

<https://doi.org/10.7236/IIBC.2017.17.4.77>

IIBC 2017-4-10

## 공간 결합을 이용한 밀리미터파 전력 증폭기에 관한 연구

### A Study on Millimeter Wave Power Amplifiers Using Spatial Combining

기현철\*

Hyeon-Cheol Ki\*

**요약** 밀리미터파 대역으로 주파수가 높아짐에 따라 도파관의 단면이 수 밀리미터 이내로서 작아져서 공간결합 전력 증폭기를 구현하기에 공간적으로 어려움을 겪게 된다. 본 논문에서는 혼 안테나 원리로 도파관의 폭을 확장하여 이 문제를 극복하고자하였다. 60GHz ISM 대역(57-64GHz)의 공간결합 전력 증폭기에 활용하기 위한 확장된 구형 도파관을 설계하고 확장된 도파관 내에 공간결합을 위한 안티포달 변환기를 설치하여 공간결합 전력 증폭기로서의 특성을 분석하였다. WR15 표준 구형 도파관과의 호환을 위해 WR15 도파관에서 H면 부채꼴 혼 안테나 원리를 이용하여 도파관 폭(a)을 7mm로 확장하여 3개의 백투백 구조의 안티포달 변환기 슬롯을 설치하였다. 설계한 공간결합 전력 증폭기는 사용하고자 하는 대역(57-64GHz)에서 반사손실은 -22.4dB이하이고 삽입손실은 0.53dB 이하로서 매우 양호한 특성을 나타냈다. 한편, 도파관의 폭을 확장함에 따라 WR15 대역폭 내에 TE<sub>10</sub> 모드 외에도 TE<sub>20</sub>, TE<sub>30</sub> 모드 등 추가적인 모드들이 발생하게 되었고 이로 인해 대역폭을 제한하여 도파관의 폭 확장을 제한하였다.

**Abstract** As frequencies increase to the millimeter wave bands the cross sections of wave guides become smaller than a few millimeters, which cause sapatial problems in realization of spatial combining power amplifiers. In this paper we intended to overcome the problem by widening the width of wave guides using horn antenna principles. We designed a widened rectangular wave guide for using in spatial combining power amplifier in 60GHz ISM band(57-64GHz), and we installed Antipodal transition in the widened wave guide, and then we characterized it as a spatial combining power amplifier. For the compatibility of WR15 standard wave guide, we widened the width of WR15 to 7mm using principle of H-plane sectoral horn antenna and then installed 3 slots of back to back Antipodal transition. The designed spatial combining power amplifier showed good characteristics of return loss less than -22.4dB and insertion loss less than 0.53dB. However, as widening the width of the wave guide, additional modes such as TE<sub>20</sub>, TE<sub>30</sub> in addition to TE<sub>10</sub> were occurred in the bandwidth of WR15, which restricted the bandwidth and widening of the width of the wave guide.

**Key Words** : waveguide transition, antipodal finline, waveguide-microstrip transition, millimeter wave

## 1. 서 론

밀리미터파(millimeter wave) 대역에서의 통신 즉, 파

의 전송은 대기 중의 산소에 의한 흡수와 수증기의 흡수 산란 등이 있기 때문에 전송 손실이 크므로 밀리미터파의 전송에는 마이크로스트립선(microstrip line) 보다 상

\*정회원, 가천대학교 전자공학과

접수일자 : 2017년 6월 28일, 수정완료 : 2017년 7월 28일

게재확정일자 : 2017년 8월 11일

Received: 28 June, 2017 / Revised: 28 July, 2017 /

Accepted: 11 August, 2017

\*Corresponding Author: hcki@gachon.ac.kr

Dept. of Electronic Engineering, Gachon University, Korea

대적으로 손실이 적은 도파관을 많이 사용한다. 특히, 큰 전력이 흐르는 전력 증폭기의 경우 적은 비율의 전송 손실도 큰 전력 손실을 야기하여 많은 열을 발생시키게 되어 전력 효율과 시스템의 성능을 저하시킬 수 있으므로 도파관을 통한 전송이 선호된다. 또한, 밀리미터파 대역에서는 도파관의 치수가 작아지므로 도파관을 사용해 소형화와 경량화가 가능하다.

한편, 밀리미터파 대역에서 관심이 집중되는 대역으로서 60GHz ISM 대역이 있다. 이 대역은 간섭에 강하고, 보안성이 뛰어나며, 주파수 재사용이 용이하며 넓은 대역폭을 가지고 있어 IoT(Internet of Things), 무선 비디오 통신, 5세대 이동통신의 스톱 셀 내부와 백홀(backhaul) 등에서 활용 가능성을 갖고 있다<sup>[1]</sup>.

한편, 밀리미터파 대역에서의 전력 증폭기는 경로 손실이 심각한 문제가 되므로 도파관을 사용하는 것이 일반적이다. 이 경우 기관 상의 증폭기와의 연결을 위해 도파관-마이크로스트립 변환기가 필요하며 전력을 공간적으로 분할하거나 결합하려면 다수의 도파관-마이크로스트립 변환기가 도파관 내에 삽입되어야 한다. 그러나 밀리미터파 대역에서의 도파관은 단면이 수 밀리미터 이내로 매우 작으므로 다수의 도파관-마이크로스트립 변환기를 도파관 내에 삽입되기에는 어려움이 있으며 한 슬롯에 복수 개의 변환기가 구현되는 다중변환기도 도파관 높이가 제한적이므로 곤란한 면이 있다.<sup>[2-3]</sup>

따라서 본 논문에서는 혼 안테나 원리로 도파관의 폭을 확장하여 이 문제를 극복하고자 하며 60GHz ISM 대역(57-64GHz)의 공간결합 전력 증폭기에 활용하기 위한 혼 안테나 형태의 확장 구형 도파관을 설계하고 확장된 도파관 내에 공간결합을 위한 안티포달 변환기를 설치하여 공간결합 전력 증폭기로서의 특성을 분석한다.

## II. 도파관 폭의 확장과 변환

60GHz ISM 대역(57-64GHz)에서 사용되는 표준 구형 도파관은 대역폭이 50-75GHz인 WR15이므로 표준 도파관과의 호환성을 위해 WR15 도파관의 규격을 기본으로 확장하였다. WR15 도파관의 폭(a)은 3.7592mm이고 높이(b)는 1.8796mm가 된다. WR15 도파관의 폭(a)을 확장하기 위해 H면 부채꼴 혼 안테나(H-plane sectoral horn antenna) 원리를 이용하였다. 이 경우 폭이 확장된 도파

관은 60GHz ISM 대역(57-64GHz)의 주파수 특성을 만족해야 한다. 도파관 내의 TE<sub>nm</sub>모드의 차단주파수( $f_c$ )와 구형 도파관의 크기와의 관계는 다음 수식으로 표현된다.<sup>[4]</sup>

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\epsilon_0}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (1)$$

WR15 도파관의 폭(a)은 3.7592mm이고 높이(b)는 1.8796mm로서 폭(a)의 2분지 1이다. 따라서 식(1)에 의하면 TE<sub>01</sub>모드의 차단주파수는 TE<sub>10</sub>모드 차단주파수의 두 배가 되며 이 사이 주파수 구간을 대역폭으로 사용하고 있다.

한편, WR15 도파관의 높이(b)는 그대로 두고 폭(a)을 확장하면 TE<sub>10</sub>모드의 차단주파수가 낮아지면서 TE<sub>20</sub> 모드, TE<sub>30</sub> 모드 등이 차례대로 대역폭 내로 들어오게 된다. 그림 1은 WR15 도파관의 폭(a)을 7mm로 확장했을 때 WR15 대역폭(50-75GHz) 내에 나타나는 모드들의 특성을 보여준다. 위쪽의 곡선들은 각 모드의 전달특성을 나타내고 아래의 곡선들은 각각의 반사계수를 나타낸다. 각 모드의 전달특성은 좌측으로부터 차례대로 TE<sub>10</sub>, TE<sub>20</sub>, TE<sub>30</sub> 모드, 마지막은 TE<sub>01</sub> 모드의 특성을 보여주고 있다. 반사 특성은 각 모드의 차단 주파수 근처에서 피크(peak)를 보이고 있음을 볼 수 있다.

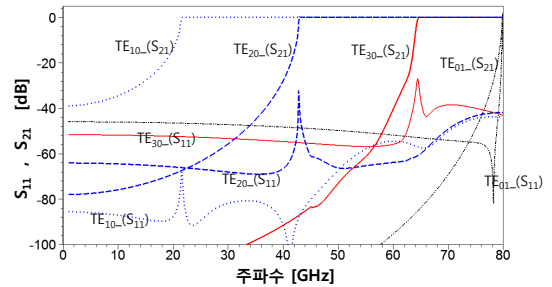


그림 1. WR15 도파관의 폭(a)을 확장함에 따라 WR15 대역폭 내에 나타나는 모드들의 특성

Fig. 1. A structure of the waveguide transition using antipodal finline

결과적으로 구형 도파관의 폭을 확장함에 따라 WR15 대역폭 내에 더 많은 모드들이 발생하게 되어 도파관의 폭을 확장하기 전과 후의 두 도파관의 변환에 영향을 미칠 수 있다.

위의 영향을 확인하기 두 도파관을 변환기로 연결하여 그 특성을 조사하였다. 그림 2는 WR15 표준 도파관과

확장된 도파관과의 변환을 위해 H면 부채꼴 혼 안테나 원리(H-plane sectoral horn antenna)를 이용한 변환기를 보여준다. 그림 2(a)는 평면도를 그림 2(b)는 입체도를 보여준다. 변환기의 좌측은 WR15 도파관이고 우측은 확장된 도파관이다. 변환기의 폭은  $W_{hr}$ 로 표시되고, 길이는  $L_{hr}$ 로 표시되었다.

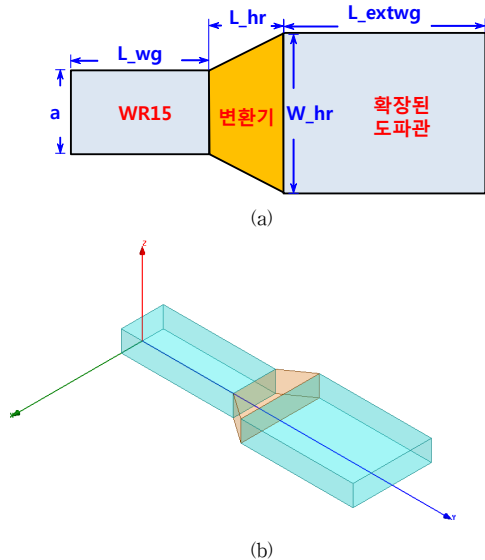


그림 2. 혼 안테나 원리를 이용한 변환기 (a)평면도 (b)입체도  
 Fig. 2. A transition using horn antenna principle structure (a)top view (b)Stereoscopic view

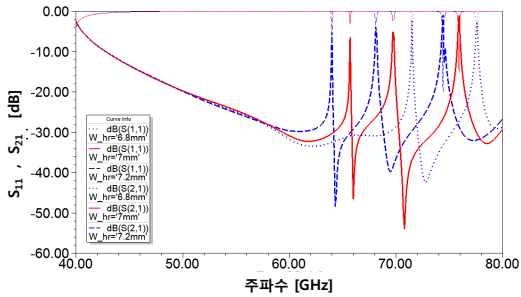


그림 3. 변환기의 폭( $W_{hr}$ )에 따른 전달특성 및 반사특성  
 Fig. 3. Transfer and reflection characteristics depend on  $W_{hr}$

그림 3은 그림 2의 WR15 도파관의 좌측면을 입력포트, 확장된 도파관의 우측면을 출력포트로 설정하여 변환기의 폭( $W_{hr}$ )에 따른 전달특성 및 반사특성을 Ansys사의 HFSS를 이용하여 시뮬레이션한 결과를 보여주고 있다. 짧은 점선은  $W_{hr}=6.8\text{mm}$ , 실선은  $W_{hr}=7.0\text{mm}$ ,

긴 점선은  $W_{hr}=7.2\text{mm}$ 일 때의 특성이다. 각 경우에서 반사특성이 특정 주파수에서 급격히 저하되기 시작하였으며 그 시작 주파수는 그림 3에서 볼 수 있듯이 변환기의 폭( $W_{hr}$ )이 증가함에 따라 감소하였다. 각 경우에 대해 모드 특성을 조사한 결과 반사특성이 급격히 저하되기 시작하는 주파수는  $TE_{30}$  모드가 발생하기 시작하는 주파수와 일치하였다. 따라서  $TE_{30}$  모드가 발생하면 변환기의 특성이 급격히 저하되어 사용할 수 없게 되는 것으로 판단된다. 따라서  $TE_{30}$  모드가 발생하기 전까지의 대역을 사용할 수 있으며 확장할 수 있는 도파관의 폭은 사용하고자하는 주파수 대역에 따라 다르게 된다. 본 연구에서는 60GHz ISM 대역(57-64GHz)을 사용 주파수 대역으로 하므로 확장된 도파관의 폭을 7mm로 설정하였다.

한편, 변환기의 길이( $L_{hr}$ )에 따른 변환 특성의 최적점을 찾기 위해 변환기의 길이에 따른 전달특성 및 반사특성을 HFSS로 구했으며 그 결과를 그림 4에 보였다.

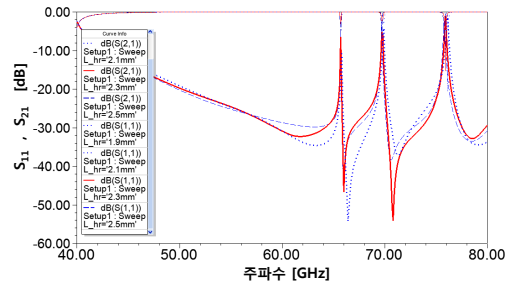


그림 4. 변환기의 길이( $L_{hr}$ )에 따른 변환 특성  
 Fig. 4. Transition characteristics depend on  $L_{hr}$

짧은 점선은  $L_{hr}=2.1\text{mm}$ , 실선은  $L_{hr}=2.3\text{mm}$ , 긴 점선은  $L_{hr}=2.5\text{mm}$ 일 때의 특성이다. 전달특성은 크게 변화하는 것이 없으나 반사특성은 다소간의 차이를 보이고 있으며 대역의 중간점인 60GHz에서 최소치를 갖도록 설정하기 위해  $L_{hr}=2.3\text{mm}$ 로 설정하였다.

### III. 도파관-마이크로스트립 변환기 설계

확장된 도파관 내에서 공간 분배/결합을 위해 도파관-마이크로스트립 변환기가 필요하며 그림 5에 보인 바와 같이 스플라인을 이용한 엔티포달 핀라인 변환기로 설계하였다.<sup>[5-6]</sup>

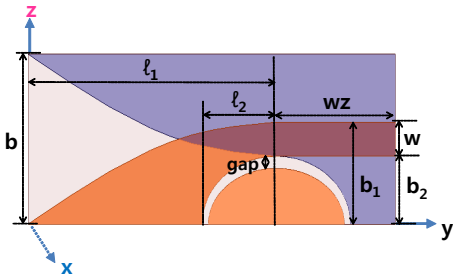


그림 5. 안티포달 핀라인의 구조  
Fig. 5. A structure of the antipodal finline

안티포달 핀라인 변환기의 성능은 거의 핀라인의 형태와 크기에 의해 좌우된다. 즉, 핀라인의 테이퍼 모양과 테이퍼 구간의 길이( $l_1$ )에 의해 결정되며 핀라인의 테이퍼 모양은 스플라인 보간법(spline interpolation)으로 설계된다. 스플라인 보간은 핀라인의 처음과 끝에 각각 마디를 설정하고 그 사이에 제3의 마디를 설정하여 스플라인 보간을 함으로써 곡률을 다양하게 변화시켜 최적의 곡률을 찾아낸다. 즉, 제3의 마디의 y축 값을  $c_1$ 이라하면 z축 값인  $z(c_1)$ 은 다음의 식(2)로 구하게 된다.

$$z(c_1) = g(c_1) + k_{s1}(b_1 - g(c_1)) \quad (2)$$

여기서,  $g$ 는 선형테이퍼의 함수로서  $g(c_1)=b_1p_1$ 이고,  $p_1=c_1/l_1$ 이다.

따라서 핀라인의 형태와 크기는  $l_1$ ,  $p_1$  및  $k_{s1}$ 의 세 개의 변수에 의해 결정되고 이 세 변수를 최적화함으로써 최적의 변환기를 설계하였다.

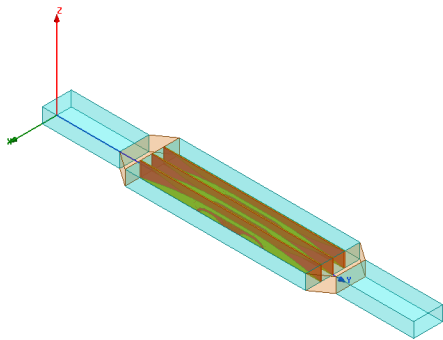


그림 6. 공간 결합 전력 증폭기 구조  
Fig. 6. Structure of the spatial combining power amplifier

한편, 공간 결합 전력 증폭기를 구현하기 위해서는 변환기가 백투백(back to back) 구조를 이루어야하므로 그림 5의 안티포달 핀라인 변환기 두 개를 좌우 대칭으로 결합하여 그림 6에 보인 바와 같이 확장된 도파관 내에 삽입하여 공간 결합 전력 증폭기 구조를 이루었다.

확장된 도파관의 폭은 7mm로서 IC 칩을 탑재할 공간을 고려하여 중앙에 1개와 좌우에 2개 총 3개의 슬롯을 삽입하였다. 좌우에 있는 WR15 표준 도파관의 길이는 각각 10mm이고, 확장된 도파관의 길이는 백투백 구조의 안티포달 핀라인 변환기가 들어갈 수 있도록 24mm로 설계하였다. 도파관 확장을 위한 혼안테나 형태 변환기의 길이는 2.3mm로 설계되었다.

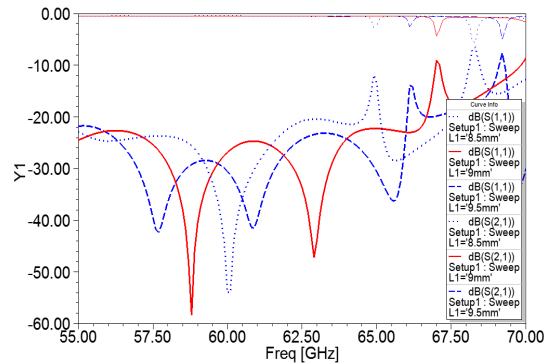


그림 7.  $l_1$  변화에 따른 공간 결합 전력 증폭기 특성  
Fig. 7. Characteristics of the spatial combining power amplifier depend on the variations of  $l_1$

안티포달 핀라인 변환기의 특성은 주변 환경에도 영향을 받을 수 있으므로 실제 적용 환경인 그림 6의 백투백 구조에서 최적화 설계를 진행하였다. 그림 7은 테이퍼 구간의 길이  $l_1$ 값의 변화에 따른 공간 결합 전력 증폭기의 전달특성 및 반사특성을 보여주고 있다. 짧은 점선은  $l_1=8.5\text{mm}$ , 실선은  $l_1=9.0\text{mm}$ , 긴 점선은  $l_1=9.5\text{mm}$ 일 때의 특성이다. 테이퍼 구간의 길이( $l_1$ )의 변화에 따라 전달특성과 반사특성이 다소간의 변화를 보이고 있으며  $l_1=9.0\text{mm}$ 에서 최적의 특성을 보이고 있다.

여기서, 특이할만한 점은 TE<sub>30</sub> 모드에 의해서 반사특성과 전달특성에서 발생했던 피크(peak)의 주파수 지점이  $l_1$ 값의 변화에 따라 변화하는 특성을 보인다는 점이다. 그러나 피크(peak)의 주파수 지점이 혼안테나 형태 변환기의 경우 변환기 폭( $W_{hr}$ )에 반비례 했던 것과는 달리  $l_1$ 값의 변화에 대해서는  $l_1=9.0\text{mm}$ 에서 가장 높은

최적의 특성을 보이고  $l_1$ 값이 더 증가하거나 감소할 경우 피크의 주파수 지점 낮아지는 특성을 보였다. 이는 테이퍼 구간의 길이가  $TE_{30}$  모드의 발생에 어느 정도 영향을 미치고 있는 것으로 판단된다.

대역폭 특성, 전달특성 및 반사특성에서  $l_1=9.0\text{mm}$ 에서 최적의 특성을 보이므로  $l_1$ 값을 9.0mm로 설정하였다. 같은 방법으로 최적화 설계를 한 결과  $p_1=0.66$ ,  $k_{s1}=0.63$ 에서 최적의 특성을 보였다.

#### IV. 슬롯 간의 거리에 따른 특성

그림 6에서 3개의 슬롯 중 1개는 확장된 도파관의 중앙에 위치시키고 나머지 2개의 슬롯은 좌우에 중앙으로부터  $d_2$ 만큼의 거리를 두고 대칭으로 위치 시켰다. 이 경우 슬롯 간의 거리( $d_2$ )의 변화에 따른 특성 변화를 살펴 보았다.

확장된 도파관 내의 전계 세기는 단면 방향인 x축을 따라 변화하며 도파관 양쪽 벽에서 0가 된다. 따라서 슬롯 간의 거리( $d_2$ )가 달라질 경우 도파관-마크로스트립선 변환기의 효율에 영향을 미칠 가능성이 있다. 또한, 슬롯 간의 거리( $d_2$ )가 너무 가까워 질 경우 상호 간섭에 의한 영향도 배제할 수가 없다. 따라서 슬롯 간의 거리( $d_2$ )를 1.0mm, 1.5mm, 2.0mm로 변화시켜 가며 HFSS를 이용하여 그 특성을 시뮬레이션하였고 그 결과를 그림 8에 보였다. 짧은 점선은  $d_2=1\text{mm}$ , 실선은  $d_2=1.5\text{mm}$ , 긴 점선은  $d_2=2.0\text{mm}$ 일 때의 특성이다.

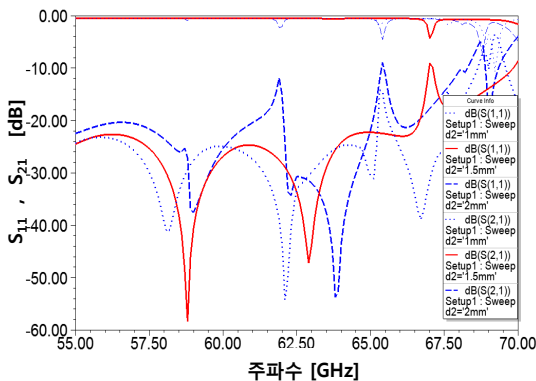


그림 8.  $d_2$  변화에 따른 공간 결합 전력 증폭기 특성  
 Fig. 8. Characteristics of the spatial combining power amplifier depend on the variations of  $d_2$

슬롯 간의 거리( $d_2$ )가 멀어질 경우 전계의 세기가 감소하므로 도파관-마크로스트립선 변환기의 효율이 떨어질 것으로 우려했으나 HFSS 시뮬레이션 결과  $d_2=1\text{mm}$ ,  $d_2=1.5\text{mm}$ ,  $d_2=2.0\text{mm}$ 에 대해 삽입손실이 각각 0.514dB, 0.481dB, 0.495dB로서 0.033dB 이내의 변동을 보여 변환 효율은 거의 영향을 받지 않고 있음을 확인 할 수 있었다.

한편, 슬롯 간의 거리( $d_2$ ) 변화에 따른 반사특성은 큰 변화를 보여 슬롯 간의 상호 간섭이나 슬롯과 도파관 벽면과의 상호 작용에 의한 영향이 적지 않음을 확인할 수 있었다. 특히,  $TE_{30}$  모드에 의해서 반사특성과 전달특성에서 발생했던 피크의 주파수 지점이 슬롯 간의 거리( $d_2$ ) 변화에 따라서도 큰 변화를 보이고 있었다. 슬롯 간의 거리  $d_2$ 가 1.5mm일 때 피크의 주파수 지점이 67GHz로서 가장 높았고,  $d_2$ 가 1.0mm로 줄었을 때 피크의 주파수 지점이 65.3GHz로 줄었고,  $d_2$ 가 2.0mm로 늘렀을 때 피크의 주파수 지점이 61.8GHz로 더욱 줄어  $d_2$ 가 1.5mm일 때 최적의 특성을 보였다.

#### V. 결론

밀리미터파 대역으로 높아짐에 따른 도파관의 단면 축소와 이로 인한 공간적 어려움을 극복하기 위해 WR15 도파관에서 H면 부채꼴 혼 안테나 원리를 이용하여 도파관 폭을 확장하여 60GHz ISM 대역(57-64GHz)의 공간 결합 전력 증폭기를 설계하였다.

사용대역(57-64GHz)에서 반사손실은 -22.4dB이하이고 삽입손실은 0.53dB 이하로서 매우 양호한 특성을 나타냈다. 슬롯 간의 거리( $d_2$ )가 멀어질 경우 전계의 세기가 감소하므로 도파관-마크로스트립선 변환기의 효율이 떨어질 것으로 우려했으나 HFSS 시뮬레이션 결과  $d_2=1\text{mm}$ ,  $d_2=1.5\text{mm}$ ,  $d_2=2.0\text{mm}$ 에 대해 삽입손실이 0.033dB 이내의 변동을 보여 변환 효율은 거의 영향을 받지 않음을 확인 하였다.

한편, 도파관의 폭을 확장함에 따라 WR15 대역폭 내에  $TE_{10}$  모드 외에도  $TE_{20}$ ,  $TE_{30}$  모드 등 추가적인 모드들이 발생하게 되었고 이로 인해 반사계수와 전달계수에 피크(peak)가 발생하여 대역폭을 제한하게 됨을 알게 되었다. 이는 도파관의 폭 확장을 제한하는 주된 요인으로 작용하고 있었다.

## References

- [1] M. Coldrey, U. Engstrom, K. Helmersson, M. Hashemi, L. Manholm and P. Wallentin, "Wireless backhaul in future heterogeneous networks" Reicsson Review, pp.1-11, October 2014.
- [2] R. Bai, Y. Dong, and J. Xu, "Broadband Waveguide-to-Microstrip Antipodal Finline Transition without Additional Resonance Preventer", IEEE Internal Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies For Wireless Communications, pp.385-388, 2007.
- [3] S. Jing, L. Fa-guo, H. Li-hua, S. Xiao-ying, and Z. Yan-qio, "Waveguide-to-Microstrip Antipodal Finline Transistor at W Band," Third International Conference on Istrumentation, Measurement, Computer, Communication and Control, pp.510-513, 2013.
- [4] S. Razafimahatratra, J. Sarrazin, A. Benlarbi-Delaï, "IHorn antenna design for BAN millimeter wave on- body communication," IEEE Antennas and Propagation Symposium, 2014.
- [5] H.C. Ki, "A Study on Spatial Combining power Amplifiers for Backhaul of 5G cellular systems", The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication, VOL. 16 No. 4, pp.21-26, Aug. 31. 2016.
- [6] H.C. Ki, "A Study on Waveguide to Microstrip Antipodal Transition for 5G cellular systems", The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication, VOL. 15 No. 4, pp.185-190, Aug. 31. 2015.

## 저자 소개

### 기 현 철(정회원)



- 1984년 2월 한양대학교 전자공학과 졸업.(공학사)
  - 1986년 8월 한양 대학교 대학원 전자공학과 졸업.(공학석사)
  - 1992년 2월 한양대학교 대학원 전자공학과 졸업.(공학박사)
  - 1986년 - 1989년 한국 전자통신연구원 연구원.
  - 1996년-1997년 미국 조지아공대 post.doc
  - 2010년-2012년 미국 UCLA 객원교수
  - 1992년 3월 - 현재 가천대학교 전자공학과 교수.
- <주관심분야> : RF회로설계, RF 및 mmW 부품 설계, Meta-material 응용 및 안테나설계