

# 슬롯라인-마이크로스트립 변환을 이용한 도파관 형태의 Ka-band 전력 분배/결합기

정회원 정진호\*, 천창율\*\*, 권영우\*

## A Novel Waveguide-based Ka-band Power Divider/Combiner Using Slotline-to-Microstrip Transitions

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

### 요약

본 논문에서는 널리 알려진 슬롯 라인-마이크로스트립 변환을 이용하여 Ka-band에서 동작하는 도파관 형태의 전력 결합기를 제안하였다. 입력이 구형 도파관이고 출력이 마이크로스트립인 전력 분배기는 구형 도파관-슬롯라인 변환, 슬롯라인-마이크로스트립 변환, 그리고 임피던스 정합회로 등으로 구성되어 있다. 2-way 전력 결합기는 두 개의 슬롯라인-마이크로스트립 변환을, 4-way는 2-way 전력 결합기 2개와 slotline tee junction을 이용하여 개발되었다. 3차원 유한 요소법을 이용하여 제안된 구조를 수치 해석하여 최적의 특성이 나오도록 설계하였고, 손실이 작은 수정 기관을 사용하여 제작하였다. Back-to-back으로 연결된 전력 결합기를 측정한 결과, 공진 주파수를 제외하면, 2-way 전력 분배기는 25.7~29.8 GHz에서 삽입손실은 1.0 dB 이하, 반사손실은 15 dB 이상이었고, 4-way의 경우는 26~28.2GHz에서 삽입손실이 1.0 dB 이하, 반사손실이 15 dB 이상의 우수한 특성을 얻을 수 있었다.

### ABSTRACT

In this paper, waveguide-based power combiner using conventional slotline-to-microstrip transition was proposed at Ka-band. The proposed 2-way and 4-way power combiner consist of waveguide-to-slotline transition, two or four slotline-to-microstrip transitions, and impedance matching networks. Their structures were simulated and optimized by 3-D FEM simulation. The 2-way power combiner showed a very low back-to-back insertion loss of 1.0 dB and return loss better than 15 dB from 25.7 GHz to 29.8 GHz except the resonant frequency. The 2-way power combining approach was extended to 4-way power combining using slotline tee junction. The 4-way power combiner showed the similar performance to that of 2-way power combiner with 2 GHz smaller bandwidth.

### 1. 서론

밀리미터파 대역에서 수십 watt 이상의 고출력 전력 증폭 모듈을 구현하는 방법 중 가장 널리 이용되고 있는 방법은 손실이 작은 전력 결합기를 사용하여 여러 개의 단위 전력 증폭기의 출력 전력을 결합하는 것이다. 왜냐하면, 밀리미터파 대역에서 전력 증폭기는 주로 MMIC로 제작되는데, 설계

상의 어려움 및 수율 등의 문제로 인하여 MMIC 전력 증폭기 하나의 출력 전력은 그리 높지 않기 때문이다<sup>[1][2]</sup>. 이러한 전력 결합기는 낮은 결합 손실, 광대역 특성 및 좋은 방열 특성을 보여야 한다.

현재까지 알려진 전력 결합 기술은 크게 평면(planar) 형태와 공간(spatial) 형태로 나눌 수 있다. 평면 형태의 전력 결합기에는 Wilkinson coupler, branch-line coupler, Lange coupler, rat-race coupler 등등 여러 가지 형태가 있다<sup>[3]</sup>. 위에 열거

\* 서울대학교 전기컴퓨터공학부 밀리미터파 집적시스템 연구실 (jinhojeong@yahoo.co.kr)

\*\* 서울시립대학교 전기전자공학부 전자파 연구실

논문 접수 번호 : K01197-0912 , 접수일자 : 2001년 9월 12일

한 것들은 주로 2 개의 전력 소자를 결합할 수 있는 2-way 전력 결합기이다. Wilkinson coupler는 이론적으로는 N-way가 가능하나 평면상에서 구현할 수가 없다. 따라서, 일반적으로 고출력 전력 증폭기를 위해, 여러 개의 전력 소자를 결합할 때는 그림 1과 같은 corporate 형태가 사용된다. 이 형태로 임의의 N개(주로 2의 자승)의 전력 소자를 결합할 수 있게 된다. 따라서, 결합하고자 하는 전력 소자의 갯수가 증가하면 자연스럽게 이를 분배하고 결합시키는 전송선의 길이도 길어져 라인의 손실이 증가하여 어느 이상되면 효율이 심각하게 저하된다<sup>4)</sup>. 더욱 중요한 것은 전력 소자의 수가 증가할수록 임피던스 정합이 어려워지는 단점이 있다. Wilkinson coupler를 그림 1과 같이 corporate 형태로 사용하면 임피던스 정합은 쉬워지나,  $\lambda/4$  라인이 많이 필요하므로 크기가 커지고, 라인 손실이 급격히 증가하는 단점이 있다.

이에 반하여 공간(spatial) 형태의 전력 결합기는 준광학적(quasi-optic) 전력 결합 형태로서, 결합하는 전력 소자의 갯수가 증가하여도 손실이 증가하지 않아 고출력 전력 증폭 모듈 구현에 많이 이용되고 있다<sup>4)</sup>. 공간 형태의 전력 결합기는, 자유 공간에서 전력을 결합하는 형태(예를 들면 grid amplifier)와 도파관 내에서 결합하는 두 가지 방식이 제안되어 왔다. 전자의 경우, 자유공간에서의 spill-over loss가 존재하고, 열방출 특성이 좋지않아 결합 효율이 떨어지는 단점이 있다<sup>4)</sup>. 도파관내에서의 전력 결합은 이러한 spill-over loss가 없고, 도파관 금속이 훌륭한 방열판으로 작용할 수 있으므로, 결합 효율이 뛰어난 장점이 있다. 최근에는 이러한 도파관내에서의 전력 결합을 이용하여, X-band 뿐만 아니라, Ka-band, V-band 등 밀리미터파 대역에서 높은 출

력을 가지는 전력 증폭 모듈이 개발되었다<sup>5)6)7)8)</sup>.

본 연구에서는 잘 알려진 슬롯라인-마이크로스트립 변환구조를 두 개 이상 배열하여 도파관의 E-plane에 삽입하여, Ka-band에서 동작하는 도파관 형태의 전력 결합기를 제안하였다. 도파관의 E-plane에 삽입된 전력 결합기는 도파관-핀라인 변환구조도 포함하여, 입력이 도파관이고 출력이 마이크로스트립인 2-way 전력 분배기를 구성하였다. 또한, 두 개의 2-way 전력 결합기를 slotline tee junction으로 결합하여 4-way 전력 결합기를 제안하였다. 또, 제안된 구조를 도파관 내에 수직으로 여러 개 쌓으면 도파관 내에서 공간적으로 전력을 결합할 수 있어 고출력 전력 증폭 모듈 구현에 활용될 수 있다. 제안된 전력 결합기를 상용 수치 해석 시뮬레이터로 해석하였고, 손실이 작은 수정 기판을 이용하여 Ka-band에서 제작하여 측정하였다. 측정 결과, back-to-back으로 연결된 2-way 전력 분배기는 25.7~29.8 GHz에서 삽입손실은 1.0 dB 이하, 반사손실은 15 dB 이상이었고, 4-way 경우는 26~28.2 GHz에서 삽입손실이 1.0 dB 이하, 반사손실이 15 dB 이상의 우수한 특성을 얻을 수 있었다.

## II. 제안된 전력 분배기의 동작 원리

그림 2는 본 논문에서 제안된 2-way 전력 분배기의 구조와 원리를 나타낸다. 그림 2(a)에서처럼 도파관의 E-plane 중앙에 기판이 삽입되어 있으며 이 기판의 금속 패턴이 전송선 간의 E-field 변환과 임피던스 정합, 전력 결합을 수행하고 있다. 도파관인 단자 1로 전자파가 입사되면 도파관-마이크로스트립 변환을 통해 전자파가 핀라인의 슬롯으로 집중되게 되고, 슬롯라인에 배열되어 있는 두 개의 슬롯라인-마이크로스트립 변환에 의해 두 개의 마이크로스트립 라인(단자 2와 단자 3)으로 같은 전력이 변환되어 나가게 된다.

그림 2(b)는 전력 분배기 기판의 금속 패턴이다. 회색 부분이 기판 뒷면의 금속 패턴을 나타내는데, 핀라인 및 마이크로스트립 라인의 ground를 형성하고 있다. 검정색 부분은 기판 앞면의 금속 패턴을 나타내며 마이크로스트립을 형성하고 있다. 도파관의 TE<sub>10</sub> 모드의 전자파가 입사하면 도파관 중앙에 위치한 폭이 점점 좁아지는 unilateral finline을 통하여 낮은 임피던스로 임피던스 변환이 일어난다. 그러면 E-field는 핀라인의 금속 패턴 사이에 집중되게 되어 슬롯라인처럼 동작하게 된다. 그러면,

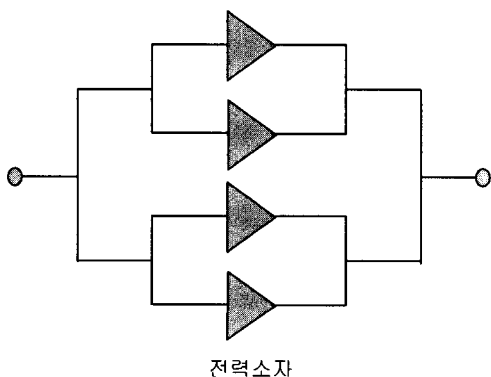


그림 1. 4-way corporate 전력 결합

magnetic coupling을 통한 슬롯라인-마이크로스트립 변환을 통하여 마이크로스트립 모드로 필드 변환이 발생한다. 이때 슬롯라인의 임피던스와 마이크로스트립 라인의 임피던스는 같을 필요는 없으며 적절한 임피던스 비를 가지도록 설계하였다. 유한 요소법을 이용한 3차원 구조 시뮬레이터인 HP사의 HFSS 시뮬레이션을 통하여 슬롯라인의 임피던스를 80 옴, 마이크로스트립 라인의 임피던스를 50 옴으로 결정하였다. 이러한 슬롯라인-마이크로스트립 변환을 적절한 간격을 두고 두 개를 배열하여 임피던스 정합이 일어나도록 각 전송선의 임피던스를 결정해 주면 2-way 전력 분배기가 가능하게 된다. 그림 2(c)에 이 구조에 대한 전송선 등가회로가 있는

데, 슬롯라인-마이크로스트립 라인 변환을 1:n ideal transformer와 quarter-wave open stub으로 모델링하여 주전송선에 shunt로 그렸다. 그림에 각 전송선의 길이가 나타나 있는데, quarter-wave short slotline( $Z_{s2}$ ,  $\lambda_{s2}/4$ )은 단자 2의 슬롯라인-마이크로스트립 변환 지점에서 open으로 보인다.  $Z_{s1}$  임피던스의 슬롯라인의  $L_1$ 은 두 변환 간의 간격을 나타내며, 그 길이는 두 출력 단자간의 위상차를 야기시킨다. 이러한 위상차는 단자 2와 단자 3의 마이크로스트립 라인 길이를 다르게 하여 보상할 수 있다. 이 길이는 두 변환 간의 coupling, 슬롯라인 손실, 그리고 단자 2와 단자 3에 연결시킬 전력 소자의 크기에 따라 결정된다. 임피던스가  $Z_{s1}$ , 길이가  $\lambda_{s1}/4$ 인 슬롯라인은 quarter-wave 임피던스 변환기의 역할을 하며,  $Z_{s3}$ 에 임피던스 정합이 되도록 임피던스를 다음과 같이 결정한다.

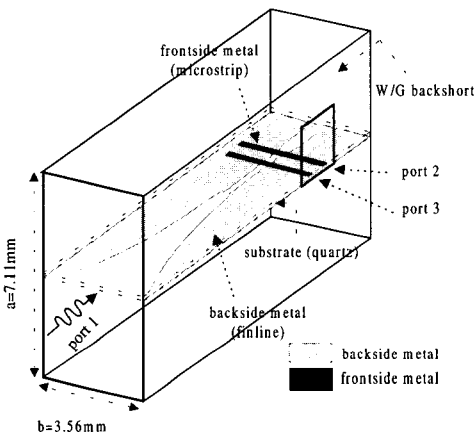
$$Z_{s1} = \frac{Z_m}{n^2} \tag{1}$$

$$Z_{s3} = 2 \cdot Z_{s1} \tag{2}$$

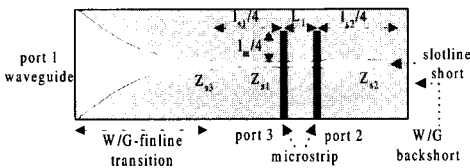
마이크로스트립 라인의 임피던스를 50 옴, 슬롯라인의 임피던스를 80 옴으로 두고 난 뒤 나머지 전송선의 임피던스를 구해보면 그림2(c)에 제시된 것과 같다. 이렇게 각 전송선의 길이와 임피던스를 결정해 주면, 단자 2와 단자 3에는 등 전력이 분배된다.

### III. 제안된 구조의 수치 해석

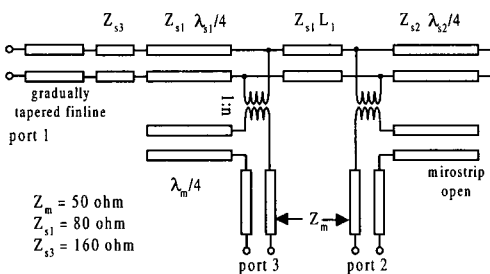
정확한 설계를 위해 그림 2(a)의 구조를 HFSS로 수치 해석하였다. 전체 구조를 해석하려면 많은 시간이 필요하고 시뮬레이션의 정확도가 떨어지므로, 도파관 입력에서 슬롯라인까지 가는 부분, 즉 구형 도파관-슬롯라인(핀라인) 변환 부분과 슬롯라인 이후 부분을 나누어서 시뮬레이션 하였다. 그림 3은 제안된 구조를 이용하여 설계한, Ka-band에서 동작하는 2-way 등전력 분배기의 수치해석 결과를 보여 준다. 그림 3(a)에는 반사손실, 단자 2와 단자 3에서의 등 전력 분배특성에 대한 시뮬레이션 결과가 나타나 있는데, 중심 주파수에서 20 dB 이상의 반사손실, 등전력분배 특성( $S_{21}=-3dB$ ,  $S_{31}=-3dB$ )을 보여주고 있다. 그리고, 그림 3(b)에는 단자 2와 단자 3에 존재하는 위상차 시뮬레이션 결과를 나타냈는데, 그림 2(b)에서 슬롯라인의 길이  $L_1$ 에 의한 위상



(a) 3차원 구조



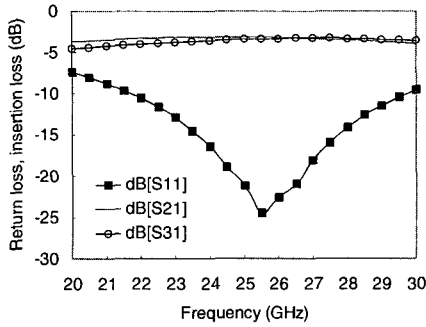
(b) 기판의 금속 패턴



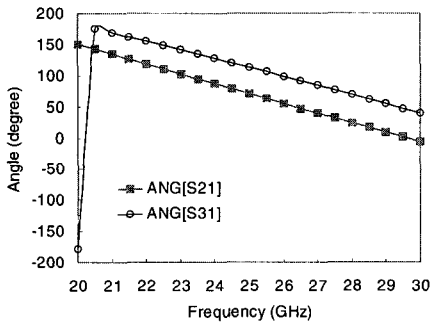
(c) 전송선 등가 모델

그림 2. 제안된 2-way 전력 결합기

$Z_m = 50 \text{ ohm}$   
 $Z_{s1} = 80 \text{ ohm}$   
 $Z_{s3} = 160 \text{ ohm}$



(a) 반사손실, 등분배 특성



(b) 위상 특성

그림 3. HFSS 시뮬레이션 결과

차가 43도 정도 존재함을 보여주고 있다. 이러한 단자간의 위상차는 전력 결합시 전력이 동위상으로 합쳐지지 않게 하여 결합 효율을 저하시키게 되므로 위상차가 나지 않도록 보상을 해 주어야 하는데, 본 연구에서는 단자 3의 마이크로스트립 라인을 길게 해 줌으로써 해결하였다. 그림 4는 E-plane에 삽

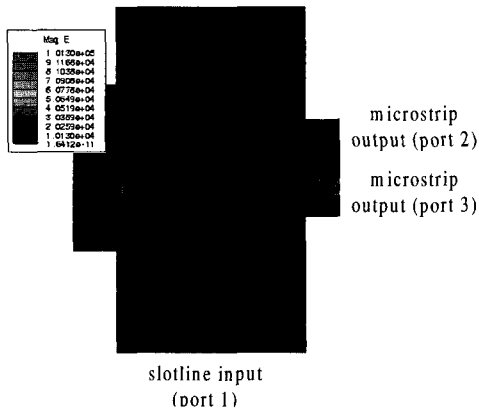


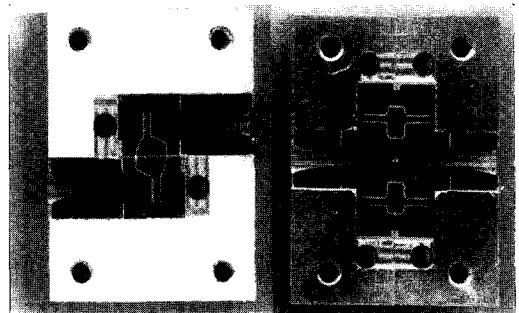
그림 4. 기판의 중앙단면(E-plane과 평행한 면)에서의 E-field 크기 분포(시뮬레이션 결과)

입된 기판의 중앙 단면(E-plane과 평행한 면)에서의 전기장의 세기 분포를 나타낸다. 시뮬레이션을 용이하게 하기 위하여, 입력을 도파관으로 하지 않고 슬롯라인(핀라인)으로 하였다. 슬롯 라인으로 입사된 전기장(E-field)은 마이크로 스트립 라인인 단자 2와 단자 3으로 위상차를 가지고 같은 세기로 나가고 있음을 알 수 있다.

#### IV. 제작 및 측정 결과

그림5(a)는 back-to-back으로 연결된 2-way 전력 결합기의 제작 사진이다(두경은 제외하였음). Back-to-back 연결을 위해 마이크로스트립 라인을 1mil 직경의 gold wire을 이용하여 본딩하였다. 위상차 보상과 마이크로스트립 단자에 놓일 power amplifier의 chip 크기를 고려하여 마이크로 스트립 라인을 구부렸다. 기판은 손실이 작은 5 mil quartz(유전율=3.8)을 사용하였다. 새로이 제안된 2-way 전력 분배기를 slotline-tee junction을 사용하여 series로 연결하면 4-way 전력 분배기를 설계할 수 있다. 그림 5(b)는 이렇게 구성된 4-way 전력 분배기를 보여주고 있다.

그림 6(a)는 back-to-back으로 연결된 2-way 전력 분배기의 삽입손실, 반사손실의 측정결과이다. 25.7~29.8 GHz에서 삽입손실은 1.0 dB 이하, 반사손실은 15 dB 이상이다. 27 GHz에서 S21과 S11이 크게 나빠지는데 이는 마이크로스트립 라인과 슬롯라인으로 구성된 공진회로 때문이라 생각된다. 실제로 마이크로스트립 라인의 open stub 길이를 길게 하면 그림 6(b)처럼 공진 주파수가 25.6 GHz로 떨어지는 것을 볼 수 있다. 대역내 삽입손실은 도파관-핀라인 변환 손실, 슬롯라인 손실, 슬롯라인-마이크로스트립 변환 손실, 그리고 단자 2와 단자 3의



(a) 두 갈래

(b) 네 갈래

그림 5. 제작된 back-to-back 전력 결합기

mismatch loss, bonding wire 에 의한 손실로 기인한다.

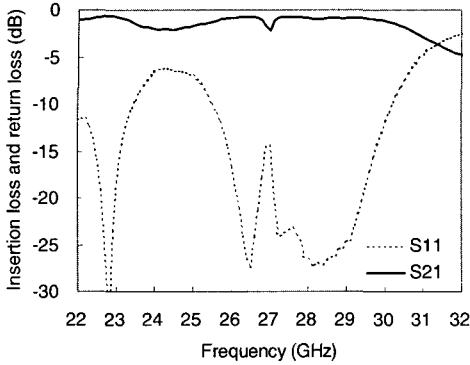


그림 6. (a) Back-to-back으로 연결된 2-way 전력 결합기의 측정 결과

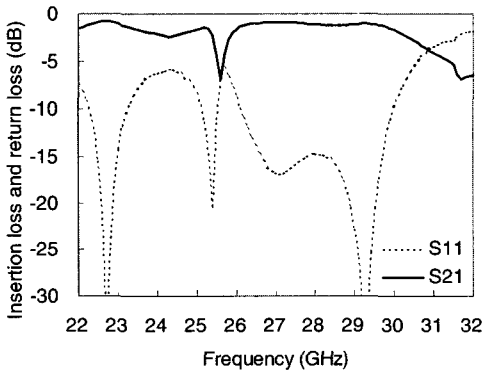


그림 6. (b) 마이크로스트립 라인의 open stub 길이 변화가 공진 주파수에 미치는 영향

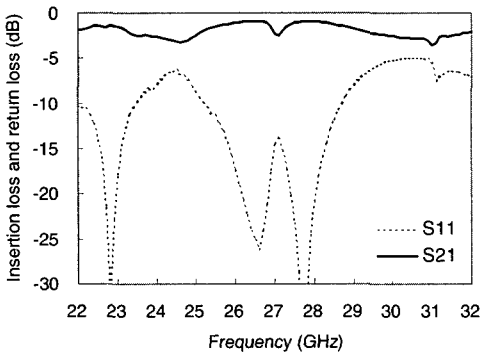


그림 7. 4-way 전력 분배기의 측정 결과

그림 7은 4-way 전력 분배기의 삽입손실, 반사손실 측정결과이다. 2-way의 측정결과와 마찬가지로

27 GHz에서 공진이 발생함을 알 수 있다. 공진을 제외하면 26~28.2GHz에서 삽입손실이 1.0 dB이하, 반사손실이 15 dB 이상임을 알 수 있다. 2-way 경우보다 대역폭이 2 GHz 정도 감소했는데, 이는 slotline tee junction 및 각 단자간의 mismatch에 의한 것으로 생각된다.

### V. 결론

본 논문에서는 밀리미터파 대역에서 고효율 전력 증폭 모듈 구현을 위해 필요한 새로운 형태의 전력 결합기를 슬롯라인-마이크로스트립 변환을 이용하여 제안하였다. 슬롯라인-마이크로스트립 변환을 두 개 배열하고 이를 임피던스 정합하여 2-way 전력 결합기를 제안하였고, 제안된 2-way 전력 결합기를 slotline tee junction을 이용하여 4-way 전력 결합기로 확장하였다. Back-to-back으로 제작된 전력 결합기를 측정한 결과, 2-way는 25.7~29.8 GHz에서 삽입손실은 1.0 dB 이하, 반사손실은 15 dB 이상이었고, 4-way는 26~28.2 GHz에서 삽입손실이 1.0 dB 이하, 반사손실이 15 dB 이상의 우수한 특성을 얻을 수 있었다.

향후 과제는 실제로 전력 증폭기를 제안된 전력 결합기에 장착하여 출력 전력을 결합하는 것이다. 수 watt 이상의 전력 증폭 모듈의 경우, 열이 많이 발생하므로 열 방출 특성이 중요한데, 제안된 구조는 도파관을 이용하므로 열방출 특성이 우수할 것으로 생각된다. 뿐만 아니라, 제안된 전력 결합기는 기존 논문에 제시된 것과 같이 도파관내 E-plane에 수직으로 여러 개를 쌓아 공간적 형태의 전력 결합이 가능하며, 밀리미터파 대역 고효율 전력 증폭기를 구현하는데 사용될 수 있다<sup>[5][7]</sup>.

### 참고 문헌

- [1] Y. Hwang, P. D. Chow, J. Lester, J. Chi, D. Garske, "Fully-matched, High-efficiency Q-band 1 Watt MMIC Solid State Power Amplifier," in *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.167-170, 1996.
- [2] M. K. Siddiqui et al, "A High Power and High Efficiency Monolithic Power Amplifier for Local Multipoint Distribution Service," in *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.569-572, 1998.
- [3] John L. B. Walker, *High-Power GaAs FET Amplifiers.*, Norwood : Artech House, 1993.

[4] R. A. York and Z. B. Popovic, *Active and Quasi-optical Arrays for Solid-state Power Combining*, New York: Wiley, 1997.

[5] N.-S. Cheng, P. Jia, D. B. Rensch, and R. A. York, "A 120-W X-band Spatially Combined Solid-State Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 47, pp.2557-2561, 1999.

[6] Sean Ortiz, John Hubert, Lee Mirth, Erich Schleich, and Admir Mortazawi, "A 25 Watt and 50 Watt Ka-band Quasi-optical Amplifier," *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, 2000, pp.797-800.

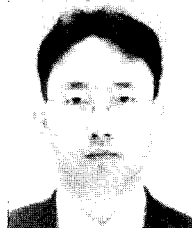
[7] Jinho Jeong, Youngwoo Kwon, Sunyoung Lee, Changyul Cheon and E. A. Sovero, "1.6- and 3.3-W Power Amplifier Modules at 24 GHz Using Waveguide-based Power Combining Structures", *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 48, No.12, Dec. 2000

[8] James J. Sowers, et al, "A 36 W, V-band, Solid State Source," in *IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, 1999, pp.235-238.

<주관심 분야> RF 소자 수치해석, 안테나 해석 및 설계, 능동소자 모델링

권 영 우(Youngwoo Kwon)

정회원



1984년~1988년 : 서울대학교 전자공학과(공학사)

1988년~1990년 : 미국 University of Michigan, M.S.E.E

1990년~1994년 : 미국 University of Michigan, Ph.D.

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

1996년~1997년 : 서울대학교 전기공학부 전임강사

1998년~현재 : 서울대학교 전기공학부 조교수

<주관심 분야> MMIC 설계, 밀리미터파 회로 및 시스템, 능동소자 모델링, 비선형 회로 해석

정 진 호(Jinho Jeong)

정회원



1993년~1997년 : 서울대학교 전기공학부(공학사)

1997년~1999년 : 서울대학교 전기공학부(석사)

1999년~현재 : 서울대학교 전기컴퓨터공학부 박사과정

<주관심 분야> 능동소자 모델링, 준광학적 전력 결합기, MMIC/OEIC 설계

천 창 울(Changyul Cheon)

정회원



1983년 서울대 전기공학과 졸업(공학사)

1985년 동대학원 전기공학과 졸업(석사)

1992년 미국 University of Michigan 전기공학과 졸업(박사)

1992년 LG정밀연구소 선임연구원

1992년~1995년 : 강원대 전기공학과 전임강사

1996년~현재 : 서울시립대학교 전자전기공학부 조교수