



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

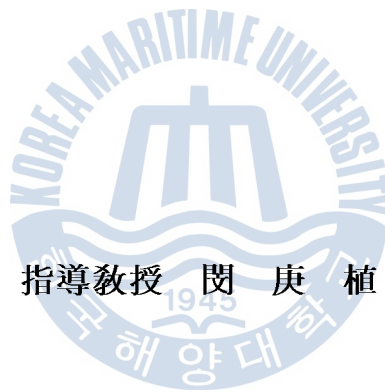
이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

프레넬 영역 내에서 평면파를 발생하는 도파관
흔 어레이 안테나의 급전부 설계 연구

A Study on Feeding Structure of Waveguide Horn
Array Antenna Generating Plane Wave at
Fresnel-field Range



2011年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電 波 工 學 科

金 東 炫

목 차

Abstract	iii
제 1 장 서 론	1
제 2 장 유도성 포스트를 활용한 전력 분배기 설계	4
2.1.1 임피던스 매칭 소자가 없는 전력 분배기	4
2.1.2 유도성 포스트를 활용한 전력 분배기 설계 구조	6
2.1.3 급전 핀의 높이(h) 변화	8
2.1.4 유도성 포스트의 지름(d) 변화	10
2.1.5 급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리(s) 변화	11
2.1.6 모의실험 결과	12
2.2.1 제작 및 측정 결과	15
2.2.2 투과계수 리플의 원인 분석	19
2.2.3 Adaptor Removal 기능을 이용한 교정 및 측정 결과	22
제 3 장 유도성 벽을 활용한 전력 분배기 설계	24
3.1.1 유도성 벽을 활용한 전력 분배기 설계 구조	24
3.1.2 급전 핀의 길이(h1) 변화	26
3.1.3 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리(s1) 변화	28
3.1.4 유도성 벽의 두께(t) 변화	29
3.1.5 모의실험 결과	30
3.2.1 제작 및 측정 결과	32
3.3.1 전력 분배기와 방사소자 간의 결합구조 설계	36

제 4 장 단일 혼 안테나 설계41

제 5 장 결 론46

참고문헌48



Abstract

This thesis describes the 6-way power divider to be used as a feeding structure of the waveguide array antenna generating plane wave at the near distance. The SMA connector has been connected at the center of the power divider in order to feed the radiating element. The six output ports made of waveguide are positioned on the peripheral of the divider. This thesis proposes the method utilizing the inductive post in order to decrease the return loss. The height of the feeding pin, the diameter of the inductive post, and the distance between the feeding pin and inductive post have been investigated, and, as a result, the power divider has been optimized. The simulated and measured results show the low return loss of about -40 dB. The calculated and measured transmission coefficients are -7.78 dB and -8.06 dB, respectively. The output power of the six waveguide port show equal-amplitude and equal-phase distribution. For good impedance matching over a broad frequency band, a metallic wall with an inductive component is positioned on the side of the output waveguide. Simulated and measured results indicate low return loss and low insertion loss. Compared to a waveguide divider with an inductive post, the proposed divider offers a much broader bandwidth of 9.4% and 14.8% from the simulation and measurement results. Since the power divider proposed in this thesis can be expanded to the divider having several output ports, it could be easily applied to the

various array antennas.

In chapter 4, single horn antenna is designed to have the peak gain of 11.79 dB at 10 GHz center frequency, and the return loss value less than -50 dB at 10 GHz. And the single horn antenna aperture size of 30.3 mm x 40 mm for antenna configuration with side lobe minimization.

The conclusion of thesis appears in chapter 5.



제 1 장 서 론

이동통신과 위성통신으로 대표할 수 있는 무선통신의 급속한 발전으로 인하여, 다양한 크기의 안테나들이 개발되고 있다. 이에 따라 소형 안테나뿐만 아니라 전기적으로 대형 안테나에 대한 개발도 증가하고 있다. 일반적으로 대형 안테나를 원역장 측정법을 활용하여 측정하기 위하여 소스안테나와 AUT(Antenna Under Test)간의 거리를 Rayleigh의 원역장 조건($R_{far} \geq 2D^2/\lambda$) 만큼 이격시킨다[1]. 여기서 D 는 개구면 안테나의 지름이며, λ 는 자유공간의 파장이다. 따라서 저주파 대역이나 안테나 개구면이 클 경우에는 대형 무반사실이 필요하다. 그러나 대형 무반사실을 구축하기 위해서는 대형 건축물과 고감도의 RF 장비를 사용해야 하는 경제적 문제가 발생한다. 이를 해결하는 방안으로 근접거리에서 안테나의 방사성능을 평가하는 방법으로써 근역장 측정이론[2]이나 프레넬장 측정 이론[2]~[5]을 활용할 수 있다. 이러한 측정 이론은 수 개의 지점에서 전계를 측정한 후, 정밀한 수학적 근거하여 데이터 변환을 수행하는 방법이다. 또 다른 방법으로써 전자파를 생성하는 소스안테나로써 배열안테나를 장착하여 근접거리에서 평면파를 생성하는 방법이다[6]. 이 방법은 데이터 변환 등을 수행하지 않기 때문에 속도가 상대적으로 빠르다. 근접거리에서 평면파를 발생하는 소스안테나로도파관 혼 어레이 안테나의 개발이 이루어진다면 대형 무반사실 구축과 고감도 RF 장비 사용으로 인한 경제적 문제를 해결할 수 있을 것으로 예상된다. 소스안테나로 제안된 안테나는 도파관을 이용한 혼 배열 안테나의 단위 방사소자가 원형으로 배치되어야 하기 때문에 특별한 급전 구조가 요구된다. 본 논문에서는 도파관 혼 어레이 안테나의 급전 구조에 대한 설계를 제안하였다.

일반적으로 금속 도파관은 안테나 방사성능을 평가하기 위한 측정용 안테나의 기본 구조로 많이 활용되고 있다. 금속 도파관은 밀링 머신을 이용한 금속 가공을 실시함에 따라 제작 단가가 높아지는 문제점이 있으나, 재질이 단단하여 변형 가능성이 적어 이득 및 방사패턴이 오래 유지된다는 장점이 있다.

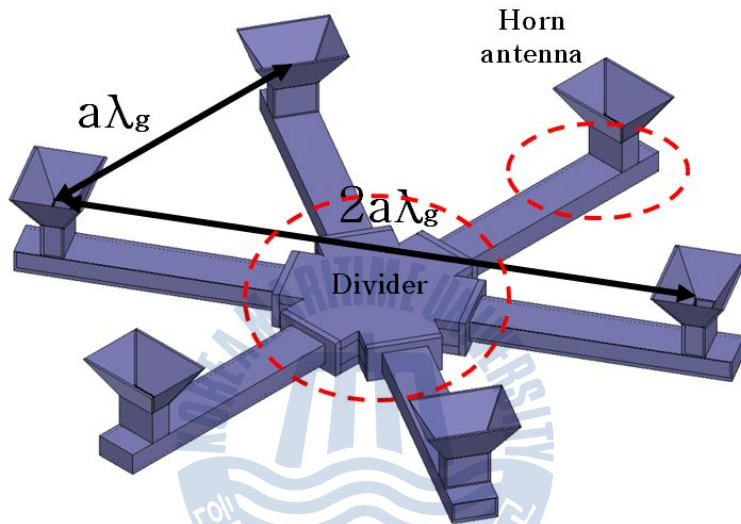


그림 1.1 제안된 도파관 혼 어레이 안테나 구조

Fig. 1.1 Design of waveguide horn array antenna.

그림 1.1은 본 논문에서 제안하는 도파관 혼 어레이 안테나의 설계 구조이다. 이 안테나를 설계하는데 있어 고려해야할 부분은 크게 세 가지로 나뉜다. 먼저 6개의 방사 소자인 혼 안테나로 분배하는 전력을 같게 하고, 반사손실을 최소화 하도록 하는 급전부의 전력 분배기에 대한 설계. 두 번째로 전력 분배기에 의해 분배된 전력이 방사소자와의 결합에 의한 반사손실을 최소화하기 위한 설계. 마지막으로 전력 분배기의 공진특성과 매칭하는 단일 혼 안테나를 설계 후 6개의 각각의 방사소자인 혼 안테나 간의 이격 거리 조절로 전체 도파관 혼 어레이 안테나의 설계가 있다.

먼저 전력 분배기의 설계이다. 다수 개의 출력 단자를 갖는 전력 분배기를 설계하기 위한 첫 번째 방법으로 순차적으로 분배되는 구조를 활용할 수 있다[7]. 이 방법은 전력 분배량을 손쉽게 조절할 수 있는 장점을 갖지만, 다수 개의 불연속면으로 인한 반사손실이 많아 효율이 저하되는 문제점을 갖는다. 반사손실을 개선하기 위하여 유도성 벽 등을 활용할 수 있다[8][9]. 두 번째 방법은 radial line 구조에 입력 단자가 중앙에서 급전되고 출력단자가 radial line의 외곽에 위치하는 구조이다[10][11]. 이 방법은 불연속면의 개수가 작아 반사손실을 낮출 수 있는 장점을 가지는 반면, 출력단자 간의 전력 분배량 조절이 어렵다는 단점을 가지고 있다. 본 논문의 분배기는 평면파 발생용 배열 안테나에 동진폭 및 동위상 파를 급전하여야 하므로 위 두 번째 방법이 적절하다고 할 수 있다. 참고문헌 [11]에서는 반사손실을 줄이기 위하여 급전 동축케이블의 외곽 도체를 테이퍼 형태로 구현하였으나 -15 dB의 상대적으로 높은 반사손실을 가진다.

본 논문에서는 급전부의 반사손실을 약 -40 dB까지 낮추고, 고효율의 분배 특성을 실현하기 위하여 유도성 포스트와 유도성 벽을 활용하였다. 2장에서는 유도성 포스트를 활용한 전력 분배기 설계와 측정 방법에 대해 기술하고, 제안한 전력 분배기 구조에 대한 설명과 함께 각 파라미터의 분석 결과 및 실제 제작한 구조의 실험 및 측정 결과를 비교 분석하였고, 측정시 어댑터 간의 불연속면에 의한 영향을 제거하는 방법으로 Adaptor removal 기능에 대해 기술하였다. 3장에서는 광대역의 특성을 위해 유도성 벽을 활용한 전력 분배기 설계 및 측정, 그리고 전력 분배기와 방사소자인 혼 안테나 간의 결합구조에 대한 설계를 기술하였다. 4장에서는 단일 혼 안테나 설계에 대해 기술하고, 마지막으로 5장에서는 결론에 대해 종합 평가하고, 향후 연구방향에 대하여 언급하였다.

제 2 장 유도성 포스트를 활용한 전력 분배기 설계

2.1.1 임피던스 매칭 소자가 없는 분배기

본 논문에서는 반사손실을 줄이기 위하여 유도성 포스트와 유도성 벽을 활용하는 방법을 제안한다. 먼저 유도성 포스트와 유도성 벽의 역할을 관찰하기 위하여 유도성 포스트와 유도성 벽이 없는 분배기에 대하여 반사손실을 계산하였다. 모의실험은 유한요소법(Finite Element Method)을 기초로 하는 Ansoft사의 HFSS를 활용하였다. 급전 핀의 높이(h)를 1 mm에서 10 mm까지 변화시키면서 반사손실을 그림 2.1과 같이 관찰하였다.

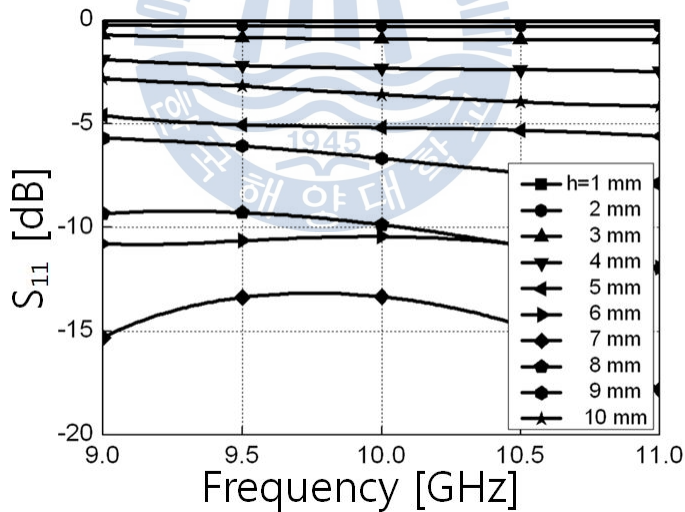
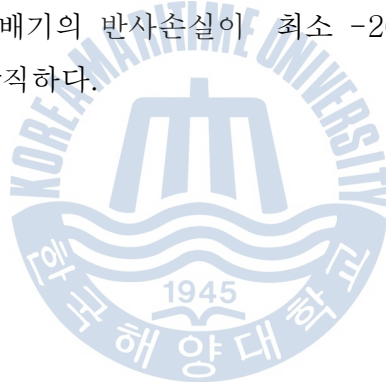


그림 2.1 유도성 포스트와 유도성 벽이 없는 분배기의 급전 핀 높이의 변화에 대한 반사손실(S_{11})

Fig. 2.1 Return loss of the power divider without the inductive post and inductive wall with respect to variation of the feeding pin height.

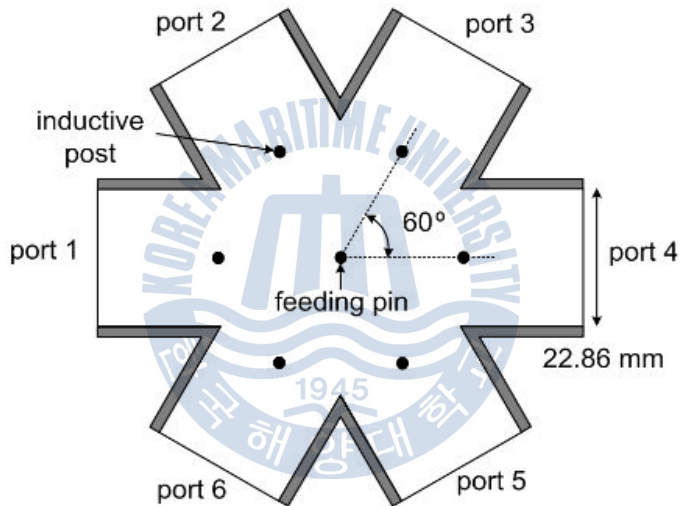
급전 핀의 높이(h)가 증가함에 따라 반사손실은 낮아지다가 급전 핀의 높이(h)가 7 mm일 때 최소값을 가진 후 다시 증가한다. 최소 값은 10 GHz에서 -13.3 dB이다. 이는 입력 전력 대비 4.7%의 반사전력을 가짐을 의미한다. 반면에 반사손실이 -20 dB와 -30 dB로 낮아지면 1%와 0.1%의 더 작은 반사전력을 가지며, 투과전력을 높여 안테나 효율이 높아진다. 낮은 반사손실은 시스템 관점에서도 중요한 의미를 가진다. 본 논문에서 제안한 분배기는 배열 안테나에 장착되므로 T-정합기나 안테나 소자 등 많은 수동소자와 직렬 또는 병렬로 결합이 된다. 이때 각 수동소자로부터 발생한 반사가 모두 더해짐에 따라 배열 안테나의 입력단에서는 큰 반사손실이 발생할 수 있다. 따라서 분배기의 반사손실이 최소 -20 dB 이하가 되도록 설계하는 것이 바람직하다.



2.1.2 유도성 포스트를 활용한 전력 분배기 설계 구조

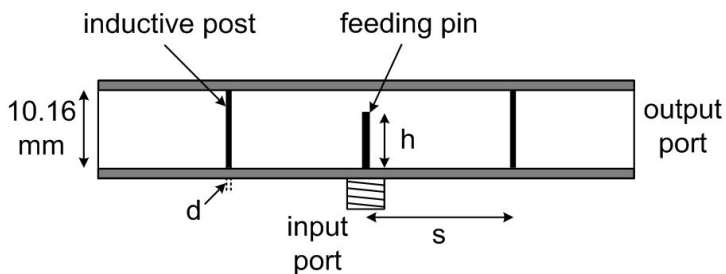
설계 주파수는 도파관의 제작 및 실험의 편의성을 위하여 10 GHz로 결정하였으며, 도파관의 높이와 넓이는 표준 도파관 WR-90의 규격과 동일하게 각각 10.16 mm와 22.86 mm로 설계하였다.

그림 2.2에 유도성 포스트를 가지는 6-way 전력 분배기의 구조를 도시하였다. 그림 2.2(a)와 2.2(b)는 평면도와 측면도이며, 그림 2.3(c)는 상부 덮개가 없는 사시도이다.



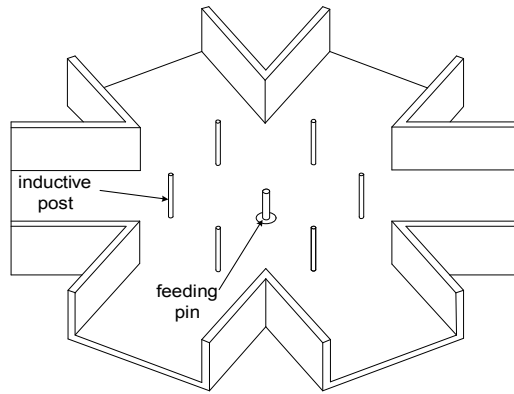
(a) 평면도

(a) Top View



(b) 측면도

(b) Side View



(c) 사시도

(c) Oblique View

그림 2.2 유도성 포스트를 가지는 6-way 전력 분배기

Fig. 2.2 6-way power divider with inductive post.

입력단자는 port 1이며, SMA 타입의 동축케이블 사용을 고려하여 설계한다. 일반적인 SMA 커넥터의 내경은 1.3 mm, 외경은 4.4 mm이고 내부 도체를 지지하는 절연체로는 비유전율 2.1의 테플론을 사용한다. 이에 따라 급전 핀의 두께는 1.3 mm이다. 출력단자는 port 1로부터 port 6까지이며, WR-90 도파관으로 구성되어 있다. 각 도파관 간의 각도는 그림 2.2(a)에서 보여주는 것처럼 60°이다. SMA 커넥터의 내부 도체 지름은 제작의 편리성을 위하여 1.3 mm로 고정하였으며, 도파관 안쪽으로 높이(h)만큼 튀어 나오게 된다. 이 높이(h)는 분배기의 반사손실 특성을 좌우하는 중요한 파라미터이다. 유도성 포스트는 도파관의 밑면부터 윗면까지 연결되어 있다. 유도성 포스트인 금속 봉의 지름(d)에 따라 유도성 용량의 차이가 발생하므로, 유도성 포스트의 지름(d)또한 반사손실량을 결정하는 중요한 파라미터라고 할 수 있다. 또 다른 중요한 파라미터는 급전 핀과 유도성 포스트의 거리(s)로써 중심 주파수를 결정하는 파라미터이다.

2.1.3 급전 핀의 높이(h) 변화

유도성 포스트를 장착한 분배기에 대하여, 급전 핀의 높이(h) 변화에 따른 반사손실의 특성을 알아보기 위해서 급전 핀의 높이(h)를 4.5 mm에서 5.4 mm까지 0.1 mm씩 증가시키면서 모의실험을 하였다. 유도성 포스트가 없을 때, 급전 핀의 높이(h)는 7 mm일 때 반사손실의 특성이 가장 좋았지만 유도성 포스트를 삽입하게 되면 포스트의 영향으로 도파관 상·하부 벽면 사이에 커패시터 성분이 줄어들어 임피던스에 변화가 생기게 된다. 이를 고려하여 급전 핀의 높이(h)는 조정되었으며, 이 설계에서 설계 주파수의 계산은 4.5 mm부터 시작하였다. 이때 유도성 포스트의 지름(d)은 0.6 mm이며, 유도성 포스트와 급전 핀 간의 간격(s)은 21.9 mm로 설정하였다. 모의실험에 의한 계산 결과를 그림 2.3에 도시하였다.

그림 2.3은 급전 핀의 높이(h)에 따라 반사손실이 민감하게 반응함을 보여준다. 높이(h)가 4.7 mm와 4.9 mm일 때도 -20 dB의 낮은 반사손실을 보여주는 하지만 높이(h)가 4.8 mm일 때 최소값인 -45 dB를 가진다. 이는 급전부를 제작할 때 급전 핀의 높이(h)를 정밀하게 조절해야 할 필요가 있음을 의미한다.

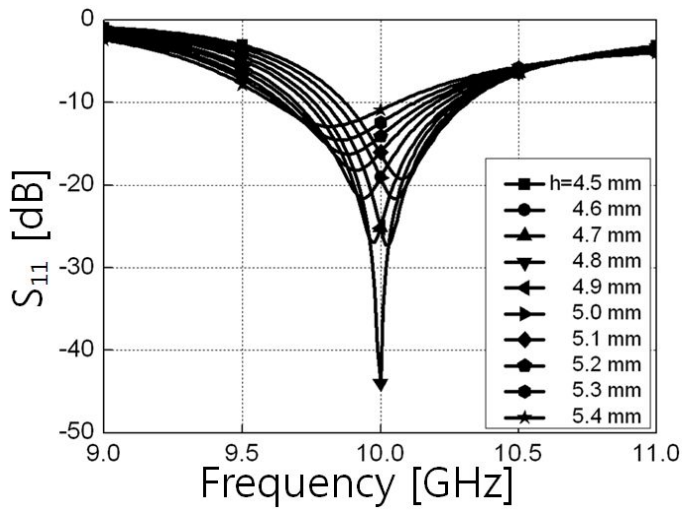


그림 2.3 유도성 포스트가 있는 분배기의 급전 핀 높이(h) 변화에 따른 반사손실(S_{11})

Fig. 2.3 Return loss of the power divider with the inductive post with respect to variation of the feeding pin height.

2.1.4 유도성 포스트의 지름(d) 변화

유도성 포스트의 지름이 변함에 따라 반사손실이 어떻게 변하는지 관찰하기 위하여 유도성 포스트의 지름(d)을 0.3 mm에서 0.9 mm로 0.1 mm씩 증가시키면서 모의실험을 수행하였으며, 그 결과를 그림 2.4에 도시하였다. 이때 급전 핀의 높이(h)는 4.8 mm이며, 유도성 포스트와 급전 핀 사이의 간격은 21.9 mm로 고정하였다. 그 결과 지름이 0.6 mm일 때 반사손실이 최소가 됨을 확인할 수 있다. 금속봉의 지름이 0.6 mm이면 실제 제작하기에 적합하다고 할 수 있다.

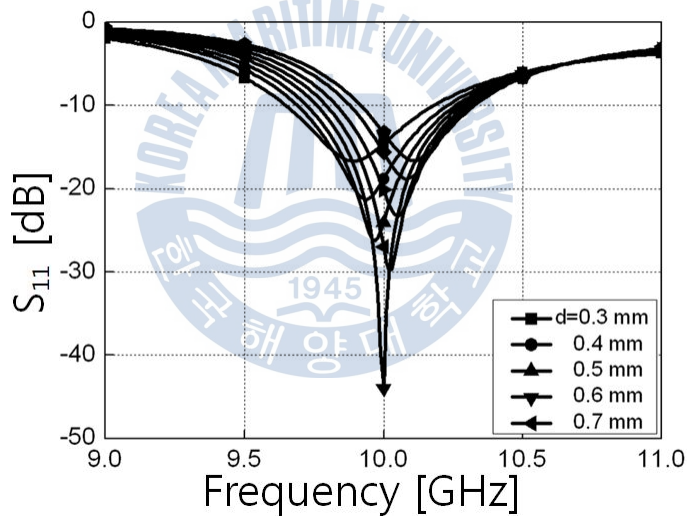


그림 2.4 유도성 포스트의 지름(d) 변화에 따른 계산된 반사손실(S_{11})

Fig. 2.4 Calculated return loss with respect to the diameter variation of the inductive post.

2.1.5 급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리(s) 변화

급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리(s)의 영향을 관찰하기 위하여 s를 21.7 mm에서 22.1 mm까지 0.1 mm씩 증가시키면서 시뮬레이션 하였다. 이때 급전 핀의 높이(h)는 4.8 mm이며, 유도성 포스트의 지름(d)은 0.6 mm이다. 그림 2.5에 나타난 바와 같이 급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리(s)가 멀어짐에 따라 중심 주파수는 감소하며, 거리(s)가 21.9 mm일 때 설계 주파수 10 GHz에서 공진이 일어남을 확인할 수 있다. 따라서 급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리(s)는 중심 주파수를 결정하는 파라미터라고 할 수 있다.

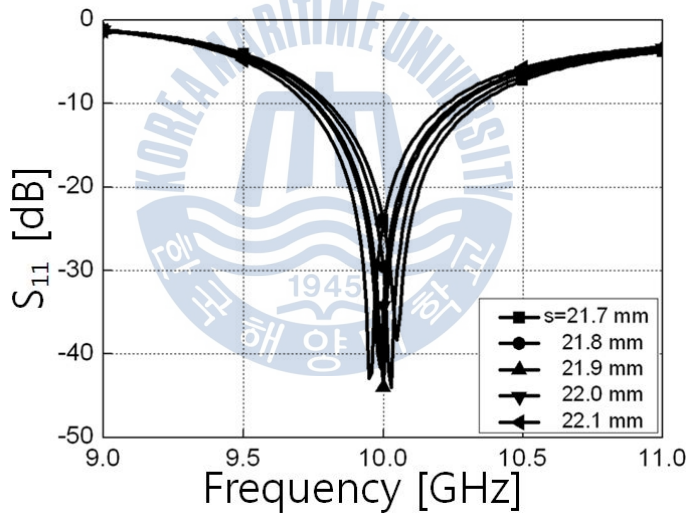
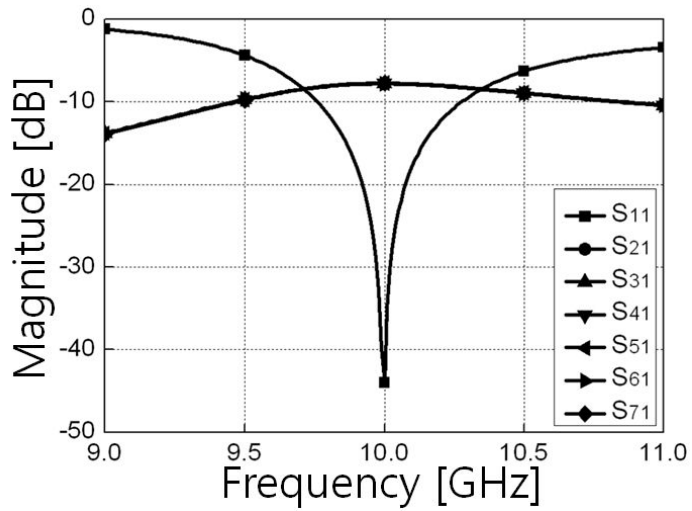


그림 2.5 급전 핀과 유도성 포스트의 거리(s) 변화에 따른
반사손실(S₁₁)

Fig. 2.5 Return loss with respect to the distance variation
between the feeding pin and inductive post.

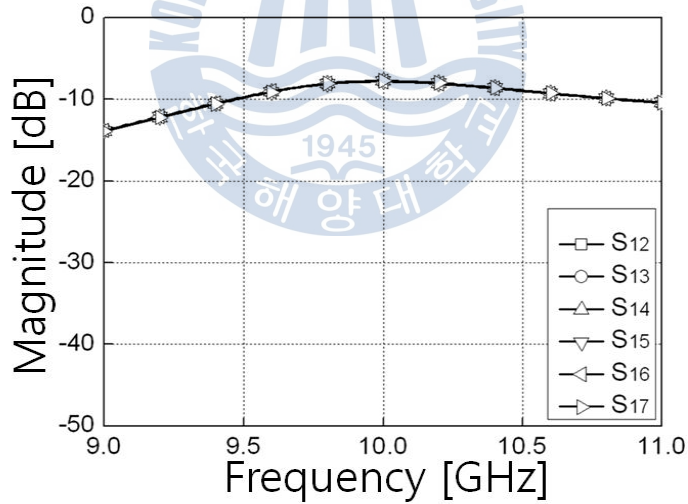
2.1.6 모의실험 결과

주요 파라미터에 대한 분석을 통하여 최적화된 분배기의 모의실험 결과를 그림 2.6에 도시하였다. 그림 2.6의 계산에 사용된 각 파라미터 값은 $h = 4.8 \text{ mm}$, $d = 0.6 \text{ mm}$, $s = 21.9 \text{ mm}$ 이다. 유도성 포스트를 이용한 6-way 전력 분배기의 설계 목적은 입력단자의 반사손실을 최소화하고, 6개의 출력단자로 동진폭과 동위상의 파를 분배하는 것이다. 모의실험 결과 그림 2.6(a)와 같이 10 GHz에서 -43.94 dB의 반사손실을 가진다. 투과량의 이상적인 값은 6개의 단자로 전력이 분배되므로, 이론적으로 $10\log(1/6) = -7.78 \text{ dB}$ 이다. 또한 그림 2.6(b)로부터 알 수 있는 것처럼, port 1으로 향하는 투과계수의 값은 그림 2.6(a)의 투과량과 일치하며, 이는 멀티 포트 간 Isolation이 매우 작다는 것을 의미한다. 이론 계산값인 -7.78 dB를 기준으로 하여 모의실험에서 얻은 투과계수는 그림 2.6(a)와 2.6(b)의 계산 결과로부터 알 수 있는 것처럼 6개의 출력단자로 거의 무손실의 신호가 분배되므로 Isolation에 의한 손실은 매우 작다고 사료된다. 모의실험의 투과계수의 크기를 이론값과 비교하여 보면 약 $\pm 0.04 \text{ dB}$ 의 매우 작은 오차를 보인다. 또한 그림 2.6(b)에 나타낸 바와 같이 6개의 출력단자의 투과계수 위상은 $\pm 0.87^\circ$ 의 오차범위 안에 있어 거의 동위상을 갖는 것을 알 수 있다.



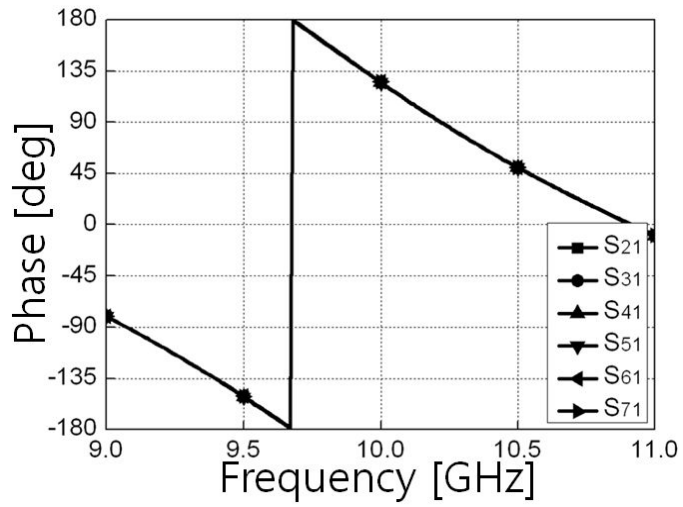
(a) port 1에서의 투과 및 반사손실

(a) Transmission and Return loss at port 1.



(b) port 1으로의 투과 계수 크기

(b) Magnitude of transmission coefficients toward port 1.



(c) 위상

(c) Phase

그림 2.6 최적화된 6-way 전력 분배기의 계산된 s-parameter 크기와 위상

Fig. 2.6 Calculated s-parameter magnitude and phase with respect to the optimized 6-way power divider.

2.2.1 제작 및 측정 결과

그림 2.7은 본 논문에서 제안한 분배기를 실제 제작한 모습이다. 표준 도파관 WR-90의 내부 크기와 같은 크기의 도파로를 만든 하부 덮개와 상부 덮개 조립 시에 상·하부 덮개에 뚫어 놓은 구멍에 유도성 포스트를 강제 압입하는 방식으로 제작하였다. 그림 2.7에 보이는 별 모양의 분배기로서 분배기의 중앙에 급전용 SMA 커넥터가 연결되어 있다. 투과계수를 측정하기 위하여, 1개의 출력단자에 waveguide-to-coaxial 어댑터가 장착되어 있고, 5개의 출력단자에는 도파관 Termination이 장착되어 있다.

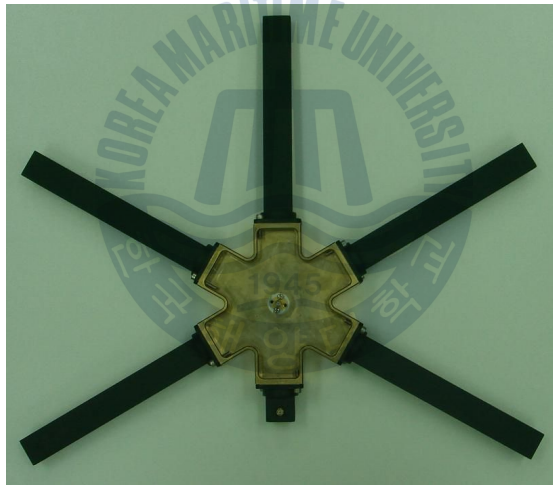


그림 2.7 제작된 6-way 전력 분배기

Fig. 2.7 Fabricated 6-way power divider.

벡터 네트워크 분석기를 활용하여 측정한 결과를 그림 2.8에 도시하였다. 설계 주파수 10 GHz에서 약 -40 dB의 낮은 반사손실을 나타낸다. 투과량은 많은 리플과 함께 10 GHz에서 평균 -8.88 dB로써, 시뮬레이션 결과와 약 1 dB의 큰 차이를 보인다. 이는 불완전한 교정(calibration)으로 인해 생기는 리플이다.

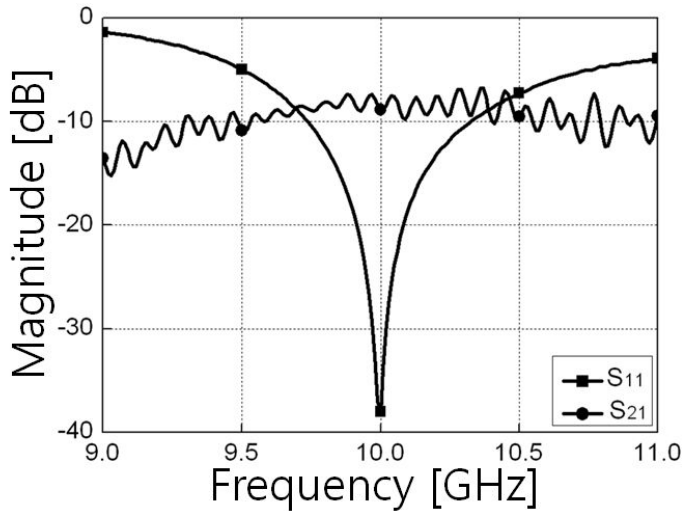
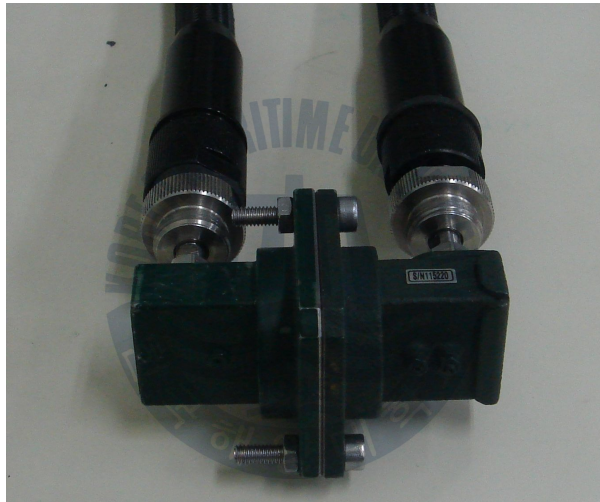


그림 2.8 제작된 6-way 전력 분배기의 측정 된 s-parameter 크기
 Fig. 2.8 Measured s-parameter magnitude of the fabricated 6-way power divider.

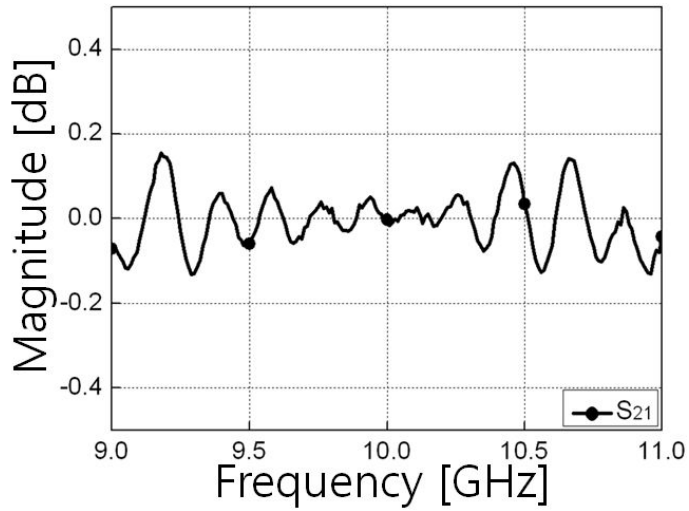
그림 2.8의 결과는 측정 시 네트워크 분석기의 입력단자 뿐만 아니라 출력단자에도 SMA 커넥터가 연결된다는 가정 하에 SOLT (Short-Open-Load-Thru)법을 이용하여 교정을 취하였다. 따라서 입력단자의 기준면은 SMA 커넥터이고, 출력단자의 기준면은 waveguide-to-coaxial 어댑터의 SMA 커넥터가 된다. 그러나 본 논문에서 사용한 일반적인 waveguide-to-coaxial 어댑터의 특성은 반사손실의 특성이 우수하지 않아 투과계수의 리플을 발생한다. 이러한 특성을 정확히 관찰하기 위하여, 그림 2.9(a)와 같이 두 개의 waveguide-to-coaxial 어댑터를 직접 연결하여 투과계수의 특성을 관찰하였다. 그림 2.9(b)에 도시한 바와 같이 투과계수는 주파수에 따라 작은 값의 리플을 가짐을 알 수 있다. 본 논문에서 도파관 전력 분배기는 입·출력단자 기준면의 커넥터 형태가 다른 구조이다. 그림 2.9(b)에서 리플이 약 ± 0.1 dB정도로 작게 나온 것은 같은 구

형도파관 adaptor 형태의 커넥터끼리 맞물리는 구조이므로 작은 리플을 가지게 되는 것이고, 그림 2.8에서 리플이 주파수에 따라 다소 차이가 있지만, 최대 약 ± 3 dB정도로 크게 나타나는 것은 서로 다른 두 가지 형태의 커넥터를 이용하게 되므로 인한 커넥터간의 불연속면에 의해 리플이 크게 나타나는 것이다. 본 연구에서는 이 커넥터 불연속면에 의한 리플을 줄여 정확한 측정을 수행하기 위해서 두 커넥터간의 영향을 고려하여 교정을 수행하였다.



(a) 구성도

(a) Configuration



(b) 투과계수(S_{21})

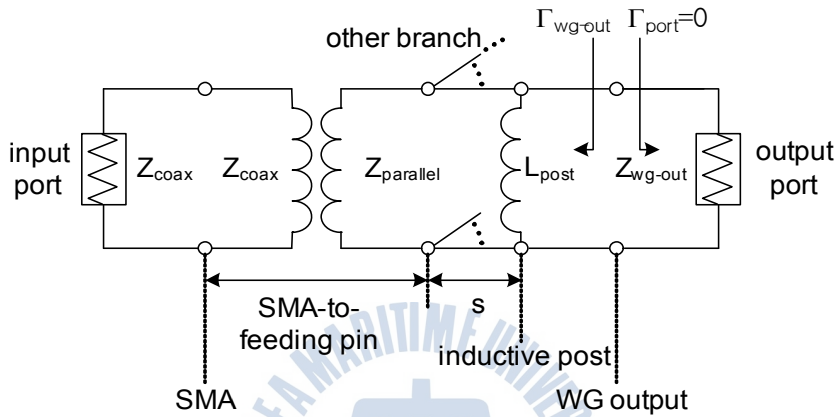
(b) Transmission coefficients(S_{21})

그림 2.9 직접 연결된 두 개의 Waveguide-to-coaxial 어댑터에 의해 측정된 투과계수

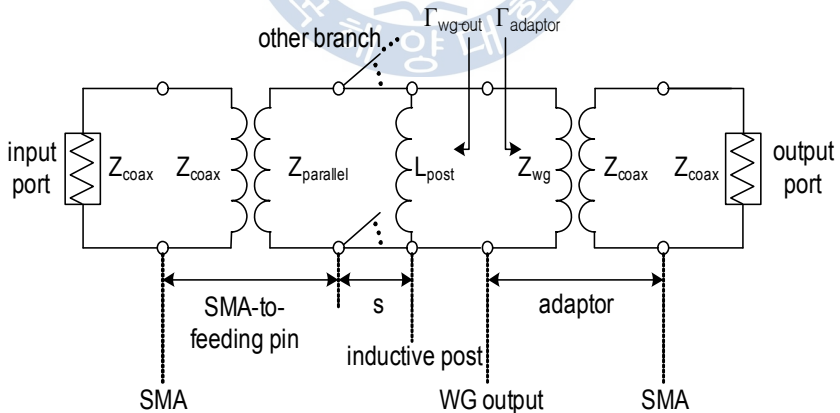
Fig. 2.9 Measured transmission coefficients by directly connecting two waveguide-to-coaxial adaptors.

2.2.2 투과계수 리플의 원인 분석

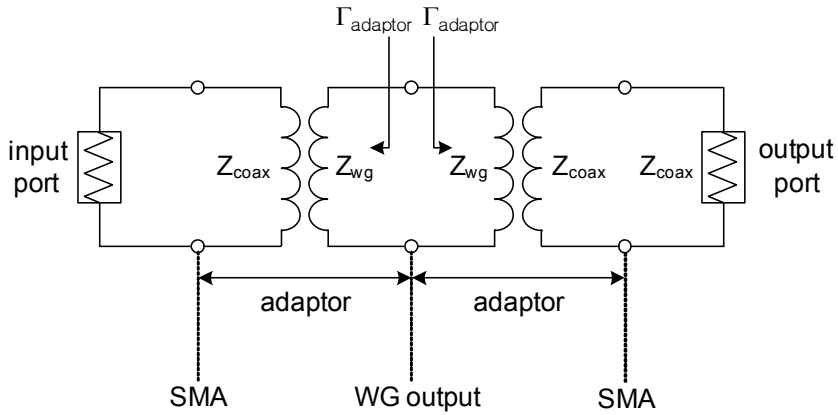
그림 2.10은 분배기의 모의실험과 측정에 대한 등가모델과 두 개 어댑터에 대한 측정의 등가모델이다.



(a) 분배기의 모의실험
(a) Simulation of the divider.



(b) 분배기의 측정
(b) Measurement of the divider.



(c) 두 개 어댑터의 측정

(c) Measurement of two adaptors.

그림 2.10 분배기와 어댑터의 등가모델

Fig. 2.10 Equivalent model of the divider and waveguide-to-coaxial adaptor.

그림 2.10에서 Z_{coax} 의 값은 50 Ω 으로써, 벡터분석기의 입·출력단자와 분배기의 입력단자 임피던스를 의미한다. 또한 $Z_{parallel}$ 은 분배기의 중앙부분의 임피던스를 의미하고, Z_{wg-out} 는 분배기의 출력단자의 도파관 임피던스를 의미한다. 또한 L_{post} 는 유도성 포스트의 인덕터 성분이다. 대칭적 구조이고 같은 형태를 취하므로 본 논문에서는 한 개 출력단자에 대해서만 도시하였으며 다른 출력단자는 동일하므로 생략하였다.

모의실험을 통하여 획득한 분배기의 도파관 출력단자의 반사계수 (Γ_{wg-out})는 약 -7 dB로써, 상대적으로 큰 값이지만, 그림 2.10(a)에 도시한바와 같이 모의실험의 출력단자는 반사계수(Γ_{port})값이 0인 완전 매칭의 가상 포트를 사용하기 때문에 다중 반사가 존재하지 않아 그림 2.6과 같이 리플이 존재하지 않는다.

반면에 그림 2.8의 벡터분석기 측정 결과는 분배기의 도파관 출력단자에 waveguide-to-coaxial 어댑터를 연결한 후, 두 개의 SMA 커넥터간 SOLT (Short-Open-Load-Thru)법을 이용하여 교정을 취한 후 획득한 것이다. 한편, 앞 절에서 측정을 통하여 얻은 어댑터의 Γ_{adaptor} 는 약 -20 dB이다. 따라서 $\Gamma_{\text{wg-out}}$ 와 Γ_{adaptor} 의 상대적으로 큰 값으로 인하여 그림 2.10(b)에서 WG-output으로 표시된 도파관 출력단자에서 다중반사가 발생하여 그림 2.8과 같이 투과계수에서 리플이 존재한다. 이러한 리플은 투과계수의 값에 영향을 줌으로, 분배기의 정확한 특성을 파악하기 위해서는 SMA 커넥터부터 도파관 출력단자 부분까지 측정이 이루어져야하며, 어댑터 부분은 교정을 통하여 제거하여야한다. 이에 관하여 다음절에서 설명한다.

그림 2.9와 같이 두 개의 어댑터를 직접 연결한 경우에 대한 등가모델은 그림 2.10(c)와 같다. 여기서 도파관 출력단자 부분에서 Γ_{adaptor} 로 인하여 다중반사가 발생하나, 분배기의 측정 등가모델인 그림 2.10(b)에 비교하여 반사계수 값이 작음에 따라 리플의 양이 작다.

2.1절에서 파라미터 분석과 함께 설명한 유도성 포스트의 역할을 그림 2.10(a)와 2.10(b)의 등가모델에서 분석할 수 있다. 그림과 같이 L_{post} 값을 가지는 유도성 포스트가 급전 핀으로부터 거리(s) 만큼 떨어져서 존재한다. 따라서 유도성 포스트는 Z_{parallel} 과 Z_{wg} 간 임피던스 변환 역할을 수행하게 된다. 2.1.4절과 그림 2.4에서 설명한 바와 같이 유도성 포스트의 지름(d)의 변화에 따라 L_{post} 값이 변하고, 이에 따라 반사손실의 양이 달라진다. 또한 2.5절과 그림 2.5에서 설명한 바와 같이 급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리(s)에 따라 전기적 거리가 변하고, 이에 따라 반사손실이 최소가 되는 중심 주파수가 변함을 알 수 있다.

2.2.3 Adaptor Removal 기능을 이용한 교정 및 측정 결과

교정이란 DUT(Device Under Test)의 정확한 특성을 파악하기 위하여 불필요한 불연속면이나 전송선로의 특성을 획득하여 그 영향을 제거시키는 것이다. 본 논문과 같이 입력단자와 출력단자의 커넥터 형태가 다른 경우에는 어댑터 영향 제거를 위한 수동적 방법 [12]과 계측기 자체적으로 교정을 수행하는 능동적 방법으로 해결할 수 있다. 그렇지 않을 경우 그림 2.8과 같은 투과계수의 리플이 생성되어 정확하게 분배량을 측정할 수 없다.

본 논문에서는 Anritsu사의 37397C 벡터분석기의 능동적으로 어댑터의 영향을 제거하는 Adaptor Removal 기능을 사용하였다[13]. 이 기능을 활용하여 교정을 수행한 후 측정한 분배기의 반사손실과 투과계수를 그림 2.11에 도시하였다. 그림 2.8과 달리 투과계수의 리플은 존재하지 않고 양호하게 교정이 수행되었음을 알 수 있다. 또한 리플을 제거하게 됨으로써 임피던스 매칭이 개선되어 반사손실이 줄어들었다. 그림 2.11로부터 알 수 있듯이, 유도성 포스트를 이용한 전력 분배기 설계에서 공진 주파수 10 GHz에서 -42.67 dB의 낮은 반사손실(S_{11})을 나타낸다. 아울러 6개의 출력단자의 투과계수의 값은 10 GHz에서 평균 -8.06 dB로써, 이론 값인 -7.78 dB에 비교하여 0.28 dB의 매우 작은 차이를 보인다. 또한 6개의 출력단자 간의 값 차이는 ± 0.03 dB로써 동진폭이 공급됨을 알 수 있다. 더불어 반사손실이 매우 작고 대부분의 신호가 투과하므로 단자간 Isolation은 거의 없음을 예측할 수 있다. 또한 그림 2.11의 측정 결과를 그림 2.6(a)의 계산결과와 비교하여 보면 서로 잘 일치함을 알 수 있다.

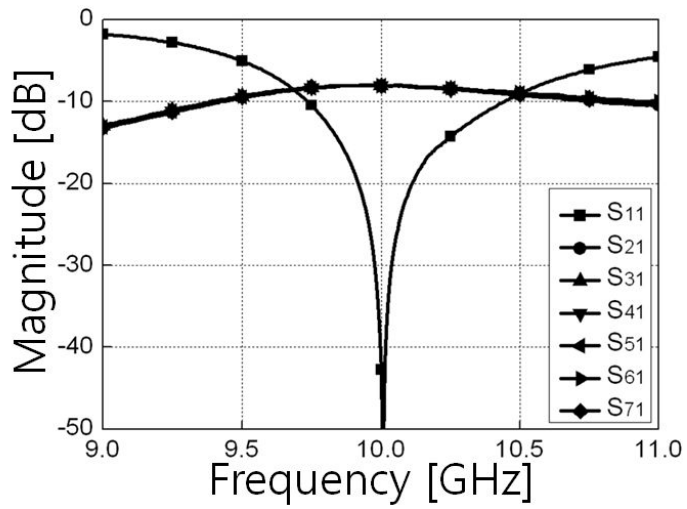


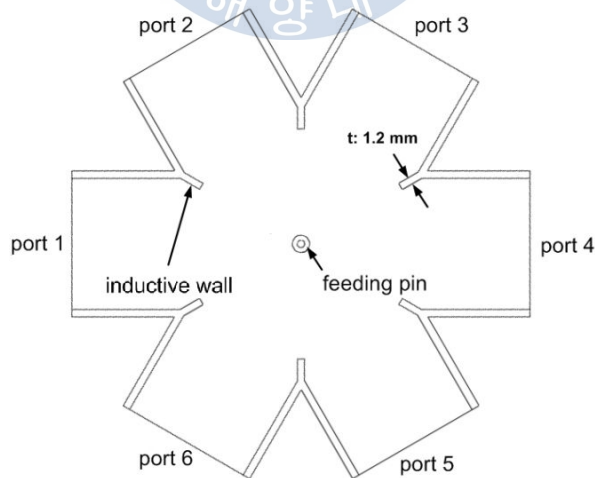
그림 2.11 Adaptor Removal 기능을 활용하여 교정 한 후의
6-way 전력 분배기의 s-parameter 크기

Fig. 2.11 Measured s-parameter magnitude of the 6-way
power divider after calibration utilizing the adaptor removal
function.

제 3 장 유도성 벽을 활용한 전력 분배기 설계

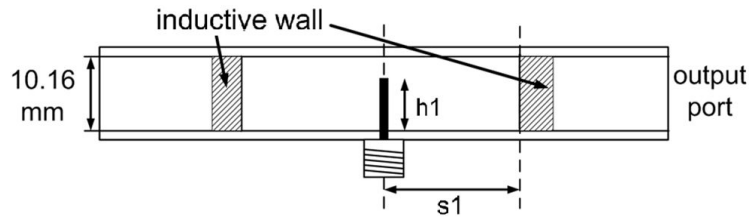
3.1.1 유도성 벽을 활용한 전력 분배기 설계 구조

그림 3.1은 유도성 벽을 활용한 6-way 전력 분배기의 설계 구조이다. 그림 3.1(a)와 3.1(b)는 평면도와 측면도이며, 그림 3.1(c)는 상부 덮개가 없는 사시도를 나타낸다. 사용 주파수 대역에 걸쳐 급전부의 반사손실을 최소화 시키고 광대역으로 임피던스 매칭을 위해 입력 도파관 벽면에 유도성 벽을 삽입한 구조로 설계하였다. 그림 3.1(b)의 측면도는 급전부의 반사손실과 신호 분배율을 조정하는 파라미터이다. 급전 핀의 길이(h_1)를 조절하여 반사손실이 최소화 되도록 하고, 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리(s_1), 유도성 벽의 두께(t)를 조절해 설계 주파수 10 GHz에서 공진이 일어나도록 하였다. 입력단자는 feeding pin이며, SMA 타입의 동축케이블을 사용한다. SMA 커넥터의 내경은 1.3mm, 외경은 4.4mm이고 내부 도체를 지지하는 절연체로는 비유전율 2.1의 테플론을 사용하였다.



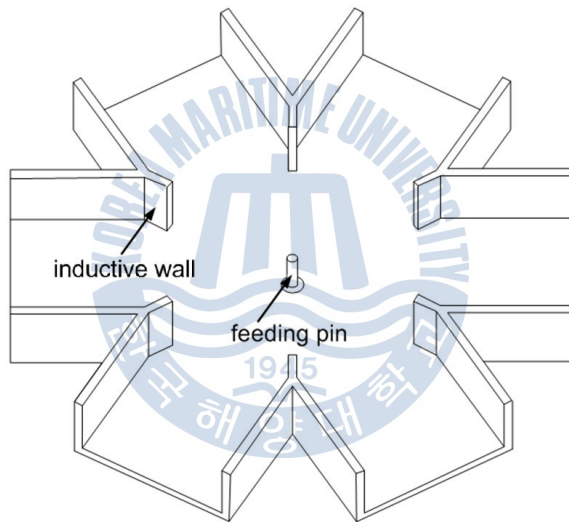
(a) 평면도

(a) top view



(b) 측면도

(b) side view



(c) 사시도

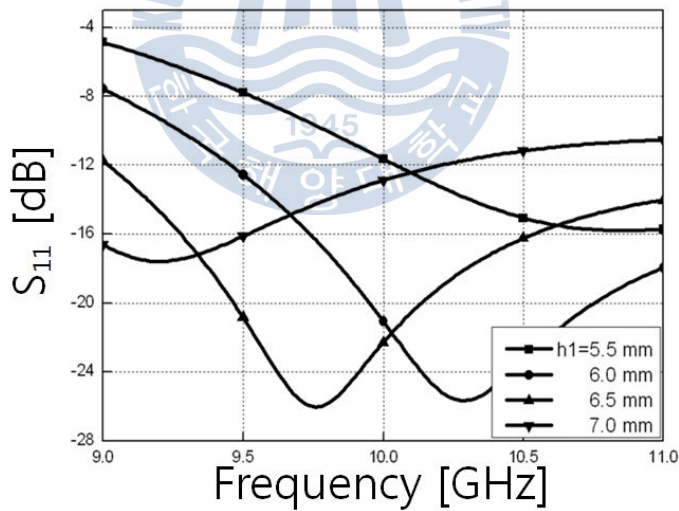
(c) oblique view

그림 3.1 유도성 벽을 가지는 6-way 전력 분배기

Fig. 3.1 6-way power divider with inductive wall.

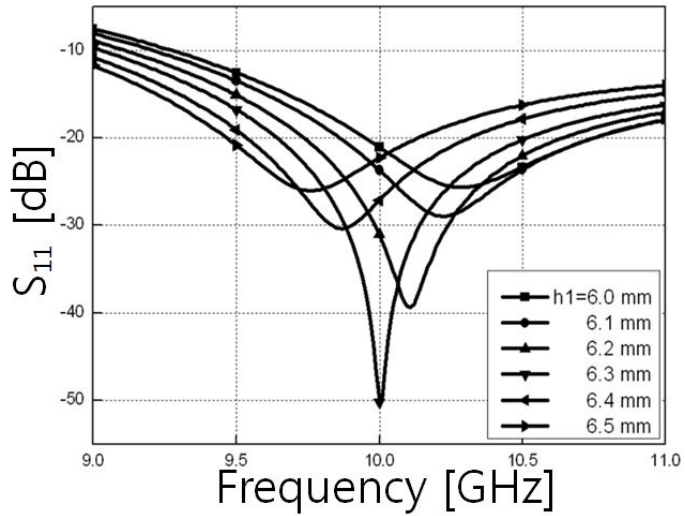
3.1.2 급전 핀의 길이(h1) 변화

급전 핀의 길이에 따른 반사손실의 변화를 알아보기 위하여 급전 핀의 길이를 5.5 mm에서 7.0 mm까지 0.5 mm씩 변화시켜가며 그림 3.2(a)와 같이 관찰하였다. 그 결과 급전 핀의 길이가 변화함에 따라 공진이 일어나는 주파수가 변화 하였고, 급전 핀의 길이가 6.0 mm와 6.5 mm 사이에서 설계하고자 하는 주파수 10 GHz에서 공진이 일어남을 예상할 수 있다. 그림 3.2(b)는 급전 핀의 길이를 6.0 mm에서 6.5 mm까지 0.1 mm씩 증가시키면서 모의실험한 결과이다. 이때 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리(s1)는 20.1 mm이며, 유도성 벽의 두께(t)는 1.2 mm로 설정하였다. 급전 핀의 길이가 6.3 mm 일 때 설계 주파수 10 GHz에서 공진 특성이 나타나고, 반사손실 또한 -50dB 이하로 양호한 특성이 나타났다.



(a) 급전 핀 높이(h1) 변화(5.5 mm ~ 7.0 mm)에 따른 반사손실(S₁₁)

(a) Return loss of the power divider with respect to variation of the feeding pin height(5.5 mm ~ 7.0 mm).



(a) 급전 핀 높이(h_1) 변화(6.0 mm ~ 6.5 mm)에 따른
반사손실(S_{11})

(a) Return loss of the power divider of the feeding pin
height(6.0 mm ~ 6.5 mm).

그림 3.2 유도성 벽이 있는 분배기의 급전 핀 길이(h_1) 변화에 따른
반사손실(S_{11})

Fig. 3.2 Return loss of the power divider with the inductive
wall with respect to variation of the feeding pin height.

3.1.3 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리(s_1) 변화

급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리의 변화가 급전부에 미치는 영향을 알아보기 위해서 h_1 은 6.3 mm, t 는 1.2 mm로 고정하고, 거리 s_1 의 변화를 19.9 mm에서 20.3 mm까지 0.1 mm씩 증가시키면서 모의실험을 하였다. 계산결과는 그림 3.3과 같다. s_1 이 20.1 mm일 때 반사손실 특성이 -50 dB 이하로 양호한 특성을 보여주고 있다. 그림 3.3에서 보는 바와 같이 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리의 변화가 0.1 mm의 작은 변화에도 반사손실 및 공진 주파수의 변화가 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이는 분배기를 제작하는데 있어서 급전 핀의 길이와 더불어 반사손실의 변화에 민감하게 반응하는 것으로 나타나 제작상의 정밀도를 요구하는 파라미터임을 확인할 수 있다.

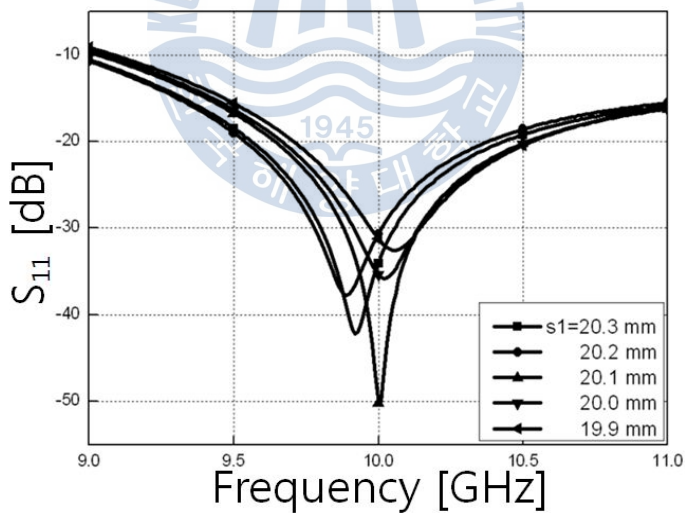


그림 3.3 유도성 벽이 있는 분배기의 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리(s_1) 변화에 따른 반사손실(S_{11})

Fig. 3.3 Return loss with respect to the distance variation between the feeding pin and inductive wall.

3.1.4 유도성 벽의 두께(t) 변화

그림 3.4는 유도성 벽의 두께가 반사손실과 공진 주파수에 미치는 영향을 알아보기 위하여 t의 변화를 0.8 mm에서 1.5mm까지 0.1 mm씩의 변화를 주며 모의실험한 결과이다. 이때 급전 핀의 높이(h1)은 6.3 mm이며, 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리(s1)은 20.1 mm이다. 그림 3.4에서 보는 바와 같이 t의 변화는 공진 주파수 특성에는 크게 영향을 미치지 않지만, 0.1 mm의 작은 변화에도 반사손실 값의 변화에 민감하게 작용함을 설계 결과로부터 알 수 있다.

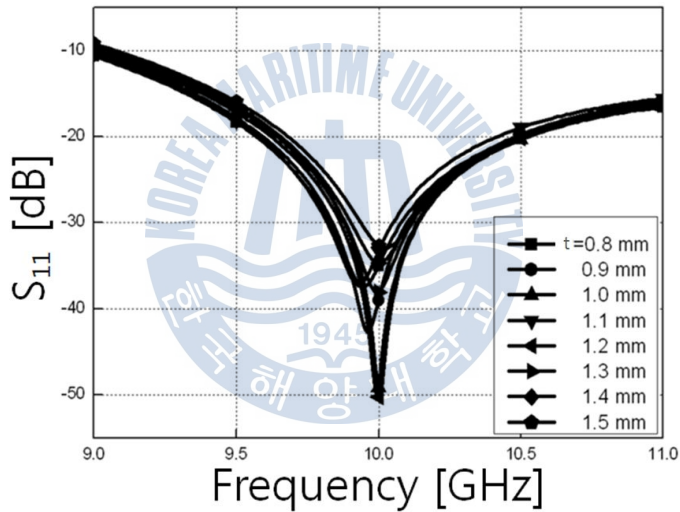
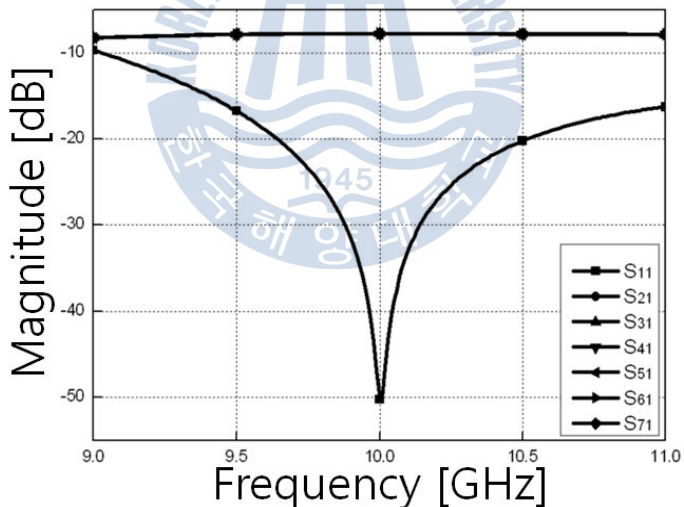


그림 3.4 유도성 벽의 두께(t) 변화에 따른 반사손실(S_{11})

Fig. 3.4 Calculated return loss with respect to the thickness variation of the inductive wall.

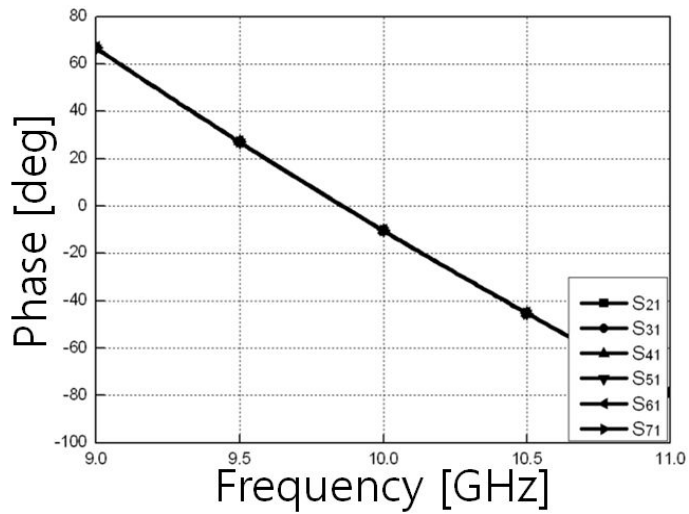
3.1.5 모의실험 결과

주요 파라미터에 대한 분석을 통하여 최적화된 분배기의 모의실험 결과를 그림 3.5(a)와 3.5(b)에 나타내었다. 동위상, 동진폭의 파를 분배하는 6-way 전력 분배기에 대해 설계하였고, 유도성 포스트를 활용한 전력 분배기보다 광대역의 특성을 얻기 위하여 유도성 벽을 이용한 설계를 실행하였다. 모의실험 결과 $h_1 = 6.3$ mm, $t = 1.2$ mm, $s_1 = 20.1$ mm일 때 반사손실은 -50.23 dB, -20 dB이하 대역폭은 약 870 MHz로 광대역 특성을 나타내었다. 6개의 출력포트로의 투과계수는 -7.78 dB($10\log 1/6 = -7.78$ dB)로서 ± 0.01 의 오차로 매우 양호한 특성을 나타내며, 위상차는 최대 0.38° 의 차이를 보인다.



(a) 크기

(a) Magnitude



(b) 위상

(b) Phase

그림 3.5 최적화된 6-way 전력 분배기의 계산된 s-parameter 크기와 위상

Fig. 3.5 Calculated s-parameter magnitude and phase with respect to the optimized 6-way power divider.

3.2.1 제작 및 측정 결과

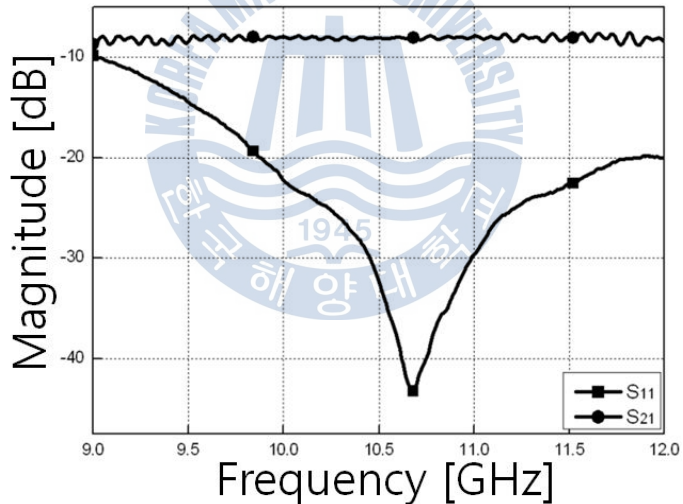
그림 3.6은 본 논문에서 제안한 분배기를 실제 제작한 모습이다. 표준 도파관 WR-90의 내부 크기와 같은 크기의 도파로에 유도성 벽을 삽입한 하부 덮개와 상부 덮개를 조립하는 방식으로 전력 분배기를 제작하였다. 그림 3.6에 보이는 별 모양의 분배기로서 분배기의 중앙에는 밀링작업을 통한 실제 제작과정에서 발생하는 오차를 보정하기 위하여 반사손실과 공진 주파수 변화에 영향을 주는 급전용 SMA 커넥터가 탈·부착이 가능하도록 제작하였다. 투과계수를 측정하기 위하여, 1개의 출력단자에 waveguide-to-coaxial 어댑터를 장착하고, 5개의 출력단자에는 도파관 Termination을 장착하여 측정하고자 하는 1개의 출력단자에 대한 간섭을 최소화 하였다.



그림 3.6 제작된 6-way 전력 분배기

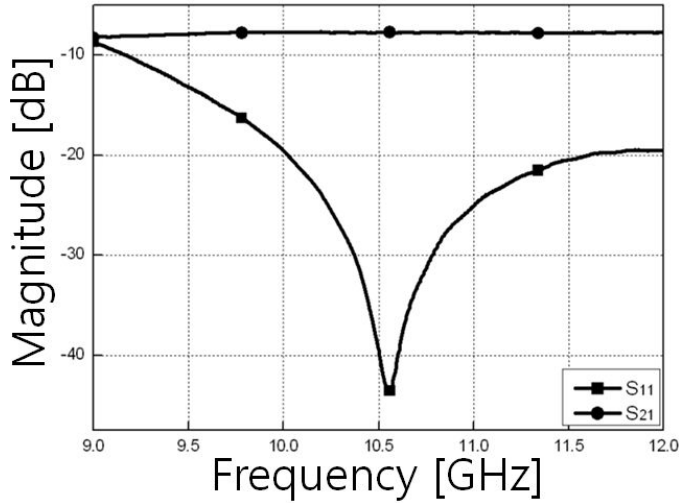
Fig. 3.6 Fabricated 6-way power divider.

벡터 네트워크 분석기를 활용하여 유도성 벽을 이용한 6-way 전력 분배기에 대한 측정을 실시하였으며, 측정 시 커넥터 불연속면에 의한 불완전한 교정으로 인해 생기는 리플을 줄여 정확한 측정을 위하여 2.2.3절에서 설명한 Adaptor Removal 기능을 이용한 교정 방법을 통해 측정하였다. 그림 3.7(a)은 교정 전 측정 결과이고, 그림 3.7(b)는 Adaptor Removal 기능을 활용하여 교정 한 후의 측정 결과이다. 유도성 벽을 이용한 전력 분배기의 s-parameter 측정 결과 값이 설계 주파수인 10 GHz가 아닌 10.54 GHz에서 공진특성이 나타났다. 유도성 벽을 이용한 전력 분배기 측정 결과에 있어서 공진 주파수에 변화가 일어난 것은 밀링작업을 통한 제작 과정에서 발생하는 오차 때문이라 할 수 있다.



(a) Adaptor Removal 기능을 활용하여 교정 전의 6-way 전력 분배기의 s-parameter 크기

(a) Measured s-parameter magnitude of the 6-way power divider before calibration utilizing the adaptor removal function.



(b) Adaptor Removal 기능을 활용하여 교정 한 후의 6-way 전력 분배기의 s-parameter 크기

(b) Measured s-parameter magnitude of the 6-way power divider after calibration utilizing the adaptor removal function.

그림 3.7 제작된 6-way 전력 분배기의 측정된 s-parameter 크기

Fig. 3.7 Measured s-parameter magnitude of the fabricated 6-way power divider.

유도성 벽을 이용한 전력 분배기 설계에서 그림 3.7(b)에서와 같이 실제 제작시 밀링작업에 의한 오차로 인해 공진 주파수 천이가 나타났다. 제작 과정에서 발생한 이들 오차를 고려하여 재설계 한 결과를 그림 3.8에 나타냈다. 실제 제작한 측정치와 제작상의 오차 값을 고려하여 재설계한 값이 10.54 GHz에서 -43.94 dB의 반사손실을 나타내고, 투과계수는 -7.72 dB로 측정 결과와 재설계 한 후의 결과값이 일치하는 것을 확인할 수 있었다. 이때 재설계 과정의 설계 파라미터는 t의 크기는 1.2 mm로 고정하고, h1을 6.3 mm에서 5.9 mm, s1을 20.1 mm에서 19.4 mm로 각각 조정하였다.

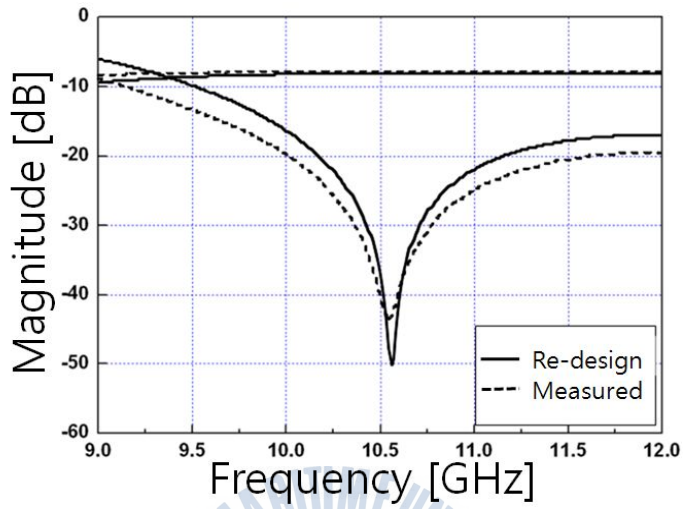
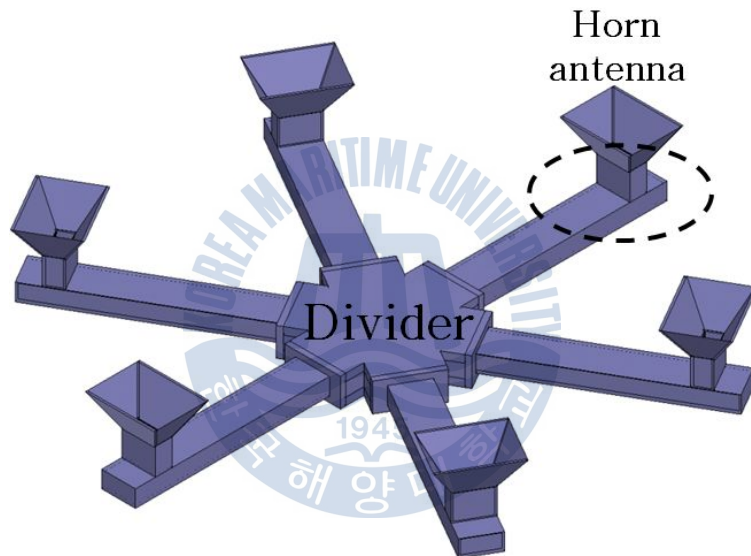


그림 3.8 유도성 벽을 이용한 설계에서 측정치와 재설계

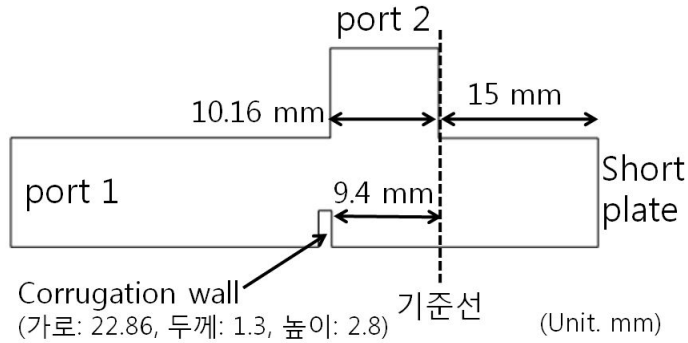
Fig. 3.8 Measured and re-design s-parameter magnitude of 6-way power divider with inductive wall.

3.3.1 전력 분배기와 방사소자 간의 결합구조 설계

그림 3.9(a)는 제안된 도파관 혼 어레이 안테나의 설계 구조이다. 전력 분배기에 의해 분배된 전력이 반사손실 없이 방사소자인 혼 안테나로 전력이 전달될 수 있는 구조에 대한 설계를 제안하였다. 그림 3.9(b)는 전력 분배기와 방사소자간 결합구조 설계 파라미터이다. port 1은 전력 분배기와 결합하고, port 2는 방사소자인 혼 안테나와 결합한다.



(a) 제안된 도파관 혼 어레이 안테나 구조
(a) Design of waveguide horn array antenna.



(b) 전력분배기와 방사소자 간 결합구조 설계 파라미터

(b) Design parameter of coupling structure between divider and horn antenna.

그림 3.9 제안된 안테나 구조, Divider와 방사소자 간의 결합구조 설계 파라미터

Fig. 3.9 Design of waveguide horn array antenna, Design parameter of coupling structure between divider and horn antenna.

먼저 설계시 결합창에서의 반사손실을 최소화하기 위하여 분배기에 의해 분배된 전력이 방사소자와의 결합에 의한 반사손실을 최소화하기 위하여 Short plate의 위치를 변화시켜 보았다. 그림 3.10은 기준선으로부터 Short plate가 위치하게 되는 거리를 13 mm에서 17 mm까지 1 mm씩 증가시켜가며 반사손실 특성 변화를 관찰한 결과이다. 그 결과 Short plate의 위치가 기준선으로부터 15 mm 떨어져 있을 때 설계 주파수 10 GHz에서 공진이 일어나는 것을 확인할 수 있었다. 하지만 Short plate의 위치 조절만으로는 설계 주파수 10 GHz에서 -20 dB이하의 반사손실 특성이 나타나지 않았다. 이 결과를 통해 종단부의 Short plate에 의한 반사가 크다는 것을 알 수 있다. 전력 분배기의 설계 기준인 -20 dB이하의 대역폭을 만족하기 위하여 도파관 바닥면에 Corrugation wall을 삽입하는 구조를 제안하였다.

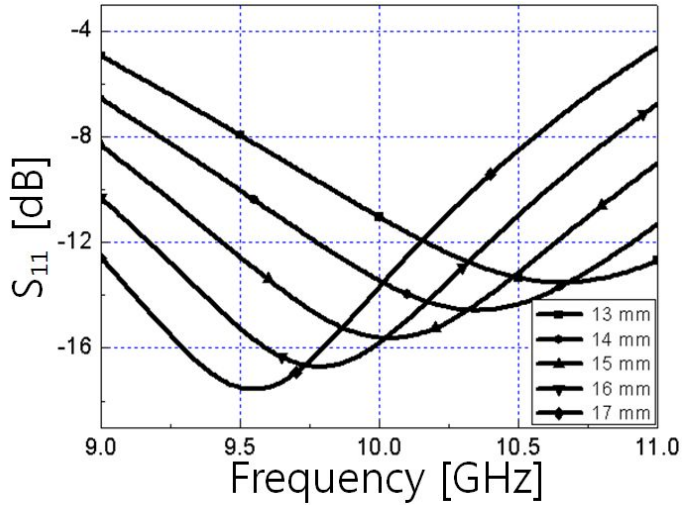


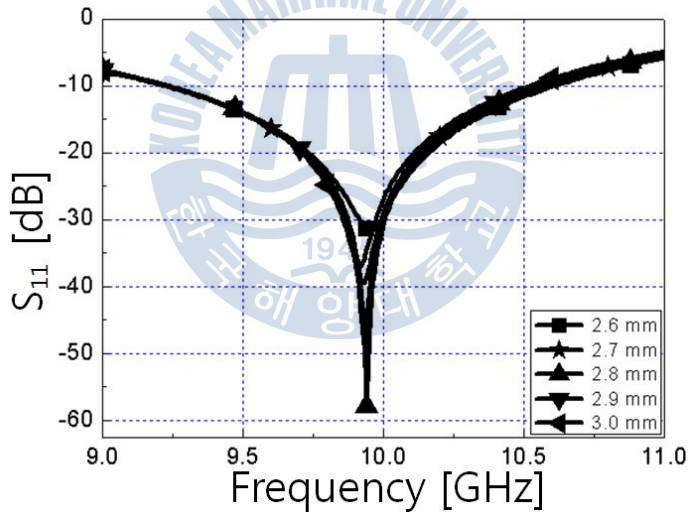
그림 3.10 Short plate의 위치 변화

Fig. 3.10 Variation of the short plate position.

그림 3.9(b)는 분배기와 혼 안테나간의 결합구조 설계 시 결합창에서의 반사손실을 최소화하기 위하여 Corrugation wall을 삽입한 구조의 설계 파라미터이다. port 2의 도파로의 중앙에서부터 $\lambda_g/4$ 인 약 20 mm($\lambda_g = 79.49$ mm) 떨어진 위치에 Short plate를 위치시키고 Corrugation wall의 높이, Short plate와 Corrugation wall 사이의 거리를 조절하여 설계 주파수 10 GHz에서 반사손실이 최소화 되도록 설계하였다. 이때 Corrugation wall의 두께는 표준 도파관의 두께와 같은 1.3 mm로 고정하였다.

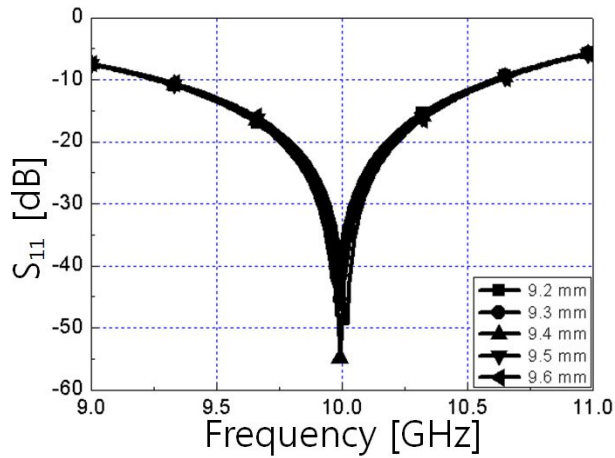
먼저 Corrugation wall의 높이 변화가 반사손실 특성에 어떠한 영향을 미치는지 살펴보기 위하여 기준선으로부터 port 1 방향으로 10 mm떨어진 곳에 위치시키고 Corrugation wall의 높이의 변화를 2.6 mm에서 3.0 mm까지 0.1 mm씩 증가시키면서 시뮬레이션 하였다. 그림 3.11(a)에서 보는 바와 같이 Corrugation wall의 높이가 2.8 mm일 때 반사손실 특성이 -50 dB이하로 양호한 특성을 보이고 있지만, 설계하고자 하는 10 GHz가 아닌 9.94 GHz에서 공진 특성이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

다음으로 중심 주파수를 설계 주파수인 10 GHz로 이동시키기 위하여 Corrugation wall의 위치를 변화시켜가며 그 특성을 관찰하였다. Corrugation wall의 위치를 기준선으로부터 port 1의 방향으로 9.2 mm에서 9.6 mm까지 0.1 mm씩 변화시켜가면서 얻은 결과를 그림 3.11(b)에 나타내었다. 이때 Corrugation wall의 높이는 2.8 mm, 두께는 1.3 mm로 고정하였다. 그림 3.11(b)는 Corrugation wall의 위치가 변화하더라도 반사손실 특성은 -40 dB이하로 거의 영향을 받지 않으면서 공진 주파수 변화에 영향을 미치는 것을 확인할 수 있다. 시뮬레이션 결과 그림 3.12에서와 같이 설계 주파수 10 GHz에서 반사손실 특성이 -44.15 dB로 결합창에서의 반사손실이 작게 나타난다. 이를 통해 분배기를 통해 분배된 전력이 혼 안테나로 전력 손실 없이 효율적으로 전달되는 것을 확인할 수 있다.



(a) Corrugation wall의 높이 변화에 따른 반사손실(S_{11})

(a) Return loss with respect to variation of Corrugation wall height.



(b) Corrugation wall의 위치 변화에 따른 반사손실(S_{11})

(b) Return loss with respect to the distance variation between the short plate and Corrugation wall.

그림 3.11 Corrugation wall의 크기, 위치 변화에 따른 반사손실(S_{11})

Fig. 3.11 Return loss with respect to variation of Corrugation wall height and distance between the short plate and Corrugation wall.

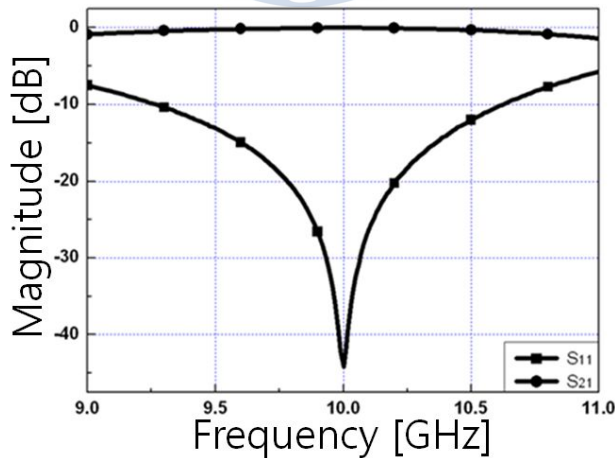
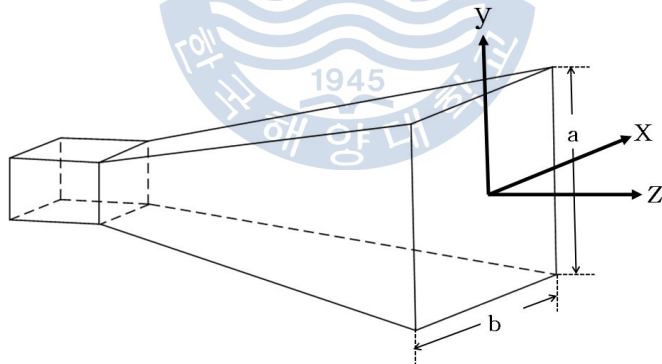


그림 3.12 제안된 구조의 해석 결과

Fig 3.12 Simulation result.

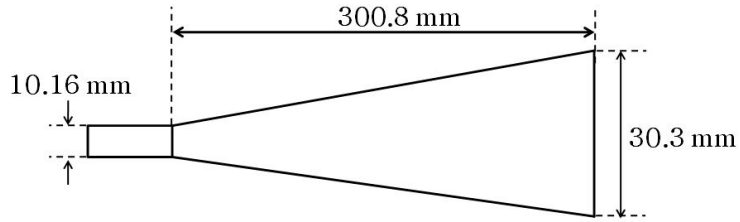
제 4 장 단일 혼 안테나 설계

본 장에서는 방사형 어레이 구조인 6개의 혼 안테나에 적용하기 위한 단일 혼 안테나의 설계이다. 전력 분배기와 방사소자인 도파관 혼 안테나를 결합하는 데 있어서 임피던스 정합이 정확하게 이루어지지 않으면 결합부위에 의한 삽입손실이 크게 나타날 수 있기 때문에 도파관 혼 어레이 안테나에 적용될 단일 혼 안테나의 설계는 주변 안테나에 의한 간섭을 줄이기 위하여 부엽 특성을 최소화하고, 설계 주파수 10 GHz에서 -20 dB이하의 반사손실 특성이 나타나도록 설계하였다. 이때 입력 도파관은 전력 분배기와 같은 WR-90을 사용하였으며, 기본모드(TE_{10})의 전자계가 입력 도파관을 통해 급전되도록 하였다. 그림 4.1은 단일 혼 안테나의 구조를 나타낸 것이다.



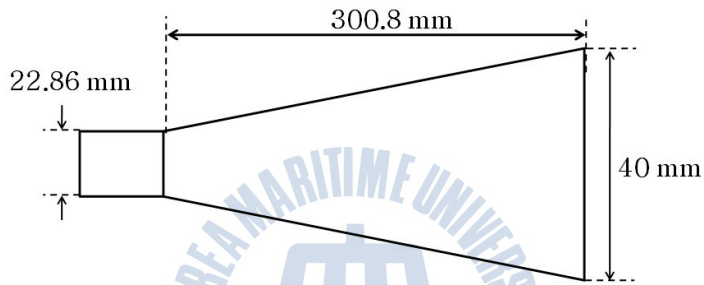
(a) 단일 혼 안테나의 구조

(a) Drawing of single horn antenna.



(b) 측면

(b) side view



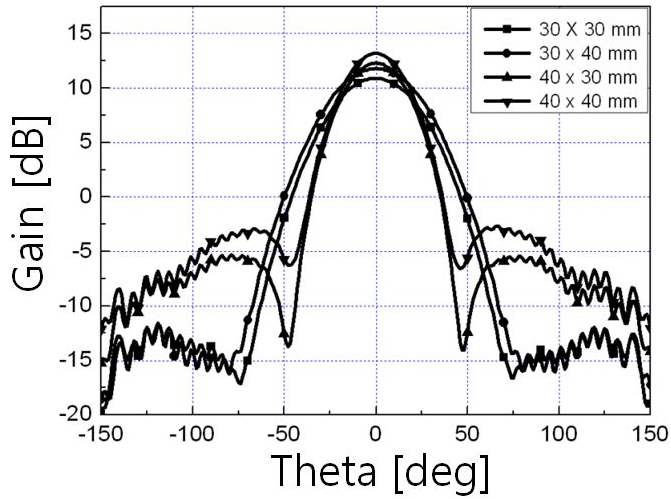
(c) 윗면

(c) top view

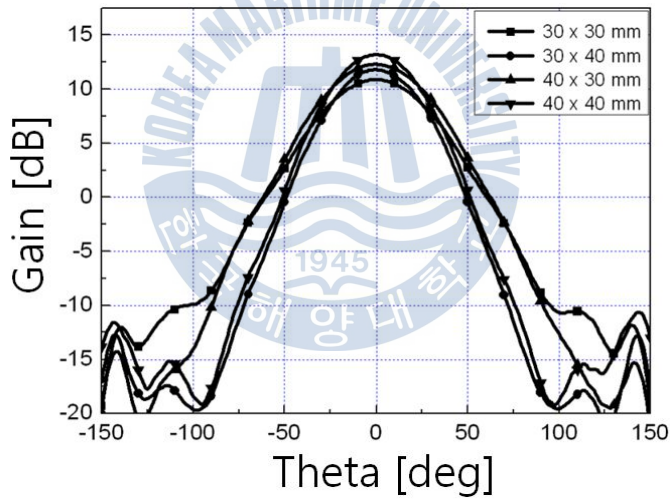
그림 4.1 단일 혼 안테나의 구조

Fig. 4.1 Drawing of single horn antenna.

그림 4.2는 단일 혼 안테나 개구면의 크기 변화에 따른 방사패턴 시뮬레이션 결과이다. 이때 안테나의 길이는 300 mm로 고정하고 시뮬레이션 하였다. 그림 4.2(a)의 결과에서 단일 혼 안테나의 방사 패턴을 살펴보면 개구면의 크기가 30 mm x 30 mm와 30 mm x 40 mm일 때 E면 부엽 레벨이 낮게 나타나는 것을 확인할 수 있으며, 그림 4.2(b)의 H면 방사패턴 결과에서 30 x 40 mm일 때가 30mm x 30 mm일 때 보다 부엽 레벨이 낮게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 4.2의 결과로 단일 혼 안테나 개구면의 크기는 E면과 H면 부엽 레벨이 낮은 30mm x 40 mm로 설정하였다.



(a) E-plane

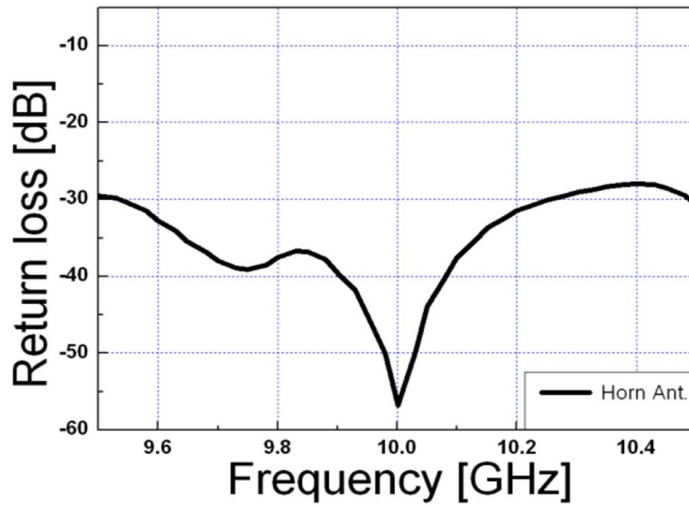


(b) H-plane

그림 4.2 단일 혼 안테나의 방사패턴 시뮬레이션

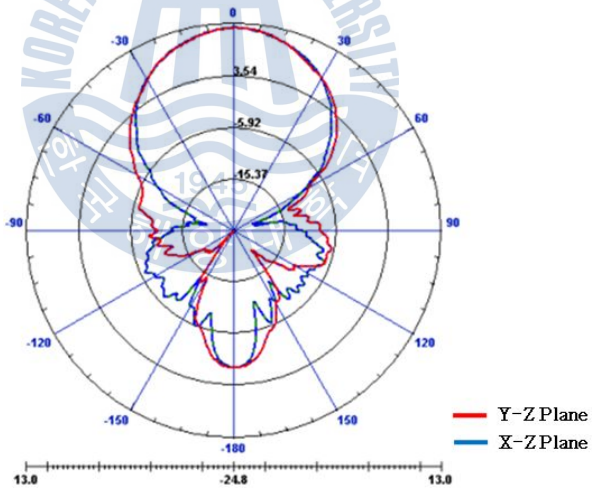
Fig. 4.2 Simulation result of single horn antenna radiation pattern.

다음으로 단일 혼 안테나의 개구면을 30 mm x 40 mm의 크기로 고정하고 혼 안테나의 길이를 조절하여 설계 주파수에서 공진 특성이 나타나도록 설계하였다.



(a) 단일 혼 안테나의 반사손실 시뮬레이션

(a) Simulation result of single horn antenna Return loss.



(b) 단일 혼 안테나의 방사패턴 시뮬레이션

(b) Simulation result of single horn antenna Radiation pattern.

그림 4.3 단일 혼 안테나의 반사손실과 방사패턴 시뮬레이션
 Fig. 4.3 Simulation results of single horn antenna Return loss and Radiation pattern.

그림 4.3은 단일 혼 안테나의 시뮬레이션 결과이다. 혼 안테나의 길이가 300.8 mm이고 E면의 개구면의 크기를 조절하여 설계 주파수 10 GHz에서 정확하게 공진이 일어나도록 설계하였다. 그 결과 반사손실은 10 GHz에서 -56.25 dB이며, 안테나의 방사패턴은 10 GHz에서 최대이득 11.79 dB를 나타낸다.



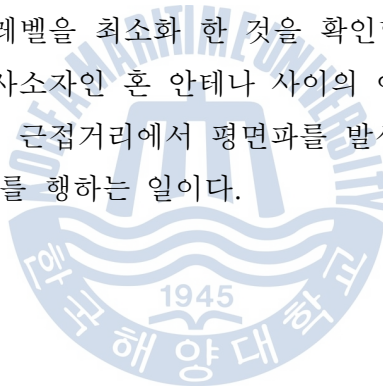
제 5 장 결 론

본 논문에서는 근접거리에서 평면파를 발생하는 도파관 혼 어레이 안테나의 급전부를 설계 및 제작하였다. 2장과 3장에서 6개의 방사소자인 혼 안테나로 전력을 동일하게 분배하기 위한 6-way 전력 분배기에 대한 설계를 제안하였고, 급전부의 반사손실을 감소시키기 위한 방법으로, 유도성 포스트와 유도성 벽을 활용한 두 가지 방법을 제안하였다. 먼저 유도성 포스트가 없는 분배기는 설계 주파수 10 GHz에서 -13.3 dB의 높은 반사손실 특성이 나타나는 반면, 유도성 포스트를 장착하고 급전 핀의 높이와 유도성 포스트의 지름을 조절하면 반사손실이 최소화됨을 확인하였다. 또한 급전 핀과 유도성 포스트 사이의 거리에 따라 중심 주파수가 변하는 것을 확인할 수 있었다. 측정에 활용한 어댑터의 영향을 제거하는 교정 작업을 수행한 후, 실제 제작한 분배기를 측정한 결과 -42.67 dB의 낮은 반사손실 특성을 나타냈고, -20 dB이하 대역폭(9.8 GHz ~ 10.3 GHz)은 500 MHz로 나타나는 것을 확인할 수 있었다. 이때 6개 출력단자의 투과계수는 ± 0.03 dB의 매우 작은 차이를 보였다. 3장에서는 전력 분배기의 특성을 보다 광대역 특성을 나타나게 하기 위하여 유도성 벽을 활용한 설계를 제안하였다. 급전 핀의 높이와 급전 핀과 유도성 벽 사이의 거리를 조절하면 반사손실이 최소화되고 중심 주파수가 변하는 것을 확인할 수 있었다. 측정 결과 10.54 GHz에서 -43.94 dB의 반사손실을 나타내고, -20 dB이하 대역폭(10.0 GHz ~ 11.6 GHz)이 1.6 GHz로 유도성 포스트를 이용한 전력 분배기의 대역폭(500 MHz)보다 광대역 특성이 나타나는 것을 확인할 수 있었다.

3.3.1절에서는 전력 분배기와 방사소자인 혼 안테나 간의 결합구조에 대한 설계를 제안하였다. 중단부의 Short plate에 의한 반사손

실을 최소화하기 위하여 도파관 바닥면에 Corrugation wall을 삽입하는 방법을 통해 설계 주파수 10 GHz에서 -44.15 dB로 종단부에 의한 반사손실을 최소화하고 방사소자로 전력 전달 효율을 최대화하는 구조를 설계하였다.

4장에서는 전력 분배기와 결합하는 단일 혼 안테나에 대한 설계를 하였고, 개구면의 크기가 30.3 mm x 40 mm, 길이가 300.8 mm인 혼 안테나를 설계하여, 설계하고자 하는 주파수 대역에서 -20 dB이하의 반사손실을 보이고 중심 주파수 10 GHz에서 -56.25 dB로 임피던스 정합이 잘되었음을 확인할 수 있다. 또한 방사패턴에서 부엽 레벨이 주 빔의 레벨보다 약 25 dB 이상이 차이를 통하여 부엽 레벨을 최소화 한 것을 확인할 수 있다. 향후 연구방향은 6개의 방사소자인 혼 안테나 사이의 이격 거리 변화에 따른 특성을 관찰하여 근접거리에서 평면파를 발생하는 도파관 혼 어레이 안테나의 설계를 행하는 일이다.



참고문헌

- [1] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas for All Applications*, 3rd Ed., Boston, McGraw-Hill, 2002.
- [2] G. E. Evans, *Antenna Measurement Techniques*, Boston, Artech House, 1990.
- [3] I. L. Vilenko, A. A. Meduhin, Yu. A. Suserov, A. K. Tobolev, and A. V. Shishlov, "Reconstruction of antenna radiation pattern by using data of measurements in a Fresnel region with test facility intended for far-field measurements," *Antennas (Russian Journal)*, pp. 46-52, Jan. 2005.
- [4] S. -S. Oh, J. -M. Kim, and J. -H. Yun, "Antenna measurement on cylindrical surface in Fresnel region using direct far-field measurement system," *ETRI Journal*, vol. 29, no. 2, pp. 135-142, April 2007.
- [5] S. -S. Oh, J. -M. Kim, J. -H. Yun, and S. -Y. Kang, "Antenna measurement method in Fresnel region by ϕ -variation scanning," *IEEE Antennas Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 206-209, 2008.
- [6] J. P. Mckay and Y. Rahmat-Samii, "Fresnel-field range design: array element pattern considerations" in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium Digest*, vol. 1, pp. 20-24, June 1994.
- [7] K. J. Russell, "Microwave power Combining Techniques", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 27, no. 5, May 1979.

- [8] J. Hirokawa, M. Ando, and N. Goto, "A waveguide π -junction with an inductive post," *IEICE Trans. Electronics*, vol. E75-C, no. 3, pp. 348-351, March 1992.
- [9] 민경식, 김광욱, 김동철, 임학규 "유도성 벽을 이용한 π 분기형 일층구조 급전도파관 어레이의 설계" 한국전자과학회논문지, 12(2) pp. 257-267, 2001년 2월.
- [10] K. Song, Y. Fan, and Z. He, "Broadband radial waveguide spatial combiner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, no. 2, pp. 73-75, Feb. 2008.
- [11] J. M. Denoual, A. Peden, B. Della, and J.-Ph. Frayssse, "16-way radial divider/combiner for solid state power amplifiers in the K band," in *Proceedings of the 38th European Microwave Conference*, pp. 345-348, Oct. 2008.
- [12] C. li, Z. Shen, and C.L. Law, "A two-step calibration technique for measuring s-parameters of transitional structures," *Microw. Opt. Tech. Lett.*, vol. 37, no. 2, pp. 132-135, April 2003.
- [13] Series 37XXXD Vector Network Analyzer Operation Manual, Anristu, 2007.