

<https://doi.org/10.7236/JIIBC.2023.23.6.145>
JIIBC 2023-6-22

소형화가 가능한 이중 도파관-동축 변환 구조를 갖는 12-way 방사형 결합기 설계 및 제작

Design and fabrication of a 12-way radial combiner with a miniaturized dual waveguide to coaxial transition structure

이수현*, 강병주**, 문효상***, 최남우***, 양훈기****

Su Hyun Lee*, Byung Joo Kang**, Hyo Sang Moon***,
Nam Woo Choi***, Hoon Ki Yang****

요약 도파관과 매칭구조를 이용하여 X-band에서 고효율 결합특성을 갖는 방사형 결합기를 설계 및 제작하였다. 특히 소형으로 제작하기 위해서 도파관 하나에 포트를 2개 매칭할 수 있는 이중 도파관-동축 변환 구조를 적용하였다. 이러한 구조를 적용하면 일반적인 동축-도파관 방사형 결합기보다 소형 제작이 가능해진다. X-band 대역인 9.2-10GHz 에서 측정결과 반사손실 -18.408dB 이하, 출력삽입손실 0.206dB 이하의 결과값을 얻었고 또한 출력결합효율은 95.37% 이상의 높은 값을 얻을 수 있었다. 향후 밀리미터파 대역에서 고출력 송신기용 결합부에 활용 가능할 것으로 기대된다. 특히 크기와 무게를 줄임으로서 활용범위가 더 늘어날 것으로 기대된다.

Abstract A radial combiner with high efficiency characteristics in the X-band was designed and manufactured using a waveguide and matching structure. In particular, in order to manufacture it in a small size, a dual waveguide to coaxial transition structure was applied that allows two ports to be matched to one waveguide. Applying this structure makes it possible to manufacture smaller than typical coaxial to waveguide radial combiner. As a result of measurement in the X-band band of 9.2~10GHz, the return loss was less than -18.408dB and the output insertion loss was less than 0.206dB , and the output combining efficiency was obtained as high as 95.37% or more. It is expected that it can be used in the combining part for high output transmitters in the millimeter wave band in the future. In particular, the range of use is expected to increase by reducing the size and weight.

Key Words : dual waveguide to coaxial transition, high combining efficiency, radial combiner, spatial combiner

*정회원, LIG넥스원, 광운대학교 방위사업학과 박사과정

**비회원, LIG넥스원, 광운대학교 방위사업학과 박사과정

***비회원, LIG넥스원

****비회원, 광운대학교 전자융합공학과/교수

접수일자 2023년 9월 19일, 수정완료 2023년 11월 6일

게재확정일자 2023년 12월 8일

Received: 19 September, 2023 / Revised: 6 November, 2023 /
Accepted: 8 December, 2023

*Corresponding Author: suhyun.lee@lignex1.com

Dept. of Naval/Land EW System R&D, LIG Nex1 Co., Ltd, Korea

1. 서 론 : 배경 및 설계 목적

단일모드를 이용하는 도파관과 공진구조를 적용하여 설계하는 방사형 결합기는 공간 결합기 종류 중 하나로써 광대역 특성과 일반적인 결합효율을 갖는 공간 결합기^[1-2], 코니컬 결합기^[3]와는 달리 협대역 특성과 높은 결합효율 특성을 가지고 있다^[4-5]. 최근 국내와 해외에서는 높은 결합효율과 n-way 구성이 용이한 장점을 가진 방사형 결합기에 대한 다양한 연구가 진행되고 있다^[6-9].

결합기 분류는 목적과 특성에 맞게 여러 가지로 구분할 수 있지만 결합구조 측면에서는 wilkinson combiner 또는 magic-T등을 이용한 다단구조 결합기와 3차원 구조로 제작할 수 있어 한 번에 원하는 개수를 결합할 수 있는 공간결합 구조로 구분할 수 있다.

2-way 또는 3-way로 설계하여 사용하는 wilkinson combiner나 3dB 하이브리드 결합기, T-junction 결합기, magic-T를 이용한 도파관 결합기는 구조적으로 제작이 용이하다. 또한 상용품으로 판매되는 제품이 많이 유통되고 있기 때문에 비교적 간단하게 구현이 가능하다^[10-11]. 다단구조의 단점으로는 단 수 (stage)가 많아질수록 삽입손실값 (insertion loss)이 비례해서 커지게 되는 점이다. 단 수를 적게 구현할 수 있는 제품에는 유리하나 단 수를 많게 구현해야하는 제품에는 손실이 많아지게 되므로 적용하기에는 어려움이 있다.

공간결합기는 다단구조를 사용하지 않고 단일구조를 이용하여 한번에 2-way 결합부터 이론상 n-way 결합까지 적용이 가능하다. 따라서 결합되는 개수에 상관없이 일정한 삽입손실값을 갖게 되어 여러 소자들을 결합해야 하는 상황에서는 매우 낮은 삽입손실값을 갖게 되어 높은 결합효율특성을 가질 수 있다.

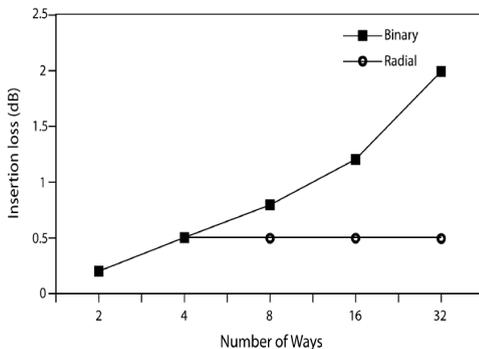


그림 1. 결합개수 : 다단 및 공간결합 구조
Fig. 1. Number of ways : binary and spatial structure

그림 1은 일반적인 2-way 다단구조와 단일구조의 결합방식에 대하여 결합개수에 따른 삽입손실값을 비교분석한 그래프이다^[12]. 다단구조는 초기 삽입손실값은 작으나 결합 하는 단 수가 증가하면 그에 비례해서 손실값이 점점 커지는 경향을 보인다. 반면에 단일구조 결합방식은 초기 삽입손실값은 다단구조에 비해 많지만 결합개수에 영향을 받지 않기 때문에 손실값은 그대로 유지가 된다. 이 그래프로 확인할 수 있는 것은 결합하는 개수가 적을 경우에는 wilkinson combiner와 같은 다단구조가 유리하고 결합하는 개수가 많을 때는 공간결합기와 같은 단일구조가 유리하다는 것이다.

단일구조와 다단구조를 결합 개수에 따라서 비교를 할 때 선택 기준점으로 임계 상수를 이용할 수 있다.

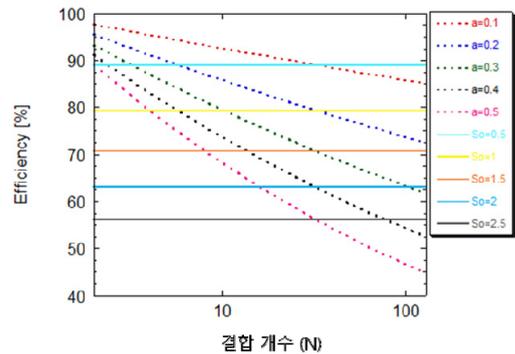


그림 2. 소자 개수와 결합구조에 따른 특성 비교
Fig. 2. Comparison of characteristics according to the number of elements and combining structure

그림 2에서 a는 2-way 다단구조를 이용한 결합기에서 각 단의 손실값을 의미하고 S_o 는 단일구조를 이용한 공간결합기의 전체 손실값을 의미한다. 2-way 다단구조를 이용한 결합기의 출력 손실은 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$L_{out} = a \times k \quad (1)$$

이 식에서 k는 단 수를 나타내며 결합개수 N 값에 따라서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$k = \text{Log}_2 N \quad (2)$$

다단구조와 단일구조를 결합개수에 따라 특성이 비교가 되는 기준점으로 활용할 수 있는 임계값은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$N_c = 2^{S_o[dB]/a[dB]} \quad (3)$$

위의 임계값을 구하는 식을 이용해서 특정조건에서 결합효율 기준으로 어떤 구조가 유리한지를 계산하였다. 2-way 다단구조의 각 단 손실값인 a 가 0.3dB, 단일구조의 공간결합기 전체손실값 S_0 가 1dB라고 가정할 경우 10.08의 임계값을 얻을 수 있다. 따라서 8-way까지는 2-way 다단구조가 결합효율측면에서 더 좋은 성능을 얻을 수 있고 임계값이상인 12-way나 16-way 부터는 단일구조인 공간결합기가 더 좋은 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

증폭 소자의 출력은 한계가 있기 때문에 고출력 시스템을 구현하기 위해서는 규격에 맞게 budget을 계산해서 증폭 소자를 여러 개 배열해서 사용해야한다. 2-way 다단구조와 단일구조를 갖는 공간결합기의 결합효율이 같아지는 임계값 보다 더 많은 결합개수가 필요한 시스템일 경우에는 공간결합기를 이용하면 결합효율이 높아져서 더욱 뛰어난 성능을 얻을 수 있다. 결합효율이 증가되면 삽입손실을 줄일 수 있고 삽입손실이 줄어들게 되면 같은 고출력 시스템을 구성할 때 더욱 적은 소자를 사용해서 목표성능을 얻을 수 있게 되어 재료비가 줄어들어서 개발 및 양산 가격을 낮출 수 있게 된다. 또한 열로 변환되는 양이 줄어들어서 물리적인 방열구조의 크기를 줄일 수 있다. 결과적으로 증폭 소자의 개수가 적어지고 방열구조가 작아지기 때문에 기존 제품에 비해 소형 경량화가 가능해진다.

공간결합기 구조중의 하나인 방사형 결합기는 필드가 변환되는 부분과 각각의 입출력 포트가 결합되고 분배되는 도파관 형태의 입출력부로 구성된다. 이러한 방사형 결합기는 다른 공간결합기에 비해 현대역 특성을 가지고 있다. 그러나 Q-factor가 높은 만큼 설계하는 대역에서는 높은 결합효율을 기대할 수 있는 장점도 있다. 결합기의 물리적인 크기는 주파수와 결합 개수에 영향을 받는다. 주파수의 높고 낮음은 파장과 관련이 있기 때문에 크기에 집적적인 영향을 준다. 또한 결합 개수에 맞게 도파관-동축 변환 구조가 필요하고 서로 중첩되지 않도록 최소한의 크기가 요구되어진다^[13].

또한 방사형 결합기는 높은 송신 출력이 요구되는 시스템이나 높은 결합효율이 요구되는 송신시스템 분야에서 반도체소자를 이용한 SSPA의 입력 분배부와 출력 결합부로의 적용에 대한 연구 개발이 진행되고 있다^[14-15].

일반적인 방사형 결합기의 입출력 포트는 도파관 구조와 동축 커넥터가 주로 사용되며 특수한 사항이 아니라면 동축 커넥터의 사용 빈도가 더 높다. N-type, SMA, 2.92mm, K-type 등의 동축 커넥터를 도파관과 임피던

스매칭 목적으로 연결하기 위해서는 도파관-동축 변환 구조 (waveguide to coaxial transition)가 필요하다. 기존 방사형 결합기에 사용되는 도파관-동축 변환 구조는 입력부 포트 또는 출력부 포트가 한 면에 가운데를 중심으로 원형으로 1개씩 배치가 된다. 본 논문에서는 이러한 도파관-동축 변환 구조를 이중 도파관-동축 변환 구조로 적용하여 방사형 결합기를 설계하였다. 이중 도파관-동축 변환 구조를 적용하면 입 출력부 포트가 한 면에만 있는 것이 아니라 원형의 결합기 형상을 중심으로 대칭구조로 배치가 가능해지면서 양 면에 포트 구성이 가능해진다. 이에 따라 필요한 도파관 구조가 반으로 줄어들면서 더 작은 형상으로 설계할 수 있게 되고 기존 대비 소형 경량화가 가능해지는 장점이 생긴다.

1장에서는 배경과 설계 목적을 설명하였고 2장에서는 일반적인 도파관-동축 변환 구조와 이중 도파관-동축 변환 구조에 대해 설명하였다. 3장에서는 이중 변환구조를 적용한 방사형 결합기를 설계하였고 또한 일반적인 도파관-동축 결합기와 비교하여 크기를 얼마나 줄일 수 있는지를 비교하였다. 4장은 제작 및 측정 결과를 사진과 그래프로 나타내었으며 5장 결론에서는 기대효과로 마무리하였다.

II. 이중 도파관-동축 변환 구조 설계

1. 기본적인 도파관-동축 변환 구조

직사각형 도파관을 기준으로 동축 형태의 커넥터로 포트를 변환할 때 주로 이용하는 방법으로는 그림 3, 그림 4와 같이 E-plane 변환^[16]과 In-line 변환^[17]이 있다. 전자기파 신호의 진행방향에 대해 프로브의 구조가 수직구조인지 또는 평행구조인지에 따라 구분되며 수직구조이면 E-plane방식, 평행구조이면 In-line 방식이라고 부른다.

그림 3의 E-plane 변환 구조는 전자기파 신호의 진행 방향에 대해 수직으로 포트가 구성된다. 위치는 도파관 끝 지점에서 $\lambda/4$ 길이만큼 떨어져 있으며 E-field를 이용하기 때문에 필드 분포가 제일 강한 가운데 부분에 위치되게끔 한다. 동축 커넥터 구조에서 inner conductor 부분인 프로브는 기본적으로 상용품을 사용하지만 설계 주파수 대역에 맞게 프로브의 길이와 크기를 최적화하여 특수제작해서 사용할 수도 있다. 이러한 방법은 도파관 구조의 변형이 불가능할 경우가 많이 때문에 최적화가 필요할 때 매우 유용한 방법이다.

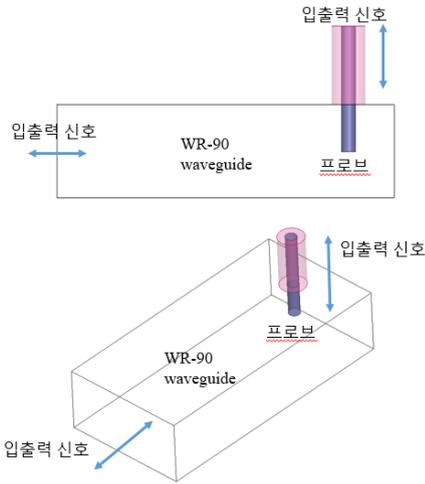


그림 3. E-plane 변환 구조
Fig. 3. E-plane transition structure

그림 4의 In-line 변환 구조는 전자기파 신호의 진행 방향에 수평으로 포트가 구성된다. 동축 커넥터의 프로브에 연결되는 계단 모양의 구조는 신호특성 변환 목적으로 사용하며 다단 구조를 이용하여 최소한의 변환 손실을 갖도록 설계를 한다. 계단 모양의 구조는 이상적인 직각으로서 시뮬레이션에서는 쉽게 구현이 가능하나 가공 측면에서는 완전한 직각으로 구현이 안되고 일부 원형으로 가공이 되는 부분이 있다. 주파수가 낮으면 큰 영향은 없으나 밀리미터 대역과 같은 높은 주파수에서는 파장이 짧기 때문에 상대적으로 영향이 증대되어 변환 손실이 더 많이 발생되거나 주파수 이동 현상이 생기기

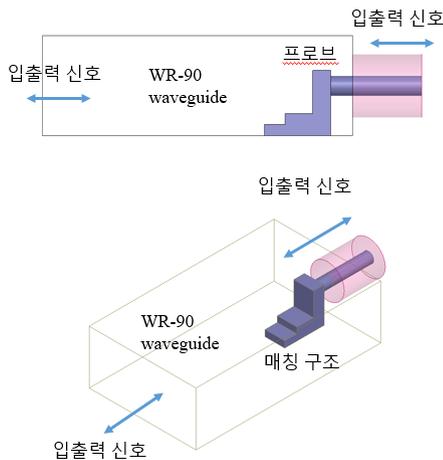


그림 4. In-line 변환 구조
Fig. 4. In-line transition structure

도 한다. 또한 계단 모양의 구조와 커넥터의 inner conductor가 물리적으로 접촉이 되어야 하기 때문에 일체형 구조가 아닌 이상 납으로 납땀을 하게 되며 이때 납땀의 흘림에 의한 영향을 최소화 하는 것도 변환 손실을 줄일 수 있는 방법이다.

2. 이중 도파관-동축 변환 구조

기본적인 E-plane 변환 구조를 이용하여 전자기파 진행방향 기준으로 한쪽 면에 배치되는 포트를 서로 마주 보는 면 양쪽에 배치해서 사용하는 이중 도파관-동축 변환 구조를 본 논문에서 적용을 하였다. 기본 형상은 그림 5와 같다. 도파관 끝에서 설계 주파수 기준 $\lambda/4$ 만큼 안쪽에 배치된 양쪽 포트의 프로브를 통해 전자기파 신호가 입력되거나 출력이 되는 구조로 설계되며 입출력 포트를 한쪽면만 사용하지 않고 양쪽 모두를 사용함으로써 공간적인 활용도를 높일 수 있는 장점이 있다.

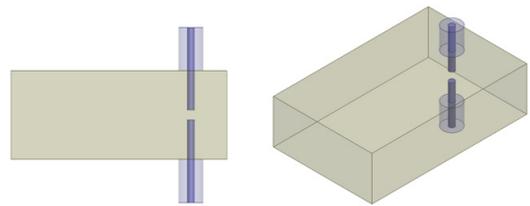


그림 5. 이중 E-plane 변환 구조
Fig. 5. Dual E-plane transition structure

III. X-band, 12-way 이중 도파관-동축 변환 방사형 결합기

1. 이중 도파관-동축 변환 방사형 결합기 설계

X-band 대역인 9.2GHz~10GHz에서 12-way로 분배 및 결합되는 방사형 결합기를 설계하였다. 설계하려는 주파수 대역에 사용할 수 있는 직사각형 도파관은 사용대역이 8.2GHz~12.4GHz인 WR-90을 적용하였고 동축 커넥터는 DC~18GHz에서 사용가능한 SMA 커넥터를 적용하였다.

방사형 결합기 가운데 원기둥 형상은 내부가 비어있는 Cavity로 구성되어 있고 이 부분은 결합 포트와 분배 포트들이 설계 대역에 맞게 임피던스매칭이 되도록 해야 한다. 포트는 전자기파 신호가 입력되거나 출력되는 부

분을 의미하며 실제 제작시에는 SMA 커넥터가 그 역할을 한다. 최소한의 크기를 갖도록 설계하였고 최소 크기는 다음 식 (4)를 적용하여 반영하였다.

$$R = W \div (2\sin(180^\circ/N) + (W_1 \times \cot(180^\circ/N))/2) \quad (4)$$

R은 Cavity 구조의 반지름, W는 직사각형 도파관의 폭, N은 결합 개수의 1/2, W1은 서로 접하는 도파관 사이의 여유 거리를 의미한다. 이중 변환 방사형 구조로서 포트가 12개이기 때문에 2개씩 서로 마주보는 방향으로 60도 간격 기준으로 배치 된다. 그림 6과 그림 7은 EM Simulator인 HFSS를 이용하여 12-way 이중 변환 방사형 결합기를 설계한 형상이다.

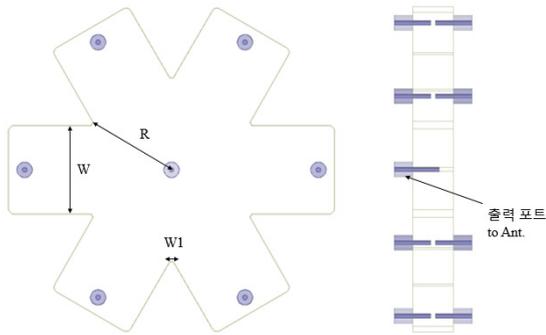


그림 6. 설계 : 12-way 이중 도파관-동축 변환 방사형 결합기 (1)

Fig. 6. Design : 12-way dual waveguide to coaxial radial combiner (1)

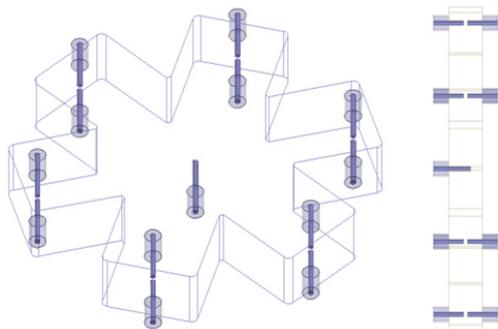


그림 7. 설계 : 12-way 이중 도파관-동축 변환 방사형 결합기 (2)

Fig. 7. Design : 12-way dual waveguide to coaxial radial combiner (2)

그림 7에서 가운데에 위치한 포트는 목적에 따라서 분배기 입력 또는 결합기 출력으로 사용되며 분배기로 사용 시에는 전단 증폭기에서 증폭된 RF 신호가 들어오는 입력 포트의 역할을 하고 결합기로 사용 시에는 이중으로 배치된 포트에서 나온 출력들이 결합되어 안테나 방향으로 전달하는 출력 포트의 역할을 한다.

2. 시뮬레이션 결과

다음은 이를 토대로 EM 시뮬레이션을 진행하였다. S-parameter 특성과 E-field 해석 두 가지를 수행하였으며 최적화된 시뮬레이션 결과는 그림 8과 그림 9에 나타내었다.

그림 8의 S-parameter는 그림 7에서 가운데 위치한 포트에 전자기파가 입사되고 외곽의 이중으로 배열된 12개의 포트에 전자기파가 어떻게 분배가 되는지를 해석한 결과이다. 시뮬레이션을 진행할 때 해석 결과가 설계 규격을 충족하였더라도 실제 측정값은 시뮬레이션 해석 오차 및 가공상의 제작 오차로 인해 특성이 달라질 수 있다. 따라서 목표로 하는 주파수는 9.2GHz~10GHz이지만 주파수가 천이되거나 성능 저하가 될 수 있는 가능성을 고려하여 좀 더 대역폭을 넓게 시뮬레이션을 진행하였다. 반사계수인 S11은 20dB 이하를 목표로 하였고 12개 포트의 삽입손실은 0.5dB 이하를 목표로 설계하였다. 반사계수는 그림 8에서 그래프의 왼쪽 치수로 나타내었고 삽입손실은 그래프의 우측 치수값으로 나타내었다.

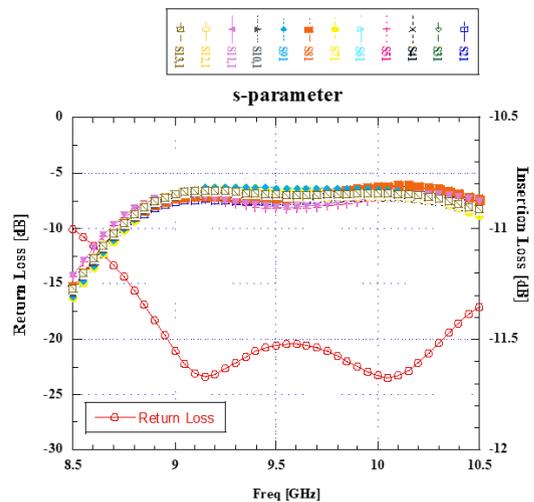


그림 8. 시뮬레이션 결과 : 삽입손실 및 반사손실

Fig. 8. Simulation results : Insertion loss and Return loss

전자기파가 입사되는 포트의 반사계수는 S11으로서 그림에서는 빨간색의 Return Loss로 표시되었다. 설계 대역인 9.2GHz~10GHz에서 -20dB 이하의 결과값을 얻었으며 VSWR값으로 치환하면 약 1.2 : 1로서 반사가 매우 적음을 알 수 있다. 삽입손실값인 S21은 12-way로 분배되기 때문에 로그값으로 계산하면 -10.79dB가 기본적인 분배값이 된다. 개별 포트인 S2,1 부터 S13,1로 구분되어져 있으며 각각의 다른 색깔과 도형으로 구분하였고 거의 유사한 특성을 보여주는것을 확인할 수 있다. 표 1에 개별 포트 각각의 삽입손실값을 주파수별로 정리해서 나타내었다.

표 1. 시뮬레이션 결과 : S21~S13,1 삽입손실값
Table 1. Simulation results : IS21~S13,1 Insertion loss

	주파수				
	8.5GHz	9.0GHz	9.5GHz	10.0GHz	10.5GHz
S(2,1)	-0.45dB	-0.09dB	-0.09dB	-0.04dB	-0.10dB
S(3,1)	-0.49dB	-0.06dB	-0.07dB	-0.06dB	-0.14dB
S(4,1)	-0.48dB	-0.06dB	-0.07dB	-0.07dB	-0.14dB
S(5,1)	-0.43dB	-0.07dB	-0.12dB	-0.08dB	-0.10dB
S(6,1)	-0.49dB	-0.06dB	-0.06dB	-0.04dB	-0.12dB
S(7,1)	-0.52dB	-0.06dB	-0.04dB	-0.04dB	-0.15dB
S(8,1)	-0.47dB	-0.07dB	-0.07dB	-0.02dB	-0.08dB
S(9,1)	-0.52dB	-0.06dB	-0.03dB	-0.03dB	-0.14dB
S(10,1)	-0.45dB	-0.07dB	-0.06dB	-0.05dB	-0.12dB
S(11,1)	-0.42dB	-0.06dB	-0.11dB	-0.07dB	-0.09dB
S(12,1)	-0.48dB	-0.05dB	-0.06dB	-0.06dB	-0.13dB
S(13,1)	-0.48dB	-0.06dB	-0.06dB	-0.05dB	-0.13dB

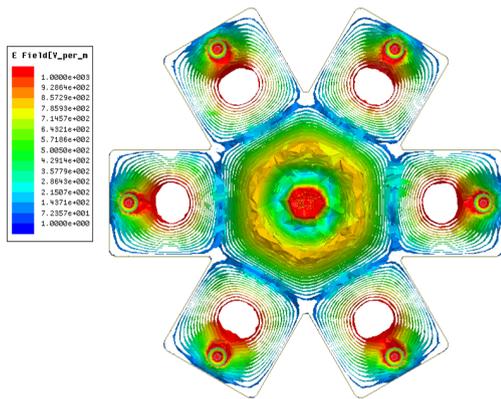


그림 9. 시뮬레이션 결과 : E-field 해석
Fig. 9. Simulation results : E-field analysis

다음으로는 E-field 시뮬레이션을 수행하였다. 설계 중심 주파수 기준으로 위상을 일정한 간격으로 분할해서 시뮬레이션 하였으며 그림 9에 결과를 나타내었다. 이를 통해 전자기파가 매칭구조를 지나서 공간적으로 각각의 포트에 균등하게 분배되는 것을 확인할 수 있다. 또한 본 논문에는 표현을 못했지만 시뮬레이터의 애니메이션 기능을 이용하면 분할 된 위상의 변화에 따라서 E-field가 진행되는 모습도 확인이 가능하다.

3. 도면 제작 및 주요 파라미터 크기

카드 툴을 이용하여 실제 제작 가능한 형상으로 도면작성을 진행하였다. 주요파라미터의 실제 크기는 다음과 같다.

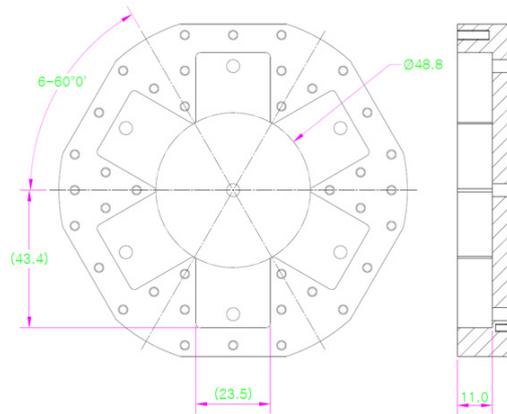


그림 10. 카드 드로잉 형상 : bottom
Fig. 10. CAD drawing figure : bottom

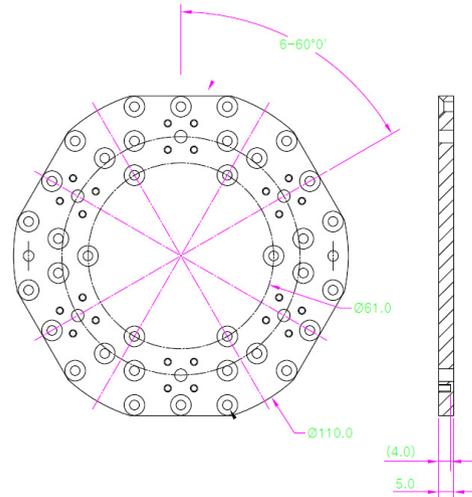


그림 11. 카드 드로잉 형상 : top
Fig. 11. CAD drawing figure : top

4. 단일 도파관-동축 방사형 결합기 크기 비교

기존의 단일 도파관-동축 변환 방사형 결합기와 이중 도파관-동축 변환 방사형 결합기의 크기를 비교하였다. 단일 도파관-동축 변환 방사형 결합기는 제작은 못하였기에 시뮬레이션 형상을 이용하였다. 비교의 정확성을 높이기 위해 개별포트로 정합되는 도파관 부분의 가로 세로는 WR-90규격의 같은 길이를 동일하게 적용하였고 단일 도파관-동축 변환 방사형 결합기의 매칭구조 부분도 역시 최소의 크기로 적용을 하였다.

그림 12에 두 개의 결합기를 비교하였다. 여기에서 나타난 형상은 기구적인 부분은 제외하고 실제 시뮬레이션을 위해 설계된 형상으로만 비교를 하였다. 해당 그림 비교결과 이중 도파관-동축 변환 방사형 결합기가 단일 도파관-동축 방사형 결합기에 비해 전체 지름 기준으로 약 54.25%의 길이를 가지고 있음을 알 수 있었고 또한 이의 결과로 성능은 동일하게 가져가면서도 소형화의 장점을 가질 수 있음을 확인하였다.

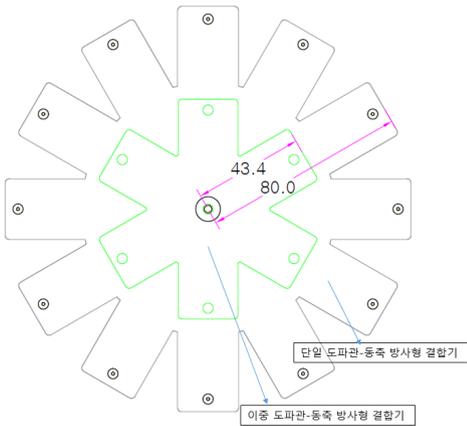


그림 12. 크기 비교
 Fig. 12. Size comparison

표 2. 두 가지 방사형 결합기에 대한 크기 비율 비교
 Table 2. Size ratio comparison for two radial combiner

	단일 도파관-동축 방사형 결합기	이중 도파관-동축 방사형 결합기
포트 개수	12개	12개
높이	동일 ※ 같은 규격의 도파관 이용	
반지름	80mm	43.4mm
지름	160mm	86.8mm
크기 비율	100%	54.25%

※ 크기 비율 54.25%는 단일 도파관-동축 방사형 결합기를 100%로 했을 때는 나타냄

IV. 실험 및 결과

설계 된 이중 변환 구조를 갖는 방사형 결합기는 3차원 형상으로 특성이 구현되기 때문에 제작 시 정밀하게 가공하는 것이 중요하다. 특히 기구 제작에서 직각으로 이루어지는 부분을 가공할 때 드릴의 파이에 비례해서 원형으로 가공이 되는 부분이 커지게 된다. 만약 이런 부분을 시뮬레이션에 반영을 하지 않고 진행하면 측정 오차로 나타나기 때문에 시뮬레이션 진행시 드릴의 파이를 예상하여 미리 반영하는 방법으로 시뮬레이션을 수행하였다. 또한 커넥터의 유전체와 프로브가 삽입되는 원형의 홀을 가공할 때 유전율이 달라지지 않도록 Air 부분이 생기는 것을 방지하기 위해 가공 시 마이너스 공차를 반영하여 오차를 최소화 하였다. 제작된 형상은 그림 13과 그림 14와 같다.

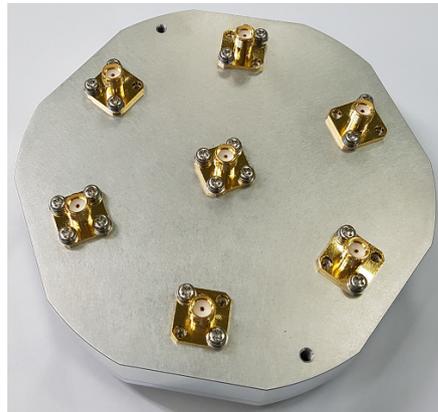


그림 13. 제작사진 : 앞면
 Fig. 13. picture : front

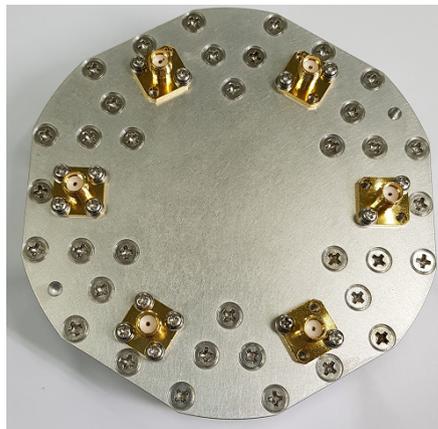


그림 14. 제작사진 : 뒷면
 Fig. 14. picture : back

다음 그림 15와 같이 전체 결합손실을 측정하기 위해 back-to-back으로 구성하였다. back-to-back 구성을 하면 여러 개로 분배 및 결합되는 신호들의 전체 결합특성 확인이 가능해진다. 입력으로 사용하는 분배기용 이중 도파관-동축 방사형 결합기와 출력으로 사용하는 결합기용 이중 도파관-동축 방사형 결합기가 한 쌍으로 구성되어 있고 신호 연결을 위해 DC부터 18GHz까지 사용가능한 RF 케이블이 중간에 체결되었다.

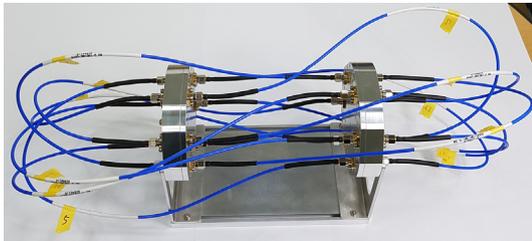


그림 15. back-to-back 구성
Fig. 15. back-to-back configuration

그림 15와 같이 구성된 DUT의 S-parameter를 측정하기 위해 2-port 네트워크 분석기(Network Analyzer)를 이용하였고 정확한 분석을 위해 계측기 calibration 과정을 진행하였다.

다음으로 RF 케이블 자체 손실값 보상을 해주기 위해 12개의 케이블 손실값을 측정하였다. back-to-back으로 연결하여 측정할 때에는 결합기 자체만의 손실과 결합효율을 계산해야하기 때문에 케이블 자체 손실값을 보상해 줘야한다. 다음 표 3에 12개의 케이블에 대한 8.5GHz~10.5GHz 대역에서 측정된 삽입손실 값을 정리하였다.

표 3. RF 케이블 삽입손실값 : #1~#12
Table 3. RF cable insertion loss : #1~#12

	케이블 삽입손실값				
	8.5GHz	9.0GHz	9.5GHz	10.0GHz	10.5GHz
#1	-1.20dB	-1.23dB	-1.26dB	-1.34dB	-1.37dB
#2	-1.18dB	-1.19dB	-1.24dB	-1.30dB	-1.33dB
#3	-1.18dB	-1.20dB	-1.25dB	-1.30dB	-1.33dB
#4	-1.18dB	-1.20dB	-1.25dB	-1.32dB	-1.34dB
#5	-1.17dB	-1.20dB	-1.24dB	-1.31dB	-1.34dB
#6	-1.19dB	-1.22dB	-1.26dB	-1.32dB	-1.36dB
#7	-1.18dB	-1.21dB	-1.25dB	-1.31dB	-1.33dB
#8	-1.18dB	-1.23dB	-1.25dB	-1.31dB	-1.34dB
#9	-1.17dB	-1.21dB	-1.25dB	-1.30dB	-1.33dB
#10	-1.18dB	-1.22dB	-1.26dB	-1.31dB	-1.34dB
#11	-1.19dB	-1.22dB	-1.25dB	-1.32dB	-1.34dB
#12	-1.18dB	-1.21dB	-1.25dB	-1.31dB	-1.34dB
평균	-1.18dB	-1.21dB	-1.25dB	-1.31dB	-1.34dB

네트워크 분석기에 그림 16과 같이 측정대상 즉 DUT를 연결하였고 분배기 및 결합기가 back-to-back으로 구성된 상태에서 주파수에 대한 반사계수, 삽입손실을 측정하였다. 그림 17에 측정결과를 그래프로 나타내었고 측정결과값은 표 4에 나타내었다.

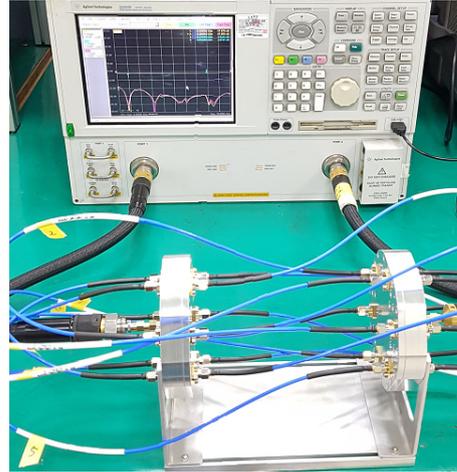


그림 16. back-to-back 네트워크 아날라이저 측정
Fig. 16. back-to-back measurement using Network Analyzer

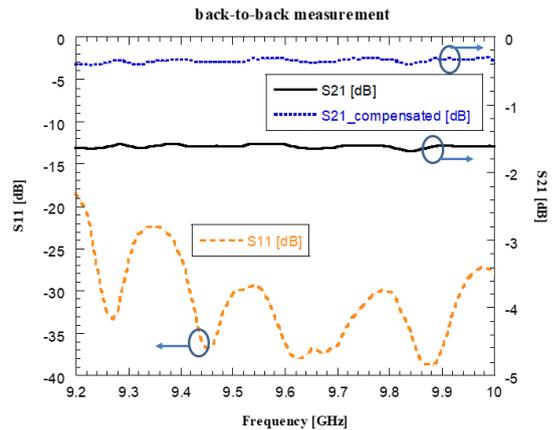


그림 17. back-to-back 측정결과
Fig. 17. back-to-back measurement results

설계 목표대역은 9.2GHz~10.0GHz이고 좀 더 자세한 결과 값을 보고자 측정은 8.5GHz~10.5GHz까지 진행하였다. 표 4에서 S21[dB]는 back-to-back으로 구성된 전체 삽입손실값으로서 여기에는 측정용 케이블 손실값도 포함되어 있기 때문에 표 3에 있는 케이블 손실값을 보상하였고 S21 [dB] * 케이블 삽입손실값 보상형

에 나타내었다. 또한 출력결합손실값을 얻기 위해서 S21 [dB]열의 값을 1/2로 나누어서 S21 Output[dB]열에 나타내었다.

표 4. back-to-back 측정결과 : S-parameter
 Table 4. back-to-back measurement results : S-parameter

주파수 [GHz]	S11 [dB]	S21 [dB]	S22 [dB]	S21 [dB] * 케이블 삽입손실값 보상	S21 Output [dB]
8.5	-8.70	-2.48	-8.73	-1.29	-0.65
8.6	-8.33	-2.48	-8.27	-1.28	-0.64
8.7	-14.85	-1.88	-14.93	-0.68	-0.39
8.8	-9.80	-2.14	-9.82	-0.94	-0.47
8.9	-22.92	-1.65	-21.97	-0.46	-0.23
9.0	-13.28	-1.81	-13.23	-0.59	-0.30
9.1	-26.47	-1.60	-25.45	-0.39	-0.19
9.2	-18.44	-1.64	-18.41	-0.41	-0.21
9.3	-26.29	-1.62	-25.56	-0.38	-0.19
9.4	-25.85	-1.59	-25.74	-0.33	-0.17
9.5	-30.38	-1.63	-29.17	-0.37	-0.18
9.6	-36.22	-1.59	-35.21	-0.33	-0.16
9.7	-36.49	-1.62	-34.50	-0.35	-0.17
9.8	-30.08	-1.62	-29.72	-0.34	-0.17
9.9	-36.92	-1.61	-36.14	-0.33	-0.17
10.0	-27.96	-1.62	-27.35	-0.38	-0.19
10.1	-26.70	-1.64	-27.42	-0.34	-0.17
10.2	-25.37	-1.73	-24.23	-0.41	-0.21
10.3	-21.14	-1.69	-21.35	-0.39	-0.19
10.4	-24.68	-1.75	-23.82	-0.44	-0.22
10.5	-17.61	-1.75	-17.71	-0.42	-0.21

마지막으로 식 (4)를 이용하여 출력결합효율을 계산하였다.

$$E_{ff_output} \cong \sqrt{\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2}} \quad (5)$$

위의 식 (4)를 적용하여 계산한 결과를 표 5에 나타내었다. 설계대역인 9.2GHz~10.0GHz에서 최소 출력결합효율은 약 95.37%, 최대 결합효율값은 약 96.32%의 결과값을 얻을 수 있었다. 또한 협대역 특성을 가지고 있기 때문에 8.5GHz 대역에서는 결합효율이 약 86.19%로 급격히 나빠짐을 확인할 수 있다.

표 5. 출력결합효율
 Table 5. Output combining efficiency

주파수 [GHz]	S21_output [dB]	출력결합효율 [%]
8.5	-0.65	86.19
8.6	-0.64	86.26
8.7	-0.39	92.51
8.8	-0.47	89.77
8.9	-0.23	94.86
9.0	-0.30	93.44
9.1	-0.19	95.63
9.2	-0.21	95.37
9.3	-0.19	95.72
9.4	-0.17	96.26
9.5	-0.18	95.85
9.6	-0.16	96.32
9.7	-0.17	96.11
9.8	-0.17	96.15
9.9	-0.17	96.25
10.0	-0.19	95.70
10.1	-0.17	96.13
10.2	-0.21	95.46
10.3	-0.19	95.63
10.4	-0.22	95.12
10.5	-0.21	95.28

V. 결 론

X-band에 적용 가능한 12-way 이중 도파관-동축 방사형 결합기를 제작 및 측정하였다. 이중 변환 구조를 이용함으로써 단일 변환 구조에 비해 약 54.25% 크기로 제작할 수 있었다.

또한 소형으로 제작하면서도 우수한 측정 결과값을 얻었으며 구체적으로는 설계 목표 대역인 9.2GHz~10.0GHz 대역에서 반사손실값 S11이 -18.408dB 이하, 삽입손실값 S21이 -0.412dB 이하, 출력삽입손실값 S21_output이 -0.206dB이하, 출력결합효율 95.37%이상의 결과 값을 얻었다.

본 논문을 통해서 공간결합기의 하나인 방사형 결합기를 이용하여 전자기파 신호를 결합하면 높은 결합효율로 인해 저손실 특성을 얻을 수 있음을 확인하였고 또한 이중 도파관-동축 변환 구조를 적용하면 기존 대비 소형으로 제작할 수 있음을 확인하였다. 높은 효율이 요구되는 SSPA 고출력 시스템에 적용 시 높은 시너지 효과를 얻을 수 있을 것으로 기대된다.

References

- [1] ALEXANIAN, Angelos; YORK, Robert A. "Broadband waveguide-based spatial combiners." IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest. IEEE, pp. 1139-1142, 1997.
DOI : <https://doi.org/10.1109/mwsym.1997.596528>
- [2] CHENG, Nai-Shuo, et al. "40-W CW broad-band spatial power combiner using dense finline arrays." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 1070-1076, 1999.
DOI: <https://doi.org/10.1109/22.775438>
- [3] DE VILLIERS, Dirk IL; VAN DER WALT, Pieter W.; MEYER, Petrie. "Design of a ten-way conical transmission line power combiner." IEEE transactions on microwave theory and techniques, pp. 55.2: 302-308, 2007.
DOI: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2006.890065>
- [4] IDA KLAPPEVIK, "Analysis, Construction and Evaluation of a Radial Power Divider/Combiner." Master's Thesis, 2017.
DOI: <https://hdl.handle.net/20.500.12380/252937>
- [5] GHANADI, Mehdi. "A new compact broadband radial power combiner." Berlin University, 2012.
DOI: <https://doi.org/10.14279/depositonce-3096>
- [6] Kim Hyo-Chul, et al. "Design and fabrication of Ka-band high power and high efficiency waveguide spatial combiner." The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication(JIIBC), Vol.21 No.5 pp. 19-26, 2021.
DOI: <https://doi.org/10.7236/JIIBC.2021.21.5.19>
- [7] Jonggyu Go, et al. "Ka-Band 16-Way Radial Power Combiner Design with Low-Loss and High-Efficiency." The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, Vol.33 No.4 pp. 293-299, 2022.
DOI: <https://doi.org/10.5515/kjkiees.2022.33.4.293>
- [8] R. Kazemi, G. Hegazi and A. E. Fathy, "X-band all-waveguide radial combiner for high power applications." 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phonix, AZ, USA, pp. 1-4, 2015.
DOI:<https://doi.org/10.1109/mwsym.2015.7166748>
- [9] Ju-Heun Lee, et al. "Design and fabrication of Ka-band 100W SSPA using spatial combiner." The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication(JIIBC), Vol.22 No.1 pp. 35-43, 2022.
DOI: <https://doi.org/10.7236/JIIBC.2022.22.1.35>
- [10] Won-Gu Seo, et al. "Design and Fabrication of Wideband Phased Array High Power Transmitter for the Electronic Warfare." Journal of the Korea Academia-Industrial cooperation Society(JKAIS), Vol.23, No.8 pp. 489-495, 2022.
DOI: <https://doi.org/10.5762/KAIS.2022.23.8.489>
- [11] Ju-Heun Lee, et al. "Design and Fabrication of 200W SSPA in Ka-band." Journal of Korean Institute of Information Technology, Vol.20, No.2 pp. 79-88, 2022.
DOI: <https://dx.doi.org/10.14801/jkiit.2022.20.2.79>
- [12] FATHY, Aly E.; LEE, Sung-Woo; KALOKITIS, David. "A simplified design approach for radial power combiners." IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 54.1:247-255, 2006.
DOI: <https://doi.org/10.1109/tmtt.2005.860302>
- [13] Song, Kaijun, et al. "Ku-band 200-W pulsed power amplifier based on waveguide spatially power-combining technique for industrial applications." IEEE Transactions on Industrial Electronics, pp. 61.8:4274-4280, 2014.
DOI: <https://doi.org/10.1109/tie.2013.2284137>
- [14] S.-W. Choi and Y. Kim, "Implementation of a High Power Amplifier using Low Loss Radial Power Combiner and Water Cooling System." Journal of Advanced Navigation Technology, vol. 22, no. 4, pp. 319-324, Aug. 2018.
DOI: <https://doi.org/10.12673/jant.2018.22.4.319>
- [15] Jae-Sub Han, Joo-Yong Jung, Seong-Min Park, Kyung-Deok Yu, Bo-Gyun Kim, Hyo-Chul Kim, "Design and Fabrication of Ka-Band 50-W Class Solid-State Power Amplifier." The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, 32(1), pp. 56-65, 2021.
DOI: <https://doi.org/10.5515/kjkiees.2021.32.1.56>
- [16] LIAO, Ao, et al. "Broad-band transition from a coaxial-line to a rectangular waveguide with reduced-height." International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. IEEE, pp. 333-334, 2008.
DOI: <https://doi.org/10.1109/icmmt.2008.4540378>
- [17] DURGA, Meenakshi, et al. "Millimeter wave in-line coaxial-to-rectangular waveguide transition." 2011 IEEE Applied Electromagnetics Conference (AEMC). IEEE, p. 1-3, 2011.
DOI: <https://doi.org/10.1109/AEMC.2011.6256817>

저 자 소 개

이 수 현(정회원)



- 2009년 2월 : 대전대학교 통신공학과 (공학사)
- 2011년 2월 : 광운대학교 전파공학과 (공학석사)
- 2021년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 방위사업학과 (박사과정)
- 2022년 1월 ~ 현재 : LIG넥스원 선임연구원

• 주 관심분야 : 전자전 시스템, 고출력 송신 시스템

강 병 주(비회원)



- 2011년 2월 : 숭실대학교 (공학사)
 - 2013년 2월 : 숭실대학교 (공학석사)
 - 2021년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 방위사업학과 (박사과정)
 - 2022년 10월 ~ 현재 : LIG넥스원 선임연구원
- 주 관심분야 : 전자전 시스템, RFIC, 능동위상배열 시스템

문 호 상(비회원)



- 2006년 8월 : 경희대학교 전파통신공학과(공학사)
 - 2008년 2월 : 경희대학교 전파공학과 (공학석사)
 - 2008년 7월 ~ 현재 : LIG넥스원 수석연구원
- 주 관심분야 : 전자전 시스템, 안테나, EM 시뮬레이션

최 남 우(비회원)



- 2002년 2월 : 명지대학교 전자공학과(공학사)
 - 2002년 10월 ~ 현재 : LIG넥스원 수석연구원
- 주 관심분야 : 전자전 시스템, 신호처리, 방향탐지

양 훈 기(비회원)



- 1985년 3월 : 연세대학교 전자공학과 (공학사)
- 1987년 5월 : SUNY at Buffali(공학석사)
- 1992년 5월 : SUNY at Buffali(공학박사)
- 1993년 3월 ~ 현재 : 광운대학교 전자융합공학과 교수

• 주 관심분야 : Radar signal processing, SAR, STAP, antenna signal processing