(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년05월13일
(11) 등록번호 10-2251287
(24) 등록일자 2021년05월06일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H01Q 3/26 (2006.01) *H01Q 1/24* (2006.01)
H01Q 13/02 (2006.01) *H01Q 13/10* (2018.01)
H01Q 9/04 (2018.01)
(52) CPC특허분류
H01Q 3/2658 (2013.01)
H01Q 1/243 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2019-0169779
(22) 출원일자 2019년12월18일
심사청구일자 2019년12월18일
(56) 선행기술조사문헌
CN108110425 A*
KR101553159 B1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
인천대학교 산학협력단
인천광역시 연수구 아카데미로 119 (송도동)
(72) 발명자
강승택
인천광역시 부평구 부개로 58, 102동 1001호(부개동, 푸른마을삼부한신아파트)
박희준
경기도 부천시 삼작로108번길 71-1, 1층(내동)
이창형
경상북도 울진군 울진읍 향교로 34-22
(74) 대리인
특허법인충정

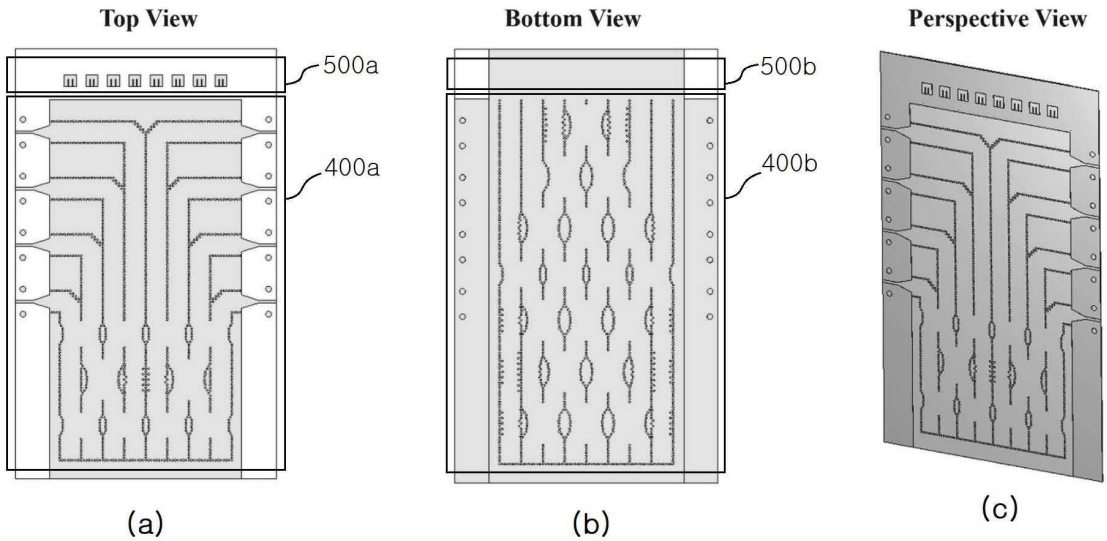
전체 청구항 수 : 총 7 항 심사관 : 김정석

(54) 발명의 명칭 **기판집적도파관 구조를 세그먼트 분리하여 층으로 할당하고 적층하는 방식의, 5G 소형 단말기 및 중계기용 광대역 빔 포밍 안테나 면적 축소법**

(57) 요 약

본 발명의 일 실시예에 의한 기판집적구조를 요소기능인 세그먼트로 분리 후 지그재그형 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나는 5G 통신 서비스용으로 계획된 26.5GHz로부터 28.9GHz까지의 주파수 대역을 모두 포함하는 광대역 빔 포밍 안테나이며, 신호흐름 방향이 아닌 입력포트와 출력포트 사이를 왔다갔다하며(지그재그로) 층을 쌓는 전례없는 폴디드 구조를 적용하여 안테나의 전체 크기를 대폭 축소시킨 소형화된 빔 포밍 안테나 구조를 제시한다.

대 표 도



(52) CPC특허분류
H01Q 13/02 (2013.01)
H01Q 13/106 (2013.01)
H01Q 9/0414 (2013.01)

공지예외적용 : 있음

명 세 서

청구범위

청구항 1

기판 집적 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)을 기반으로 형성된, 직각 커플러(Quadrature Coupler), 크로스 오버(Cross over) 및 위상 쉬프터(Phase Shifter)를 포함하는 SIW 버틀러 매트릭스(Butler matrix)의 신호 전달 부분을 기준으로 적어도 2개 이상의 부분으로 분할되어 접힌 형태로 적층됨으로써 복수의 레이어로 구성된, 즉 신호흐름상의 요소기능을 세그먼트화하고 입력출력 포트 사이에서 지그재그 방식으로 쌓아 성능 유지, 크기 축소되는, 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스; 및

상기 SIW 버틀러 매트릭스의 일측 끝단의 출력 포트에 연결된 방사체를 포함하고,

상기 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스는,

상기 복수의 레이어 중 수직으로 인접한 2개의 레이어의 분리된 부분들을 광대역에서 임피던스 매칭과 출력간 위상관계 만족하는 슬롯으로써 전기적으로 결합하는 복수의 SIW-SIW 수직 트랜지션을 포함하며,

상기 SIW-SIW 수직 트랜지션은,

상기 복수의 레이어 중 수직으로 인접한 2개의 레이어 중 상층 레이어와 상기 상층 레이어의 하부에 있는 하층 레이어에 위치하는 비아 벽; 및

상기 비아 벽으로부터 소정 거리 이격되어 상기 상층 레이어와 상기 하층 레이어 간의 금속 클래드에 형성된 슬롯을 포함하는 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 SIW 버틀러 매트릭스의 타측 끝단의 입력 포트에 형성되되,

마이크로웨이브 커넥터와의 접속을 위한 마이크로스트립-SIW 트랜지션을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

청구항 3

삭제

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 SIW 버틀러 매트릭스는,

8×8 SIW 버틀러 매트릭스인 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 방사체는 마이크로스트립 패치 안테나를 포함하고,

상기 마이크로스트립 패치 안테나는,

상기 복수의 레이어 중 최상층 레이어에 형성된 변형 E 자형 패치 안테나 패턴; 및

상기 복수의 레이어중 최하층 레이어에 형성되어 SIW 전송라인에 연결된 SIW-마이크로스트립 트랜지션을 포함하며,

상기 변형 E 자형 패치 안테나 패턴은 상기 SIW-마이크로스트립 트랜지션을 통한 간접 커플링으로 급전되는 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

청구항 6

제 2 항에 있어서,

상기 마이크로스트립-SIW 트랜지션은,

테이퍼형 마이크로스트립 라인을 포함하는 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

청구항 7

삭제

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 위상 쉬프터는,

67.5° 위상 쉬프터, 22.5° 위상 쉬프터 및 45° 위상 쉬프터를 포함하며,

상기 위상 쉬프터는 타임 어드밴스 시프트(time advance shift)하는 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

청구항 9

기판 집적 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)을 기반으로 형성된, 직각 커플러(Quadrature Coupler), 크로스 오버(Cross over) 및 위상 쉬프터(Phase Shifter)를 포함하는 SIW 버틀러 매트릭스(Butler matrix)의 신호 전달 부분을 기준으로 적어도 2개 이상의 부분으로 분할되어 접힌 형태로 적층됨으로써 복수의 레이어로 구성된, 즉 신호흐름상의 요소기능을 세그먼트화하고 입력출력 포트 사이에서 지그재그 방식으로 쌓아 성능 유지, 크기 축소되는, 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스; 및

상기 SIW 버틀러 매트릭스의 일측 끝단의 출력 포트에 연결된 방사체를 포함하며,

상기 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스는 상기 SIW 버틀러 매트릭스의 중단을 기준으로 분리되어 겹쳐짐으로써 상층 레이어와 하층 레이어로 구성되고,

상기 SIW 버틀러 매트릭스는, 상기 직각 커플러 위치를 두 부분으로 나누어서 중단을 기준으로 분리된 것을 특징으로 하는 구조 분리 지그재그 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 빔 포밍 안테나 시스템의 기능과 구조를 진일보시키는 것으로서, 보다 상세하게는 5G 통신 서비스용으로 계획된 26.5GHz로부터 28.9GHz까지 모든 주파수 대역에서 동작하는 광대역 빔 포밍 안테나이며, 마이크로스트립과 같은 일반적인 위상 배열이 아닌 방사손실이 작은 적층기판형 급전 빔 포밍 안테나에 대해, 단층이면 면적이 큰 단점이 있어 전체 기능을 유지하되 기능별 요소인 세그먼트로 나누고 층으로 분리 후 쌓은 전례없는 위상 배열 급전 빔 포밍 안테나에 폴디드 구조를 적용하여 안테나의 전체 크기를 대폭 축소시킨 빔 포밍 안테나 구조를 제시하는 방안에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 이동 통신 기술은 수년에 걸쳐 발전해 왔다. 1 세대 무선 통신 네트워크는 아날로그 기술을 기반으로 하며, 2 세대 통신은 GSM 및 CDMA와 같은 표준을 사용하는 디지털 기술을 도입했다. 성능 측면에서 2G는 기본 텍스트 전송과 제한된 무선 데이터 기능 및 음성 서비스를 추가했다. 그러나 2G 모바일 장치로 자유롭게 웹 서핑을하기가

어려운 문제가 있었다.

[0003] 3 세대 통신 네트워크인 3G는 W-CDMA를 사용하여 고속 데이터 통신 기능을 추가함으로써 비디오와 같은 작은 크기의 데이터를 전송할 수 있게 되었다. 그러나 스트리밍 비디오와 같은 높은 데이터 속도는 대부분의 사용자가 비교하는 Wi-Fi 또는 무선 LAN보다 느린 문제가 있었다.

[0004] LTE(Long Term Evolution) 기반의 4G 통신은 3G에 비해 데이터 볼륨 측면에서 크게 개선되었으며 최대 10 배의 최고 데이터 속도를 제공한다. 또한 모바일 서비스 제공 업체는 이론적으로 LTE 속도를 두 배로 늘릴 수 있는 LTE-A를 구현했다.

[0005] 2015년 ITU-R(International Telecommunication Union-Radiocommunication)에서는, 5 세대 이동 통신의 공식 명칭으로서 IMT-2020(International Mobile Telemcommunications-2020)을 결정하고, 목표 성능과 5G 서비스 시나리오가 제안되었다.

[0006] 도 1은 IMT-Advanced (4G)와 IMT-2020 (5G)의 주요 기능 대비를 도시한다.

[0007] 도 1에서 보는 바와 같이, ITU-R에서 제안한 5G 기술 성능 요구 사항은 20Gbps의 최고 데이터 속도, 1ms 이내의 대기 시간, 500km/h의 최대 이동성, IMT-Advanced의 4G보다 3배 높은 스펙트럼 효율, 1km^2 당 100만개의 연결 밀도, 100Mbps 이상의 사용자 경험 전송 속도 등이 향상됨을 알 수 있다.

[0008] 빔 포밍(beamforming)은 5G 무선 통신의 핵심 기술 중 하나로서, 도 1에 제시된 기술적 성능을 만족시키기 위해서는 전파 전송 효율과 주파수 재사용성이 필수적이다. 이러한 특성을 향상 시키려면 안테나에 지향성 방사 패턴을 사용해야 하며 빔 포밍 기능을 제공해야 한다.

[0009] 빔 포밍 안테나는 지향성 및 이득이 양호해야 하고 에너지 전달 효율이 양호해야 한다. 따라서 전 세계적으로 효율적인 빔 포밍 시스템이 연구되고 있으며 개선된 성능 결과가 발표되고 있다.

[0010] 도 2는 4개 요소의 LTE MIMO 안테나로 작동되는 통합 28GHz 어레이(배열)를 나타낸다.

[0011] 상기 도 2는 5G 및 LTE-A 통신 모드의 하이브리드화를 위한 소형 크기의 안테나를 나타내는데, 이 안테나는 평면 기판 집적 도파관 버틀러 매트릭스(flat substrate Integrated waveguide Butler matrix) 빔 포밍 안테나의 측면에서 LTE-A를 위해 동작하는 4 개의 다중 입력 다중 출력 칩 안테나이다.

[0012] 도 3은 듀얼 레이어 멀티 빔 안테나를 나타내며, 기존 구조와 같이 신호흐름방향을 유지하면서 포트1과 포트 4 계열의 흐름을 위아래로 나눈 구조이다. 비록 이층이지만 구조의 면적 특히 길이는 기존 구조와 다름이 없어 크기축소의 효과는 미미하다. 이에 반해, 본 발명은 신호흐름방향을 요소로 나누어 그 세그먼트들을 층으로 분리하고, 입력포트와 출력포트 방향을 왔다갔다하는(지그재그) 방식으로 층을 쌓고 전기적 연결하여 길이와 면적이 대폭 축소되어, 큰 차별점이 있다. 궁극에는 이런 구조가 반복되는 중계기에 대해, 다른 기법들은 따라올 수 없을 정도의 크기 축소가 가능한 것이다.

[0013] 도 4는 5G 빔 포밍 안테나용 플랫 Rotman 렌즈를 나타낸다.

[0014] 상기 도 4는 설계의 주요 단계에서, Rotman 렌즈의 입력 및 출력 포트의 아크(arc)는 광선 경로의 개념에 따라 결정된다. 삼중 초점 접근 방식을 준수하면서 세 초점으로부터의 광선은 솔루션이 입력 및 출력 곡선을 형성하는 방정식에 따른다. 이들 아크(arc)와 함께, 지연 라인들에 대한 기하학적 정보는 고, 중 및 저의 3 개의 각도를 가리키는 빔을 생성하도록 결정된다.

[0015] 이러한 통신 기술의 발달에 따라 무선 통신 서비스 가입자 수가 빠른 속도로 증가하고 있고, 고품질 및 광대역 데이터 통신에 대한 사용자 요구가 증가함에 따라 이러한 요구를 충족시키기 위한 기술 중 하나로써 mmWave 기술이 제시되고 있는데, mmWave 기술은 현재 상용이동통신에 사용되는 주파수 대역을 뛰어넘는 초고주파 광대역을 활용하는 기술이다.

[0016] 이러한 mmWave 기술이 적용되는 하드웨어는 소형화가 필연적으로 요구되므로, 안테나로서의 기본적인 주파수 대역의 특성을 충족시키면서 더욱 소형화시킬 수 있는 안테나 설계 기법이 요구되고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0017] 본 발명은 상술한 바와 같은 종래 기술의 문제점을 해결하고자 하는 것으로서, 5G 통신 서비스용으로 계획된

26.5GHz로부터 28.9GHz까지 주파수 대역을 모두 포함하는 광대역이면서 소형인 빔 포밍 안테나를 제공하고자 한다.

[0018] 특히, 방사손실이 작지만 단층이라 면적이 큰 기판집적형 위상 배열 급전 빔 포밍 안테나에 대해, 신호의 흐름 방향으로 요소를 세그먼트화하고 이를 입력포트와 출력 포트 사이에서 왔다갔다하는 지그재그 방식으로 층을 쌓고 슬롯을 통해 결합하여 광대역에도 도움이 되고 빔 포밍 기능을 유지하는 전례없는 폴디드 구조를 제안하여 안테나의 전체 크기를 대폭 축소시킨 소형화된 빔 포밍 안테나를 제시하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0019] 상기 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 세그먼트 분리 지그재그형 폴디드 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나는,

[0020] 기판 집적 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)을 기반으로 형성된, 직각 커플러(Quadrature Coupler), 크로스 오버(Cross over) 및 위상 쉬프터(Phase Shifter)를 포함하는 SIW 버틀러 매트릭스(Butler matrix)의 신호 전달 부분을 기준으로 적어도 2개 이상의 부분으로 분할(세그먼트)되어 입력포트와 출력포트 사이에서 왔다갔다 지그재그 방식으로 접힌 형태로 적층됨으로써 복수의 레이어로 구성된 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스; 및

[0021] 상기 SIW 버틀러 매트릭스의 일측 끝단의 출력 포트에 연결된 방사체를 포함한다.

[0022] 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나는, 상기 SIW 버틀러 매트릭스의 타측 끝단의 입력 포트에 형성되되, 마이크로웨이브 커넥터와의 접속을 위한 마이크로스트립-SIW 트랜지션을 더 포함할 수 있다.

[0023] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스는,

[0024] 상기 복수의 레이어 중 수직으로 인접한 2개의 레이어의 분리된 부분들을 전기적으로 결합하는 복수의 SIW-SIW 수직 트랜지션을 포함할 수 있다. 참고로 각 층의 Via(금속핀)들은 다른 층의 Via들과 얼라인먼트가 맞지 않아도 전체 기능을 수행하는데 지장이 없도록 한 것이 본 발명의 특징이기도 한다.

[0025] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 SIW 버틀러 매트릭스는, 8×8 SIW 버틀러 매트릭스일 수 있다.

[0026] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 방사체는 마이크로스트립 패치 안테나를 포함하고,

[0027] 상기 마이크로스트립 패치 안테나는,

[0028] 상기 복수의 레이어 중 최상층 레이어에 형성된 변형 E 자형 패치 안테나 패턴; 및

[0029] 상기 복수의 레이어중 최하층 레이어에 형성되어 SIW 전송라인에 연결된 SIW-마이크로스트립 트랜지션을 포함하며,

[0030] 상기 변형 E 자형 패치 안테나 패턴은 상기 SIW-마이크로스트립 트랜지션을 통한 간접 커플링으로 급전될 수 있다.

[0031] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 마이크로스트립-SIW 트랜지션은, 테이퍼형 마이크로스트립 라인을 포함할 수 있다.

[0032] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 SIW-SIW 수직 트랜지션은,

[0033] 상기 복수의 레이어 중 수직으로 인접한 2개의 레이어 중 상층 레이어와 상기 상층 레이어의 하부에 있는 하층 레이어에 위치하는 비아 벽; 및

[0034] 상기 비아 벽으로부터 소정 거리 이격되어 상기 상층 레이어와 상기 하층 레이어 간의 금속 클래드에 형성된 슬롯을 포함할 수 있다. 이 슬롯은 본 발명에서 매우 중요한 요소로서, 일반적인 SIW 버틀러 매트릭스 구조에서 한 층에 요소기능들이 모여있어 면적축소가 불가능한 것을 본 발명은 이를 세그먼트로 나눠 지그재그 방식(보통의 폴디드 또는 적층 방식은 신호의 방향대로 쌓아, 길이를 줄일 수 없거나 한 층의 출력을 다른 층의 입력에

연결하기 위한 FPCB의 선들과 공정단계가 필요하여 비용이 치솟음)으로 쌓는데, 이 때 층간의 전자기적 결합에 무엇보다도 광대역 특성(부분 및 전체 구조의 임피던스 정합과 요구되는 위상값을 만족하도록)을 유지하면서 층간을 이어주는 매우 중요한 역할을 한다. 슬롯의 모습은 상황에 따라 변할 수도 있다.

[0035] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 위상 쉬프터는,

[0036] 67.5° 위상 쉬프터, 22.5° 위상 쉬프터 및 45° 위상 쉬프터를 포함하며,

[0037] 상기 위상 쉬프터는 타임 어드밴스 시프트(time advance shift)할 수 있다.

[0038] 또한, 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 있어서, 상기 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스는 상기 SIW 버틀러 매트릭스의 중단을 기준으로 분리되어 겹쳐짐으로써 상층 레이어와 하층 레이어로 구성되고,

[0039] 상기 SIW 버틀러 매트릭스는, 상기 직각 커플러 위치를 두 부분으로 나누어서 중단을 기준으로 분리될 수 있다..

발명의 효과

[0040] 이와 같은 본 발명에 의하면, 5G 통신을 위한 로우 프로파일 빔 포밍 안테나 시스템을 제공할 수 있다. 안테나 빔은 8×8 버틀러 매트릭스 빔포밍 네트워크에 의해 8가지 방향으로 형성된다. 본 발명의 안테나는 기판 집적 도파관(SIW)을 기반으로 제작될 수 있다.

[0041] 본 발명에서 적용하는 SIW 구조는 RF 컴포넌트 설계에 장점이 있다. 기존 도파관에 비해 인쇄 회로 기판(PCB) 기술을 사용하여 제작될 수 있으며, 기존 도파관은 금형 기술을 사용하여 제작되었기 때문에 이에 비해 본 발명에 따른 SIW 구조는 제작 비용이 저렴하고 무게가 가벼운 이점이 있다. 또한 마이크로스트립 구조에 비해 전기 손실이 적다.

[0042] 본 발명의 안테나는 필요한 구성 요소로서 직각 커플러, 크로스 오버 및 위상 쉬프터를 제시하고, 이러한 구성 요소를 결합하여 8 입력 및 8 출력을 갖는 버틀러 매트릭스를 제공할 수 있다. 특히 밀리미터파(mmWave) 영역에서 정교한 위상 조정의 필요성을 충족시키기 위해서 본 발명에서는 각 SIW 위상 쉬프터는 정교하게 최적화시켰으며, 또한 위상 쉬프터의 면적을 최소화하며 곡선 패턴이 아닌 직선 패턴에서만 필요한 위상 시프트를 충족하도록 제공할 수 있다.

[0043] 일반적인 직선형 8×8 버틀러 매트릭스의 크기를 최소화하기 위해 본 발명에서는 세그먼트 분리 후 층으로 할당하고 지그재그 방식으로 쌓은 폴디드 구조를 제시하는데, 폴디드 구조는 SIW-SIW 수직 트랜지션을 사용하여 적용된다. SIW-SIW 수직 트랜지션은 인접한 상층 레이어와 하층 레이어에 형성된 폐쇄 금속 비아(포스트) 벽과 비아 벽으로부터 소정 거리 이격되어 상층 레이어와 하층 레이어 간의 금속 클래드에 형성된 전기적 결합 및 임피던스 매칭 및 위상 만족을 위한 슬롯으로 구성되어 상층 레이어와 하층 레이어를 전기적으로 연결하여, 에너지를 전달하고 싶은 주파수 대역이 전달되도록 한다. 이러한 처리 결과, SIW 구조 길이를 대폭 감소시킬 수 있다.

[0044] 또한 본 발명에서는 E 자형 패치 안테나를 적용함으로써, 크기 축소뿐만 아니라 좁은 대역을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나로부터의 격리 문제를 해결할 수 있다. E 자형 패치 안테나는 2.4GHz 이상에서 작동 주파수 대역이 더 넓다. 따라서 본 발명에서는 제안하는 구조는 26.5GHz부터 28.9GHz까지의 높은 안테나 빔 균일성을 갖는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0045] 도 1은 IMT-Advanced (4G)와 IMT-2020 (5G)의 주요 기능 대비를 도시하며,

도 2는 4개 요소의 LTE MIMO 안테나로 작동되는 통합 28GHz 어레이를 나타내며,

도 3은 듀얼 레이어(길이축소효과 없음) 멀티 빔 안테나를 나타내며,

도 4는 5G 빔 포밍 안테나용 플랫 Rotman 렌즈를 나타내며,

도 5는 마이크로스트립 전송 라인의 기하학적 구조를 나타내며,

도 6은 직사각형 도파관 구조를 나타내며,

도 7은 기판 집적 도파관(SIW)의 구조를 나타내며,

도 8은 두 개의 쌍극자로 구성된 어레이 안테나를 나타내며,

도 9는 4개의 입력과 4개의 출력을 갖는 버틀러 매트릭스의 토폴로지를 나타내며,

도 10은 마이크로스트립의 직각 커플러에 대한 예시를 나타내며,

도 11은 포트 1의 신호 입력에 따른 직각 커플러의 회로의 동작을 나타내며,

도 12는 짝수 모드에서 직각 커플러의 분리된 회로를 도시하며,

도 13은 홀수 모드에서 직각 커플러의 분리된 회로를 도시하며,

도 14는 8×8 버틀러 매트릭스의 토폴로지를 나타내며,

도 15은 마이크로스트립 패치 안테나의 예시를 도시하며,

도 16은 마이크로스트립 라인의 전자기장을 나타내며,

도 17은 프린징 효과를 갖는 패치 안테나의 실질적 길이를 나타내며,

도 18은 모델링된 SIW 전송 라인을 나타내며,

도 19는 비아 간격에 따른 직선 패턴 SIW 전송 라인의 S-파라미터들을 나타내며,

도 20은 파라미터 s에 따른 SIW 전송 라인의 전자기장 분포를 나타내며,

도 21은 도파관 폭에 따른 직선 패턴 SIW 전송 라인의 S-파라미터들을 나타내며,

도 22는 파라미터 a에 따른 SIW 전송 라인의 전자기장 분포를 나타내며,

도 23은 본 발명에서 제안하는 SIW 직각 커플러를 나타내며,

도 24는 상기 도23의 SIW 직각 커플러의 S-파라미터를 나타내며,

도 25는 28GHx에서 제안하는 직각 커플러의 전자기장 분포를 나타내며,

도 26은 본 발명에서 제안하는 SIW 크로스 오버를 나타내며,

도 27은 상기 도 26의 크로스 오버에 대한 S-파라미터와 전자기장 분포를 나타내며,

도 28은 본 발명에서의 67.5° SIW 위상 쉬프터를 나타내며,

도 29는 상기 도 28의 67.5° SIW 위상 쉬프터에 대한 S-파라미터를 나타내며,

도 30은 본 발명에서의 22.5° SIW 위상 쉬프터를 나타내며,

도 31은 상기 도 30의 22.5° SIW 위상 쉬프터에 대한 S-파라미터를 나타내며,

도 32는 상기 도 28의 67.5° SIW 위상 쉬프터와 상기 도 30의 22.5° SIW 위상 쉬프터의 전자기장 분포를 나타내며,

도 33은 본 발명에서의 외부에 위치한 45° 위상 쉬프터를 나타내며,

도 34는 상기 도 33의 45° 위상 쉬프터에 대한 S-파라미터를 나타내며,

도 35는 전자기장 프로파일을 나타내며,

도 36은 본 발명에서 마이크로스트립-도파관 트랜지션을 나타내며,

도 37은 상기 도 36의 S-파라미터를 나타내며,

도 38은 본 발명에 따른 SIW 각 구성의 조합된 구조를 나타내며,

도 39 (a) 내지 도 39 (h)는 상기 도 28의 실시예에 대한 각 포트별 S-파라미터를 나타내며,

도 40은 상기 도38의 8×8 SIW 버틀러 매트릭스의 전자기장 분포를 나타내며,

도 41은 본 발명에 따른 마이크로스트립 패치 안테나를 도시하며,

도 42는 상기 도 41의 실시예에 따른 마이크로스트립 패치 안테나의 반사 손실과 3D 방사 패턴을 나타내며,

도 43은 본 발명에 따른 트랜지션 기능을 갖는 버틀러 매트릭스 구조를 적용한 패치 안테나 어레이를 도시하며,

도 44는 상기 도 43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 적용한 안테나의 S-파라미터를 나타내며,

도 45는 상기 도43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 적용한 안테나의 각 포트에서 전자기장 분포를 나타내며,

도 46은 상기 도43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스의 3D 빔 패턴을 나타내며,

도 47은 상기 도43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스의 원거리 이득(far field gain)을 나타내고,

도 48은 본 발명에서 제안하는 안테나 소형화 기법의 개념을 도시하며,

도 49는 본 발명에 따른 SIW-SIW 수직 트랜지션 구조를 나타내며,

도 50은 상기 도 49에 대한 파라미터를 나타내며,

도 51은 상기 도 50에 따른 SIW-SIW 수직 트랜지션의 반사 손실 및 삽입 손실을 나타내며,

도 52는 본 발명의 일 실시예에 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나에 따른 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 구조를 나타내며,

도 53은 상기 도 52의 실시예에 따른 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 각 포트별 S-파라미터를 나타내며,

도 54는 본 발명에 따른 변형 E 자형 패치 안테나를 도시하며,

도 55는 상기 도 54의 변형 E 자형 패치 안테나의 반사 손실을 나타내며,

도 56은 상기 도 54의 실시예에 따른 변형 E 자형 패치 안테나의 원거리 방사 패턴을 나타내며,

도 57은 본 발명에 따른 변형 E 자형 안테나와 합성된 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스를 나타내며,

도 58은 본 발명에 따른 변형 E 자형 안테나와 합성된 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 구조를 나타내며,

도 59는 상기 도 57의 실시예에 대한 S-파라미터를 나타내며,

도 60은 상기 도 58의 실시예에 대한 3D 빔 패턴을 나타내며,

도 61은 상기 도 60에 대한 가장 낮은 주파수부터 가장 높은 주파수까지의 안테나 빔 패턴의 균일성을 나타내며,

도 62는 본 발명에서 제안하는 바에 따라 제작한 8×8 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 구현예를 나타내며,

도 63은 본 발명에서 제안하는 바에 따라 제작한 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 구현예를 나타내며,

도 64는 상기 도 62의 구현예와 상기 도 63의 구현예에 대한 크기 대비를 나타내며,

도 65는 상기 62의 구현예에 대한 S-파라미터 측정 결과를 나타내고,

도 66은 상기 도 62의 구현예에 대한 원거리 방사 패턴을 측정한 결과를 나타내며,

도 67은 상기 63의 구현예에 대한 S-파라미터 측정 결과를 나타내고,

도 68은 상기 도 63의 구현예에 대한 원거리 방사 패턴을 측정한 결과를 나타내며,

도 69는 상기 63의 구현예에 대한 주파수별 원거리 방사 패턴을 측정한 결과를 나타내고,

도 70은 본 발명에서 제안하는 안테나 소형화 기법의 일반적인 개념을 도시하며,

도 71은 도 70의 안테나 소형화 기법에 따라 각각 2개의 부분 및 3개의 부분으로 분할하여 적층한 실제 제작한 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 구현예를 나타낸다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0046] 본 발명과 본 발명의 동작상의 이점 및 본 발명의 실시에 의하여 달성되는 목적을 설명하기 위하여 이하에서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하고 이를 참조하여 살펴본다.

[0047] 먼저, 본 출원에서 사용한 용어는 단지 특정한 실시예를 설명하기 위해 사용된 것으로서, 본 발명을 한정하려는 의도가 아니며, 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함할 수 있다. 또한 본 출원에서, "포함하다" 또는 "가지다" 등의 용어는 명세서 상에 기재된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.

[0048] 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지 구성 또는 기능에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명은 생략한다.

[0050] 본 발명은, 5G 통신을 위한 밀리미터파(mmWave) 빔 포밍 안테나 시스템 및 이를 위해 소형화된 안테나 구조를 제안한다. 본 발명에 따른 안테나는 하기 [표 1]의 요건을 충족하도록 제안되었으며, 5G 통신 서비스용으로 계획된 26.5GHz로부터 28.9GHz까지의 주파수 대역을 모두 포함하는 광대역 빔 포밍 안테나 시스템이다. 또한 소형화된 빔 포밍 안테나 구조로서 신호흐름 기능을 세그먼트로 나누고 입력포트와 출력포트 사이를 지그재그 방식으로 층을 쌓는 폴디드 구조를 적용하여 크기를 대폭 축소시킬 수 있다.

표 1

[0051]

Operating frequency range	Return loss	Antenna gain	Size
26.5 ~ 28.9 GHz	≤ -10 dB	≥ 10 dB	≤ Mobile phone size

[0053] 본 발명에 따른 빔 포밍 안테나 시스템을 설명하기에 앞서서 본 발명의 각 구성들을 이해하기 위한 기반 기술을 먼저 설명하고 이후 본 발명에 따른 빔 포밍 안테나 시스템의 각 구성에 대하여 구체적으로 설명하기로 한다.

[0055] 본 발명의 안테나 설계에 대한 기반 기술로서, 1.1. 전송 라인(Transmission Line), 1.2. 위상 어레이 안테나(Phased Array Antenna), 1.3. 버틀러 매트릭스(Butler Matrix)를 먼저 살펴보기로 한다.

[0057] 1.1. 전송 라인

[0058] 1.1.1. 마이크로스트립 전송라인

[0059] 안테나에는 경제성을 위해 마이크로스트립 전송 라인이 종종 사용되며, 마이크로스트립 전송 라인은 유전체 기판과 금속 패턴으로 구성된다. 금속 스트립은 PCB 기술을 사용하여 인쇄되기 때문에 비교적 저렴하고 제조가 용이하다.

[0060] 도 5는 마이크로스트립 전송 라인의 기하학적 구조를 나타낸다.

[0061] 너비가 W인 스트립은 두께가 d이고 상대 유전율이 ε_r인 기판에 인쇄된다. 전자기장은 유전체 기판 내부와 접지면 사이에 주로 분포한다. 위상 속도 및 전파 상수는 하기 [수학식 1] 및 [수학식 2]와 같이 정의될 수 있다.

수학식 1

[0062]
$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_e}}$$

수학식 2

[0063] $$\beta = k_0\sqrt{\varepsilon_e}$$

[0065] 1.1.2. 직사각형 도파관

[0066] 직사각형 도파관은 마이크로파 영역에서 주로 전송 라인으로 사용된다. 최근에는 마이크로스트립과 같은 평면 전송 라인이 축소 및 통합 추세에 따라 도파관 대신에 사용되고 있다. 그러나 고출력 및 정교한 테스트를 처리하는 시스템의 경우에는 여전히 도파관이 효과적으로 사용되고 있다. 직사각형 도파관은 표준 도파관 주파수 대역에 의해 상용화될 수 있다.

[0067] 도 6은 직사각형 도파관 구조를 도시한다.

[0068] 상기 도 6에서 보는 바와 같이 일반적으로 도파관은 x축 방향의 길이가 y축보다 길게 형성된다. 직사각형 도파관 구조에서는 TM 및 TE 모드가 존재하며 TEM 모드는 존재할 수 없다. 차단 주파수보다 낮은 주파수의 경우, 전파 상수가 허수 값이 되고 전파가 진행되지 않는다. TE_{mn} 모드에서 E 필드의 x축 및 y축 성분은 하기 [수학식 3]과 [수학식 4]로 정의될 수 있다.

수학식 3

[0069] $$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$$

수학식 4

[0070] $$E_y = -\frac{j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$$

[0071] 그리고 TE_{mn} 모드에서 H 필드의 x축과 y축 성분은 하기 [수학식 5]와 [수학식 6]으로 정의될 수 있다.

수학식 5

[0072] $$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin\frac{m\pi x}{a} \cos\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$$

수학식 6

[0073] $$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos\frac{m\pi x}{a} \sin\frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}$$

[0074] 여기서 전파상수 β는 하기 [수학식 7]로 산출될 수 있고, k_c는 차단 파수(cutoff wavenumber)를 의미하며 하기 [수학식 8]로 표현될 수 있다.

수학식 7

[0075] $$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

수학식 8

[0076] $$k_c^2 = k^2 - \beta^2$$

[0077] 전자파가 전파되기 위해서는 파수가 $k > k_c$가 되어야 하기 때문에, 차단 주파수 fc_{mn}은 하기 [수학식 9]에 따라 산출될 수 있다.

수학식 9

[0078] $$f_{c_{mn}} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\varepsilon}}\sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}$$

[0079] 따라서 주 모드(dominant mode)인 TE_{10} 모드에서 차단 주파수는 하기 [수학식 10]과 같이 될 수 있다.

수학식 10

[0080] $$f_{c_{10}} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\varepsilon}}$$

[0082] 1.1.3. 기판 집적 도파관(Substrate Integrated Waveguide)

[0083] 마이크로스트립 라인, 스트립 라인 및 동일 평면 도파관과 같은 종래의 평면 전송 라인은 동일한 처리 기술에서 기판 집적 회로(SIC) 구조로 구현될 수 있다.

[0084] 기판 집적 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)도 SIC 범주에 속한다. SIW는 기판 상에 스루 홀 금속 비아를 사용하여 도파관 구조를 구현하는 기술이다.

[0085] 도 7은 기판 집적 도파관(SIW)의 구조를 나타낸다.

[0086] 기판의 양면에는 금속 클래드(metallic clads)(10, 20)와 클래드(clads)를 연결하는 금속 비아(metallic vias)(30)가 있다.

[0087] SIW의 설계를 위해, 기판 두께 h, 비유전율(relative permittivity) ε_r은 상수로 간주되고, 작용 및 효과를 결정하는 3 가지 주요 파라미터로서 상기 도 7에서 SIW는 너비 a, 금속 비아의 직경 d 및 금속 비아 간의 거리 s를 갖는다. 일반적으로 너비 a를 갖는 SIW는 기판 두께 h로 차단 주파수(cutoff frequency)가 결정된다.

[0088] 이러한 SIW는 비표준 도파관이지만 직사각형 도파관은 표준 치수를 가지고 있으며 횡단 자기 TM 모드의 전파를 지원하지 않고 TE_{n0} 모드의 전파만 허용한다. 이는 두 개의 측벽을 따라 흐르는 전류가 존재하지 않기 때문이다.

[0089] 차단 주파수는 하기 [수학식 11]에 따른 최소 제곱 접근법에 의해 얻어질 수 있으며, 여기서 c_0는 자유 공간에서의 광속이다.

수학식 11

[0090] $$f_{c_{10}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}}\left(a - \frac{d^2}{0.95 \cdot s}\right)^{-1}$$

[0091] 두께는 Q 팩터(Q-factor)에만 영향을 미친다. SIW 구조는 동일한 폭 w를 사용하여 동일한 기판으로 채워진 직사각형 도파관으로 분석될 수 있다. 기본 등가 너비 w는 하기 [수학식 12]에 의해 얻을 수 있지만 보다 정확히는 하기 [수학식 13]에 의해 얻을 수 있다. 여기에는 직경 대 너비 비율의 영향이 포함되지 않기 때문이다.

수학식 12

[0092] $$w = a - \frac{d^2}{0.95 \cdot s}$$

수학식 13

[0093] $$w = a - 1.08 \cdot \frac{d^2}{s} + 0.1 \cdot \frac{d^2}{a}$$

[0094] 금속 비아 사이의 거리 s는 관심 대역을 넘는 밴드 갭이 없도록 설정해야 한다. s가 하기 [수학식 14]의 조건을 만족하면 밴드 갭이 발생하지 않는다.

수학식 14

[0095] $$0.05 < \frac{s}{\lambda} < 0.25$$

[0096] SIW Z_0의 임피던스는 하기 [수학식 15]로 표현될 수 있으며, 여기서 η가 유전 물질의 비유전율 ε_r을 갖는 고유 임피던스로서 하기 [수학식 16]으로 나타낼 수 있다.

수학식 15

[0097] $$Z_0 = \frac{h}{w}\frac{\eta}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_c}\right)^2}}$$

수학식 16

[0098] $$\eta = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_r}}$$

[0099] Z_0을 변경하는 것은 다른 파라미터들의 공차(tolerances)와 관련이 있으며, 최악의 동작은 하기 [수학식 17]과 같이 계산할 수 있다.

수학식 17

[0100] $$\frac{|\Delta Z_0|_{max}}{Z_0} = \left|\frac{\Delta a}{a} S_a^{Z_0}\right| + \left|\frac{\Delta h}{h} S_h^{Z_0}\right| + \left|\frac{\Delta \varepsilon_r}{\varepsilon_r} S_{\varepsilon_r}^{Z_0}\right| + \left|\frac{\Delta d}{d} S_d^{Z_0}\right|$$

[0101] 상기 [수학식 17]에서, △a, △h, △ε_r, △s 및 d는 각각 a, h, ε_r, s 및 d에 대한 최대 오차이다. 또한, S^{Z}_{0}은 임피던스 감도 파라미터이다. SIW 임피던스에서 a, h 및 ε_r의 공차 효과는 s 및 d의 효과보다 크다.

[0103] 1.2. 위상 배열 안테나(Phased Array Antenna)

[0104] 1.2.1. 안테나 어레이

[0105] 단일 방사 요소의 방사 패턴은 일반적으로 큰 빔폭 및 낮은 지향성을 갖는다. 이를 보완함으로써 지향성이 높은 방사 패턴을 얻기 위해, 복수의 방사 소자를 배치함으로써 이득을 증가시킬 수 있다. 여러 개의 방사 소자가 배열된 안테나를 어레이 안테나라고 하며, 어레이 안테나의 총 방사 시스템은 각 방사 요소의 방사 벡터 합이다. 어레이는 선형, 평면 및 원형과 같은 다양한 형태로 구현될 수 있다.

[0106] 도 8은 두 개의 쌍극자로 구성된 어레이 안테나를 나타내며, 상기 도 8의 (a)는 무한 쌍극자 배열을 나타내고, (b)는 원방장근사(Far field approximation)를 나타낸다.

[0107] 상기 도 8과 같이 z축에 수평으로 배치된 두 개의 작은 쌍극자로 구성된 어레이 안테나를 가정하면 그에 대한 전기장의 합은 하기 [수학식 18]로 표현될 수 있다.

수학식 18

[0108] $$\overrightarrow{E_t} = \overrightarrow{E_1} + \overrightarrow{E_2} = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 l}{4\pi}\left\{\frac{e^{-j\left[kr_1-\left(\frac{\beta}{2}\right)\right]}}{r_1}|\cos\theta_1| + \frac{e^{-j\left[kr_2+\left(\frac{\beta}{2}\right)\right]}}{r_2}|\cos\theta_2|\right\}$$

[0109] 여기서 β는 두 요소 사이의 위상차이다. 두 쌍극자의 입력 진폭은 동일하다. 상기 도 8에서 원방장근사(far-field approximation)의 조건은 하기 [수학식 19] 내지 [수학식 22]이다.

수학식 19

[0110] $$\theta_1 \cong \theta_2 \cong \theta$$

수학식 20

[0111] $$r_1 \cong r - \frac{d}{2}\cos\theta$$

수학식 21

[0112] $$r_2 \cong r + \frac{d}{2}\cos\theta$$

수학식 22

[0113] $$r_1 \cong r_2 \cong r$$

[0114] 하기 [수학식 23]에 따라 어레이의 총 방사 필드는 단일 요소의 방사 필드에 어레이 팩터(AF)를 곱한 것과 동일하다. 여기서 어레이 팩터(AF)는 하기 [수학식 24]로 표현될 수 있다.

수학식 23

[0115] $$\overrightarrow{E_t} = \hat{a}_\theta j\eta \frac{kI_0 le^{-jkr}}{4\pi r}|\cos\theta|2\cos\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta+\beta)\right]$$

수학식 24

[0116] $$AF = 2\cos[\frac{1}{2}(kd\cos\theta+\beta)]$$

[0118] 1.2.2. 아날로그 급전 시스템.

[0119] 위상 배열 안테나는 많은 방사 요소로 구성되며, 방사 요소에 순차적으로 급전되고 위상 쉬프터(Phase Shifter)를 사용한다. 또한 패턴 형성을 위해 가변 진폭 제어가 때때로 제공된다.

[0120] 안테나 빔은, 각각의 빔을 의도된 방향으로 조종하기 위해 보강, 상쇄 간섭을 제공하여 방사 요소로부터 EM 웨이브의 위상을 시프트함으로써 형성된다. 따라서, 위상 배열 안테나는 물리적으로 고정된 안테나의 빔을 전기적으로 제어한다.

[0121] 급전 시스템은 라디에이터(radiators)에 안테나 입력을 연결하는 네트워크이다. 이는 안테나 요소에 전력을 전송하거나 안테나 요소로부터 신호를 수집하는 것이다. 필요한 방사 성능을 위해 필요한 위상 및 진폭의 여기(excitation)가 유지되면서 급전이 수행되어야 한다.

[0122] 또한 급전 네트워크는, 빔을 스캐닝하거나, 상이한 안테나 빔 형상들 중에서 선택을 하거나, 활성 섹터들간의 스위칭을 하기 위해 스위치나 다른 장치를 포함할 수 있다.

[0124] 1.3. 버틀러 매트릭스(Butler Matrix)

[0125] 1.3.1. 4×4 버틀러 매트릭스

[0126] 버틀러 매트릭스(Butler Matrix)는 N 개의 요소를 갖는 배열에서 N 개의 연속 안테나 빔을 형성한다.

[0127] 종래의 버틀러 매트릭스는 대칭 3dB 방향성 커플러의 배열에 의해 형성된다. 네트워크에 적절한 위상 쉬프터를 추가함으로써 버틀러 빔 형성기가 실현될 수 있다.

[0128] 버틀러 매트릭스는 2^P 입력과 2^P 출력을 가지고 있다. N개의 요소가 있는 어레이에 필요한 방향성 결합기의 수는 $\left(\frac{N}{2}\right)\log_2 N.$ 이다.

[0129] 단 하나의 평면을 갖는 평면 구조 버틀러 매트릭스를 구현하기 위해, 크로스오버 커플러(cross over couplers)가 필요하다. 도 9는 4개의 입력과 4개의 출력을 갖는 버틀러 매트릭스의 토폴로지를 나타낸다.

[0130] 90° 직각 커플러(quadrature coupler)는 90° 하이브리드 커플러라고도 불린다. 이는 2개의 출력 포트에서 90° 위상차를 갖는 4개의 포트가 있는 방향성 커플러이며, 도 10과 같은 마이크로스트립 또는 스트립 라인으로 구현될 수 있다. 신호가 포트 1에 입력되면 신호는 포트 2의 절반 전력(3dB)으로 되고, 출력 위상의 차이는 90° 가 된다. 한편 포트 4는 격리(Isolated)되어 있다.

[0131] 하기 [수학식 25]는 직각 커플러의 매트릭스를 나타낸다. 직각 커플러는 모든 포트를 입력 포트로 사용할 수 있으므로 대칭 구조를 갖는다.

수학식 25

[0132]
$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

[0133] 도 11은 포트 1에 진폭 A_1 = 1인 신호가 입력될 때 직각 커플러의 회로를 나타낸다. 이 회로는 짝수 모드와 홀수 모드로 별도 분석할 수 있다.

[0134] 도 12는 짝수 모드에서 직각 커플러의 분리된 회로를 도시하고, 도 13은 홀수 모드에서 직각 커플러의 분리된 회로를 도시한다. 상기 도 12와 상기 도 13의 회로가 합성되면 상기 도 11과 같이 회로의 상태가 되며, 짝수 모드와 홀수 모드의 공급에 대한 응답 특성의 합이 된다.

[0135] 직각 커플러의 각 포트에서 신규파(emerging wave)의 진폭은 하기 [수학식 26] 내지 [수학식 29]로 표현될 수 있다.

수학식 26

[0136]
$$B_1 = \frac{1}{2}\Gamma_e + \frac{1}{2}\Gamma_o$$

수학식 27

[0137]
$$B_2 = \frac{1}{2}T_e + \frac{1}{2}T_o$$

수학식 28

[0138]
$$B_3 = \frac{1}{2}T_e - \frac{1}{2}T_o$$

수학식 29

[0139]
$$B_4 = \frac{1}{2}\Gamma_e - \frac{1}{2}\Gamma_o$$

[0140] 여기서 $\Gamma_{e,o}$ 및 $T_{e,o}$는 두 포트 네트워크에 대한 짝수와 홀수 모드 반사 및 전송 계수이다. 짝수 모드 회로에서 Γ_e 및 T_e는 하기 [수학식 30] 내지 [수학식 32]에 따라 ABCD 매트릭스를 곱함으로써 얻어질 수 있다.

수학식 30

[0141] $$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -1 & j \\ j & -1 \end{bmatrix}$$

수학식 31

[0142] $$\Gamma_e = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} = 0$$

수학식 32

[0143] $$T_e = \frac{2}{A + B + C + D} = -\frac{1}{\sqrt{2}}(1 + j)$$

[0144] 동일한 방식으로 Γ_o 및 T_o는 하기 [수학식 33] 내지 [수학식 35]를 통해 얻을 수 있다.

수학식 33

[0145] $$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_o = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ j\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -j & 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$$

수학식 34

[0146] $$\Gamma_o = \frac{A + B - C - D}{A + B + C + D} = 0$$

수학식 35

[0147] $$T_o = \frac{2}{A + B + C + D} = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - j)$$

[0148] 그리고 상기 [수학식 26] 내지 [수학식 28]에 $\Gamma_{e,o}$ 및 $T_{e,o}$를 대입하여 하기 [수학식 36] 내지 [수학식 39]의 값을 얻을 수 있다.

수학식 36

[0149] $$B_1 = 0$$

수학식 37

[0150] $$B_2 = -\frac{j}{\sqrt{2}}$$

수학식 38

[0151] $$B_3 = -\frac{1}{\sqrt{2}}$$

수학식 39

[0152] $$B_4 = 0$$

[0154] 1.3.2. 8×8 버틀러 매트릭스

[0155] 배열 요소 수를 늘리면 버틀러 매트릭스 급전 네트워크가 더 복잡해진다. 예를 들어, 64개의 요소를 가진 급전 네트워크에는 192개의 방향성 커플러와 160개의 고정 위상 쉬프터가 필요하게 된다. 8개의 요소를 갖는 네트워크의 경우 12개의 방향성 커플러와 8개의 고정 위상 쉬프터를 사용하게 된다.

[0156] 도 14는 8×8 버틀러 매트릭스의 토폴로지를 나타낸다.

[0157] 고정 위상 쉬프터에 의해 요구되는 위상 변이는 67.5° , 22.5° 및 45° 가 된다. 하기 [표 2]는 이상적인 8×8 버틀러 매트릭스의 위상 출력을 나타낸다. 포트 1에 신호가 입력되면 인접한 각 출력 포트의 위상차는 -22.5 가 된다. 각 포트 2, 3 및 4에 신호가 입력되면 인접한 각 출력 포트 간의 위상차는 각각 +157.5° , -112.5° 및 +67.5° 가 된다. 포트 5, 6, 7 및 8에 각각 신호가 입력된 결과는 하기 [표 2]와 같이 입력이 포트 1, 2, 3 및 4 일 때 각 출력에 대한 반대 결과를 나타낸다.

표 2

[0158]

Output / Input	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port 15	Port 16
Port 1	-22.5°	-45°	-67.5°	-90°	-112.5°	-135°	-157.5°	±180°
Port 2	-112.5°	45°	-157.5°	0°	+157.5°	-45°	+112.5°	-90°
Port 3	-45°	-157.5°	+90°	-22.5°	-135°	+112.5°	0°	-112.5°
Port 4	-135°	-67.5°	0°	+67.5°	+135°	-157.5°	-90°	-22.5°
Port 5	-22.5°	-90°	-157.5°	+135°	+67.5°	0°	-67.5°	-135°
Port 6	-112.5°	0°	112.5°	-135.0°	-22.5°	+90°	-157.5°	-45°
Port 7	-90°	+112.5°	-45°	+157.5°	0°	-157.5°	45°	-112.5°
Port 8	±180°	-157.5°	-135°	-112.5°	-90°	-67.5°	-45°	-22.5°

[0160] 1.4. 마이크로스트립 패치 안테나

[0161] 마이크로스트립 패치 안테나는 절연체의 양쪽에 평행한 금속 표면이 있는 구조를 갖는다. 일반적으로 하나의 넓은 면이 접지면으로 사용되고 다른 패턴은 도 15에 도시된 것처럼 방사 요소로 사용된다.

[0162] 마이크로스트립 패치 안테나는 PCB 인쇄 기술을 사용하므로 상대적으로 얇고 제조가 쉽고 비용이 저렴하다. 또한 방사 소자의 패턴에 따라 모드를 선택하여 공진 주파수, 편광, 임피던스 등을 다양하게 구현할 수 있으며,

버랙터 다이오드(varactor diode)와 같은 능동 소자를 결합하여 안테나 파라미터를 변경할 수 있다.

[0163] 마이크로스트립 패치 안테나 설계에 사용되는 절연 기판의 유형은 유전 상수, 경도 및 손실 특성에 따라 상이하다. 일반적으로 기판의 유전 상수가 낮고 두께가 클 때, 안테나 대역폭이 넓고 효율이 개선된다. 그러나 비용이 많이 들고 무게와 부피가 증가하게 된다. 반대로, 유전율이 높고 얇은 기판을 사용하면 대역폭이 좁아지고 효율이 저하된다. 그러나 안테나 요소의 크기를 줄일 수 있으므로 안테나의 사용 환경에 따라 안테나를 적절하게 구성시키는 것이 중요하다.

[0164] 마이크로스트립 패치 안테나 중 정사각형 패치가 가장 널리 사용되는 패턴이다. 정사각형 패치 안테나를 분석하기 위해 적절한 전송 라인 모델을 사용할 수 있다. 전송 라인 모델은 임피던스가 낮은 특정 길이의 전송 라인으로 분리된 2개의 슬롯으로 마이크로스트립 안테나를 나타낸다.

[0165] 직사각형 패치 안테나는 폭 W, 길이 L, 높이 h를 가진 유한 구조물이기 때문에 구조물 끝에서 프린징 효과(fringing effect)가 발생한다. 프린징 효과는 패치의 크기, 기판의 높이 및 유전 상수 ε_r에 의해 결정된다. 패치 안테나의 공진 주파수는 프린징 효과에 따라 달라진다.

[0166] 도 16은 마이크로스트립 라인의 전자기장을 나타낸다.

[0167] 상기 도 16에서 보는 바와 같이 전자기장은 거의 기판의 중앙에 나타난다. 전파의 일부가 기판으로 전파되고, 전파의 다른 일부가 공기 중으로 전파되기 때문에, 실효 유전 상수 ε_{reff}는 라인의 프린징 때문에 전파를 계산하는데 사용된다. 실효 유전 상수의 정적 값은 하기 [수학식 40]을 통해 얻어질 수 있다.

수학식 40

[0168] $$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2}\left(1 + \frac{12h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

[0169] 프린징 효과로 인해 패치의 크기는 실제 물리적 크기보다 전기적으로 더 크다. 따라서 도 17과 같이 실제 물리적 패치 길이를 더하여 계산한다. 실효 길이는 하기 [수학식 41]과 같다.

수학식 41

[0170] $$L_{eff} = L + 2\Delta L$$

[0171] 그리고 L은 유효 유전 상수, 패치의 폭 및 기판의 높이와 관련이 있으며, 하기 [수학식 42]와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 42

[0172] $$\frac{\Delta L}{h} = 0.412\frac{(\varepsilon_{reff} + 0.3)(\frac{W}{h} + 0.264)}{(\varepsilon_{reff} - 0.258)(\frac{W}{h} + 0.8)})$$

[0173] 모드 TM_{010}에서, 패치 안테나의 공진 주파수는 하기 [수학식 43]을 통해 얻을 수 있다.

수학식 43

[0174] $$(f_r)_{010} = \frac{1}{2L\sqrt{\varepsilon_r}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = \frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}$$

[0175] 프린징 효과를 고려할 때, 상기 [수학식 43]은 하기 [수학식 44]와 같이 다시 표현될 수 있다.

수학식 44

[0176] $$(f_{rf})_{010} = \frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = \frac{1}{2(L+2\Delta L)\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}}$$

[0177] 상기 [수학식 44]에 가중치를 곱하면 하기 [수학식 45]와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 45

[0178] $$(f_{rc})_{010} = q\frac{1}{2L_{eff}\sqrt{\varepsilon_{reff}}\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}} = q\frac{v_0}{2L\sqrt{\varepsilon_r}}$$

[0179] 그리고 상기 q는 하기 [수학식 46]으로 표현될 수 있다.

수학식 46

[0180] $$q = \frac{(f_{rc})_{010}}{(f_r)_{010}}$$

[0181] q는 프린징 인자(friinging factor)라고 하며, 기판의 두께가 증가하면 프린징이 증가하고 유효 길이가 증가하여 공진 주파수가 낮아진다.

[0183] 상기에서 살펴본 기반 기술에 기초하여 본 발명에서는 각각의 안테나 요소를 제시하고 이를 결합하여 빔 포밍 안테나 시스템을 구현하는데, 본 발명에서 제시하는 안테나 요소를 살펴보고 이후 이를 종합하여 결합한 본 발명에 따른 빔 포밍 안테나 시스템에 대하여 살펴보기로 한다.

[0185] 먼저, 본 발명에서 제시하는 안테나 요소를 살펴보는데, 본 발명에서 제시하는 안테나 요소들은 앞서 설명한 기판 집적형 도파관(SIW: Substrate Integrated Waveguide)을 기반으로 하는 안테나 요소이다.

[0187] 2.1. SIW 전송 라인(Transmission Line)

[0188] 마이크로파 영역에서, 전송 라인은 성공적인 회로 설계의 핵심이다. 기본 직선 패턴 SIW 전송 라인은 소프트웨어 CST 마이크로웨이브 스튜디오 2016(CST-MWS)을 통해 모델링될 수 있다. 본 발명의 실시예에 적용된 Rogers duroid RT5880은 두께가 0.254mm인 기판이 사용되며, 유전 상수 및 손실 탄젠트(loss tangent)는 각각 2.2 및 0.0009이다.

[0189] 도 18은 모델링된 SIW 전송 라인을 나타내며, 하기 [표 3]은 SIW 전송 라인의 직선 패턴에 대한 디자인 목표를 나타낸다.

표 3

[0190]

Target Frequency Band	Insertion loss	Return loss
26.5 ~ 28.9 GHz	> -0.1 dB	< -30 dB

[0191] 금속성 비아의 직경은 0.5mm로 설정되어 일반 PCB 제조에서도 쉽게 사용할 수 있다.

[0192] 도 19는 비아 간격에 따른 직선 패턴 SIW 전송 라인의 S-파라미터들을 나타낸다.

[0193] 28GHz 대역에서 밴드 갭을 방지하기 위해 비아 간의 간격 s가 최적화되며, 파라미터 s를 선택하기 위해 금속 비아 간격에 따라 S-파라미터가 변경되는 것을 볼 수 있다. 밴드 갭은, 간격이 1.5㎜이고 선택한 s 값이 0.75㎜인 경우, 관측된 주파수 모두에서 반사 손실이 -30dB 미만인 것으로 나타난다.

[0194] 도 20은 파라미터 s에 따른 SIW 전송 라인의 전자기장 분포를 나타낸다. 상기 도 20에서 (a)는 파라미터 s가 1.5㎜인 경우이고, (b)는 파라미터 s가 0.75㎜인 경우이다.

[0195] 도 21은 도파관 폭에 따른 직선 패턴 SIW 전송 라인의 S-파라미터들을 나타내고, 도 22는 파라미터 a에 따른 SIW 전송 라인의 전자기장 분포를 나타낸다. 상기 도 22에서 (a)는 파라미터 a가 5.0인 경우이고, (b)는 파라미터 a가 6.0인 경우이다.

[0196] 도파관 a의 너비는 SIW 전송 라인의 차단 주파수를 결정한다. 상기 [수학식 9]에 따라 차단 주파수가 파라미터 a에 따라 변경되는 것으로 관찰된다. 파라미터 a는 6.0㎜로 선택되며 차단 주파수는 모든 목표 주파수 대역에서 반사 손실이 -30dB 미만으로 나타났다. 후속 부품 설계의 편의를 위해 차단 주파수는 충분히 낮은 차단 주파수로 설정되는 것이 바람직하다.

[0197] 본 발명의 실시예에서 금속 비아의 직경과 간격 및 도파관의 폭의 최종 선택된 값은 각각 0.5㎜, 0.75㎜, 6.0㎜이다. 최종적으로 선택된 값을 갖는 구조물의 반사 손실과 삽입 손실은 목표 주파수 대역에서 각각 -33dB 미만과 -0.06dB 이상으로 나타났다.

[0199] 2.2. SIW 직각 커플러(Quadrature Coupler)

[0200] SIW 직각 커플러는 4개의 포트가 있는 방향성 커플러 유형이다. 입력 신호가 90° 의 차이를 갖는 절반 전력의 두 신호로 나뉘는 특성이 있다. 그리고 다른 포트는 분리된 포트가 된다.

[0201] 도 23은 본 발명에서 제안하는 SIW 직각 커플러를 나타낸다.

[0202] 상기에서 살펴본 전송 라인을 기반으로 상기 도 23의 (b)와 같은 파라미터 qv 및 qh를 갖는 개구 부분(aperture)을 최적화시켰다. 본 발명의 실시예에서는 파라미터 qv 및 qh를 각각 10.4㎜ 및 7.7㎜로 설정하였다.

[0203] 반사 손실은 -28.5dB 미만이고 $S_{2,1}$ 및 $S_{3,1}$은 대상 주파수 전체에서 동일한 전력 분배로 약 -3dB로 나타났다. 출력 포트 간의 위상차는 28GHz에서 90.15° 이다.

[0204] 도 24는 상기 도23의 SIW 직각 커플러의 S-파라미터를 나타낸다. 상기 도 24에서 $S_{4,1}$은 두 입력 간 절연 레벨을 나타낸다. 도 25는 28GHz에서 제안하는 직각 커플러의 전자기장 분포를 나타낸다. 상기 도 25에서 보는 바와 같이 전력 분배가 양호하고 절연이 높다는 것을 알 수 있다.

[0206] 2.3. SIW 크로스오버(Cross over)

[0207] 버틀러 매트릭스의 이상적인 토폴로지에서 크로스 오버 구성 요소는 위상 매트릭스에 영향을 미치지 않는다. 그러나 버틀러 매트릭스, 특히 평면형 구현을 위해서는 입력 신호가 겹치지 않고 반대편으로 갈 수 없기 때문에 크로스 오버(cross over)가 필요하다.

[0208] 본 발명에서 SIW 크로스 오버는 4 개의 포트가 있는 커플러로서, 입력 신호를 대각선 출력 포트로 전달한다. 도 26은 본 발명에서 제안하는 SIW 크로스 오버를 나타낸다. 상기 도 26의 SIW 크로스 오버는 상기에서 살펴본 SIW 전송 라인을 기반으로 하며. 상기 도 26의 (b)에 도시된 바와 같은 파라미터 ch 및 cv로 구성된 커플 영역을 갖는다. 본 발명의 실시예에서는 ch와 cv의 값을 각각 9㎜와 12㎜로 설정하였다.

[0209] 도 27은 상기 도 26의 크로스 오버에 대한 S-파라미터와 전자기장 분포를 나타낸다.

[0210] 상기 도 27의 (a)에서 보는 바와 같이 주파수 대역 26.5GHz 내지 29.75GHz에서 반사 손실이 -25dB 미만임을 알 수 있다. 삽입 손실(insertion loss)을 의미하는 $S_{3,1}$의 최소값은 -0.24dB이다. 상기 도 27의 (b)는 28GHz에서 제안하는 크로스 오버의 기능을 보여준다.

[0212] 2.4. SIW 위상 쉬프터(Phase Shifter)

[0213] 상기 도 14와 같은 8×8 버틀러 매트릭스의 토폴로지의 경우 위상 쉬프터(Phase Shifter)의 수는 8개이다.

[0214] 버틀러 매트릭스 급전 네트워크가 이상적인 경우, 크로스 오버에는 위상 변이가 없다. 그러나 실제 버틀러 매트릭스에서는 크로스 오버가 고정 위상 변위를 갖는다. 따라서 크로스 오버의 위상 변이를 고려하여 각 위상 쉬프

터를 최적화해야 한다.

[0216] 2.4.1. 67.5° 위상 쉬프터

[0217] 도 28은 본 발명에서의 67.5° SIW 위상 쉬프터를 나타내고, 도 29는 상기 도 28의 67.5° SIW 위상 쉬프터에 대한 S-파라미터를 나타낸다.

[0218] 상기 도 28의 SIW 위상 쉬프터는, SIW 전송 라인을 기반으로 설계하였다. 또한 상기 도 28의 (b)에서 비아 p1의 거리는 출력 위상을 미세 조정하도록 조정된다. 본 발명의 실시예에서 파라미터 a는 6.0㎜이고 p1은 6.5㎜로 설정하였다.

[0219] 도 29는 상기 도 28의 67.5° 위상 쉬프터에 대한 S 파라미터를 나타낸다.

[0221] 2.4.2. 22.5° 위상 쉬프터

[0222] 본 발명에서 제안하는 위상 쉬프터는 타임 어드밴스 시프트(time advance shift)를 위해 설계되었다. 타임 딜레이 쉬프터 유형과 비교하여, 전체 길이를 늘릴 필요가 없으므로 더 많은 물리적 공간이 필요하지 않게 된다. 비록 대역폭이 상대적으로 좁지만 요구되는 대역폭을 여전히 만족시키는 경우에는 충분히 적용될 수 있다.

[0223] 도 30은 본 발명에서의 22.5° SIW 위상 쉬프터를 나타낸다.

[0224] 본 발명에서는 상기 도 30의 (b)에서 위상 쉬프터의 파라미터 a, pb1, pb2를 각각 5.25㎜, 6.0㎜ 및 5.8㎜로 설정하였다.

[0225] 도 31에서 (a)는 상기 도 30의 22.5° SIW 위상 쉬프터에 대한 S-파라미터를 나타내고, (b)는 상기 도 28의 67.5° SIW 위상 쉬프터와 상기 도 30의 22.5° SIW 위상 쉬프터 간의 위상 차이를 나타낸다.

[0226] 상기 도 31의 (a)에서 보는 바와 같이 $S_{1,1}$은 -30dB 미만이고 $S_{2,1}$은 25.5GHz에서 30.3GHz까지 -0.073dB를 초과한다. 그리고 상기 도 31의 (b)에서 보는 바와 같이 67.5° SIW 위상 쉬프터와 22.5° SIW 위상 쉬프터의 위상 차이는 45° 로 나타난다.

[0227] 도 32는 상기 도 28의 67.5° SIW 위상 쉬프터와 상기 도 30의 22.5° SIW 위상 쉬프터의 전자기장 분포를 나타내는데, 좌측이 67.5° SIW 위상 쉬프터의 전자기장 분포를 나타내고, 우측이 22.5° SIW 위상 쉬프터의 전자기장 분포를 나타낸다.

[0229] 2.4.3. 45° 위상 쉬프터

[0230] 45° 위상 쉬프터를 설계할 때 몇 가지 고려 사항이 있다. 상기 도 14에 표시된 토폴로지에서 45° 위상 쉬프터는 동일한 것처럼 보이지만, 실제 버틀러 매트릭스에서 외부에 위치한 45° 위상 쉬프터와 다른 45° 위상 쉬프터는 물리적 길이가 다르다. 따라서 이를 고려하여 다른 방식으로 설계되어야 한다.

[0231] 도 33은 본 발명에서의 외부에 위치한 45° 위상 쉬프터를 나타내며, 도 34는 상기 도 33의 45° 위상 쉬프터에 대한 S-파라미터를 나타낸다.

[0232] 외부에 위치한 45° 위상 쉬프터의 길이는 3배의 크로스 오버 길이와 동일하다. 크로스 오버가 약간의 위상 변이를 갖기 때문에 45° 위상 변이뿐 아니라 실현된 구조에 따라 위상 변이를 조정해야 한다.

[0234] 2.5. 마이크로스트립-SIW 트랜지션(Transition)

[0235] SIW 구조와 마이크로웨이브 커넥터 간의 연결을 위해서는 트랜지션이 필요하다. 마이크로스트립 라인은 두 개의 서로 다른 구조의 전자기장이 거의 같은 방향을 향하고 있으며 도 35에 도시된 것과 같은 프로파일을 가지고 있기 때문에 도파관을 여기시키기에 적합하다.

[0236] 도 36은 본 발명에서 마이크로스트립-도파관 트랜지션을 나타내며, 도 37은 상기 도 36의 S-파라미터를 나타낸다.

[0237] 본 발명에서는 마이크로스트립의 입력 임피던스를 파라미터 w50로서 50Ω으로 설정하였다. 상기 도 36과 같이 본 발명에서 트랜지션 구조는 도파관 모드에서 파라미터 tap W 및 tap L을 갖는 테이퍼형 마이크로스트립 라인으로 형성된다. 테이퍼는 도파관에서 마이크로스트립 라인의 준 TEM 모드(quasi-TEM mode)를 TE_{10} 모드로 변환하는 역할을 한다.

[0238] 본 발명의 실시예에서 테이퍼형 마이크로스트립 라인 w50, tapW 및 tapL의 파라미터는 0.75㎜, 4.0㎜ 및 4.7㎜

로 형성하였다.

[0239] 상기 도 37에서 보는 바와 같이 목표 주파수의 대역 모두에서 -20dB 미만의 반사 손실과 -0.26dB 이상의 삽입 손실이 나타난 것을 확인할 수 있다.

[0241] 다음으로 상기에서 살펴본 안테나 구성 요소의 어셈블리를 통해 SIW 빔포밍 네트워크를 구성하는 방안에 대하여 살펴보기로 한다.

[0242] 3.1. 8×8 SIW 버틀러 매트릭스

[0243] SIW 버틀러 매트릭스 급전 네트워크는 앞서 살펴본 본 발명에서 제안하는 SIW 구성 요소의 어셈블리로 구현될 수 있다.

[0244] 상기 도 14에 도시된 토폴로지에 따라 각 설계된 구성 요소가 올바르게 위치되어야 한다. 버틀러 매트릭스 급전 네트워크는 대칭 구조이므로 SIW 구조도 대칭되도록 형성한다. 이상적인 경우, 버틀러 매트릭스 급전 네트워크는 무손실 네트워크이지만 버틀러 매트릭스의 모든 구성 요소에는 손실이 있기 때문에 항상 유한한 삽입 손실이 존재한다.

[0245] 본 발명에서 8×8 SIW 버틀러 매트릭스는 하기 [표 4]의 설계 목표를 충족시키도록 제안되었다.

표 4

[0246]

Return loss	Isolation	Phase error
≤ -15 dB @ 26.5 ~ 28.9 GHz	≤ -15 dB @ 26.5 ~ 28.9 GHz	≤ λ/10 @ 28 GHz

[0247] 본 발명에서 SIW 버틀러 매트릭스는 반사 손실이 26.5GHz부터 28.9GHz까지 -15dB 미만을 목표로 한다.

[0248] 도 38은 본 발명에 따른 SIW 각 구성의 조합된 구조를 나타낸다.

[0249] 버틀러 매트릭스의 이상적인 경우, 12개의 방향성 커플러와 16개의 크로스 오버가 있는 8 개의 고정 위상 쉬프터를 사용한다. 실제의 경우, 크로스 오버의 위상 변이로 인해 출력 포트들 이전에 6개의 위상 쉬프터가 추가된다.

[0250] 상기 도 38의 SIW 버틀러 매트릭스(100)는, 앞서 설명한 본 발명에 따른 안테나 요소들을 어셈블리하여 구성되는데, 입력 포트(110), 직각 커플러(130)와 67.5° SIW 위상 쉬프터(140), 22.5° SIW 위상 쉬프터(160), 45° SIW 위상 쉬프터(150a, 150b), 추가 위상 쉬프터(170), 출력 포트(120)가 조합된 어셈블리로 구성된다.

[0251] 기판은 앞서 살펴본 동일한 방식의 Rogers duroid RT5880로서 두께 0.254㎜의 기판을 적용하였다. 상기 도 38의 실시예에서는 전체 구조의 길이를 135.5㎜, 너비를 48.5㎜로 설정하였다.

[0252] 도 39 (a) 내지 도 39 (h)는 상기 도 28의 실시예에 대한 각 포트별 S-파라미터를 나타내며, 하기 [표 5]는 각 포트의 위상차 결과를 나타낸다.

[0253] 포트 4가 입력될 때 최대 위상 오류는 0.09λ이다. 포트 1 및 포트 8의 결과, 포트 2 및 포트 7의 결과, 포트 3 및 포트 6의 결과 및 포트 4 및 포트 5의 결과는 물리적 구조가 대칭이므로 대칭적으로 동일하다.

표 5

Input port 1	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		-22.5	-22.5	-22.5	-22.5	-22.5	-22.5	-22.5
Phase difference (results, Deg.)		-17.2	-31.8	-13.6	-19.7	-21.1	-39.3	-24.3
Error		-5.3	+9.4	-8.9	-2.8	-1.4	+16.8	+1.8

Input port 2	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		+157	+157	+157	+157	+157	+157	+157
Phase difference (results, Deg.)		+170.4	+134.6	+163.5	+158.0	+162.5	+157.4	+145.8
Error		-13.4	+22.3	-6.5	-1.0	-5.5	+0.5	+11.2

Input port 3	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		-112.5	-112.5	-112.5	-112.5	-112.5	-112.5	-112.5
Phase difference (results, Deg.)		-117.0	-98.0	-132.1	-88.0	-103.6	-140.8	-130.7
Error		+4.5	-14.4	+19.6	-24.4	-8.8	+28.3	+18.2

Input port 4	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		+67.5	+67.5	+67.5	+67.5	+67.5	+67.5	+67.5
Phase difference (results, Deg.)		+70.8	+64.2	+74.1	+93.3	+35.0	+77.0	+48.4
Error		-3.3	+3.2	-6.6	-25.8	+32.4	-9.5	+19.1

[0254]

[0255] 도 40은 상기 도 38의 8×8 SIW 버틀러 매트릭스의 전자기장 분포를 나타낸다. 상기 도 40의 (a)는 포트 1의 경우, (b)는 포트 2의 경우, (C)는 포트 3의 경우, (d)는 포트 4의 경우를 나타낸다.

[0257] 3.2. 방사 요소와 급전 네트워크의 합성

[0258] 본 발명에서는 앞서 살펴본 버틀러 매트릭스에 방사 요소를 추가하여 안테나 빔 포밍 시스템으로 구현한다.

[0259] 도 41은 본 발명에 따른 마이크로스트립 패치 안테나를 도시한다.

[0260] 상기 도 41에서는 마이크로스트립 패치 안테나를 방사 요소로 사용한다. 패치 안테나의 공명 주파수는 28GHz로 설정하였다. 상기 도 41의 실시예에서 패치 안테나의 설계 파라미터는 패치 모양이 정사각형이므로 patch_W 및 patch_L를 3.5㎜로 설정하였다. SIW와 마이크로스트립 간의 연결을 고려하여, 트랜지션을 적용하였다. 임피던스 매칭을 위한 파라미터 inset, tap_L 및 tap_W는 각각 1.2㎜, 3.0㎜ 및 3.0㎜로 설정하였다.

[0261] 도 42는 상기 도 41의 실시예에 따른 마이크로스트립 패치 안테나의 반사 손실과 3D 방사 패턴을 나타낸다.

[0262] 상기 도 42에서 보는 바와 같이 28GHz에서 -20dB 이하의 우수한 반사 손실이 나타나며, 안테나 게인은 28GHz에서 7.198dB로 확인되었다.

[0263] 도 43은 본 발명에 따른 트랜지션 기능을 갖는 버틀러 매트릭스 구조를 적용한 패치 안테나 어레이를 도시한다.

[0264] 버틀러 매트릭스 구조를 적용한 패치 안테나 어레이(200)는 상기 도 38의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스(100)가 적용되며, 8 개의 출력 포트가 있으므로 패치 안테나 수도 8 개이다. 본 발명에서 제안하는 버틀러 매트릭스의 구조에 따라 패치 안테나 어레이의 모양은 상기 도 43에 도시된 바와 같이 선형으로 배열된다.

[0265] 상기 도 38의 실시예의 구현시 실제 제품과 측정의 유사성을 비교하기 위해 도체 재료를 PEC에서 구리로 변경하였고 안테나를 출력 포트에 연결시켰다. 또한 마이크로스트립-SIW 트랜지션(210)이 마이크로파 커넥터 연결을 위한 입력 포트에 추가되며, 급전을 위해 상기에서 살펴본 마이크로스트립 패치 안테나(250)를 출력 포트에 설치하였다. 상기 도 43의 실시예에서 전체 길이 L_m1은 214㎜, 너비 W_m1은 72.9㎜로 설정하였다.

[0266] 도 44는 상기 도 43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 적용한 안테나의 S-파라미터를 나타내며, 도 45는 상기 도 43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 적용한 안테나의 각 포트에서 전자기장 분포를 나타내며, 도 46은 상기 도43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스의 3D 빔 패턴을 나타내며, 도 47은 상기 도 43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스의 원거리 이득(far field gain)을 나타낸다.

[0267] 하기 [표 6]는 상기 도 43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 적용한 안테나의 28GHz에서 게인을 나타내고, 하기 [표 7]은 메인 로브 방향의 결과를 나타낸다.

표 6

[0268]

	Port 1 (1R)	Port 2 (4L)	Port 3 (3R)	Port 4 (2L)	Port 5 (2R)	Port 6 (3L)	Port 7 (4R)	Port 8 (1L)
Gain(dBi)	13.14	11.20	11.99	12.12	12.12	11.99	11.20	13.14

표 7

[0269]

	4L	3L	2L	1L	1R	2R	3R	4R
Main lobe Direction	-49°	-34°	-19.0°	-7.0°	+7.0°	+19°	+34.0°	+49°

[0270] 상기 도 43의 실시예에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 적용한 안테나는 가장 바깥 쪽 메인 빔의 각도가 ±49° 이므로 빔 포밍 안테나의 커버리지 범위는 98° 가 된다.

[0271] 이와 같이 본 발명에서 제안하는 빔 포밍 안테나는 98° 전방 범위를 커버할 수 있는 8방향 빔을 보여주며, 5G 통신을 위한 중계기에 충분히 적용할 수 있음을 알 수 있다.

[0273] 나아가서 본 발명에서는 모바일 장치에 적용하기 위해 크기를 더욱 축소시키고 대역폭을 광대역으로 확장하면서도 모든 대상 주파수에서 반사 손실을 줄일 수 있는 안테나를 제시하는데, 이에 대하여 하기의 실시예를 통해 살펴보기로 한다.

[0275] 4.1. SIW-SIW 수직 트랜지션(Vertical Transition)

[0276] 안테나 소형화는 항상 엄청난 조정과 도전의 문제가 되고 있다. 안테나 소형화를 위한 많은 설계 기술이 제시된 바 있지만, 일반적으로 소형화가 수행될 때 대역폭이 좁아지거나 성능이 저하된다는 단점이 있다.

[0277] 상기에서 살펴본 본 발명에 따른 SIW 버틀러 매트릭스를 최소화하기 위해 본 발명에서 제시하는 안테나 설계 기법은 안테나의 구조를 분할하고 재구성하는 것이다. 이와 관련하여 도 48은 본 발명의 일 실시예 의한 구조 분리 적층 기법에 의한 5G 소형 단말기 및 중계기용 면적 축소 빔 포밍 안테나를 제공하기 위하여 제안하는 안테나 소형화 기법의 개념을 도시한다.

[0278] 상기 도 48의 (a)에 도시된 바와 같이 SIW 버틀러 매트릭스 구조를 Part 1과 Part 2의 영역으로 분할하고, 상기 도 48의 (b)에 도시된 바와 같이 분할된 부분을 접어 다층 구조의 안테나로 재구성하게 된다.

[0279] 도 70은 본 발명에서 제안하는 안테나 소형화 기법의 일반적인 개념을 도시한 것으로, 도 70의 (a)에 도시된 바와 같이 SIW 버틀러 매트릭스 구조를 분할선을 기준으로 2개의 부분으로 분할하고, 도 70의 (b)에 도시된 바와 같이 분할된 부분들을 접어 적층하여 다층 구조의 안테나로 재구성하게 된다.

[0280] 또한, 도 70의 (b)에 도시된 바와 같이 SIW 버틀러 매트릭스 구조를 2개의 분할선을 기준으로 3개의 부분으로 분할하고, 도 70의 (b)에 도시된 바와 같이 분할된 부분들을 접어 적층하여 다층 구조의 안테나로 재구성하게 된다.

[0281] 상기 SIW 버틀러 매트릭스 구조를 다수의 부분들로 분할하는 분할선들은 SIW 버틀러 매트릭스(Butler matrix) 구조를 다수의 부분으로 분할 시 SIW 버틀러 매트릭스(Butler matrix) 구조의 동작에 큰 영향을 미치지 않는 신호 전달 부분인 것이 바람직하다.

[0282] 도 71은 도 70의 안테나 소형화 기법에 따라 각각 2개의 부분 및 3개의 부분으로 분할하여 접어 적층한 실제 제작한 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 구현예를 나타낸다.

[0283] 도 71의 (a)는 접지 않은 8×8 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 도시한 것이고, 도 71의 (b)는 도 70의 (a)에 도시된 안테나 소형화 기법에 따라 8×8 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 한번 접어 적층한 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 도시한 것이고, 도 71의 (c)는 도 70의 (b)에 도시된 안테나 소형화 기법에 따라 8×8 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 두번 접어 적층한 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 도시한 것이다.

[0284] 도 70 및 도 71에 도시된 바와 같이 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 많이 접을수록 크기를 더 작게 할 수 있다.

[0285] 본 발명의 일 실시예에서는 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 한번 접어 적층하여 형성된 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나에 대해 설명하기로 한다. 하지만, 본 발명은 한번 접어 적층된 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나에 한정되지 않고, 다수회 접어 적층된 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나를 제공할 수 있다.

[0286] 앞서 살펴본 버틀러 매트릭스를 접으려면 두 개의 SIW 전송 라인을 수직으로 연결하여야 한다. 도 49는 본 발명에 따른 SIW-SIW 수직 트랜지션 구조를 나타낸다. SIW-SIW 수직 트랜지션은, 수직으로 인접한 2개의 레이어 중 상층 레이어와 상기 상층 레이어의 하부에 있는 하층 레이어에 위치하는 비아 벽 및 상기 비아 벽으로부터 소정 거리 이격되어 상기 상층 레이어와 상기 하층 레이어 간의 금속 클래드에 형성된 슬롯을 포함하여, 상층 레이어와 하층 레이어를 전기적으로 연결함으로써 상층 레이어와 하층 레이어 간에 에너지를 전달하고 싶은 주파수 대역이 전달되도록 한다.

[0287] 도 50은 상기 도 49에 대한 파라미터를 나타내며, 상기 도 50에 도시된 바와 같이 슬롯의 길이, 너비 및 위치를 각각 Slot_L, Slot_W 및 Slot_O로 표시하였다. 본 발명의 실시예에서 Slot_L은 3㎜, Slot_W는 0.2㎜, Slot_O는 3.7㎜로 설정하였다. 슬롯의 위치(Slot_O)는 비아 벽으로부터 떨어져 있는 거리를 나타낸다.

[0288] SIW-SIW 수직 트랜지션 구조의 슬롯의 길이(Slot_L), 너비(Slot_W) 및 위치(Slot_O)에 따라 슬롯을 통해 상층 레이어와 하층 레이어 간에 에너지를 전달하고 싶은 주파수 대역이 조정된다.

[0289] 따라서, 상층 레이어와 하층 레이어 간에 에너지를 전달하고 싶은 목표 주파수 대역이 설정되면, 설정된 목표 주파수 대역에 따라 슬롯을 통해 에너지가 상층 레이어와 하층 레이어 간에 전달되도록, SIW-SIW 수직 트랜지션 구조의 슬롯의 길이(Slot_L), 너비(Slot_W) 및 위치(오프셋)(Slot_O)를 조정하면 된다.

[0290] 도 51은 상기 도 50에 따른 SIW 수직 트랜지션의 반사 손실 및 삽입 손실을 나타낸다.

[0292] 4.2. 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스

[0293] 소형화된 SIW 버틀러 매트릭스는 분리된 두 부분을 적층함으로써 구현될 수 있다. 도 52는 본 발명에서 제안하는 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 구조를 나타낸다.

[0294] 상기 도 52의 (a)에 도시된 바와 같이 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스(300)는 중심의 직각 커플러 위치를 두 부분으로 나누어 제1 부분(310)과 제2 부분(350)으로 분리한다.

[0295] 그리고 상기 도 52의 (b)에 도시된 바와 같이 제1 부분(310)과 제2 부분(350)을 겹쳐서 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스(400)를 형성하는데, 이때 분리된 평면에는 비아 벽이 채워지고 상기에서 설명한 트랜지션이 적용된다.

[0296] 상기 도 52의 (c)에서 보는 바와 같이 본 발명에서 제안하는 버틀러 매트릭스 급전 네트워크는 대칭이므로 SIW 구조도 대칭이 되도록 구성하였다.

[0297] 본 발명에서 제시하는 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스는 하기 [표 8]에 제시된 반사 손실, 절연 및 위상 오류를 충족시킬 수 있도록 설계하였다.

표 8

[0298]

Return loss	Isolation	Phase error
≤ -15 dB @ 26.5 ~ 28.9 GHz	≤ -15 dB @ 26.5 ~ 28.9 GHz	≤ λ/10 @ 28 GHz

[0299] 도 53은 상기 도 52의 실시예에 따른 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 각 포트별 S-파라미터를 나타낸다.

[0300] 상기 도 52의 실시예에 따른 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스에서 각 포트의 위상차 결과가 하기 [표 9]와 같이 나타났으며, 포트 4가 입력될 때 최대 위상 오류는 0.091λ이다.

표 9

[0301]

Input port 1	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		-22.5	-22.5	-22.5	-22.5	-22.5	-22.5	-22.5
Phase difference (results, Deg.)		-17.3	-32.5	-13.2	-20.0	-20.8	-39.6	-23.8
Error		-5.2	+10.0	-9.3	-2.5	-1.6	+17.1	+1.3

Input port 2	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		+157	+157	+157	+157	+157	+157	+157
Phase difference (results, Deg.)		+171.2	+135.0	+164.7	+157.3	+161.9	+157.5	+145.6
Error		-14.2	+21.9	-7.6	-0.3	-4.9	-0.5	+11.4

Input port 3	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		-112.5	-112.5	-112.5	-112.5	-112.5	-112.5	-112.5
Phase difference (results, Deg.)		-117.3	-97.8	-130.5	-87.8	-105.4	-141.3	-130.3
Error		+4.8	-14.6	+18.0	-24.6	-7.1	+28.8	+17.8

Input port 4	Port 9	Port 10	Port 11	Port 12	Port 13	Port 14	Port15	Port 16
Phase difference (ideal, Deg.)		+67.5	+67.5	+67.5	+67.5	+67.5	+67.5	+67.5
Phase difference (results, Deg.)		+71.8	+64.0	+75.4	+93.2	+34.6	+77.5	+46.8
Error		-4.3	+3.5	-7.9	-25.7	+32.9	-10.3	+20.7

[0303] 4.3. 광대역을 위한 E 자형 패치 안테나

[0304] 앞서 살펴본 마이크로스트립 패치 안테나는 좁은 대역을 가지고 모든 목표 주파수에 대하여 요건을 충족시키는 것은 아니므로, 단일층 설계에 따른 마이크로스트립 패치 안테나를 통해 광대역을 커버하기 어렵다. 그러나 PCB 레이어를 추가하여 이러한 문제를 향상시킬 수 있다.

[0305] 본 발명에서 제안하는 폴디드 버틀러 매트릭스 구조는 기본 버틀러 매트릭스 구조와 비교하여 다층 레이어 특성을 갖는다. 이러한 장점을 이용하여 본 발명에서 도 54에 도시된 E 자형 패치 안테나를 제안한다.

[0306] 하층 레이어(510)의 기판 상에는 SIW 전송 라인(520)과 SIW-마이크로스트립 트랜지션(530)이 형성되며, 상층 레이어(550)의 기판 상에는 E 자형 패치 안테나 패턴(560)이 형성된다.

[0307] E 형 패턴은 트랜지션으로부터 간접 커플링으로 급전이 이루어진다. 사용된 기판은 상기의 버틀러 매트릭스와 동일한 Rogers RT5880를 적용하였다. 하기 [표 10]은 광대역 안테나로서의 설계 목표를 나타내고, 하기 [표 11]은 본 발명에서 제안하는 E 자형 패치 안테나의 설계 파라미터를 나타낸다.

표 10

[0308]

Target frequency	Return loss	Antenna gain	Radiation pattern
26.5 ~ 28.9 GHz	≤ -10 dB	≥ 6 dBi	Patch antenna radiation

표 11

[0309]

Parameter	patch_L	patch_W	inset	tap_L	tap_W
Value(mm)	3.3	3.3	2.0	3.0	3.0

[0310] 도 55는 상기 도 54의 E 자형 패치 안테나의 반사 손실을 나타내며, 본 발명에 따른 패치 안테나는 반사 손실이 26.4GHz부터 29.1GHz까지의 대역에서 -10dB 미만을 만족하는 결과를 얻었다.

[0311] 우수한 반사 손실뿐만 아니라 안테나 빔 균일도는 안테나 성능 평가의 중요한 특성인데, 도 56은 상기 도 54의 실시예에 따른 E 자형 패치 안테나의 원거리 방사 패턴을 나타낸다. 상기 도 54의 실시예에 따른 E 자형 패치 안테나에 대한 목표 주파수에 따른 방사 패턴 결과를 보면 모든 방사 패턴이 안테나 방사 패턴의 형성을 충족시키는 것을 알 수 있다.

[0313] 4.4. 방사 요소와 급전 네트워크의 합성

[0314] 도 57은 본 발명에 따른 E 자형 안테나와 합성된 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스를 나타내고, 도 58은 본 발명에 따른 E 자형 안테나와 합성된 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 구조를 나타낸다.

[0315] 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스의 구조를 살펴보면, 상기 도 57의 (a)는 전면 방향으로서, 상층 레이어 상에는 SIW 버틀러 매트릭스의 제1 부분(400a)과 패치 안테나(500a)가 형성되고, 상기 도 57의 (b)는 후면 방향으로서, 하층 레이어 상에는 SIW 버틀러 매트릭스의 제2 부분(400b)과 뒷면부로서 도시되지 않았으나 SIW 전송 라인과 SIW-마이크로스트립 트랜지션(500b)이 형성된다.

[0316] 상기 도 57의 실시예에서 안테나의 전체 길이 L_m2는 120㎜이고 너비는 72.9㎜로 형성되었다. 따라서 단층형 구조와 비교하여 폴디드 구조의 길이는 약 56 % 수준이다.

[0317] 도 59는 상기 도 57의 실시예에 대한 S-파라미터를 나타낸다.

[0318] 상기 도 59에서 볼 수 있듯이 동작 주파수 대역에서 반사 손실은 -15dB 미만이고 절연은 -10dB 미만으로 향상되었다.

[0319] 도 60은 상기 도 58의 실시예에 대한 3D 빔 패턴을 나타내며, 도 61은 상기 도 60에 대한 가장 낮은 주파수부터 가장 높은 주파수까지의 안테나 빔 패턴의 균일성을 나타낸다. 하기 [표 12]은 주파수별 각 포트에서의 안테나 게인을 나타낸다.

표 12

[0320]

Input \ Freq. (GHz)	Gain (dBi) 26.5	28.0	28.9
Port 1	11.43	12.48	12.58
Port 2	9.77	10.39	9.62
Port 3	10.56	11.52	11.25
Port 4	10.33	11.41	11.49

Input \ Freq. (GHz)	Gain (dBi) 26.5	28.0	28.9
Port 5	10.33	11.41	11.49
Port 6	10.64	11.60	11.34
Port 7	9.77	10.39	9.62
Port 8	11.43	12.48	12.58

[0322] 상기 도 61에서 보는 바와 같이 상기 도 58의 실시예에 따른 안테나의 방사 패턴 균일성이 우수하게 나타났음을 알 수 있으며, 가장 낮은 주파수 26.5GHz에서 가장 높은 주파수 28.9GHz까지 안테나 빔이 변형되지 않은 결과를 얻었다.

[0324] 4.5. 안테나 구현과 성능 측정

[0325] 도 62는 본 발명에서 제안하는 바에 따라 제작한 8×8 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 구현예를 나타낸다.

[0326] 상기 도 62의 구현된 안테나는 전체 길이가 214㎜이고 너비가 72.9㎜이다. K- 커넥터는 측정을 위해 마이크로스트립 트랜지션에 연결된다.

[0327] 도 63은 본 발명에서 제안하는 바에 따라 제작한 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 구현예를 나타낸다.

[0328] 상기 도 63의 구현된 안테나는 전체 길이가 120㎜이고 너비가 72.9㎜이다.

[0329] 상기 도 62와 도 63의 구현예는 PCB 기술을 적용하여 구현하였다.

[0330] 도 64는 상기 도 62의 구현예(좌측 안테나)와 상기 도 63의 구현예(가운데 안테나)에 대한 크기 대비를 나타낸다.

[0331] 상기 도 64에서 볼 수 있듯이 상기 도 62의 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 직선 패턴은 휴대 전화 크기를 초과하지만 상기 도 63의 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 폴디드 구조는 휴대 전화보다 작게 제작될 수 있다.

[0333] 도 65는 상기 62의 구현예에 대한 S-파라미터 측정 결과를 나타내고, 도 66은 상기 도 62의 구현예에 대한 원거리 방사 패턴을 측정한 결과를 나타낸다. 하기 [표 13]는 상기 62의 구현예에 대한 게인 측정 결과를 나타낸다.

표 13

[0334]

	Port 1 (1R)	Port 2 (4L)	Port 3 (3R)	Port 4 (2L)	Port 5 (2R)	Port 6 (3L)	Port 7 (4R)	Port 8 (1L)
Gain(dBi)	10.99	8.81	9.45	9.57	9.59	9.53	8.98	11.05

[0336] 상기 도 65에서 보는 바와 같이 직선 패턴 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나의 측정된 반사 손실은, 목표 주파수 대역에서 -10 dB 미만의 양호한 반사 손실을 나타내는 것을 알 수 있다. 상기 도 66에서 보는 바와 같이 측정된 원거리 방사 패턴은 각 대칭 입력 포트에서 결과가 유사하다는 것을 알 수 있다.

[0337] 도 67은 상기 63의 구현예에 대한 S-파라미터 측정 결과를 나타내고, 도 68은 상기 도 63의 구현예에 대한 원거리 방사 패턴을 측정한 결과를 나타낸다. 하기 [표 14]는 상기 도 63의 구현예에 대한 안테나 게인 측정 결과를

나타낸다.

표 14

[0338]

	Port 1 (1R)	Port 2 (4L)	Port 3 (3R)	Port 4 (2L)	Port 5 (2R)	Port 6 (3L)	Port 7 (4R)	Port 8 (1L)
Gain(dBi)	9.56	6.62	8.43	7.97	8.24	8.65	6.96	10.7

[0339] 나아가서 도 69는 상기 도 63의 구현예에 대한 주파수별 원거리 방사 패턴을 측정한 결과이며, 하기 [표 15]은 주파수별 안테나 게인 측정 결과를 나타낸다.

표 15

[0340]

Input \ Freq. (GHz)	Gain (dBi) 26.5	28.0	28.9
Port 1	9.26	9.56	8.52
Port 2	6.98	6.62	6.18
Port 3	8.11	8.43	6.92
Port 4	7.77	7.97	7.03

Input \ Freq. (GHz)	Gain (dBi) 26.5	28.0	28.9
Port 5	7.81	8.24	7.09
Port 6	8.25	8.65	7.13
Port 7	7.18	6.96	6.51
Port 8	9.64	10.07	9.02

[0342] 상기 도 69에서 볼 수 있듯이 본 발명에 따른 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스 빔 포밍 안테나가 직선 구조에 비해 상대적으로 안테나 빔 균일성이 우수한 것을 확인할 수 있다.

[0344] 이상에서 살펴본 바와 같이 본 발명에서는 5G 통신을 위한 로우 프로파일 빔 포밍 안테나 시스템을 제시한다. 안테나 빔은 8×8 버틀러 매트릭스 빔포밍 네트워크에 의해 8가지 방향으로 형성된다. 본 발명의 안테나는 기판 집적 도파관(SIW)을 기반으로 제작될 수 있다.

[0345] SIW 구조는 RF 컴포넌트 설계에 장점이 있다. 기존 도파관에 비해 인쇄 회로 기판(PCB) 기술을 사용하여 제작될 수 있으며, 기존 도파관은 금형 기술을 사용하여 제작되었기 때문에 제작 비용이 많이 드는데 반해 본 발명에 따른 SIW 구조는 제작 비용이 저렴하고 무게가 가벼운 이점이 있다. 또한 마이크로스트립 구조에 비해 전기 손실이 적다.

[0346] 본 발명의 안테나는 필요한 구성 요소로서 직각 커플러, 크로스 오버 및 위상 쉬프터를 제시하고, 이러한 구성 요소를 결합하여 8 입력 및 8 출력을 갖는 버틀러 매트릭스를 제시한다. 8×8 버틀러 매트릭스가 제대로 작동하려면 특히 mmWave 영역에서 정교한 위상 조정이 필요하다. 따라서 본 발명에서는 각 SIW 위상 쉬프터는 정교하게 최적화시켰다. 또한 위상 쉬프터의 면적을 최소화하며 곡선 패턴이 아닌 직선 패턴에서만 필요한 위상 시프트를 충족하도록 제안하였다.

[0347] 일반적인 직선형 8×8 버틀러 매트릭스의 크기를 최소화하기 위해 본 발명에서는 폴디드 구조를 제시하며, 여기서 폴디드 구조는 SIW 수직 트랜지션을 사용하여 적용된다. SIW 수직 트랜지션은 폐쇄 금속 포스트 벽과 임피던스 매칭 슬롯으로 구성되어 상층 레이어와 하층 레이어를 연결한다. 이러한 처리 결과, SIW 구조 길이를 214㎜에서 120㎜로 44 % 감소시켰다.

[0348] 또한 본 발명에서는 E 자형 패치 안테나를 적용함으로써, 크기 축소뿐만 아니라 좁은 대역을 갖는 마이크로스트립 패치 안테나로부터의 격리 문제가 해결된다. E 자형 패치 안테나는 2.4GHz 이상에서 작동 주파수 대역이 더 넓다. 따라서 본 발명에서는 제안하는 구조는 26.5GHz부터 28.9GHz까지의 높은 안테나 빔 균일성을 갖는다.

[0350] 이상의 설명은 본 발명의 기술 사상을 예시적으로 설명한 것에 불과한 것으로서, 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 다양한 수정 및 변형이 가

능할 것이다. 따라서 본 발명에 기재된 실시예들은 본 발명의 기술 사상을 한정하기 위한 것이 아니라 설명하기 위한 것이고, 이러한 실시예에 의하여 본 발명의 기술 사상이 한정되는 것은 아니다. 본 발명의 보호 범위는 아래의 청구범위에 의해서 해석되어야하며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 기술 사상은 본 발명의 권리범위에 포함되는 것으로 해석되어야 할 것이다.

부호의 설명

[0351] 10, 20 : 금속 클래드,

30 : 금속 비아,

40 : 유전체 기판,

100 : SIW 버틀러 매트릭스,

110 : 입력포트,

120 : 출력포트,

130 : 직각 커플러,

140 : 67.5° SIW 위상 쉬프터,

150a, 150b : 45° SIW 위상 쉬프터,

160 : 22.5° SIW 위상 쉬프터,

170 : 추가 위상 쉬프터,

200 : 패치 안테나 어레이,

210 : 마이크로스트립-SIW 트랜지션,

250 : 마이크로스트립 패치 안테나,

300 : 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스,

310 : 제1 부분,

350 : 제2 부분,

400 : 8×8 폴디드 SIW 버틀러 매트릭스,

400a : SIW 버틀러 매트릭스의 제1 부분,

400b : SIW 버틀러 매트릭스의 제2 부분,

500a : 패치 안테나,

500b : SIW-마이크로스트립 트랜지션,

510 : 하층 레이어,

520 : SIW 전송라인,

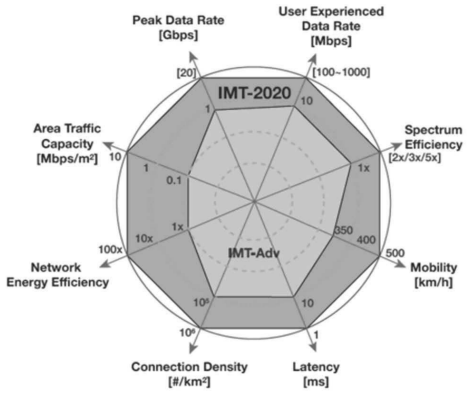
530 : SIW-마이크로스트립 트랜지션,

550 : 상층 레이어,

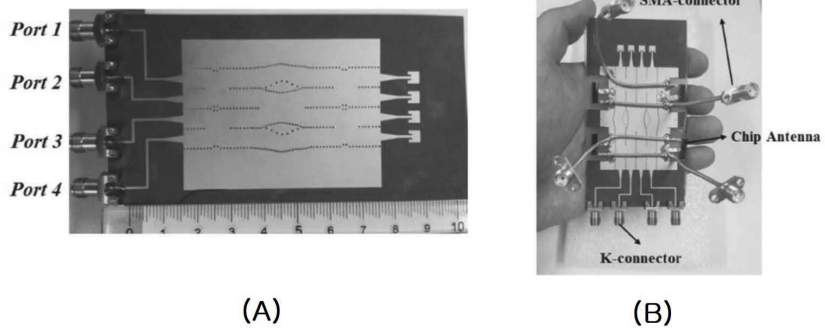
560 : E 자형 패치 안테나 패턴.

도면

도면1

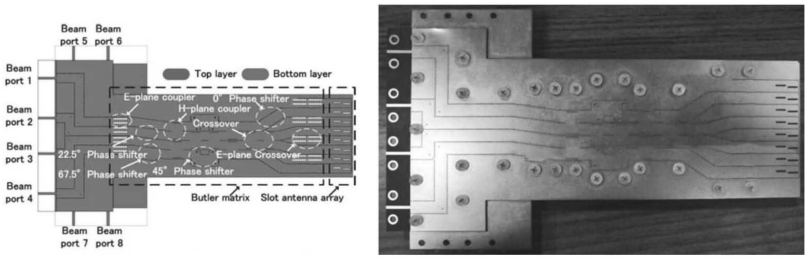


도면2

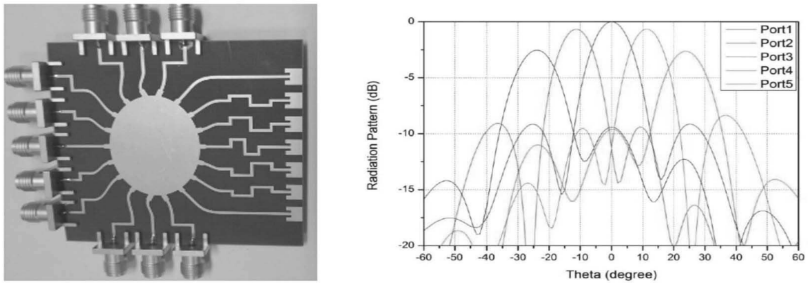


(A) (B)

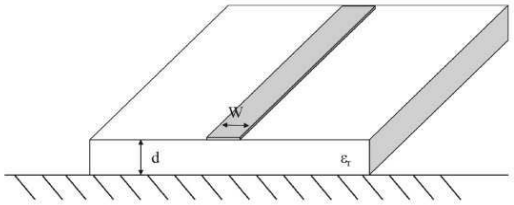
도면3



도면4



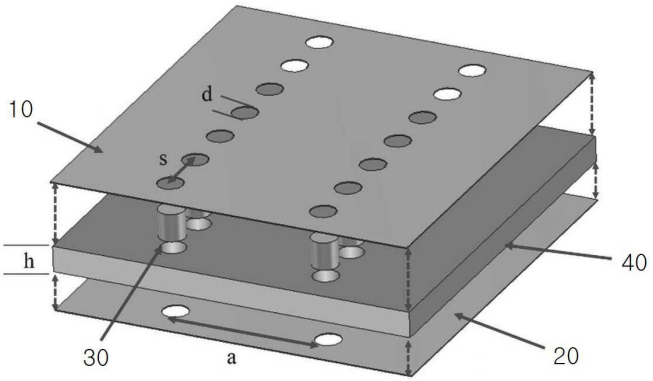
도면5



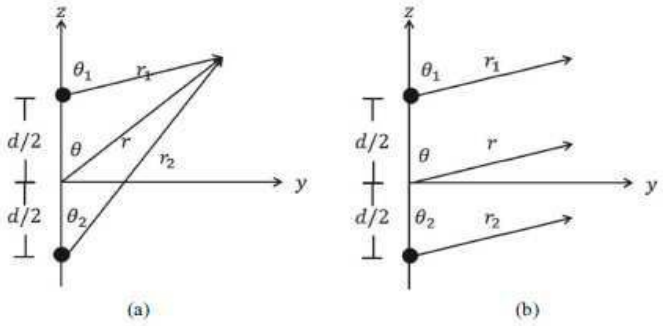
도면6



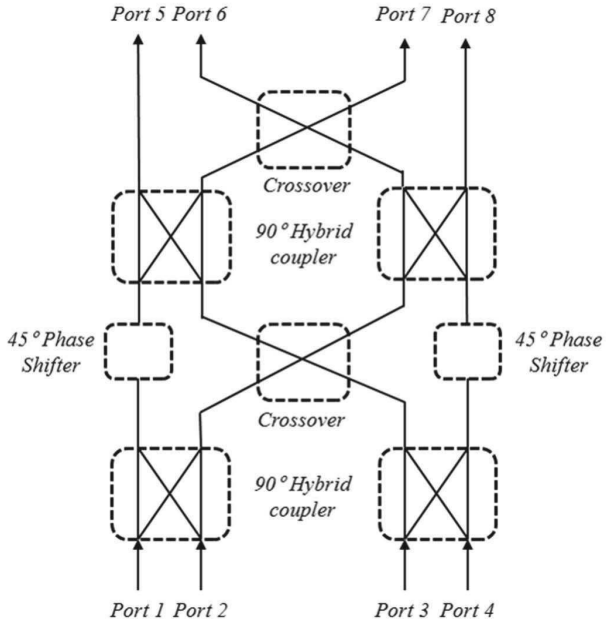
도면7



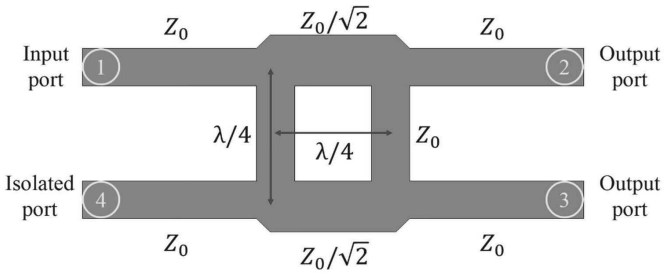
도면8



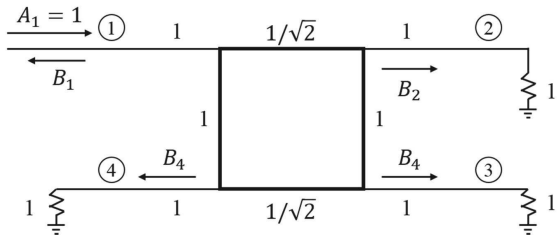
도면9



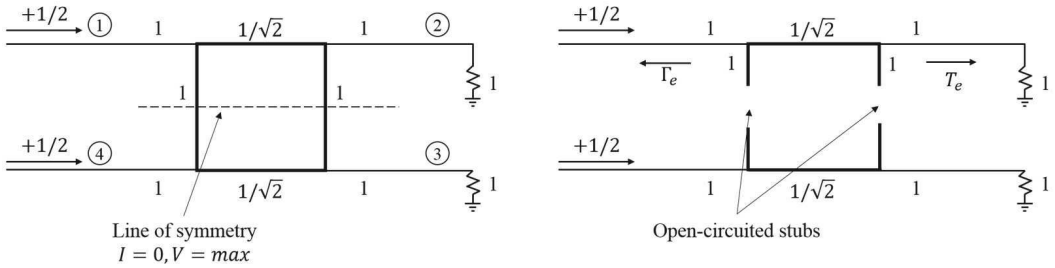
도면10



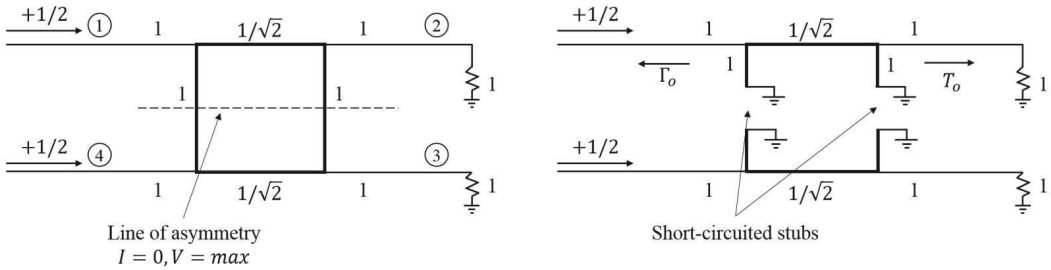
도면11



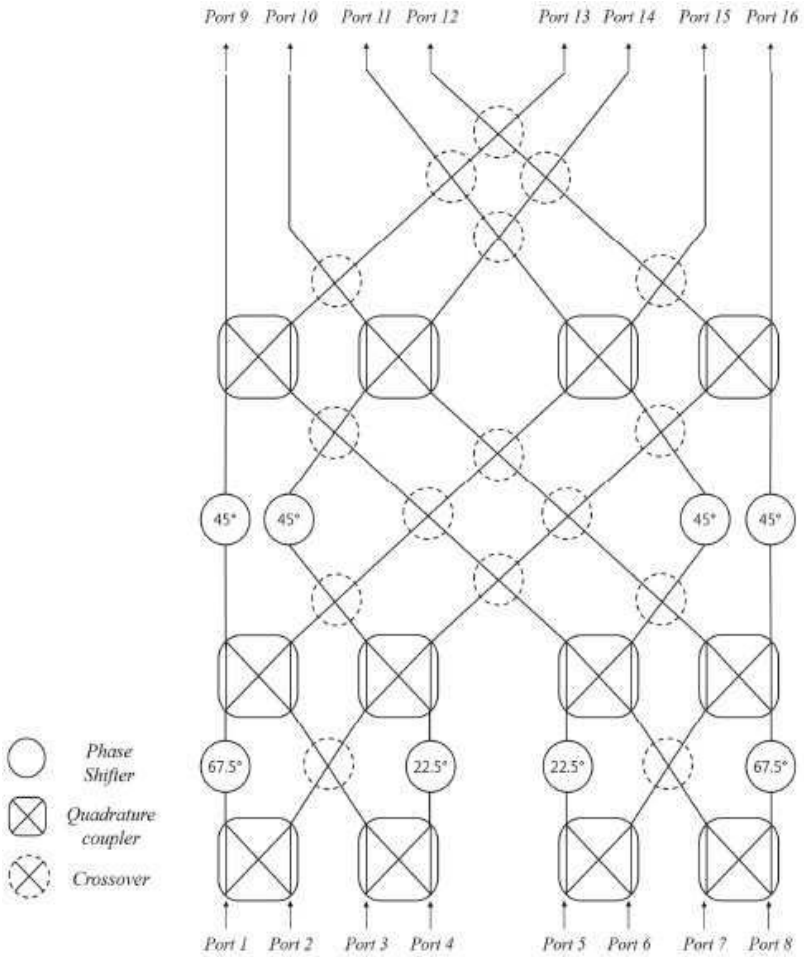
도면12



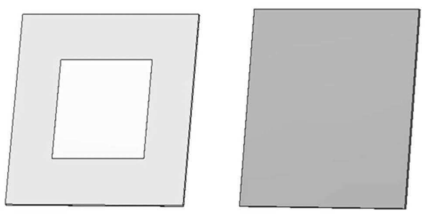
도면13



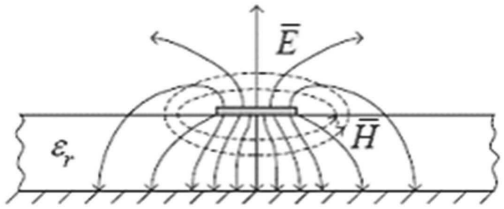
도면14



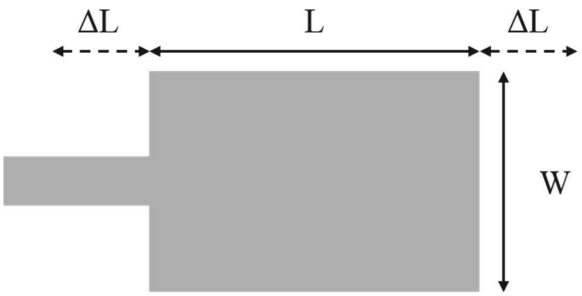
도면15



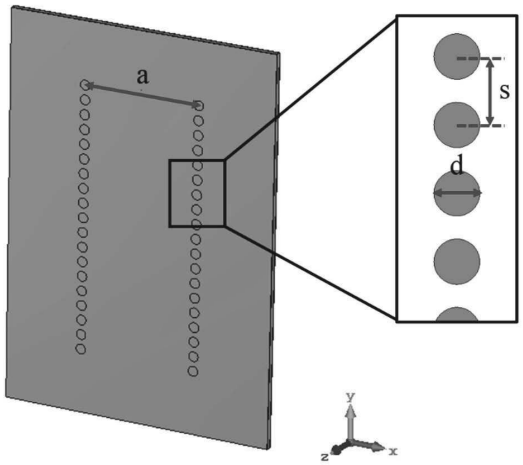
도면16



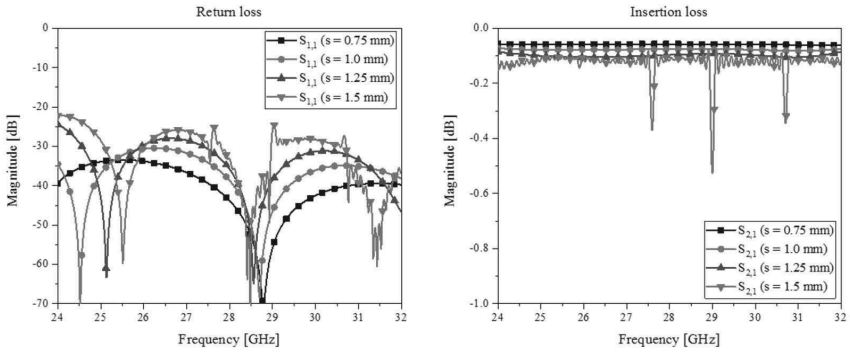
도면17



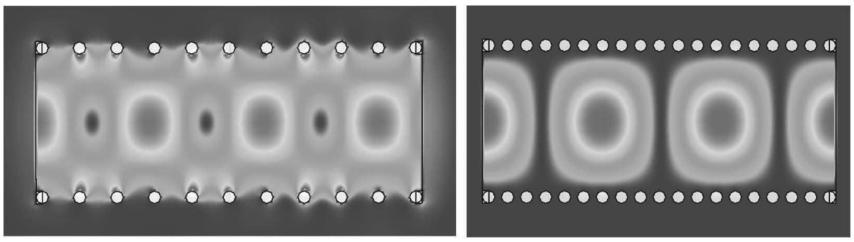
도면18



도면19

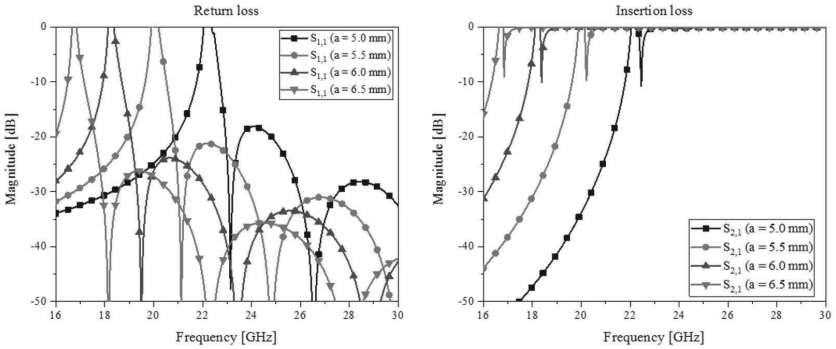


도면20

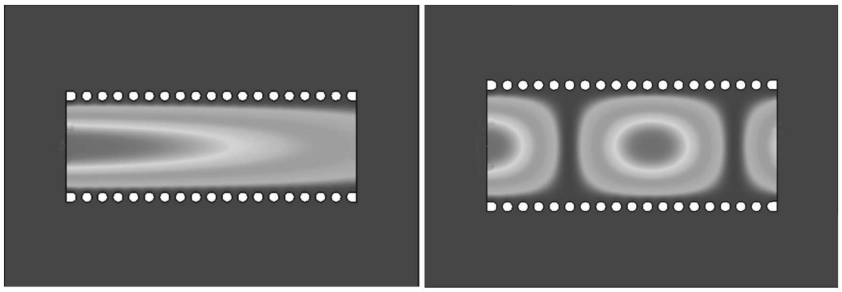


(a) (b)

도면21

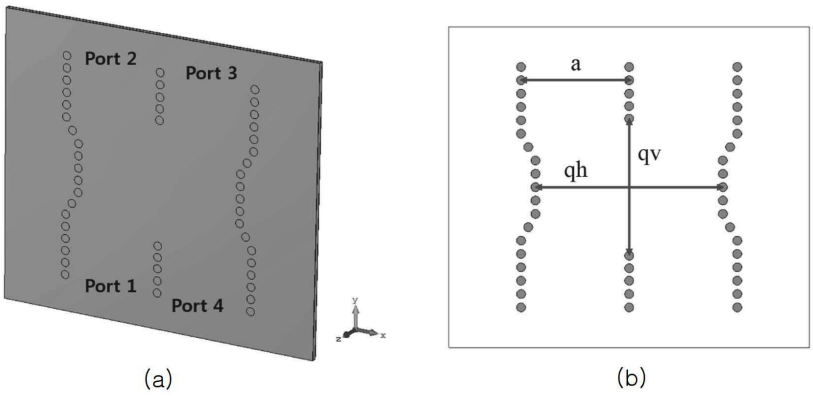


도면22



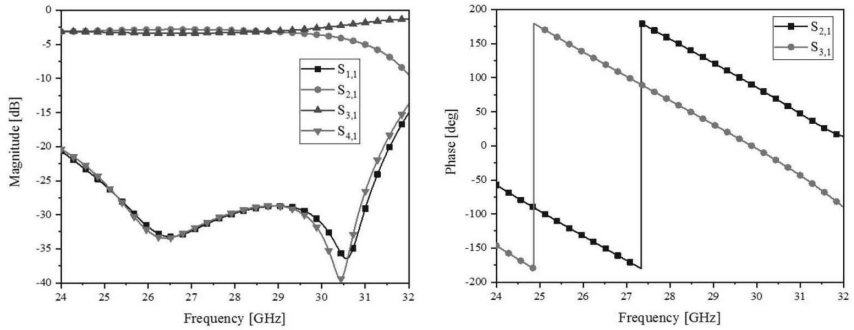
(a) (b)

도면23

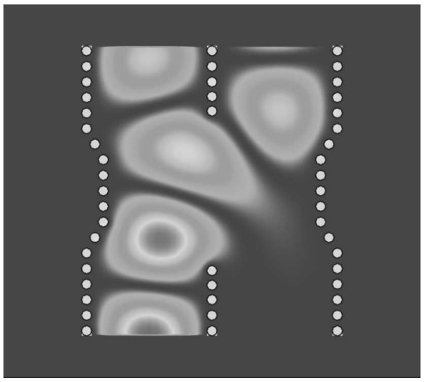


(a) (b)

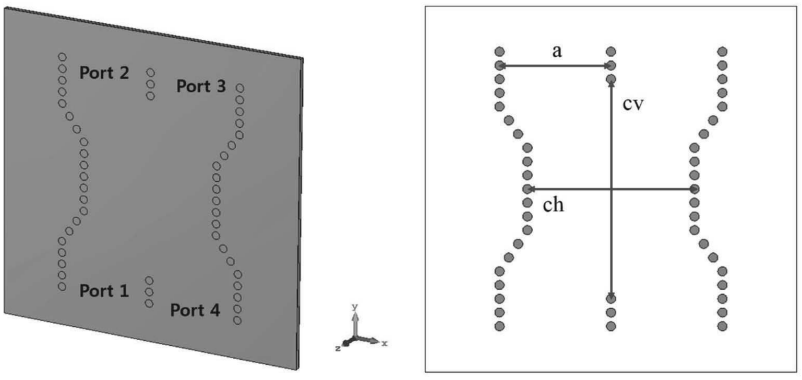
도면24



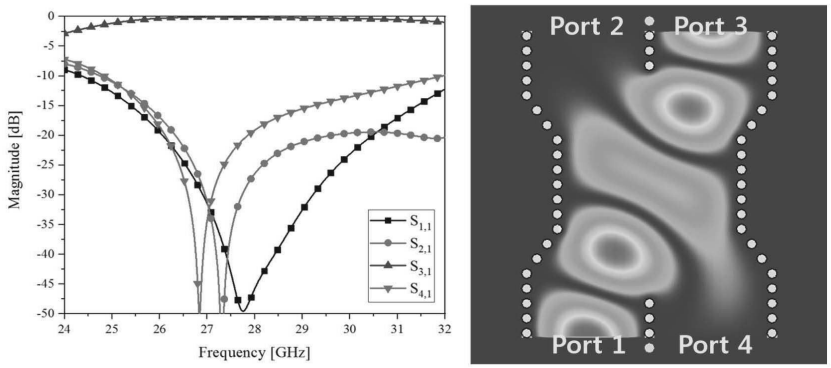
도면25



도면26

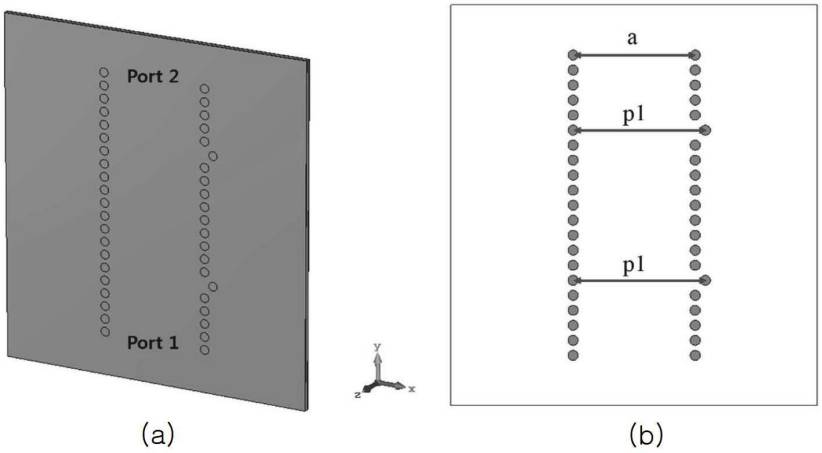


도면27



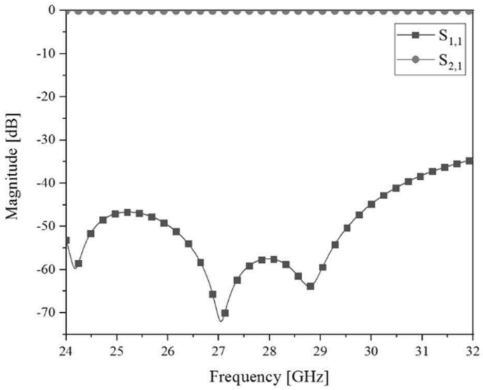
(a) (b)

도면28

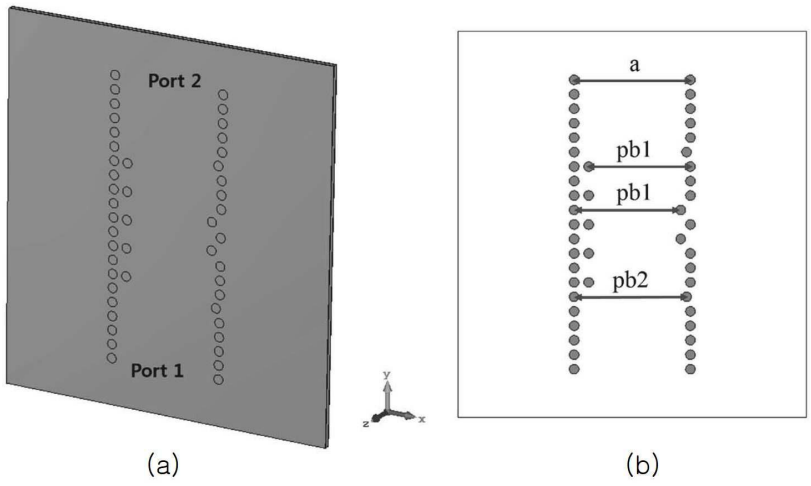


(a) (b)

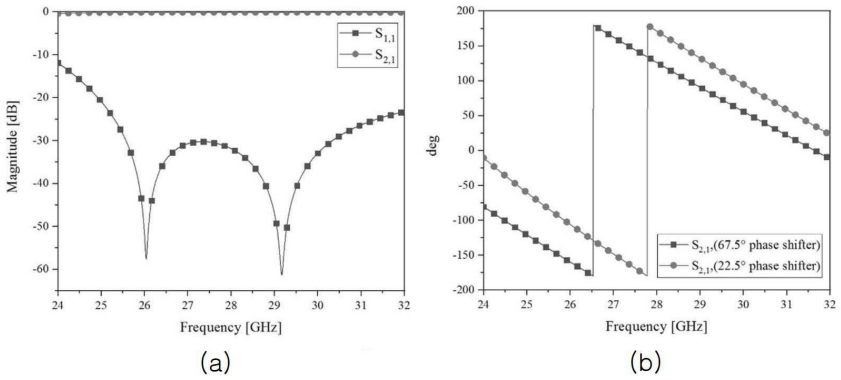
도면29



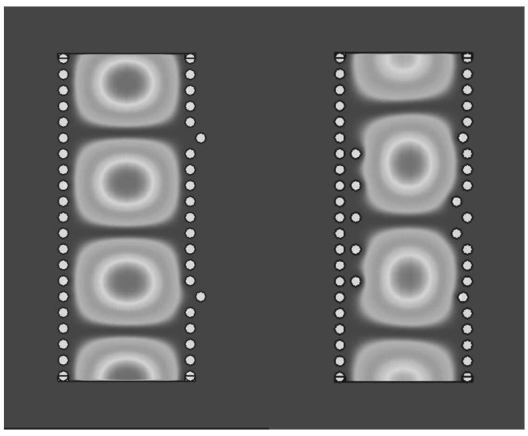
도면30



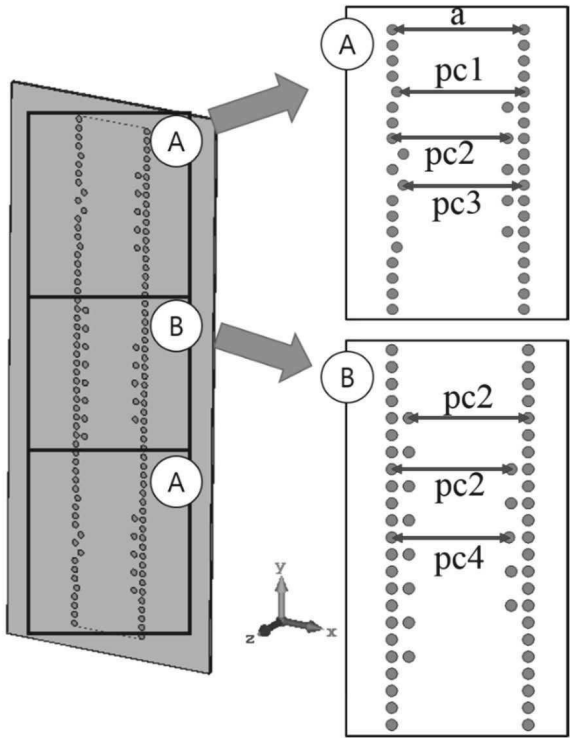
도면31



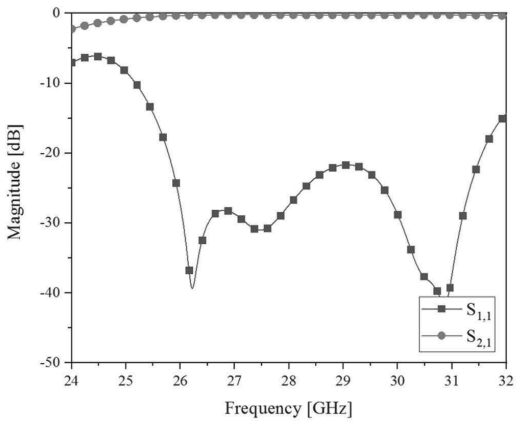
도면32



도면33



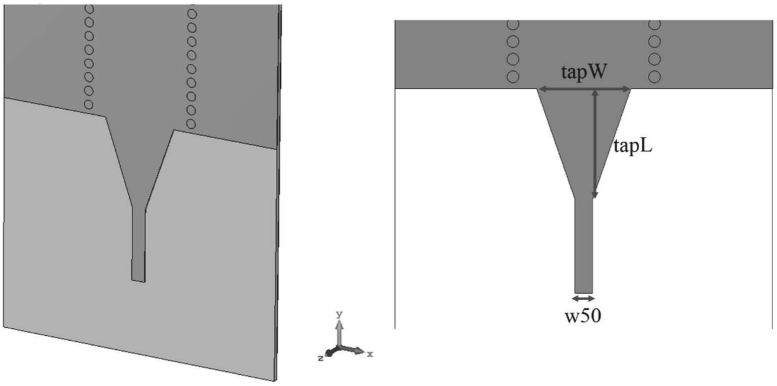
도면34



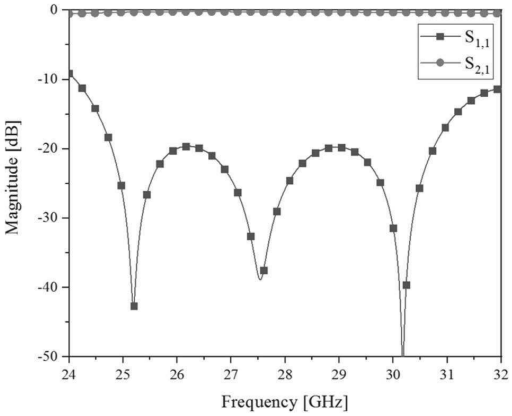
도면35



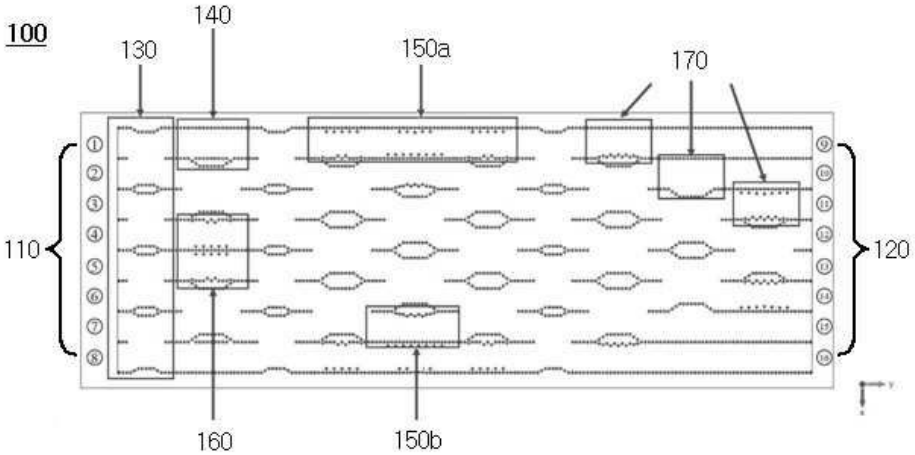
도면36



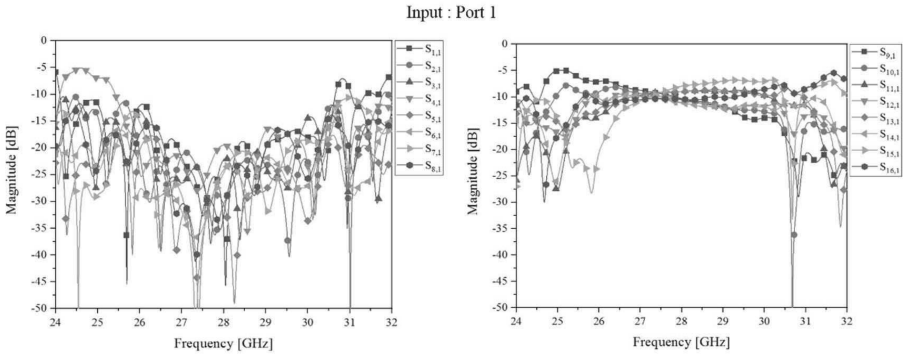
도면37



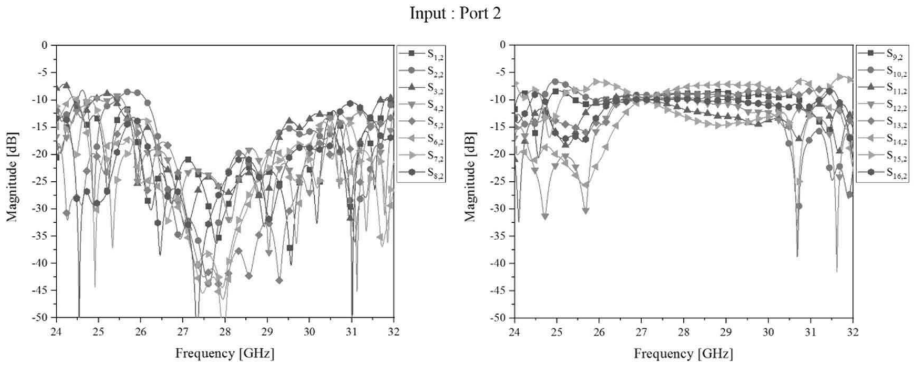
도면38



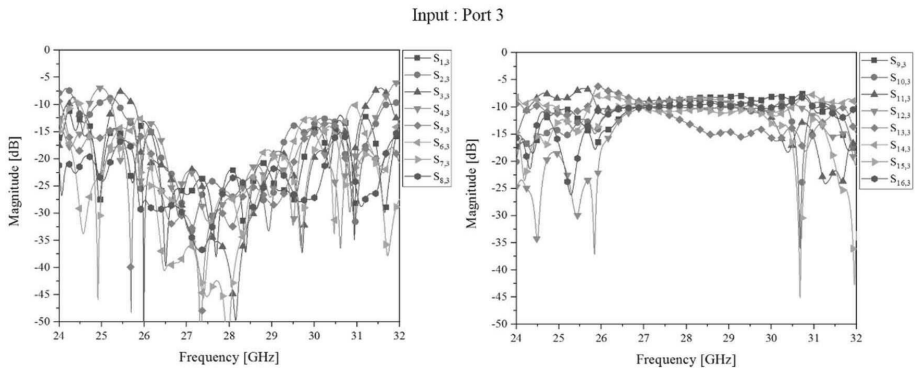
도면39a



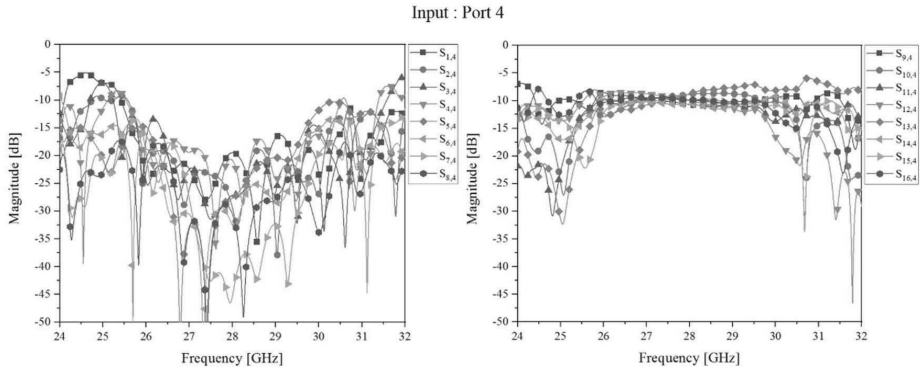
도면39b



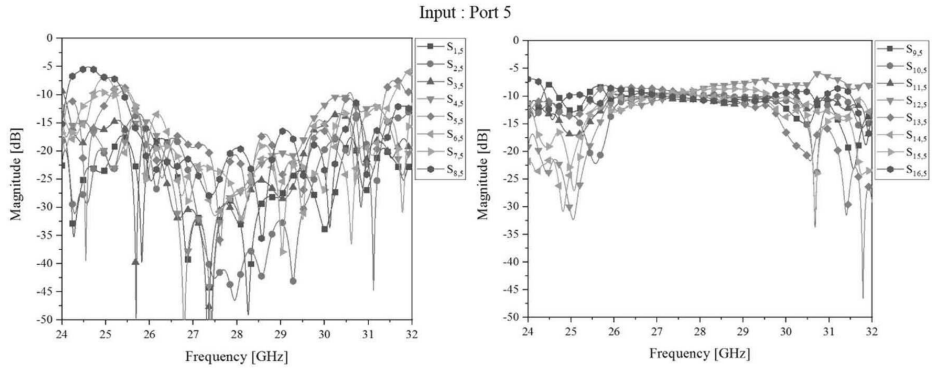
도면39c



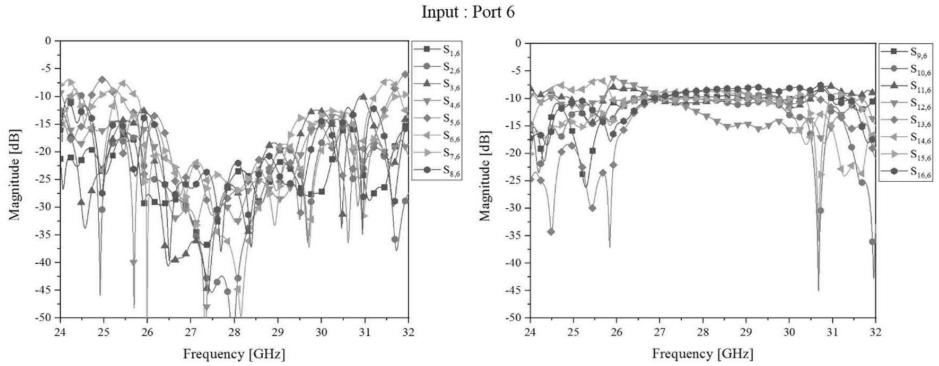
도면39d



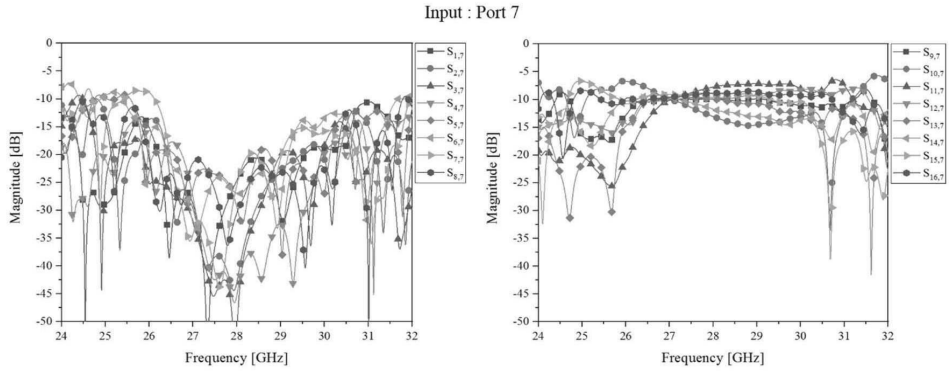
도면39e



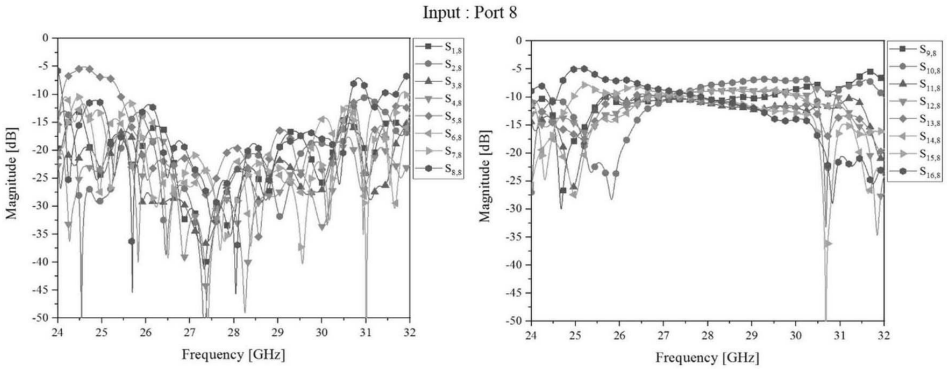
도면39f



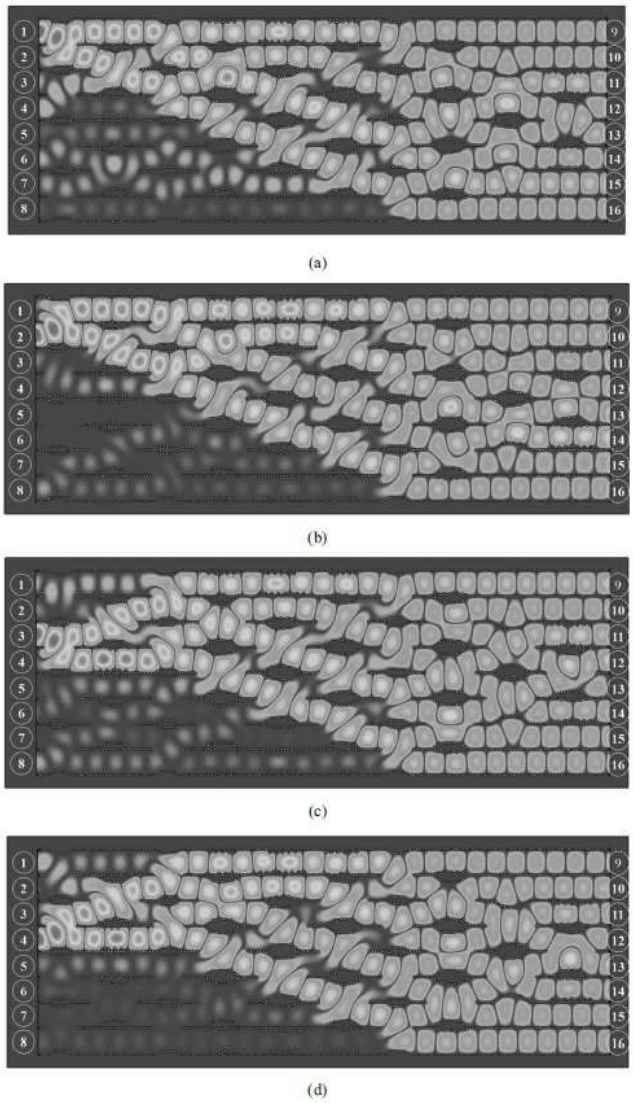
도면39g



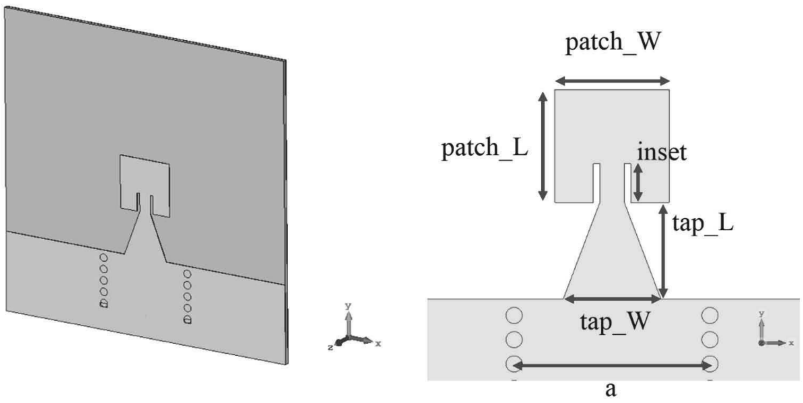
도면39h


Input : Port 8
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]

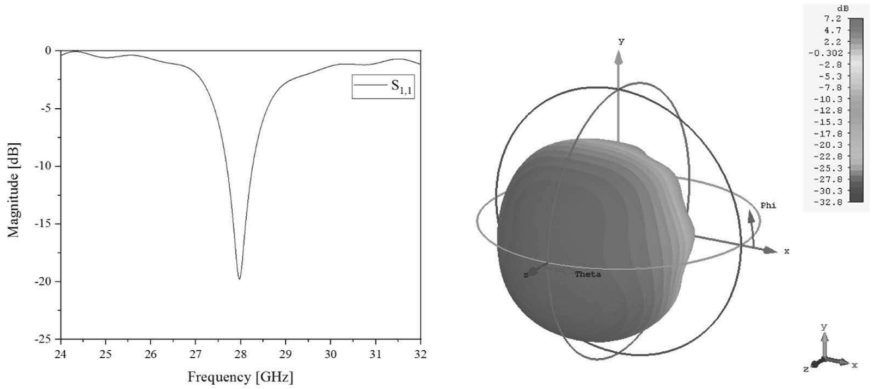
도면40


(a)
(b)
(c)
(d)

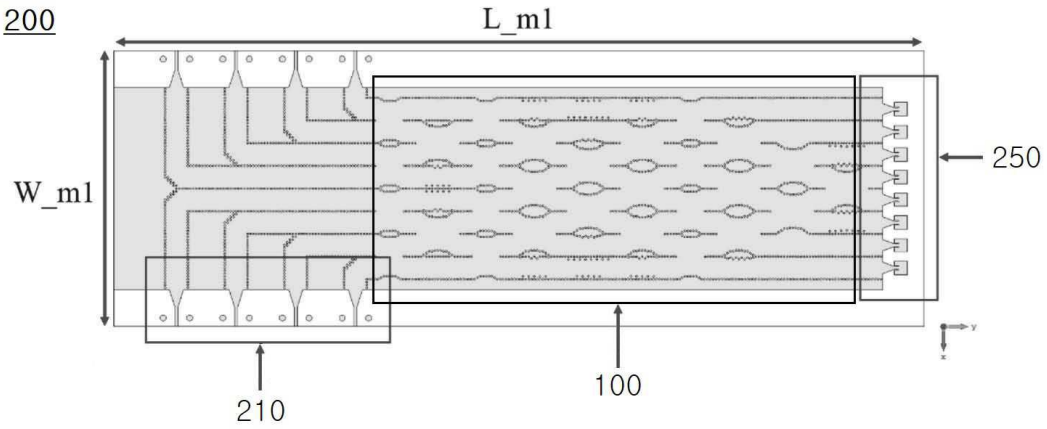
도면41



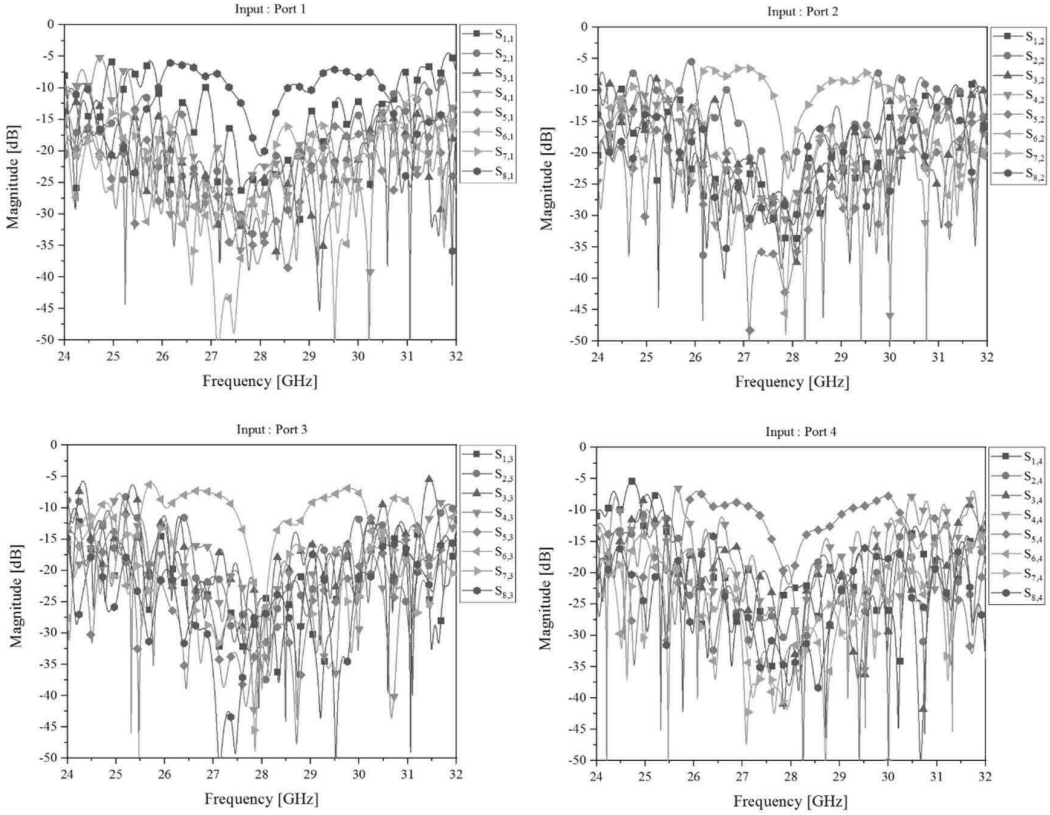
도면42



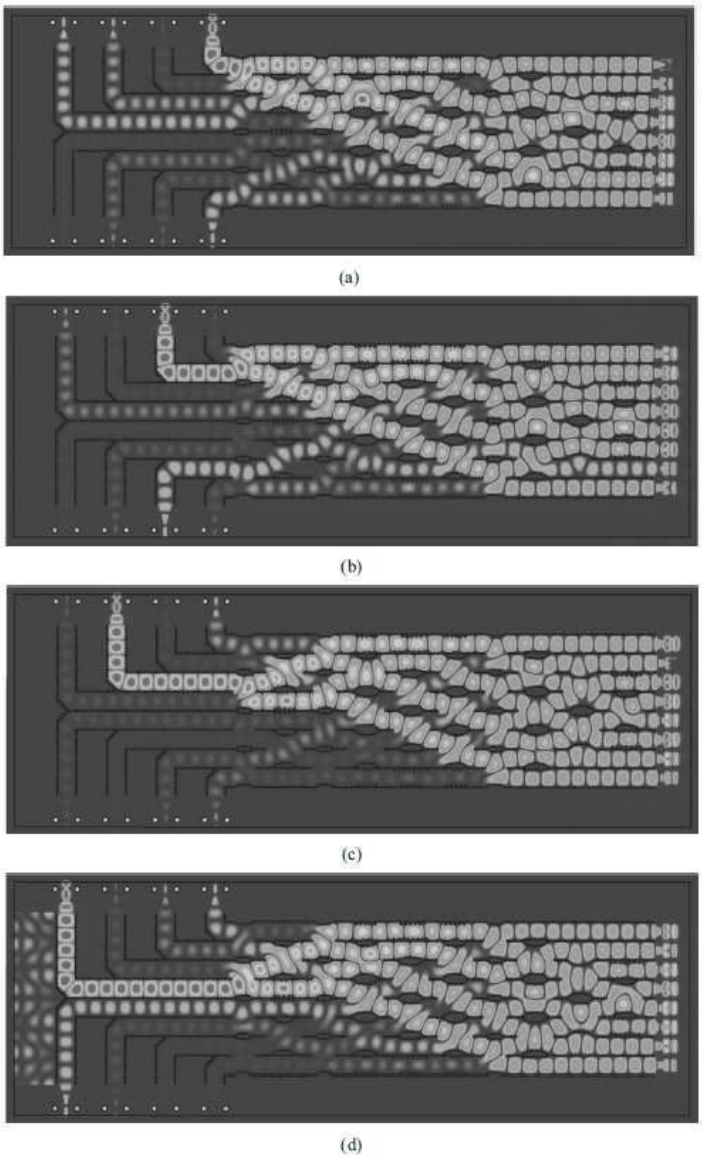
도면43



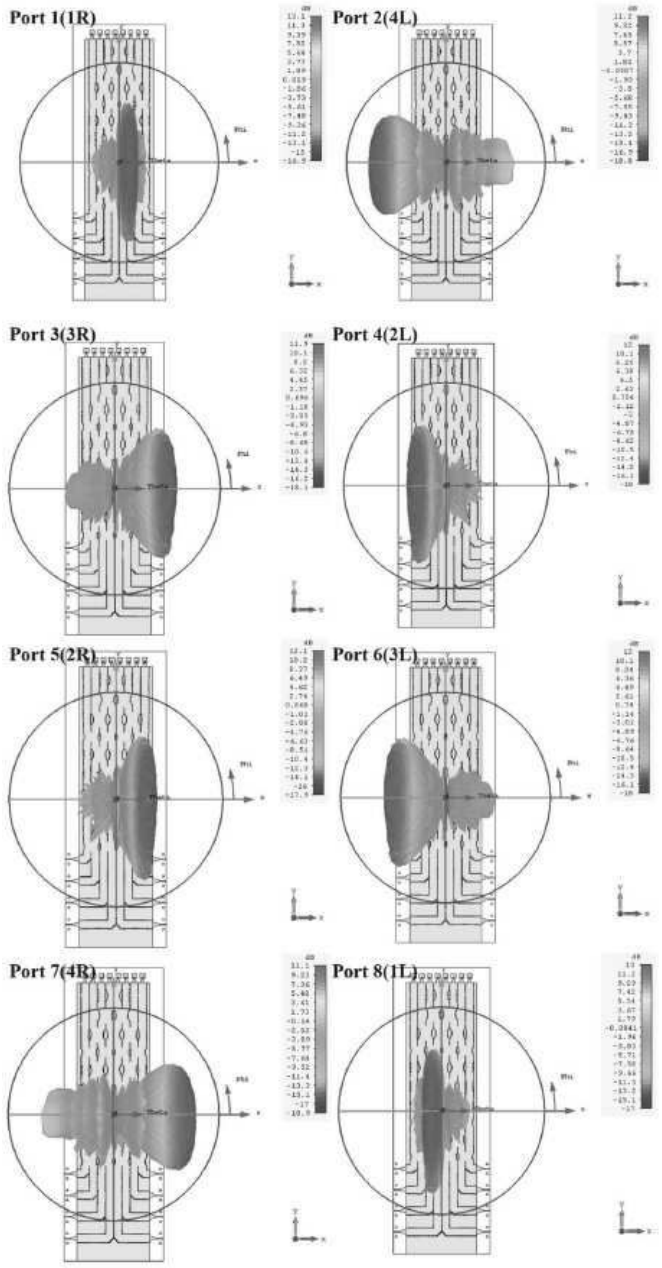
도면44


Input : Port 1
Input : Port 2
Input : Port 3
Input : Port 4
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]

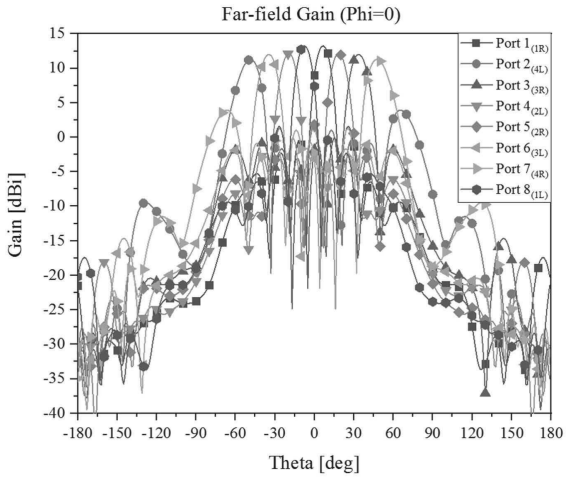
도면45



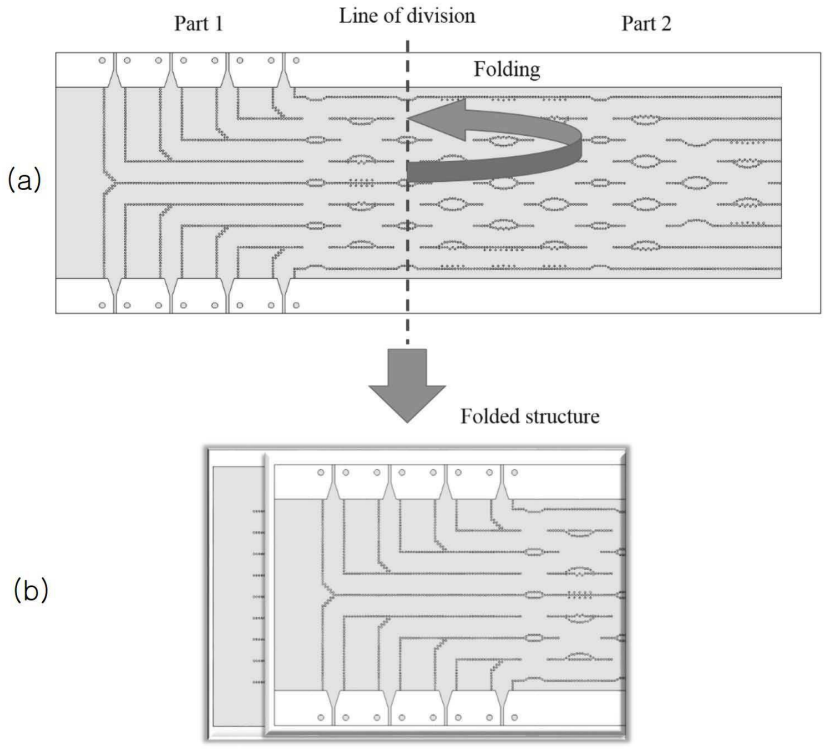
도면46


Port 1(1R)
Port 2(4L)
Port 3(3R)
Port 4(2L)
Port 5(2R)
Port 6(3L)
Port 7(4R)
Port 8(1L)

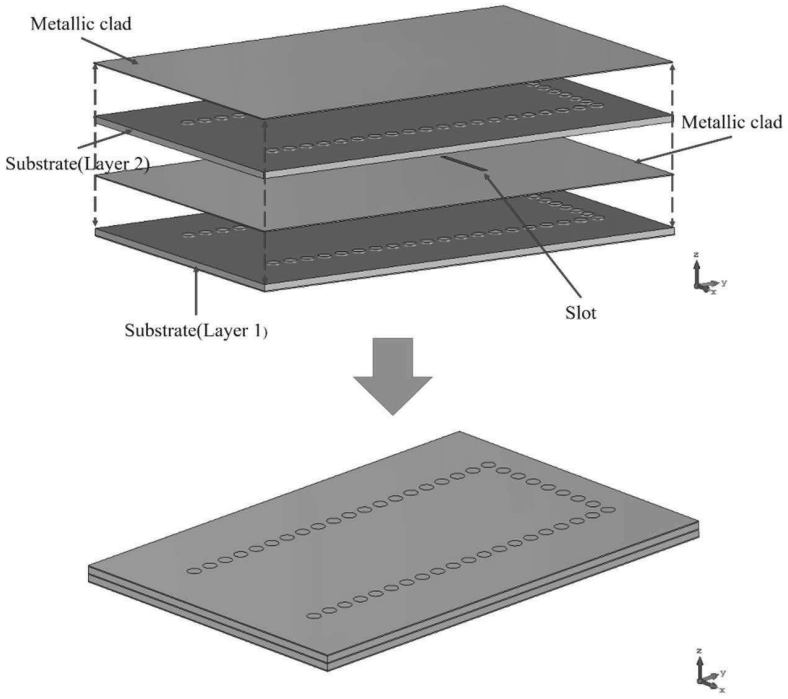
도면47


Far-field Gain (Phi=0)
Gain [dBi]
Theta [deg]
Port 1 (1R)
Port 2 (4L)
Port 3 (3R)
Port 4 (2L)
Port 5 (2R)
Port 6 (3L)
Port 7 (4R)
Port 8 (1L)

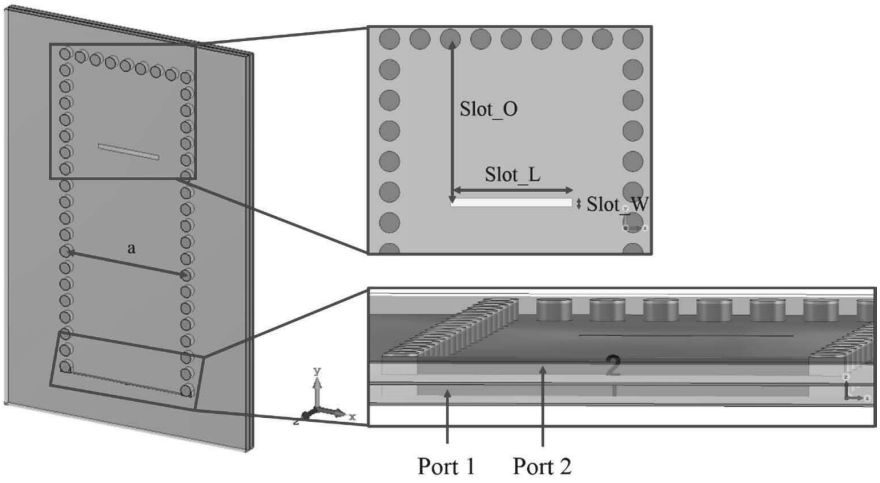
도면48


Part 1
Line of division
Part 2
Folding
(a)
Folded structure
(b)

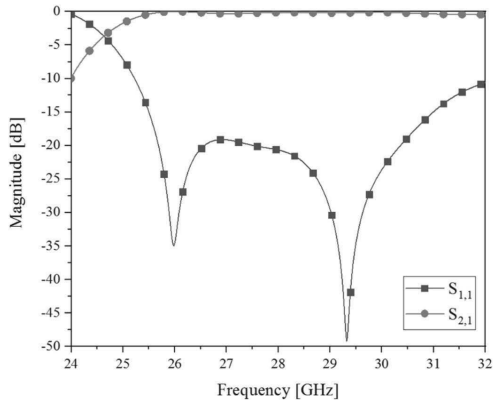
도면49


Metallic clad
Metallic clad
Substrate(Layer 2)
Slot
Substrate(Layer 1)

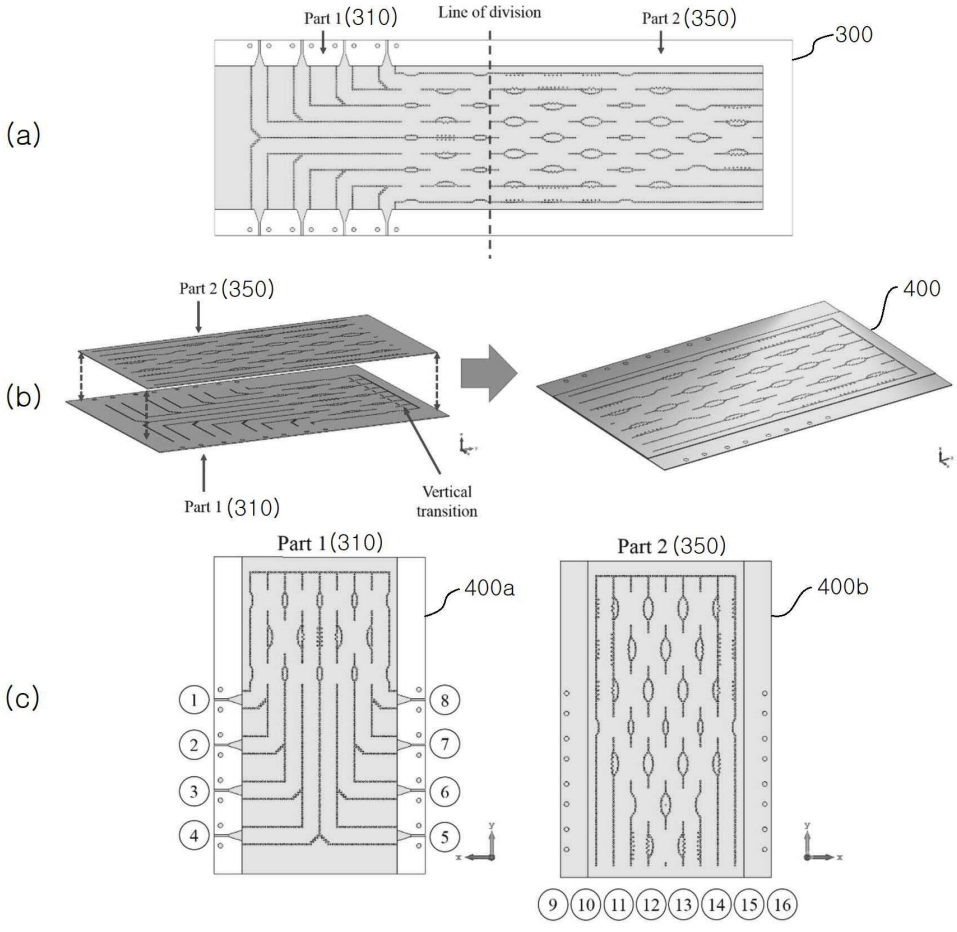
도면50


Slot_O
Slot_L
Slot_W
a
2
Port 1
Port 2

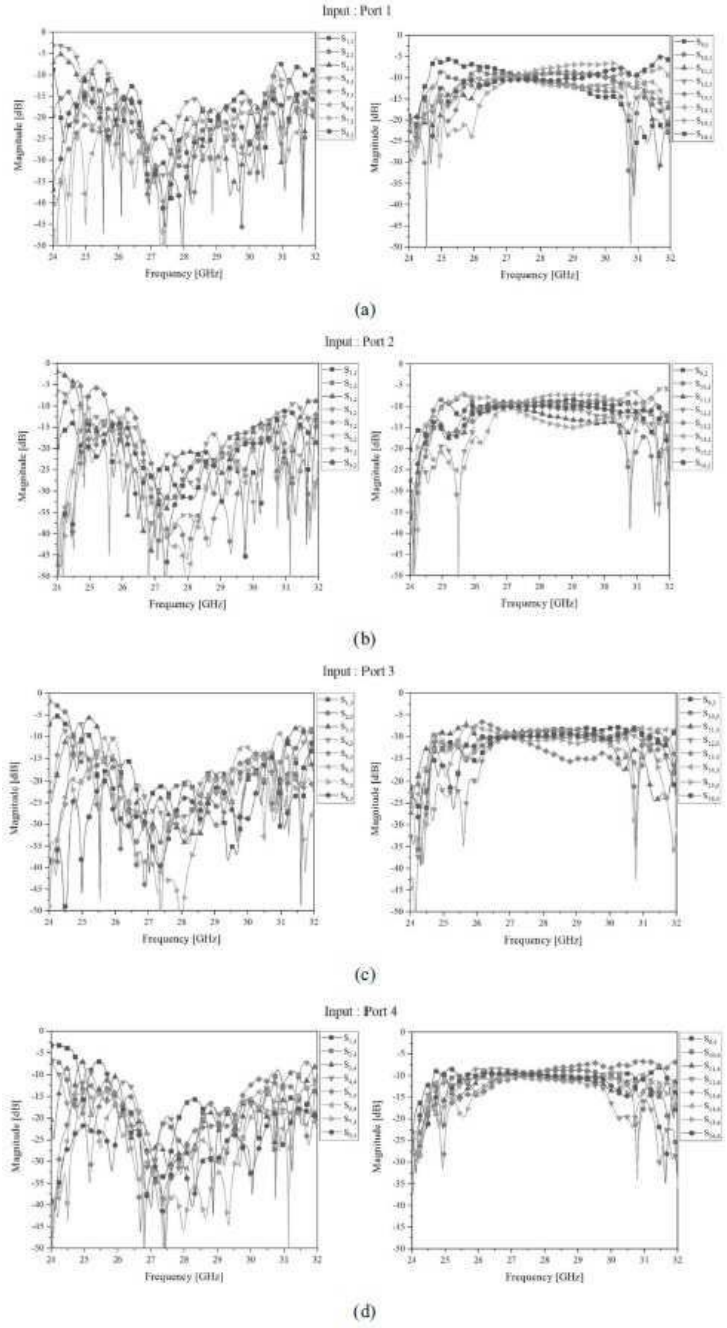
도면51


Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
$S_{1,1}$
$S_{2,1}$

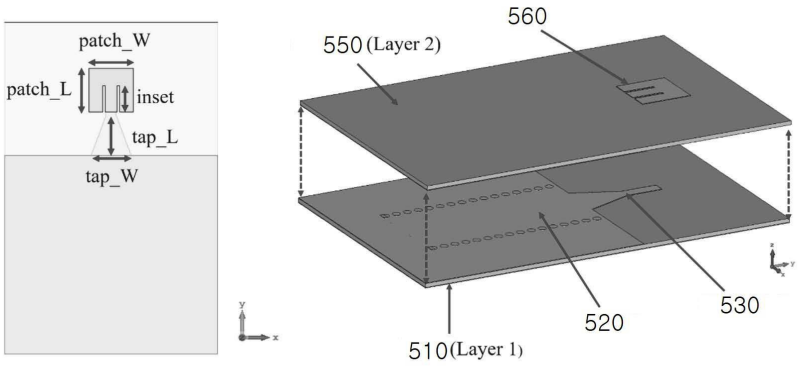
도면52


(a)
Part 1 (310)
Line of division
Part 2 (350)
300
(b)
Part 2 (350)
400
Part 1 (310)
Vertical transition
(c)
Part 1 (310)
400a
Part 2 (350)
400b
1
2
3
4
5
6
7
8
9
10
11
12
13
14
15
16

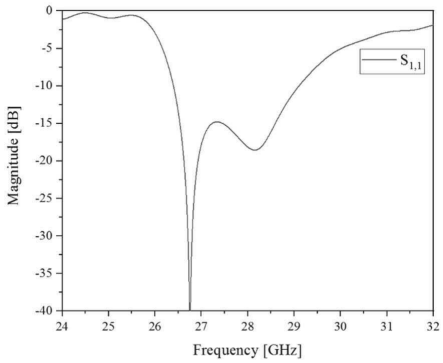
도면53


Input : Port 1
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
(a)
Input : Port 2
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
(b)
Input : Port 3
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
(c)
Input : Port 4
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
(d)

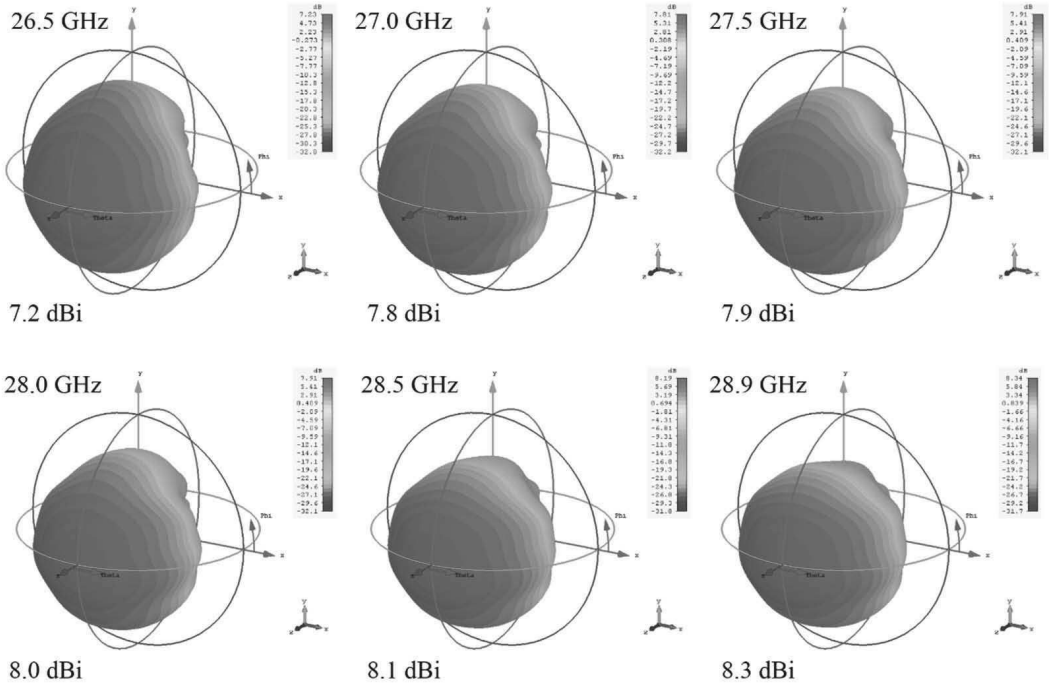
도면54



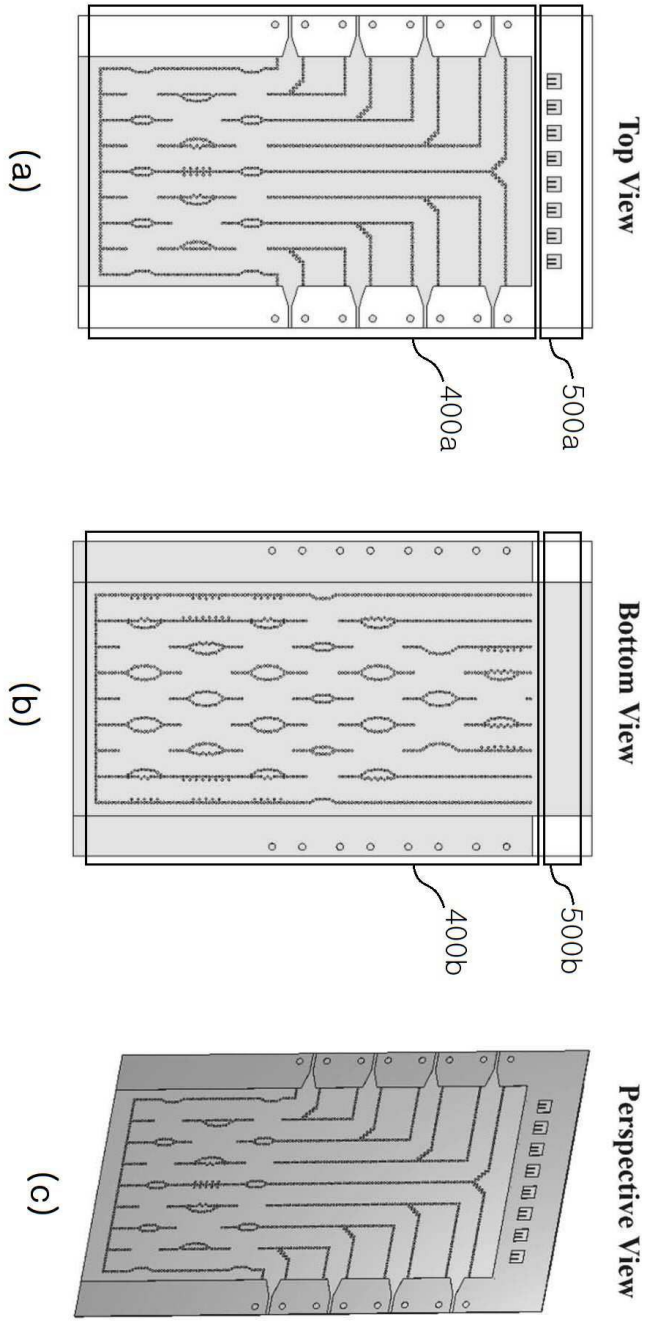
도면55



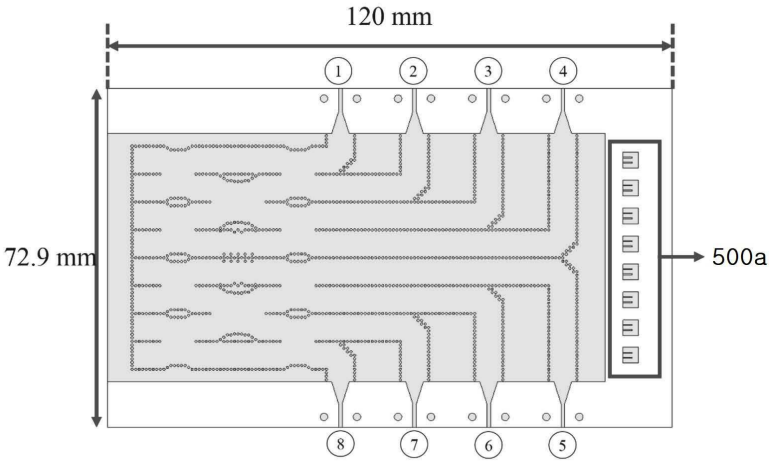
도면56



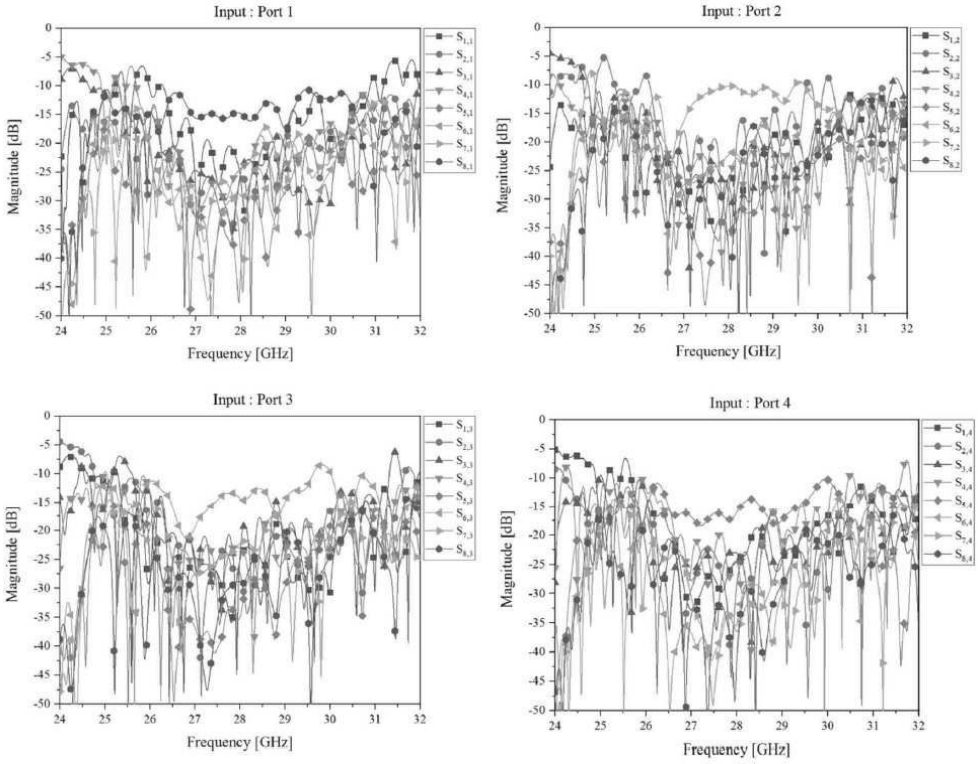
도면57


(a)
Top View
400a
500a
(b)
Bottom View
400b
500b
(c)
Perspective View

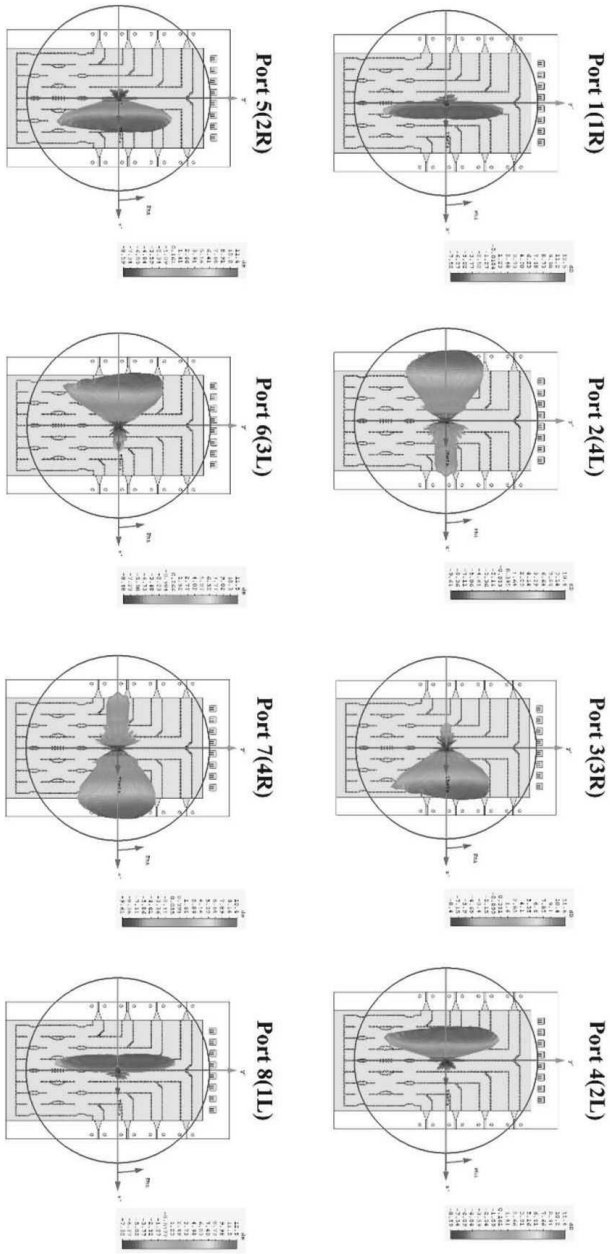
도면58


120 mm
72.9 mm
500a
1
2
3
4
5
6
7
8

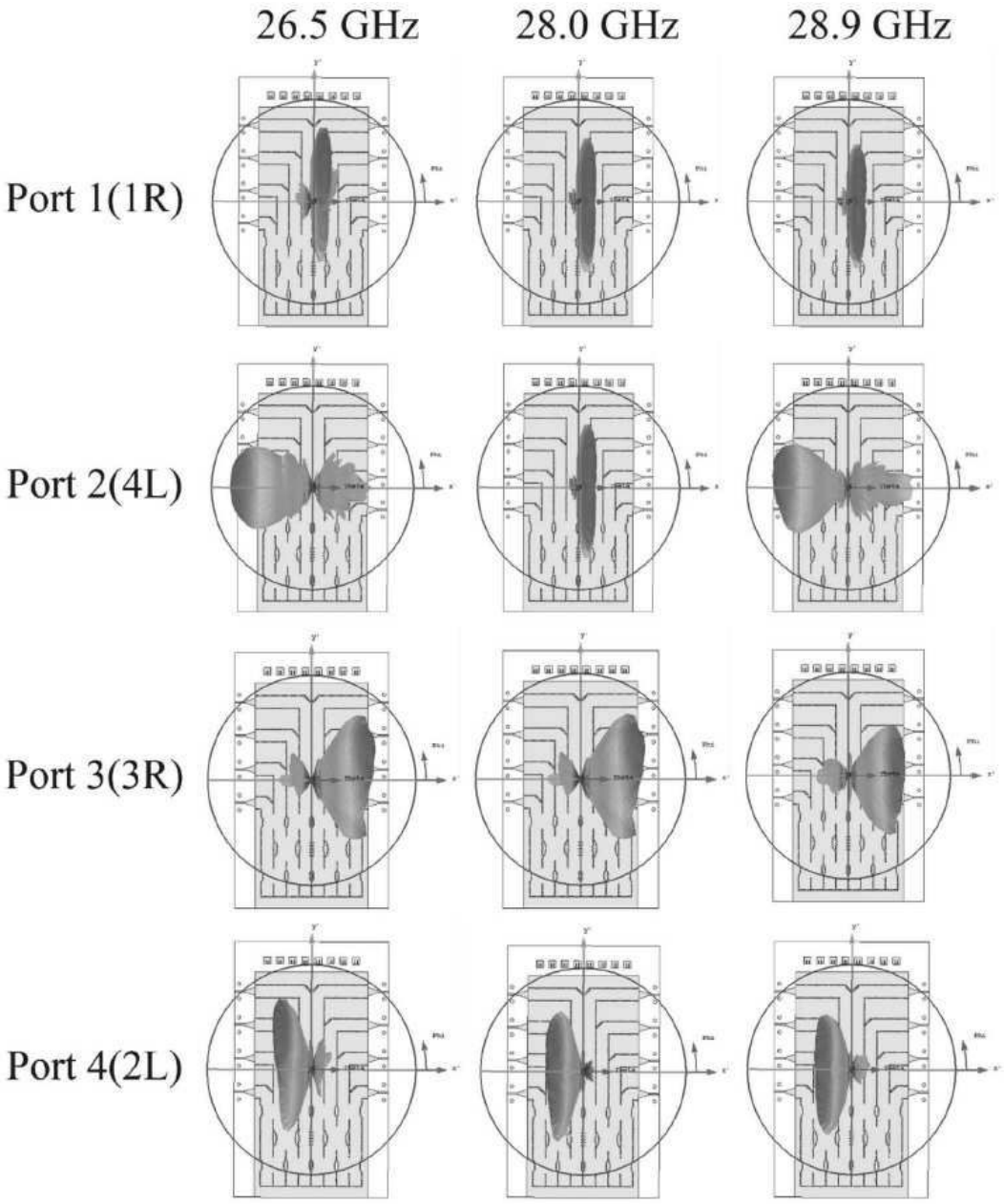
도면59


Input : Port 1
Input : Port 2
Input : Port 3
Input : Port 4
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]

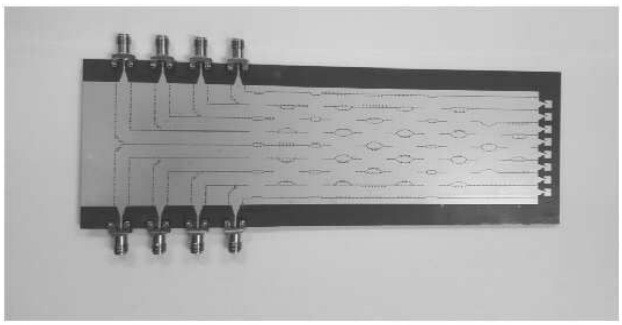
도면60


Port 1(1R)
Port 2(4L)
Port 3(3R)
Port 4(2L)
Port 5(2R)
Port 6(3L)
Port 7(4R)
Port 8(1L)

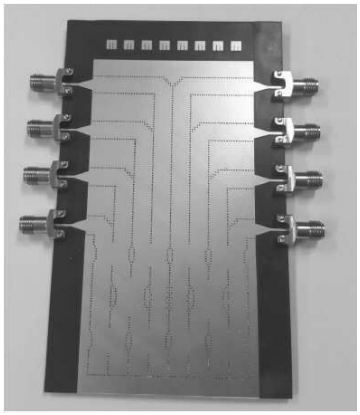
도면61



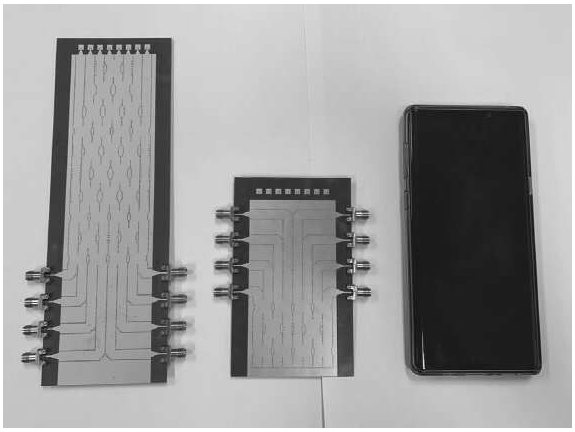
도면62



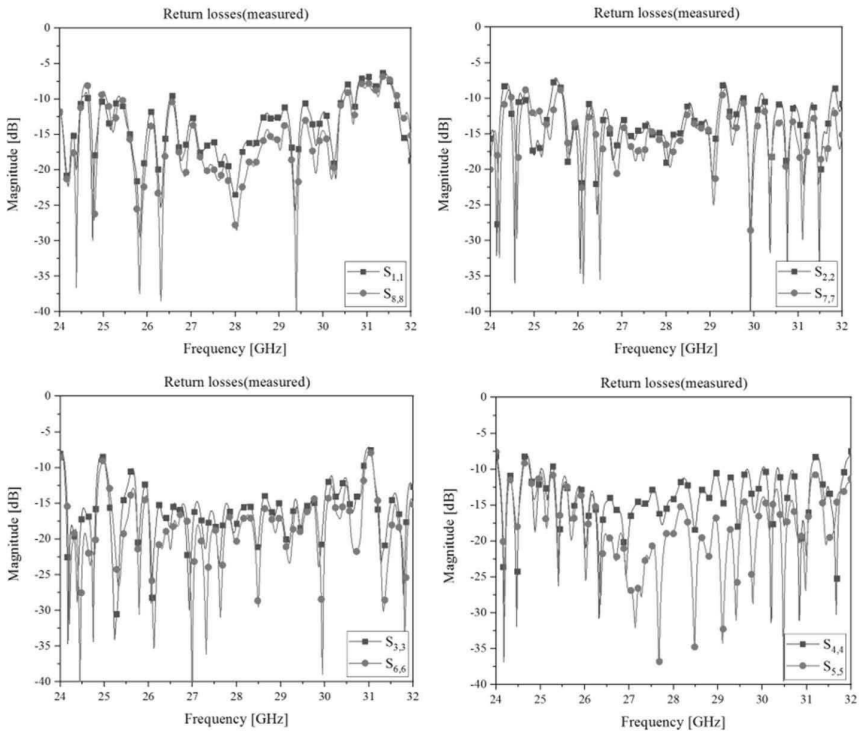
도면63



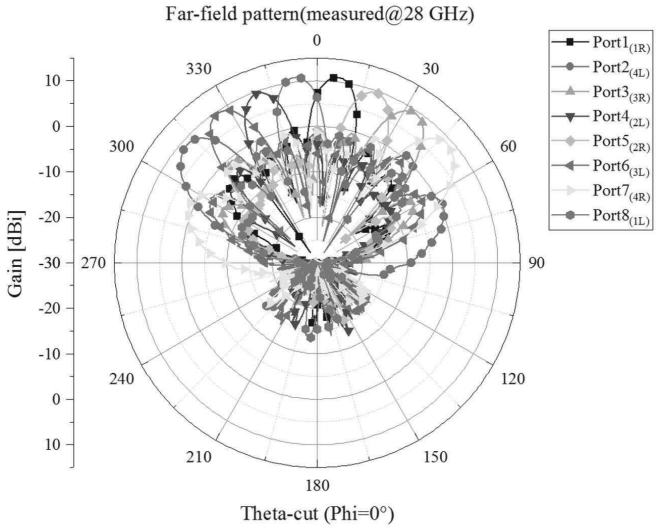
도면64



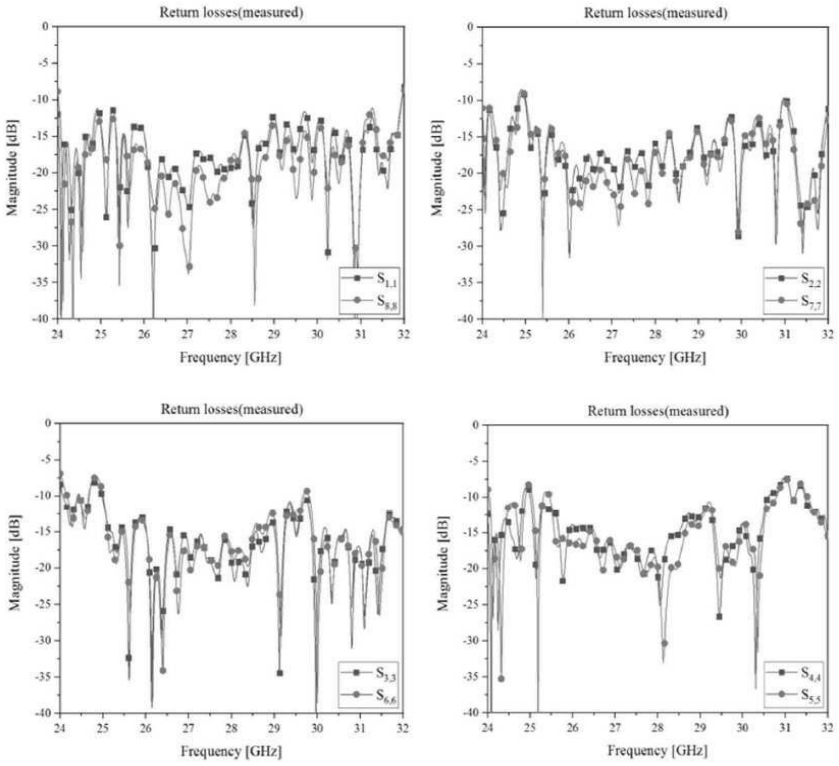
도면65



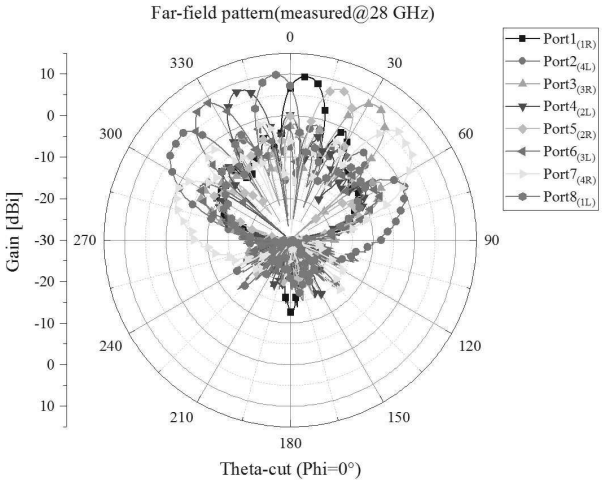
도면66


Far-field pattern(measured@28 GHz)
Port1(1R)
Port2(4L)
Port3(3R)
Port4(2L)
Port5(2R)
Port6(3L)
Port7(4R)
Port8(1L)
Gain [dBi]
Theta-cut (Phi=0°)

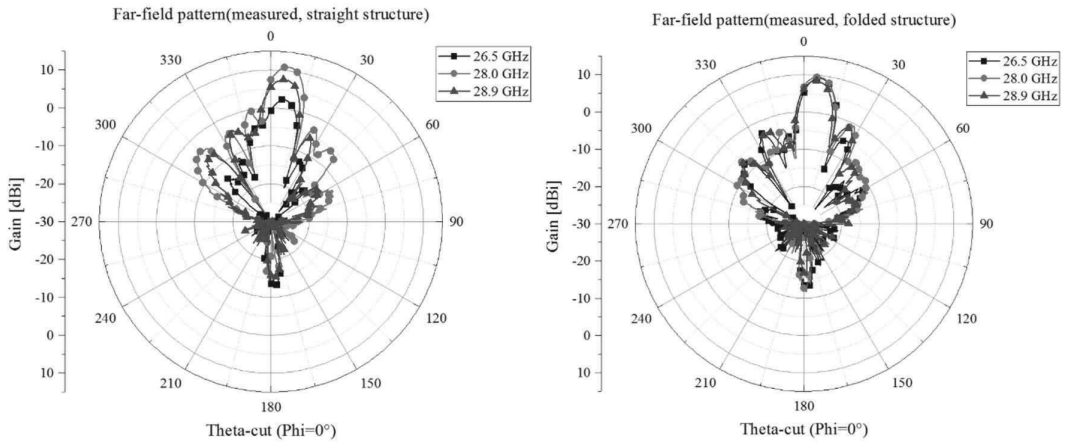
도면67


Return losses(measured)
Magnitude [dB]
Frequency [GHz]
S1,1
S8,8
S2,2
S7,7
S3,3
S6,6
S4,4
S5,5

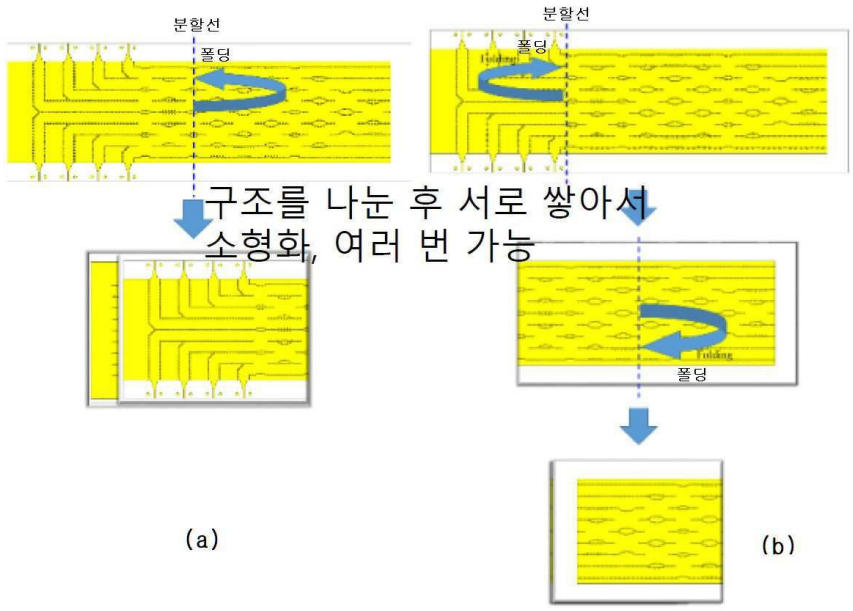
도면68



도면69



도면70



도면71

