



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](#)

碩士學位論文

다층 마이크로스트립 기술에 기반한
광대역 버틀러 4×4 빔 성형 네트워크
구현

濟州大學校 大學院

通信工學科

李 東 學

2017年 2月

목 차

Abstract	1
I. 서론	2
II. 버틀러 매트릭스	4
1. 빔 성형 네트워크	4
2. 버틀러 매트릭스의 구조	5
3. 버틀러 매트릭스의 구성요소	7
1) 3단 브랜치 선로 결합기	7
2) 슬롯-결합 방향성 결합기	11
3) -45° 위상 천이기	16
4. 버틀러 매트릭스의 동작특성	17
5. 버틀러 매트릭스의 빔 성형 특성 분석	18
III. 버틀러 매트릭스 설계	22
1. 3단 브랜치 선로 결합기	23
2. 슬롯-결합 방향성 결합기	24
3. 4×4 버틀러 매트릭스	26
IV. 시뮬레이션 결과	27
1. 3단 브랜치 선로 결합기	27

2. 슬롯-결합 방향성 결합기	29
3. 4×4 버틀러 매트릭스	30
V. 제작된 회로의 측정 결과 비교 및 분석	36
VI. 버틀러 매트릭스의 빔 성형 특성 분석	45
VII. 결론	52
References	53

List of Tables

Table 1. Output signal properties of butler matrix according to each input port.	17
Table 2. The properties of substrate.	22
Table 3. Design parameters of three-branch line coupler.	23
Table 4. Design parameters of slot-coupled directional coupler.	25
Table 5. Simulation performance of the proposed 4×4 butler matrix.	35
Table 6. Output properties of the butler matrix at 2.6 GHz.	45
Table 7. Output properties of the butler matrix at 2.18 GHz.	47
Table 8. Output properties of the butler matrix at 2.78 GHz.	49

List of Figures

Figure 1. A conventional 4×4 butler matrix.	5
Figure 2. The proposed 4×4 butler matrix.	6
Figure 3. Even-odd mode analysis applied to a three-branch line coupler.	8
Figure 4. The geometrical structure of a slot-coupled directional coupler.	11
Figure 5. The electric field distributions of a slot-coupled directional coupler.	12
Figure 6. Equivalent circuit for the slot-coupled lines located on the top and bottom layer.	12
Figure 7. Isotropic point sources positioned along the x axis.	18
Figure 8. Array patterns of a four-element array positioned along the x axis.	19
Figure 9. Theoretical beam patterns of an array antenna composed of the rectangular microstrip patches.	20
Figure 10. The structure of double-layered microstrip substrate.	22
Figure 11. Layout pattern of three-branch line coupler.	23
Figure 12. Coupling coefficient according to the ratio of the line width vs. substrate height.	24
Figure 13. Layout pattern of slot-coupled directional coupler.	25
Figure 14. Layout pattern of the proposed 4×4 butler matrix.	26
Figure 15. Simulation results of three-branch line coupler when feeding into the port 1.	28
Figure 16. Simulation results of the slot-coupled directional coupler when feeding into the port 1.	29
Figure 17. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 1.	31

Figure 18. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 2.	32
Figure 19. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 3.	33
Figure 20. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 4.	34
Figure 21. The fabricated 4×4 butler matrix.	36
Figure 22. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 1.	37
Figure 23. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 2.	38
Figure 24. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 3.	39
Figure 25. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 4.	40
Figure 26. Comparison between simulation results and measured results for the return loss when feeding into each input port.	41
Figure 27. The results of phase difference between output ports when feeding into each input port.	43
Figure 28. The results of radiation pattern when feeding into each input port at 2.6 GHz.	46
Figure 29. The results of radiation pattern when feeding into each input port at 2.18 GHz.	48
Figure 30. The results of radiation pattern when feeding into each input port at 2.78 GHz.	50

Abstract

The Butler matrix, which is a feeding system of the beamforming networks, is capable of adjusting the beam direction of array antenna. The beam pattern of array antenna is determined by the magnitude and phase of feeding signal, and interval between antenna elements. Therefore, the magnitude and phase of feeding signal supplied to Butler matrix is used for adjusting the beamforming direction. Since the feeding signal decides on the performance of Butler matrix, designing each component such as the directional coupler, phase shifter and crossover is very important.

In this paper, we propose design methodology for the 4×4 Butler matrix to reduce its overall size and improve the performance. The techniques combining three-branch line directional couplers with slot-coupled directional couplers are introduced to extend the limited narrow bandwidth. Especially, in order to minimize the size of beamforming network, the Butler matrix circuit is constructed in a multilayer technology and designed without using a crossover which is one of the essential matrix components. The structural problems caused by multilayer composition are resolved by using the slot-coupled directional coupler. Finally, the Butler matrix was designed and fabricated on double layer microstrip transmission line by the proposed configuration. And also, the simulation results and the measured results were compared for performance analysis each other. As a result, the proposed matrix has good performance that the relative bandwidth, maximum return loss, insertion loss and progressive phase shift are 24 %, 15.76 dB, 6.5 ± 0.8 dB and $\pm 9.5^\circ$ in operating frequency band, respectively. Also, the beam pattern according to each input has good coverage with a half power beamwidth of 30° within a range of 120° sector for mobile base station.

I. 서론

최근 들어 고속이동 환경에서도 무선 단말기를 이용하는 사용자들이 급격히 증가하면서 다양한 멀티미디어 서비스와 대용량의 데이터 서비스를 처리하는 초고속 무선통신 시스템이 요구되고 있다. 이러한 요구를 해결하기 위한 핵심 기술로는 다중 경로 페이딩의 영향을 줄여 채널용량을 증대시킬 수 있는 MIMO(multiple input and multiple output) 기술과 주파수의 이용 효율을 높이고 다중 통신 신호간의 간섭을 줄일 수 있는 스마트 안테나 기술이 있다. MIMO 기술과 스마트 안테나 기술에 필요한 빔 성형 네트워크(beamforming network)는 배열 안테나의 빔 방향을 단말기의 이동 방향에 따라 적절하게 조정할 수 있다. 따라서 빔 성형 네트워크는 배열 안테나에 인가되는 급전 신호들의 크기와 위상을 조정하여 다양한 방향으로 빔을 형성할 수 있는 급전 시스템이다. 빔 성형 네트워크의 종류로는 버틀러 매트릭스(Butler matrix), 블라스 매트릭스(Blass matrix), 노런 매트릭스(Nolen matrix), 로트만 렌즈(Rotman lens) 등이 있다. 이 중에서 버틀러 매트릭스는 신호를 인가하는 입력포트의 위치에 따라 서로 인접한 출력포트들 간에 신호의 크기와 위상차를 계획된 값으로 만들어 배열 안테나에 급전되는 신호의 위상을 다르게 공급하여 빔의 방향을 조정하는 회로로 사용된다. 이 매트릭스는 주로 마이크로스트립 선로로 구성되기 때문에 PCB(printed circuit board)로 비교적 구현이 용이하고, 다른 기술들에 비해서 필요한 구성 요소들이 적다는 장점을 가지고 있다. 하지만 일반적인 설계에서 기존의 버틀러 매트릭스는 구성 요소인 90° 하이브리드 결합기와 크로스오버가 브랜치 선로 구조로 설계되기 때문에 좁은 동작대역을 가지며 브랜치 선로의 구조상 $\lambda/4$ 길이의 선로들로 구성되므로 회로의 크기가 커지는 단점이 있다. 따라서 근래에는 버틀러 매트릭스의 구조체를 개선하여 회로의 크기를 줄이는 다양한 방법들을 연구하고 있으며, 특히 매트릭스의 구성요소인 방향성 결합기의 성능을 광대역 주파수에서 동작하도록 개선함으로써 초고속 멀티미디어 서비스에서도 빔 성형이 가능하도록 설계하는 데에 연구의 초점이 맞추어지고 있다.

최근에는 광대역 특성을 얻기 위한 하나의 방편으로 버틀러 매트릭스의 구성요소

인 방향성 결합기와 크로스오버를 다단 브랜치 선로 결합기로 구성하여 광대역 특성을 얻는 연구가 발표되었다[1-2]. 하지만 광대역 특성을 얻기 위해 매트릭스의 요소들을 다단 브랜치로 구성할 경우, 90° 하이브리드 결합기는 최소 3단, 크로스오버는 최소 5단으로 구성해야함으로 회로의 크기가 기존의 버틀러 매트릭스보다 커지는 단점이 있다. 또 다른 한편으로는 마이크로스트립 선로 간의 슬롯 결합을 토대로 다양한 구조의 방향성 결합기와 크로스오버를 구성하여 버틀러 매트릭스가 광대역 특성을 가지면서도 동시에 크기를 줄일 수 있는 방법들이 연구되고 있다[3-7]. 이 연구들은 크로스오버를 대신하여 신호를 선로와 선로 사이의 슬롯에 의한 결합으로 전달하기 때문에 신호의 위상이 왜곡되며, 삽입손실이 커지는 단점을 갖는다. 이 밖에도 마이크로스트립 기술을 도파관처럼 활용한 CPW(coplanar waveguide) 기술과 SIW(substrate integrated waveguide) 기술을 이용하여 광대역 특성을 얻는 다양한 방법들이 있다[8-15].

문헌 [3-7]에서 제안한 버틀러 매트릭스들은 회로의 크기가 작고 광대역 특성을 얻을 수 있다는 장점이 있지만, 앞단과 뒷단에 배치되는 방향성 결합기의 연결에서 크로스오버를 대신하여 선로와 선로 사이의 신호를 슬롯 결합 형태로 전달하기 때문에 삽입손실이 커지고 출력신호의 크기와 위상오차가 커지는 단점이 있다. 이러한 단점은 버틀러 매트릭스의 출력신호가 배열 안테나의 급전 신호로 사용될 때 빔 패턴에 영향을 주기 때문에 최소화하는 것이 바람직하다. 따라서 본 논문에서는 앞에서 언급한 단점을 개선하기 위해 버틀러 매트릭스의 구성요소 중 앞단에 배치되는 두 개의 방향성 결합기를 슬롯-결합 형태의 방향성 결합기가 아닌 단층기판에서 구성되는 브랜치 선로 구조로 설계한다. 또한, 브랜치 선로 구조의 제한적인 대역폭을 개선하기 위해 브랜치 선로를 다단으로 구성한다. 제안한 버틀러 매트릭스의 구조는 3단 브랜치 선로 결합기와 슬롯-결합 방향성 결합기의 사용으로 크로스오버 없이 설계가 가능하며, 앞단과 뒷단에 배치되는 방향성 결합기가 선로를 통해서 연결되기 때문에 위에서 언급한 단점들을 보완할 수 있다. 제안한 버틀러 매트릭스는 LTE 주파수 대역에서의 동작을 위해 2.6 GHz를 기준으로 설계하며, 설계에 따른 시뮬레이션 결과와 제작된 회로의 측정 결과를 비교하고 분석한다. 또한 빔 성형 특성을 분석하기 위해 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 배열 안테나의 급전 신호로 사용하고, 이에 따라 형성되는 빔 패턴을 시뮬레이션을 통하여 계산하고 비교한다.

II. 버틀러 매트릭스

1. 빔 성형 네트워크

빔 성형 네트워크는 기본적으로 배열 안테나의 복사패턴에 영향을 주는 요소들을 조정하여 빔 패턴을 원하는 방향으로 성형시키기 위한 시스템이다. 배열 안테나의 복사패턴을 결정하는 데 영향을 주는 요소는 다음과 같이 5가지가 있다[16].

- 1) 선형, 원형, 평면형, 구형 배열에 따른 기하학적 배치
- 2) 각 배열 소자들 간의 거리
- 3) 각 배열 소자의 급전 신호의 크기
- 4) 각 배열 소자의 급전 신호의 위상
- 5) 각 배열 소자의 단일 패턴

첫째는 선형, 원형, 평면형, 구형 등과 같이 배열 안테나 소자의 기하학적 배치 형태이다. 선형과 원형 배열은 1차원적인 배열구조이며, 평면형과 구형 배열은 2차원과 3차원 배열 구조를 갖는다. 둘째는 배열 소자인 단일 안테나의 소자 간의 간격이다. 배열 소자 간의 간격은 공간으로 복사되는 전자파를 모으거나 분산시킬 수 있다. 셋째는 배열 소자인 각각의 안테나에 공급되는 급전 신호의 크기이다. 이 급전 신호의 크기가 모든 배열 소자에 균일하게 공급되면 주엽(main lobe)과 부엽(minor lobe)의 비가 감소하고 지향성과 이득이 감소한다. 따라서 이항다항식 분포, 체비셰프 다항식 그리고 테일러 선소법과 같은 비균일 전류분포 식을 적용하여 부엽을 줄이고 이득과 지향성을 향상시킨다. 넷째는 배열 소자에 공급하는 급전 신호의 위상이다. 각 소자에 공급하는 급전 신호의 위상을 같게 하거나 다르게 하는 것으로 공간으로 복사하는 전자파의 빔 방향이 결정되며, 이를 이용하여 빔의 방향을 전자적으로 조절할 수 있다. 다섯째는 배열 안테나를 구성하는 단일 안테나 소자의 패턴이다. 단일 안테나의 패턴은 빔의 방향을 결정하는 기본 인자로서 앞에서 언급한 배열 인자들과 결합하여 빔 조향 특성을 결정한다.

빔 성형 네트워크 중 하나인 버틀러 매트릭스는 위의 요소들 중에 마지막 요소를 제외한 나머지를 조정할 수 있다. 버틀러 매트릭스의 기하학 구조를 어떻게 설계하느냐, 그리고 출력포트 간 간격을 어떻게 조정하느냐에 따라 배열의 형태와 안테나 간에 간격을 결정할 수 있으며, 버틀러 매트릭스의 내부 구성에 따라서 각 안테나로 급전되는 신호의 크기와 위상이 결정되게 된다. 따라서 각 요소들을 어떻게 설계할 것인가에 대한 부분은 배열 안테나의 빔 패턴을 성형하는데 중요한 요소가 된다.

2. 버틀러 매트릭스의 구조

다중 빔 패턴을 성형시키는 버틀러 매트릭스는 N개의 입력과 N개의 출력을 가지며, 일반적으로는 $N = 4, 8, 16$ 의 값으로 설계한다. N의 값에 따라 버틀러 매트릭스가 조정할 수 있는 빔의 방향은 N개의 방향을 가지며, N이 클수록 조정할 수 있는 빔의 방향은 늘어나지만 반대로 설계가 복잡해진다. 본 논문에서는 $N = 4$ 인 4×4 버틀러 매트릭스를 설계한다.

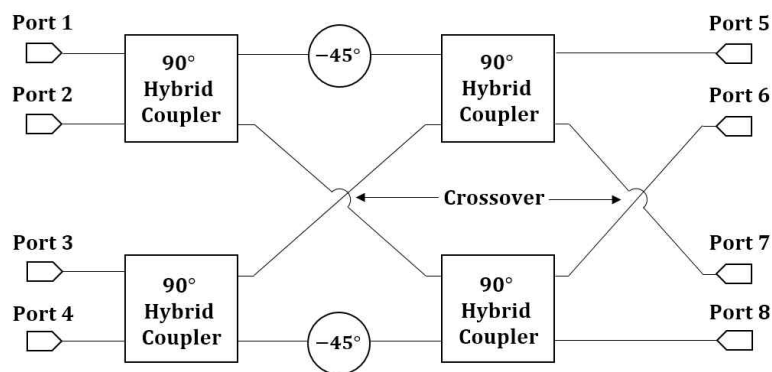


Figure 1. A conventional 4×4 butler matrix.

그림 1은 단층 기판 구조에서 설계되는 일반적인 4×4 버틀러 매트릭스의 구조와 구성요소들을 나타낸 것으로 90° 하이브리드 결합기 4개, 크로스오버 2개, -45° 위상 천이기 2개로 구성된다. 일반적인 설계에서 이들 구성요소 중 90° 하이브리드 결합기와 크로스오버는 마이크로스트립에서 각각 2단과 3단 브랜치 선로 구조의 결합기

형태로 설계하며, -45° 위상 천이기의 경우는 선로의 길이를 조정하는 것으로 원하는 위상차를 갖도록 설계한다. 하지만 90° 하이브리드 결합기와 크로스오버를 각각 2단과 3단 브랜치 선로 구조로 설계하게 되면 좁은 동작대역 특성 때문에 버틀러 매트릭스의 동작대역 또한 협대역으로 나타나며, 브랜치 선로 구조상 $\lambda/4$ 의 길이를 갖는 선로로 구성되기 때문에 버틀러 매트릭스의 전체적인 크기 또한 커지게 되는 단점을 갖는다. 따라서 본 논문에서는 버틀러 매트릭스의 전체적인 특성과 크기를 개선하기 위해 기존의 90° 하이브리드 결합기의 협대역 특성을 개선하고 2층 기판 구조에서 슬롯-결합 방법을 이용하여 보다 효율적으로 버틀러 매트릭스를 설계함으로써 회로의 크기 또한 개선하고자 한다.

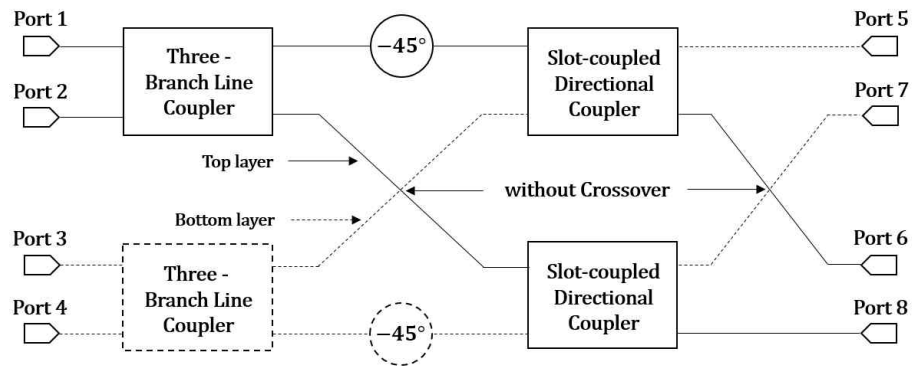


Figure 2. The proposed 4×4 butler matrix.

그림 2는 본 논문에서 고안한 버틀러 매트릭스의 구조이다. 이 버틀러 매트릭스는 2층 기판 구조에서 설계되며, 이 경우 단층 기판 구조에서 필연적으로 사용되는 크로스오버를 구성하지 않아도 설계가 가능하기 때문에 회로의 크기를 줄일 수 있는 장점이 있다. 회로에 구성되는 방향성 결합기의 경우, 앞단에 배치된 2개의 결합기는 3단 브랜치 선로 결합기를 사용하여 기존의 2단 브랜치 선로 결합기의 제한적인 대역폭을 개선하며, 뒷단에 배치된 결합기의 경우는 슬롯-결합 방향성 결합기를 사용하여 구성에 따른 구조적 문제점을 해결하는 동시에 방향성 결합기의 역할을 수행하도록 한다. 그림에서 실선과 점선은 2층 기판 구조에서 윗면과 아랫면에 배치되는 회로를 나타낸 것으로 두 개의 3단 브랜치 선로 결합기는 크로스오버가 없이 선

로가 지나갈 수 있도록 각각 윗면과 아랫면에 배치되며, 이로 인하여 뒷단에 위치한 결합기에서 두 개의 입력포트가 각각 윗면과 아랫면에 배치되는 문제점을 슬롯-결합 방향성 결합기를 사용함으로써 해결한다. 따라서 본 논문에서 제안한 버틀러 매트릭스는 기존의 버틀러 매트릭스보다 넓은 대역을 가지며 전체적인 회로의 크기 또한 줄일 수 있다.

3. 버틀러 매트릭스의 구성요소

1) 3단 브랜치 선로 결합기

마이크로파 회로에서 잘 알려져 있는 그림 3의 90° 하이브리드 결합기는 하나의 입력포트로 인가된 신호가 포트 2(통과포트)와 포트 3(결합포트)에 각각 절반씩 나뉘어 전달되고 두 출력포트 간 90°의 위상차를 갖는 방향성 결합기이다. 90° 하이브리드 결합기는 주로 마이크로스트립 선로에서 2단 브랜치 선로 구조로 설계된다. 하지만 $\lambda/4$ 길이의 필수조건 때문에 2단 브랜치 선로 결합기의 대역폭은 10% 이내이므로 버틀러 매트릭스의 구성요소로 사용할 경우 원하는 동작 범위 내에서 빔 스위칭 효과를 볼 수 없다는 단점을 갖는다. 따라서 보다 넓은 대역에서 동작하기 위해서는 브랜치 선로를 다단으로 구성하여야 한다[17].

브랜치 선로 구조의 결합기는 브랜치 선로를 구성하는 각 선로들의 임피던스에 따라 포트 3에 나타나는 신호의 결합계수가 결정되기 때문에 각 선로의 임피던스를 어떻게 설정하느냐가 중요하다. 원하는 결합계수를 얻기 위한 각 선로의 임피던스는 회로에 우수-기수 모드 해석법을 적용하여 구할 수 있다.

그림 3은 3단 브랜치 선로 구조에서 선로의 임피던스 조건에 따라 입력과 출력 포트 간의 결합계수가 결정되므로 해석의 편이를 위해 우수-기수 모드 해석법을 적용한 회로이다. 각 선로의 임피던스는 Y_0 로 정규화된 어드미턴스로 표현하였으며, 각 포트의 정규화된 어드미턴스는 1이 된다. 여기서 회로를 구성하는 각 선로들의 길이는 $\lambda/4$ 이며, $y_{a,b,c}$ 는 각 선로의 정규화된 어드미턴스, A_n 은 각각의 포트에 나타나는 신호를 나타낸다.

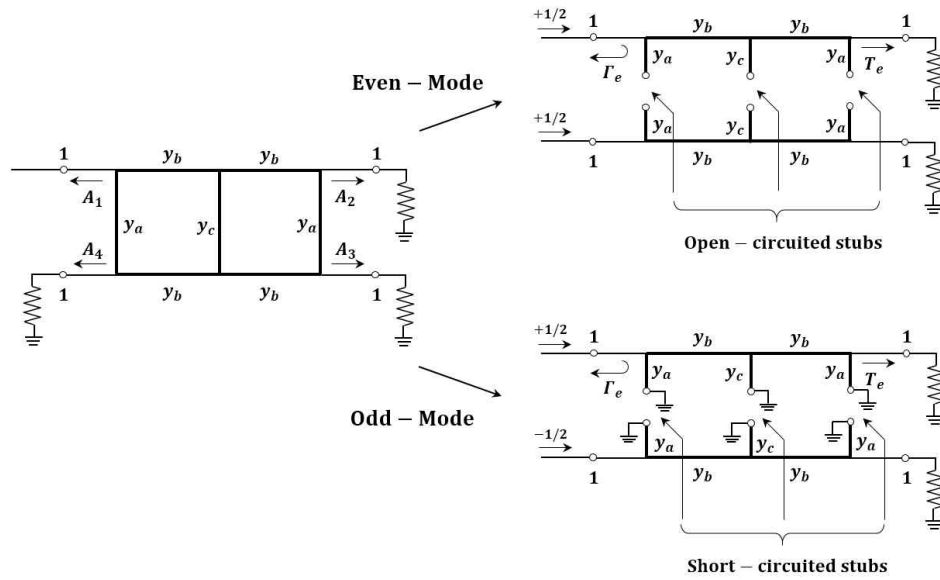


Figure 3. Even-odd mode analysis applied to a three-branch line coupler.

우수-기수 모드 해석법을 적용하면 그림 3의 4포트 회로는 급전의 대칭성 또는 비대칭성으로 인해 두 개의 분리된 2포트 회로로 바꿀 수 있다. 우수모드의 경우는 급전의 대칭성으로 인해 세로로 놓인 선로에는 전류가 0이 되어 등가적으로 개방 스텐브로 표현할 수 있으며, 기수모드의 경우에는 급전의 비대칭성으로 인해 세로로 놓인 선로에 전류가 최대 나타나기 때문에 단락 스텐브로 등가화 된다. 이들 2포트에서 신호의 크기는 $\pm 1/2$ 이므로 브랜치 선로의 각 포트에 나타나는 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$A_1 = \frac{1}{2} \Gamma_e + \frac{1}{2} \Gamma_o \quad (1-1)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} T_e + \frac{1}{2} T_o \quad (1-2)$$

$$A_3 = \frac{1}{2} T_e - \frac{1}{2} T_o \quad (1-3)$$

$$A_4 = \frac{1}{2} \Gamma_e - \frac{1}{2} \Gamma_o \quad (1-4)$$

여기서 $\Gamma_{e,o}$ 와 $T_{e,o}$ 는 각각 우수모드 일 때와 기수모드 일 때의 반사계수와 투과계수이다. 2포트 회로로 나누어진 회로의 각 부분을 ABCD 파라미터로 나타내어 매트릭스를 계산하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} \frac{y_a y_c}{y_b^2} - 1 & -j \frac{y_c}{y_b} \\ -j \left(2y_a - \frac{y_a^2 y_c}{y_b^2} \right) & \frac{y_a y_c}{y_b^2} - 1 \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} \frac{y_a y_c}{y_b^2} - 1 & j \frac{y_c}{y_b} \\ j \left(2y_a - \frac{y_a^2 y_c}{y_b^2} \right) & \frac{y_a y_c}{y_b^2} - 1 \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

식 (2-1)은 우수모드, 그리고 식 (2-2)는 기수모드 일 때 계산된 ABCD 파라미터이다. 이 식들은 산란 파라미터로 변환할 수 있으며, 산란 파라미터에서 S_{11} 에 해당되는 반사계수(Γ)와 S_{21} 에 해당되는 투과계수(T)의 변환 관계는 다음과 같다.

$$\Gamma_{e,o} = \left(\frac{A+B-C-D}{A+B+C+D} \right)_{e,o} \quad (3-1)$$

$$T_{e,o} = \left(\frac{2}{A+B+C+D} \right)_{e,o} \quad (3-2)$$

식 (3)을 이용하면 우수모드, 기수모드에 해당되는 반사계수와 투과계수를 계산할 수 있다. 계산된 반사계수와 투과계수를 식 (1)에 적용하여 각 포트에 나타나는 신호가 원하는 특성을 갖도록 한다. A_1 과 A_4 는 포트 1(입력포트)과 포트 4(격리포트)에 나타나는 신호로 90° 하이브리드 결합기로서 동작하기 위해서는 정합 또는 격리되어야 한다. 식 (2)의 ABCD 매트릭스에서 $A=D$ 이기 때문에 $B=C$ 를 만족하면 $\Gamma_{e,o}=0$ 이 되어서 원하는 특성을 얻을 수 있다. 따라서 $B=C$ 가 되기 위한 각 선로

의 어드미턴스 관계는 다음과 같다.

$$y_c = \frac{2y_a y_b^2}{1 + y_a^2} \quad (4)$$

포트 2와 포트 3에 나타나는 신호인 A_2 와 A_3 는 식 (3-2)를 계산한 다음에 식 (1-2)와 (1-3)에 대입하여 계산할 수 있으며, 식 (4)를 만족할 때 각 포트에 나타나는 신호는 다음과 같다.

$$A_1 = 0 \quad (5-1)$$

$$A_2 = \left(\frac{2y_a^2}{1 + y_a^2} - 1 \right) e^{j0} \quad (5-2)$$

$$A_3 = \frac{2y_a}{1 + y_a^2} e^{j\frac{\pi}{2}} \quad (5-3)$$

$$A_4 = 0 \quad (5-4)$$

위 결과로부터 식 (5-1)과 (5-4)는 포트 1과 포트 4가 정합 또는 격리되었음을 의미하고, 식 (5-2)와 (5-3)에서 포트 2와 포트 3은 90°의 위상차를 가지며 선로의 어드미턴스 y_a 에 의해 결합계수가 결정된다는 것을 알 수 있다. 따라서 입력과 출력 포트 간의 결합량을 표현하는 결합계수 C 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$C = \frac{2y_a}{1 + y_a^2} \quad (6)$$

3단 브랜치 선로 구조에서 포트 2와 포트 3이 3 dB로 결합되는 동시에 90°의 위상차를 가지며 포트 1이 정합되고 포트 4가 격리되기 위한 각 선로의 어드미턴스 조건은 다음과 같다.

$$y_a = \sqrt{2} - 1 \quad (7-1)$$

$$y_b = y_c = \sqrt{2} \quad (7-2)$$

여기서 y_a , y_b , y_c 는 Y_0 로 정규화된 각 선로의 어드미턴스 값으로, $Y_0 = 1/Z_0$, $Z_0 = 50$ Ω이다. 식 (7-1)과 (7-2)를 임피던스 값으로 변환하여 나타내면 y_a 는 120.71 Ω이고 $y_b = y_c$ 는 35.35 Ω이 된다.

2) 슬롯-결합 방향성 결합기

고안한 버틀러 매트릭스 구조에서 슬롯-결합 방향성 결합기를 사용하는 이유는 일반적인 단층 기판 구조에서 필연적으로 구성해야 하는 크로스오버를 사용하지 않음으로써 생기는 구조적 문제점을 보완하고 회로의 구조를 단순화하는 동시에 전체적인 크기를 줄이기 위함이다. 크로스오버가 없는 버틀러 매트릭스를 구현하기 위하여 앞단에 위치하는 3단 브랜치 선로 결합기가 각각 2층 기판 구조의 윗면과 아랫면에 배치된다. 따라서 뒷단에 배치되는 결합기와 연결되는 두 개의 입력이 각각 윗면과 아랫면에 놓이게 되는 문제점이 발생한다. 이러한 문제점 때문에 기존의 방향성 결합기는 사용할 수 없다. 본 논문에서 제안하는 슬롯-결합 방향성 결합기의 구조는 그림 4에 나타내었다.

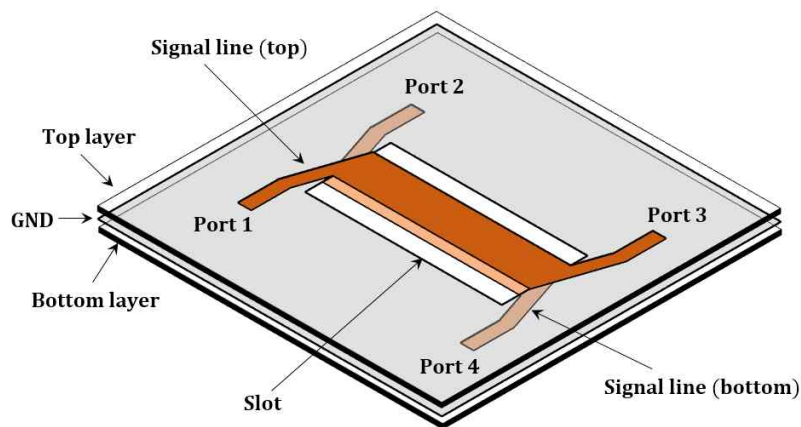


Figure 4. The geometrical structure of a slot-coupled directional coupler.

슬롯-결합 방향성 결합기는 구조적 문제점을 해결하는 동시에 방향성 결합기로서의 역할을 수행할 수 있도록 두 개의 선로를 각각 윗면과 아랫면에 포개어 위치시키고 유전체와 유전체 사이에 위치한 접지면에 직사각형 모양의 슬롯을 뚫어 상호 결합에 의해서 절반의 신호에너지가 결합포트로 전달되도록 구성한다.

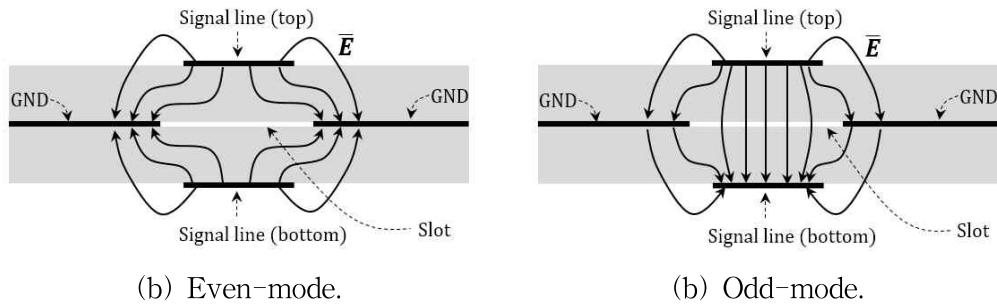


Figure 5. The electric field distributions of a slot-coupled directional coupler.

그림 5는 접지면에 직사각형 슬롯을 뚫었을 때 두 선로 사이에 나타나는 우수-기수 모드의 전계분포를 나타낸 그림이다. 그림 5(a)는 우수모드의 전계분포로 두 선로의 전위차가 같기 때문에 두 선로 간에 결합이 생기지 않는다. 반면에 그림 5(b)는 기수모드의 전계분포로 두 선로의 전위차 때문에 두 선로 간에 결합이 발생한다. 따라서 이러한 구조는 충분히 방향성 결합기로서 설계가 가능하며 두 선로가 각각 윗면과 아랫면에 위치하기 때문에 두 입력포트의 위치를 윗면과 아랫면에 위치시킬 수 있으므로 구조적 문제점을 해결할 수 있다.

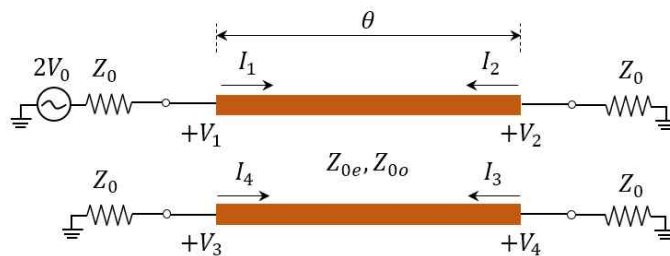


Figure 6. Equivalent circuit for the slot-coupled lines located on the top and bottom layer.

그림 6은 슬롯-결합 방향성 결합기를 전기회로 관점에서 표현한 등가회로이다. 각각 윗면과 아랫면에 위치한 선로의 전압 결합계수는 두 선로에 우수-기수 모드 해석법을 적용하여 구할 수 있다[17]. 중첩의 원리에 의하여 포트 1의 급전은 우수모드 급전과 기수모드 급전의 합으로 다룰 수 있다.

대칭성으로부터 우수모드에서는 $I_1^e = I_3^e$, $I_4^e = I_2^e$, $V_1^e = V_3^e$, $V_4^e = V_2^e$ 이고, 기수모드에서는 $I_1^o = -I_3^o$, $I_4^o = -I_2^o$, $V_1^o = -V_3^o$, $V_4^o = -V_2^o$ 이며, 따라서 결합기의 포트 1에서 입력 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_1^e + V_1^o}{I_1^e + I_1^o} \quad (8)$$

포트 1의 우수모드 입력 임피던스를 Z_{in}^e 라 하고 기수모드 임피던스를 Z_{in}^o 라 하면 각 모드는 특성 임피던스 Z_{0e} 또는 Z_{0o} 인 선로가 부하 임피던스 Z_0 로 종단된 것으로 볼 수 있기 때문에 선로의 입력 임피던스는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan \theta}{Z_{0e} + jZ_0 \tan \theta} \quad (9-1)$$

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan \theta}{Z_{0o} + jZ_0 \tan \theta} \quad (9-2)$$

전압 분배법칙에 의해 입력포트에서의 우수-기수 모드 전압과 전류는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_1^o = V_0 \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \quad (10-1)$$

$$V_1^e = V_0 \frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (10-2)$$

$$I_1^o = \frac{V_0}{Z_{in}^o + Z_0} \quad (10-3)$$

$$I_1^e = \frac{V_0}{Z_{in}^e + Z_0} \quad (10-4)$$

식 (8)에 이 결과들을 대입하면

$$Z_{in} = \frac{Z_{in}^o(Z_{in}^e + Z_0) + Z_{in}^e(Z_{in}^o + Z_0)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0} = Z_0 + \frac{2(Z_{in}^o Z_{in}^e - Z_0^2)}{Z_{in}^e + Z_{in}^o + 2Z_0} \quad (11)$$

이다. 이제

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}} \quad (12)$$

로 놓으면 식 (9)는

$$Z_{in}^e = Z_{0e} \frac{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan\theta}{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan\theta} \quad (13-1)$$

$$Z_{in}^o = Z_{0o} \frac{\sqrt{Z_{0e}} + j\sqrt{Z_{0o}} \tan\theta}{\sqrt{Z_{0o}} + j\sqrt{Z_{0e}} \tan\theta} \quad (13-2)$$

이므로 $Z_{in}^e Z_{in}^o = Z_{0e} Z_{0o} = Z_0^2$ 이고, 식 (11)은 $Z_{in} = Z_0$ 가 된다. 따라서 식 (12)를 만족하면 포트 1은 정합된다.

식 (12)가 성립되어 $Z_{in} = Z_0$ 가 되면 전압 분배법칙에 의해 $V_1 = V_0$ 가 된다. 포트 3의 전압은 식 (10)을 이용하면

$$V_3 = V_3^e + V_3^o = V_1^e - V_1^o = V_0 \left[\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} - \frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} \right] \quad (14)$$

이다. 식 (9)과 (12)로부터

$$\frac{Z_{in}^e}{Z_{in}^e + Z_0} = \frac{Z_0 + jZ_{0e} \tan\theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan\theta} \quad (15-1)$$

$$\frac{Z_{in}^o}{Z_{in}^o + Z_0} = \frac{Z_0 + jZ_{0o} \tan\theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan\theta} \quad (15-2)$$

임을 입증할 수 있으므로 식 (14)는

$$V_3 = V_0 \frac{j(Z_{0e} - Z_{0o}) \tan\theta}{2Z_0 + j(Z_{0e} + Z_{0o}) \tan\theta} \quad (16)$$

가 된다. 이제 결합계수 C 를 다음과 같이 정의하면

$$C = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (17)$$

이는 대역 중심에서의 전압 결합계수가 V_3/V_0 임을 알 수 있다. 따라서 V_3 와 V_2 는 다음과 같다.

$$\sqrt{1 - C^2} = \frac{2Z_0}{Z_{0e} + Z_{0o}} \quad (18)$$

$$V_3 = V_0 \frac{jC \tan\theta}{\sqrt{1 - C^2} + j \tan\theta} \quad (19)$$

$$V_2 = V_2^e + V_2^o = V_0 \frac{\sqrt{1 - C^2}}{\sqrt{1 - C^2} \cos\theta + j \sin\theta} \quad (20)$$

식 (19)와 (20)을 이용하면 포트 3과 포트 2에 대한 전압의 주파수 특성을 파악할 수 있으며, $\theta = \pi/2$ 일 때 포트 2에 결합되는 전력이 최대로 나타나기 때문에 $\lambda/4$ 의

길이를 갖도록 결합 선로를 선정한다. 특성 임피던스 Z_0 와 전압 결합계수 C 가 정해지면 이에 필요한 우수-기수 모드의 특성 임피던스를 구하는 식은 다음과 같다.

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+C}{1-C}} \quad (20-1)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-C}{1+C}} \quad (20-2)$$

우수-기수 모드의 특성 임피던스는 마이크로스트립 선로로 구성된 입력과 출력단의 특성 임피던스 Z_0 와 결합계수 C 를 결정하면 구할 수 있다.

3) -45도 위상 천이기

신호를 인가하는 입력포트의 위치에 따라 인접한 출력포트 간에 일정한 위상차를 갖도록 구성하기 위해서는 위상 천이기의 정확한 설계가 필요하다. 위상 천이기는 마이크로스트립 선로의 길이를 조정하여 구현하며, 각각 4개의 입력과 출력을 갖는 4×4 버틀러 매트릭스에서는 -45°의 위상차를 갖도록 설계한다. 마이크로스트립에서 선로 길이에 따른 위상은 다음 식을 이용하여 계산한다.

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} l \quad (21)$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (22)$$

여기서 l 은 선로의 길이이며, λ 는 선로에 인가된 신호의 파장, λ_0 는 자유공간에서의 파장, ϵ_{reff} 는 선로의 유효유전율을 나타낸다.

4. 버틀러 매트릭스의 동작특성

4×4 버틀러 매트릭스의 동작특성은 각각의 입력포트마다 다른 결과를 갖는다. 하나의 입력포트에 인가된 신호는 회로에 위치한 방향성 결합기를 통과할 때 마다 절반의 에너지를 갖는 두 개의 신호로 나누어지며, 총 두 번의 방향성 결합기를 거쳐 각각의 출력포트에 4등분된 신호의 에너지가 전달된다. 또한 방향성 결합기의 90° 위상차와 -45°의 위상 천이기로 인해 출력포트에 나타나는 신호의 위상은 각각 다르게 나타난다.

Table 1. Output signal properties of butler matrix according to each input port.

Input port	Output port								
	Port 5		Port 6		Port 7		Port 8		Phase difference between output ports
	Amp.	Phase	Amp.	Phase	Amp.	phase	Amp.	Phase	
1	1/4	-45°	1/4	-90°	1/4	-135°	1/4	-180°	-45°
2	1/4	-135°	1/4	0°	1/4	-225°	1/4	-90°	135°
3	1/4	-90°	1/4	-225°	1/4	0°	1/4	-135°	-135°
4	1/4	-180°	1/4	-135°	1/4	-90°	1/4	-45°	45°

표 1은 신호를 인가하는 입력포트의 위치에 따라 출력포트에 나타나는 신호의 결과들을 나타낸 것이다. 출력포트의 위상 값은 선로에서의 위상지연을 고려하지 않고 단지 결합기와 위상 천이기에 의해 나타나는 위상지연만을 고려하여 표시하였다. 입력포트 1의 경우, 출력포트에 전달되는 신호의 위상은 각각 -45°씩 지연된다. 이는 일정한 간격으로 배열된 안테나의 단일소자에 급전되는 신호의 위상이 서로 다르다는 것을 의미하며, 이로 인하여 배열 안테나의 빔 패턴 방향이 다르게 나타난다. 입력포트 2는 135°, 입력포트 3은 -135°, 입력포트 4는 45°의 일정한 위상지연을 갖기 때문에 배열 안테나의 빔 방향은 총 4개의 방향으로 조향할 수 있다.

5. 버틀러 매트릭스의 빔 성형 특성 분석

이 절에서는 버틀러 매트릭스를 통하여 배열 안테나의 빔 방향을 조정할 수 있도록 배열 안테나의 각 소자에 공급하는 급전 신호들을 다루며, 공급하는 급전 신호의 특성에 따라 빔 패턴의 방향이 달라지는 현상을 분석한다. 우선 이론적으로 이상적인 표 1의 급전 신호가 배열 안테나로 공급될 때에 나타나는 빔 패턴의 결과를 도출한 다음에, 제안한 버틀러 매트릭스의 급전 신호에 의해 형성되는 빔 패턴의 결과를 서로 비교하는 것으로 설계된 버틀러 매트릭스가 정확한 성능을 갖는지 파악할 필요가 있다.

배열 안테나의 복사패턴은 배열 안테나를 구성하는 단일 안테나 소자의 복사패턴과 배열인자의 곱으로 표현할 수 있다[16]. 빔 성형 특성을 이론적으로 분석하기 위해 단일소자의 복사패턴은 마이크로스트립에서 잘 알려져 있는 직사각형 패치 안테나를 사용한다.

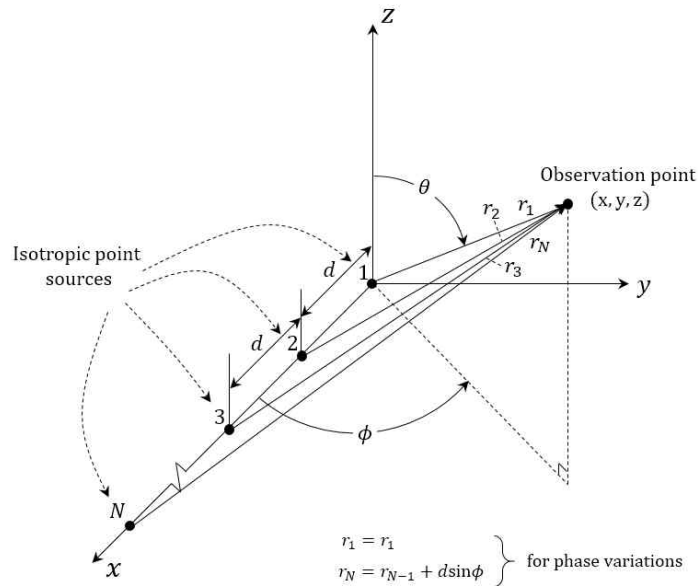


Figure 7. Isotropic point sources positioned along the x axis.

그림 7은 이론적으로 이상적인 급전 신호가 안테나 배열 소자에 공급될 때 선형 배열에 따른 배열인자(array factor)와 복사패턴을 구하기 위한 관찰점의 좌표이다. 그림 7에서 x 축을 따라 일직선으로 배치된 등방성 점전원은 선형 배열된 안테나로

부터 관찰점에 복사되는 신호의 이론적인 배열인자를 유도하기 위한 전압원이다. 이와 같이 배치된 안테나의 배열인자 AF 에 대한 수식은 다음과 같다.

$$AF = a_1 + a_2 e^{j(kd \sin \phi + \beta)} + a_3 e^{j2(kd \sin \phi + \beta)} \dots + a_N e^{j(N-1)(kd \sin \phi + \beta)}$$

$$AF = \sum_{n=1}^N a_n e^{j(n-1)(kd \sin \phi + \beta)} \quad (23)$$

여기서 a_n 은 각 단일소자에 공급하는 급전 신호의 크기이며, k 는 전파상수, d 는 단일소자 사이의 간격, β 는 인접한 단일소자 간 급전 위상의 차이이다. 식 (23)에 표 1의 이론적인 결과를 적용하면 배열에 따른 AF 를 계산할 수 있다.

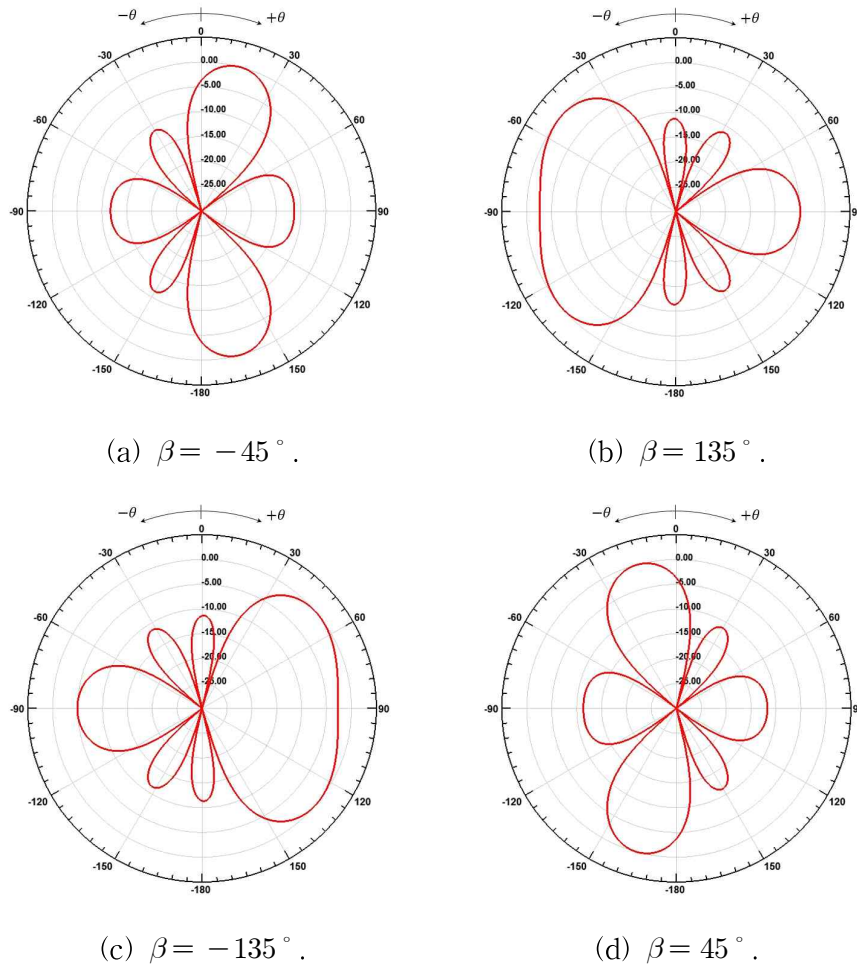
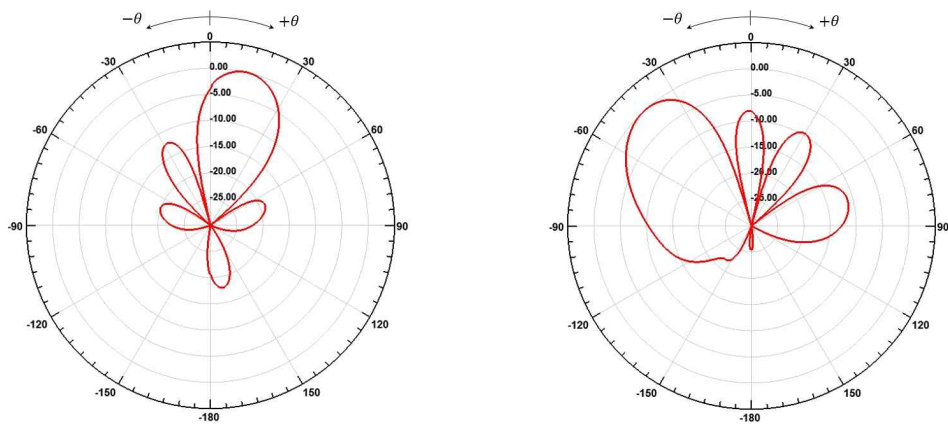
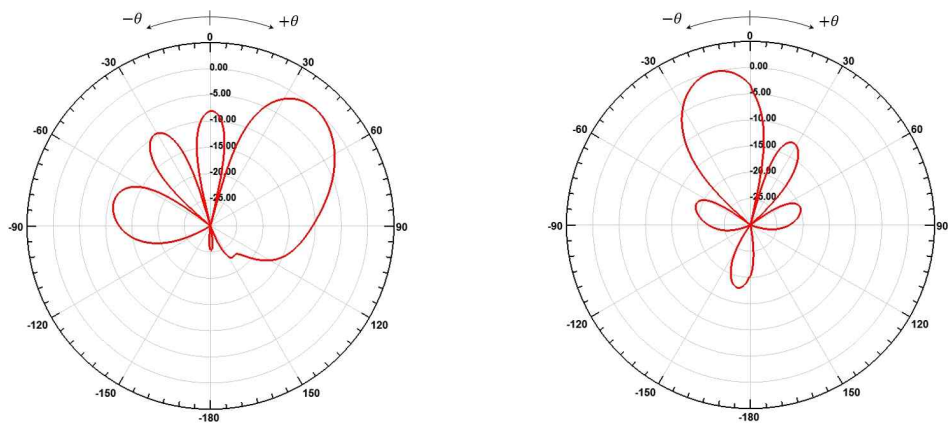


Figure 8. Array patterns of a four-element array positioned along the x axis.

그림 8은 4개로 구성된 안테나의 배열에서 급전 신호의 크기가 동일하고 단일소자 사이의 간격 $d=\lambda/2$ 일 때, 인접한 단일소자 간 급전 위상의 차에 따른 배열인자 패턴이다. 급전 위상의 차에 따라 나타나는 배열인자의 패턴은 서로 다른 모양을 갖는다. 이 배열인자에 단일 소자 패턴으로 HFSS에서 설계된 직사각형 패치 안테나의 복사패턴을 적용하면 버틀러 매트릭스가 이론적으로 이상적인 급전 결과를 가질 때 배열 안테나에서 형성되는 빔 패턴을 계산할 수 있으며, 그 결과는 그림 9에 도시하였다.



(a) In case of feeding into the port 1. (b) In case of feeding into the port 2.



(c) In case of feeding into the port 3. (d) In case of feeding into the port 4.

Figure 9. Theoretical beam patterns of an array antenna composed of the rectangular microstrip patches.

동일한 급전 크기와 출력포트 간 위상차가 일정한 값을 가질 때, $\phi=0^\circ$ 에서 배열 안테나의 빔 패턴은 포트 1 입력의 경우에 $\theta=13^\circ$ 에서 최대 지향성 빔이 형성 되며, 포트 2 입력의 경우에 $\theta=-43^\circ$, 포트 3 입력의 경우에 $\theta=43^\circ$, 그리고 포트 4 입력의 경우에 $\theta=-14^\circ$ 에서 형성된다.

III. 버틀러 매트릭스 설계

이 장에서는 이론적 기반을 토대로 버틀러 매트릭스의 구성요소인 3단 브랜치 선로 결합기와 슬롯-결합 방향성 결합기를 설계하고 이들을 조합하여 버틀러 매트릭스를 구성하고 최적화한다.

버틀러 매트릭스와 그 구성요소들은 상용툴인 HFSS를 사용하여 설계하였다. 각각의 회로들은 2층 기판 구조에서 설계되었으며, 실제 제작을 고려하여 Taconic - RF35의 기판을 활용하였다. 그 구조는 그림 10에 도시하였으며, 기판에 대한 상세정보는 표 2에 기입하였다.

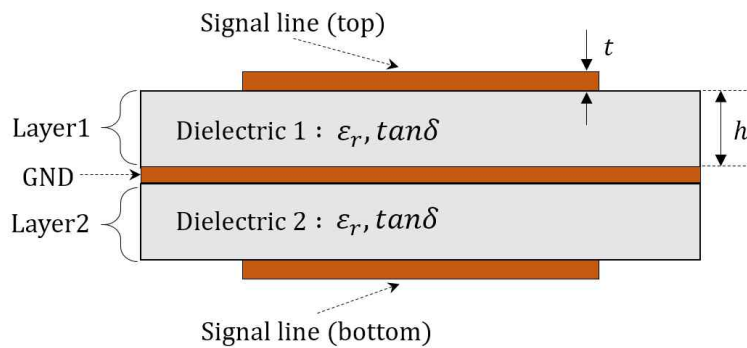


Figure 10. The structure of double-layered microstrip substrate.

Table 2. The properties of substrate.

Substrate		
Property	Dielectric 1	Dielectric 2
Dielectric Constant (ϵ_r)	3.5	3.5
Dissipation factor ($\tan\delta$)	0.0018	0.0018
Height (h)	0.5 mm	0.5 mm
Thickness (t)	0.035 mm	0.035 mm

1. 3단 브랜치 선로 결합기

그림 11의 3단 브랜치 선로 결합기의 경우, 결합포트인 포트 2에 3 dB 결합이 이루어지기 위해서는 각 브랜치 선로의 임피던스 설정이 중요하다. 브랜치 선로를 다 단으로 설계할 경우에는 단의 수가 많아질수록 가장자리에 위치하는 선로의 임피던스가 커진다. 마이크로스트립 선로에서 선로의 임피던스는 기판의 유전율과 기판의 높이, 그리고 선로의 폭에 의해 결정되는데 일반적으로 임피던스가 클수록 선로의 폭은 좁아진다. 따라서 설계 시 제작이 가능한 범위 내에서 선로의 폭이 결정되도록 기판을 선정하는 것이 중요하다. 3단 브랜치 선로 결합기의 가장자리에 위치한 선로의 임피던스는 120.71 Ω 이기 때문에 유전율이 높고 기판의 높이가 두꺼운 기판을 사용할수록 선로의 폭을 크게 할 수 있다. 여기서는 슬롯-결합 방향성 결합기와의 조합을 고려하여 120.71 Ω 에 해당되는 선로의 폭이 0.1 mm 보다 크도록 기판을 선정하여 설계한다.

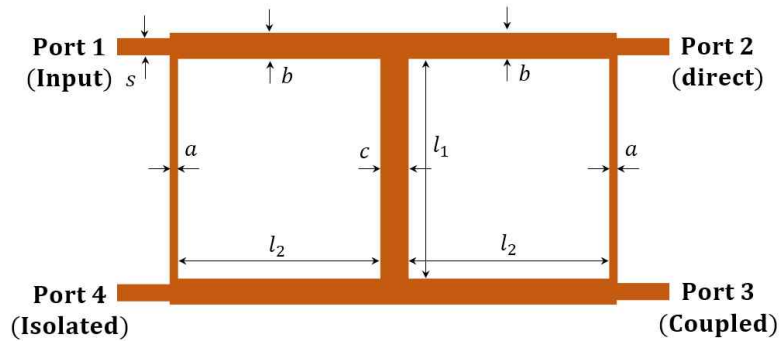


Figure 11. Layout pattern of three-branch line coupler.

Table 3. Design parameters of three-branch line coupler.

Three-branch line coupler			
Parameters	Optimized results	Parameters	Optimized results
s	1.127 mm	c	2.061 mm
a	0.143 mm	l_1	18.013 mm
b	2.153 mm	l_2	17.015 mm

그림 11은 설계한 3단 브랜치 선로 결합기이다. 이 결합기는 2.3.1 절에서 다룬 이론적 내용을 기반으로 각 브랜치 선로의 임피던스를 초기 설계 값으로 두어 설계하였으며, 최종적으로 설계 중심주파수 2.6 GHz에 맞춰 최적화 하였다. 3단 브랜치 선로의 설계 제원은 표 3에 나타내었다.

2. 슬롯-결합 방향성 결합기

슬롯-결합 방향성 결합기는 윗면과 아랫면에 있는 두개의 신호 선로가 접지면의 직사각형 슬롯을 통하여 상호 결합되는 구조로 되어 있으므로 설계에 사용될 기판이 정해지면 선로의 폭(w)과 선로의 길이(l), 슬롯의 폭(w_0)에 따라 결합되는 신호의 양이 결정된다. 따라서 3 dB로 결합하기 위해서는 이들을 조정하는 것이 중요하다. 선로의 길이는 2.3.2에서 다룬 결합선로 이론에 의해 최대 결합되는 $\lambda/4$ 길이로 설계한다. 또한 이 길이로 인하여 두 출력신호의 위상은 90° 만큼 지연된다.

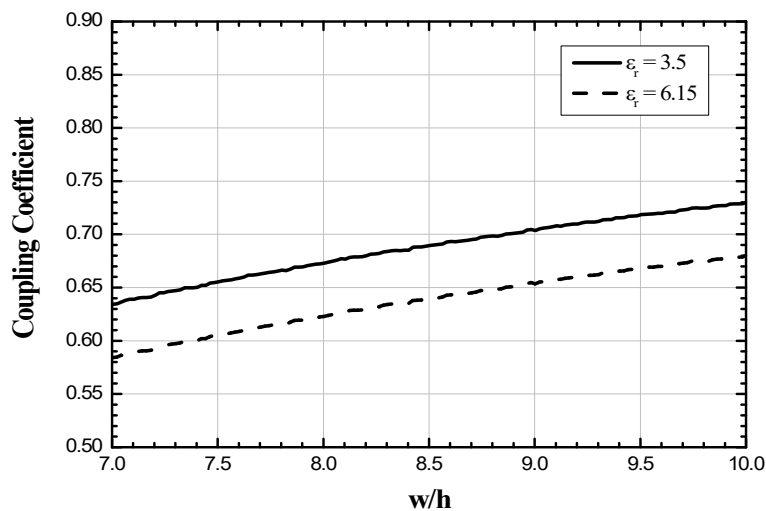


Figure 12. Coupling coefficient according to the ratio of the line width vs. substrate height.

그림 12는 시뮬레이션 결과에 의해 구해진 선로의 폭과 기판의 높이에 따른 전압 결합계수를 나타낸 것으로, 각각 유전율 3.5와 6.15에서 설계했을 때의 결과를 보여

준다. 슬롯의 폭은 적절한 결합을 유도하기 위해 선로의 폭보다 넓게 설정해야 하며, 최적화 결과를 바탕으로 신호선 폭 w 의 약 1.48배가 되도록 하였다. 그래프에서 결합계수 C 는 w/h 가 증가할수록 커지는 것을 알 수 있으며, 이는 w 가 증가함에 따라 포트 2로 결합되는 전력의 양이 커지는 것을 의미한다. 따라서 유전율이 3.5인 결과에서 전압 결합계수가 0.707이 되는 $w/h=9.1$ 에 맞춰 선로의 폭을 초기설정 함으로써 각각의 출력포트에 나타나는 전력의 양이 절반이 되도록 하였다. 최종적으로 설계된 교차결합 결합기의 구조와 최적화된 설계 제원들은 그림 13과 표 4에 나타내었다.

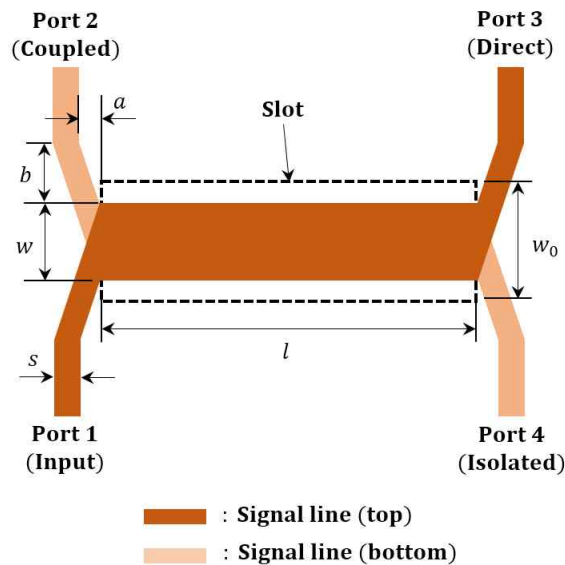


Figure 13. Layout pattern of slot-coupled directional coupler.

Table 4. Design parameters of slot-coupled directional coupler.

Slot-coupled directional coupler			
Parameters	Optimized results	Parameters	Optimized results
s	1.127 mm	w	4.382 mm
a	0.848 mm	w_0	6.522 mm
b	3.316 mm	l	18.673 mm

3. 4×4 버틀러 매트릭스

앞에서 설계한 3단 브랜치 선로 결합기와 -45° 위상 천이기, 슬롯-결합 방향성 결합기를 조합하여 그림 2에서 제안한 4×4 버틀러 매트릭스를 설계하였다.

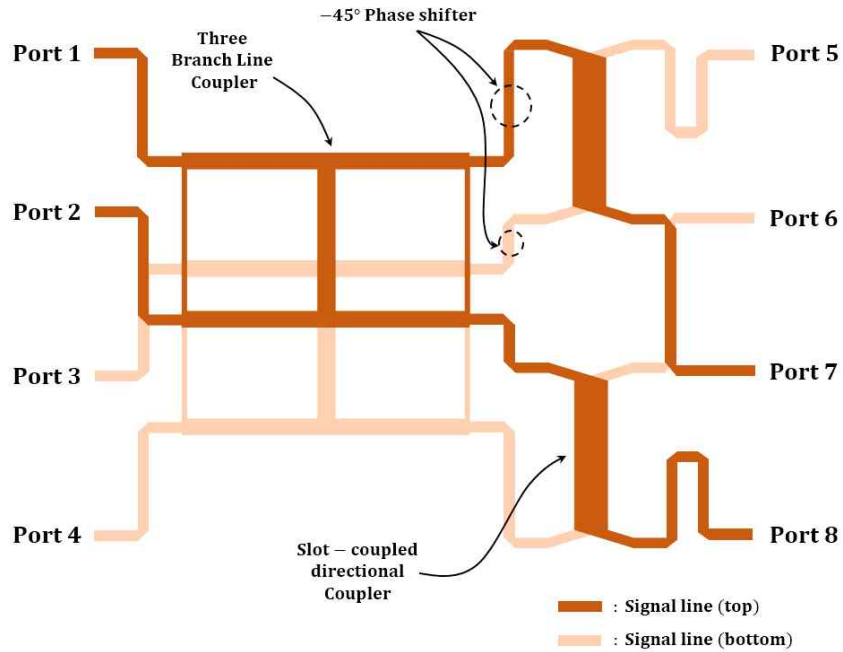


Figure 14. Layout pattern of the proposed 4×4 butler matrix.

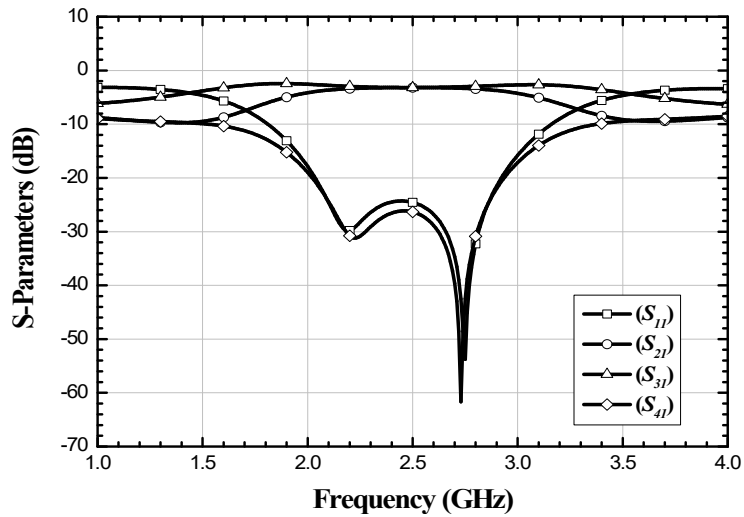
그림 14는 설계된 버틀러 매트릭스의 구성을 나타낸 것으로 진한 색의 패턴의 경우는 윗면에 설계된 회로패턴을, 옅은 색의 패턴은 아랫면에 설계된 회로패턴이다. 뒷단에 위치한 슬롯-결합 방향성 결합기가 2층 마이크로스트립 선로로 되어 있기 때문에 크로스오버 없이 버틀러 매트릭스를 구성하기 위해서는 앞단에 위치하는 3단 브랜치 선로 결합기를 각각 윗면과 아랫면에 배치하면 된다. 윗면에 배치된 3단 브랜치 선로 결합기의 출력포트와 아랫면에 배치된 3단 브랜치 선로 결합기의 출력포트가 각각 슬롯-결합 방향성 결합기의 입력포트와 격리포트에 연결되며, 연결에 사용되는 두 선로는 -45° 위상 천이기의 역할을 수행하도록 두 선로의 길이를 조정하여 설계한다. 버틀러 매트릭스에서 각 포트의 간격은 커넥터와의 연결을 위해 20 mm으로 하였다.

IV. 시뮬레이션 결과

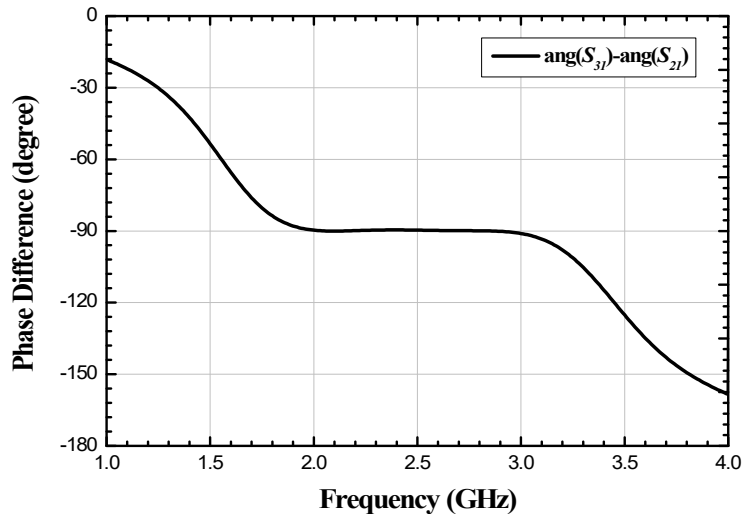
이 장에서는 앞에서 언급한 설계 이론을 토대로 상용툴인 HFSS을 사용하여 설계한 버틀러 매트릭스의 구성요소들과 이들을 조합한 버틀러 매트릭스의 시뮬레이션 결과들을 다루며, 시뮬레이션 결과를 토대로 설계한 버틀러 매트릭스의 성능을 도출하고 배열 안테나와 함께 구성했을 때 나타나는 빔 성형 방향을 이론적인 결과와 비교하여 그 특성을 분석한다.

1. 3단 브랜치 선로 결합기

3단 브랜치 선로 결합기의 경우, 각 선로의 임피던스 조건에 따라 결합되는 양이 결정되기 때문에 3 dB로 결합되기 위해서는 임피던스에 맞는 선로의 폭을 설정하는 것이 중요하다. 3단 브랜치 선로 결합기의 이론적인 특성은 각 출력포트에서 1/2의 신호에너지와 출력포트 간 -90° 의 위상차를 가져야한다.



(a) S-parameters.



(b) Phase difference between output ports.

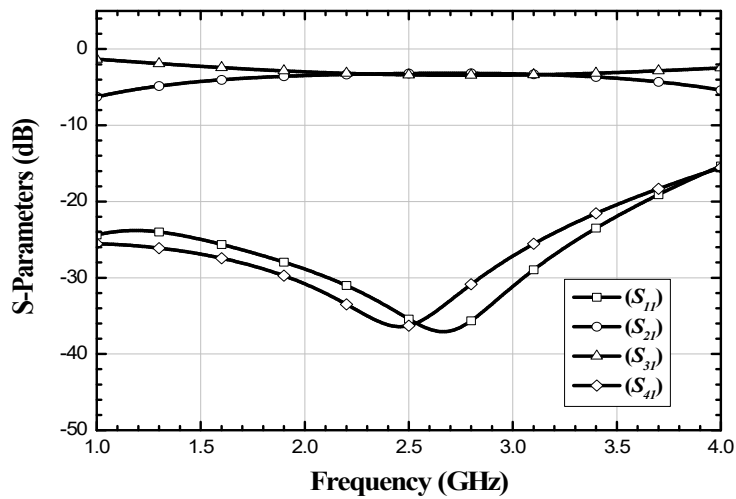
Figure 15. Simulation results of three-branch line coupler when feeding into the port 1.

그림 15는 입력포트 1에 신호를 인가하였을 때 나타나는 3단 브랜치 선로 결합기의 산란 파라미터 결과와 출력포트 간 위상차를 나타낸 것이다. 결합기의 경우 버틀러 매트릭스의 구성요소이기 때문에 급전신호를 최대한 동일한 크기로 출력포트에 전달할 수 있도록 S_{21} 과 S_{31} 의 크기의 차가 0.3 dB 이하인 주파수 대역을 대역폭으로 설정하여 제반 특성을 분석하였다.

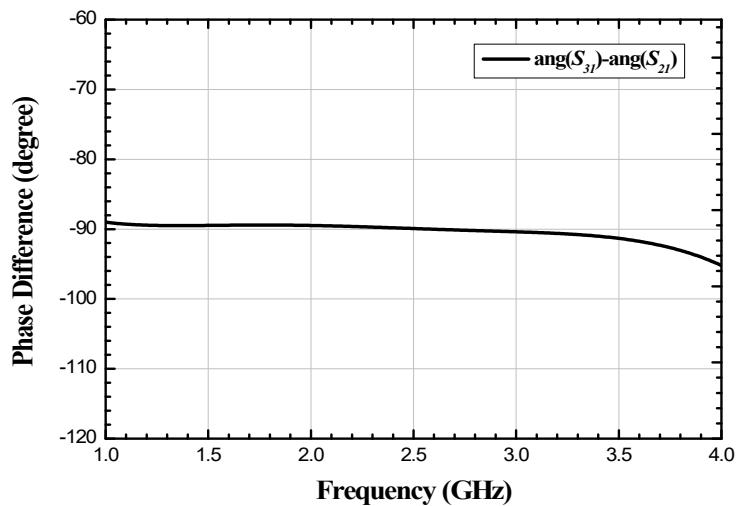
그림 15(a)에서 3단 브랜치 선로 결합기의 동작대역은 2.24 GHz ~ 2.74 GHz으로 약 20 %의 비대역폭을 갖는다. 대역 내에서 반사 특성인 S_{11} 은 -24.29 dB 보다 작은 값으로 좋은 반사손실을 보였으며, 격리 특성인 S_{41} 또한 -26.15 dB 보다 작은 값으로 나타났다. 그림 15(b)는 3단 브랜치 선로 결합기의 출력포트 간 위상차를 나타내는 그래프로 대역 내에서 출력포트 간 위상차는 $-89.56^\circ \sim -89.87^\circ$ 범위로 최대 0.5° 의 이내의 매우 작은 오차를 갖는다.

2. 슬롯-결합 방향성 결합기

슬롯-결합 방향성 결합기는 선로와 선로 사이에 뚫린 슬롯을 통해 상호 결합이 일어나는 구조이기 때문에 설계에 사용될 기판이 정해지면 선로의 폭과 접지면에 위치한 슬롯의 폭을 적절하게 조정하는 것이 중요하다. 3.2 절에서 설계한 슬롯-결합 방향성 결합기의 시뮬레이션 결과는 다음과 같다.



(a) S-parameters.



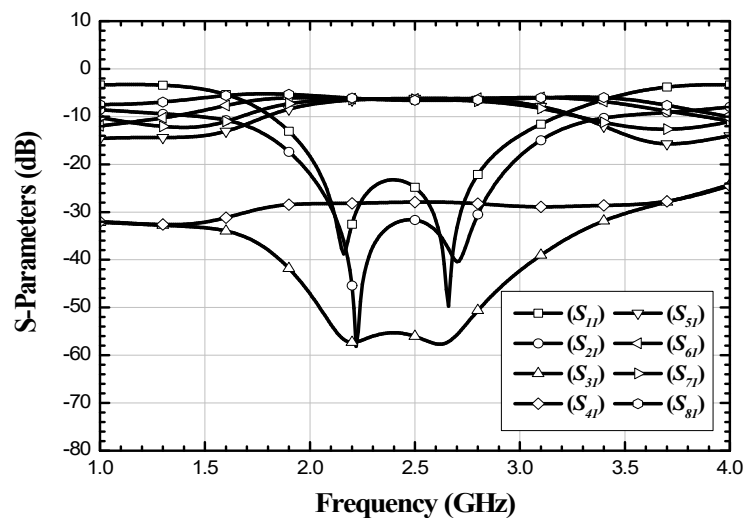
(b) Phase difference between output ports.

Figure 16. Simulation results of the slot-coupled directional coupler when feeding into the port 1.

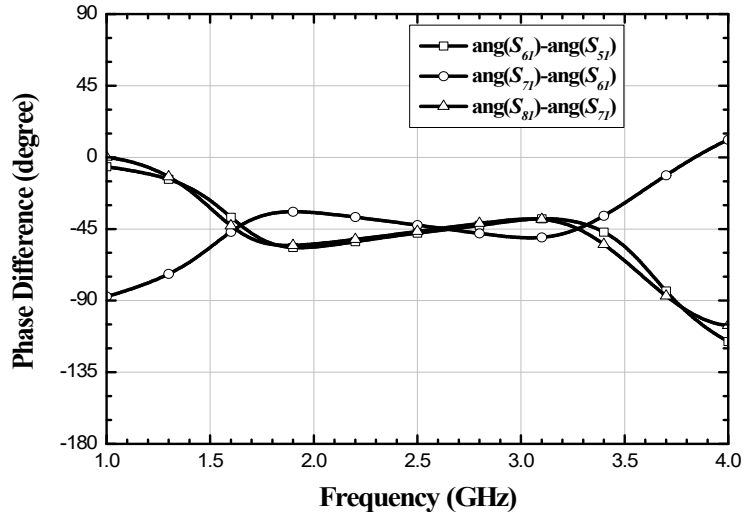
그림 16은 슬롯-결합 결합기의 산란 파라미터와 출력포트 간 위상차를 나타낸 결과이다. 앞서 분석한 3단 브랜치 선로 결합기와 동일하게 S_{21} 과 S_{31} 의 크기의 차가 0.3 dB 이하인 주파수 대역을 대역폭으로 설정하여 시뮬레이션 결과를 분석하였다. 시뮬레이션 결과, 슬롯-결합 방향성 결합기의 대역폭은 2.1 GHz ~ 3.32 GHz로 약 45 %의 비대역폭을 갖는다. 대역 내에서 반사손실은 24.82 dB 보다 작게 나타났으며, 격리도 또한 22.53 dB 보다 작은 값으로 좋은 결과를 나타냈다. 그림 16(b)는 3단 브랜치 선로 결합기의 출력포트 간 위상차를 나타내는 그래프로 대역 내에서 출력포트 간 위상차는 $-89.53^\circ \sim -90.82^\circ$ 로 최대 $\pm 1^\circ$ 이내의 작은 오차를 갖는다.

3. 4×4 버틀러 매트릭스

2층 기판 구조의 마이크로스트립 선로에서 3단 브랜치 선로 결합기와 슬롯-결합 방향성 결합기, 그리고 -45° 위상 천이기를 조합하여 4×4 버틀러 매트릭스를 설계하였다. 결과에 따른 대역폭은 각 출력포트에 나타나는 신호의 크기가 서로 0.6 dB 오차 이하의 영역을 대역폭으로 설정한다. 그 이유는 배열 안테나로 급전되는 신호의 크기가 빔 성형 패턴에 미치는 영향을 최소화할 수 있는 범위 내에서 정하였다.



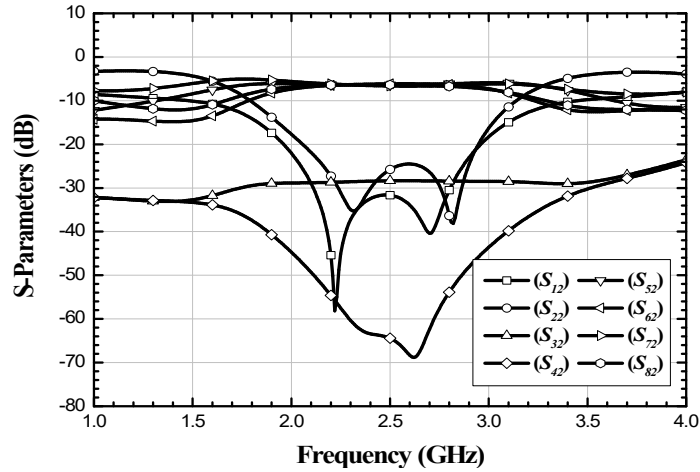
(a) S-parameters.



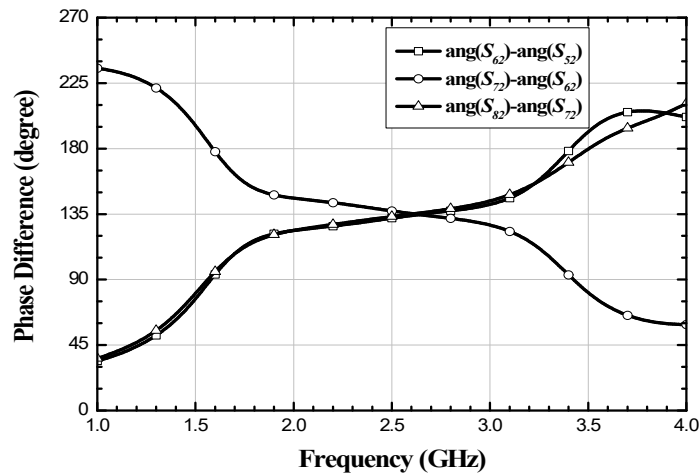
(b) Phase differences for between output ports.

Figure 17. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 1.

그림 17은 입력포트 1에 신호를 인가하였을 때 나타나는 4×4 버틀러 매트릭스의 산란 파라미터와 각 출력포트 간의 위상차에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 17(a)의 결과에서 버틀러 매트릭스의 대역폭은 2.17 GHz ~ 2.79 GHz로 약 620 MHz의 대역을 가진다. 대역 내에서 반사손실은 22.81 dB 보다 작은 값으로 나타났으며, 격리 특성은 $S_{21} \leq -24.25$ dB, $S_{31} \leq -46.91$ dB, $S_{41} \leq -27.90$ dB로 나타났다. 삽입 손실 특성인 S_{51} , S_{61} , S_{71} , S_{81} 은 6.05 dB ~ 6.75 dB로 평균 6.38 dB의 값을 보였고 평균적으로 약 0.38 dB의 삽입손실을 갖는다. 그림 17(b)는 출력포트 간의 위상차를 나타내는 그래프로 입력포트 1에 신호가 인가되었을 때 각 출력포트들 간에는 -45° 의 위상차를 가져야 한다. 시뮬레이션 결과를 보면 설계 중심주파수인 2.6 GHz에서 $-45 \pm 1^\circ$ 의 값으로 오차가 가장 작았으며, 중심 주파수를 벗어날수록 위상오차는 크게 나타났다. 2.5 GHz에서 $-45^\circ \pm 2.5^\circ$, 2.7 GHz에서 $-45^\circ \pm 1.8^\circ$ 로 2.5 GHz ~ 2.7 GHz에서 $-45^\circ \pm 2.5^\circ$ 의 위상오차를 갖는다.



(a) S-parameters.

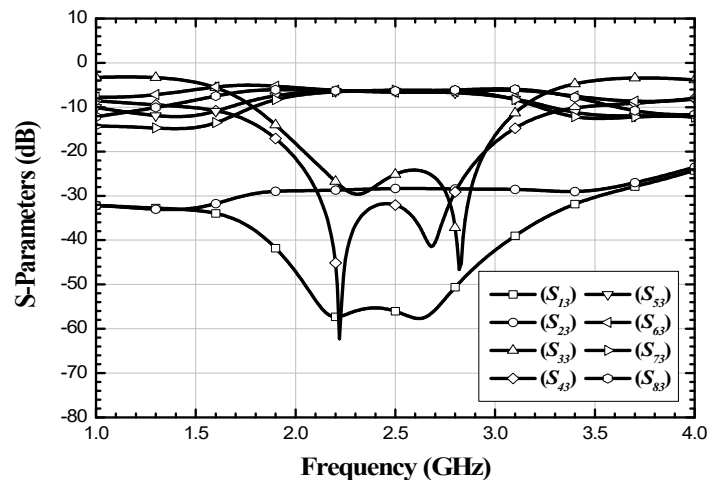


(b) Phase differences for between output ports.

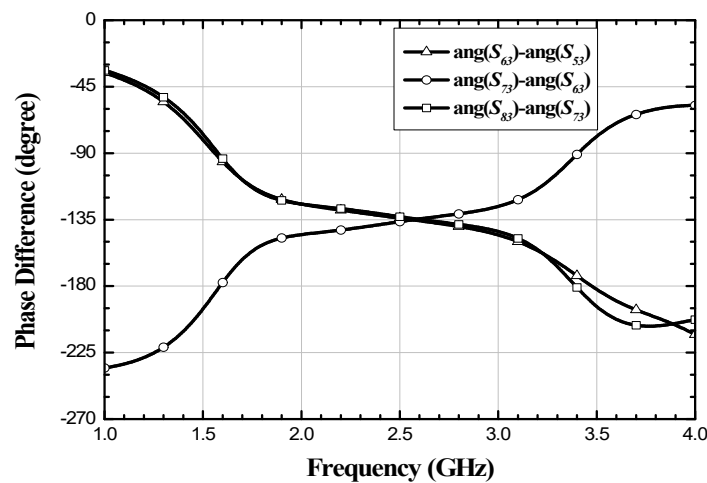
Figure 18. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 2.

그림 18은 입력포트 2에 신호를 인가하였을 때 나타나는 4×4 버틀러 매트릭스의 산란 파라미터와 각 출력포트 간 위상차에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 18(a)의 결과에서 버틀러 매트릭스의 대역폭은 2.15 GHz ~ 2.80 GHz으로 약 650 MHz의 대역을 가진다. 대역 내에서 반사손실 S_{22} 은 24.30 dB 보다 작은 값으로 나타났으며, 격리 특성은 $S_{12} \leq -25.58$ dB, $S_{32} \leq -28.34$ dB, $S_{42} \leq -50.18$ dB로 나타났다. 삽입손실 특성인 S_{52} , S_{62} , S_{72} , S_{82} 은 6.05 dB ~ 6.73 dB로 평균 6.38 dB의 값을 나타

냈고 평균적으로 약 0.38 dB의 삽입손실을 가진다. 그림 18(b)는 출력포트 간의 위상차를 나타내는 그래프로 입력포트 2에 신호가 인가되었을 때 각 출력포트들 간에는 135°의 위상차를 가져야 한다. 시뮬레이션 결과를 보면 설계 중심주파수인 2.6 GHz에서 135° ± 1°의 값으로 오차가 가장 작았으며, 2.5 GHz에서 135° ± 2.8°, 2.7 GHz에서 135° ± 1.7°로 2.5 GHz ~ 2.7 GHz 대역에서 135° ± 2.8°의 위상오차를 갖는다.



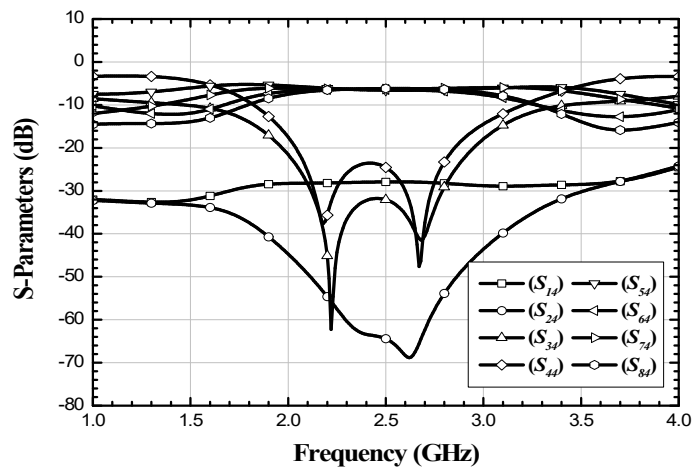
(a) S-parameters.



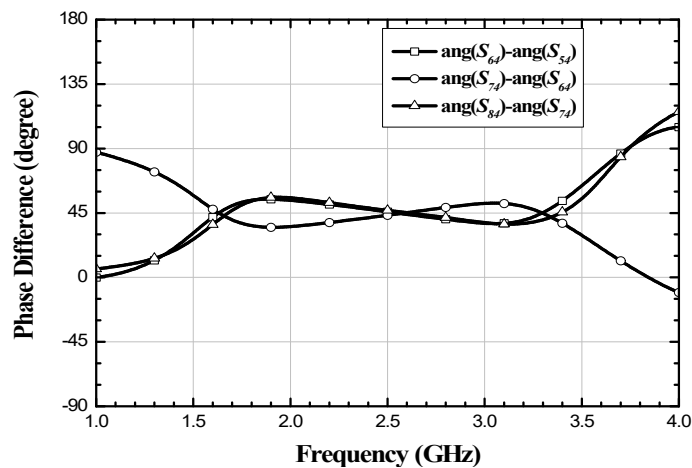
(b) Phase differences for between output ports.

Figure 19. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 3.

그림 19는 입력포트 3에 신호를 인가하였을 때 나타나는 4×4 버틀러 매트릭스의 산란 파라미터와 각 출력포트 간 위상차에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 19(a)의 결과에서 버틀러 매트릭스의 대역폭은 2.16 GHz ~ 2.78 GHz으로 약 620 MHz의 대역을 가진다. 대역 내에서 반사손실 S_{33} 은 24.19 dB 보다 작은 값으로 나타났으며, 격리 특성은 $S_{13} \leq -51.65$ dB, $S_{23} \leq -28.34$ dB, $S_{43} \leq -30.93$ dB로 나타났다. 삽입손실 특성인 S_{53} , S_{63} , S_{73} , S_{83} 은 6.07 dB ~ 6.72 dB로 평균 6.38 dB의 값을 보였고 평균적으로 약 0.38 dB의 삽입손실을 갖는다.



(a) S-parameters.



(b) Phase differences for between output ports.

Figure 20. Simulation results of the 4×4 butler matrix when feeding into the port 4.

그림 19(b)는 출력포트 간의 위상차를 나타내는 그래프로 입력포트 3에 신호가 인가되었을 때 각 출력포트들 간에는 -135° 의 위상차를 가져야 한다. 시뮬레이션 결과를 보면 설계 중심주파수인 2.6 GHz에서 $-135 \pm 0.48^\circ$ 의 값으로 오차가 가장 작았으며, 2.5 GHz에서 $-135^\circ \pm 2.0^\circ$, 2.7 GHz에서 $-135^\circ \pm 2.6^\circ$ 로 2.5 GHz ~ 2.7 GHz 대역에서 $-45^\circ \pm 2.6^\circ$ 의 위상오차를 갖는다.

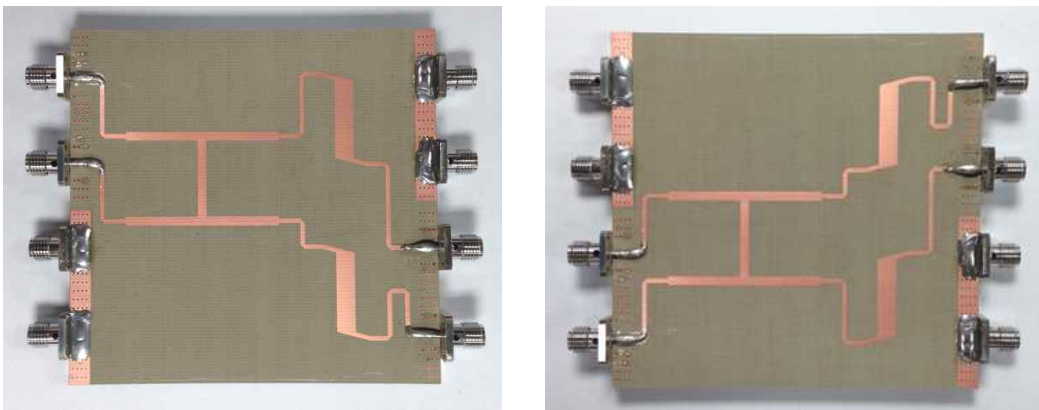
그림 20은 입력포트 4에 신호를 인가하였을 때 나타나는 4×4 버틀러 매트릭스의 산란 파라미터와 각 출력포트 간의 위상차에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 20(a)의 결과에서 버틀러 매트릭스의 대역폭은 2.18 GHz ~ 2.78 GHz으로 약 600 MHz의 대역을 가진다. 대역 내에서 반사손실 S_{44} 은 23.54 dB 보다 작은 값으로 나타났으며, 격리 특성은 $S_{14} \leq -27.90$ dB, $S_{24} \leq -53.50$ dB, $S_{34} \leq -30.93$ dB로 나타났다. 삽입손실 특성인 S_{54} , S_{64} , S_{74} , S_{84} 은 6.06 dB ~ 6.75 dB로 평균 6.37 dB의 값을 나타냈고 평균적으로 약 0.37 dB의 삽입손실을 갖는다. 그림 20(b)는 출력포트 간의 위상차를 나타내는 그래프로 입력포트 4에 신호가 인가되었을 때 각 출력포트들 간에는 45° 의 위상차를 가져야 한다. 시뮬레이션 결과를 보면 설계 중심주파수인 2.6 GHz에서 $45 \pm 1^\circ$ 의 값으로 오차가 가장 작았으며, 2.5 GHz에서 $45^\circ \pm 1.8^\circ$, 2.7 GHz에서 $45^\circ \pm 2.7^\circ$ 로 2.5 GHz ~ 2.7 GHz 대역에서 $-45^\circ \pm 2.7^\circ$ 의 위상오차를 갖는다. 결과적으로 4×4 버틀러 매트릭스의 시뮬레이션 결과는 다음과 같다.

Table 5. Simulation performance of the proposed 4×4 butler matrix.

Performance	
Bandwidth	24 % (2.18 GHz ~ 2.78 GHz)
Return loss	22.81 dB
Phase error	$\pm 9^\circ$
Mag. error	± 0.6 dB
Size	83.9×83.6 mm ²

V. 제작한 회로의 측정 결과 비교 및 분석

이 장에서는 설계한 4×4 버틀러 매트릭스를 제작하여 측정된 결과를 시뮬레이션 결과와 비교한다. 제작한 회로들은 2층 기판 구조로 구현하기 위해 윗면과 아랫면에 해당하는 회로패턴을 각각 두 개의 Taconic-RF35 기판에 제작하고, 두 개의 기판 중 하나의 접지면을 완전히 부식시킨 다음 두 기판을 서로 접착하여 구현하였다. 접착제를 사용하여 두 기판을 접착했기 때문에 이 과정에서 접지면과 유전체 사이에 0.1 mm 정도의 공백이나 접착물이 존재하여 시뮬레이션 결과와 비교했을 때 약간의 오차가 유발될 수 있다. 또한 두 유전체 사이에 위치한 접지판의 두께가 0.035 mm 이기 때문에 입력과 출력 단에 커넥터를 연결하는 과정에서 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하기 위해 5 mm 정도의 폭을 갖는 직사각 패치를 입력과 출력 포트의 반대편에 배치하여 이를 접지면과 비아홀(via hole)을 통해 연결함으로써 거의 완벽한 접지의 기능을 갖도록 하였다. 하지만 신호선과 비아홀 사이의 간격이 좁으면 결과에 영향을 줄 수 있으므로 주의해야 한다.



(a) Top view.

(b) Bottom view.

Figure 21. The fabricated 4×4 butler matrix.

그림 21은 논문에서 제안한 4×4 버틀러 매트릭스를 실제 제작한 그림이다. 입력 신호의 주파수에 따라 출력포트에 나타나는 산란파라미터의 측정 결과와 시뮬레이션 결과는 다음과 같이 비교되었다.

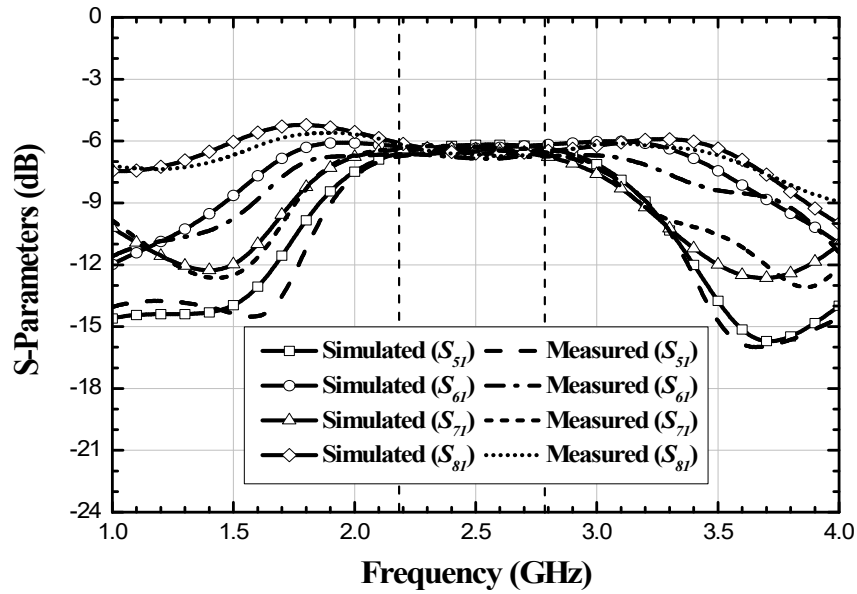


Figure 22. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 1.

그림 22는 포트 1에 신호를 인가했을 때 나타나는 전달특성에 대한 버틀러 매트릭스의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한 그래프이다. 각 출력포트에 나타나는 전달특성은 두 결과가 비교적 비슷한 곡선을 보이지만 측정 결과의 경우 시뮬레이션 결과에 비해 완만하지 않은 곡선을 그리고 있다. 이는 제작과정에서 생기는 제작 오차와 측정 시 발생하는 측정오차가 더해진 결과로서 S_{61} 에서 최대 0.5 dB의 오차를 갖는다. 하지만 측정 결과만을 놓고 봤을 때, 설계 주파수 대역인 2.18 GHz ~ 2.78 GHz 범위에서 각 출력포트에 나타나는 신호들의 차이는 0.6 dB 보다 작은 오차를 가지며, 각 신호들의 크기는 평균 -6.54 dB로 시뮬레이션 결과와 비교하여 0.16 dB 만큼 높게 나타나므로 빔 패턴 특성에는 큰 영향을 미치지 않는다.

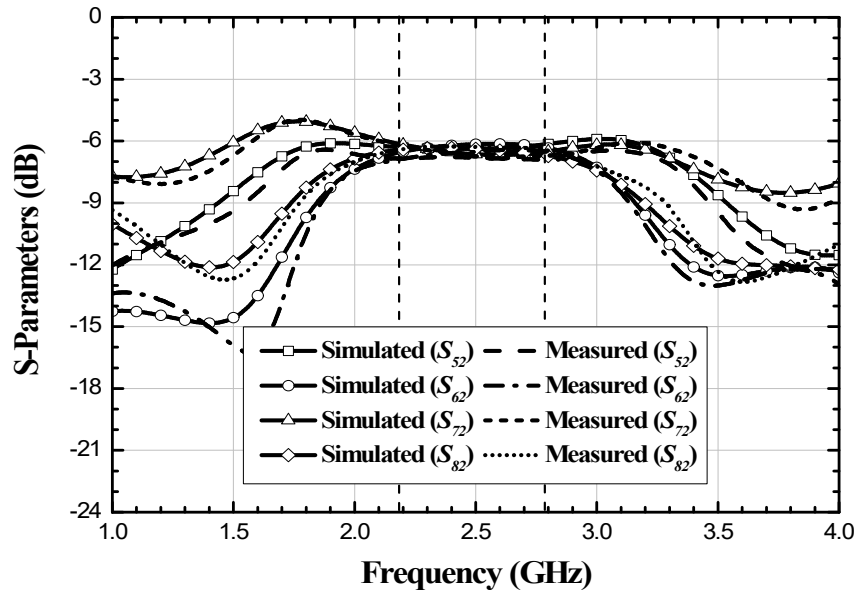


Figure 23. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 2.

그림 23은 포트 2에 신호를 인가했을 때 나타나는 전달특성에 대한 버틀러 매트릭스의 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 비교한 그래프로 포트 1에 신호를 인가했을 때의 결과와 비슷한 결과를 나타낸다. 이 경우는 다른 포트의 전달특성보다 S_{52} 의 결과가 시뮬레이션 결과와 비교하여 가장 큰 오차를 가지며, 그림 22와 유사하게 포트 5와 포트 6으로 전달되는 신호의 차이가 다른 포트에 비해 다소 크게 나타났다. 포트 5와 포트 6은 입력포트인 포트 1과 포트 2에 대해서 슬롯-결합 방향성 결합기에 의해 신호가 상호 결합되어 전달되는 포트로서 제작 과정에서 결합기에 오차가 발생했을 가능성이 있다.

각 출력포트에 나타나는 신호의 크기들을 비교했을 때, 측정 결과는 설계 주파수 대역에서 출력 신호들의 차이가 0.7 dB 보다 작은 오차를 가졌으며 이는 시뮬레이션 결과와 비교하여 0.1 dB 정도 높게 나온 결과이다. 각 신호들의 크기는 평균 -6.58 dB로 0.2 dB 정도 높게 나타났다.

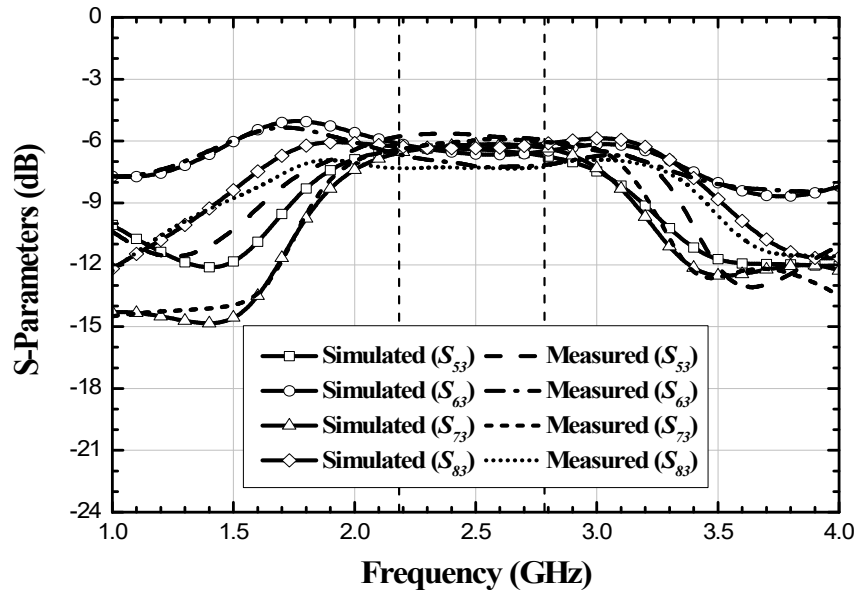


Figure 24. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 3.

그림 24는 포트 3에 신호를 인가했을 때 나타나는 전달특성에 대한 결과들로서 각 포트에 나타나는 출력 신호의 크기가 시뮬레이션 결과와 비교하여 작게는 0.2 dB에서 많게는 0.6 dB까지 차이를 갖는다. 앞서 비교한 포트 1과 포트 2의 전달특성 결과에서는 각 포트에 전달되는 신호의 크기가 시뮬레이션과 비교하여 어느 정도 차이는 보였지만, 측정 결과만을 놓고 봤을 때 출력에 나타나는 신호들의 크기가 최대 0.7 dB의 오차를 가지기 때문에 비교적 균일한 급전 신호의 크기를 전달할 수 있어서 큰 문제가 되지 않았다. 하지만 포트 3의 측정 결과는 동작대역에서 포트 5와 포트 7의 결과와 포트 6과 포트 8의 결과들에 대한 크기의 차이가 크게는 1.6 dB만큼의 차이를 보이기 때문에 급전신호의 불균형을 형성하여 빔 패턴에 영향을 주게 된다.

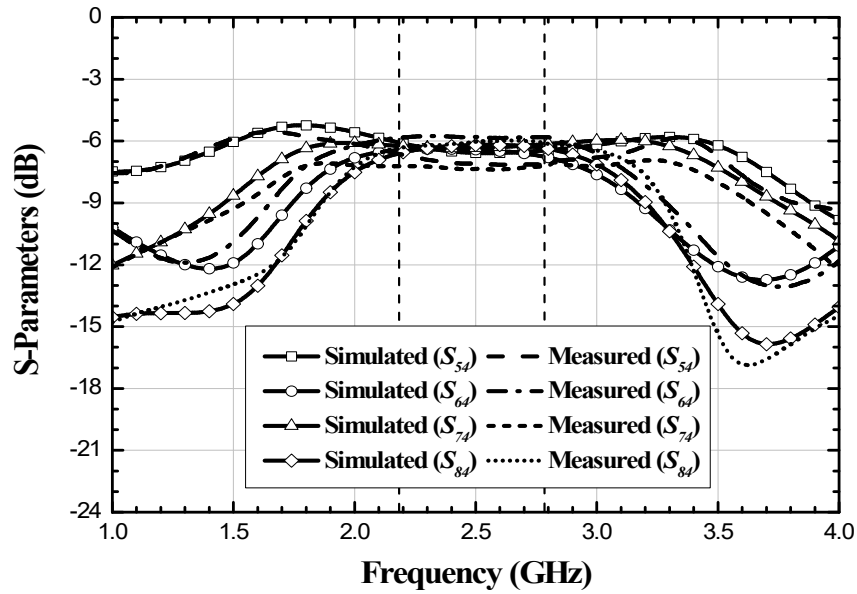


Figure 25. Comparison between simulation results and measured results for the insertion loss when feeding into the port 4.

그림 25는 포트 4에 신호를 인가했을 때 삽입손실에 대한 결과들로 각 포트에서 나타나는 출력 신호의 크기는 포트 8을 제외한 나머지 포트가 시뮬레이션 결과와 비교하여 약 0.5 dB 정도 차이를 나타내고 있으며, 포트 3에서의 결과와는 반대로 포트 5와 포트 7에 전달되는 신호의 크기가 포트 6과 포트 8로 전달되는 신호의 크기보다 약 1 dB 정도 작게 전달되고 있다. 이는 포트 3에서의 결과와 동일하게 배열 안테나에 급전되는 신호의 크기가 다소 불균등하게 공급되는 결과를 낳는다.

결과적으로 전달특성의 결과만을 비교했을 때, 포트 1과 포트 2의 전달특성은 시뮬레이션 결과와 비교하여 어느 정도의 차이가 나지만 측정 결과만을 놓고 봤을 때 급전 신호의 크기가 비교적 균등하게 나타나므로 빔 패턴에 큰 영향을 주지 않을 것이다. 하지만, 포트 3과 포트 4의 전달특성에 대한 측정 결과는 시뮬레이션 결과와 비교했을 때에 다른 포트들 보다 차이가 나고 있으며, 급전 신호의 크기가 불균등하게 나타나기 때문에 빔 패턴의 방향에 약간의 영향을 주게 된다.

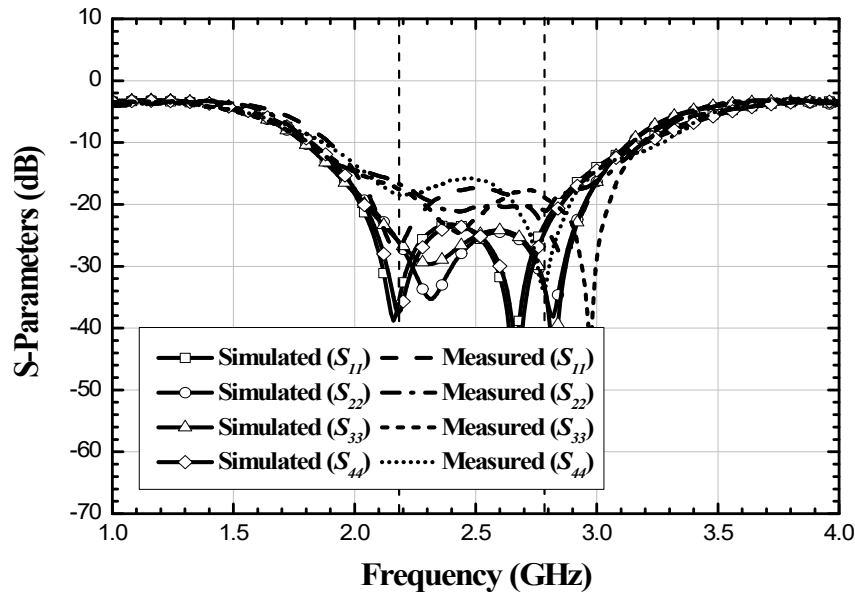
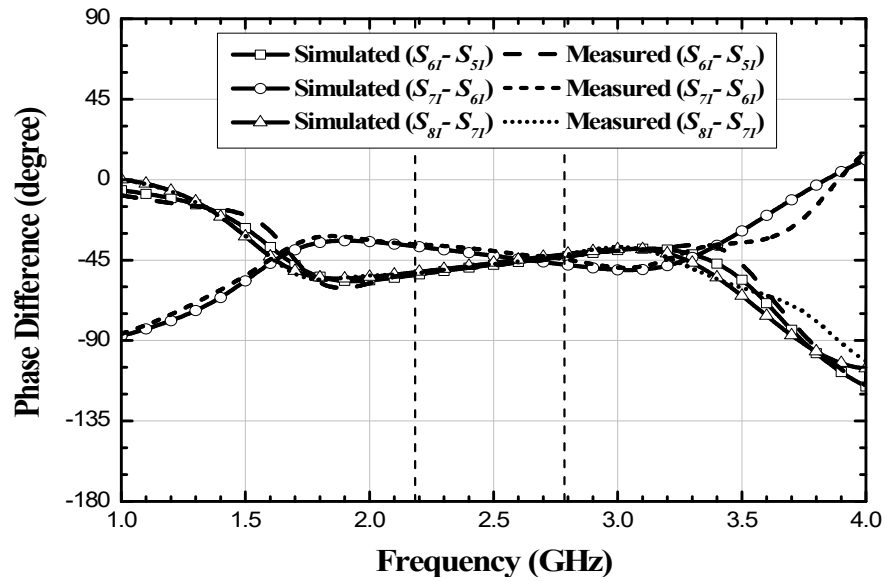


Figure 26. Comparison between simulation results and measured results for the return loss when feeding into each input port.

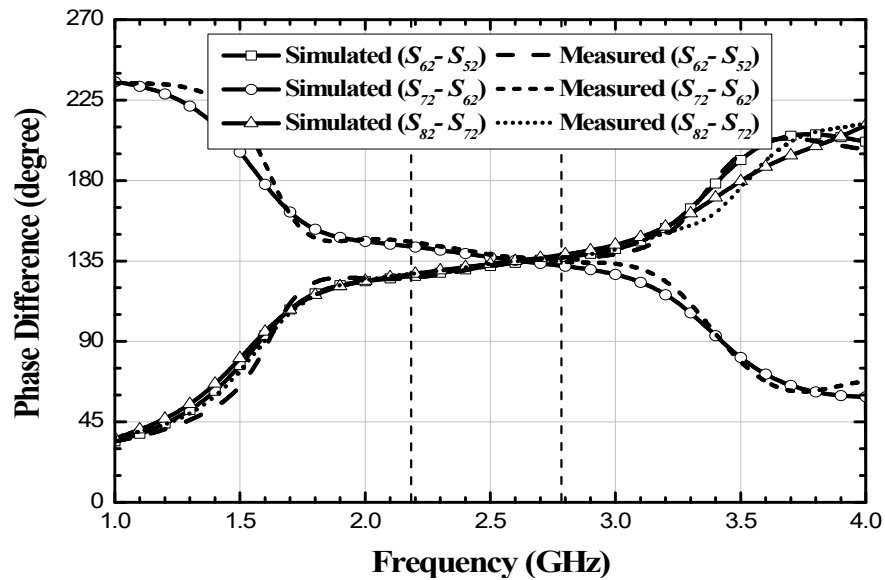
그림 26은 주파수에 따른 각 입력포트에 대한 반사손실을 나타낸 그래프이다. 시뮬레이션 결과는 2.18 GHz ~ 2.78 GHz 대역에서 -22.81 dB 이하의 성능을 보이고 있지만, 측정 결과의 경우는 -15.76 dB 이하의 값으로 시뮬레이션 결과와는 약 7.05 dB의 차이를 갖는다. 수치적으로 놓고 봤을 때는 크게 차이나는 것 같지만 아주 작은 값들의 차이로 이는 제작되는 과정에서 또는 측정 과정에서 생기는 오차들로 인해 발생할 수 있는 수치이며, -15 dB는 약 3/100에 해당하는 크기이기 때문에 큰 문제가 되지 않는다.

그림 27은 각 입력에 따른 출력포트 간의 위상차에 대한 시뮬레이션 결과와 측정 결과를 나타낸 그래프이다. 그림에서 알 수 있듯이 전반적으로 포트 6과 포트 7의 측정값의 위상차가 시뮬레이션 결과와 비교했을 때에 다른 포트들 보다 차이가 나고 있다. 이는 각 포트에 나타나는 신호의 위상 결과를 통해서 원인을 찾을 수 있다. 구조상으로 출력포트 앞에 위치한 방향성 결합기에 의해 포트 5와 포트 7, 포트 6과 포트 8은 각각 90°의 위상차를 가져야 한다. 하지만 데이터를 분석한 결과 포트 1과 포트 2의 경우는 약 88°의 위상차를 가졌고 포트 3와 포트 4의 경우는 약 92°의 위상차를 갖는 것을 확인하였다. 따라서 위 결과의 오차는 방향성 결합기에서 발생

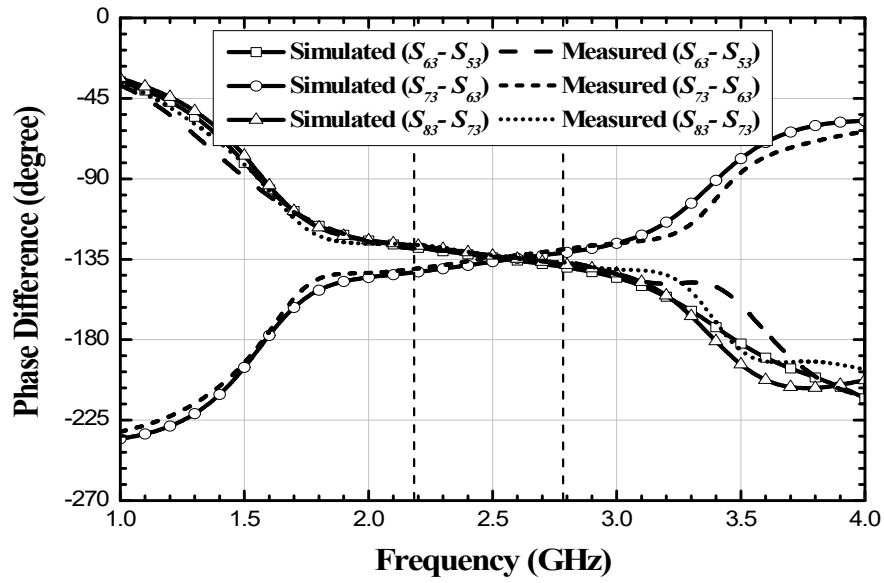
된 오차로 볼 수 있으며 방향성 결합기의 시뮬레이션 결과와 제작 결과에서 오차가 발생했음을 알 수 있다.



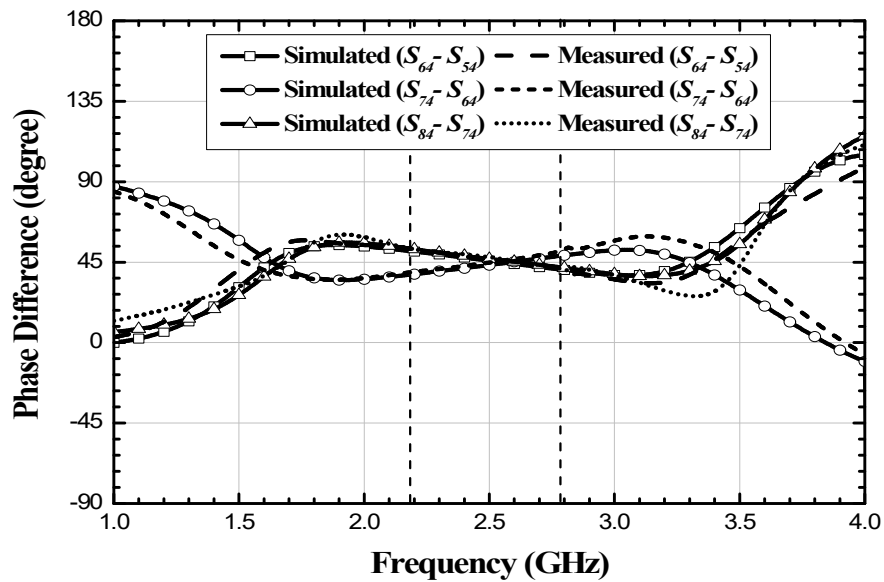
(a) In case of feeding into the port 1.



(b) In case of feeding into the port 2.



(c) In case of feeding into the port 3.



(d) In case of feeding into the port 4.

Figure 27. The results of phase difference between output ports when feeding into each input port.

출력포트 간의 위상차에 대한 측정 결과는 설계 중심 주파수인 2.6 GHz에서 포트 1의 입력의 경우는 -45° 를 기준으로 최대 3.25° 의 오차를 가지며, 포트 2의 경우는

135°를 기준으로 최대 2.15°의 오차를 가진다. 포트 3의 경우는 -135°를 기준으로 최대 2.22°의 오차를, 포트 4의 경우는 45°를 기준으로 최대 1.65°의 오차를 갖는다. 이는 최대 1°의 오차를 가졌던 시뮬레이션 결과와 비교하면 약 2.25° 이내의 오차이다.

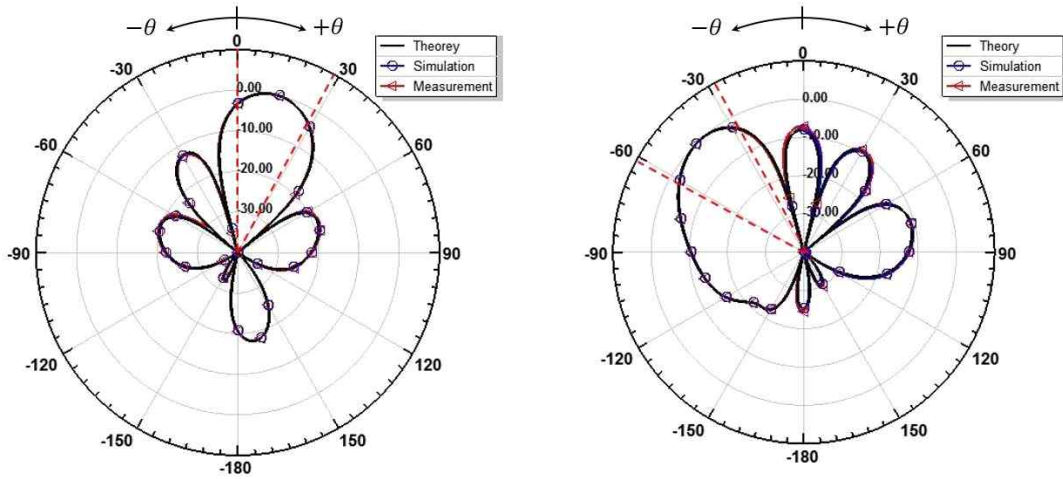
VI. 버틀러 매트릭스의 빔 성형 특성 분석

이 장에서는 본 논문에서 제안한 버틀러 매트릭스의 빔 성형 특성을 분석한다. 이론적인 구성에 의해 나타나는 버틀러 매트릭스의 출력 신호와 설계된 버틀러 매트릭스의 시뮬레이션 결과, 그리고 제작한 버틀러 매트릭스의 측정 결과를 2.5 절에서 논의했던 배열 안테나의 급전 신호로 사용하여 배열 안테나의 빔 패턴을 계산하고 비교하여 제안한 버틀러 매트릭스가 원하는 방향으로 빔을 성형할 수 있음을 확인한다.

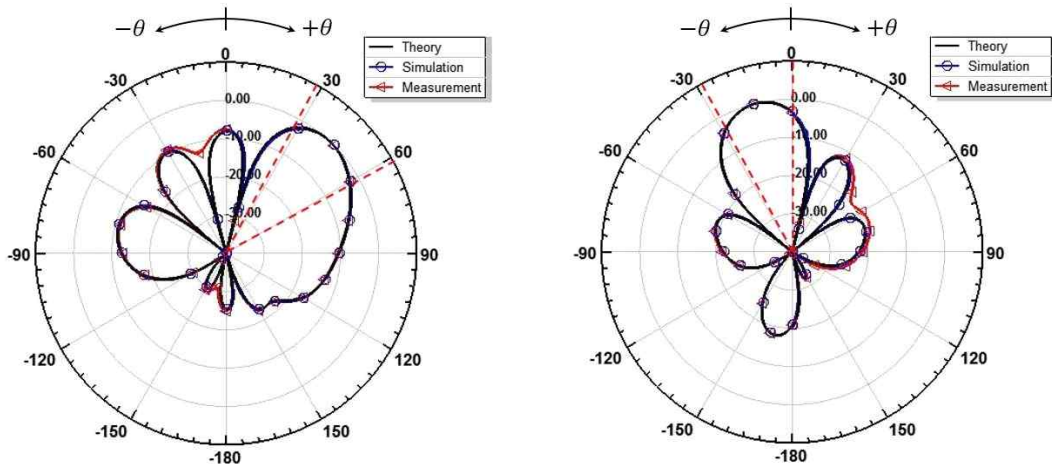
Table 6. Output properties of the butler matrix at 2.6 GHz.

Input signal		Output signal						
		Magnitude [dB]				Phase difference between output ports [degree]		
		Port 5	Port 6	Port 7	Port 8	$\beta_{5,6}$	$\beta_{6,7}$	$\beta_{7,8}$
Port 1	Theory	-6	-6	-6	-6	-45	-45	-45
	Simulation	-6.17	-6.30	-6.46	-6.60	-46.01	-44.32	-44.82
	Measurement	-6.46	-6.84	-6.32	-6.74	-46.19	-41.74	-45.70
Port 2	Theory	-6	-6	-6	-6	135	135	135
	Simulation	-6.34	-6.14	-6.68	-6.45	133.99	135.36	134.98
	Measurement	-6.85	-6.44	-6.86	-6.32	134.85	137.15	134.83
Port 3	Theory	-6	-6	-6	-6	-135	-135	-135
	Simulation	-6.47	-6.66	-6.16	-6.32	-135.76	-134.52	-134.84
	Measurement	-5.80	-7.25	-5.91	-7.32	-134.40	-132.79	-134.45
Port 4	Theory	-6	-6	-6	-6	45	45	45
	Simulation	-6.58	-6.48	-6.29	-6.19	44.01	45.21	45.19
	Measurement	-5.80	-7.25	-5.91	-7.32	45.32	46.65	45.67

표 6은 주파수 2.6 GHz에서 버틀러 매트릭스의 입력과 출력 특성을 나타내며, 표에서 $\beta_{n,m}$ 은 포트 m 과 포트 n 의 위상차를 나타낸 것이다. 이들 신호가 급전 신호로 사용될 때 나타나는 배열 안테나의 빔 패턴은 그림 28에 도시하였다.



(a) In of case feeding into the port 1. (b) In of case feeding into the port 2.



(c) In of case feeding into the port 3. (d) In of case feeding into the port 4.

Figure 28. The results of radiation pattern when feeding into each input port at 2.6 GHz.

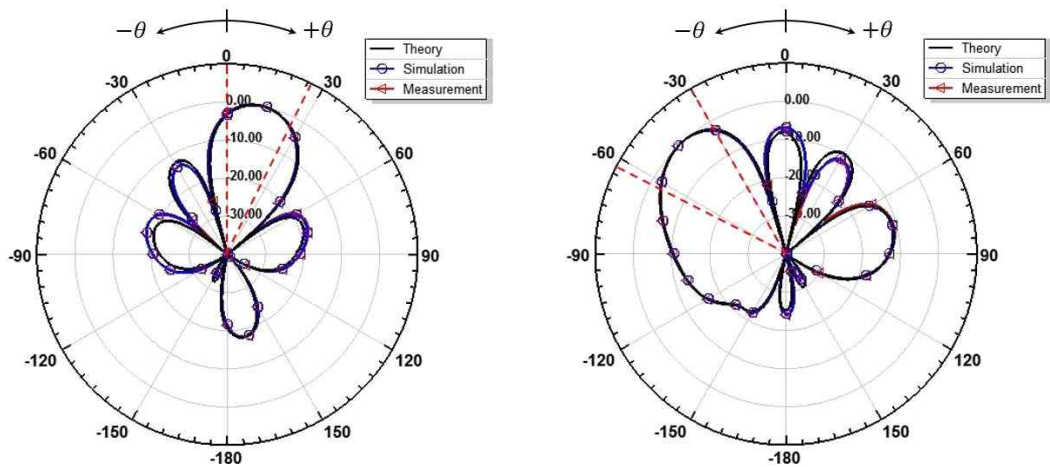
그림 28에서 포트 1에 신호를 인가했을 때 나타나는 빔 패턴의 결과는 이론과 시뮬레이션, 그리고 측정 값 모두 13° 방향에서 최대 크기를 가졌으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $0^\circ \sim 28^\circ$ 로 나타났다. 포트 2에 대한 빔 패턴 결과는 포트 1의 결과와 마찬가지로 이론과 시뮬레이션, 그리고 측정 값 모두 -43° 에서 최대 크기를 가졌으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $-28^\circ \sim -63^\circ$ 의 결과를 나타냈다. 포트 3에

대한 빔 패턴 결과는 이론과 시뮬레이션의 경우 43° 에서 최대 크기를 가졌으나 측정 결과는 42° 로 약 1° 의 오차를 나타냈으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $28^\circ \sim 62^\circ$ 이다. 포트 4에 대한 빔 패턴 결과는 이론과 시뮬레이션 결과의 경우 -13° 에서 최대 크기를 가졌으나 측정 결과는 -14° 로 나타나서 이론과 시뮬레이션 결과에 비해 1° 정도의 오차를 갖는다. 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $-1^\circ \sim -28^\circ$ 이다.

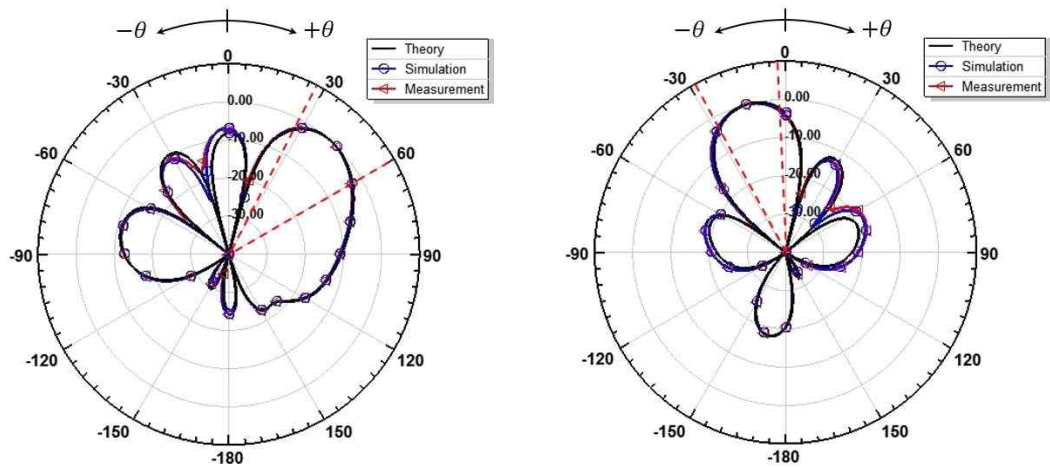
Table 7. Output properties of the butler matrix at 2.18 GHz.

Input signal		Output signal						
		Magnitude [dB]				Phase difference between output ports [degree]		
		Port 5	Port 6	Port 7	Port 8	$\beta_{5,6}$	$\beta_{6,7}$	$\beta_{7,8}$
Port 1	Theory	-6	-6	-6	-6	-45	-45	-45
	Simulation	-6.60	-6.25	-6.42	-6.08	-53.38	-37.24	-51.94
	Measurement	-6.75	-6.63	-6.35	-6.15	-52.19	-36.12	-52.41
Port 2	Theory	-6	-6	-6	-6	135	135	135
	Simulation	-6.29	-6.56	-6.13	-6.44	126.47	143.19	127.49
	Measurement	-6.84	-6.89	-6.19	-6.41	125.45	145.71	127.73
Port 3	Theory	-6	-6	-6	-6	-135	-135	-135
	Simulation	-6.45	-6.12	-6.58	-6.26	-128.19	-142.36	-127.26
	Measurement	-5.78	-6.65	-6.40	-7.32	-128.93	-140.47	-126.82
Port 4	Theory	-6	-6	-6	-6	45	45	45
	Simulation	-6.06	-6.44	-6.24	-6.61	51.27	38.01	52.62
	Measurement	-6.61	-5.84	-7.22	-6.34	52.69	39.23	52.66

표 7은 주파수 2.18 GHz에서 버틀러 매트릭스의 입력과 출력 특성을 나타내는 것으로 대역 내에서 급전 신호의 크기와 위상이 이론값과 비교하여 가장 많은 오차를 갖는다. 따라서 이 부분에서의 빔 패턴 분석은 중요하다. 이들 신호가 급전 신호로 사용될 때 나타나는 배열 안테나의 빔 패턴은 그림 29에 도시하였다.



(a) In of case feeding into the port 1. (b) In of case feeding into the port 2.



(c) In of case feeding into the port 3. (d) In of case feeding into the port 4.

Figure 29. The results of radiation pattern when feeding into each input port at 2.18 GHz.

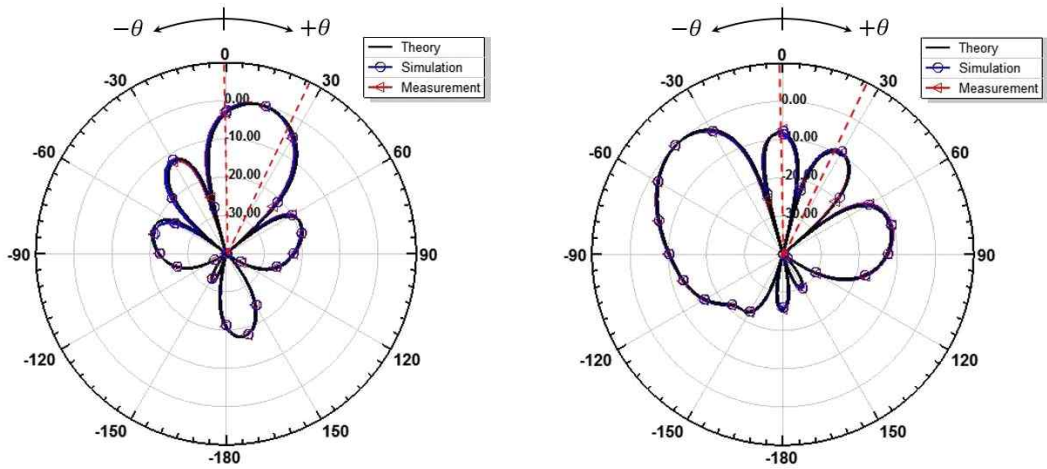
그림 29에서 포트 1에 신호를 인가했을 때 나타나는 빔 패턴의 결과는 2.6 GHz와 동일하게 이론과 시뮬레이션, 그리고 측정 값 모두 13° 방향에서 최대 크기를 가졌으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 0° ~ 26°로 나타났다. 포트 2에 대한 빔 패턴 결과는 포트 1의 결과와 마찬가지로 이론과 시뮬레이션, 그리고 측정 값 모두 -43°에서 최대 크기를 가졌으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 -30° ~ -63°의 결과를 나타냈다. 포트 3에 대한 빔 패턴 결과는 이론의 경우 43°에서 최대 크기를 가졌으

나 시뮬레이션 결과와 측정 결과는 41° 로 약 2° 의 오차를 나타냈으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $27^\circ \sim 60^\circ$ 이다. 포트 4에 대한 빔 패턴결과는 이론의 경우 -13° 에서 최대 크기를 가졌으며, 시뮬레이션 결과와 측정 결과는 -15° 로 이론과 시뮬레이션 결과에 비해 2° 정도의 오차를 나타냈다. 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $-3^\circ \sim -29^\circ$ 이다.

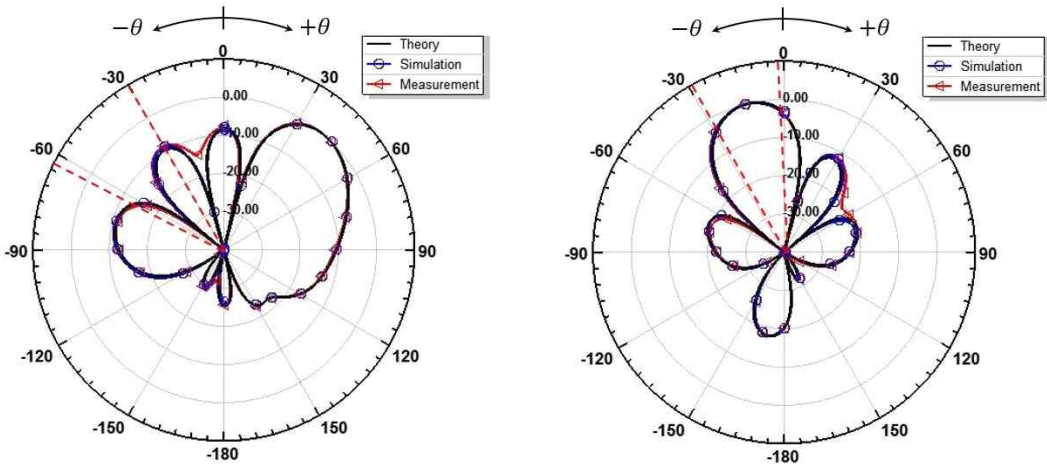
Table 8. Output properties of the butler matrix at 2.78 GHz.

Input signal		Output signal						
		Magnitude [dB]				Phase difference between output ports [degree]		
		Port 5	Port 6	Port 7	Port 8	$\beta_{5,6}$	$\beta_{6,7}$	$\beta_{7,8}$
Port 1	Theory	-6	-6	-6	-6	-45	-45	-45
	Simulation	-6.33	-6.18	-6.73	-6.49	-43.12	-47.47	-41.84
	Measurement	-6.54	-6.74	-6.40	-6.63	-43.17	-44.32	-42.23
Port 2	Theory	-6	-6	-6	-6	135	135	135
	Simulation	-6.17	-6.29	-6.53	-6.69	136.91	132.41	138.25
	Measurement	-6.92	-6.50	-6.71	-6.41	137.12	134.70	136.93
Port 3	Theory	-6	-6	-6	-6	-135	-135	-135
	Simulation	-6.72	-6.51	-6.32	-6.14	-139.21	-131.42	-137.88
	Measurement	-5.92	-7.16	-6.04	-7.26	-137.13	-129.51	-136.77
Port 4	Theory	-6	-6	-6	-6	45	45	45
	Simulation	-6.46	-6.75	-6.16	-6.34	40.93	48.50	42.16
	Measurement	-7.16	-5.81	-7.22	-6.08	41.58	51.12	41.46

표 8은 주파수 2.78 GHz에서 버틀러 매트릭스의 입·출력 특성을 나타내는 것으로 대역의 최대 주파수에서의 신호 특성이다. 이들 신호가 급전 신호로 사용될 때 나타나는 배열 안테나의 빔 패턴은 그림 30에 도시하였다.



(a) In of case feeding into the port 1. (b) In of case feeding into the port 2.



(c) In of case feeding into the port 3. (d) In of case feeding into the port 4.

Figure 30. The results of radiation pattern when feeding into each input port at 2.78 GHz.

그림 30에서 포트 1에 신호를 인가했을 때 나타나는 빔 패턴의 결과는 이론의 경우 13° , 시뮬레이션 결과와 측정 결과는 12° 방향에서 최대 크기를 가졌으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $0^\circ \sim 26^\circ$ 로 나타났다. 포트 2에 대한 빔 패턴 결과는 이론이 -43° , 그리고 시뮬레이션과 측정 결과는 -44° 방향에서 최대 크기를 가졌으며, 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $-30^\circ \sim -63^\circ$ 이다. 포트 3에 대한 빔 패턴 결과는 이론의 경우 43° , 시뮬레이션 결과에서는 42° , 측정 결과는 41° 로 나타냈으며, 측정

결과에서 -3 dB 빔폭은 $27^{\circ} \sim 60^{\circ}$ 이다. 포트 4에 대한 빔 패턴결과는 이론의 경우 -13° 에서 최대 크기를 가졌으며, 시뮬레이션 결과에서는 -14° , 측정 결과는 -15° 로 이론 결과에 비해 $1^{\circ} \sim 2^{\circ}$ 정도의 오차를 나타냈다. 측정 결과에서 -3 dB 빔폭은 $-3^{\circ} \sim -29^{\circ}$ 이다.

결과적으로 급전 신호의 크기와 위상오차가 각각 6.5 ± 0.8 dB, $\pm 4.2^{\circ}$ 인 2.6 GHz에서의 빔 패턴은 이론적인 급전 신호에 의한 결과와 유사하게 나타났으며, 급전 신호의 크기와 위상오차가 각각 6.5 ± 0.8 dB, $\pm 9.5^{\circ}$ 로 최대 오차를 갖는 2.18 GHz에서의 빔 패턴은 이론적인 급전 신호에 의한 결과와 비교하여 크게 2° 정도의 차이가 나지만 빔 패턴의 방향은 크게 변하지 않는 것을 확인하였다.

VII. 결론

본 논문에서는 빔 성형 네트워크인 4×4 버틀러 매트릭스를 필수 구성품인 크로스 오버 없이 2층 마이크로스트립 기판에 설계함으로써 회로를 단순화하여 전체적인 크기를 줄이고 성능을 개선시켰다. 구성요소 중 전단에 배치되는 두 개의 90° 하이브리드 결합기를 3단 브랜치 선로 결합기로 설계하여 광대역 특성을 얻었으며, 이 결합기를 윗면과 아랫면에 배치함으로써 나타나는 구조적 문제점을 슬롯-결합 방향성 결합기를 고안하여 해결하였다. 그리고 이들을 조합한 버틀러 매트릭스를 제안하였으며, 최적화된 설계 값을 기반으로 시작품을 제작하고 성능을 분석하였다. 또한 버틀러 매트릭스의 입력 조건에 따라 나타나는 출력 결과와 빔 성형 관계를 세밀히 파악하기 위한 방안으로써 이론적인 결과와 시뮬레이션 결과, 그리고 측정 결과로 구분하여 각 각의 결과들을 비교하고 분석하였다. 그리고 이 결과 값들을 배열 안테나의 급전 신호로 인가하여 예측이 가능한 빔 패턴을 도출하고 버틀러 매트릭스로부터 빔이 형성되는 방향과 형태를 분석하였다.

결과적으로 제안한 4×4 버틀러 매트릭스의 주파수 대역은 2.18 GHz ~ 2.78 GHz 으로 약 24 %의 비대역폭을 가지며, $83.9 \times 83.6 \text{ mm}^2$ 의 크기로 제작되었다. 대역 내에서 포트 1과 포트 2에서 입력하는 경우의 삽입손실 특성은 평균 6.5 dB 정도의 비교적 균등한 결과로 나타났으나, 포트 3과 포트 4로 입력하는 경우에는 포트 5와 포트 7, 그리고 포트 6과 포트 8에 전달되는 급전 신호의 크기가 시뮬레이션 결과에 비해서 약 1.5 dB 정도의 차이가 발생하였다. 더불어, 각 포트에서의 반사손실은 15.76 dB 이상의 양호한 특성을 가졌으며, 출력포트 간 위상차는 대역 내에서 최대 $\pm 9.5^\circ$ 의 오차를 나타냈다. 하지만 이 정도의 오차는 빔 성형을 위한 복사패턴 형성에 크게 영향을 주지 않는다는 것을 성능 분석을 통하여 입증하였다. 따라서 제안한 버틀러 매트릭스의 빔 패턴은 이론적인 급전 신호를 토대로 비교 했을 때 최대 2° 이내의 우수한 방향성 오차를 가지며, 입력되는 신호의 포트에 따라 조향되는 빔 패턴은 120° 섹터 범위 내에서 반전력 빔폭을 기준으로 총 4개의 30° 영역을 담당할 수 있는 지향성을 갖는다.

References

- [1] D. J. Ma, H. L. Peng, W. Y. Yin, and J. F. Mao, "The Realization of High Isolation and Wide Band 4×4 Microstrip Butler Matrix," in *Proc. Int. Conf. Microwave Technology and Computational Electromagnetics (ICMTCE 2009)*, pp. 88-91, Nov. 2009.
- [2] H. Nachouane, A. Najid, A. Tribak, and F. Riouch, "Broadband 4×4 Butler Matrix Using Wideband 90° Hybrid Couplers and Crossovers for Beamforming Networks," in *Proc. 2014 Int. Conf. Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*, pp. 1444-1448, April 2014.
- [3] S. Z. Ibrahim and M. E. Bialkowski, "Wideband Butler Matrix in Microstrip-slot Technology," in *Proc. 2009 Asia Pacific Microwave Conf.*, pp. 2104-2107, Dec. 2009.
- [4] L. M. Abdelghani, T. A. Denidni, and M. Nedil, "Ultra-broadband 4×4 Compact Butler Matrix Using Multilayer Directional Couplers and Phase Shifters," in *Proc. IEEE/MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1-3, June 2012.
- [5] A. Talbi, M. L. Seddiki, and F. Ghanem, "A Compact 4×4 Butler Matrix for UWB Applications," in *Proc. 2013 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI)*, pp. 1010-1011, July 2013.
- [6] O. M. Haraz and A. R. Sebak, "Two-layer Butterfly-shaped Microstrip 4×4 Butler Matrix for Ultra-wideband Beam-forming Applications," in *Proc. 2013 IEEE Int. Conf. Ultra-Wideband (ICUWB)*, pp. 1-6, Sept. 2013.
- [7] A. Alaqeel, S. Almorqi, O. Haraz, M. Ashraf, S. Alshebeili, and A. R. Sebak, "Broadband 4×4 Butler Matrix for K- and Ka-bands," in *Proc. 2015 IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation & USNC/URSI Nat.*

- Radio Science Meeting*, pp. 230–231, July 2015.
- [8] M. Nedil, T. A. Denidni, and L. Talbi, “Novel Butler Matrix Using CPW Multilayer Technology,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 499–507, Jan. 2006.
- [9] M. Nedil, M. traïi, A. M. Habib, A. Djaiz, and T. A. Denidni, “Novel Ultra-wideband Butler Matrix for Wireless Underground Mines,” in *Proc. 2010 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp.*, pp. 1–4, July 2010.
- [10] M. B. Kilani, M. Nedil, N. Kandil, and T. A. Denidni, “Novel Wideband Multilayer Butler Matrix Using CPW Technology,” in *Proc. 2012 IEEE Int. Symp. Antennas and Propagation*, pp. 1–2, July 2012.
- [11] M. Nedil, M. A. E. Cafsi, T. A. Denidni, and A. Gharsallah, “Novel UWB CB-CPW Butler Matrix for Wireless Applications,” in *Proc. 2014 IEEE Antennas and Propagation Society Int. Symp. (APSURSI)*, pp. 1800–1801, July 2014.
- [12] C. J. Chen and T. H. Chu, “Design of a 60-GHz Substrate Integrated Waveguide Butler Matrix – A Systematic Approach,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 7, pp. 1724–1733, July 2010.
- [13] A. A. M. Ali, N. J. G. Fonseca, F. Coccetti, and H. Aubert, “Design and Implementation of Two-layer Compact Wideband Butler Matrices in SIW Technology for Ku-Band Applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 2, pp. 503–512, Feb. 2011.
- [14] T. Djerafi and K. Wu, “A Low-cost Wideband 77-GHz Planar Butler Matrix in SIW Technology,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 10, pp. 4949–4954, Oct. 2012.
- [15] S. Karamzadeh, V. Rafii, M. Kartal, and B. S. Virdee, “Compact and Broadband 4×4 SIW Butler Matrix With Phase and Magnitude Error Reduction,” *IEEE Microwave Wireless Components Letters*, vol. 25, no. 12, pp. 772–774, Dec. 2015.

- [16] C. A. Balanis, *Antenna Theory : Analysis and Design*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Inc., pp. 283-297, 2005.
- [17] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4th ed., John Wiley & Sons, Inc., pp. 343-346, 351-355, 2012.

논문과 관련된 저자의 실적

1. 학회 논문지

- [1] 이동학, 양두영, “FDTD법을 이용한 계단임피던스 기관의 마이크로스트립 불연속 특성 분석”, *한국지식정보기술학회 논문지*, 제11권 제3호, pp. 223-235, 2016.
- [2] 이동학, 양두영, “모드정합 컨버터에 기반한 광대역 원뿔형 주름 혼안테나 설계 및 분석”, *한국산학기술학회 논문지*, 제17권 제7호, pp. 1-7, 2016.

2. 학술대회 논문집

1) 국내

- [1] 이동학, 서수덕, 조학래, 양두영, “광대역 커리게이트 혼 안테나 설계를 위한 모드정합 특성 분석”, *2015년 한국전자과학회 하계종합학술대회*, 2015년 8월.
- [2] 이동학, 서수덕, 조학래, 양두영, “LTE MIMO(4×4) 시스템용 빔성형 버틀러 스위치 설계”, *2016년 한국콘텐츠학회 춘계종합학술대회*, 2016년 5월.
- [3] 이동학, 서수덕, 조학래, 양두영, “버틀러 위상오차에 따른 빔성형 효과 분석”, *2016년 한국전자과학회 하계종합학술대회*, 2016년 6월.
- [4] 이용혁, 이동학, 양두영, “마이크로스트립 선로를 이용한 교차결합 방향성 결합기”, *2016년 전력 및 IT 제주컨퍼런스*, 2016년 8월.

2) 해외

- [1] Dong-Hak Lee, and Doo-Yeong Yang, “Broadband 4×4 Butler Matrix with Multilayer Slot-Coupled Microstrip Transmission lines”, in *Proc. 2017 Int. Conf. Electronics, Information, and Communication*, Jan. 2017.
- [2] Young-Hyeok Lee, Dong-Hak Lee, and Doo-Yeong Yang, “Analysis of Slot-coupled Microstrip Components for Wideband Butler Matrix”, in *Proc. 2017 Int. Conf. Electronics, Information, and Communication*, Jan. 2017.

감사의 글

부족한 제가 무사히 석사과정을 마칠 수 있도록 도움을 주신 많은 분들께 감사의 말씀을 전하고자 합니다. 먼저, 저를 연구자의 길로 이끌어 주신 양두영 지도교수님께 진심어린 감사의 마음을 전하고 싶습니다. 항상 부족하고 쉽게 흔들렸던 저를 끊임없는 사랑과 격려로 끝까지 지도해주셔서 지금 이렇게 유종의미를 거둘 수 있었습니다. 그리고 본 논문이 있기까지 세심하게 검토해주시고 많은 조언과 격려를 해주신 김홍수 교수님, 현승엽 교수님, 여러 가지로 도움을 주신 김순환 교수님, 임재윤 교수님, 좌정우 교수님께도 감사의 말씀을 전하고 싶습니다. 또한 대학원 과정동안 많은 도움을 주었던 김지윤, 강운정, 현보현 조교선생님들께도 고마움을 전합니다.

제가 석사과정을 부족함 없이 열심히 다닐 수 있도록 물신양면으로 지원해주신 ㈜이너트론의 조학래 사장님과 이사님이신 서수덕 선배님께 깊은 감사의 말씀을 드립니다. 그리고 논문을 준비하면서 많은 도움을 주신 고문봉 대리님에게도 고마움을 포함합니다.

석사과정 내내 같이 대학원 수업을 들으며 옆에서 힘이 되어주었던 동기 김수철 학우와 연구실 생활의 활력소가 되어주었던 고바다, 김수현 후배님, 그리고 가끔씩 마음의 안정을 되찾게 해준 김상현, 한구름, 이소영 학우님들을 비롯한 모든 선후배님들이 있었기에 대학원 생활을 무사히 마칠 수 있었습니다.

마지막으로 사랑하는 가족들에게 감사드립니다. 오늘이 있기까지 뒤에서 묵묵히 지켜봐주시고 응원해 주신 아버지, 어머니, 그리고 형이 있었기에 조금 늦은 나이에 대학원에 들어갈 결심을 하고 이렇게 잘 마무리 할 수 있었습니다. 그 동안 제게 베풀어 주신 은혜에 저버리지 않도록 앞으로 더욱 더 노력하는 제가 되겠습니다.

다시 한 번 제가 석사과정을 마칠 수 있도록 도움을 주신 모든 분들께 감사의 말씀을 드립니다.