간 결합기의 결합 효율
(Fig. 12) Measured combining efficiency of spatial combiner

<그림 12>는 결합효율을 나타내는데 결합 효율을 계산하기 위해서 식 (2)를 이용하였다[13].

$$\eta_c \cong \sqrt{\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2}} \quad (2)$$

2.8 GHz에서부터 600 MHz 단위로 결합도가 낮아짐을 알 수 있는데 차단주파수 이후 모드변환이 생기면서 공진이 발생한 것으로 생각된다. 이 부분을 제외하면 80%이상의 결합효율과 최대 95%의 우수한 특성이 보임을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 전력 결합 효율을 향상시키기 위한 방법으로 S-대역에서 동작 가능한 동축선로 도파관을 이용하여 공간 결합기를 설계 및 제작하였다. 수 watt 급 이상의 고출력 전력 증폭 모듈을 제작할 시에는 특히 많은 열이 발생하여 전력 결합도를 저하 시킬 것으로 예상되는 바, 본 논문의 연구에서 제안한 형태의 공간 결합기는 이를 극복할 것이라고 예상된다. 향후 제안된 결합기를 이용하여 실제로 전력 증폭기를 장착해서 출력 전력을 결합해 봄으로써 무선 통신 분야에 적용을 할 수 있을 것이다.

참 고 문 헌

- [1] K. Chang and C. Sun, "Millimeter-wave power-combining techniques," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 31, no. 2, pp.91-107, February 1983.
- [2] K. J. Russell, "Microwave power combining techniques," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 27, no. 5, pp.472-478, May 1979.
- [3] 이수현, 최길웅, 김형중, 신석우, 김상훈, 김재덕, 김보기, 최진주, "S 대역 동축선로 도파관을 이용한 공간 전력 결합기에 관한 연구," *2010 한국통신학회 추계종합학술발표회*, pp.197, 2010.11.
- [4] A. Alexanian and R. A. York, "Broadband spatially combined amplifier array using tapered slot transitions in waveguide," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 7, no. 2, pp.42-44, February 1997.
- [5] M. A. Ali, S. Ortiz, T. Ivanov and A. Mortazawi, "Analysis and measurement of hard horn feeds for

- the excitation of quasi-optical amplifiers,” 1998 *IEEE MTT-S Digest*, vol. 3, pp.1469-1472, June 1998.
- [6] M. Kim, J. B. Hacker, A. L. Sailer, S. Kim, D. Sievenpiper and J. A. Higgins, “A rectangular TEM waveguide with photonic crystal walls for excitation of quasi-optical amplifiers,” 1999 *IEEE MTT-S Digest*, pp.543-546, 1999.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Wiley House & Son, Inc. 1998.
- [8] J. D. S. Langley, P. S. Hall and P. Newham, “Balanced antipodal vivaldi antenna for wide bandwidth phased arrays,” *IEEE Proc-Micro Antennas Propag*, vol. 143, no. 2, pp.97-102, April 1996.
- [9] E. P. Li, H. San and J. M. Cai, “The conformal finite-difference time-domain analysis of the antipodal vivaldi antenna for UWB applications,” *Antennas, Propagation & EM Theory*, 2006. *SAPE '06. 7th International Symposium on*, pp.1-4, October 2006.
- [10] S. Wang, X. D. Chen and C. G. Parini, “Analysis of ultra wideband antipodal vivaldi antenna design,” 2007 *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, pp.129-132, April 2007.
- [11] Jinho Jeong, Youngwoo Kwon, Sunyoung Lee, Changyul Cheon and E. A. Sovero, “1.6- and 3.3-W Power Amplifier Modules at 24 GHz Using Waveguide-based Power Combining Structures,” *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 48, no. 12, pp.2700-2708, Dec. 2000.
- [12] 정진호, 권영우, 장영춘, 천창을 “Ka-band에서의 구형 도파관-마이크로스트립 변환구조의 설계 및 제작에 관한 연구,” *한국통신학회논문지*, pp.1770-1776, 1998. 7.
- [13] Pengcheng Jia, Lee-Yin Chen, Nai-Shuo Cheng and Robert A. York “Design of Waveguide Finline Arrays for Spatial Power Combining,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 49, no. 4, pp.609-614, April 2001.

저자소개



김 보 기 (Kim, Bo-Ki)

2010년 9월 ~ 현 재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정
2010년 8월 : 백석대학교 정보통신학과 학사



이 수 현 (Lee, Su-Hyun)

2011년 2월 ~ 현 재 : (주)지아이블루 통신사업부 연구소
2011년 2월 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사
2009년 2월 : 대진대학교 통신공학과 학사



김 형 중 (Kim, Hyoung-Jong)

2006년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정
2006년 2월 : 광운대학교 전자공학부 학사



신 석 우 (Shin, Suk-Woo)

2008년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 박사과정
2008년 2월 : 광운대학교 전자공학과 학사



김 상 훈 (Kim, Sang-Hoon)

2009년 9월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정
2009년 2월 : 광운대학교 전자공학과 학사



김 재 덕 (Kim, Jae-Duk)

2010년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 대학원 전파공학과 석사과정
2010년 2월 : 광운대학교 전자공학과 학사



최 진 주 (Choi, Jin-Joo)

1997년 9월 ~ 현재 : 광운대학교 전자융합공학과 교수
1991년 5월 ~ 1997년 8월 : 미국 Naval Research Laboratory (NRL) 연구원
1991년 8월 : 미국 University of Michigan, Dept. of Nuclear Engineering, 박사
1985년 8월 : 미국 Georgia State University, Dept. of Physics, 석사
1983년 8월 : 서울대학교 물리교육학과 학사



김 선 주 (Kim, Seon-Joo)

1988년 2월 ~ 현재 : 국방과학연구소 책임연구원
1988년 2월 : 아주대학교 대학원 전자공학과 석사
1986년 2월 : 아주대학교 전자공학과 학사