



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2025년09월29일
(11) 등록번호 10-2865714
(24) 등록일자 2025년09월24일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H01P 1/185 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H01P 1/185 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2023-0114905
(22) 출원일자 2023년08월30일
심사청구일자 2023년08월30일
(65) 공개번호 10-2024-0115714
(43) 공개일자 2024년07월26일
(30) 우선권주장
1020230007937 2023년01월19일 대한민국(KR)
(56) 선행기술조사문헌
JP2013239901 A*
KR1020180047697 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
전북대학교산학협력단
전라북도 전주시 덕진구 백제대로 567 (덕진동1가)
(72) 발명자
정용채
전라북도 전주시 덕진구 호성로 170, 316동 801호
(74) 대리인
특허법인남춘

전체 청구항 수 : 총 6 항

심사관 : 강현일

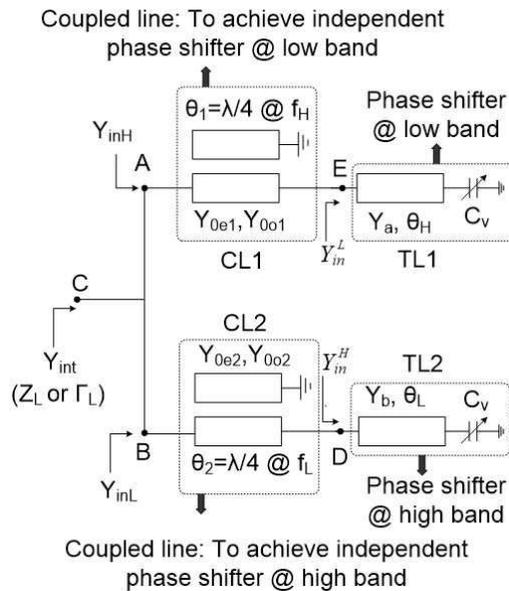
(54) 발명의 명칭 이중 대역 가변 위상 변환기 및 이를 포함하는 안테나 시스템

(57) 요약

본 발명은 가변 위상 변환기 및 이를 포함하는 안테나 시스템에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는, 이동/위성 통신 시스템의 송수신단의 무선 전단부(RF front-end)에서 활용되고, 특히 이중 대역을 지원할 수 있는 가변 위상 변환기 및 이를 포함하는 안테나 시스템에 관한 것이다.

(뒷면에 계속)

대표도 - 도3



본 발명의 일 양태에 따른 마이크로파가 입력되는 입력단자, 출력단자, 및 하나 이상의 반사단자를 포함하는 이중 대역 가변 위상 변환기는, 상기 반사단자에 상호 병렬 연결되는 제1 대역 위상 제어부와 제2 대역 위상 제어부를 포함하고, 상기 제1 대역 위상 제어부는 제1 결합 선로부와 제1 위상 조정부가 직렬 연결되며, 상기 제2 대역 위상 제어부는 제2 결합 선로부와 제2 위상 조정부가 직렬 연결되며, 상기 제1 결합 선로부는 상기 반사단자와 상기 제1 위상 조정부 사이에 직렬 연결되는 제1 전송선로와 상기 제1 전송선로에 결합되는 제1 결합 보조라인으로 구성되고, 상기 제2 결합 선로부는 상기 반사단자와 상기 제2 위상 조정부 사이에 직렬 연결되는 제2 전송선로와 상기 제2 전송선로에 결합되는 제2 결합 보조라인으로 구성되는 것을 특징으로 한다.

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1345347120
과제번호	2019R1A6A1A09031717
부처명	교육부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	이공학학술연구기반구축
연구과제명	전북대학교 부설 지능형로봇연구소
기여율	1/2
과제수행기관명	전북대학교산학협력단
연구기간	2023.03.01 ~ 2024.02.29

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	2301000424
과제번호	RS-2023-00209081
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	개인기초연구(후속)(과기정통부)
연구과제명	통합 통신 및 센싱을 위한 인공지능 지원 다중 기능 및 다중 대역 비자성체 비가역 회로 및 위상 배열 동일대역 전이중 시스템
기여율	1/2
과제수행기관명	전북대학교산학협력단
연구기간	2023.03.01 ~ 2024.02.29

명세서

청구범위

청구항 1

마이크로파가 입력되는 입력단자, 출력단자, 및 하나 이상의 반사단자를 포함하는 이중 대역 가변 위상 변환기에 있어서,

상기 반사단자에 상호 병렬 연결되는 제1 대역 위상 제어부와 제2 대역 위상 제어부를 포함하고,

상기 제1 대역 위상 제어부는 제1 결합 선로부와 제1 위상 조정부가 직렬 연결되며, 상기 제2 대역 위상 제어부는 제2 결합 선로부와 제2 위상 조정부가 직렬 연결되며,

상기 제1 결합 선로부는 상기 반사단자와 상기 제1 위상 조정부 사이에 직렬 연결되는 제1 전송선로와 상기 제1 전송선로에 전기적 커플링되는 제1 결합 보조라인으로 구성되고, 상기 제2 결합 선로부는 상기 반사단자와 상기 제2 위상 조정부 사이에 직렬 연결되는 제2 전송선로와 상기 제2 전송선로에 전기적 커플링되는 제2 결합 보조라인으로 구성되는 것을 특징으로 하는 이중 대역 가변 위상 변환기.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 제1 결합 선로부는 제2 동작 주파수에 대해 $\frac{\pi}{2}$ 의 전기각을 갖고, 상기 제1 위상 조정부는 제1 동작 주파수에서 위상을 변환하도록 제어되고,

상기 제2 결합 선로부는 상기 제1 동작 주파수에 대해 $\frac{\pi}{2}$ 의 전기각을 갖고, 상기 제2 위상 조정부는 상기 제2 동작 주파수에서 위상을 변환하도록 제어되는 것을 특징으로 하는 이중 대역 가변 위상 변환기.

청구항 3

청구항 2에 있어서,

상기 제1 위상 제어부와 상기 제2 위상 제어부의 위상 변환을 제어하기 위한 제어부를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 이중 대역 가변 위상 변환기.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 하나 이상의 반사단자는 3dB 하이브리드 결합기의 2개의 반사단자이고, 상기 입력단자와 상기 출력단자는 상기 3dB 하이브리드 결합기의 단자인 것을 특징으로 하는 이중 대역 가변 위상 변환기.

청구항 5

청구항 1에 있어서,

상기 하나 이상의 반사단자는 써클레이터(circulator)의 1개의 반사단자이고, 상기 입력단자와 상기 출력단자는 상기 써클레이터의 단자인 것을 특징으로 하는 이중 대역 가변 위상 변환기.

청구항 6

청구항 1 내지 청구항 5 중 어느 한 항의 이중 대역 가변 위상 변환기를 포함하는 것을 특징으로 하는 안테나 시스템.

발명의 설명

기술분야

[0001] 본 발명은 가변 위상 변환기 및 이를 포함하는 안테나 시스템에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는, 이동/위성 통신 시스템의 송수신단의 무선 전단부(RF front-end)에서 활용되고, 특히 이중 대역을 지원할 수 있는 가변 위상 변환기 및 이를 포함하는 안테나 시스템에 관한 것이다.

배경기술

[0003] 최근 수십 년간 무선 이동/위성 통신시스템은 일상생활뿐만 아니라 문화에도 크게 변화를 주었으며, 향후에도 핵심적인 역할을 할 것으로 예상된다.

[0004] 통신 시스템 가입자의 수가 증가하고, 고품질과 광대역 데이터 통신의 요구가 증가하며 앞으로의 이동/위성 통신 시스템에서 사용할 주파수 자원의 부족이 예상됨에 따라 전송 전력의 감소와 더불어 주파수 재사용률을 개선하기 위한 방향성을 갖는 안테나가 많이 요구될 것으로 보인다.

[0005] 안테나의 방사 에너지가 특정 방향을 따라 집중되는 것을 빔 형성이라 하며, 빔 형성을 통해 특정 방향의 송신 및 수신에 필요하며 이를 통해 송신 효율 증대와 불요 신호의 유입을 차단할 수 있다.

[0006] 기존 위상 배열과 빔 형성 시스템은 가변 감쇠기와 가변 위상 변환기를 이용하여 신호의 방향에 따른 송수신을 수행하지만, 단일 대역에서만 동작한다는 한계를 가지고 있다.

[0007] 도1a는 가변 위상 변환기(variable phase shifter), 가변 감쇠기(variable attenuator), 전력 증폭기(power amplifier) 그리고 안테나로 구성된 일반적인 배열 안테나의 블록도이다.

[0008] 이 배열 안테나는 5G 이상의 이동통신과 군사용 레이더, 자율주행 자동차용 라이다 등에 집중적으로 사용될 예정이다. 종전에는 단일대역에서만 동작하는 가변 위상 변환기들을 이용하여 이중대역 동작을 구현하려면 각 주파수 대역에서만 동작하는 가변 위상 변환기들을 각각 구현하고 조립해야만 했다.

[0009] 현재 단일대역에서만 동작 가능한 가변 위상 변환기들이 주로 사용되고 있으며, 이는 이중 대역에서 독립적으로 신호들의 위상을 제어하는 가변 위상 변환기의 설계 기술이 없었기 때문이다. 여기서 독립적 동작이란 하나의 동작 주파수 신호의 위상을 제어할 때 다른 주파수 신호의 진폭 및 위상에 영향을 미치지 않는 것을 의미한다.

[0010] 도1b는 일반적인 단일 주파수 대역 가변 위상 변환기의 블록도이다.

[0011] 도1b를 참조하면, 단일 주파수 대역 가변 위상 변환기는 3-dB 하이브리드 결합기(3-dB Hybrid coupler)와 그 결합기의 통과(transmitting) 및 결합(coupled) 단자에 바랙터 다이오드를 부착하고, 바이어스 전압을 제어하여 연속적인 위상 변환(phase shifting)이 가능하게 한다.

[0012] 주파수원의 재사용률, 특정방향으로의 신호의 송수신을 가능하게 하고 다중대역 동작에 있어 공간의 소형화, 비용 절감 등의 효과를 얻을 수 있는 다중대역 어플리케이션의 지속적인 연구가 요구되고 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0014] (특허문헌 0001) 일본특허공개공보 JP2013239901A2 (2013-11-28) "DUAL BAND PHASE SHIFTER AND DUAL BAND PHASE SHIFTER CONTROL METHOD"

발명의 내용

해결하려는 과제

[0015] 따라서 본 발명은 단일 기기로 이중대역에 대한 위상 변환을 가능하도록 하여 주파수원의 재사용률을 높이고, 소형화 및 비용을 절감시킬 수 있는 가변 위상 변환기 및 이를 포함하는 안테나 시스템을 제공하는 것을 목적으로 한다.

과제의 해결 수단

[0017] 상기 목적은 본 발명의 일 양태에 따른, 마이크로파가 입력되는 입력단자, 출력단자, 및 하나 이상의 반사단자를 포함하는 이중 대역 가변 위상 변환기에 있어서, 상기 반사단자에 상호 병렬 연결되는 제1 대역 위상 제어부와 제2 대역 위상 제어부를 포함하고, 상기 제1 대역 위상 제어부는 제1 결합 선로부와 제1 위상 조정부가 직렬 연결되며, 상기 제2 대역 위상 제어부는 제2 결합 선로부와 제2 위상 조정부가 직렬 연결되며, 상기 제1 결합 선로부는 상기 반사단자와 상기 제1 위상 조정부 사이에 직렬 연결되는 제1 전송선로와 상기 제1 전송선로에 결합되는 제1 결합 보조라인으로 구성되고, 상기 제2 결합 선로부는 상기 반사단자와 상기 제2 위상 조정부 사이에 직렬 연결되는 제2 전송선로와 상기 제2 전송선로에 결합되는 제2 결합 보조라인으로 구성되는 것을 특징으로 하는 이중 대역 가변 위상 변환기에 의해 달성될 수 있다.

[0018] 여기에서, 상기 제1 결합 선로부는 제2 동작 주파수에 대해 $\frac{\pi}{2}$ 의 전기각을 갖고, 상기 제1 위상 조정부는 제1 동작 주파수에서 위상을 변환하도록 제어되고, 상기 제2 결합 선로부는 제1 동작 주파수에 대해 $\frac{\pi}{2}$ 의 전기각을 갖고, 상기 제2 위상 조정부는 제2 동작 주파수에서 위상을 변환하도록 제어되는 것으로 할 수 있다. 그리고, 상기 제1 위상 제어부와 상기 제2 위상 제어부의 위상 변환을 제어하기 위한 제어부를 더 포함할 수 있다.

[0019] 상기 이중 대역 가변 위상 변환기는, 상기 하나 이상의 반사단자는 3dB 하이브리드 결합기의 2개의 반사단자이고, 상기 입력단자와 상기 출력단자는 상기 3dB 하이브리드 결합기의 단자인 것으로 할 수 있으며, 또는 상기 하나 이상의 반사단자는 써큘레이터(circulator)의 1개의 반사단자이고, 상기 입력단자와 상기 출력단자는 상기 써큘레이터의 단자인 것으로 할 수 있다.

[0020] 또한, 상기 목적은 본 발명의 다른 양태에 따른, 청구항 1 내지 청구항 5 중 어느 한 항의 이중 대역 가변 위상 변환기를 포함하는 것을 특징으로 하는 안테나 시스템에 의해 달성될 수 있다.

발명의 효과

[0022] 본 발명은 하나의 가변 위상 변환기로 서로 다른 두 동작 주파수에서 각각 단일대역 동작 가변 위상 변환기처럼 동작하는 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기를 제안한다. 이를 통해 이동/위성 통신 시스템을 구성하는 무선 전단부의 구조적 단순화와 손실 감소 및 전체 회로의 물리적 크기 감소 등의 장점을 얻을 수 있다. 또한, 다중대역 신호를 처리할 때 시스템 부피의 감소 및 비용 절감의 효과를 얻을 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0024] 도1a는 일반적인 배열 안테나의 송신 블록도;
 도1b는 일반적인 단일 주파수 대역 가변 위상 변환기의 블록 구성도;
 도2a 및 도2b는 본 발명의 일 실시예에 따른 3dB 하이브리드 결합기 기반의 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 전체 회로 블록 구성도;
 도3은 본 발명의 일 실시예에 따른 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 반사부하의 블록 구성도;
 도4a는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서, 제1 결합 선로부가 있는 경우의 단자 A에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{in1})의 주파수별 그래프;
 도4b는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서, 제1 결합 선로부가 없는 경우의 단자 A에서 바

라본 입력 어드미턴스(Y_{inL})의 주파수별 그래프;

도4c는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서, 제2 결합 선로부가 있는 경우의 단자 B에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{inL})의 주파수별 그래프;

도4d는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서, 제2 결합 선로부가 없는 경우의 단자 B에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{inL})의 주파수별 그래프;

도5a는 본 발명의 일 실시예에 따른 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 낮은 주파수 동작에 따른 위상 변환 특성 그래프;

도5b는 본 발명의 일 실시예에 따른 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 높은 주파수 동작에 따른 위상 변환 특성 그래프;

도6a 및 도6b 각각은 낮은 대역 및 높은 대역에 대해, 결합 선로부가 있는 경우와 결합 선로부가 없는 경우를 대비하여 위상 변환 가능 변위량을 대비한 그래프; 및

도7은 본 발명의 일 실시예에 따른 써클레이터 기반의 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 전체 회로 블록 구성도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0025] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 설명하도록 한다.
- [0026] 본 발명의 일 실시예에 따른 이중 대역 가변 위상 변환기는, 마이크로파가 입력되는 입력단자, 출력단자, 하나 이상의 반사단자, 및 위상 제어를 위한 제어부를 포함하여 구성된다. 이에 대한 구체적인 회로 구성의 일 실시예에 대해서 도2a 내지 도3을 참조하여 설명하도록 한다.
- [0027] 도2a 및 도2b는 본 발명의 일 실시예에 따른 3dB 하이브리드 결합기 기반의 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 전체 회로 블록 구성도이고, 도3은 본 발명의 일 실시예에 따른 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 반사부하의 블록 구성도이다.
- [0028] 도2a를 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 3dB 하이브리드 결합기 기반의 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기는 3-dB 하이브리드 결합기(3-dB Hybrid coupler)와 그 결합기의 통과(transmitting) 및 결합(coupled) 단자에 반사 부하(reflection load) Z_L 로 구성되고, 반사 부하에 포함된 바랙터 다이오드의 바이어스 전압을 제어하여 연속적인 위상 변환이 가능하게 한다.
- [0029] 더욱 상세한 설명을 위해, 도2b를 참조하면, 도2a의 2개의 반사 부하(Z_L)는 상호 대칭적으로 동일한 회로 구성을 가지며, 반사단자인 단자 C에 대해서 대칭적으로 동일하게 구성된다.
- [0030] 도3을 참조하면, 반사 부하(Z_L)는 반사단자(C)에 상호 병렬 연결되는 제1 대역 위상 제어부와 제2 대역 위상 제어부로 구성되고, 여기에서 제1 대역 위상 제어부는 이중 대역 중 상대적으로 낮은 주파수에서 동작하는 낮은 주파수 동작부(f_L operating circuit)라 하고, 제2 대역 위상 제어부는 이중 대역 중 상대적으로 높은 주파수에서 동작하는 높은 주파수 동작부(f_H operating circuit)라 하기로 한다.
- [0031] 낮은 주파수 동작부와 높은 주파수 동작부는 각각 단자 C에서 분기되어 단자 A 및 단자 B로부터 대칭되는 회로 구성을 갖는데, 다만 각 회로의 전기적 특성은 상이하다. 각각의 주파수 동작부는 결합 선로부(coupled line)와 위상 조정부가 직렬 연결되어 형성된다.
- [0032] 결합 선로부는 반사단자(A or B)와 직접 연결되는 전송선로 및 이에 결합되는 결합 보조선로로 구성되고, 이에 직렬 연결되는 위상 조정부는 추가 전송선로, 바랙터 다이오드, 바랙터 다이오드의 전압 단자(V_{DC})로 구성된다.
- [0033] 이하 이해를 명확하게 하기 위하여, 낮은 주파수 동작부의 결합 선로부는 제1 결합 선로부(CL1) 및 위상 조정부는 제1 위상 조정부(TL1)라 부르기로 하고, 제1 결합 선로부(CL1)에서 반사단자(A)와 직접 연결되는 전송선로를 제1 전송선로 및 이에 결합되는 선로를 제1 결합 보조선로라 하고, 제1 위상 조정부(TL1)의 추가 전송선로는 제1 추가 전송선로, 바랙터 다이오드는 제1 바랙터 다이오드라고 부르기로 한다.
- [0034] 이에 대응하여, 높은 주파수 동작부의 결합 선로부는 제2 결합 선로부(CL2)라 하고, 및 위상 조정부는 제2 위상

조정부(TL2)라 부르기로 하고, 제2 결합 선로부(CL2)에서 반사단자(B)와 직접 연결되는 전송선로를 제2 전송선로 및 이에 결합되는 선로를 제2 결합 보조선로라 하고, 제2 위상 조정부(TL2)의 추가 전송선로는 제2 추가 전송선로, 바랙터 다이오드는 제2 바랙터 다이오드라고 부르기로 한다.

[0035] 도3을 참조하면, 단자 C에서의 전체 입력 어드미턴스(Y_{int})는 다음의 수식 같다:

수학식 1

[0036]
$$Y_{int} = Y_{inL} + Y_{inH}$$

[0037] 여기에서, Y_{inL} 는 단자 B에서의 입력 어드미턴스, Y_{inH} 는 단자 A에서의 입력 어드미턴스, Y_{int} 는 단자 C에서의 전체 입력 어드미턴스이다.

[0038] 그리고 반사 부하의 위상($\angle\Gamma_L$)은 다음의 수식과 같다:

수학식 2

[0039]
$$\angle\Gamma_L = -2 \tan^{-1} \left(\frac{Y_{inL} + Y_{inH}}{Y_0} \right)$$

[0040] 여기에서, RF 단자 종단 어드미턴스 Y_0 는 $1/50$ 이다.

[0042] 수학식 1 및 수학식 2에서 Y_{inH} , Y_{inL} 는 다음의 수식과 같다:

수학식 3

[0043]
$$Y_{inH} = \frac{\left\{ \left[(Y_{11}^H)^2 - (Y_{12}^H)^2 \right] \left[(Y_m^L)^2 + (Y_{11}^H)^2 \right] - \left[(Y_{14}^H)^2 + (Y_{24}^H)^2 \right] \left[(Y_{11}^H)^2 + Y_{11}^H Y_m^L \right] \right\} - 2Y_m^L Y_{12}^H (Y_{12}^H Y_{11}^H - Y_{24}^H Y_{14}^H) + 2Y_m^L (Y_{11}^H)^3 + 2Y_{11}^H Y_{12}^H Y_{24}^H Y_{14}^H}{(Y_{11}^H Y_m^L)^2 + (Y_{11}^H)^2 (2Y_m^L + Y_{11}^H) - (Y_{24}^H)^2 (Y_m^L + Y_{11}^H)}$$

수학식 4

[0044]
$$Y_{inL} = \frac{\left\{ \left[(Y_{11}^L)^2 - (Y_{12}^L)^2 \right] \left[(Y_m^H)^2 + (Y_{11}^L)^2 \right] - \left[(Y_{14}^L)^2 + (Y_{24}^L)^2 \right] \left[(Y_{11}^L)^2 + Y_{11}^L Y_m^H \right] \right\} - 2Y_m^H Y_{12}^L (Y_{12}^L Y_{11}^L - Y_{24}^L Y_{14}^L) + 2Y_m^H (Y_{11}^L)^3 + 2Y_{11}^L Y_{12}^L Y_{24}^L Y_{14}^L}{(Y_{11}^L Y_m^H)^2 + (Y_{11}^L)^2 (2Y_m^H + Y_{11}^L) - (Y_{24}^L)^2 (Y_m^H + Y_{11}^L)}$$

[0046] 수학식 3 및 수학식 4의 변수들은 다음의 수학식 5 내지 18에 의해 결정된다:

수학식 5

[0047]
$$Y_{11}^H = \frac{Y_H}{\sqrt{1-C_H^2}} \cot \frac{\pi f}{2f_H}$$

[0048] 여기에서, f : 동작 주파수, f_H : 고대역 중심 주파수, C_H : CL1의 결합 계수, Y_H : CL1의 특성 어드미턴스, CL1 : 제1 결합 선로부이다.

수학식 6

[0050]
$$Y_{12}^H = \frac{C_H Y_H}{\sqrt{1-C_H^2}} \cot \frac{\pi f}{2f_H}$$

수학식 7

[0051]
$$Y_{24}^H = \frac{C_H Y_H}{\sqrt{1-C_H^2}} \csc \frac{\pi f}{2f_H}$$

수학식 8

[0052]
$$Y_{14}^H = \frac{Y_H}{\sqrt{1-C_H^2}} \csc \frac{\pi f}{2f_H}$$

수학식 9

[0053]
$$Y_{0e1} = Y_H \sqrt{\frac{1+C_H}{1-C_H}}$$

[0054] 여기에서, Y_{0e1} : CL1의 우-모드 어드미턴스(Even-mode admittance)이다.

수학식 10

[0056]
$$Y_{0o1} = Y_H \sqrt{\frac{1-C_H}{1+C_H}}$$

[0057] 여기에서, Y_{0o1} : CL1의 기-모드 어드미턴스(Odd-mode admittance)이다.

수학식 11

$$Y_{in}^L = \frac{2\pi f Y_a C_v + Y_a^2 \tan \frac{\theta_a f}{f_H}}{Y_a - 2\pi f C_v \tan \frac{\theta_a f}{f_H}}$$

[0058]

[0059] 여기에서, Y_{in}^L : E 단자에서 TL1을 바라볼 때의 입력 어드미턴스, Y_a : TL1의 특성 어드미턴스, TL1: 제1 위상 조정부, C_v : 가변 캐패시턴스, θ_a : 선택가능한 시스템 설계 변수값이다.

수학식 12

$$Y_{11}^L = \frac{Y_L}{\sqrt{1-C_L^2}} \cot \frac{\pi f}{2f_L}$$

[0060]

[0061] 여기에서, Y_L : CL2의 특성 어드미턴스, C_L : CL2의 결합 계수, CL2: 제2 결합 선로부, f_L : 저대역 중심 주파수이다.

수학식 13

$$Y_{12}^L = \frac{C_L Y_L}{\sqrt{1-C_L^2}} \cot \frac{\pi f}{2f_L}$$

[0062]

수학식 14

$$Y_{42}^L = \frac{C_L Y_L}{\sqrt{1-C_L^2}} \csc \frac{\pi f}{2f_L}$$

[0063]

수학식 15

$$Y_{14}^L = \frac{Y_L}{\sqrt{1-C_L^2}} \csc \frac{\pi f}{2f_L}$$

[0064]

수학식 16

$$Y_{0e2} = Y_L \sqrt{\frac{1+C_L}{1-C_L}}$$

[0065]

[0066] 여기에서, Y_{0e2} : CL2의 우-모드 어드미턴스(Even-mode admittance)이다.

수학식 17

$$Y_{0o2} = Y_L \sqrt{\frac{1-C_L}{1+C_L}}$$

[0067]

[0068]

여기에서, Y_{0o2} : CL2의 기-모드 어드미턴스(Odd-mode admittance)이다.

수학식 18

$$Y_n^H = \frac{2\pi f Y_b C_v + Y_b^2 \tan \frac{\theta_b f}{f_L}}{Y_b - 2\pi f C_v \tan \frac{\theta_b f}{f_L}}$$

[0069]

[0070]

여기에서, Y_n^H : D 단자에서 TL2를 바라볼 때의 입력 어드미턴스, Y_b : TL2의 특성 어드미턴스, TL2: 제2 위상 조정부, θ_b : 선택가능한 시스템 설계 변수값이다.

[0071]

도3 및 위 수식을 참조하면, 낮은 주파수 동작부가 제1 결합선로(CL1)의 전기각 θ_1 을 고대역 주파수(f_H)에서 $\pi/2$ 로 설정하여 고대역 주파수(f_H)에서 동작하지 않도록 하고, 높은 주파수 동작부가 제2 결합선로(CL2)의 전기각 θ_2 를 저대역 주파수(f_L)에서 $\pi/2$ 로 설정하여 저대역 주파수(f_L)에서 동작하지 않도록 할 수 있다.

[0072]

따라서, 수학식 3 및 수학식 4는 동작 주파수(f)가 저대역 주파수(f_L) 및 고대역 주파수(f_H)인 경우, 수학식 19 및 수학식 20으로 정리될 수 있다:

수학식 19

$$Y_{inH} = \begin{cases} f(Y_{0e1}, Y_{0o1}, Y_a, \theta_a, C_v) & \text{when } f = f_L \\ 0 & \text{when } f = f_H \end{cases}$$

[0073]

수학식 20

$$Y_{inL} = \begin{cases} 0 & \text{when } f = f_L \\ f(Y_{0e2}, Y_{0o2}, Y_b, \theta_b, C_v) & \text{when } f = f_H \end{cases}$$

[0074]

[0076]

이러한 특성은 연속적인 주파수 대역에 대한 입력 어드미턴스 특성 그래프를 통해 확인할 수 있다.

[0077]

도4a는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서, 제1 결합 선로부(CL1)가 있는 경우의 단자 A에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{inH})의 주파수별 그래프이고, 도4b는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서 제1 결합 선로부(CL1)가 없는 경우, 단자 A에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{inH})의 주파수별 그래프이다.

[0078]

도4a 및 도4b를 참조하면, 제1 결합 선로부(CL1)가 있는 경우 단자 A에서의 입력 어드미턴스(Y_{inH})는 고대역 주파수(f_H)에서 0 을 나타내고, 또한 그 주변 주파수 대역에서 0 에 가까운 값을 나타내는 것을 확인할 수

있지만, 제1 결합 선로부(C1)가 없는 경우 단자 A에서의 입력 어드미턴스(Y_{inL})는 높은 주파수 대역에서도 높은 어드미턴스를 갖는 것을 알 수 있다.

- [0079] 유사하게, 도4c는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서, 제2 결합 선로부(CL2)가 있는 경우의 단자 B에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{inL})의 주파수별 그래프이고, 도4d는 본 발명의 일 실시예에 따른 도3의 반사 부하에 있어서 제2 결합 선로부(CL2)가 없는 경우의 단자 B에서 바라본 입력 어드미턴스(Y_{inL})의 주파수별 그래프이다.
- [0080] 도4c 및 도4d를 참조하면, 제2 결합 선로부(CL2)가 있는 경우 단자 B에서의 입력 어드미턴스(Y_{inL})는 저대역 주파수(f_L)에서 0 을 나타내고, 또한 그 주변 주파수 대역에서 0 에 가까운 값을 나타내는 것을 확인할 수 있지만, 제2 결합 선로부(C2)가 없는 경우 단자 B에서의 입력 어드미턴스(Y_{inL})는 저대역 주파수 대역에서도 높은 어드미턴스를 갖는 것을 알 수 있다.
- [0081] 도4a 내지 도4d를 살펴보면, 운영 주파수가 각각의 저대역 및 고대역 범위 중 특정 범위에서 상호 독립적인 위상 변환 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.
- [0082] 도5a는 본 발명의 일 실시예에 따른 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 낮은 주파수 동작에 따른 위상 변환 특성 그래프 및 도5b는 본 발명의 일 실시예에 따른 이중대역 마이크로파 가변 위상 변환기의 높은 주파수 동작에 따른 위상 변환 특성 그래프이다.
- [0083] 도5a 및 도5b로부터, 본 발명의 일 실시예에 따른 이중 밴드 가변 위상 변환기는 일정한 주파수 대역 내에서 독립적인 위상 변환이 가능함을 나타낸다. 도5a에서, 높은 주파수 대역에서 일정 범위 내에서 위상 변환 범위는 0 이고, 낮은 주파수 대역에서는 가변 캐패시턴스 및 주파수의 크기에 따라 위상 변환 범위가 변화하는 것을 확인할 수 있다. 유사하게, 도5b에서, 낮은 주파수 대역에서 일정 범위 내에서 위상 변환 범위는 0이고, 높은 주파수 대역에서 가변 캐패시턴스 및 주파수의 크기에 따라 위상 변환 가능한 범위가 변화하는 것을 확인할 수 있다.
- [0084] 이는 결합 선로부(CL1, CL2)가 특정 고대역 및 특정 저대역 주파수에서 전기각을 90도로 설정하였기 때문에 가능한 것이며, 이러한 전기각 특성은 독립적인 위상 제어 외에도 위상 제어 가능한 위상 변환 범위를 향상시킨다.
- [0085] 도6a 및 도6b 각각은 낮은 대역 및 높은 대역에 대해, 결합 선로부가 있는 경우와 결합 선로부가 없는 경우를 대비하여 위상 변환 가능 변위량을 대비한 그래프이다.
- [0086] 도6a 및 도6b는 결합 선로부(CL1,CL2)가 없는 경우에 대비하여 저대역 및 고대역에서 가변 캐패시턴스의 크기에 따라 더 넓은 위상 변환 범위를 갖는 것을 보여준다. 앞서 설명한 전기각 조건을 만족시키면 결합 선로부(CL1,CL2)는 자기 주파수에서 기생 성분을 발생시켜 기생 유도성 (reactance) 또는 용량성(susceptance) 성분을 갖게 된다. 이 기생 성분은 바랙터 다이오드 자체의 기생 성분을 상쇄시켜서 종전의 발명처럼 바랙터 다이오드만 연결되었을 경우보다 더 넓은 위상 변환 범위(phase shifting range: PSR)를 얻을 수 있도록 하는 것이다.
- [0087] 지금까지 3dB 하이브리드 결합기 기반의 이중 대역 가변 위상 변환기에 대한 본 발명의 실시예를 설명하였지만, 본 발명은 입력 및 출력단자, 하나 이상의 반사단자로 구성되는 회로 구성에 적용될 수 있다.
- [0088] 도7은 본 발명의 실시예에 따른 3dB 하이브리드 결합기가 아닌 써큘레이터 기반의 이중 대역 가변 위상 변환기의 구성을 나타낸다. 도7을 참조하면 입력/출력 단자를 제외하고 반사단자에 연결되는 반사부하는 도3에 도시된 구성과 동일함을 알 수 있다. 따라서 도7에 대한 구체적인 원리와 효과는 전술한 실시예에 대한 설명으로 같음 하도록 한다.
- [0089] 본 발명의 실시예에 따른 이중 대역 가변 위상 변환기는 바랙터 다이오드의 전압단자에 제어 전압을 인가하고 캐패시턴스를 변화시킴으로써 위상을 조절하는 제어부(미도시)를 더 포함할 수 있으며, 전술한 이중 대역 가변 위상 변환기는 무선 시스템 특히 안테나 시스템에 적용될 수 있음을 본 기술분야의 통상의 지식을 가진 자는 용이하게 이해할 수 있을 것이다.
- [0090] 지금까지 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 설명하였으나, 본 발명의 기술분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 보호범위를 벗어나지 않는 범위 내에서 본 실시예의 일부를 치환 등 용이하게 변형할 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 예를 들어, 앞선 실시예에서 위상 조정부(TL1, TL2)는 추가 전송선로 및 바랙터 다이오드의

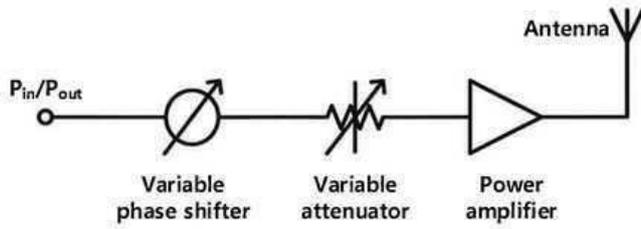
직렬 연결로 구성하였지만 캐패시턴스 또는 어드미턴스를 제어하는 다양한 회로 구성이 공지되어 있다.

[0091]

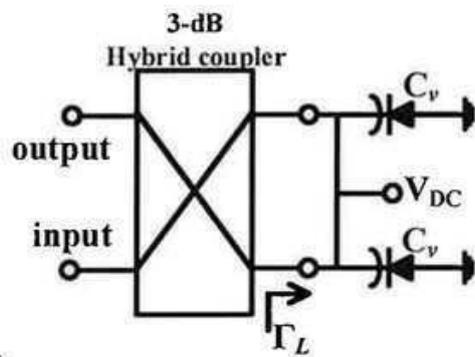
그러므로 본 발명의 보호범위는 이하의 특허청구범위에 기재된 발명 및 그 균등물에 미치는 것으로 이해되어야 할 것이다.

도면

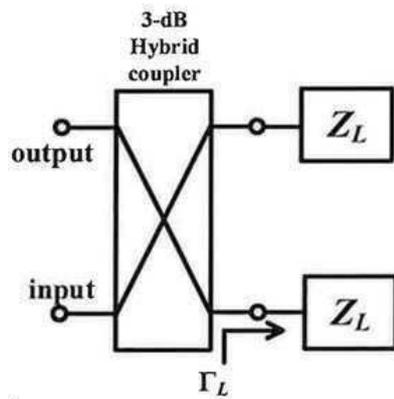
도면1a



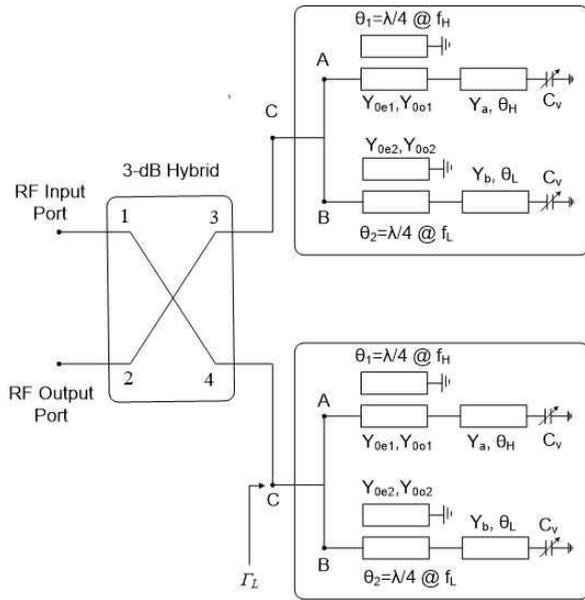
도면1b



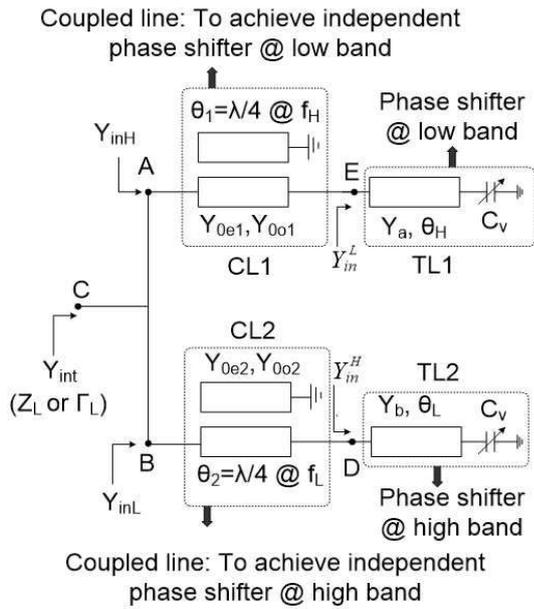
도면2a



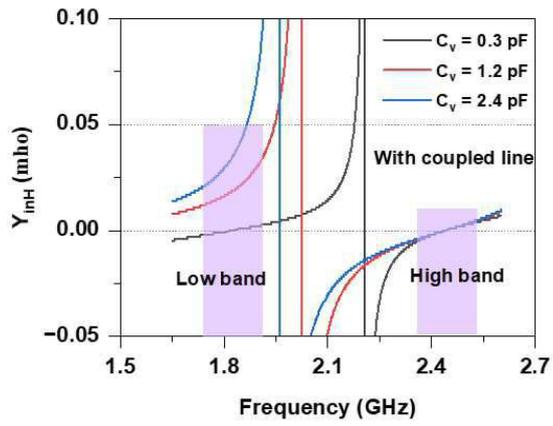
도면2b



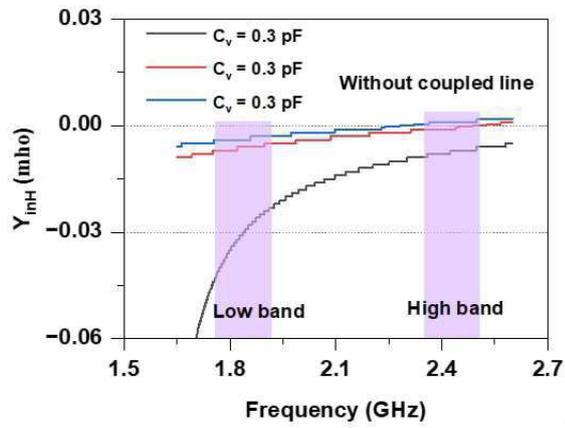
도면3



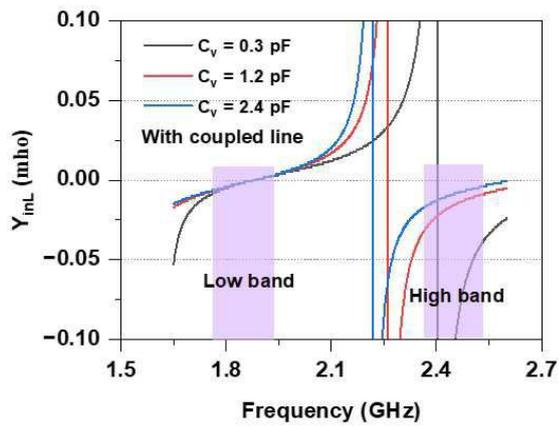
도면4a



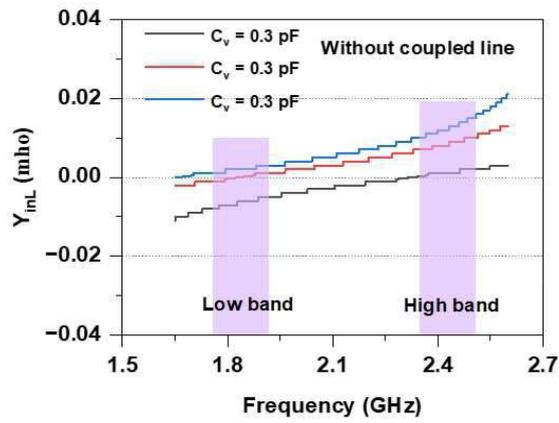
도면4b



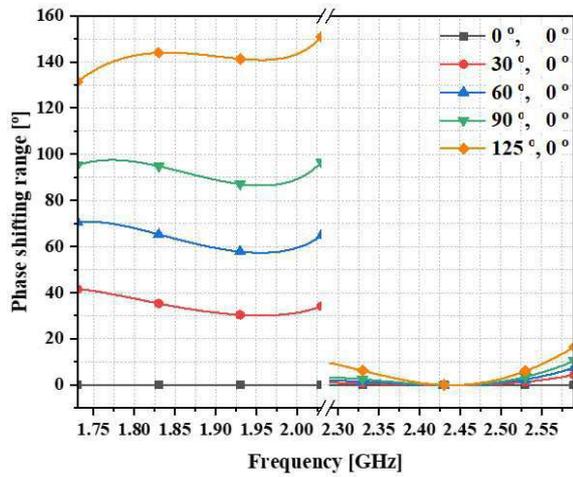
도면4c



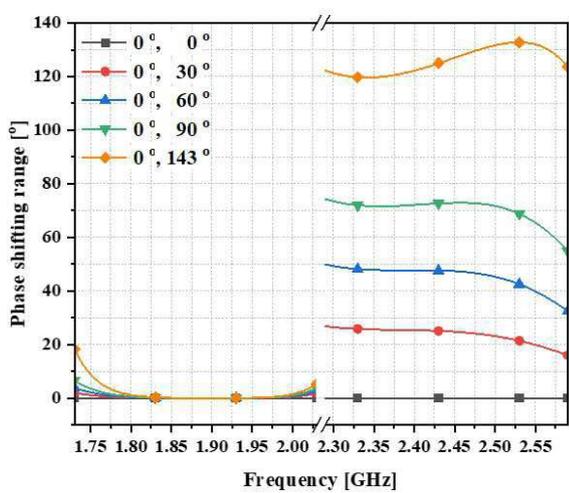
도면4d



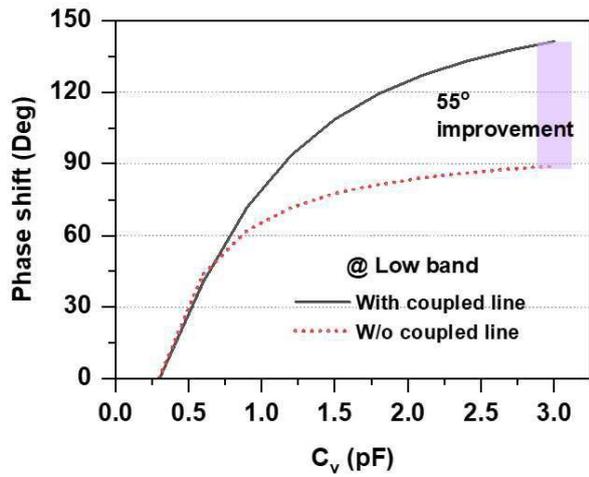
도면5a



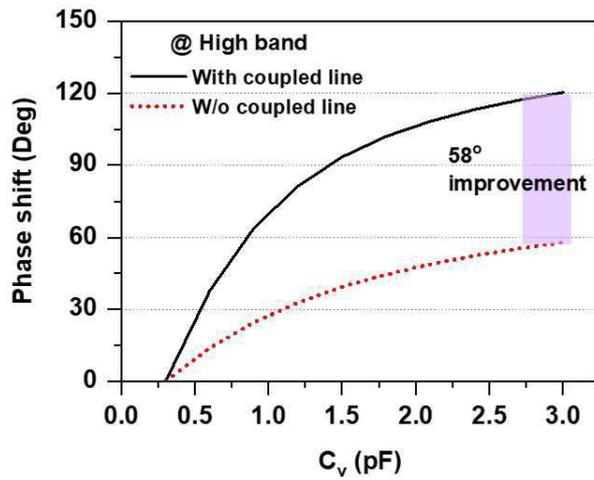
도면5b



도면6a



도면6b



도면7

