



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0052665
(43) 공개일자 2018년05월18일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02J 50/00 (2016.01) H02J 5/00 (2016.01)
- (52) CPC특허분류
H02J 50/00 (2016.02)
H02J 3/00 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2018-7009617
- (22) 출원일자(국제) 2016년08월22일
심사청구일자 없음
- (85) 번역문제출일자 2018년04월04일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2016/047957
- (87) 국제공개번호 WO 2017/044297
국제공개일자 2017년03월16일
- (30) 우선권주장
14/849,372 2015년09월09일 미국(US)

- (71) 출원인
씨피지 테크놀로지스, 엘엘씨.
미국 76651 텍사스주 이태리 데일 에이커스 로드 1130
- (72) 발명자
코림, 제임스, 에프.
미국 75154 텍사스주 레드 오크 202엔 아이-35 스위트 씨
코림, 케네스, 엘.
미국 75154 텍사스주 레드 오크 202엔 아이-35 스위트 씨
릴리, 제임스, 디.
미국 75154 텍사스주 레드 오크 202엔 아이-35 스위트 씨
- (74) 대리인
양영준, 김연송, 백만기

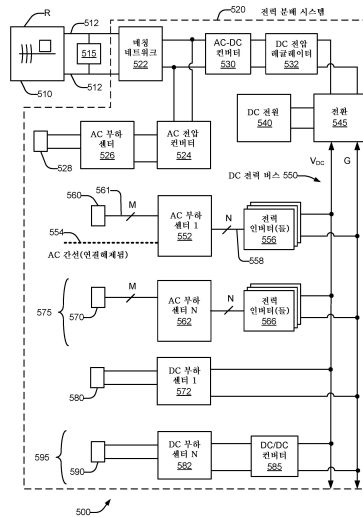
전체 청구항 수 : 총 15 항

(54) 발명의 명칭 유도 표면과 수신을 위한 에너지 소비 노드의 적응

(57) 요약

일 예에서, 에너지 소비 노드가 개시되어 있다. 노드는 지상 매체를 따라 진행되는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하도록 구성된 유도 표면과 수신 구조물을 포함한다. 노드는 또한 유도 표면과 수신 구조물에 결합되고, 획득된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합가능한 전기 부하에 분배하도록 구성된 분배 시스템을 포함한다.

대표도 - 도27



(52) CPC특허분류
H02J 5/005 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

에너지 소비 노드로서,

지상 매체를 따라 진행하는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하도록 구성된 유도 표면과 수신 구조물; 및 상기 유도 표면과 수신 구조물의 출력에 결합되고, 상기 획득된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합가능한 전기 부하에 분배하도록 구성된 상기 분배 시스템 - 상기 전기 부하는 상기 유도 표면과를 생성하는 유도 표면 도파로 프로브에 결합된 여기 소스에서 부하로서 경험됨 - 을 포함하는, 노드.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 분배 시스템은:

상기 유도 표면과 수신 구조물로부터 상기 전기 부하로의 전력 전달을 최대화하기 위한, 상기 유도 표면과 수신 구조물의 출력과 상기 전기 부하의 입력 사이에 결합된 임피던스 매칭 네트워크를 포함하는, 노드.

청구항 3

제1항 또는 제2항에 있어서, 상기 유도 표면과에 의해 획득된 상기 전기 에너지는 동작 주파수의 AC(alternating current)를 포함하고, 상기 분배 시스템은:

상기 AC를 DC(direct current)로 변환하기 위한, 상기 유도 표면과 수신 구조물과 상기 전기 부하 사이에 결합된 AC-DC 컨버터; 및

DC 전압 레귤레이터의 출력에 결합가능한 DC 전력 버스의 전압 레벨을, 특정의 전압 범위 내에, 유지하기 위한, 상기 AC-DC 컨버터의 출력에 결합된 상기 DC 전압 레귤레이터를 포함하는, 노드.

청구항 4

제3항에 있어서, 상기 분배 시스템은:

상기 DC 전력 버스에 결합된 DC 부하 센터; 및

상기 DC 부하 센터에 결합된 적어도 하나의 DC 전원 콘센트 - 이 전원 콘센트는 DC 전력을 상기 전기 부하에 제공하기 위해 상기 전기 부하의 전원 연결을 받아들이도록 구성됨 - 를 포함하는, 노드.

청구항 5

제4항에 있어서, 상기 분배 시스템은:

상기 DC 전력 버스의 상기 전압 레벨과 상이한 전압 레벨의 DC 전력을, 상기 DC 부하 센터에서, 제공하기 위한, 상기 DC 전력 버스와 상기 DC 부하 센터의 입력 사이에 결합된 DC-DC 컨버터를 포함하는, 노드.

청구항 6

제3항 내지 제5항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 분배 시스템은:

상기 DC를 적어도 하나의 미리 결정된 전압 및 주파수의 AC로 변환하기 위한, 상기 DC 전력 버스에 결합된 DC-AC 전력 인버터 장치;

상기 DC-AC 전력 인버터 장치의 출력에 결합된 AC 부하 센터; 및

상기 AC 부하 센터에 결합된 적어도 하나의 AC 전원 콘센트 - 이 전원 콘센트는 AC 전력을 상기 전기 부하에 제공하기 위해 상기 전기 부하의 전원 연결을 받아들이도록 구성됨 - 를 포함하는, 노드.

청구항 7

제3항 내지 제6항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 DC-AC 전력 인버터 장치는:

복수의 상기 미리 결정된 전압들을 제공하도록 상호연결된 적어도 2개의 DC-AC 전력 인버터를 포함하는, 노드.

청구항 8

제1항 내지 제7항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 유도 표면파에 의해 획득된 상기 전기 에너지는 동작 주파수 및 공칭 전압의 AC(alternating current)를 포함하고, 상기 분배 시스템은:

상기 공칭 전압을 상기 전기 부하와 호환되는 상이한 전압으로 변환하고 상기 상이한 전압을 상기 동작 주파수에서 특정의 전압 범위 내에 유지하기 위한, 상기 유도 표면파 수신 구조물과 상기 전기 부하 사이에 결합된 AC 전압 컨버터를 포함하는, 노드.

청구항 9

제3항 내지 제8항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 DC 전력 버스에 결합가능한 백업 DC 전원; 및

상기 유도 표면파 수신 구조물로부터의 상기 획득된 전기 에너지의 차단을 감지하고, 차단에 응답하여 상기 유도 표면파 수신 구조물로부터의 전기 에너지 수신이 복원될 때까지 상기 DC 전력 레귤레이터를 상기 DC 전력 버스로부터 연결해제시키고 상기 DC 백업 전원을 상기 DC 전력 버스에 연결시키기 위한 전력 전환 회로를 포함하는, 노드.

청구항 10

제1항 내지 제9항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 노드는 건물을 포함하고, 상기 유도 표면파 수신 구조물은 튜닝형 공진기이며, 상기 튜닝형 공진기는:

상기 건물의 상부 부분에 배치된 접지 전류 여기 코일;

수직 공급 라인 전도체를 통해 상기 코일의 상부 단자에 전기적으로 결합되는, 상기 건물 위쪽에 있는 충전 단자; 및

상기 코일의 하부 단자에 전기적으로 결합되는, 상기 지상 매체 내의 접지 말뚝을 포함하는, 노드.

청구항 11

제1항 내지 제10항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 노드는 건물을 포함하고, 상기 유도 표면파 수신 구조물은 상기 건물의 적어도 일부 구조적 요소들을 자기 코일에 대한 보빈으로서 사용하여 형성된 상기 자기 코일인, 노드.

청구항 12

에너지 소비 노드로서,

손실형 전도성 매체를 따라 진행하는 유도 표면파로부터 전기 에너지를 획득하기 위한 유도 표면파 수신 구조물 - 상기 수신 구조물은

상기 손실형 전도성 매체 위쪽으로 상승된 충전 단자, 및

상기 충전 단자와 상기 손실형 전도성 매체 사이에 결합되고, 상기 유도 표면파와 연관된 파 경사각(Ψ) - 상기 파 경사각(Ψ)은 상기 수신 구조물 근방에 있는 상기 손실형 전도성 매체의 특성들에 적어도 부분적으로 기초함 - 과 매칭하는 위상 지연(Φ)을 갖는 수신기 네트워크를 가짐 -; 및

수신된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합가능한 전기 부하에 분배하기 위한, 상기 유도 표면파 수신 구조물에 결합된 상기 분배 시스템을 포함하는, 노드.

청구항 13

제12항에 있어서, 상기 노드는 건물을 포함하고, 상기 분배 시스템은 상기 건물 내에 있는, 노드.

청구항 14

제12항 또는 제13항에 있어서, 상기 노드는 건물을 포함하고, 상기 분배 시스템의 적어도 일부분은 상이한 건물 내에 있는, 노드.

청구항 15

제13항에 있어서, 상기 노드는 건물을 포함하고, 상기 유도 표면과 수신 구조물은 상기 건물에 인접하여 배치되는, 노드.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 관련 출원의 상호 참조

[0002] 본 출원은 2015년 9월 9일자로 출원되어 출원 번호 14/849,372를 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용되는, 발명의 명칭이 "Adaptation of Energy Consumption Node for Guided Surface Wave Reception"인 공동 계류 중인 미국 정규 출원에 대한 우선권 및 그의 이익을 주장한다.

[0003] 본 출원은 또한 2013년 3월 7일자로 출원되어 출원 번호 13/789,538을 배정받았고, 2014년 9월 11일자로 공개 번호 US2014/0252886 A1로서 공개되었으며, 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 또한 2013년 3월 7일자로 출원되어 출원 번호 13/789,525를 배정받았고, 2014년 9월 11일자로 공개 번호 US2014/0252865 A1로서 공개되었으며, 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 게다가 2014년 9월 10일자로 출원되어 출원 번호 14/483,089를 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 게다가 2015년 6월 2일자로 출원되어 출원 번호 14/728,507을 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Waves"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 게다가 2015년 6월 2일자로 출원되어 출원 번호 14/728,492를 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Waves"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다.

배경 기술

[0004] 한 세기 이상 동안, 전파(radio wave)들에 의해 전송되는 신호들은 종래의 안테나 구조물들을 사용하여 발진 (launch)되는 방사 필드들을 수반하였다. 전파 공학과는 대조적으로, 지난 세기의 전력 분배 시스템들은 전기 전도체들을 따라 유도되는 에너지의 전송을 수반하였다. RF(radio frequency)와 전력 전송 사이의 구분에 대한 이러한 이해는 1900년대 초 이래로 존재해 왔다.

발명의 내용

[0005] 본 개시내용의 실시예들은 유도 표면과 수신을 위한 에너지 소비 시스템들 및 방법들에 관한 것이다.

[0006] 일 실시예에서, 그 중에서도 특히, 에너지 소비 노드는 지상 매체를 따라 진행하는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하도록 구성된 유도 표면과 수신 구조물을 포함한다. 에너지 소비 노드는 유도 표면과 수신 구조물의 출력에 결합된 분배 시스템을 추가로 포함한다. 분배 시스템은 획득된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합 가능한 전기 부하에 분배하도록 구성된다. 전기 부하는 유도 표면과를 생성하고 있는 유도 표면 도파로 프로브에 결합된 여기 소스에서 부하로서 경험된다.

[0007] 다른 실시예에서, 그 중에서도 특히, 에너지 소비 노드는 손실형 전도성 매체를 따라 진행하는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하기 위한 유도 표면과 수신 구조물을 포함한다. 수신 구조물은 손실형 전도성 매체 위쪽으로 상승된 충전 단자, 및 수신기 네트워크를 갖는다. 수신기 네트워크는 손실형 전도성 매체와 충전 단자 사이에 결합되고, 유도 표면과와 연관된 파 경사각(Ψ)과 매칭하는 위상 지연(Φ)을 갖는다. 파 경사각(Ψ)은 수신 구조물 근방에 있는 손실형 전도성 매체의 특성들에 적어도 부분적으로 기초한다. 에너지 소비 노드는 수

신된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합가능한 전기 부하에 분배하기 위한, 유도 표면과 수신 구조물에 결합된 분배 시스템을 추가로 포함한다.

[0008] 다른 실시예에서, 그 중에서도 특히, 유도 표면과 수신을 위해 에너지 소비 노드를 적응시키는 방법은, 지상 매체를 따라 진행되는 유도 표면과의 형태로 전기 에너지를 수신하기 위해 유도 표면과 수신 구조물을 노드에 설치하는 단계, 및 유도 표면과 수신 구조물에 수신된 전기 에너지를 유도 표면과 수신 구조물에 결합된 전기 부하에 공급하는 단계를 포함한다.

[0009] 본 개시내용의 다른 시스템들, 방법들, 특징들, 및 장점들은 이하의 도면들 및 상세한 설명을 검토할 때 통상의 기술자에게 명백할 것이거나 명백해질 것이다. 모든 이러한 부가의 시스템들, 방법들, 특징들, 및 장점들이 이 설명 내에 포함되고, 본 개시내용의 범주 내에 있으며, 첨부된 청구항들에 의해 보호되는 것으로 의도되어 있다.

[0010] 그에 부가하여, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 본원에 교시되는 개시내용의 모든 양태들에서 사용가능하다. 게다가, 종속 청구항들의 개별적인 특징들은 물론, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 서로 조합가능하고 상호교환가능하다.

도면의 간단한 설명

[0011] 본 개시내용의 많은 양태들이 이하의 도면들을 참조하여 더 잘 이해될 수 있다. 도면들 내의 컴포넌트들이 꼭 일정 축척으로 되어 있는 것은 아니며, 그 대신에 본 개시내용의 원리들을 명확하게 예시하는 것에 중점을 두고 있다. 더욱이, 도면들에서, 유사한 참조 번호들은 몇 개의 도면에 걸쳐 대응하는 부분들을 가리킨다.

도 1은 필드 강도(field strength)를 유도 전자기 필드(guided electromagnetic field) 및 방사 전자기 필드(radiated electromagnetic field)에 대한 거리의 함수로서 나타낸 차트.

도 2는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면과의 전송을 위해 이용되는 2개의 영역을 갖는 전파 계면을 예시한 도면.

도 3은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 2의 전파 계면에 대해 배치된 유도 표면 도파로 프로브를 예시한 도면.

도 4는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 1차 Hankel 함수들의 근위(close-in) 및 원위(far-out) 점근선들의 크기들의 일 예의 플롯.

도 5a 및 도 5b는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브에 의해 합성된 전기 필드의 복소 입사각을 예시한 도면.

도 6은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 5a의 전기 필드가 브루스터 각(Brewster angle)으로 손실형 전도성 매체(lossy conducting medium)와 교차하는 위치에 대한 충전 단자의 고도의 효과를 예시한 그래픽 표현.

도 7은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브의 일 예의 그래픽 표현.

도 8a 내지 도 8c는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 3 및 도 7의 유도 표면 도파로 프로브의 등가 이미지 평면 모델의 예들을 예시한 그래픽 표현.

도 9a 및 도 9b는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 8b 및 도 8c의 등가 이미지 평면 모델들의 단선 전송 라인 모델 및 고전적인 전송 라인 모델의 예들을 예시한 그래픽 표현.

도 10은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 손실형 전도성 매체의 표면을 따라 유도 표면파를 발진시키기 위해 도 3 및 도 7의 유도 표면 도파로 프로브를 조절하는 것의 일 예를 예시한 플로차트.

도 11은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 3 및 도 7의 유도 표면 도파로 프로브의 파 경사각(wave tilt angle)과 위상 지연 사이의 관계의 일 예를 예시한 플롯.

도 12는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브의 일 예를 예시한 도면.

도 13은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 Hankel 크로스오버 거리(Hankel crossover distance)에서 유도 표면 도파로 모드와 매칭하기 위해 합성 전기 필드가 복소 브루스터 각으로 입사하는 것을 예시한 그래픽 표현.

- 도 14는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 12의 유도 표면 도파로 프로브의 일 예의 그래픽 표현.
- 도 15a는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브의 충전 단자(T_1)의 위상 지연(Φ_U)의 허수부 및 실수부의 일 예의 플롯을 포함하는 도면.
- 도 15b는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 14의 유도 표면 도파로 프로브의 개략 다이어그램.
- 도 16은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브의 일 예를 예시한 도면.
- 도 17은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 도 16의 유도 표면 도파로 프로브의 일 예의 그래픽 표현.
- 도 18a 내지 도 18c는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브에 의해 발진된 유도 표면파의 형태로 전송된 에너지를 수신하기 위해 이용될 수 있는 수신 구조물들의 예들을 도시한 도면.
- 도 18d는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 수신 구조물을 조절하는 것의 일 예를 예시한 플로차트.
- 도 19는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 유도 표면 도파로 프로브에 의해 발진된 유도 표면파의 형태로 전송된 에너지를 수신하기 위해 이용될 수 있는 부가의 수신 구조물의 일 예를 도시한 도면.
- 도 20a 내지 도 20e는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 본 개시내용을 참조하여 사용가능한 다양한 개략적인 심벌들의 예들.
- 도 21은 본 개시내용의 일 실시예에 따른 에너지 소비 노드의 블록 다이어그램.
- 도 22a는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 튜닝형 공진기 유도 표면파 수신 구조물을 갖는 에너지 소비 노드의 개략적 투시 표현.
- 도 22b는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 도 22a의 에너지 소비 노드의 개략적 외부 표현.
- 도 23a는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 튜닝형 공진기 유도 표면파 수신 구조물을 갖는 다른 에너지 소비 노드의 개략적 투시 표현.
- 도 23b는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 도 23a의 에너지 소비 노드의 개략적 외부 표현.
- 도 24a는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 자기 코일 유도 표면파 수신 구조물을 갖는 에너지 소비 노드의 개략적 투시 표현.
- 도 24b는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 자기 코일 유도 표면파 수신 구조물을 갖는 다른 에너지 소비 노드의 개략적 투시 표현.
- 도 25a는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 선형 프로브 유도 표면파 수신 구조물을 갖는 에너지 소비 노드의 개략적 투시 표현.
- 도 25b는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 도 25a의 에너지 소비 노드의 개략적 외부 표현.
- 도 26은 본 개시내용의 일 실시예에 따른 일군의 에너지 소비 노드들의 개략적 표현.
- 도 27은 본 개시내용의 일 실시예에 따른 도 21 내지 도 26의 유도 표면파 수신 구조물들과 함께 사용가능한 전력 분배 시스템을 포함하는 에너지 소비 노드의 전기 블록 다이어그램.
- 도 28a 내지 도 28c는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 도 27의 분배 시스템과 함께 사용가능한 DC-AC 전력 인버터 장치(DC-to-AC power inverter arrangement)들의 개략 블록 다이어그램들.
- 도 29는 본 개시내용의 일 실시예에 따른 유도 표면파 수신을 위해 에너지 소비 노드를 적응시키는 방법의 플로차트.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0012] 우선, 뒤따르는 개념들의 논의에서 명료성을 제공하기 위해 일부 용어가 확립되어야 한다. 먼저, 본원에서 고려되는 바와 같이, **방사** 전자기 필드(**radiated** electromagnetic field)들과 **유도** 전자기 필드(**guided** electromagnetic field)들 사이의 공식적 구분이 이루어진다.
- [0013] 본원에서 고려되는 바와 같이, 방사 전자기 필드는 도파로에 속박되지 않은 파들의 형태로 소스 구조물로부터 방출되는 전자기 에너지를 포함한다. 예를 들어, 방사 전자기 필드는 일반적으로 안테나와 같은 전기 구조물을

벗어나 대기 또는 다른 매체를 통해 전파되고 어떠한 도파로 구조물에도 속박되지 않는 필드이다. 방사 전자기파들이 안테나와 같은 전기 구조물을 벗어나면, 이들은 소스가 계속 동작하는지 여부에 관계없이 이들이 소실(dissipate)될 때까지 이들의 소스와 독립적으로 (공기와 같은) 전파 매체 속에서 계속 전파된다. 전자기파들이 방사되면, 이들은, 인터셉트되지 않는 한, 회수될 수 없으며, 인터셉트되지 않으면, 방사 전자기파에 내재된 에너지가 영원히 손실된다. 안테나들과 같은 전기 구조물들은 구조물 손실 저항에 대한 방사 저항의 비를 최대화함으로써 전자기 필드들을 방사하도록 설계된다. 방사 에너지는 공간에서 확산되며 수신기가 존재하는지 여부에 관계없이 손실된다. 방사 필드들의 에너지 밀도는 기하학적 확산(geometric spreading)으로 인해 거리의 함수이다. 그에 따라, "방사"라는 용어는 그의 형태들 모두에서 본원에서 사용되는 바와 같이 이러한 형태의 전자기 전파(electromagnetic propagation)를 지칭한다.

[0014] 유도 전자기 필드는 전파하는 전자기파로서, 그의 에너지는 상이한 전자기 특성들을 갖는 매체들 사이의 경계들 내에 또는 그 근방에 집중된다. 이러한 의미에서, 유도 전자기 필드는 도파로에 속박되는 전자기 필드이고, 도파로에 흐르는 전류에 의해 전달되는 것으로 특징지어질 수 있다. 유도 전자기파에서 전달되는 에너지를 수신 및/또는 소실시키는 어떠한 부하도 없다면, 유도 매체(guiding medium)의 전도율(conductivity)에서 소실되는 에너지를 제외하고는 어떠한 에너지도 손실되지 않는다. 달리 말하면, 유도 전자기파에 대한 어떠한 부하도 없다면, 어떠한 에너지도 소비되지 않는다. 따라서, 유도 전자기 필드를 생성하는 발생기 또는 다른 소스는, 저항성 부하가 존재하지 않는 한, 유효 전력(real power)을 전달하지 않는다. 이 때문에, 이러한 발생기 또는 다른 소스는 부하가 제공될 때까지 본질적으로 무부하로(idle) 작동한다. 이것은 어떠한 전기 부하도 없는 전력 라인들을 통해 전송되는 60 헤르츠 전자기파를 생성하기 위해 발생기를 작동시키는 것과 유사하다. 유도 전자기 필드 또는 유도 전자기파가 "전송 라인 모드(transmission line mode)"라고 지칭되는 것과 동등한 것임에 주목해야 한다. 이것은 방사파들을 생성하기 위해 항상 유효 전력이 공급되는 방사 전자기파들과 대조된다. 방사 전자기파들과 달리, 유도 전자기 에너지는 에너지 소스가 턴 오프된 후에 유한 길이 도파로를 따라 계속 전파하지 않는다. 그에 따라, "유도(guide)"라는 용어는 그의 형태들 모두에서 본원에서 사용되는 바와 같이 전자기 전파의 이러한 전송 모드를 지칭한다.

[0015] 이제 도 1을 참조하면, 방사 전자기 필드와 유도 전자기 필드 사이의 구분을 추가로 예시하기 위해 로그-dB 플롯 상에 킬로미터 단위의 거리의 함수로서, 임의적 기준으로부터 데시벨(dB)로 표시된, 미터 당 볼트 단위의 필드 강도의 그래프(100)가 도시되어 있다. 도 1의 그래프(100)는 유도 전자기 필드의 필드 강도를 거리의 함수로서 나타내는 유도 필드 강도 곡선(103)을 도시하고 있다. 이 유도 필드 강도 곡선(103)은 전송 라인 모드와 본질적으로 동일하다. 또한, 도 1의 그래프(100)는 방사 전자기 필드의 필드 강도를 거리의 함수로서 나타내는 방사 필드 강도 곡선(106)을 도시하고 있다.

[0016] 유도파에 대한 곡선(103) 및 방사 전파에 대한 곡선(106)의 형상들이 관심 대상이다. 방사 필드 강도 곡선(106)은 기하학적으로 강하하고($1/d$, 여기서 d 는 거리임), 이것은 로그-로그 스케일에서 직선으로 나타내어진다. 다른 한편으로, 유도 필드 강도 곡선(103)은 $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ 의 특성 지수 감쇠(characteristic exponential decay)를 갖고 로그-로그 스케일에서 특유의 변곡부(knee)(109)를 나타낸다. 유도 필드 강도 곡선(103) 및 방사 필드 강도 곡선(106)은 교차 거리(crossing distance)에 있는 지점(112)에서 교차한다. 교차 지점(112)에서의 교차 거리보다 작은 거리들에서, 유도 전자기 필드의 필드 강도는 방사 전자기 필드의 필드 강도보다 대부분의 위치들에서 상당히 더 크다. 교차 거리보다 큰 거리들에서는, 그 반대이다. 따라서, 유도 및 방사 필드 강도 곡선들(103 및 106)은 유도 전자기 필드와 방사 전자기 필드 간의 기본적인 전파 차이점을 추가로 예시하고 있다. 유도 전자기 필드와 방사 전자기 필드 간의 차이에 대한 비공식적 논의에 대해서는, [Milligan, T., Modern Antenna Design, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp. 8-9] - 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용됨 - 를 참조한다.

[0017] 앞서 이루어진, 방사 전자기파와 유도 전자기파 사이의 구분은, 공식적으로 쉽게 표현되고 엄격한 기준에 기초한다. 2개의 이러한 다양한 해결책들이 하나의 동일한 선형 편미분 방정식인, 파동 방정식으로부터 나올 수 있다는 것은 문제에 부과되는 경계 조건들로부터 해석적으로 당연히 얻어진다. 파동 방정식 그 자체에 대한 그린 함수(Green function)는 방사파와 유도파의 특성 사이의 구분을 포함한다.

[0018] 빈 공간에서, 파동 방정식은 미분 연산자로서 그의 고유함수(eigenfunction)들은 복소 파수 평면(complex wave-number plane) 상에서 고유값(eigenvalue)들의 연속 스펙트럼을 갖는다. 이 TEM(transverse electromagnetic) 필드는 방사 필드(radiation field)라고 불리며, 그 전파하는 필드(propagating field)들은 "헤르츠 파(Hertzian wave)들"이라고 불린다. 그렇지만, 전도성 경계(conducting boundary)의 존재 시에, 파동 방정식

과 경계 조건들은, 수학적으로, 이산 스펙트럼들의 합과 연속 스펙트럼으로 이루어진 파수들의 스펙트럼 표현으로 이어진다. 이를 위해, [Sommerfeld, A., "Über die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie," *Annalen der Physik*, Vol. 28, 1909, pp. 665-736]을 참조한다. 또한, 문헌 [Sommerfeld, A., "Problems of Radio," published as Chapter 6 in *Partial Differential Equations in Physics - Lectures on Theoretical Physics: Volume VI*, Academic Press, 1949, pp. 236-289, 295-296]; [Collin, R. E., "Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64-79]; 및 [Reich, H. J., Ordnung, P.F., Krauss, H.L., and Skalnik, J.G., *Microwave Theory and Techniques*, Van Nostrand, 1953, pp. 291-293] - 이 참조문헌들 각각은 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용됨 - 을 참조한다.

[0019] "지상파(ground wave)" 및 "표면파(surface wave)"라는 용어들은 2개의 뚜렷하게 상이한 물리적 전파 현상을 가리킨다. 표면파는, 해석적으로, 평면파 스펙트럼에 이산 성분(discrete component)을 산출하는 뚜렷한 극점(distinct pole)으로 인해 생긴다. 예컨대, 문헌 ["The Excitation of Plane Surface Waves" by Cullen, A.L., (*Proceedings of the IEE* (British), Vol. 101, Part IV, August 1954, pp. 225-235)]를 참조한다. 이러한 맥락에서, 표면파는 유도 표면파(guided surface wave)인 것으로 간주된다. (Zenneck-Sommerfeld 유도파 의미에서의) 표면파는, 물리적으로 그리고 수학적으로, 이제 라디오 방송으로부터 친숙한 (Weyl-Norton-FCC 의미에서의) 지상파와 동일하지 않다. 이 2개의 전파 메커니즘은 복소 평면에서의 상이한 유형들의 고유값 스펙트럼들(연속체 또는 이산)의 여기(excitation)로부터 생긴다. 유도 표면파의 필드 강도는, 도 1의 곡선(103)에 의해 예시된 바와 같이, 거리에 따라 지수적으로 감쇠하고(손실형 도파로(lossy waveguide)에서의 전파와 거의 유사함), 구형으로 전파하는 지상파의 고전적인 헤르츠 방사와는 달리, 방사상 전송 라인(radial transmission line)에서의 전파와 유사하고, 고유값들의 연속체를 가지며, 도 1의 곡선(106)에 의해 예시된 바와 같이 기하학적으로 강하하고, 브랜치-컷 적분(branch-cut integral)들로부터 얻어진다. 문헌 ["The Surface Wave in Radio Propagation over Plane Earth" (*Proceedings of the IRE*, Vol. 25, No. 2, February, 1937, pp. 219-229)] 및 ["The Surface Wave in Radio Transmission" (*Bell Laboratories Record*, Vol. 15, June 1937, pp. 321-324)]에서 C.R. Burrows에 의해 실험적으로 입증된 바와 같이, 수직 안테나들이 지상파들은 방사하지만 유도 표면파들은 발진(launch)시키지 않는다.

[0020] 상술한 바를 요약하면, 첫째, 브랜치-컷 적분들에 대응하는, 파수 고유값 스펙트럼의 연속 부분은 방사 필드를 생성하고, 둘째, 적분 경로(contour of integration)에 의해 둘러싸인 극점들로부터 생기는 이산 스펙트럼들 및 대응하는 유수 합(residue sum)은 전파에 대해 횡방향으로 지수적으로 감쇠(damp)하는 비-TEM 진행 표면파(non-TEM traveling surface wave)들을 초래한다. 이러한 표면파들은 유도 전송 라인 모드(guided transmission line mode)들이다. 추가 설명에 대해서는, [Friedman, B., *Principles and Techniques of Applied Mathematics*, Wiley, 1956, pp. pp. 214, 283-286, 290, 298-300]을 참조한다.

[0021] 자유 공간에서, 안테나들은, E_z 와 H_ϕ 가 동위상(in-phase)인 외향으로 전파하는(outwardly propagating) RF 에너지가 영원히 손실되는 방사 필드인, 파동 방정식의 연속체 고유값들을 여기시킨다. 다른 한편으로, 도파로 프로브들은 이산 고유값들을 여기시키고, 이는 전송 라인 전파를 초래한다. 문헌 [Collin, R. E., *Field Theory of Guided Waves*, McGraw-Hill, 1960, pp. 453, 474-477]을 참조한다. 이러한 이론적 분석들은 손실형 균질 매체(lossy, homogeneous media)의 평면형 또는 구형 표면들 위에 개방 표면 유도파(open surface guided wave)들을 발진시키는 가설적 가능성을 제공하였지만, 한 세기 이상 동안, 임의의 실용적 효율로 이것을 달성하기 위한 공학 기술 분야들에서의 어떠한 공지된 구조물들도 존재하지 않았다. 불행하게도, 앞서 기재된 이론적 분석은, 1900년대 초에 출현한 이후로, 본질적으로 이론으로 남아 있었으며, 손실형 균질 매체의 평면형 또는 구형 표면들 위에 개방 표면 유도파들을 발진시키는 것을 실용적으로 달성하기 위한 어떠한 공지된 구조물들도 없었다.

[0022] 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따르면, 손실형 전도성 매체의 표면을 따라 유도 표면 도파로 모드에 결합되는 전기 필드들을 여기시키도록 구성되는 다양한 유도 표면 도파로 프로브들이 기술된다. 이러한 유도 전자기 필드들은 크기 및 위상이 손실형 전도성 매체의 표면 상의 유도 표면파 모드에 실질적으로 모드-매칭된다. 이러한 유도 표면파 모드는 Zenneck 도파로 모드라고도 지칭될 수 있다. 본원에 기술되는 유도 표면 도파로 프로브들에 의해 여기되는 결과적인 필드들이 손실형 전도성 매체의 표면 상에서의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭된다는 사실로 인해, 유도 표면파 형태의 유도 전자기 필드가 손실형 전도성 매체의 표면을 따라 발진된다. 일 실시예에 따르면, 손실형 전도성 매체는 지구와 같은 지상 매체(terrestrial medium)를 포함한다.

[0023] 도 2를 참조하면, Jonathan Zenneck에 의해, 그의 논문 [Zenneck, J., "On the Propagation of Plane Electromagnetic Waves Along a Flat Conducting Surface and their Relation to Wireless Telegraphy," Annalen der Physik, Serial 4, Vol. 23, September 20, 1907, pp. 846-866]에 기재된 바와 같이, 1907년에 도출(derive)된 Maxwell의 방정식들에 대한 경계값 해(boundary value solution)들에 대한 검토를 제공하는 전파 계면(propagation interface)이 도시되어 있다. 도 2는 영역 1로서 지정된 손실형 전도성 매체와 영역 2로서 지정된 절연체 사이의 계면을 따라 방사상으로 전파하는 파들에 대한 원통 좌표들을 도시하고 있다. 영역 1은, 예를 들어, 임의의 손실형 전도성 매체를 포함할 수 있다. 일 예에서, 이러한 손실형 전도성 매체는 지구 또는 다른 매체와 같은 지상 매체를 포함할 수 있다. 영역 2는 영역 1과 경계 계면을 공유하고 영역 1에 대해 상이한 구성 파라미터들을 갖는 제2 매체이다. 영역 2는, 예를 들어, 대기 또는 다른 매체와 같은 임의의 절연체를 포함할 수 있다. 이러한 경계 계면에 대한 반사 계수는 복소 브루스터 각(complex Brewster angle)으로의 입사에 대해서만 0이 된다. 문헌 [Stratton, J. A., Electromagnetic Theory, McGraw-Hill, 1941, p. 516]을 참조한다.

[0024] 다양한 실시예들에 따르면, 본 개시내용은 영역 1을 포함하는 손실형 전도성 매체의 표면 상에서의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되는 전자기 필드들을 생성하는 다양한 유도 표면 도파로 프로브들을 기재하고 있다. 다양한 실시예들에 따르면, 이러한 전자기 필드들은 제로 반사(zero reflection)를 초래할 수 있는 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 각으로 입사하는 파면(wave front)을 실질적으로 형성한다.

[0025] 추가로 설명하기 위해, $e^{j\omega t}$ 필드 변동(field variation)이 가정되고 $\rho \neq 0$ 및 $z \geq 0$ (원통 좌표들에서 z 는 영역 1의 표면에 수직인 수직 좌표이고 ρ 는 반경방향 치수(radial dimension)임)인 영역 2에서, 계면을 따라 경계 조건들을 충족시키는 Maxwell의 방정식들의 Zenneck의 폐쇄형 엄밀해(closed-form exact solution)는 다음과 같은 전기 필드 및 자기 필드 성분들에 의해 표현된다:

[0026] [수학식 1]

[0027]
$$H_{2\phi} = Ae^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0028] [수학식 2]

[0029]
$$E_{2\rho} = A \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0030] [수학식 3]

[0031]
$$E_{2z} = A \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0032] $e^{j\omega t}$ 필드 변동이 가정되고 $\rho \neq 0$ 및 $z \leq 0$ 인 영역 1에서, 계면을 따라 경계 조건들을 충족시키는 Maxwell의 방정식들의 Zenneck의 폐쇄형 엄밀해는 다음과 같은 전기 필드 및 자기 필드 성분들에 의해 표현된다:

[0033] [수학식 4]

[0034]
$$H_{1\phi} = Ae^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0035] [수학식 5]

[0036]
$$E_{1\rho} = A \left(\frac{-u_1}{\sigma_1 + j\omega\epsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0037] [수학식 6]

[0038]
$$E_{1z} = A \left(\frac{-j\gamma}{\sigma_1 + j\omega\epsilon_1} \right) e^{u_1 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0039] 이 표현식들에서, z 는 영역 1의 표면에 수직인 수직 좌표이고, ρ 는 반경방향 좌표(radial coordinate)이며,

$H_n^{(2)}(-j\gamma\rho)$ 는 제2종(second kind) n차(order n) 복소 편각 Hankel 함수(complex argument Hankel function)이고, u_1 은 영역 1에서의 양의 수직(z) 방향의 전파 상수이며, u_2 는 영역 2에서의 수직(z) 방향의 전파 상수이고, σ_1 은 영역 1의 전도율이고, $\omega=2\pi f$ - 여기서, f는 여기 주파수임 - 이며, ϵ_0 는 자유 공간의 유전율이고, ϵ_1 은 영역 1의 유전율이며, A는 소스에 의해 부과되는 소스 상수이고, γ 는 표면파 방사상 전파 상수(surface wave radial propagation constant)이다.

[0040] $\pm z$ 방향들에서의 전파 상수들은 영역 1과 영역 2 사이의 계면 위 및 아래에서 파동 방정식을 분리시키고 경계 조건들을 부과함으로써 결정된다. 이렇게 하는 것은, 영역 2에서, 수학식 7을 제공하고,

[0041] [수학식 7]

$$u_2 = \frac{-jk_0}{\sqrt{1+(\epsilon_r - jx)}}$$

[0042]

[0043] 영역 1에서, 수학식 8을 제공한다.

[0044] [수학식 8]

$$u_1 = -u_2(\epsilon_r - jx)$$

[0045]

[0046] 방사상 전파 상수(γ)는 수학식 9에 의해 주어지고,

[0047] [수학식 9]

$$\gamma = j\sqrt{k_0^2 + u_2^2} = j\frac{k_0 n}{\sqrt{1+n^2}}$$

[0048]

[0049] 이것은 n이 수학식 10에 의해 주어지는 복소 굴절률인 복소 표현식이다.

[0050] [수학식 10]

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$$

[0051]

[0052] 이상의 수학식들 모두에서,

[0053] [수학식 11]

$$x = \frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_0}$$

[0054]

[0055] 이고,

[0056] [수학식 12]

$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = \frac{\lambda_0}{2\pi}$$

[0057]

[0058] 이며, 여기서 ϵ_r 은 영역 1의 상대 투자율을 포함하고, σ_1 은 영역 1의 전도율이며, ϵ_0 은 자유 공간의 투자율이고, μ_0 은 자유 공간의 투자율을 포함한다. 따라서, 생성된 표면파는 계면에 평행하게 전파하고, 그에 수직으로는 지수적으로 감쇠한다. 이것은 소실(evanescence)이라고 알려져 있다.

[0059] 따라서, 수학식 1 내지 수학식 3은 원통-대칭이고 방사상으로 전파하는 도파로 모드(cylindrically-symmetric, radially-propagating waveguide mode)인 것으로 간주될 수 있다. 문헌 [Barlow, H. M., and Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 10-12, 29-33]을 참조한다. 본 개시내용은 이러한 "개방 경계(open boundary)" 도파로 모드를 여기서키는 구조물들을 상술한다. 구체적으로는, 다양한 실시예들에 따르면, 유도 표면 도파로 프로브는, 전압 및/또는 전류를 공급받고 영역 2와 영역 1 사이의 경계 계면에 대해 위치되는, 적절한 크기의 충전 단자를 구비하고 있다. 이것은 도 3을 참조하여 보다 잘 이해될 수 있으며, 도 3은 손실형 전도성 매체(203)에 의해 제공되는 평면에 수직인 수직 축(z)을 따라 손실형 전도성 매체(203)

(예컨대, 지구)보다 위로 상승되어 있는 충전 단자(charge terminal)(T₁)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(200a)의 일 예를 도시하고 있다. 손실형 전도성 매체(203)는 영역 1을 구성하고, 제2 매체(206)는 영역 2를 구성하며 손실형 전도성 매체(203)와 경계 계면을 공유한다.

[0060] 일 실시예에 따르면, 손실형 전도성 매체(203)는 지구라는 행성과 같은 지상 매체를 포함할 수 있다. 이를 위해, 이러한 지상 매체는 자연적인 것이든 인공적인 것이든 간에 그 위에 포함된 모든 구조물들 또는 형태들을 포함한다. 예를 들어, 이러한 지상 매체는 바위, 토양, 모래, 담수, 해수, 나무들, 초목, 및 우리의 행성을 구성하는 모든 다른 자연적 요소들과 같은 자연적 요소들을 포함할 수 있다. 그에 부가하여, 이러한 지상 매체는 콘크리트, 아스팔트, 건축 재료들, 및 다른 인공 재료들과 같은 인공적 요소들을 포함할 수 있다. 다른 실시예들에서, 손실형 전도성 매체(203)는, 자연적으로 발생한 것이든 인공적인 것이든 간에, 지구 이외의 어떤 매체를 포함할 수 있다. 다른 실시예들에서, 손실형 전도성 매체(203)는, 자동차들, 항공기, 인공적 재료들(합판, 플라스틱 시트, 또는 다른 재료들 등) 또는 다른 매체들과 같은 인공적 표면들 및 구조물들과 같은 다른 매체들을 포함할 수 있다.

[0061] 손실형 전도성 매체(203)가 지상 매체 또는 지구를 포함하는 경우에, 제2 매체(206)는 지면 위의 대기를 포함할 수 있다. 이와 같이, 대기는, 지구의 대기를 이루고 있는 공기 및 다른 요소들을 포함하는, "대기 매체(atmospheric medium)"라고 지칭될 수 있다. 그에 부가하여, 제2 매체(206)는 손실형 전도성 매체(203)에 대해 다른 매체들을 포함할 수 있다.

[0062] 유도 표면 도파로 프로브(200a)는 여기 소스(212)를, 예컨대, 수직 공급 라인 전도체(vertical feed line conductor)를 거쳐 충전 단자(T₁)에 결합시키는 공급 네트워크(feed network)(209)를 포함한다. 다양한 실시예들에 따르면, 임의의 주어진 순간에 단자(T₁)에 인가되는 전압에 기초하여 전기 필드를 합성하기 위해 전하(Q₁)가 충전 단자(T₁) 상에 부여된다. 전기 필드(E)의 입사각(θ_i)에 따라, 영역 1을 포함하는 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에 전기 필드를 실질적으로 모드-매칭시키는 것이 가능하다.

[0063] 수학식 1 내지 수학식 6의 Zenneck 폐쇄형 해들을 고려함으로써, 영역 1과 영역 2 사이의 Leontovich 임피던스 경계 조건은 수학식 13으로서 서술될 수 있고,

[0064] [수학식 13]

[0065]
$$\hat{z} \times \vec{H}_2(\rho, \varphi, 0) = \vec{J}_S$$

[0066] 여기서 \hat{z} 는 양의 수직(+z) 방향에서의 단위 법선이고, \vec{H}_2 는 상기 수학식 1에 의해 표현된 영역 2에서의 자기 필드 강도이다. 수학식 13은 수학식 1 내지 수학식 3에 명시된 전기 및 자기 필드들이 경계 계면을 따라 방사상 표면 전류 밀도를 초래할 수 있다는 것을 암시하며, 여기서 방사상 표면 전류 밀도는 수학식 14에 의해 명시될 수 있고,

[0067] [수학식 14]

[0068]
$$J_\rho(\rho') = -A H_1^{(2)}(-j\gamma\rho')$$

[0069] 여기서 A는 상수이다. 게다가, 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 근위(close-in)에서($\rho \ll \lambda$ 에 대해), 상기 수학식 14는 수학식 15의 거동을 갖는다는 점에 주목해야 한다.

[0070] [수학식 15]

[0071]
$$J_{close}(\rho') = \frac{-A(j2)}{\pi(-j\gamma\rho')} = -H_\phi = -\frac{I_0}{2\pi\rho'}$$

[0072] 음의 부호는, 소스 전류(I₀)가 도 3에 예시된 바와 같이 수직 상향으로 흐를 때, "근위" 접지 전류가 방사상으로 내향으로 흐른다는 것을 의미한다. "근위"에서의 H_φ에 관한 필드 매칭에 의해, 수학식 16이라고 결정될 수 있고,

[0073] [수학식 16]

$$A = -\frac{I_0 \gamma}{4} = -\frac{\omega q_1 \gamma}{4}$$

[0074] 여기서, 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 14에서, $q_1 = C_1 V_1$ 이다. 따라서, 수학식 14의 방사상 표면 전류 밀도는 수학식 17로서 서술될 수 있다.

[0076] [수학식 17]

$$J_\rho(\rho') = \frac{I_0 \gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho')$$

[0078] 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 17에 의해 표현되는 필드들은, 지상과 전파와 연관되어 있는 방사 필드들이 아닌, 손실형 계면에 속박된 전송 라인 모드의 특성을 갖는다. 문헌 [Barlow, H. M. and Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 1-5]를 참조한다.

[0079] 이 시점에서, 파동 방정식의 이 해들에 대해 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 17에서 사용되는 Hankel 함수들의 특성의 고찰이 제공된다. 제1종 및 제2종 n차 Hankel 함수들이 제1종 및 제2종 표준 Bessel 함수들의 복소 조합들로서 정의된다는 것을 알 수 있다.

[0080] [수학식 18]

$$H_n^{(1)}(x) = J_n(x) + jN_n(x)$$

[0082] [수학식 19]

$$H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - jN_n(x)$$

[0084] 이 함수들은, 각각, 방사상으로 내향으로 ($H_n^{(1)}$) 그리고 외향으로 ($H_n^{(2)}$) 전파하는 원통형 파들을 나타낸다. 이 정의는 관계 $e^{\pm jx} = \cos x \pm j \sin x$ 와 유사하다. 예를 들어, 문헌 [Harrington, R. F., Time-Harmonic Fields, McGraw-Hill, 1961, pp. 460-463]을 참조한다.

[0085] $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ 가 유출파(outgoing wave)라는 것이 $J_n(x)$ 및 $N_n(x)$ 의 급수 정의(series definition)들로부터 직접적으로 획득되는 그의 대각 접근 거동(large argument asymptotic behavior)으로부터 인식될 수 있다. 유도 표면 도파로 프로브로부터의 원위에서:

[0086] [수학식 20a]

$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})}$$

[0088] 이는 $e^{j\omega t}$ 와 곱해질 때, $1/\sqrt{\rho}$ 공간 변동을 갖는 형태 $e^{j(\omega t - k\rho)}$ 의 외향으로 전파하는 원통형 파(outward propagating cylindrical wave)이다. 1차($n = 1$) 해는 수학식 20a로부터 수학식 20b인 것으로 결정될 수 있다.

[0089] [수학식 20b]

$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} j \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} e^{-j(x - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4})}$$

[0091] 유도 표면 도파로 프로브에 대한 근위에서($\rho \ll \lambda$ 에 대해), 제2종 1차 Hankel 함수는 수학식 21과 같이 거동한다.

[0092] [수학식 21]

$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow 0} \frac{2j}{\pi x}$$

[0093] 이러한 점근식(asymptotic expression)들이 복소량(complex quantity)들이라는 점에 주목한다. x 가 실수량(real quantity)일 때, 수학식 20b와 수학식 21은 \sqrt{j} - 이는 45° 또는, 등가적으로, $\lambda/8$ 의 추가 위상 전진(extra phase advance) 또는 "위상 부스트(phase boost)"에 대응함 - 만큼 위상이 상이하다. 제2종 1차 Hankel 함수의 근위 및 원위 점근선들은, 이들이 $\rho = R_x$ 의 거리에서 동일한 크기인, Hankel "크로스오버" 지점("crossover" point) 또는 전이 지점(transition point)을 갖는다.

[0095] 따라서, Hankel 크로스오버 지점을 넘어서면, "원위" 표현이 Hankel 함수의 "근위" 표현보다 우세하다. Hankel 크로스오버 지점까지의 거리(또는 Hankel 크로스오버 거리(Hankel crossover distance))는 $-j\gamma\rho$ 에 대해 수학식 20b와 수학식 21을 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ 인 경우, 원위 및 근위 Hankel 함수 점근선들이 주파수 의존적이고, 주파수가 낮아짐에 따라 Hankel 크로스오버 지점이 밖으로 이동한다는 것을 알 수 있다. 손실형 전도성 매체의 전도율(σ)이 변화함에 따라 Hankel 함수 점근선들이 또한 변할 수 있다는 점에 또한 주목해야 한다. 예를 들어, 토양의 전도율이 기상 상태들의 변화들에 따라 변할 수 있다.

[0096] 도 4를 참조하면, 1850 kHz의 동작 주파수에서, $\epsilon_r = 15$ 의 상대 유전율 및 $\sigma = 0.010$ mhos/m의 전도율인 영역 1에 대하여 수학식 20b 및 수학식 21의 1차 Hankel 함수들의 크기들의 플롯의 일 예가 도시되어 있다. 곡선(115)은 수학식 20b의 원위 점근선의 크기이고, 곡선(118)은 수학식 21의 근위 점근선의 크기이며, Hankel 크로스오버 지점(121)은 $R_x = 54$ 피트의 거리에서 발생한다. 크기들은 동일하지만, Hankel 크로스오버 지점(121)에서 2개의 점근선 사이에 위상 오프셋이 존재한다. Hankel 크로스오버 거리가 동작 주파수의 파장보다 훨씬 더 작다는 것을 또한 알 수 있다.

[0097] 영역 2에서의 Zenneck 폐쇄형 해의 수학식 2 및 수학식 3에 의해 주어지는 전기 필드 성분들을 고려하면, E_z 와 E_ρ 의 비가 점근적으로 수학식 22로 되고,

[0098] [수학식 22]

$$\frac{E_z}{E_\rho} = \left(\frac{-j\gamma}{u_2} \right) \frac{H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)}{H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}} = n = \tan \theta_i$$

[0100] 여기서 n 은 수학식 10의 복소 굴절률이고, θ_i 는 전기 필드의 입사각이다. 그에 부가하여, 수학식 3의 모드-매칭된 전기 필드의 수직 성분이 점근적으로 수학식 23으로 되며,

[0101] [수학식 23]

$$E_{2z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \left(\frac{q_{free}}{\epsilon_0} \right) \sqrt{\frac{\gamma^3}{8\pi}} e^{-u_2 z} \frac{e^{-j(\gamma\rho - \pi/4)}}{\sqrt{\rho}}$$

[0103] 수학식 23은 단자 전압에 있는 상승된 충전 단자의 정전용량의 고립 컴포넌트(isolated component) 상의 자유 전하, $q_{free} = C_{free} \times V_1$ 에 선형적으로 비례한다.

[0104] 예를 들어, 도 3에서의 상승된 충전 단자(T_1)의 높이(H_1)가 충전 단자(T_1) 상의 자유 전하의 양에 영향을 미친다. 충전 단자(T_1)가 영역 1의 접지 평면(ground plane) 근방에 있을 때, 단자 상의 전하(Q_1)의 대부분은 "속박된다(bound)". 충전 단자(T_1)가 상승됨에 따라, 충전 단자(T_1)가 고립 전하의 실질적으로 전부가 자유 상태로 되는 높이에 도달할 때까지 속박 전하가 줄어든다.

[0105] 충전 단자(T_1)에 대한 용량성 고도(capacitive elevation)의 증가의 장점은 상승된 충전 단자(T_1) 상의 전하가

접지 평면으로부터 추가로 제거되어, 에너지를 유도 표면 도파로 모드에 결합시킬 자유 전하(q_{free})의 양의 증가를 초래한다는 것이다. 충전 단자(T_1)가 접지 평면으로부터 멀리 이동됨에 따라, 전하 분포는 단자의 표면에 주위에 보다 균일하게 분포되게 된다. 자유 전하의 양은 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(self-capacitance)에 관련되어 있다.

[0106] 예를 들어, 구형 단자의 정전용량은 접지 평면으로부터의 물리적 높이의 함수로서 표현될 수 있다. 완전 접지면(perfect ground)으로부터 h 의 물리적 높이에 있는 구체의 정전용량은 수학적 식 24에 의해 주어지고,

[0107] [수학적 식 24]

[0108]
$$C_{\text{elevated sphere}} = 4\pi\epsilon_0 a(1 + M + M^2 + M^3 + 2M^4 + 3M^5 + \dots)$$

[0109] 여기서 구체의 직경은 $2a$ 이고, 여기서 $M = a/2h$ 이며, h 는 구형 단자의 높이이다. 알 수 있는 바와 같이, 단자 높이(h)의 증가는 충전 단자의 정전용량(C)을 감소시킨다. 직경의 약 4배 ($4D = 8a$)의 높이에 있는 충전 단자(T_1)의 고도들에 대해, 전하 분포가 구형 단자 주위에서 대략 균일하며, 이는 유도 표면 도파로 모드에의 결합을 향상시킬 수 있다는 것을 알 수 있다.

[0110] 충분히 고립된 단자의 경우에, 전도성 구체의 자기 정전용량은 $C = 4\pi\epsilon_0 a$ 에 의해 근사화될 수 있고, 여기서, a 는 미터 단위의 구체 반경이며, 디스크의 자기 정전용량은 $C = 8\epsilon_0 a$ 에 의해 근사화될 수 있고, 여기서, a 는 미터 단위의 디스크 반경이다. 충전 단자(T_1)는 구체, 디스크, 원통, 원추체, 원환체(torus), 후드(hood), 하나 이상의 링, 또는 임의의 다른 랜덤화된 형상이나 형상들의 조합과 같은 임의의 형상을 포함할 수 있다. 충전 단자(T_1)를 위치시키기 위해 등가 구체 직경(equivalent spherical diameter)이 결정되어 사용될 수 있다.

[0111] 이것은 충전 단자(T_1)가 손실형 전도성 매체(203)로부터 $h_p = H_1$ 의 물리적 높이로 상승되어 있는 도 3의 예를 참조하여 추가로 이해될 수 있다. "속박(bound)" 전하의 효과들을 감소시키기 위해, 충전 단자(T_1)가 속박 전하 효과들을 감소시키도록 충전 단자(T_1)의 구체 직경(또는 등가 구체 직경)의 4배 이상인 물리적 높이에 위치될 수 있다.

[0112] 다음에 도 5a를 참조하면, 도 3의 충전 단자(T_1) 상의 상승된 전하(Q_1)에 의해 생성된 전기 필드의 광선 광학 해석이 도시되어 있다. 광학에서와 같이, 입사 전기 필드의 반사를 최소화하는 것은 손실형 전도성 매체(203)의 유도 표면 도파로 모드에 결합되는 에너지를 향상 및/또는 최대화할 수 있다. 입사 평면(경계 계면이 아님)에 평행하게 편파(polarize)되는 전기 필드들($E_{||}$)에 대하여, 입사 전기 필드의 반사의 양은 수학적 식 25로서 표현될 수 있는 Fresnel 반사 계수를 사용하여 결정될 수 있고,

[0113] [수학적 식 25]

[0114]
$$\Gamma_{||}(\theta_i) = \frac{E_{||,R}}{E_{||,i}} = \frac{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}$$

[0115] 여기서 θ_i 는 표면 법선에 대해 측정된 통상의 입사각이다.

[0116] 도 5a의 예에서, 광선 광학 해석은, 표면 법선(\hat{z})에 대해 측정되는, θ_i 의 입사각을 갖는 입사 평면에 평행하게 편파되는 입사 필드를 보여준다. $\Gamma_{||}(\theta_i) = 0$ 일 때 입사 전기 필드의 어떠한 반사도 없을 것이며, 따라서 입사 전기 필드는 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 유도 표면 도파로 모드에 완전히 결합될 것이다. 입사각이 수학적 식 26일 때 수학적 식 25의 분자가 0으로 된다는 것을 알 수 있고,

[0117] [수학식 26]

$$[0118] \theta_i = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}) = \theta_{i,B}$$

[0119] 여기서 $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ 이다. 이 복소 입사각($\theta_{i,B}$)은 브루스터 각이라고 지칭된다. 수학식 22를 다시 참조하면, 동일한 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$) 관계가 수학식 22 및 수학식 26 둘 다에 존재한다는 것을 알 수 있다.

[0120] 도 5a에 예시된 바와 같이, 전기 필드 벡터(\mathbf{E})는 입사 평면에 평행하게 편파된 유입 비균일 평면파(incoming non-uniform plane wave)로서 묘사될 수 있다. 전기 필드 벡터(\mathbf{E})는 수학식 27과 같이 독립적인 수평 및 수직 성분들로부터 생성될 수 있다.

[0121] [수학식 27]

$$[0122] \vec{E}(\theta_i) = E_\rho \hat{\rho} + E_z \hat{z}$$

[0123] 기하학적으로, 도 5a에서의 예시는 전기 필드 벡터(\mathbf{E})가 수학식 28a 및 수학식 28b에 의해 주어질 수 있다는 것을 암시하고,

[0124] [수학식 28a]

$$[0125] E_\rho(\rho, z) = E(\rho, z) \cos \theta_i$$

[0126] [수학식 28b]

$$[0127] E_z(\rho, z) = E(\rho, z) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_i\right) = E(\rho, z) \sin \theta_i$$

[0128] 이는 필드 비가 수학식 29라는 것을 의미한다.

[0129] [수학식 29]

$$[0130] \frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_i} = \tan \psi_i$$

[0131] "파 경사(wave tilt)"라고 불리는 일반화된 파라미터(W)는 수학식 30a 및 수학식 30b에 의해 주어지는 수직 전기 필드 성분에 대한 수평 전기 필드 성분의 비로서 여기서 표기되고,

[0132] [수학식 30a]

$$[0133] W = \frac{E_\rho}{E_z} = |W|e^{j\Psi}$$

[0134] 또는

[0135] [수학식 30b]

$$[0136] \frac{1}{W} = \frac{E_z}{E_\rho} = \tan \theta_i = \frac{1}{|W|} e^{-j\Psi}$$

[0137] 이는 복소수이고 크기 및 위상 둘 다를 갖는다. 영역 2에서의 전자기파에 대하여, 파 경사각(wave tilt angle)(Ψ)은 영역 1과의 경계 계면에서의 파면의 법선과 이 경계 계면에 대한 접선 사이의 각도이다. 이것은 방사상 원통형 유도 표면파에 대해 전자기파의 등위상 표면들과 그들의 법선들을 예시하는 도 5b에서 보다 쉽게 알 수 있다. 완전 전도체와의 경계 계면($z = 0$)에서, 파면 법선은 경계 계면의 접선에 평행하고, 그 결과 $W = 0$ 이 된다. 그렇지만, 손실형 유전체의 경우에, 파면 법선이 $z = 0$ 에서 경계 계면의 접선과 평행하지 않기 때문에 파 경사(W)가 존재한다.

[0138] 유도 표면파에 수학식 30b를 적용하면 수학식 31이 주어진다.

[0139] [수학식 31]

$$\tan \theta_{i,B} = \frac{E_z}{E_\rho} = \frac{u_z}{v} = \sqrt{\epsilon_r - jx} = n = \frac{1}{W} = \frac{1}{|W|} e^{-j\Psi}$$

[0141] 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)과 동일한 입사각에서, 수학식 25의 Fresnel 반사 계수가, 수학식 32에 의해 나타낸 바와 같이, 사라진다.

[0142] [수학식 32]

$$\Gamma_{\parallel}(\theta_{i,B}) = \frac{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i} \Big|_{\theta_i = \theta_{i,B}} = 0$$

[0144] 수학식 22의 복소 필드 비를 조절함으로써, 반사가 감소되거나 제거되는 복소 각도로 입사하도록 입사 필드가 합성될 수 있다. 이 비를 $n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$ 로 설정하면 복소 브루스터 각으로 입사하는 합성 전기 필드가 얻어지고, 반사들이 사라진다.

[0145] 전기적 유효 높이(electrical effective height)의 개념은 유도 표면 도파로 프로브(200)에서 복소 입사각을 갖는 전기 필드를 합성하는 것에 대한 추가적 통찰을 제공할 수 있다. 전기적 유효 높이(h_{eff})는 h_p 의 물리적 높이(또는 길이)를 갖는 모노폴에 대해 수학식 33으로서 정의된다.

[0146] [수학식 33]

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I(z) dz$$

[0148] 이 표현식이 구조물을 따라 소스 분포의 크기 및 위상에 의존하기 때문에, 유효 높이(또는 길이)는 일반적으로 복소수이다. 구조물의 분포 전류(distributed current) $I(z)$ 의 적분이 구조물의 물리적 높이(h_p)에 걸쳐 수행되고, 구조물의 베이스(base)(또는 입력)를 통해 상향으로 흐르는 접지 전류(I_0)에 대해 정규화된다. 구조물을 따라 있는 분포 전류는 수학식 34에 의해 표현될 수 있고,

[0149] [수학식 34]

$$I(z) = I_c \cos(\beta_0 z)$$

[0151] 여기서 β_0 는 구조물 상에서 전파하는 전류에 대한 전파 인자(propagation factor)이다. 도 3의 예에서, I_c 는 유도 표면 도파로 프로브(200a)의 수직 구조물을 따라 분포되는 전류이다.

[0152] 예를 들어, 구조물의 저부에 저 손실 코일(예컨대, 나선형 코일)을 포함하는 공급 네트워크(209) 및 충전 단자(T_1)와 코일 사이에 연결되는 수직 공급 라인 전도체를 고려한다. 코일(또는 나선형 지연 라인)로 인한 위상 지연은, 물리적 길이가 I_c 이고 전파 인자가 수학식 35인 경우, $\theta_c = \beta_p l_c$ 이며,

[0153] [수학식 35]

$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

[0155] 여기서 V_f 는 구조물 상의 속도 인자(velocity factor)이고, λ_0 는 공급된 주파수에서의 파장이며, λ_p 는 속도 인자 V_f 로부터 얻어지는 전파 파장이다. 위상 지연은 접지(말뚝(stake)) 전류(I_0)에 대해 측정된다.

[0156] 그에 부가하여, 수직 공급 라인 전도체의 길이(l_w)를 따른 공간적 위상 지연(spatial phase delay)은 $\theta_y = \beta_w l_w$ 에 의해 주어질 수 있고, 여기서 β_w 는 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수(propagation phase constant)이다. 일부 구현들에서, 공간적 위상 지연은 $\theta_y = \beta_w h_p$ 에 의해 근사화되는데, 그 이유는 유도 표면

도파로 프로브(200a)의 물리적 높이(h_p)와 수직 공급 라인 전도체 길이(l_w) 사이의 차이가 공급된 주파수에서의 파장(λ_0)보다 훨씬 더 작기 때문이다. 그 결과, 코일 및 수직 공급 라인 전도체를 통한 총 위상 지연은 $\Phi = \theta_c + \theta_y$ 이고, 물리적 구조물의 저부로부터 코일의 상단으로 공급되는 전류는 수학식 36이며,

[0157] [수학식 36]

$$I_c(\theta_c + \theta_y) = I_0 e^{j\Phi}$$

[0158]

[0159] 총 위상 지연(Φ)은 접지 (말뚝) 전류(I_0)에 대해 측정된다. 결과적으로, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 전기적 유효 높이는 물리적 높이 $h_p \ll \lambda_0$ 인 경우에 대해 수학식 37에 의해 근사화될 수 있다.

[0160] [수학식 37]

$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I_0 e^{j\Phi} \cos(\beta_0 z) dz \cong h_p e^{j\Phi}$$

[0161]

[0162] Φ 의 각도(또는 위상 시프트)에서의 모노폴의 복소 유효 높이($h_{eff} = h_p$)가 소스 필드들을 유도 표면 도파로 모드에 매칭시키고 유도 표면파를 손실형 전도성 매체(203) 상에 발전시키도록 조절될 수 있다.

[0163] 도 5a의 예에서, Hankel 크로스오버 거리(R_x)(121)에서 복소 브루스터 입사각($\theta_{i,B}$)을 갖는 입사 전기 필드(E)의 복소 각도 삼각법(complex angle trigonometry)을 예시하기 위해 광선 광학이 사용된다. 수학식 26으로부터, 손실형 전도성 매체에 대해, 브루스터 각이 복소수이고 수학식 38에 의해 명시된다는 것을 상기한다.

[0164] [수학식 38]

$$\tan \theta_{i,B} = \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}} = n$$

[0165]

[0166] 전기적으로, 기하학적 파라미터들은 수학식 39에 의해 충전 단자(T_1)의 전기적 유효 높이(h_{eff})에 의해 관련되어 있고,

[0167] [수학식 39]

$$R_x \tan \psi_{i,B} = R_x \times W = h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$$

[0168]

[0169] 여기서, $\psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$ 는 손실형 전도성 매체의 표면으로부터 측정된 브루스터 각이다. 유도 표면 도파로 모드에 결합하기 위해, Hankel 크로스오버 거리에서의 전기 필드의 파 경사는 수학식 40과 같이 전기적 유효 높이와 Hankel 크로스오버 거리의 비로서 표현될 수 있다.

[0170] [수학식 40]

$$\frac{h_{eff}}{R_x} = \tan \psi_{i,B} = W_{Rx}$$

[0171]

[0172] 물리적 높이(h_p)와 Hankel 크로스오버 거리(R_x) 둘 다 실수량들이기 때문에, Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서의 원하는 유도 표면파 경사각(Ψ)이 복소 유효 높이(h_{eff})의 위상(Φ)과 동일하다. 이것은, 코일의 공급 지점에서의 위상, 그리고 따라서 수학식 37에서의 위상 시프트를 변화시킴으로써, 복소 유효 높이의 위상(Φ)이 Hankel 크로스오버 지점(121)에서의 유도 표면 도파로 모드의 파 경사각(Ψ)과 매칭하도록 조절될 수 있다는 것을 암시한다: $\Phi = \Psi$.

[0173] 도 5a에서, 손실형 전도성 매체 표면을 따라 있는 길이 R_x 의 인접한 변, 및 충전 단자(T_1)의 중심과 R_x 에 있는 Hankel 크로스오버 지점(121) 사이에서 연장하는 광선(124)과, 충전 단자(T_1)와 Hankel 크로스오버 지점(121) 사이의 손실형 전도성 매체 표면(127) 사이에서 측정되는 복소 브루스터 각($\psi_{i,B}$)을 갖는 직각 삼각형이 도시되

어 있다. 충전 단자(T_1)가 물리적 높이(h_p)에 위치되고 적절한 위상 지연(Φ)을 갖는 전하로 여기된 경우, 결과적인 전기 필드는 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서 그리고 브루스터 각으로 손실형 전도성 매체 경계 계면에 입사한다. 이러한 조건들 하에서, 반사 없이 또는 실질적으로 무시할 만한 반사로 유도 표면 도파로 모드가 여기될 수 있다.

[0174] 유효 높이(h_{eff})의 위상 시프트(Φ)를 변화시키지 않으면서 충전 단자(T_1)의 물리적 높이가 감소되면, 결과적인 전기 필드는 유도 표면 도파로 프로브(200)로부터 감소된 거리에서 브루스터 각으로 손실형 전도성 매체(203)와 교차한다. 도 6은 전기 필드가 브루스터 각으로 입사하는 경우 거리에 대한 충전 단자(T_1)의 물리적 높이를 감소시키는 것의 효과를 그래픽으로 예시하고 있다. 이 높이가 h_3 로부터 h_2 를 거쳐 h_1 로 감소됨에 따라, 전기 필드가 손실형 전도성 매체(예컨대, 지구)와 브루스터 각으로 교차하는 지점이 충전 단자 위치에 보다 가깝게 이동한다. 그렇지만, 수학적 39가 나타내는 바와 같이, 충전 단자(T_1)의 높이(H_1)(도 3)는 Hankel 함수의 원위 성분(far-out component)을 여기시키기 위해 물리적 높이(h_p) 이상이어야만 한다. 충전 단자(T_1)가 유효 높이(h_{eff})에 또는 그보다 위에 위치된 경우, 손실형 전도성 매체(203)가, 도 5a에 예시된 바와 같이, Hankel 크로스오버 거리(R_x)(121)에서 또는 그를 넘어서 브루스터 입사각($\Psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$)으로 조사(illuminate)될 수 있다. 충전 단자(T_1) 상의 속박 전하를 감소시키거나 최소화하기 위해, 그 높이가, 앞서 언급된 바와 같이, 충전 단자(T_1)의 구체 직경(또는 등가 구체 직경)의 4배 이상이어야만 한다.

[0175] 유도 표면 도파로 프로브(200)는 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 복소 브루스터 각으로 조사하는 파에 대응하는 파 경사를 갖는 전기 필드를 확립함으로써, R_x 에 있는 Hankel 크로스오버 지점(121)에서(또는 그를 넘어서) 유도 표면파 모드에 실질적으로 모드-매칭하는 것에 의해 방사상 표면 전류들을 여기시키도록 구성될 수 있다.

[0176] 도 7을 참조하면, 충전 단자(T_1)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(200b)의 일 예의 그래픽 표현이 도시되어 있다. AC 소스(212)는 충전 단자(T_1)에 대한 여기 소스로서 기능하고, 이는, 예컨대, 나선형 코일과 같은 코일(215)을 포함하는 공급 네트워크(209)(도 3)를 통해 유도 표면 도파로 프로브(200b)에 결합된다. 다른 구현들에서, AC 소스(212)는 1차 코일을 통해 코일(215)에 유도적으로 결합될 수 있다. 일부 실시예들에서, AC 소스(212)와 코일(215) 간의 결합을 향상시키고 그리고/또는 최대화하기 위해 임피던스 매칭 네트워크가 포함될 수 있다.

[0177] 도 7에 도시된 바와 같이, 유도 표면 도파로 프로브(200b)는 손실형 전도성 매체(203)에 의해 제공되는 평면에 실질적으로 수직인 수직 축(z)을 따라 위치되는 상부 충전 단자(T_1)(예컨대, 높이(h_p)에 있는 구체)를 포함할 수 있다. 제2 매체(206)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 위치된다. 충전 단자(T_1)는 자기 정전용량(C_T)을 갖는다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 단자(T_1)에 인가되는 전압에 의존하는 전하(Q_1)가 단자(T_1)에 부여된다.

[0178] 도 7의 예에서, 코일(215)은 제1 단부에서 접지 말뚝(ground stake)(218)에 결합되고 수직 공급 라인 전도체(221)를 통해 충전 단자(T_1)에 결합된다. 일부 구현들에서, 도 7에 도시되는 바와 같이, 충전 단자(T_1)에의 코일 연결은 코일(215)의 탭(tap)(224)을 사용하여 조절될 수 있다. 코일(215)은 코일(215)의 하부 부분에 있는 탭(227)을 통해 AC 소스(212)에 의해 동작 주파수로 에너지를 공급받을 수 있다. 다른 구현들에서, AC 소스(212)는 1차 코일을 통해 코일(215)에 유도적으로 결합될 수 있다.

[0179] 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구성 및 조절은, 전송 주파수, 손실형 전도성 매체의 조건들(예컨대, 토양 전도율(σ) 및 상대 유전율(ϵ_r)), 및 충전 단자(T_1)의 크기와 같은, 다양한 동작 조건들에 기초한다. 굴절률은 수학적 10 및 수학적 11로부터 수학적 41로서 계산될 수 있고,

[0180] [수학적 41]

[0181]
$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$$

[0182] 여기서 $x = \sigma / \omega \epsilon_0$ 이고 $\omega = 2\pi f$ 이다. 전도율(σ) 및 상대 유전율(ϵ_r)은 손실형 전도성 매체(203)의 테스트

측정들을 통해 결정될 수 있다. 표면 법선으로부터 측정된 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)은 수학식 26으로부터 수학식 42로서 결정될 수 있거나,

[0183] [수학식 42]

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx})$$

[0185] 도 5a에 도시되는 바와 같이 표면으로부터 수학식 43으로서 측정될 수 있다.

[0186] [수학식 43]

$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B}$$

[0188] Hankel 크로스오버 거리에서의 파 경사(W_{Rx})가 또한 수학식 40을 사용하여 구해질 수 있다.

[0189] 도 4에 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 거리가 또한 $-j\gamma\rho$ 에 대하여 수학식 20b의 크기와 수학식 21의 크기를 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. 전기적 유효 높이는 이어서 수학식 39로부터 Hankel 크로스오버 거리 및 복소 브루스터 각을 사용하여 수학식 44로서 결정될 수 있다.

[0190] [수학식 44]

$$h_{eff} = h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B}$$

[0192] 수학식 44로부터 알 수 있는 바와 같이, 복소 유효 높이(h_{eff})는 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)와 연관되어 있는 크기 및 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서의 파 경사각(Ψ)과 연관될 위상 지연(Φ)을 포함한다. 이 변수들 및 선택된 충전 단자(T_1) 구성을 사용해, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구성을 결정하는 것이 가능하다.

[0193] 충전 단자(T_1)가 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 위에 위치된 경우, 공급 네트워크(209)(도 3) 및/또는 공급 네트워크를 충전 단자(T_1)에 연결시키는 수직 공급 라인은 충전 단자(T_1) 상의 전하(Q_1)의 위상(Φ)을 파 경사(W)의 각도(Ψ)에 매칭시키도록 조절될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하(Q_1)를 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T_1)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T_1)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생(sparking)을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다.

[0194] 나선형으로 권취된 코일(helically-wound coil)의 위상 지연(Θ_c)은 [Corum, K.L. and J.F. Corum, "RF Coils, Helical Resonators and Voltage Magnification by Coherent Spatial Modes," *Microwave Review*, Vol. 7, No. 2, September 2001, pp. 36-45] - 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용됨 - 에 의해 논의된 바와 같이 Maxwell의 방정식들로부터 결정될 수 있다. $H/D > 1$ 인 나선형 코일의 경우, 광속(c)에 대한 코일의 종축을 따른 파의 전파 속도(v)의 비, 또는 "속도 인자"는 수학식 45에 의해 주어지고,

[0195] [수학식 45]

$$V_f = \frac{v}{c} = \frac{1}{\sqrt{1 + 20\left(\frac{D}{s}\right)^{2.5} \left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0.5}}}$$

[0197] 여기서, H 는 솔레노이드 헬릭스(solenoidal helix)의 축방향 길이이고, D 는 코일 직경이며, N 은 코일의 턴 수(number of turns)이고, $s = H/N$ 은 코일의 턴간 간격(turn-to-turn spacing)(또는 헬릭스 피치(helix pitch))이고, λ_0 는 자유 공간 파장이다. 이러한 관계에 기초하여, 나선형 코일의 전기적 길이 또는 위상 지연은 수학식 46에 의해 주어진다.

[0198] [수학식 46]

$$\theta_c = \beta_p H = \frac{2\pi}{\lambda_p} H = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} H$$

[0199]

[0200] 헬릭스가 나선형으로 권취되거나 짧고 뚱뚱한 경우 원리는 동일하지만, V_f 및 θ_c 는 실험적 측정에 의해 획득하는 것이 보다 용이하다. 나선형 전송 라인의 특성 (파) 임피던스에 대한 표현식이 또한 수학식 47로서 도출되었다.

[0201] [수학식 47]

$$Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ell n \left(\frac{V_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right]$$

[0202]

[0203] 구조물의 공간적 위상 지연(θ_y)은 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)의 진행과 위상 지연을 사용하여 결정될 수 있다. 완전 접지 평면(perfect ground plane)보다 위에 있는 원통형 수직 전도체의 정전용량은 수학식 48로서 표현될 수 있고,

[0204] [수학식 48]

$$C_A = \frac{2\pi \epsilon_0 h_w}{\ell n \left(\frac{h}{a} \right) - 1} \text{ Farads}$$

[0205]

[0206] 여기서 h_w 는 전도체의 수직 길이(또는 높이)이고, a 는 반경이다(mks 단위로 되어 있음). 나선형 코일에서와 같이, 수직 공급 라인 전도체의 진행과 위상 지연은 수학식 49에 의해 주어질 수 있고,

[0207] [수학식 49]

$$\theta_y = \beta_w h_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} h_w = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} h_w$$

[0208]

[0209] 여기서 β_w 는 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수이고, h_w 는 수직 공급 라인 전도체의 수직 길이(또는 높이)이며, V_w 는 전선(wire) 상에서의 속도 인자이고, λ_0 는 공급 주파수에서의 파장이며, λ_w 는 속도 인자(V_w)로부터 초래되는 전파 파장이다. 균일 원통형 전도체(uniform cylindrical conductor)에 대하여, 속도 인자는 $V_w \approx 0.94$ 인 상수이거나, 약 0.93 내지 약 0.98의 범위에 있다. 마스트(mast)가 균일 전송 라인(uniform transmission line)인 것으로 간주되는 경우, 그의 평균 특성 임피던스는 수학식 50에 의해 근사화될 수 있고,

[0210] [수학식 50]

$$Z_w = \frac{60}{V_w} \left[\ell n \left(\frac{h_w}{a} \right) - 1 \right]$$

[0211]

[0212] 여기서 균일 원통형 전도체에 대하여 $V_w \approx 0.94$ 이고, a 는 전도체의 반경이다. 단선 공급 라인(single-wire feed line)의 특성 임피던스에 대해 아마추어 무선 문헌에서 이용되어 온 대안의 표현식은 수학식 51에 의해 주어진다.

[0213] [수학식 51]

$$Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right)$$

[0214]

[0215] 수학식 51은 단선 피더(single-wire feeder)에 대한 Z_w 가 주파수에 따라 변한다는 것을 암시한다. 위상 지연은 정전용량 및 특성 임피던스에 기초하여 결정될 수 있다.

[0216] 도 3에 도시되는 바와 같이 충전 단자(T_1)가 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 위치한 경우, 복소 유효 높이

(h_{eff})의 위상 시프트(Φ)가 Hankel 크로스오버 거리에서의 파 경사각(Ψ)과 동일한 경우 또는 $\Phi = \Psi$ 인 경우 충전 단자(T_1)를 여기시키도록 공급 네트워크(209)가 조절될 수 있다. 이 조건이 충족될 때, 충전 단자(T_1) 상의 진동하는 전하(Q_1)에 의해 생성되는 전기 필드는 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 진행되는 유도 표면 도파로 모드에 결합된다. 예를 들어, 브루스터 각($\theta_{i,B}$), 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)와 연관된 위상 지연(θ_y), 및 코일(215)(도 7)의 구성이 알려져 있는 경우, 탭(224)(도 7)의 위치는 위상 $\Phi = \Psi$ 인 경우 충전 단자(T_1) 상의 진동 전하(oscillating charge)(Q_1)를 부여하도록 결정 및 조절될 수 있다. 탭(224)의 위치는 진행 표면파들을 유도 표면 도파로 모드에 결합시키는 것을 최대화하도록 조절될 수 있다. 용량성 효과(capacitive effect)들을 감소시키기 위해 탭(224)의 위치를 넘어선 잉여 코일 길이가 제거될 수 있다. 수직 전선 높이 및/또는 나선형 코일의 기하학적 파라미터들이 또한 변화될 수 있다.

[0217] 충전 단자(T_1) 상의 전하(Q_1)와 연관된 복소 이미지 평면(complex image plane)과 관련하여 정재파 공진(standing wave resonance)을 하도록 유도 표면 도파로 프로브(200)를 튜닝함으로써 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에의 결합이 향상 및/또는 최적화될 수 있다. 이렇게 함으로써, 충전 단자(T_1) 상의 증가된 및/또는 최대 전압(그리고 따라서 전하(Q_1))을 위해 유도 표면 도파로 프로브(200)의 성능이 조절될 수 있다. 도 3을 다시 참조하면, 영역 1에서의 손실형 전도성 매체(203)의 효과가 이미지 이론 분석을 사용하여 검사될 수 있다.

[0218] 물리적으로는, 완전 전도성 평면(perfectly conducting plane) 위쪽에 배치되는 상승된 전하(Q_1)가 완전 전도성 평면 상의 자유 전하를 끌어당기고, 자유 전하가 이어서 상승된 전하(Q_1) 아래의 영역에 "축적된다(pile up)". 완전 전도성 평면 상의 "속박" 전기("bound" electricity)의 결과적인 분포는 종형 곡선(bell-shaped curve)과 유사하다. 상승된 전하(Q_1)의 전위와 그 아래에 있는 유도 "축적" 전하(induced "piled up" charge)의 전위의 중첩(superposition)은 완전 전도성 평면에 대한 제로 등전위면(zero equipotential surface)을 강제로 생기게 한다. 완전 전도성 평면 위쪽에 있는 영역에서의 필드들을 기술하는 경계값 문제 해는, 상승된 전하로부터의 필드가 완전 전도성 평면 아래에 있는 대응하는 "이미지" 전하로부터의 필드와 중첩되는, 이미지 전하(image charge)들의 고전적 개념을 사용하여 획득될 수 있다.

[0219] 유도 표면 도파로 프로브(200) 아래에 유효 이미지 전하(effective image charge)(Q_1')가 존재한다고 가정하는 것에 의해 손실형 전도성 매체(203)와 관련하여 이 분석이 또한 사용될 수 있다. 도 3에 예시된 바와 같이, 유효 이미지 전하(Q_1')가 전도성 이미지 접지 평면(conducting image ground plane)(130)을 기준으로 충전 단자(T_1) 상의 전하(Q_1)와 동시에 나타난다(coincide). 그렇지만, 이미지 전하(Q_1')가, 완전 전도체의 경우에 그러한 것처럼, 어떤 실수 깊이(real depth)에서 충전 단자(T_1) 상의 1차 소스 전하(Q_1)와 180° 위상이 어긋나게 위치되는 것만은 아니다. 오히려, 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지상 매체)는 위상 시프트된 이미지를 제공한다. 즉, 이미지 전하(Q_1')가 손실형 전도성 매체(203)의 표면(또는 물리적 경계) 아래로 복소 깊이(complex depth)에 있다. 복소 이미지 깊이에 대한 논의에 대해서는, [Wait, J. R., "Complex Image Theory-Revisited," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 33, No. 4, August 1991, pp. 27-29] - 참조에 의해 그 전체가 본원에 원용됨 - 를 참조한다.

[0220] 이미지 전하(Q_1')가 전하(Q_1)의 물리적 높이(H_1)와 동일한 깊이에 있지 않고, 전도성 이미지 접지 평면(130)(완전 전도체를 나타냄)이 $z = -d/2$ 의 복소 깊이에 위치되고, 이미지 전하(Q_1')는, $-D_1 = -(d/2 + d/2 + H_1) \neq H_1$ 에 의해 주어지는, 복소 깊이(즉, "깊이"가 크기 및 위상 둘 다를 가짐)에 나타난다. 지구 위쪽에 있는 수직 편파 소스(vertically polarized source)들에 대하여,

[0221] [수학식 52]

$$d = \frac{2\sqrt{\gamma_e^2 + k_0^2}}{\gamma_e} \approx \frac{2}{\gamma_e} = d_r + jd_i = |d| \angle \zeta$$

[0222]

[0223] 이고, 여기서

[0224] [수학식 53]

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1$$

[0225] 이고

[0226] 수학식 12에 나타낸 바와 같이

[0227] [수학식 54]

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o}$$

[0228] 이다. 이미지 전하의 복소 간격은, 차례로, 외부 필드들이 계면이 유전체 또는 완전 전도체 중 어느 하나일 때는 직면하지 않는 추가 위상 시프트(extra phase shift)들을 경험할 것임을 암시한다. 손실형 전도성 매체에서, 파면 법선이 $z = -d/2$ 에서는 전도성 이미지 접지 평면(130)의 접선에 평행하고 영역 1과 영역 2 사이의 경계 계면에서는 그렇지 않다.

[0229] 손실형 전도성 매체(203)가 물리적 경계(136)를 갖는 유한 전도성 지구(finitely conducting Earth)(133)인 도 8a에 예시된 경우를 고려한다. 유한 전도성 지구(133)는, 도 8b에 도시된 바와 같이, 물리적 경계(136) 아래로 복소 깊이(z_1)에 위치되는 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)으로 대체될 수 있다. 이러한 등가 표현은 물리적 경계(136)에 있는 계면 안쪽으로 내려다볼 때 동일한 임피던스를 나타낸다. 도 8b의 등가 표현이, 도 8c에 도시되는 바와 같이, 등가 전송 라인으로서 모델링될 수 있다. 등가 구조물의 단면은 (z -방향의(z -directed)) 종단 부하를 갖는 전송 라인(end-loaded transmission line)으로서 표현되고, 완전 전도성 이미지 평면의 임피던스는 단락 회로($z_s = 0$)이다. 깊이(z_1)는 지구를 내려다볼 때의 TEM 파 임피던스를 도 8c의 전송 라인을 들여다볼 때 보이는 이미지 접지 평면 임피던스(z_{in})와 같다고 놓음으로써 결정될 수 있다.

[0230] 도 8a의 경우에, 상부 영역(공기)(142)에서의 전파 상수 및 파 고유 임피던스(wave intrinsic impedance)는 수학식 55 및 수학식 56이다.

[0231] [수학식 55]

$$\gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = 0 + j\beta_o$$

[0232] [수학식 56]

$$Z_o = \frac{j\omega\mu_o}{\gamma_o} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}$$

[0233] 손실형 지구(133)에서, 전파 상수 및 파 고유 임피던스는 수학식 57 및 수학식 58이다.

[0234] [수학식 57]

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1)}$$

[0235] [수학식 58]

$$Z_e = \frac{j\omega\mu_1}{\gamma_e}$$

[0236] 수직 입사에 대해, 도 8b의 등가 표현은 TEM 전송 라인 - 그의 특성 임피던스는 Z_o 의 전파 상수를 갖는 공기의 특성 임피던스(Z_o)이고 그의 길이는 z_1 임 - 파 등가이다. 이에 따라, 도 8c의 단락된 전송 라인에 대한 계면에서 보이는 이미지 접지 평면 임피던스(Z_{in})는 수학식 59에 의해 주어진다.

[0237] [수학식 59]

$$Z_{in} = Z_o \tanh(\gamma_o z_1)$$

[0238]

[0245] 도 8c의 등가 모델과 연관된 이미지 접지 평면 임피던스(Z_{in})를 도 8a의 수직 입사 파 임피던스와 같다고 놓고, z_1 에 대해 풀면 단락 회로(완전 전도성 이미지 접지 평면(139))까지의 거리가 수학식 60으로서 주어진다.

[0246] [수학식 60]

[0247]
$$z_1 = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{Z_e}{Z_o} \right) = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{\gamma_o}{\gamma_e} \right) \approx \frac{1}{\gamma_e}$$

[0248] 이 근사화를 위해 역 쌍곡선 탄젠트(inverse hyperbolic tangent)에 대한 급수 전개 of 첫 번째 항만이 고려된다. 공기 영역(142)에서, 전파 상수가 $\gamma_o = j\beta_o$ 이고, 따라서, $Z_{in} = jZ_o \tan \beta_o z_1$ (실수 z_1 에 대한 순 허수량(purely imaginary quantity)임)이지만, $\sigma \neq 0$ 인 경우 z_e 가 복소 값이라는 점에 주목한다. 따라서, z_1 이 복소 거리일 때에만 $Z_{in} = Z_e$ 이다.

[0249] 도 8b의 등가 표현이 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)을 포함하기 때문에, 지구의 표면(물리적 경계(136))에 놓인 전하 또는 전류에 대한 이미지 깊이는 이미지 접지 평면(139)의 반대 쪽 측면(other side)에서의 거리(z_1)와 동일하거나 지구의 표면($z = 0$ 에 위치됨) 아래로 $d = 2 \times z_1$ 이다. 따라서, 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)까지의 거리는 수학식 61에 의해 근사화될 수 있다.

[0250] [수학식 61]

[0251]
$$d = 2z_1 \approx \frac{2}{\gamma_e}$$

[0252] 그에 부가하여, "이미지 전하"는 실제 전하(real charge)와 "동일하고 그와 반대쪽에 있으며", 따라서 깊이 $z_1 = -d/2$ 에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)의 전위는 0일 것이다.

[0253] 도 3에 예시된 바와 같이 전하(Q_1)가 지구의 표면으로부터 거리(H_1)만큼 상승되어 있는 경우, 이미지 전하(Q_1')는 그 표면 아래로 $D_1 = d + H_1$ 의 복소 거리에, 또는 이미지 접지 평면(130) 아래로 $d/2 + H_1$ 의 복소 거리에 존재한다. 도 7의 유도 표면 도파로 프로브(200b)는 도 8b의 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)에 기초할 수 있는 등가 단선 전송 라인 이미지 평면 모델로서 모델링될 수 있다. 도 9a는 등가 단선 전송 라인 이미지 평면 모델의 일 예를 도시하고 있으며, 도 9b는, 도 8c의 단락된 전송 라인을 포함하는, 고전적 등가 전송 라인 모델의 일 예를 도시하고 있다.

[0254] 도 9a 및 도 9b의 등가 이미지 평면 모델들에서, $\Phi = \Theta_y + \Theta_c$ 는 지구(133)(또는 손실형 전도성 매체(203))를 기준으로 한 유도 표면 도파로 프로브(200)의 진행파 위상 지연이고, $\Theta_c = \beta_p H$ 는, 도 단위로 표현되는, 물리적 길이(H)의 코일(215)(도 7)의 전기적 길이이며, $\Theta_y = \beta_w h_w$ 는, 도 단위로 표현되는, 물리적 길이(h_w)의 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)의 전기적 길이이고, $\Theta_d = \beta_o d/2$ 는 이미지 접지 평면(139)과 지구(133)(또는 손실형 전도성 매체(203))의 물리적 경계(136) 사이의 위상 시프트이다. 도 9a 및 도 9b의 예에서, Z_u 는 옴 단위의 상승된 수직 공급 라인 전도체(221)의 특성 임피던스이고, Z_c 는 옴 단위의 코일(215)의 특성 임피던스이며, Z_o 는 자유 공간의 특성 임피던스이다.

[0255] 유도 표면 도파로 프로브(200)의 베이스에서, 구조물 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ 이다. 부하 임피던스가 수학식 62:

[0256] [수학식 62]

[0257]
$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T}$$

[0258] - C_T 는 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량임 - 인 경우, 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 63에 의해 주어지고:

[0259] [수학식 63]

$$Z_2 = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\beta_w h_w)}{Z_W + Z_L \tanh(j\beta_w h_w)} = Z_W \frac{Z_L + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_L \tanh(j\theta_y)}$$

[0261] 코일(215)(도 7) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 64에 의해 주어진다:

[0262] [수학식 64]

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\beta_p H)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)}$$

[0264] 유도 표면 도파로 프로브(200)의 베이스에서, 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는, 수학식 65에 의해 주어지는, $Z_{\downarrow} = Z_{in}$ 이고:

[0265] [수학식 65]

$$Z_{in} = Z_o \frac{Z_s + Z_o \tanh[j\beta_o(d/2)]}{Z_o + Z_s \tanh[j\beta_o(d/2)]} = Z_o \tanh(j\theta_d)$$

[0267] 여기서 $Z_s = 0$ 이다.

[0268] 손실들을 무시하면, 등가 이미지 평면 모델은 물리적 경계(136)에서 $Z_{\downarrow} + Z_{\uparrow} = 0$ 일 때 공진으로 튜닝될 수 있다. 또는, 저 손실의 경우에, 물리적 경계(136)에서 $X_{\downarrow} + X_{\uparrow} = 0$ 이고, 여기서 X는 대응하는 무효 성분(reactive component)이다. 따라서, 유도 표면 도파로 프로브(200) 안쪽으로 "올려다볼 때의" 물리적 경계(136)에서의 임피던스는 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때의" 물리적 경계(136)에서의 임피던스의 켈레(conjugate)이다. $\Phi = \Psi -$ 이는 프로브의 전기 필드를 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)의 표면을 따른 유도 표면 도파로 모드에 결합시키는 것을 향상 및/또는 최대화함 - 이도록, 진행파 위상 지연(Φ)을 매체의 파 경사각(Ψ)과 동일하게 유지하면서 충전 단자(T_1)의 부하 임피던스(Z_L)를 조절하는 것에 의해, 도 9a 및 도 9b의 등가 이미지 평면 모델이 이미지 접지 평면(139)과 관련하여 공진으로 튜닝될 수 있다. 이러한 방식으로, 등가 복소 이미지 평면 모델의 임피던스는 순수 저항성(purely resistive)이고, 이는, 단자(T_1) 상의 전압 및 상승된 전하를 최대화하고 수학식 1 내지 수학식 3 및 수학식 16에 의해 전파하는 표면파를 최대화하는, 프로브 구조물 상의 중첩 정재파를 유지한다.

[0269] Hankel 해(Hankel solution)들로부터, 유도 표면 도파로 프로브(200)에 의해 여기된 유도 표면파가 외향으로 전파하는 진행파라는 것을 알 수 있다. 유도 표면 도파로 프로브(200)(도 3 및 도 7)의 접지 말뚝(218)과 충전 단자(T_1) 사이의 공급 네트워크(209)를 따른 소스 분포는 실제로는 구조물 상의 정재파와 진행파의 중첩으로 이루어져 있다. 충전 단자(T_1)가 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 위쪽에 위치한 경우, 공급 네트워크(209)를 통해 이동하는 진행파의 위상 지연은 손실형 전도성 매체(203)와 연관된 파 경사각에 매칭된다. 이러한 모드-매칭은 진행파가 손실형 전도성 매체(203)를 따라 발전될 수 있게 한다. 진행파에 대한 위상 지연이 확립되면, 프로브 구조물을 - $d/2$ 의 복소 깊이에 있는 이미지 접지 평면(도 3의 130 또는 도 8의 139)과 관련하여 정재파 공진 상태에 들어가게 하기 위해 충전 단자(T_1)의 부하 임피던스(Z_L)가 조절된다. 그 경우에, 이미지 접지 평면으로부터 보이는 임피던스는 제로 리액턴스(zero reactance)를 갖고, 충전 단자(T_1) 상의 전하가 최대화된다.

[0270] 진행파 현상과 정재파 현상 사이의 차이점은 (1) 길이(d)의 전송 라인의 섹션(때때로 "지연 라인"이라고 불림) 상의 진행파들의 위상 지연($\theta = \beta d$)이 전파 시간 지연들에 기인하는 반면; (2) 정재파들(순방향으로 전파하는 파(forward propagating wave)와 역방향으로 전파하는 파(backward propagating wave)로 이루어짐)의 위치의 존적 위상이 상이한 특성 임피던스들의 라인 섹션들 사이의 계면들에서의 임피던스 전이(impedance transition)들 및 라인 길이 전파 시간 지연 둘 다에 의존한다는 것이다. 사인파 정상 상태(sinusoidal steady-state)에서 동작하는 전송 라인의 섹션의 물리적 길이에 기인하여 발생하는 위상 지연에 부가하여, Z_{oa}/Z_{ob} 의 비에 기인하는 임피던스 불연속들에서의 추가 반사 계수 위상이 있고, 여기서 Z_{oa} 및 Z_{ob} 는, 예컨대, 특성 임피던스 $Z_{oa} = Z_c$

의 나선형 코일 섹션(도 9b) 및 특성 임피던스 $Z_{ob} = Z_w$ 의 수직 공급 라인 전도체의 직선 섹션(도 9b)과 같은 전송 라인의 2개의 섹션의 특성 임피던스들이다.

[0271] 이러한 현상의 결과로서, 크게 상이한 특성 임피던스의 2개의 비교적 짧은 전송 라인 섹션이 매우 큰 위상 시프트를 제공하는 데 사용될 수 있다. 예를 들어, 0.25λ 공진과 등가인 90° 의 위상 시프트를 제공하기 위해, 모두 합하여, 말하자면, 0.05λ 의 물리적 길이를 갖는 전송 라인의 2개의 섹션 - 하나는 저 임피던스이고 하나는 고 임피던스임 - 으로 이루어진 프로브 구조물이 제조될 수 있다. 이것은 특성 임피던스들의 큰 폭의 급등으로 인한 것이다. 이러한 방식으로, 물리적으로 짧은 프로브 구조물이 전기적으로는 조합된 2개의 물리적 길이들보다 더 길 수 있다. 이것이 도 9a 및 도 9b에 예시되어 있으며, 여기서 임피던스 비들의 불연속들은 위상의 큰 폭의 급등들을 제공한다. 섹션들이 서로 조인(join)되는 곳에서 임피던스 불연속은 실질적인 위상 시프트를 제공한다.

[0272] 도 10을 참조하면, 유도 표면 도파로 프로브(200)(도 3 및 도 7)를 손실형 전도성 매체의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되도록 - 이는 손실형 전도성 매체(203)(도 3)의 표면을 따라 유도 표면 진행파를 발진시킴 - 조절하는 것의 일 예를 예시하는 플로차트(150)가 도시되어 있다. 153에서 시작하여, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 충전 단자(T_1)는 손실형 전도성 매체(203)로부터 정의된 높이에 위치된다. 손실형 전도성 매체(203)의 특성들 및 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작 주파수를 이용하여, Hankel 크로스오버 거리가 또한 도 4에 도시되는 바와 같이 $-jY\rho$ 에 대하여 수학식 20b와 수학식 21의 크기들을 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. 복소 굴절률(n)이 수학식 41을 사용하여 결정될 수 있고, 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)이 이어서 수학식 42로부터 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)가 이어서 수학식 44로부터 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)는 Hankel 함수의 원위 성분을 여기서시키기 위해 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 더 높게 있어야만 한다. 이러한 높이 관계는 초기에 표면파들을 발진시킬 때 고려된다. 충전 단자(T_1) 상의 속박 전하를 감소시키거나 최소화하기 위해, 그 높이가 충전 단자(T_1)의 구체 직경(또는 등가 구체 직경)의 4배 이상이어야만 한다.

[0273] 156에서, 충전 단자(T_1) 상의 상승된 전하(Q_1)의 전기적 위상 지연(Φ)이 복소 파 경사각(Ψ)에 매칭된다. Φ 를 파 경사(W)의 각도(Ψ)와 동일하도록 하기 위해 나선형 코일의 위상 지연(θ_c) 및/또는 수직 공급 라인 전도체의 위상 지연(θ_y)이 조절될 수 있다. 수학식 31에 기초하여, 파 경사각(Ψ)이 수학식 66으로부터 결정될 수 있다:

[0274] [수학식 66]

$$W = \frac{E_\rho}{E_z} = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi}$$

[0275] 전기적 위상(Φ)이 이어서 파 경사각에 매칭될 수 있다. 이 각도(또는 위상) 관계가 다음에 표면파들을 발진시킬 때 고려된다. 예를 들어, 전기적 위상 지연($\Phi = \theta_c + \theta_y$)은 코일(215)(도 7)의 기하학적 파라미터들 및/또는 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)의 길이(또는 높이)를 변화시키는 것에 의해 조절될 수 있다. $\Phi = \Psi$ 를 매칭시키는 것에 의해, 표면 도파로 모드를 여기서시키고 손실형 전도성 매체(203)를 따라 진행파를 발진시키기 위해 경계 계면에서 복소 브루스터 각으로 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서 또는 그를 넘어서 전기 필드들이 확립될 수 있다.

[0277] 다음에 159에서, 충전 단자(T_1)의 부하 임피던스가 유도 표면 도파로 프로브(200)의 등가 이미지 평면 모델을 공진시키도록 튜닝된다. 도 9a 및 도 9b의 전도성 이미지 접지 평면(139)(또는 도 3의 130)의 깊이($d/2$)는 수학식 52, 수학식 53 및 수학식 54 그리고, 측정될 수 있는, 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)의 값들을 사용하여 결정될 수 있다. 그 깊이를 사용하여, 손실형 전도성 매체(203)의 물리적 경계(136)와 이미지 접지 평면(139) 사이의 위상 시프트(θ_d)는 $\theta_d = \beta_0 d/2$ 를 사용하여 결정될 수 있다. 손실형 전도성 매체(203) 안 쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스(Z_{in})가 이어서 수학식 65를 사용하여 결정될 수 있다. 발진된 표면파들을 최대화하기 위해 이러한 공진 관계가 고려될 수 있다.

[0278] 코일(215)의 조절된 파라미터들 및 수직 공급 라인 전도체(221)의 길이에 기초하여, 코일(215) 및 수직 공급 라

인 전도체(221)의 속도 인자, 위상 지연, 및 임피던스가 수학식 45 내지 수학식 51을 사용하여 결정될 수 있다. 그에 부가하여, 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(C_T)이, 예컨대, 수학식 24를 사용하여 결정될 수 있다. 코일 (215)의 전파 인자(β_p)는 수학식 35를 사용하여 결정될 수 있고, 수직 공급 라인 전도체(221)에 대한 전파 위상 상수(β_w)는 수학식 49를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(215) 및 수직 공급 라인 전도체(221)의 결정된 값 들 및 자기 정전용량을 사용하여, 코일(215) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 임피던스(Z_{base})는 수학식 62, 수학식 63 및 수학식 64를 사용하여 결정될 수 있다.

[0279] Z_{base} 의 리액턴스 성분(X_{base})이 Z_{in} 의 리액턴스 성분(X_{in})을 소거하도록 또는 $X_{base} + X_{in} = 0$ 이도록 부하 임피던스 (Z_L)를 조절하는 것에 의해, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 등가 이미지 평면 모델이 공진으로 튜닝될 수 있다. 따라서, 유도 표면 도파로 프로브(200) 안쪽으로 "올려다볼 때의" 물리적 경계(136)에서의 임피던스는 손 실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때의" 물리적 경계(136)에서의 임피던스의 켈레이다. 충전 단자 (T_1)의 전기적 위상 지연($\Phi = \theta_c + \theta_y$)을 변화시키지 않으면서 충전 단자(T_1)의 정전용량(C_T)을 변화시킴으로 써 부하 임피던스(Z_L)가 조절될 수 있다. 전도성 이미지 접지 평면(139)(또는 130)과 관련하여 등가 이미지 평 면 모델을 공진시키도록 부하 임피던스(Z_L)를 튜닝하기 위해 반복적 접근법이 취해질 수 있다. 이러한 방식으로, 전기 필드를 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)의 표면을 따른 유도 표면 도파로 모드에 결합시 키는 것이 향상 및/또는 최대화될 수 있다.

[0280] 이것은 상황을 수치 예로 예시하는 것에 의해 보다 잘 이해될 수 있다. 상단에 충전 단자(T_1)와 함께 물리적 높이(h_p)의 상단 부하를 갖는 수직 스텐브(top-loaded vertical stub)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브 (200)를 고려하고, 여기서 충전 단자(T_1)는 1.85 MHz의 동작 주파수(f_0)에서 나선형 코일 및 수직 공급 라인 전 도체를 통해 여기된다. 높이(H_1)가 16 피트이고 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)가 $\epsilon_r = 15$ 의 상대 유 전율 및 $\sigma_1 = 0.010$ mhos/m의 전도율을 갖는 경우, $f_0 = 1.850$ MHz에 대해 몇몇 표면파 전파 파라미터들이 계 산될 수 있다. 이 조건들 하에서, 물리적 높이가 $h_p = 5.5$ 피트 - 이는 충전 단자(T_1)의 실제 높이보다 매우 아 래에 있음 - 인 경우, Hankel 크로스오버 거리가 $R_x = 54.5$ 피트인 것으로 구해질 수 있다. $H_1 = 5.5$ 피트의 충전 단자 높이가 사용될 수 있지만, 보다 높은 프로브 구조물은 속박 정전용량(bound capacitance)을 감소시켜, 충전 단자(T_1) 상의 보다 많은 비율의 자유 전하가 진행파의 보다 큰 필드 강도 및 여기를 제공하는 것을 가능하게 한다.

[0281] 파장은 수학식 67로서 결정될 수 있고:

[0282] [수학식 67]

$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 162.162 \text{ meters}$$

[0283]

[0284] 여기서 c 는 광속이다. 수학식 41로부터 복소 굴절률은 수학식 68이고:

[0285] [수학식 68]

$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx} = 7.529 - j 6.546$$

[0286]

[0287] 여기서 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_o$ 이고 $\omega = 2\pi f_o$ 이며, 수학식 42로부터 복소 브루스터 각은 수학식 69이다:

[0288] [수학식 69]

$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}) = 85.6 - j 3.744^\circ$$

[0289]

[0290] 수학식 66을 사용하여, 파 경사 값들이 수학식 70이 되도록 결정될 수 있다:

[0291] [수학식 70]

$$W = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi} = 0.101e^{j40.614^\circ}$$

[0292]

[0293] 따라서, $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$ 을 매칭시키도록 나선형 코일이 조절될 수 있다.

[0294] 수직 공급 라인 전도체(0.27 인치의 직경을 갖는 균일 원통형 전도체로서 근사화됨)의 속도 인자는 $V_w \approx 0.93$ 로서 주어질 수 있다. $h_p \ll \lambda_0$ 이기 때문에, 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수는 수학식 71로써 근사화될 수 있다:

[0295] [수학식 71]

$$\beta_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} = \frac{2\pi}{V_w \lambda_0} = 0.042 \text{ m}^{-1}$$

[0296]

[0297] 수학식 49로부터 수직 공급 라인 전도체의 위상 지연은 수학식 72이다:

[0298] [수학식 72]

$$\theta_y = \beta_w h_w \approx \beta_w h_p = 11.640^\circ$$

[0299]

[0300] $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ 이도록 나선형 코일의 위상 지연을 조절하는 것에 의해, 유도 표면 도파로 모드를 매칭시키기 위해 $\Phi = \Psi$ 일 것이다. Φ 와 Ψ 사이의 관계를 예시하기 위해, 도 11은 일정 범위의 주파수들에 걸쳐 둘 다의 플롯을 도시하고 있다. Φ 및 Ψ 둘 다 주파수 의존적이기 때문에, 그 각자의 곡선들이 대략 1.85 MHz에서 서로 크로스오버하는 것을 볼 수 있다.

[0301] 0.0881 인치의 전도체 직경, 30 인치의 코일 직경(D) 및 4 인치의 턴간 간격(s)을 갖는 나선형 코일에 대하여, 코일에 대한 속도 인자는 수학식 45를 사용하여 수학식 73인 것으로 결정될 수 있고:

[0302] [수학식 73]

$$V_f = \frac{1}{\sqrt{1 + 20 \left(\frac{D}{s}\right)^{2.5} \left(\frac{D}{\lambda_0}\right)^{0.5}}} = 0.069$$

[0303]

[0304] 수학식 35로부터 전파 인자는 수학식 74이다:

[0305] [수학식 74]

$$\beta_p = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0} = 0.564 \text{ m}^{-1}$$

[0306]

[0307] $\theta_c = 28.974^\circ$ 인 경우, 솔레노이드 헬릭스의 축방향 길이(H)는 수학식 75이도록 수학식 46을 사용하여 결정될 수 있다:

[0308] [수학식 75]

$$H = \frac{\theta_c}{\beta_p} = 35.2732 \text{ inches}$$

[0309]

[0310] 이 높이는 수직 공급 라인 전도체가 연결되는 나선형 코일 상의 위치를 결정하고, 그 결과 8.818개의 턴($N = H/s$)을 갖는 코일이 얻어진다.

[0311] 코일 및 수직 공급 라인 전도체의 진행과 위상 지연이 파 경사각과 매칭하도록 조절된 경우($\Phi = \theta_c + \theta_y = \Psi$ 인 경우), 유도 표면과 프로브(200)의 등가 이미지 평면 모델의 정재파 공진을 위해 충전 단자(T_1)의 부하 임피던스(Z_L)가 조절될 수 있다. 지구의 측정된 유전율, 전도율 및 투자율로부터, 수학식 57을 사용하여 방사상 전

파 상수가 결정될 수 있다.

[0312] [수학식 76]

$$[0313] \gamma_e = \sqrt{j\omega u_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)} = 0.25 + j 0.292 \text{ m}^{-1}$$

[0314] 그리고 수학식 52로부터 전도성 이미지 접지 평면의 복소 깊이가 수학식 77로서 근사화될 수 있고:

[0315] [수학식 77]

$$[0316] d \approx \frac{2}{\gamma_e} = 3.364 + j 3.963 \text{ meters}$$

[0317] 여기서 지구의 물리적 경계와 전도성 이미지 접지 평면 사이의 대응하는 위상 시프트는 수학식 78에 의해 주어진다:

[0318] [수학식 78]

$$[0319] \theta_d = \beta_o(d/2) = 4.015 - j 4.73^\circ$$

[0320] 수학식 65를 사용하여, 손실형 전도성 매체(203)(즉, 지구) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 79로서 결정될 수 있다:

[0321] [수학식 79]

$$[0322] Z_{in} = Z_o \tanh(j\theta_d) = R_{in} + jX_{in} = 31.191 + j 26.27 \text{ ohms}$$

[0323] 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 무효 성분(X_{in})을 유도 표면과 프로브(200) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 무효 성분(X_{base})과 매칭시키는 것에 의해, 유도 표면 도파로 모드에의 결합이 최대화될 수 있다. 이것은 코일 및 수직 공급 라인 전도체의 진행과 위상 지연들을 변화시키지 않으면서 충전 단자(T_1)의 정전용량을 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 예를 들어, 충전 단자 정전용량(C_T)을 61.8126 pF로 조절하는 것에 의해, 수학식 62로부터의 부하 임피던스는 수학식 80이 되고:

[0324] [수학식 80]

$$[0325] Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} = -j 1392 \text{ ohms}$$

[0326] 경계에서의 무효 성분들이 매칭된다.

[0327] 수학식 51을 사용하여, 수직 공급 라인 전도체(0.27 인치의 직경($2a$)을 가짐)의 임피던스는 수학식 81로서 주어지고,

[0328] [수학식 81]

$$[0329] Z_w = 138 \log\left(\frac{1.123 V_w \lambda_o}{2\pi a}\right) = 537.534 \text{ ohms}$$

[0330] 수직 공급 라인 전도체 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 63에 의해 수학식 82로서 주어진다:

[0331] [수학식 82]

$$[0332] Z_2 = Z_w \frac{Z_L + Z_w \tanh(j\theta_y)}{Z_w + Z_L \tanh(j\theta_y)} = -j 835.438 \text{ ohms}$$

[0333] 수학식 47을 사용하여, 나선형 코일의 특성 임피던스는 수학식 83으로서 주어지고,

[0334] [수학식 83]

$$Z_c = \frac{60}{v_f} \left[\ln \left(\frac{v_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right] = 1446 \text{ ohms}$$

[0336] 베이스에서 코일 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 64에 의해 수학식 84로서 주어진다:

[0337] [수학식 84]

$$Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)} = -j 26.271 \text{ ohms}$$

[0339] 수학식 79의 해와 비교할 때, 무효 성분들이 서로 마주하고 대략 동일하며, 따라서 서로의 컬레라는 것을 알 수 있다. 따라서, 완전 전도성 이미지 접지 평면으로부터 도 9a 및 도 9b의 등가 이미지 평면 모델 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스(Z_{ip})는 저항성뿐이거나 $Z_{ip} = R + j0$ 이다.

[0340] 유도 표면 도파로 프로브(200)(도 3)에 의해 생성된 전기 필드들이 공급 네트워크의 진행과 위상 지연을 파 경사각에 매칭시키는 것에 의해 확립되고 프로브 구조물이 복소 깊이 $z = -d/2$ 에서 완전 전도성 이미지 접지 평면과 관련하여 공진될 때, 필드들이 손실형 전도성 매체의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되고, 유도 표면 진행파가 손실형 전도성 매체의 표면을 따라 발진된다. 도 1에 예시된 바와 같이, 유도 전자기 필드의 유도 필드 강도 곡선(103)은 $e^{-\alpha d / \sqrt{d}}$ 의 특성 지수 감쇠를 갖고 로그-로그 스케일에서 특유의 변곡부(109)를 나타낸다.

[0341] 요약하면, 분석적으로도 실험적으로도, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구조물 상의 진행과 성분은 그의 상부 단자에서의 위상 지연(Φ)이 표면 진행파의 파 경사각(Ψ)과 매칭한다($\Phi = \Psi$). 이 조건 하에서, 표면 도파로는 "모드-매칭된(mode-matched)" 것으로 간주될 수 있다. 게다가, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구조물 상의 공진 정재파 성분은 충전 단자(T_1)에서 V_{MAX} 를 그리고 아래에 있는 이미지 평면(139)(도 8b)에서 V_{MIN} 을 가지며, 여기서 손실형 전도성 매체(203)(도 8b)의 물리적 경계(136)에서의 연결에서가 아니라 $z = -d/2$ 의 복소 깊이에서 $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ 이다. 마지막으로, 충전 단자(T_1)가 도 3의 충분한 높이(H_1)를 가짐으로써($h \geq R_x \tan \Psi_{i,B}$)

복소 브루스터 각으로 손실형 전도성 매체(203) 상으로 입사하는 전자기파들이 $1/\sqrt{r}$ 항이 우세한 거리($\geq R_x$)에서는 계속 그렇게 된다. 무선 전송 및/또는 전력 전달 시스템들을 용이하게 하기 위해 하나 이상의 유도 표면 도파로 프로브를 갖는 수신 회로들이 이용될 수 있다.

[0342] 도 3을 다시 참조하면, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작이 유도 표면 도파로 프로브(200)와 연관된 동작 조건들의 변동들에 맞춰 조절되도록 제어될 수 있다. 예를 들어, 적응적 프로브 제어 시스템(230)은 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작을 제어하기 위해 공급 네트워크(209) 및/또는 충전 단자(T_1)를 제어하는 데 사용될 수 있다. 동작 조건들은 손실형 전도성 매체(203)의 특성들(예컨대, 전도율(σ) 및 상대 유전율(ϵ_r))의 변동들, 필드 강도의 변동들 및/또는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 부하(loadings)의 변동들을 포함할 수 있지만, 이들로 제한되지 않는다. 수학식 31, 수학식 41 및 수학식 42로부터 알 수 있는 바와 같이, 굴절률(n), 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$), 및 파 경사($|W|e^{j\psi}$)가, 예컨대, 기상 상태들로 인한 토양 전도율 및 유전율의 변화들에 의해 영향을 받을 수 있다.

[0343] 예컨대, 전도율 측정 프로브들, 유전율 센서들, 접지 파라미터 미터들, 필드 미터들, 전류 모니터들 및/또는 부하 수신기들과 같은 장비가 동작 조건들의 변화들이 있는지 모니터링하고 현재의 동작 조건들에 관한 정보를 적응적 프로브 제어 시스템(230)에게 제공하는 데 사용될 수 있다. 프로브 제어 시스템(230)은 이어서 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 명시된 동작 조건들을 유지하기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 하나 이상의 조절을 행할 수 있다. 예를 들어, 수분과 온도가 변함에 따라, 토양의 전도율이 또한 변할 것이다. 전도율 측정 프로브들 및/또는 유전율 센서들이 유도 표면 도파로 프로브(200) 주위의 다수의 위치들에 위치될 수 있다. 일반적으로, 동작 주파수에 대해 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서의 또는 그 주위에서의 전도율 및/또는 유전율을 모니터링하는 것이 바람직할 것이다. 전도율 측정 프로브들 및/또는 유전율 센서들이 유도 표면 도파로 프로브(200) 주위의 다수의 위치들에(예컨대, 각각의 사분면에) 위치될 수 있다.

- [0344] 전도율 측정 프로브들 및/또는 유전율 센서들은 전도율 및/또는 유전율을 주기적으로 평가하고 정보를 프로브 제어 시스템(230)에게 전달하도록 구성될 수 있다. 정보는 LAN, WLAN, 셀룰러 네트워크, 또는 다른 적절한 유선 또는 무선 통신 네트워크 - 이들로 제한되지 않음 - 와 같은 네트워크를 통해 프로브 제어 시스템(230)에게 전달될 수 있다. 모니터링된 전도율 및/또는 유전율에 기초하여, 프로브 제어 시스템(230)은, 공급 네트워크(209)의 위상 지연(Φ)을 과 경사각(Ψ)과 동일하도록 유지하기 위해 그리고/또는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 등가 이미지 평면 모델의 공진을 유지하기 위해, 굴절률(n), 복소 브루스터 각($\Theta_{i,B}$), 및/또는 과 경사 ($|W|e^{j\Psi}$)의 변동을 평가하고 유도 표면 도파로 프로브(200)를 조절할 수 있다. 이것은, 예컨대, Θ_y , Θ_c 및/또는 C_T 를 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 예를 들어, 프로브 제어 시스템(230)은, 유도 표면과의 전기적 발진 효율(electrical launching efficiency)을 그의 최대치에 또는 그 근방에 유지하기 위해, 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량 및/또는 충전 단자(T_1)에 인가되는 위상 지연(Θ_y , Θ_c)을 조절할 수 있다. 예를 들어, 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량은 단자의 크기를 변화시키는 것에 의해 변화될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 크기를 증가시키는 것 - 이는 충전 단자(T_1)로부터의 전기 방전의 가능성을 감소시킬 수 있음 - 에 의해 전하 분포가 또한 개선될 수 있다. 다른 실시예들에서, 충전 단자(T_1)는 부하 임피던스(Z_L)를 변화시키기 위해 조절될 수 있는 가변 인덕턴스를 포함할 수 있다. 코일(215)(도 7) 상의 탭 위치를 변화시키는 것에 의해 그리고/또는 코일(215)을 따라 복수의 미리 정의된 탭들을 포함시키고 발진 효율을 최대화하도록 상이한 미리 정의된 탭 위치들 간에 스위칭하는 것에 의해, 충전 단자(T_1)에 인가되는 위상이 조절될 수 있다.
- [0345] 유도 표면과와 연관된 필드들의 필드 강도를 측정하기 위해 필드 또는 필드 강도(FS) 미터들이 또한 유도 표면 도파로 프로브(200) 주위에 분포될 수 있다. 필드 또는 FS 미터들은 필드 강도 및/또는 필드 강도(예컨대, 전기 필드 강도)의 변화들을 검출하고 그 정보를 프로브 제어 시스템(230)에게 전달하도록 구성될 수 있다. 정보는 LAN, WLAN, 셀룰러 네트워크, 또는 다른 적절한 통신 네트워크 - 이들로 제한되지 않음 - 와 같은 네트워크를 통해 프로브 제어 시스템(230)에게 전달될 수 있다. 부하 및/또는 환경 조건들이 동작 동안 변하거나 변화함에 따라, 수신기들 및 이들이 공급하는 부하들에의 적절한 전력 전달을 보장하기 위해 FS 미터 위치들에서 명시된 필드 강도(들)를 유지하도록 유도 표면 도파로 프로브(200)가 조절될 수 있다.
- [0346] 예를 들어, 충전 단자(T_1)에 인가되는 위상 지연($\Phi = \Theta_y + \Theta_c$)이 과 경사각(Ψ)과 매칭하도록 조절될 수 있다. 한쪽 또는 양쪽 위상 지연들을 조절하는 것에 의해, 과 경사가 복소 브루스터 각에 대응하도록 보장하기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200)가 조절될 수 있다. 이것은 충전 단자(T_1)에 공급되는 위상 지연을 변화시키기 위해 코일(215)(도 7) 상의 탭 위치를 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 충전 단자(T_1)에 공급되는 전압 레벨이 전기 필드 강도를 조절하기 위해 증가 또는 감소될 수 있다. 이것은 여기 소스(212)의 출력 전압을 조절하는 것에 의해 또는 공급 네트워크(209)를 조절 또는 재구성하는 것에 의해 달성될 수 있다. 예를 들어, AC 소스(212)에 대한 탭(227)(도 7)의 위치가 충전 단자(T_1)에게 보이는 전압을 증가시키도록 조절될 수 있다. 필드 강도 레벨들을 미리 정의된 범위들 내에 유지하는 것은 수신기들에 의한 결합을 개선시키고, 접지 전류 손실들을 감소시키며, 다른 유도 표면 도파로 프로브들(200)로부터의 전송과의 간섭을 회피할 수 있다.
- [0347] 프로브 제어 시스템(230)은 하드웨어, 펌웨어, 하드웨어에 의해 실행되는 소프트웨어, 또는 이들의 조합으로 구현될 수 있다. 예를 들어, 프로브 제어 시스템(230)은 프로세서 및 메모리 - 이들 둘 다는, 본 기술분야의 통상의 기술자에 의해 인지될 수 있는 바와 같이, 예를 들어, 부수된 제어/주소 버스를 갖는 데이터 버스과 같은 로컬 인터페이스에 결합될 수 있음 - 를 포함하는 처리 회로부를 포함할 수 있다. 모니터링된 조건들에 기초하여 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작을 조절하기 위해 프로세서에 의해 프로브 제어 애플리케이션이 실행될 수 있다. 프로브 제어 시스템(230)은 또한 다양한 모니터링 디바이스들과 통신하기 위한 하나 이상의 네트워크 인터페이스를 포함할 수 있다. 통신은 LAN, WLAN, 셀룰러 네트워크, 또는 다른 적절한 통신 네트워크 - 이들로 제한되지 않음 - 와 같은 네트워크를 통할 수 있다. 프로브 제어 시스템(230)은, 예를 들어, 서버, 데스크톱 컴퓨터, 랩톱, 또는 유사한 능력을 갖는 다른 시스템과 같은 컴퓨터 시스템을 포함할 수 있다.
- [0348] 도 5a의 예를 다시 참조하면, HankeI 크로스오버 거리(R_x)에서 복소 브루스터 각($\Theta_{i,B}$)을 갖는 충전 단자(T_1)의 입사 전기 필드(E)의 광선 광학 해석에 대한 복소 각도 삼각법이 도시되어 있다. 손실형 전도성 매체에 대해, 브루스터 각이 복소수이고 수학적 식 38에 의해 명시된다는 것을 상기한다. 전기적으로, 기하학적 파라미터들은 수학적 식 39에 의해 충전 단자(T_1)의 전기적 유효 높이(h_{eff})에 의해 관련되어 있다. 물리적 높이(h_p)와 HankeI 크

로스오버 거리(R_x) 둘 다가 실수량들이기 때문에, HankeI 크로스오버 거리에서의 원하는 유도 표면과 경사(W_{R_x})의 각도가 복소 유효 높이(h_{eff})의 위상(Φ)과 동일하다. 충전 단자(T_1)가 물리적 높이(h_p)에 위치되고 적절한 위상(Φ)을 갖는 전하로 여기된 경우, 결과적인 전기 필드는 HankeI 크로스오버 거리(R_x)에서 그리고 브루스터 각으로 손실형 전도성 매체 경계 계면에 입사한다. 이러한 조건들 하에서, 반사 없이 또는 실질적으로 무시할 만한 반사로 유도 표면 도파로 모드가 여기될 수 있다.

[0349] 그렇지만, 수학적 39는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 물리적 높이가 비교적 작을 수 있다는 것을 의미한다. 이것이 유도 표면 도파로 모드를 여기서킬 것이지만, 이것은 적은 자유 전하를 갖는 과도하게 큰 속박 전하를 초래할 수 있다. 보상하기 위해, 충전 단자(T_1)가 자유 전하의 양을 증가시키기 위해 적절한 고도까지 상승될 수 있다. 하나의 예시적인 경험적으로서, 충전 단자(T_1)가 충전 단자(T_1)의 유효 직경의 약 4 내지 5배(또는 그 이상)의 고도에 위치될 수 있다. 도 6은 도 5a에 도시된 물리적 높이(h_p)보다 위쪽으로 충전 단자(T_1)를 상승시키는 것의 효과를 예시하고 있다. 증가된 고도는 파 경사가 손실형 전도성 매체에 입사하는 거리를 HankeI 크로스오버 지점(121)(도 5a)을 넘어서 이동시킨다. 유도 표면 도파로 모드에의 결합을 개선시키고, 따라서 유도 표면파의 보다 큰 발진 효율을 제공하기 위해, 하부 보상 단자(T_2)가 HankeI 크로스오버 거리에서의 파 경사가 브루스터 각으로 있도록 충전 단자(T_1)의 총 유효 높이(h_{TE})를 조절하는 데 사용될 수 있다.

[0350] 도 12를 참조하면, 손실형 전도성 매체(203)에 의해 제공되는 평면에 수직인 수직 축(z)을 따라 배열되는 상승된 충전 단자(T_1) 및 하부 보상 단자(T_2)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(200c)의 일 예가 도시되어 있다. 이와 관련하여, 충전 단자(T_1)가 보상 단자(T_2) 바로 위쪽에 위치되지만, 2개 이상의 충전 및/또는 보상 단자(T_N)의 어떤 다른 배열이 사용될 수 있는 것이 가능하다. 본 개시내용의 일 실시예에 따르면, 유도 표면 도파로 프로브(200c)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 배치된다. 손실형 전도성 매체(203)는 영역 1을 구성하고, 제2 매체(206)는 영역 2를 구성하며 손실형 전도성 매체(203)와 경계 계면을 공유한다.

[0351] 유도 표면 도파로 프로브(200c)는 여기 소스(212)를 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)에 결합시키는 결합 회로(209)를 포함한다. 다양한 실시예들에 따르면, 임의의 주어진 순간에 단자들(T_1 및 T_2)에 인가되는 전압들에 의존하는 전하들(Q_1 및 Q_2)이 각자의 충전 및 보상 단자들(T_1 및 T_2) 상에 부여될 수 있다. I_1 은 단자 리드를 거쳐 충전 단자(T_1) 상에 전하(Q_1)를 공급하는 전도 전류이고, I_2 는 단자 리드를 거쳐 보상 단자(T_2) 상에 전하(Q_2)를 공급하는 전도 전류이다.

[0352] 도 12의 실시예에 따르면, 충전 단자(T_1)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽으로 물리적 높이(H_1)에 위치되고, 보상 단자(T_2)는 수직 축(z)을 따라 T_1 바로 아래로 물리적 높이(H_2)에 위치되며, 여기서 H_2 는 H_1 보다 작다. 전송 구조물의 높이(h)는 $h = H_1 - H_2$ 로서 계산될 수 있다. 충전 단자(T_1)는 고립(또는 자기) 정전용량(C_1)을 갖고, 보상 단자(T_2)는 고립(또는 자기) 정전용량(C_2)을 갖는다. 단자(T_1)와 단자(T_2) 사이에 그들 사이의 거리에 의존하는 상호 정전용량(C_M)이 또한 존재할 수 있다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)에 인가되는 전압들에 의존하는 전하(Q_1)와 전하(Q_2)가 충전 단자(T_1)와 보상 단자(T_2)에, 각각, 부여된다.

[0353] 다음에 도 13을 참조하면, 도 12의 충전 단자(T_1) 상의 상승된 전하(Q_1) 및 보상 단자(T_2)에 의해 생성된 효과들의 광선 광학 해석이 도시되어 있다. 충전 단자(T_1)가 광선이 라인(163)에 의해 예시된 바와 같이 HankeI 크로스오버 지점(121)보다 더 큰 거리에서 손실형 전도성 매체와 브루스터 각으로 교차하는 높이로 상승된 경우, 보상 단자(T_2)는 증가된 높이를 보상함으로써 h_{TE} 를 조절하는 데 사용될 수 있다. 보상 단자(T_2)의 효과는 라인(166)에 의해 예시된 바와 같이 HankeI 크로스오버 거리에서의 파 경사가 브루스터 각으로 있도록 유도 표면 도파로 프로브의 전기적 유효 높이를 감소시키는 것(또는 손실형 매체 계면을 효과적으로 상승시키는 것)이다.

[0354] 총 유효 높이는 수학적 85이도록 충전 단자(T_1)와 연관된 상부 유효 높이(h_{UE})와 보상 단자(T_2)와 연관된 하부 유효 높이(h_{LE})의 중첩으로서 쓰여질 수 있고,

[0355] [수학식 85]

$$h_{TE} = h_{UE} + h_{LE} = h_p e^{j(\beta h_p + \Phi_U)} + h_d e^{j(\beta h_d + \Phi_L)} = R_x \times W$$

[0357] 여기서 Φ_U 는 상부 충전 단자(T_1)에 인가된 위상 지연이고, Φ_L 은 하부 보상 단자(T_2)에 인가된 위상 지연이며, $\beta = 2\pi/\lambda_p$ 는 수학식 35로부터의 전파 인자이고, h_p 는 충전 단자(T_1)의 물리적 높이이며, h_d 는 보상 단자(T_2)의 물리적 높이이다. 추가 리드 길이들이 고려되는 경우, 이들이 수학식 86에 나타낸 바와 같이 충전 단자 리드 길이(z)를 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)에 그리고 보상 단자 리드 길이(y)를 보상 단자(T_2)의 물리적 높이(h_d)에 가산하는 것에 의해 참작될 수 있다.

[0358] [수학식 86]

$$h_{TE} = (h_p + z) e^{j(\beta(h_p+z) + \Phi_U)} + (h_d + y) e^{j(\beta(h_d+y) + \Phi_L)} = R_x \times W$$

[0360] 총 유효 높이(h_{TE})를 도 5a의 복소 유효 높이(h_{eff})와 동일하도록 조절하기 위해 하부 유효 높이가 사용될 수 있다.

[0361] Hankel 크로스오버 거리에서 원하는 파 경사를 획득하기 위해 보상 단자(T_2)의 하부 디스크의 물리적 높이 및 단자들에 공급할 위상각들을 결정하는 데 수학식 85 또는 수학식 86이 사용될 수 있다. 예를 들어, 수학식 86은 수학식 87을 제공하도록 보상 단자 높이(h_d)의 함수로서 충전 단자(T_1)에 인가되는 위상 시프트로서 다시 쓰여질 수 있다.

[0362] [수학식 87]

$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_p + z) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_d + y) e^{j(\beta h_d + \beta y + \Phi_L)}}{(h_p + z)} \right)$$

[0364] 보상 단자(T_2)의 위치선정을 결정하기 위해, 앞서 논의된 관계들이 이용될 수 있다. 먼저, 총 유효 높이(h_{TE})는, 수학식 86에 표현된 바와 같이, 상부 충전 단자(T_1)의 복소 유효 높이(h_{UE})와 하부 보상 단자(T_2)의 복소 유효 높이(h_{LE})의 중첩이다. 다음에, 입사각의 탄젠트는 기하학적으로 수학식 88로서 표현될 수 있고,

[0365] [수학식 88]

$$\tan \psi_E = \frac{h_{TE}}{R_x}$$

[0367] 수학식 88은 파 경사(W)의 정의와 동일하다. 마지막으로, 원하는 Hankel 크로스오버 거리(R_x)가 주어지면, 입사 광선의 파 경사를 Hankel 크로스오버 지점(121)에서의 복소 브루스터 각과 매칭시키기 위해 h_{TE} 가 조절될 수 있다. 이것은 h_p , Φ_U , 및/또는 h_d 를 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다.

[0368] 이 개념들은 유도 표면 도파로 프로브의 일 예와 관련하여 논의될 때 보다 잘 이해될 수 있다. 도 14를 참조하면, 손실형 전도성 매체(203)에 의해 제공되는 평면에 실질적으로 수직인 수직 축(z)을 따라 위치되는 상부 충전 단자(T_1)(예컨대, 높이 h_T 에 있는 구체) 및 하부 보상 단자(T_2)(예컨대, 높이 h_d 에 있는 디스크)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(200d)의 일 예의 그래픽 표현이 도시되어 있다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 단자들(T_1 및 T_2)에 인가되는 전압들에 의존하는 전하(Q_1)와 전하(Q_2)가 충전 단자(T_1)와 보상 단자(T_2)에, 각각, 부여된다.

[0369] AC 소스(212)는 충전 단자(T_1)에 대한 여기 소스로서 기능하고, 이는, 예컨대, 나선형 코일과 같은 코일(215)을 포함하는 결합 회로(209)를 통해 유도 표면 도파로 프로브(200d)에 결합된다. AC 소스(212)는, 도 14에 도시된 바와 같이, 탭(227)을 통해 코일(215)의 하부 부분에 걸쳐 연결될 수 있거나, 1차 코일을 통해 코일(215)에 유도적으로 결합될 수 있다. 코일(215)은 제1 단부에서 접지 말뚝(218)에 그리고 제2 단부에서 충전 단자(T_1)에 결합될 수 있다. 일부 구현들에서, 충전 단자(T_1)에의 연결은 코일(215)의 제2 단부에 있는 탭(224)을 사용하

여 조절될 수 있다. 보상 단자(T_2)는 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지면 또는 지구)의 위쪽에 그와 실질적으로 평행하게 위치되고, 코일(215)에 결합된 탭(233)을 통해 에너지를 공급받는다. 코일(215)과 접지 말뚝(218) 사이에 위치한 전류계(236)는 유도 표면 도파로 프로브의 베이스에서의 전류 흐름(I_0)의 크기의 표시를 제공하는 데 사용될 수 있다. 대안적으로, 전류 흐름(I_0)의 크기의 표시를 획득하기 위해 접지 말뚝(218)에 결합된 전도체 주위에 전류 클램프(current clamp)가 사용될 수 있다.

[0370] 도 14의 예에서, 코일(215)은 제1 단부에서 접지 말뚝(218)에 그리고 제2 단부에서 수직 공급 라인 전도체(221)를 통해 충전 단자(T_1)에 결합된다. 일부 구현들에서, 도 14에 도시된 바와 같이, 충전 단자(T_1)에의 연결은 코일(215)의 제2 단부에 있는 탭(224)을 사용하여 조절될 수 있다. 코일(215)은 코일(215)의 하부 부분에 있는 탭(227)을 통해 AC 소스(212)에 의해 동작 주파수로 에너지를 공급받을 수 있다. 다른 구현들에서, AC 소스(212)는 1차 코일을 통해 코일(215)에 유도적으로 결합될 수 있다. 보상 단자(T_2)는 코일(215)에 결합된 탭(233)을 통해 에너지를 공급받는다. 코일(215)과 접지 말뚝(218) 사이에 위치한 전류계(236)는 유도 표면 도파로 프로브(200d)의 베이스에서의 전류 흐름의 크기의 표시를 제공하는 데 사용될 수 있다. 대안적으로, 전류 흐름의 크기의 표시를 획득하기 위해 접지 말뚝(218)에 결합된 전도체 주위에 전류 클램프가 사용될 수 있다. 보상 단자(T_2)는 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지면) 위쪽에 그와 실질적으로 평행하게 위치된다.

[0371] 도 14의 예에서, 코일(215) 상에 위치한 충전 단자(T_1)에의 연결은 보상 단자(T_2)에 대한 탭(233)의 연결 지점 위쪽에 있다. 이러한 조절은 증가된 전압(그리고 따라서 보다 높은 전하(Q_1))이 상부 충전 단자(T_1)에 인가될 수 있게 한다. 다른 실시예들에서, 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)에 대한 연결 지점들이 반대로 될 수 있다. Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서 유도 표면과 경사를 갖는 전기 필드를 여기시키기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200d)의 총 유효 높이(h_{TE})를 조절하는 것이 가능하다. 도 4에 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 거리가 또한 $-j\gamma\rho$ 에 대하여 수학식 20b의 크기와 수학식 21의 크기를 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. 굴절률(n), 복소 브루스터 각($\Theta_{i,B}$ 및 $\Psi_{i,B}$), 파 경사($|W|e^{j\psi}$) 및 복소 유효 높이($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$)가 상기 수학식 41 내지 수학식 44와 관련하여 기술된 바와 같이 결정될 수 있다.

[0372] 선택된 충전 단자(T_1) 구성의 경우, 구체 직경(또는 유효 구체 직경)이 결정될 수 있다. 예를 들어, 충전 단자(T_1)가 구체로서 구성되지 않은 경우, 단자 구성이 유효 구체 직경을 갖는 구체 정전용량으로서 모델링될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하(Q_1)를 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T_1)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T_1)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다. 충전 단자(T_1) 상의 속박 전하의 양을 감소시키기 위해, 유도 표면파를 발진시키기 위한 충전 단자(T_1) 상의 자유 전하를 제공하는 원하는 고도는 손실형 전도성 매체(예컨대, 지구) 위쪽에 있는 유효 구체 직경의 4 내지 5배 이상이어야만 한다. 보상 단자(T_2)는 R_x 에서 유도 표면과 경사를 갖는 전기 필드를 여기시키기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200d)의 총 유효 높이(h_{TE})를 조절하는 데 사용될 수 있다. 보상 단자(T_2)는 충전 단자(T_1) 아래로 $h_d = h_T - h_p$ 에 위치될 수 있고, 여기서 h_T 는 충전 단자(T_1)의 총 물리적 높이이다. 보상 단자(T_2)의 위치가 고정되고 위상 지연(Φ_U)이 상부 충전 단자(T_1)에 인가되는 경우, 하부 보상 단자(T_2)에 인가되는 위상 지연(Φ_L)이 수학식 89이도록 수학식 86의 관계들을 사용하여 결정될 수 있다:

[0373] [수학식 89]

[0374]
$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_d + y) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_p + z) e^{j(\beta h_p + \beta z + \Phi_L)}}{(h_d + y)} \right)$$

[0375] 대안의 실시예들에서, 보상 단자(T_2)가 $\text{Im}\{\Phi_L\} = 0$ 인 높이 h_d 에 위치될 수 있다. 이것이 도 15a에 그래픽으로 예시되어 있으며, 도 15a는 Φ_U 의 허수부의 플롯(172) 및 실수부의 플롯(175)을 도시하고 있다. 보상 단자(T_2)는, 플롯(172)에 그래픽으로 예시된 바와 같이, $\text{Im}\{\Phi_U\} = 0$ 인 높이 h_d 에 위치된다. 이 고정 높이에서, 플롯

(175)에 그래픽으로 예시된 바와 같이, 코일 위상 Φ_U 는 $\text{Re}\{\Phi_U\}$ 로부터 결정될 수 있다.

[0376] AC 소스(212)가 (예컨대, 결합을 최대화하기 위해 50Ω 지점에서) 코일(215)에 결합된 경우, 동작 주파수에서 보상 단자(T_2)와 코일의 적어도 일부분 간의 병렬 공진을 위해 탭(233)의 위치가 조절될 수 있다. 도 15b는 도 14의 개괄적인 전기 배선(electrical hookup)의 개략 다이어그램을 도시하고 있으며, 여기서 V_1 은 AC 소스(212)로부터 탭(227)을 통해 코일(215)의 하부 부분에 인가되는 전압이고, V_2 는 상부 충전 단자(T_1)에 공급되는 탭(224)에서의 전압이며, V_3 은 탭(233)을 통해 하부 보상 단자(T_2)에 인가되는 전압이다. 저항(R_p) 및 저항(R_d)은, 각각, 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)의 접지 귀로 저항(ground return resistance)들을 나타낸다. 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)는 구체, 원통, 토로이드(toroid), 링, 후드, 또는 용량성 구조물의 임의의 다른 조합으로서 구성될 수 있다. 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하들(Q_1 및 Q_2)을 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T_1)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T_1)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다. 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(C_p) 및 보상 단자(T_2)의 자기 정전용량(C_d)은, 예를 들어, 수학적 식 24를 사용하여 결정될 수 있다.

[0377] 도 15b에서 알 수 있는 바와 같이, 코일(215)의 인덕턴스의 적어도 일부분, 보상 단자(T_2)의 자기 정전용량(C_d), 및 보상 단자(T_2)와 연관된 접지 귀로 저항(R_d)에 의해 공진 회로가 형성된다. 보상 단자(T_2)에 인가되는 전압(V_3)을 조절하는 것에 의해(예컨대, 코일(215) 상의 탭(233) 위치를 조절하는 것에 의해) 또는 C_d 를 조절하기 위해 보상 단자(T_2)의 높이 및/또는 크기를 조절하는 것에 의해 병렬 공진이 확립될 수 있다. 병렬 공진을 위해 코일 탭(233)의 위치가 조절될 수 있으며, 그 결과 접지 말뚝(218)을 통한 그리고 전류계(236)를 통한 접지 전류가 최대 지점에 도달할 것이다. 보상 단자(T_2)의 병렬 공진이 확립된 후에, AC 소스(212)에 대한 탭(227)의 위치가 코일(215) 상의 50Ω 지점으로 조절될 수 있다.

[0378] 코일(215)로부터의 전압(V_2)이 충전 단자(T_1)에 인가될 수 있고, 총 유효 높이(h_{TE})의 위상(Φ)이 Hankei 크로스 오버 거리(R_x)에서의 유도 표면과 경사(W_{RX})의 각도와 대략 동일하도록 탭(224)의 위치가 조절될 수 있다. 이 동작점에 도달할 때까지 코일 탭(224)의 위치가 조절될 수 있고, 그 결과 전류계(236)를 통한 접지 전류가 최대로 증가한다. 이 시점에서, 유도 표면 도파로 프로브(200d)에 의해 여기되는 결과적인 필드들이 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에서의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되고, 그 결과 유도 표면파가 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 발진한다. 이것은 유도 표면 도파로 프로브(200)로부터 연장되는 방사상 구조(radial)를 따라 필드 강도를 측정하는 것에 의해 검증될 수 있다.

[0379] 보상 단자(T_2)를 포함하는 회로의 공진이 충전 단자(T_1)의 부착에 따라 그리고/또는 탭(224)을 통해 충전 단자(T_1)에 인가되는 전압의 조절에 따라 변할 수 있다. 공진을 위해 보상 단자 회로를 조절하는 것이 충전 단자 연결의 후속 조절에는 도움이 되지만, Hankei 크로스오버 거리(R_x)에서 유도 표면과 경사(W_{RX})를 확립하는 데는 필요하지 않다. 이 시스템은, AC 소스(212)가 코일(215) 상의 50Ω 지점에 있도록 탭(227)의 위치를 반복적으로 조절하는 것 및 전류계(236)를 통한 접지 전류를 최대화하기 위해 탭(233)의 위치를 조절하는 것에 의해, 결합을 개선시키기 위해 추가로 조절될 수 있다. 탭(227) 및 탭(233)의 위치들이 조절될 때 또는 다른 컴포넌트들이 코일(215)에 부착될 때 보상 단자(T_2)를 포함하는 회로의 공진이 드리프트할 수 있다.

[0380] 다른 구현들에서, 코일(215)로부터의 전압(V_2)이 충전 단자(T_1)에 인가될 수 있고, 총 유효 높이(h_{TE})의 위상(Φ)이 R_x 에서의 유도 표면과 경사각(Ψ)과 대략 동일하도록 탭(233)의 위치가 조절될 수 있다. 동작점에 도달할 때까지 코일 탭(224)의 위치가 조절될 수 있고, 그 결과 전류계(236)를 통한 접지 전류가 최대치에 실질적으로 도달한다. 결과적인 필드들이 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에서의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되고, 유도 표면파가 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 발진된다. 이것은 유도 표면 도파로 프로브(200)로부터 연장되는 방사상 구조(radial)를 따라 필드 강도를 측정하는 것에 의해 검증될 수 있다. 이 시스템은, AC 소스(212)가 코일(215) 상의 50Ω 지점에 있도록 탭(227)의 위치를 반복적으로 조절하는 것 및 전류계(236)를 통한 접지 전류를 최대화하기 위해 탭(224 및/또는 233)의 위치를 조절하는 것에 의해,

결합을 개선시키기 위해 추가로 조절될 수 있다.

[0381] 도 12를 다시 참조하면, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작이 유도 표면 도파로 프로브(200)와 연관된 동작 조건들의 변동들에 맞춰 조절되도록 제어될 수 있다. 예를 들어, 프로브 제어 시스템(230)은 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작을 제어하기 위해 결합 회로(209) 그리고/또는 충전 단자(T_1) 및/또는 보상 단자(T_2)의 위치 선정을 제어하는 데 사용될 수 있다. 동작 조건들은 손실형 전도성 매체(203)의 특성들(예컨대, 전도율(σ) 및 상대 유전율(ϵ_r))의 변동들, 필드 강도의 변동들 및/또는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 부하의 변동들을 포함할 수 있지만, 이들로 제한되지 않는다. 수학적 식 41 내지 수학적 식 44로부터 알 수 있는 바와 같이, 굴절률(n), 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$ 및 $\psi_{i,B}$), 파 경사($|W|e^{j\psi}$) 및 복소 유효 높이($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$)가, 예컨대, 기상 상태들로 인한 토양 전도율 및 유전율의 변화들에 의해 영향을 받을 수 있다.

[0382] 예컨대, 전도율 측정 프로브들, 유전율 센서들, 접지 파라미터 미터들, 필드 미터들, 전류 모니터들 및/또는 부하 수신기들과 같은 장비가 동작 조건들의 변화들이 있는지 모니터링하고 현재의 동작 조건들에 관한 정보를 프로브 제어 시스템(230)에게 제공하는 데 사용될 수 있다. 프로브 제어 시스템(230)은 이어서 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 명시된 동작 조건들을 유지하기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 하나 이상의 조절을 행할 수 있다. 예를 들어, 수분과 온도가 변함에 따라, 토양의 전도율이 또한 변할 것이다. 전도율 측정 프로브들 및/또는 유전율 센서들이 유도 표면 도파로 프로브(200) 주위의 다수의 위치들에 위치될 수 있다. 일반적으로, 동작 주파수에 대해 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서의 또는 그 주위에서의 전도율 및/또는 유전율을 모니터링하는 것이 바람직할 것이다. 전도율 측정 프로브들 및/또는 유전율 센서들이 유도 표면 도파로 프로브(200) 주위의 다수의 위치들에(예컨대, 각각의 사분면에) 위치될 수 있다.

[0383] 이어서 도 16을 참조하면, 수직 축(z)을 따라 배열되는 충전 단자(T_1) 및 충전 단자(T_2)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 일 예가 도시되어 있다. 유도 표면 도파로 프로브(200e)는, 영역 1을 구성하는, 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 배치된다. 그에 부가하여, 제2 매체(206)는 손실형 전도성 매체(203)와 경계 계면을 공유하고 영역 2를 구성한다. 충전 단자들(T_1 및 T_2)은 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 위치된다. 충전 단자(T_1)는 높이(H_1)에 위치되고, 충전 단자(T_2)는 수직 축(z)을 따라 T_1 바로 아래로 높이(H_2)에 위치되며, 여기서 H_2 는 H_1 보다 작다. 유도 표면 도파로 프로브(200e)에 의해 제공되는 전송 구조물의 높이(h)는 $h = H_1 - H_2$ 이다. 유도 표면 도파로 프로브(200e)는 여기 소스(212)를 충전 단자들(T_1 및 T_2)에 결합시키는 프로브 결합 회로(209)를 포함한다.

[0384] 충전 단자들(T_1 및/또는 T_2)은, 실용적으로 가능한 한 많은 전하를 보유하는 크기로 될 수 있는, 전하를 보유할 수 있는 전도성 질량체(conductive mass)를 포함한다. 충전 단자(T_1)는 자기 정전용량(C_1)을 갖고, 충전 단자(T_2)는 자기 정전용량(C_2)을 가지며, 이 자기 정전용량들은, 예를 들어, 수학적 식 24를 사용하여 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)를 충전 단자(T_2) 바로 위쪽에 배치하는 것에 의해, 충전 단자(T_1)와 충전 단자(T_2) 사이에 상호 정전용량(C_M)이 생성된다. 충전 단자들(T_1 및 T_2)이 동일할 필요는 없고, 각각이 개별적인 크기 및 형상을 가질 수 있으며, 상이한 전도성 재료들을 포함할 수 있다는 것에 유의한다. 궁극적으로, 유도 표면 도파로 프로브(200e)에 의해 발진되는 유도 표면파의 필드 강도는 단자(T_1) 상의 전하의 양에 정비례한다. 전하(Q_1)는, 차례로, 충전 단자(T_1)와 연관된 자기 정전용량(C_1)에 비례하는데, 그 이유는 $Q_1 = C_1 V$ 이기 때문이고, 여기서 V 는 충전 단자(T_1) 상에 부여된 전압이다.

[0385] 미리 정의된 동작 주파수에서 동작하도록 적절하게 조절될 때, 유도 표면 도파로 프로브(200e)는 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 유도 표면파를 생성한다. 여기 소스(212)는 구조물을 여기서시키기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200e)에 인가되는 전기 에너지를 미리 정의된 주파수로 생성할 수 있다. 유도 표면 도파로 프로브(200e)에 의해 생성된 전자기 필드들이 손실형 전도성 매체(203)와 실질적으로 모드-매칭될 때, 전자기 필드들은 반사를 거의 또는 전혀 초래하지 않는 복소 브루스터 각으로 입사하는 파면을 실질적으로 합성한다. 따라서, 표면 도파로 프로브(200e)는 방사파를 생성하지 않고, 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 유도 표면 진행파를 발진시킨다. 여기 소스(212)로부터의 에너지는 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 유효 전송 범위(effective transmission range) 내에 위치되는 하나 이상의 수신기에게 Zenneck 표면 전류들로서 전송될 수

있다.

[0386] 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에서의 방사상 Zenneck 표면 전류($J_\rho(\rho)$)의 접근선들이 근위에서 $J_1(\rho)$ 이고 원위에서 $J_2(\rho)$ 인 것으로 결정할 수 있고, 여기서

[0387] [수학식 90]

[0388] Close-in ($\rho < \lambda/8$): $J_\rho(\rho) \sim J_1 = \frac{I_1+I_2}{2\pi\rho} + \frac{E_\rho^{QS}(Q_1)+E_\rho^{QS}(Q_2)}{Z_\rho}$

[0389] 이고,

[0390] [수학식 91]

[0391] Far-out ($\rho \gg \lambda/8$): $J_\rho(\rho) \sim J_2 = \frac{j\gamma\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}$

[0392] 이며,

[0393] 여기서 I_1 은 제1 충전 단자(T_1) 상의 전하(Q_1)를 공급하는 전도 전류이고, I_2 는 제2 충전 단자(T_2) 상의 전하(Q_2)를 공급하는 전도 전류이다. 상부 충전 단자(T_1) 상의 전하(Q_1)는 $Q_1 = C_1V_1$ 에 의해 결정되고, 여기서 C_1 은 충전 단자(T_1)의 고립 정전용량(isolated capacitance)이다. $(E_\rho^{Q_1})/Z_\rho$ 에 의해 주어지는 앞서 기재된 J_1 에 대한 제3 성분이 있으며, 이 제3 성분이 Leontovich 경계 조건으로부터 나오고 제1 충전 단자 상의 상승된 진동 전하(Q_1)의 준정적 필드에 의해 펌핑되는 손실형 전도성 매체(203)에서의 방사상 전류 기여분이라는 것에 유의한다. 양 $Z_\rho = j\omega\mu_o/\gamma_e$ 가 손실형 전도성 매체의 방사상 임피던스(radial impedance)이고, 여기서 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\varepsilon_1)^{1/2}$ 이다.

[0394] 수학식 90 및 수학식 91에 의해 기재된 바와 같은 근위에서의 방사상 전류 및 원위에서의 방사상 전류를 나타내는 접근선들은 복소량들이다. 다양한 실시예들에 따르면, 물리적 표면 전류($J(\rho)$)는 크기 및 위상에서 전류 접근선들과 가능한 한 가깝게 매칭하도록 합성된다. 즉, 근위 $|J(\rho)|$ 는 $|J_1|$ 에 접할 것이고 원위 $|J(\rho)|$ 는 $|J_2|$ 에 접할 것이다. 또한, 다양한 실시예들에 따르면, $J(\rho)$ 의 위상은 근위에서의 J_1 의 위상으로부터 원위에서의 J_2 의 위상으로 전이해야만 한다.

[0395] 유도 표면파를 발전시키도록 전송 지점(site of transmission)에서의 유도 표면파 모드를 매칭시키기 위해, 원위에서의 표면 전류 $|J_2|$ 의 위상이 근위에서의 표면 전류 $|J_1|$ 의 위상과 $e^{-j\beta(\rho_2-\rho_1)}$ 에 대응하는 전파 위상 + 대략 45도 또는 225도의 상수만큼 상이해야만 한다. 이러한 이유는 $\sqrt{\gamma}$ 에 대한 2개의 근(root)이 하나는 $\pi/4$ 근방에 그리고 하나는 $5\pi/4$ 근방에 있기 때문이다. 적절하게 조절된 방사상 표면 전류는 수학식 92이다.

[0396] [수학식 92]

[0397] $J_\rho(\rho, \phi, 0) = \frac{I_o\gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$

[0398] 이것이 수학식 17과 부합한다는 것에 유의한다. Maxwell의 방정식들에 의해, 이러한 $J(\rho)$ 표면 전류는 수학식 93 내지 수학식 95에 부합하는 필드들을 자동으로 생성한다.

[0399] [수학식 93]

[0400] $H_\phi = \frac{-\gamma I_o}{4} e^{-u_2z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$

[0401] [수학식 94]

$$E_{\rho} = \frac{-\gamma I_0}{4} \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0403] [수학식 95]

$$E_z = \frac{-\gamma I_0}{4} \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0405] 따라서, 매칭되어야 하는 유도 표면과 모드에 대한 원위에서의 표면 전류 $|J_2|$ 와 근위에서의 표면 전류 $|J_1|$ 사이의 위상차는, 수학식 1 내지 수학식 3과 부합하는, 수학식 93 내지 수학식 95 내의 Hanke1 함수들의 특성들로 인한 것이다. 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 17과 수학식 92 내지 수학식 95에 의해 표현되는 필드들이, 지상파 전파와 연관되어 있는 *방사 필드들이 아닌*, 손실형 계면에 속박된 *전송 라인 모드*의 특성을 갖는다는 것을 인식하는 것이 중요하다.

[0406] 주어진 위치에서 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 주어진 설계에 대한 적절한 전압 크기들 및 위상들을 획득하기 위해, 반복적 접근법이 사용될 수 있다. 구체적으로는, 생성된 방사상 표면 전류 밀도를 결정하기 위해 단자들(T_1 및 T_2)에의 공급 전류들, 충전 단자들(T_1 및 T_2) 상의 전하들, 및 손실형 전도성 매체(203)에서의 그들의 이미지들을 고려하여, 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 주어진 여기 및 구성의 분석이 수행될 수 있다. 이 프로세스는 주어진 유도 표면 도파로 프로브(200e)에 대한 최적의 구성 및 여기가 원하는 파라미터들에 기초하여 결정될 때까지 반복적으로 수행될 수 있다. 주어진 유도 표면 도파로 프로브(200e)가 최적 레벨에서 동작하는지 여부를 결정하는 데 도움을 주기 위해, 유도 필드 강도 곡선(103)(도 1)이 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 위치에서의 영역 1의 전도율(σ_1) 및 영역 1의 유전율(ϵ_1)에 대한 값들에 기초하여 수학식 1 내지 수학식 12를 사용하여 생성될 수 있다. 이러한 유도 필드 강도 곡선(103)은, 최적의 전송이 달성되었는지를 결정하기 위해, 측정된 필드 강도들이 유도 필드 강도 곡선(103)에 의해 표시되는 크기들과 비교될 수 있도록 동작에 대한 벤치마크를 제공할 수 있다.

[0407] 최적화된 조건에 도달하기 위해, 유도 표면 도파로 프로브(200e)와 연관된 다양한 파라미터들이 조절될 수 있다. 유도 표면 도파로 프로브(200e)를 조절하기 위해 변화될 수 있는 하나의 파라미터는 손실형 전도성 매체(203)의 표면에 대한 충전 단자들(T_1 및/또는 T_2) 중 하나 또는 둘 다의 높이이다. 그에 부가하여, 충전 단자(T_1)와 충전 단자(T_2) 사이의 거리 또는 간격이 또한 조절될 수 있다. 그렇게 할 때, 인지될 수 있는 바와 같이, 충전 단자들(T_1 및 T_2)과 손실형 전도성 매체(203) 사이의 상호 정전용량(C_M) 또는 임의의 속박 정전용량들을 최소화하거나 다른 방식으로 변경할 수 있다. 각자의 충전 단자들(T_1 및/또는 T_2)의 크기가 또한 조절될 수 있다. 충전 단자들(T_1 및/또는 T_2)의 크기를 변화시키는 것에 의해, 인지될 수 있는 바와 같이, 각자의 자기 정전용량들(C_1 및/또는 C_2) 및 상호 정전용량(C_M)을 변경할 것이다.

[0408] 게다가, 조절될 수 있는 다른 파라미터는 유도 표면 도파로 프로브(200e)와 연관된 프로브 결합 회로(209)이다. 이것은 프로브 결합 회로(209)를 구성하는 유도성 및/또는 용량성 리액턴스들의 크기를 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 예를 들어, 이러한 유도성 리액턴스들이 코일들을 포함하는 경우, 이러한 코일들 상의 턴 수가 조절될 수 있다. 궁극적으로, 프로브 결합 회로(209)의 전기적 길이를 변경함으로써 충전 단자들(T_1 및 T_2) 상의 전압 크기들 및 위상들에 영향을 주기 위해 프로브 결합 회로(209)에 대한 조절들이 행해질 수 있다.

[0409] 인지될 수 있는 바와 같이, 다양한 조절들을 행하는 것에 의해 수행되는 전송의 반복들이 컴퓨터 모델들을 사용하는 것에 의해 또는 물리적 구조물들을 조절하는 것에 의해 구현될 수 있다는 것에 유의한다. 상기 조절들을 행하는 것에 의해, 앞서 기재된 수학식 90 및 수학식 91에 명시된 유도 표면과 모드의 동일한 전류들($J(\rho)$)을 근사화하는 대응하는 "근위" 표면 전류(J_1) 및 "원위" 표면 전류(J_2)를 생성할 수 있다. 그렇게 할 때, 결과적인 전자기 필드들이 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상의 유도 표면과 모드에 실질적으로 또는 대략적으로 모드-매칭될 것이다.

[0410] 도 16의 예에 도시되어 있지 않지만, 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 동작이 유도 표면 도파로 프로브(200)와 연관된 동작 조건들의 변동들에 맞춰 조절되도록 제어될 수 있다. 예를 들어, 도 12에 도시된 프로브 제어 시

시스템(230)은 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 동작을 제어하기 위해 결합 회로(209) 및/또는 충전 단자들(T_1 및/또는 T_2)의 위치선정 및/또는 크기를 제어하는 데 사용될 수 있다. 동작 조건들은 손실형 전도성 매체(203)의 특성들(예컨대, 전도율(σ) 및 상대 유전율(ϵ_r))의 변동들, 필드 강도의 변동들 및/또는 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 부하의 변동들을 포함할 수 있지만, 이들로 제한되지 않는다.

[0411] 이제 도 17을 참조하면, 여기서는 유도 표면 도파로 프로브(200f)라고 표기된, 도 16의 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 일 예가 도시되어 있다. 유도 표면 도파로 프로브(200f)는 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)에 의해 제공되는 평면에 실질적으로 수직인 수직 축(z)을 따라 위치되는 충전 단자들(T_1 및 T_2)을 포함한다. 제2 매체(206)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 있다. 충전 단자(T_1)는 자기 정전용량(C_1)을 갖고, 충전 단자(T_2)는 자기 정전용량(C_2)을 갖는다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 충전 단자들(T_1 및 T_2)에 인가되는 전압들에 의존하는 전하(Q_1)와 전하(Q_2)가 충전 단자(T_1) 및 충전 단자(T_2)에, 각각, 부여된다. 충전 단자(T_1)와 충전 단자(T_2) 사이에 그들 사이의 거리에 의존하는 상호 정전용량(C_M)이 존재할 수 있다. 그에 추가하여, 손실형 전도성 매체(203)에 대한 각자의 충전 단자들(T_1 및 T_2)의 높이들에 의존하는 속박 정전용량들이 각자의 충전 단자들(T_1 및 T_2)과 손실형 전도성 매체(203) 사이에 존재할 수 있다.

[0412] 유도 표면 도파로 프로브(200f)는 충전 단자들(T_1 및 T_2)의 각자의 충전 단자들에 결합되는 한 쌍의 리드들을 갖는 코일(L_{1a})을 포함하는 유도성 임피던스를 포함하는 프로브 결합 회로(209)를 포함한다. 일 실시예에서, 코일(L_{1a})은 유도 표면 도파로 프로브(200f)의 동작 주파수에서의 파장의 절반(1/2)인 전기적 길이를 갖는 것으로 명시되어 있다.

[0413] 코일(L_{1a})의 전기적 길이가 동작 주파수에서의 파장의 대략 절반(1/2)으로서 명시되어 있지만, 코일(L_{1a})이 다른 값들의 전기적 길이를 갖는 것으로 명시될 수 있다는 것이 이해된다. 일 실시예에 따르면, 코일(L_{1a})이 동작 주파수에서의 파장의 대략 절반의 전기적 길이를 갖는다는 사실은 충전 단자들(T_1 및 T_2)에 최대 전압차가 생성된다는 점에서 장점을 제공한다. 그럼에도 불구하고, 유도 표면과 모드의 최적의 여기를 달성하기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200f)를 조절할 때 코일(L_{1a})의 길이 또는 직경이 증가 또는 감소될 수 있다. 코일 길이의 조절은 코일의 한쪽 단부 또는 양쪽 단부들에 위치한 탭들에 의해 제공될 수 있다. 다른 실시예들에서, 유도성 임피던스가 유도 표면 도파로 프로브(200f)의 동작 주파수에서의 파장의 1/2보다 상당히 더 작거나 더 큰 전기적 길이를 갖는 것으로 명시되어 있을 수 있다.

[0414] 여기 소스(212)가 자기 결합에 의해 프로브 결합 회로(209)에 결합될 수 있다. 구체적으로는, 여기 소스(212)가 코일(L_{1a})에 유도적으로 결합되는 코일(L_p)에 결합된다. 이것은, 인지될 수 있는 바와 같이, 링크 결합, 탭을 갖는 코일(tapped coil), 가변 리액턴스, 또는 다른 결합 접근법에 의해 행해질 수 있다. 이를 위해, 인지될 수 있는 바와 같이, 코일(L_p)은 1차측(primary)으로서 기능하고, 코일(L_{1a})은 2차측(secondary)으로서 기능한다.

[0415] 원하는 유도 표면과의 전송을 위해 유도 표면 도파로 프로브(200f)를 조절하기 위해, 손실형 전도성 매체(203)에 대한 그리고 서로에 대한 각자의 충전 단자들(T_1 및 T_2)의 높이들이 변경될 수 있다. 또한, 충전 단자들(T_1 및 T_2)의 크기들이 변경될 수 있다. 그에 추가하여, 턴들을 부가 또는 제거하는 것에 의해 또는 코일(L_{1a})의 어떤 다른 치수를 변화시키는 것에 의해 코일(L_{1a})의 크기가 변경될 수 있다. 코일(L_{1a})은 또한 도 17에 도시된 바와 같이 전기적 길이를 조절하기 위한 하나 이상의 탭을 포함할 수 있다. 어느 하나의 충전 단자(T_1 또는 T_2)에 연결된 탭의 위치가 또한 조절될 수 있다.

[0416] 다음에 도 18a, 도 18b, 도 18c 및 도 19를 참조하면, 무선 전력 전달 시스템들에서 표면 유도파들을 사용하기 위한 일반화된 수신 회로들의 예들이 도시되어 있다. 도 18a, 도 18b 및 도 18c는, 각각, 선형 프로브(303) 및 튜닝형 공진기(tuned resonator)(306)를 포함한다. 도 19는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 자기 코일(309)이다. 다양한 실시예들에 따르면, 선형 프로브(303), 튜닝형 공진기(306), 및 자기 코일(309) 각각은 다양한 실시예들에 따라 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에서 유도 표면파의 형태로 전송되는 전력을 수신하는데 이용될 수 있다. 앞서 언급된 바와 같이, 일 실시예에서, 손실형 전도성 매체(203)는 지상 매체(또는 지

구)를 포함한다.

[0417] 특히 도 18a를 참조하면, 선형 프로브(303)의 출력 단자들(312)에서의 개방 회로 단자 전압은 선형 프로브(303)의 유효 높이에 의존한다. 이 때문에, 단자 지점 전압(*terminal point voltage*)은 수학적 96으로서 계산될 수 있고,

[0418] [수학적 96]

[0419]
$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl$$

[0420] 여기서, E_{inc} 는 미터 당 볼트 단위의 선형 프로브(303) 상에 유도되는 입사 전기 필드의 강도이고, dl 은 선형 프로브(303)의 방향을 따른 적분 요소이며, h_e 는 선형 프로브(303)의 유효 높이이다. 전기 부하(315)가 임피던스 매칭 네트워크(318)를 통해 출력 단자들(312)에 결합된다.

[0421] 선형 프로브(303)에 앞서 기술된 바와 같은 유도 표면파가 인가될 때, 출력 단자들(312)에 걸쳐 전압이 발생하며, 이 전압이 경우에 따라 켈레 임피던스 매칭 네트워크(318)를 통해 전기 부하(315)에 인가될 수 있다. 전기 부하(315)로의 전력의 흐름을 용이하게 하기 위해, 전기 부하(315)는 이하에서 기술될 것인 바와 같이 선형 프로브(303)에 실질적으로 임피던스 매칭되어야만 한다.

[0422] 도 18b를 참조하면, 유도 표면파의 파 경사와 동일한 위상 시프트를 갖는 접지 전류 여기 코일(*ground current excited coil*)(306a)은 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 상승되어 있는(또는 부유되어 있는) 충전 단자(T_R)를 포함한다. 충전 단자(T_R)는 자기 정전용량(C_R)을 갖는다. 그에 부가하여, 손실형 전도성 매체(203)로부터의 충전 단자(T_R)의 높이에 따라 충전 단자(T_R)와 손실형 전도성 매체(203) 사이에 속박 정전용량(도시되지 않음)이 또한 존재할 수 있다. 속박 정전용량은 실행가능한 한 많이 최소화되는 것이 바람직하지만, 이것이 모든 경우에서 전적으로 필요한 것은 아닐 수 있다.

[0423] 튜닝형 공진기(306a)는 위상 시프트(Φ)를 갖는 코일(L_R)을 포함하는 수신기 네트워크를 또한 포함한다. 코일(L_R)의 한쪽 단부는 충전 단자(T_R)에 결합되고, 코일(L_R)의 다른 쪽 단부는 손실형 전도성 매체(203)에 결합된다. 수신기 네트워크는 코일(L_R)을 충전 단자(T_R)에 결합시키는 수직 공급 라인 전도체를 포함할 수 있다. 이를 위해, 코일(L_R)(튜닝형 공진기(L_R-C_R)라고도 지칭될 수 있음)은 직렬-조절형 공진기(*series-adjusted resonator*)를 충전 단자(C_R)로서 포함하며, 코일(L_R)은 직렬로 배치된다. 구조물의 위상(Φ)이 파 경사각(Ψ)과 실질적으로 동일하게 되도록 충전 단자(T_R)의 크기 및/또는 높이를 변화시키는 것 및/또는 코일(L_R)의 크기를 조절하는 것에 의해 코일(L_R)의 위상 지연이 조절될 수 있다. 수직 공급 라인의 위상 지연이 또한, 예컨대, 전도체의 길이를 변화시키는 것에 의해 조절될 수 있다.

[0424] 예를 들어, 자기 정전용량(C_R)에 의해 제공되는 리액턴스는 $1/j\omega C_R$ 로서 계산된다. 구조물(306a)의 총 정전용량이 또한 충전 단자(T_R)와 손실형 전도성 매체(203) 사이의 정전용량을 포함할 수 있고, 여기서 구조물(306a)의 총 정전용량은, 인지될 수 있는 바와 같이, 자기 정전용량(C_R) 및 임의의 속박 정전용량 둘 다로부터 계산될 수 있다. 일 실시예에 따르면, 임의의 속박 정전용량을 실질적으로 감소시키거나 제거하기 위해 충전 단자(T_R)가 어떤 높이로 상승될 수 있다. 속박 정전용량의 존재는, 이전에 논의된 바와 같이, 충전 단자(T_R)와 손실형 전도성 매체(203) 사이의 정전용량 측정들로부터 결정될 수 있다.

[0425] 이산 요소 코일(*discrete-element coil*)(L_R)에 의해 제공되는 유도성 리액턴스는 $j\omega L$ 로서 계산될 수 있고, 여기서 L 은 코일(L_R)의 집중 요소 인덕턴스(*lumped-element inductance*)이다. 코일(L_R)이 분산 요소(*distributed element*)인 경우, 그의 등가 단자 지점 유도성 리액턴스는 종래의 접근법들에 의해 결정될 수 있다. 구조물(306a)을 튜닝하기 위해, 동작 주파수에서 표면 도파로에 모드-매칭시킬 목적으로 위상 지연이 파 경사와 동일하도록 조절을 수행할 것이다. 이 조건 하에서, 수신 구조물이 표면 도파로와 "모드-매칭되는" 것으로 간주될 수 있다. 구조물 주변의 변압기 링크(*transformer link*) 및/또는 임피던스 매칭 네트워크(324)가 부하에 전력을 결합시키기 위해 프로브와 전기 부하(327) 사이에 삽입될 수 있다. 임피던스 매칭 네트워크(324)를 프로브 단자들(321)과 전기 부하(327) 사이에 삽입하는 것은 전기 부하(327)로의 최대 전력 전송을 위한 켈레 매칭 조

건(conjugate-match condition)을 달성할 수 있다.

[0426] 동작 주파수들에서 표면 전류들이 존재할 때, 전력이 표면 유도파부터 전기 부하(327)에게 전달될 것이다. 이를 위해, 전기 부하(327)가 자기 결합(magnetic coupling), 용량성 결합(capacitive coupling), 또는 전도성(직접 탭(direct tap)) 결합을 통해 구조물(306a)에 결합될 수 있다. 결합 네트워크의 요소들은, 인지될 수 있는 바와 같이, 집중 컴포넌트(lumped component)들 또는 분산 요소들일 수 있다.

[0427] 도 18b에 도시된 실시예에서, 변압기 1차측으로서 기능하는 코일(L_R)에 대해 코일(L_S)이 2차측으로서 배치되는 자기 결합이 이용된다. 인지될 수 있는 바와 같이, 코일을 동일한 코어 구조물 주위에 기하학적으로 권취하고 결합 자속(coupled magnetic flux)을 조절하는 것에 의해 코일(L_S)이 코일(L_R)에 링크-결합(link-couple)될 수 있다. 그에 부가하여, 수신 구조물(306a)이 직렬 튜닝형 공진기(series-tuned resonator)를 포함하지만, 병렬 튜닝형 공진기(parallel-tuned resonator) 또는 심지어는 적절한 위상 지연의 분산-요소 공진기(distributed-element resonator)가 또한 사용될 수 있다.

[0428] 전자기 필드 속에 놓여 있는 수신 구조물이 필드들로부터의 에너지를 결합시킬 수 있지만, 이 결합을 최대화하는 것에 의해 편파 매칭된 구조물(polarization-matched structure)들이 최상으로 작동할 수 있으며, 도파로 모드들에의 프로브 결합(probe-coupling)에 대한 종래의 규칙들이 준수되어야만 한다는 것이 인지될 수 있다. 예를 들어, TE₂₀(횡방향 전기 모드(transverse electric mode)) 도파로 프로브는 TE₂₀ 모드에서 여기된 종래의 도파로로부터 에너지를 추출하는 데 최적일 수 있다. 이와 유사하게, 이 경우들에서, 모드-매칭되고 위상-매칭된 수신 구조물은 표면 유도파부터의 전력을 결합시키도록 최적화될 수 있다. 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에 유도 표면 도파로 프로브(200)에 의해 여기되는 유도 표면파는 개방형 도파로(open waveguide)의 도파로 모드인 것으로 간주될 수 있다. 도파로 손실들을 제외하고, 소스 에너지가 완전히 회수될 수 있다. 유용한 수신 구조물들은 E-필드 결합되거나, H-필드 결합되거나, 표면-전류 여기될 수 있다.

[0429] 수신 구조물이 수신 구조물 근방에 있는 손실형 전도성 매체(203)의 국지적 특성들에 기초하여 유도 표면파와의 결합을 증가 또는 최대화하도록 조절될 수 있다. 이것을 달성하기 위해, 수신 구조물의 위상 지연(Φ)이 수신 구조물에서의 표면 진행파의 파 경사각(Ψ)과 매칭하도록 조절될 수 있다. 적절하게 구성된 경우, 수신 구조물은 복소 깊이 z = -d/2에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면과 관련하여 공진하도록 튜닝될 수 있다.

[0430] 예를 들어, 코일(L_R) 및 코일(L_R)과 충전 단자(T_R) 사이에 연결된 수직 공급 라인을 포함하는, 도 18b의 튜닝형 공진기(306a)를 포함하는 수신 구조물을 고려한다. 충전 단자(T_R)가 손실형 전도성 매체(203)로부터 어떤 정해진 높이에 위치된 경우, 코일(L_R) 및 수직 공급 라인의 총 위상 시프트(Φ)가 튜닝형 공진기(306a)의 위치에서의 파 경사각(Ψ)과 매칭될 수 있다. 수학적 22로부터, 파 경사가 점근적으로 수학적 97로 되는 것을 알 수 있고,

[0431] [수학적 97]

$$W = |W|e^{j\Psi} = \frac{E_\rho}{E_z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - j\frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_0}}}$$

[0432] 여기서 ϵ_r 은 상대 유전율을 포함하고, σ_1 은 수신 구조물의 위치에서의 손실형 전도성 매체(203)의 전도율이며, ϵ_0 는 자유 공간의 유전율이고, $\omega = 2\pi f$ 이며, 여기서 f는 여기 주파수이다. 따라서, 파 경사각(Ψ)은 수학적 97로부터 결정될 수 있다.

[0433] 튜닝형 공진기(306a)의 총 위상 시프트(Φ = Θ_c + Θ_y)는 코일(L_R)을 통한 위상 지연(Θ_c)과 수직 공급 라인의 위상 지연(Θ_y) 둘 다를 포함한다. 수직 공급 라인의 전도체 길이(l_w)를 따른 공간적 위상 지연은 Θ_y = β_wl_w에 의해 주어질 수 있고, 여기서 β_w는 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수이다. 코일(또는 나선형 지연 라인)로 인한 위상 지연은, 물리적 길이가 l_c이고 전파 인자가 수학적 98인 경우, Θ_c = β_pl_c이며,

[0435] [수학식 98]

[0436]
$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

[0437] 여기서 V_f 는 구조물 상의 속도 인자이고, λ_0 는 공급된 주파수에서의 파장이며, λ_p 는 속도 인자 V_f 로부터 얻어지는 전파 파장이다. 위상 시프트(Φ)를 파 경사각(Ψ)에 매칭시키기 위해 위상 지연들($\theta_c + \theta_y$) 중 하나 또는 둘 다가 조절될 수 있다. 예를 들어, 총 위상 시프트를 파 경사각에 매칭시키도록($\Phi = \Psi$) 코일 위상 지연(θ_c)을 조절하기 위해 도 18b의 코일(L_R) 상에서의 탭 위치가 조절될 수 있다. 예를 들어, 코일의 일부분이 도 18b에 예시되는 바와 같이 탭 연결에 의해 바이패스(bypass)될 수 있다. 수직 공급 라인 전도체가 또한 탭을 통해 코일(L_R)에 연결될 수 있고, 코일 상에서의 탭의 위치가 총 위상 시프트를 파 경사각에 매칭시키도록 조절될 수 있다.

[0438] 튜닝형 공진기(306a)의 위상 지연(Φ)이 조절되었으면, 충전 단자(T_R)의 임피던스가 복소 깊이($z = -d/2$)에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면과 관련하여 공진으로 튜닝되도록 조절될 수 있다. 이것은 코일(L_R) 및 수직 공급 라인의 진행파 위상 지연들을 변화시키지 않으면서 충전 단자(T_1)의 정전용량을 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 이 조절들은 도 9a 및 도 9b와 관련하여 기술된 것들과 유사하다.

[0439] 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 복소 이미지 평면까지 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 99에 의해 주어지며:

[0440] [수학식 99]

[0441]
$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = Z_o \tanh(j\beta_o(d/2))$$

[0442] 여기서 $\beta_o = \omega\sqrt{\mu_o\epsilon_o}$ 이다. 지구 위쪽에 있는 수직 편파 소스들에 대하여, 복소 이미지 평면의 깊이는 수학식 100에 의해 주어질 수 있고:

[0443] [수학식 100]

[0444]
$$d/2 \approx 1/\sqrt{j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1}$$

[0445] 여기서 μ_1 은 손실형 전도성 매체(203)의 투자율이고, $\epsilon_1 = \epsilon_r\epsilon_o$ 이다.

[0446] 튜닝형 공진기(306a)의 베이스에서, 수신 구조물 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 도 9a에 예시된 바와 같이 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ 이다. 단자 임피던스가 수학식 101:

[0447] [수학식 101]

[0448]
$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R}$$

[0449] - C_R 은 충전 단자(T_R)의 자기 정전용량임 - 인 경우, 튜닝형 공진기(306a)의 수직 공급 라인 전도체 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 102에 의해 주어지고:

[0450] [수학식 102]

[0451]
$$Z_2 = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\beta_W h_W)}{Z_W + Z_R \tanh(j\beta_W h_W)} = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_R \tanh(j\theta_y)}$$

[0452] 튜닝형 공진기(306a)의 코일(L_R) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 103에 의해 주어진다:

[0453] [수학식 103]

$$Z_{base} = R_{base} + jX_{base} = Z_R \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\beta_p H)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_C \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\theta_c)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\theta_c)}$$

[0455] 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 무효 성분(X_{in})을 튜닝형 공진기(306a) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 무효 성분(X_{base})과 매칭시키는 것에 의해, 유도 표면 도파로 모드에의 결합이 최대화될 수 있다.

[0456] 다음에 도 18c를 참조하면, 수신 구조물의 상단에 충전 단자(T_R)를 포함하지 않는 튜닝형 공진기(306b)의 일 예가 도시되어 있다. 이 실시예에서, 튜닝형 공진기(306b)는 코일(L_R)과 충전 단자(T_R) 사이에 결합되는 수직 공급 라인을 포함하지 않는다. 따라서, 튜닝형 공진기(306b)의 총 위상 시프트(Φ)는 코일(L_R)을 통한 위상 지연(θ_c)만을 포함한다. 도 18b의 튜닝형 공진기(306a)에서와 같이, 코일 위상 지연(θ_c)이 수학식 97로부터 결정된 파 경사각(Ψ)과 매칭하도록 - 그 결과 $\Phi = \Psi$ 임 - 조절될 수 있다. 수신 구조물이 표면 도파로 모드에 결합된 경우에 전력 추출이 가능하지만, 충전 단자(T_R)에 의해 제공되는 가변 무효 부하(variable reactive load) 없이 유도 표면파와의 결합을 최대화하도록 수신 구조물을 조절하는 것은 어렵다.

[0457] 도 18d를 참조하면, 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되도록 수신 구조물을 조절하는 것의 일 예를 예시하는 플로차트(180)가 도시되어 있다. 181에서 시작하여, 수신 구조물이 (예컨대, 도 18b의 튜닝형 공진기(306a)의) 충전 단자(T_R)를 포함하는 경우, 184에서 충전 단자(T_R)가 손실형 전도성 매체(203)로부터 어떤 정의된 높이에 위치된다. 표면 유도파가 유도 표면 도파로 프로브(200)에 의해 확립되어 있기 때문에, 충전 단자(T_R)의 물리적 높이(h_p)는 유효 높이보다 아래에 있을 수 있다. 이 물리적 높이는 충전 단자(T_R) 상의 속박 전하를 감소시키거나 최대화하도록 선택될 수 있다(예컨대, 충전 단자의 구체 직경의 4배). 수신 구조물이 (예컨대, 도 18c의 튜닝형 공진기(306b)의) 충전 단자(T_R)를 포함하지 않는 경우, 흐름은 187로 진행된다.

[0458] 187에서, 수신 구조물의 전기적 위상 지연(Φ)이 손실형 전도성 매체(203)의 국지적 특성들에 의해 정의되는 복소 파 경사각(Ψ)에 매칭된다. Φ 를 파 경사각(Ψ)의 각도(Ψ)와 동일하도록 하기 위해 나선형 코일의 위상 지연(θ_c) 및/또는 수직 공급 라인의 위상 지연(θ_y)이 조절될 수 있다. 파 경사각(Ψ)이 수학식 86으로부터 결정될 수 있다. 전기적 위상(Φ)이 이어서 파 경사각에 매칭될 수 있다. 예를 들어, 코일(L_R)의 기하학적 파라미터들 및/또는 수직 공급 라인 전도체의 길이(또는 높이)를 변화시키는 것에 의해 전기적 위상 지연($\Phi = \theta_c + \theta_y$)이 조절될 수 있다.

[0459] 다음에 190에서, 충전 단자(T_R)의 부하 임피던스가 튜닝형 공진기(306a)의 등가 이미지 평면 모델을 공진시키도록 튜닝될 수 있다. 수신 구조물로부터의 전도성 이미지 접지 평면(139)(도 9a)의 깊이($d/2$)는 수학식 100 및, 국지적으로 측정될 수 있는, 수신 구조물에 있는 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)의 값들을 사용하여 결정될 수 있다. 그 복소 깊이를 사용하여, 손실형 전도성 매체(203)의 물리적 경계(136)와 이미지 접지 평면(139)(도 9a) 사이의 위상 시프트(θ_d)는 $\theta_d = \beta_0 d/2$ 를 사용하여 결정될 수 있다. 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스(Z_{in})가 이어서 수학식 99를 사용하여 결정될 수 있다. 유도 표면파들과의 결합을 최대화하기 위해 이러한 공진 관계가 고려될 수 있다.

[0460] 코일(L_R)의 조절된 파라미터들 및 수직 공급 라인 전도체의 길이에 기초하여, 코일(L_R) 및 수직 공급 라인의 속도 인자, 위상 지연, 및 임피던스가 결정될 수 있다. 그에 추가하여, 충전 단자(T_R)의 자기 정전용량(C_R)이, 예컨대, 수학식 24를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(L_R)의 전파 인자(β_p)는 수학식 98을 사용하여 결정될 수 있고, 수직 공급 라인에 대한 전파 위상 상수(β_w)는 수학식 49를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(L_R) 및 수직 공급 라인의 결정된 값들 및 자기 정전용량을 사용하여, 코일(L_R) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 튜닝형 공진기(306a)의 임피던스(Z_{base})가 수학식 101, 수학식 102, 및 수학식 103을 사용하여 결정될 수 있다.

[0461] 도 9a의 등가 이미지 평면 모델이 또한 도 18b의 튜닝형 공진기(306a)에 적용된다. Z_{base} 의 리액턴스 성분 X_{base} 가 Z_{in} 의 X_{in} 의 리액턴스 성분을 소거하도록, 또는 $X_{base} + X_{in} = 0$ 이도록 충전 단자(T_R)의 부하 임피던스(Z_R)를 조절하는 것에 의해, 튜닝형 공진기(306a)가 복소 이미지 평면과 관련하여 공진으로 튜닝될 수 있다. 따라서, 튜닝형 공진기(306a)의 코일 안쪽으로 "올려다볼 때의" 물리적 경계(136)(도 9a)에서의 임피던스는 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때의" 물리적 경계(136)에서의 임피던스의 켈레이다. 충전 단자(T_R)에게 보이는 전기적 위상 지연($\Phi = \theta_c + \theta_y$)을 변화시키지 않으면서 충전 단자(T_R)의 정전용량(C_R)을 변화시킴으로써 부하 임피던스(Z_R)가 조절될 수 있다. 전도성 이미지 접지 평면(139)과 관련하여 등가 이미지 평면 모델을 공진시키도록 부하 임피던스(Z_R)를 튜닝하기 위해 반복적 접근법이 취해질 수 있다. 이러한 방식으로, 전기 필드를 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)의 표면을 따른 유도 표면 도파로 모드에 결합시키는 것이 항상 및/또는 최대화될 수 있다.

[0462] 도 19를 참조하면, 자기 코일(309)은 임피던스 매칭 네트워크(333)를 통해 전기 부하(336)에 결합되는 수신 회로를 포함한다. 유도 표면과로부터의 전력의 수신 및/또는 추출을 용이하게 하기 위해, 유도 표면과의 자속(H_ϕ)이 자기 코일(309)을 통과하도록 자기 코일(309)이 위치될 수 있으며, 그에 의해 자기 코일(309)에 전류를 유도(induce)하고 그의 출력 단자들(330)에 단자 지점 전압을 생성한다. 단일 턴 코일(single turn coil)에 결합되는 유도 표면과의 자속은 수학적 식 104에 의해 표현되고,

[0463] [수학적 식 104]

$$[0464] \mathcal{F} = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_o \vec{H} \cdot \hat{n} dA$$

[0465] 여기서 \mathcal{F} 는 결합 자속이고, μ_r 은 자기 코일(309)의 코어의 유효 상대 투자율이며, μ_o 는 자유 공간의 투자율이고, \vec{H} 는 입사 자기 필드 강도 벡터이며, \hat{n} 은 턴들의 단면 영역(cross-sectional area)에 수직인 단위 벡터이고, A_{CS} 는 각각의 루프에 의해 둘러싸인 영역이다. 자기 코일(309)의 단면 영역에 걸쳐 균일한 입사 자기 필드에의 최대 결합을 위해 배향된 N-턴(N-turn) 자기 코일(309)에 대해, 자기 코일(309)의 출력 단자들(330)에 나타나는 개방-회로 유도 전압은 수학적 식 105이고,

[0466] [수학적 식 105]

$$[0467] V = -N \frac{d\mathcal{F}}{dt} \approx -j\omega \mu_r \mu_o N H A_{CS}$$

[0468] 여기서 변수들은 앞서 정의되어 있다. 자기 코일(309)은, 경우에 따라, 분산형 공진기로서 또는 그의 출력 단자들(330) 사이에 있는 외부 커패시터에 의해 유도 표면과 주파수로 튜닝될 수 있고, 이어서 켈레 임피던스 매칭 네트워크(333)를 통해 외부 전기 부하(336)에 임피던스 매칭될 수 있다.

[0469] 자기 코일(309) 및 전기 부하(336)에 의해 제공되는 결과적인 회로가, 임피던스 매칭 네트워크(333)를 통해, 적절하게 조절되어 켈레 임피던스 매칭된다고 가정하면, 자기 코일(309)에 유도되는 전류는 전기 부하(336)에 최적으로 전력을 공급하는 데 이용될 수 있다. 자기 코일(309)에 의해 제공되는 수신 회로는 접지에 물리적으로 연결될 필요가 없다는 점에서 장점을 제공한다.

[0470] 도 18a, 도 18b, 도 18c 및 도 19를 참조하면, 선형 프로브(303), 모드-매칭된 구조물(306), 및 자기 코일(309)에 의해 제공되는 수신 회로들 각각은 앞서 기술된 유도 표면 도파로 프로브들(200)의 실시예들 중 임의의 것으로부터 전송되는 전력을 수신하는 것을 용이하게 한다. 이를 위해, 수신된 에너지는, 인지될 수 있는 바와 같이, 켈레 매칭 네트워크를 통해 전기 부하(315/327/336)에게 전력을 공급하는 데 사용될 수 있다. 이것은 방사 전자기 필드의 형태로 전송된, 수신기에서 수신될 수 있는 신호들과 대조적이다. 이러한 신호들은 매우 낮은 가용 전력을 갖고, 이러한 신호들의 수신기들은 송신기들에 대해 부하로 작용하지 않는다.

[0471] 선형 프로브(303), 모드-매칭된 구조물(306), 및 자기 코일(309)에 의해 제공되는 수신 회로들이 유도 표면 도파로 프로브(200)에 인가되는 여기 소스(212)(예컨대, 도 3, 도 12 및 도 16)에 대해 부하로 작용할 것이고, 그에 의해 이러한 수신 회로들에 인가되는 유도 표면파를 생성하는 것이 또한 앞서 기술된 유도 표면 도파로 프로브들(200)을 사용하여 생성되는 본 유도 표면파들의 특징이다. 이것은 앞서 기술된 주어진 유도 표면 도파로

프로브(200)에 의해 생성되는 유도 표면파가 전송 라인 모드를 포함한다는 사실을 반영한다. 이와 달리, 방사 전자기파를 생성하는 방사 안테나를 구동하는 전원에 대해서는, 이용되는 수신기들의 개수에 관계없이, 수신기들이 부하로 작용하지 않는다.

[0472] 따라서, 선형 프로브(303) 형태의 하나 이상의 수신 회로 및 하나 이상의 유도 표면 도파로 프로브(200)와 함께, 튜닝형 모드-매칭된 구조물(306) 및/또는 자기 코일(309)은 무선 분배 시스템(wireless distribution system)을 구성할 수 있다. 앞서 기재된 바와 같은 유도 표면 도파로 프로브(200)를 사용하는 유도 표면파의 전송의 거리가 주파수에 의존하는 경우, 무선 전력 분배가 넓은 영역들에 걸쳐 그리고 심지어 전 세계적으로 달성될 수 있는 것이 가능하다.

[0473] 오늘날 광범위하게 연구되는 종래의 무선 전력 전송/분배 시스템들은 방사 필드들로부터의 "에너지 하베스팅(energy harvesting)" 그리고 또한 유도성 또는 리액티브 근거리 필드(near-field)들에의 센서 결합을 포함한다. 이와 달리, 본 무선 전력 시스템은, 인터셉트되지 않으면, 영원히 손실되는 방사의 형태로 전력을 낭비하지 않는다. 여기 개시되는 무선 전력 시스템은 종래의 상호 리액턴스 결합 근거리 필드 시스템(mutual-reactance coupled near-field system)들에서와 같이 극히 짧은 범위들로 제한되지도 않는다. 본원에 개시되는 무선 전력 시스템은 신규의 표면 유도 전송 라인 모드에 프로브 결합(probe-couple)하며, 이는 도파로에 의해 부하에 또는 멀리 떨어진 발전기에 직접 결선된 부하에 전력을 전달하는 것과 등가이다. 전송 필드 강도를 유지하는 데 요구된 전력 및, 극히 낮은 주파수들에서는 60 Hz에서의 종래의 고압 전력 라인들에서의 전송 손실들에 비해 사소한, 표면 도파로에서 소실되는 전력을 제외하고는, 발전기 전력 전부가 원하는 전기 부하로만 간다. 전기 부하 수요(electrical load demand)가 종료될 때, 소스 전력 생성(source power generation)은 비교적 무부하(idle)이다.

[0474] 다음에 도 20a 내지 도 20e를 참조하면, 이하의 논의를 참조하여 사용되는 다양한 개략적인 심벌들의 예들이 도시되어 있다. 특히 도 20a를 참조하면, 유도 표면 도파로 프로브들(200a, 200b, 200c, 200e, 200d, 또는 200f); 또는 이들의 임의의 변형들 중 임의의 것을 나타내는 심벌이 도시되어 있다. 이하의 도면들 및 논의에서, 이 심벌의 묘사는 유도 표면 도파로 프로브(P)라고 지칭될 것이다. 이하의 논의에서 간략함을 위해, 유도 표면 도파로 프로브(P)에 대한 임의의 참조는 유도 표면 도파로 프로브들(200a, 200b, 200c, 200e, 200d, 또는 200f); 또는 이들의 변형들 중 임의의 것에 대한 참조이다.

[0475] 이와 유사하게, 도 20b를 참조하면, 선형 프로브(303)(도 18a), 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c), 또는 자기 코일(309)(도 19) 중 임의의 것을 포함할 수 있는 유도 표면파 수신 구조물을 나타내는 심벌이 도시되어 있다. 이하의 도면들 및 논의에서, 이 심벌의 묘사는 유도 표면파 수신 구조물(R)이라고 지칭될 것이다. 이하의 논의에서 간략함을 위해, 유도 표면파 수신 구조물(R)에 대한 임의의 참조는 선형 프로브(303), 튜닝형 공진기(306), 또는 자기 코일(309); 또는 이들의 변형들 중 임의의 것에 대한 참조이다.

[0476] 게다가, 도 20c를 참조하면, 선형 프로브(303)(도 18a)를 구체적으로 나타내는 심벌이 도시되어 있다. 이하의 도면들 및 논의에서, 이 심벌의 묘사는 유도 표면파 수신 구조물(R_p)이라고 지칭될 것이다. 이하의 논의에서 간략함을 위해, 유도 표면파 수신 구조물(R_p)에 대한 임의의 참조는 선형 프로브(303) 또는 그의 변형들에 대한 참조이다.

[0477] 게다가, 도 20d를 참조하면, 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c)를 구체적으로 나타내는 심벌이 도시되어 있다. 이하의 도면들 및 논의에서, 이 심벌의 묘사는 유도 표면파 수신 구조물(R_R)이라고 지칭될 것이다. 이하의 논의에서 간략함을 위해, 유도 표면파 수신 구조물(R_R)에 대한 임의의 참조는 튜닝형 공진기(306) 또는 그의 변형들에 대한 참조이다.

[0478] 게다가, 도 20e를 참조하면, 자기 코일(309)(도 19)을 구체적으로 나타내는 심벌이 도시되어 있다. 이하의 도면들 및 논의에서, 이 심벌의 묘사는 유도 표면파 수신 구조물(R_M)이라고 지칭될 것이다. 이하의 논의에서 간략함을 위해, 유도 표면파 수신 구조물(R_M)에 대한 임의의 참조는 자기 코일(309) 또는 그의 변형들에 대한 참조이다.

[0479] 비교적 짧은 거리들에 걸쳐 있는 경우 이외에는, 전력이, 직접 연결되는 전기 전도체들을 거쳐 또는 전력 네트워크 또는 전력 그리드를 통해, 전원에서부터 전력이 전기 부하에 의해 소비되는 노드에 분배되었다. 이러한 에너지 소비 노드들은 많은 형태들 - 소규모 또는 대규모; 전원에 대해 이동가능하거나 정지되어 있음; 영구적, 반영구적, 또는 일시적 - 을 취할 수 있다. 하나의 유형의 이 노드들은 건물들을 포함한다. 이 건물들은 주거

용, 산업용, 상업용, 또는 다른 성격의 건물일 수 있다. 특히 영구적 또는 반영구적 건물들의 경우에, 전력은 전형적으로 전력 설비(power utility)(공공 또는 민영)로부터 소싱되고, 전형적으로 어떤 지리적 영역 내의 많은 수의 건물들에 서빙한다. 다수의 전력 설비들은 필요에 따라 그들 간에 전력을 공유하기 위해 공유 전력 그리드에서 종종 상호연결된다.

[0480] 그렇지만, 많은 곳에서, 전력 그리드의 취약성이 증가하는 것에 대한 우려가 있다. 그리드 내의 한 곳에서의 고장은 그리드의 다른 영역들에 과부하가 걸리게 하고 광범위한 정전을 야기할 수 있다. 게다가, 허리케인, 지진, 및 들불과 같은 자연 재해들의 확률이 높은 영역들에서는, 발전소 또는 에너지 소비 노드 중 어느 것도 손상되지 않더라도, 전력 그리드의 손상 또는 파괴가 장기간의 정전을 초래할 수 있다. 그리고 전력 네트워크를 유지 및/또는 추가하는 재정적 및/또는 환경적 비용이 상당하다. 게다가, 일부 지리적 영역들 및/또는 지정학적 환경들에서, 건물들을 유선 전력망에 연결하는 것이 비현실적이거나 불가능하다.

[0481] 이제 에너지 소비 노드를 고려하면 그리고 도 21을 참조하면, 에너지 소비 노드(400)는 유도 표면과 수신 구조물(R)을 포함한다. 수신 구조물(R)은 손실형 전도성 매체(415)를 따라 진행되는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하도록 구성된다. 일부 예들에서, 손실형 전도성 매체(415)는 지상 매체 - 즉, 지구 - 를 포함한다. 일부 예들에서, 수신 구조물(R)은 공급 네트워크를 포함하며, 이 공급 네트워크는 수신 구조물(R)의 충전 단자와 손실형 전도성 매체(415) 사이에 결합되며, 유도 표면과와 연관된 파 경사각(Ψ) - 파 경사각(Ψ)은 수신 구조물(R) 근방에 있는 손실형 전도성 매체(415)의 특성들에 적어도 부분적으로 기초함 - 과 매칭하는 위상 지연(Φ)을 갖는다.

[0482] 에너지 소비 노드(400)는 또한 유도 표면과 수신 구조물(R)의 출력에 전기적으로 결합된 분배 시스템(420)을 포함한다. 분배 시스템(420)은 수신 구조물(R)에 의해 수신 또는 획득된 전기 에너지를 분배 시스템(420)에 전기적으로 결합될 수 있는 전기 부하(430)에 분배하도록 구성된다. 부하(430)는, 예를 들어, 컴퓨터들, 텔레비전들, 주방용품들 등과 같은 가전제품들의 경우에서와 같이, 분배 시스템(420)에 분리가능하게 결합될 수 있다. 부하(430)는 대안적으로, 예를 들어, 전기 중앙 난방 시스템, 중앙 공조 시스템 등의 경우에서와 같이, 분배 시스템(420)에 영구적으로 또는 반영구적으로 결합될 수 있다. 전기 부하(430)는 유도 표면과를 생성하고 있는 유도 표면 도파로 프로브(P)(도 20a)에 결합된 여기 소스에서 부하로서 경험된다.

[0483] 이제부터 에너지 소비 노드에 있는 유도 표면과 수신 구조물(R)의 일 예를 보다 상세히 고려하면 그리고 도 22a 및 도 22b를 참조하면, 건물(440A)은 에너지 소비 노드이다. 건물(440A)은 주거용, 상업용, 산업용 또는 다른 유형의 건물일 수 있다. 건물(440A)은 단일 유닛 시설(예를 들어, 하나의 가족 또는 조직에 의해 점유됨), 또는 다중 유닛 시설(예를 들어, 각각이 상이한 가족 또는 상이한 조직에 의해 점유된 다수의 유닛들을 갖는 건물)일 수 있다.

[0484] 유도 표면과 수신 구조물(RA)은 건물(440A)에 설치된다. 보다 상세하게는, 수신 구조물(RA)은 건물(440A) 내에 적어도 부분적으로 설치된다. 일 실시예에 따르면, 수신 구조물(RA)은 튜닝형 공진기(R_R)(도 20d)이다. 접지 전류 여기 코일(412)은 건물(440A)의 상부 부분(442A) 내에 배치된다. 상부 부분(442A)은, 예를 들어, 다락 또는 위층일 수 있다. 코일(412)의 축(413)이 지상 매체에 대해 실질적으로 수직인 배향으로 코일(412)이 설치되지만, 코일(412)이 임의의 다른 배향으로 설치될 수 있다. 코일(412)을 상부 부분(442A)에 설치하는 것은 유리하게도 사람들 또는 동물들 - 이들의 정전용량은 수신 구조물(RA)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 과의 근접(proximity)을 피하도록 코일(412)을 위치시킨다. 본원에서 정의되고 도 21 내지 도 29를 참조하여 사용되는 바와 같이, "근접"이라는 용어는 가까움뿐만 아니라 물리적 접촉도 포함한다. 코일(412)을 상부 부분(442A)에 설치하는 것은 또한 유리하게도 비 또는 눈이 코일(412)과 접촉하는 것 - 이는 또한 수신 구조물(RA)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 을 방지한다. 일부 예들에서, 코일(412)은 코일을 추가로 보호하기 위해, 예를 들어, 유리 섬유 또는 플라스틱과 같은 비전도성 재료로 코팅되거나 그 안에 인케이싱(encase)될 수 있다.

[0485] 충전 단자(414)는 건물(440A) 위쪽에 배치되고 수직 공급 라인 전도체(415)를 통해 코일(412)의 상부 단자(416)에 전기적으로 결합된다. 수직 공급 라인 전도체(415)는 건물(440A)의 지붕 또는 측벽을 통과할 수 있다. 충전 단자(414) 및 수직 공급 라인 전도체(415)는, 사이트에서 예상되는, 바람, 강수량, 및 다른 조건들을 비롯한, 일정 범위의 환경 조건들을 견디도록 하는 방식으로 구성될 수 있다. 다양한 실시예들에 따르면, 수직 공급 라인 전도체(415)는, 예를 들어, 강성 전도성 기둥(rigid conductive pole), 데릭(derrick), 또는 다른 유형의 지지 구조물을 포함할 수 있다. 그에 부가하여, 건물(440A) 외부에 있는 수직 공급 라인 전도체(415)의 부분은 비전도성 하우징(444)에 의해 보호될 수 있다. 코일(412)의 하부 단자(417)는 전도체(419)를 통해 지상

매체에 있는 접지 말뚝(418)에 전기적으로 결합된다. 전도체(419)는 건물(440A)의 측벽 또는 1층(ground floor)을 통과할 수 있다. 건물(440A) 외부에 있는 전도체(419)의 임의의 부분은 비전도성 하우징(445)에 의해 보호되거나 커버될 수 있다. 하우징들(444, 445)은 또한 수신 구조물(R)의 장착 및 구조적 견고성 및 일체성(integrity)을 제공하거나 보조할 수 있다.

[0486] 코일(412)은 전기 에너지를 분배 시스템에 제공하기 위해, 분배 시스템(420)(도 21)과 같은, 분배 시스템에 전기적으로 결합된다. 결합은 자기, 용량성, 또는 전도성(직접 탭) 결합에 의해 또는 앞서 기술된 바와 같은 다른 수단에 의해 수행될 수 있다.

[0487] 이제부터 에너지 소비 노드에 있는 유도 표면과 수신 구조물(R)의 다른 예를 고려하면 그리고 도 23a 및 도 23b를 참조하면, 건물(440B)은 건물(440A)과 유사한 에너지 소비 노드이다.

[0488] 유도 표면과 수신 구조물(RB)이 건물(440B)에 설치된다. 보다 상세하게는, 수신 구조물(RB)이 건물(440B)의 외부에 적어도 부분적으로 설치된다. 도시된 실시예에 따르면, 수신 구조물(RB)은 튜닝형 공진기(R_R)(도 20d)이다. 코일(412)은 건물(440B)에 인접하여 상승된 위치에 배치된다. 상승된 위치에 코일(412)을 설치하는 것은 지면 상의 사람들 또는 동물들 - 이들의 정전용량은 수신 구조물(RB)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 -로부터 닿지 않는 곳에 코일(412)을 위치시킨다. 코일(412)의 축(413)이 지상 매체에 대해 실질적으로 수직인 배향으로 코일(412)이 설치되지만, 코일(412)이 필요에 따라 다른 배향들로 배치될 수 있다. 일 예에서, 코일(412)은 비전도성 브래킷들 또는 유사한 패스너(fastener)들을 사용하여 건물(440B)의 외벽에 장착된다. 다른 예에서, 코일(412)은 건물(440B)의 외벽들로부터 이격되어 있다. 건물(440B)이 금속(또는 다른 방식으로 전도성인) 지붕을 갖는 경우, 코일(412)을 건물(440B)로부터 이격시키는 것은 수신 구조물(RB)의 동작에 대한 지붕의 임의의 악영향을 완화시킬 수 있다.

[0489] 예들에서, 코일(412), 수직 공급 라인 전도체(415), 및 전도체(419) 중 하나 이상이 비전도성 하우징에 인클로징되어 있다. 일부 예들에서, 하우징이 수신 구조물(RB)에 심미적으로 팬츠를 부여하는 구조로 되어 있다. 일부 경우들에서, 건물들의 외관은 정부 기관(governmental agency) 또는, 예를 들어, 입주자 협회와 같은, 민영 기관(private agency)에 의해 규제된다. 도 23b의 예에서, 코일(412) 및 전도체(419)는, 건물(440B)과 맞게 위치되고, 예를 들어, 벽난로와 같은, 예상된 외부 주택 특징의 모습을 제공하는, 하우징(449)에 인클로징되어 있고 그에 의해 물리적으로 지지될 수 있다. 이 경우에, 하우징(449)은 지면으로부터 코일(412)의 적어도 상부까지 연장되는 높은 구조물일 수 있고, 벽돌 또는 콘크리트 또는 주택의 외관과 조화되는 다른 재료의 모습을 제공한다. 그에 부가하여, 하우징(448)은 수직 공급 라인 전도체(415)를 인클로징하고, 물리적으로 지지할 수 있으며, 예를 들어, 벽난로 위쪽의 굴뚝과 같은, 예상된 외부 주택 특징의 모습을 제공한다. 하우징(448, 449)은 또한 비 또는 눈이 코일(412)과 접촉하는 것 - 이는 수신 구조물(RB)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 을 방지한다.

[0490] 코일(412)은 전기 에너지를 분배 시스템에 제공하기 위해, 분배 시스템(420)(도 21)과 같은, 분배 시스템에 전기적으로 결합된다. 결합은 자기, 용량성, 또는 전도성(직접 탭) 결합에 의해 또는 앞서 기술된 바와 같은 다른 수단에 의해 수행될 수 있다.

[0491] 이제부터 에너지 소비 노드에 있는 유도 표면과 수신 구조물(R)의 다른 예를 고려하면 그리고 도 24a를 참조하면, 건물(440C)은 건물(440A)과 유사한 에너지 소비 노드이다.

[0492] 유도 표면과 수신 구조물(RC)이 건물(440C)에 설치된다. 도 24a에 도시된 실시예에 따르면, 수신 구조물(RC)은 자기 코일(R_M)(도 20e)이다. 수신 구조물(RC)의 코일(450C)은 건물(440C) 내에서 상부 부분(442C)에 설치된다. 상부 부분(442C)은 건물(440C)의 다락 또는 위층일 수 있다. 코일(450C)을 상부 부분(442C)에 설치하는 것은 유리하게도 사람들 또는 동물들 - 이들의 정전용량은 수신 구조물(RC)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 과 근접하지 않게 떨어져 코일(450C)을 위치시킨다. 코일(450C)을 상부 부분(442C)에 설치하는 것은 또한 유리하게도 비 또는 눈이 수신 구조물(RC)과 접촉하는 것 - 이는 또한 수신 구조물(RC)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 을 방지한다. 일부 예들에서, 코일(450C)은 코일(450C)을 추가로 보호하기 위해, 예를 들어, 유리 섬유 또는 플라스틱과 같은 비전도성 재료로 코팅되거나 그 안에 인케이싱될 수 있다.

[0493] 수신 구조물(RC)의 코일(450C)은 코일(450C)의 축(453C)이 지상 매체에 대해 실질적으로 수평인 배향으로 설치된다. 코일(450C)의 축(453C)은 수신 구조물(RC)에서 획득된 전기 에너지를 최대화하기 위해, 유도 표면과에 대해, 코일(450C)을 통해 지향되는 자속을 최대화하는 방향으로 추가로 배향된다. 코일(450C)의 리드들(452C, 454C)은 전기 에너지를 분배 시스템에 제공하기 위해, 분배 시스템(420)(도 21)과 같은, 분배 시스템에 전기적

으로 결합된다. 일 예에서, 결합은 앞서 기술된 바와 같이 전도성 결합에 의해 수행된다.

- [0494] 이제부터 에너지 소비 노드에 있는 유도 표면과 수신 구조물(R)의 다른 예를 고려하면 그리고 도 24b를 참조하면, 건물(440D)은 건물(440A)과 유사한 에너지 소비 노드이다.
- [0495] 유도 표면과 수신 구조물(RD)이 건물(440D)에 설치된다. 도시된 실시예에 따르면, 수신 구조물(RD)은 자기 코일(R_u)(도 20e)이다. 수신 구조물(RD)의 코일(450D)은 건물(440D) 내에 설치된다. 코일(450D)은 건물의 구조적 요소들 중 적어도 일부를 자기 코일(450D)에 대한 보빈(bobbin)으로서 사용하여 형성된다. 건물(440D)에서, 건물의 지붕, 벽들, 및 바닥의 내부 구조적 요소들은 코일(450D)에 대한 보빈을 형성한다. 코일(450D)의 권선은 비전도성 브래킷들 또는 다른 패스너들을 통해 지붕, 벽들, 및 바닥의 내부에 부착될 수 있다. 코일 권선을 건물(440D) 내부에 배치하는 것은 비 또는 눈이 수신 구조물(RD)과 접촉하는 것 - 이는 또한 수신 구조물(RD)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 을 방지한다. 코일(450D)의 권선은, 예를 들어, 유리 섬유 또는 플라스틱과 같은 비전도성 재료로 전선들을 코팅 또는 인케이싱하는 것에 의해 추가로 보호될 수 있다. 이것은, 예를 들어, 지붕 누수와 같은 상황에서 코일을 추가로 보호할 수 있다. 그에 부가하여, 건물(440D)의 내벽들 뒤에 그리고 내부 바닥 아래에 권선을 배치하는 것은 유리하게도 사람들 또는 동물들 - 이들의 정전 용량은 수신 구조물(RD)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 에 의한 권선과의 근접성을 피한다.
- [0496] 건물(440D)의 구조적 요소들에 의해 형성된 보빈의 크기가 비교적 클 수 있기 때문에, 코일(450D)은 유리하게도 큰 단면적을 제공한다. 이것은 유도 표면과 연관된 그에 상응한 많은 양의 자속이 코일(450D)을 통해 지향되는 것을 용이하게 하고, 그에 의해 수신 구조물(RD)에 입사하는 유도 표면과로부터 보다 많은 양의 전기 에너지의 수신을 용이하게 한다.
- [0497] 코일(450D)은, 코일 권선이 시공 과정의 적절한 시점에 설치될 수 있는, 신축에서의 사용에 보다 적합할 수 있다. 기존 건물들을 자기 코일 기반 유도과 수신 구조물(RM)로 개보수(retrofit)하는 것에 대해서는, 코일(450D)을 설치하기 위한 건물에 대한 광범위한 내부 수정들이 회피될 수 있기 때문에, 코일(450C)을 사용하는 유도 표면과 수신 구조물(RC)(도 24a)이 보다 적합할 수 있다.
- [0498] 코일(450D)의 대안의 예에서, 코일 권선이 지붕 및 다락 바닥의 내부 구조적 요소들을 코일(450D)에 대한 보빈으로서 사용하여 형성될 수 있다. 이 결과, 코일이 건물(440D)의 상부 부분(442D) 주위에 형성되고 보다 작은 단면적을 갖지만, 건물(440D)의 상부 부분(442C)에서는 지상 매체의 표면 위쪽으로 상승된다.
- [0499] 그에 부가하여, 다수의 상이한 코일들(450C 또는 450D)이 단일 구조물에 설치될 수 있다. 이러한 개별적인 코일들(450D/450D)이 건물(440C 및 440D)에 대해 상이한 발신 지점들(및 대응하는 상이한 배향들)을 갖는 유도 표면과들과 연관된 자기 필드들로부터 에너지를 획득할 수 있도록 서로에 대해 상이한 배향들로 배치될 수 있다. 이를 위해, 에너지가 하나 이상의 유도 표면 도파로 프로브(P)에 의해 전송된 다수의 상이한 유도 표면과들로부터 획득될 수 있다.
- [0500] 수신 구조물(RD)의 코일(450D)은 코일(450D)의 축(453D)이 지상 매체에 대해 실질적으로 수평인 배향으로 설치되지만, 코일(450D)이 입사 유도 표면과의 발산지(origination) 또는 다른 고려사항들에 의존하여 필요에 따라 다른 배향들로 설치될 수 있다. 건물(440D)의 벽들이 수신 구조물(RD)에서 획득된 전기 에너지를 최대화하기 위해 유도 표면과에 대해 최적의 배향으로 배향되지 않을 수 있기 때문에, 수신 구조물(RD)에서 획득된 전기 에너지를 최대화하는 방향으로 코일(450D)의 축(453D)을 배향시키기 위해 코일(450D)의 권선이 내부 표면에 대해 각을 이룰 수 있다. 대안적으로, 코일(450D)의 축(453D)이 차선의 방향으로 그러나 코일(450D)의 큰 단면적이 그럼에도 불구하고 예상된 전기 부하들에 전력을 공급하기에 충분한 전기 에너지를 획득하도록 코일(450D)을 통해 진행되는 자속의 양이 수신 구조물(RD)에서 획득될 수 있게 하는 방향으로 정렬될 수 있다.
- [0501] 코일(450D)의 리드들(452D, 454D)은 전기 에너지를 분배 시스템에 제공하기 위해, 분배 시스템(420)(도 21)과 같은, 분배 시스템에 전기적으로 결합된다. 일 예에서, 결합은 앞서 기술된 바와 같이 전도성 결합 또는 다른 유형의 결합에 의해 수행된다.
- [0502] 이제부터 에너지 소비 노드에 있는 유도 표면과 수신 구조물(R)의 다른 예를 고려하면 그리고 도 25a 및 도 25b를 참조하면, 건물(440E)은 건물(440A)과 유사한 에너지 소비 노드이다.
- [0503] 유도 표면과 수신 구조물(RE)이 건물(440B)에 설치된다. 도시된 실시예에 따르면, 수신 구조물(RE)는 선형 프로브(R_p)(도 20c)이다. 선형 프로브(R_p)는 (도시된 바와 같은) 다이폴 또는 접지 연결부를 갖는 단일 폴(single pole)을 포함할 수 있다. 상부 전도체(460)는, 역시 실질적으로 수직으로 배치되는 하부 전도체(464)

위쪽에, 실질적으로 수직으로 배치된다. 전도체들(460, 464)은 실질적으로 공통 축(463)을 따라 있다. 일 예에서, 상부 전도체(460)의 적어도 일부분은 건물(440E)의 벽 또는 지붕을 통해 돌출한다. 상부 전도체(460)는 그의 하부 단부에 리드(461)를 갖고, 하부 전도체(464)는 그의 상부 단부에 리드(465)를 갖는다. 일 예에서, 하부 전도체(464)의 하부 단부(466)는 지면(earth ground)에 연결된다. 다른 예에서, 하부 단부(466)는 연결되어 있지 않다.

- [0504] 상부 전도체(460)는 비전도성 하우징(468)에 인클로징될 수 있다. 하부 전도체(464)는 비전도성 하우징(469)에 인클로징될 수 있다. 하우징들(468, 469)은 비전도성 브래킷들 또는 패스너들에 의해 건물(440E)에 부착될 수 있다. 하우징들(468, 469)은 구조적 지지 및 일체성을 전도체들(460, 464)에 제공하고, 이들을 적절한 위치 및 정렬로 유지할 수 있다. 하우징들(468, 469)은 또한 비 또는 눈이 수신 구조물(RE)과 접촉하는 것, 및/또는 사람들 또는 동물들이 수신 구조물(RE)과 근접하게 되는 것 - 둘 다 수신 구조물(RE)에 의한 유도 표면과의 수신을 방해할 수 있음 - 을 방지할 수 있다.
- [0505] 리드들(461, 465)은 전기 에너지를 분배 시스템에 제공하기 위해, 분배 시스템(420)(도 21)과 같은, 분배 시스템에 전기적으로 결합된다. 일 예에서, 결합은 전도성 결합에 의해 수행된다.
- [0506] 도 22a 내지 도 25b에서, 각각의 건물(에너지 소비 노드)은 유도 표면과 수신 구조물(R)을 포함한다. 이제부터, 도 26을 참조하여, 다수의 이격된 건물들을 포함하는 건물 그룹을 고려한다. 건물 그룹은, 예를 들어, 이웃, 구획(subdivision), 또는 타운 또는 도시와 같은 지리적, 조직적, 및/또는 정치적 단위로 위치한 건물들 중 적어도 일부를 포함할 수 있다.
- [0507] 도 26의 예시적인 건물 그룹(470)은 3개의 건물(472A, 472B, 472C)을 포함한다. 건물(472A)은 유도 표면과 수신 구조물(R)(473)을 포함하는 반면, 건물들(472B, 472C)은 그렇지 않다. 그렇지만, 건물들(472B, 472C)은 분배 시스템들(476B, 476C)에 결합된 전기 부하들에 전력을 공급하기 위해 그 분배 시스템들(476B, 476C)을 각각 포함한다. 건물(472A)도 분배 시스템(476A)을 포함한다. 분배 시스템들(476A 내지 476C)의 일부 또는 전부가 상이할 수 있다. 건물(472A) 내의 유도 표면과 수신 구조물(R)(473)에 의해 획득된 전기 에너지는 전력 버스(475)를 통해 건물들(472B, 472C)에 제공된다. 따라서 유도 표면과 수신 구조물(R)(473)은 건물 그룹(470) 전체에 대한 전기 에너지를 획득한다. 분배 시스템들(476A 내지 476C)은 이후부터 보다 상세히 논의된다.
- [0508] 대안의 실시예에서, 건물 그룹(470)은 단일 건물일 수 있고, 건물들(472A 내지 472C)은 그 건물 내의 상이한 유닛들일 수 있다.
- [0509] 이제 다른 에너지 소비 노드를 고려하면 그리고 도 27을 참조하면, 에너지 소비 노드(500)는 유도 표면과 수신 구조물(R)(510)을 포함한다. 수신 구조물(R)(510)은 손실형 전도성 매체를 따라 진행하는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하도록 구성된다. 일 예에서, 손실형 전도성 매체는 지구와 같은 지상 매체이다. 노드(500)는 또한 유도 표면과 수신 구조물(510)의 출력들(512)에 전기적으로 결합된 전력 분배 시스템(520)을 포함한다. 분배 시스템(520)은 수신 구조물(510)에 의해 획득된 전기 에너지를 분배 시스템(520)에 전기적으로 결합될 수 있는 적어도 하나의 전기 부하에 분배하도록 구성된다.
- [0510] 유도 표면과 수신 구조물(R)(510)은 하나 이상의 유도 표면과로부터 보다 많은 에너지를 획득할 수 있도록 병렬 또는 직렬 회로로 배치되는 다수의 이러한 수신 구조물들(R)을 나타낼 수 있다. 이를 위해, 다수의 수신 구조물들(R)은 다수의 상이한 주파수들로 전송되는 다수의 유도 표면과들로부터 에너지를 획득할 수 있다. 이에 따라, 다수의 매칭 네트워크들(522)이 사용될 수 있으며, 각각의 매칭 네트워크(522)는 대응하는 유도 표면과 수신 구조물(R)과 함께 사용된다. 이를 위해, 다수의 수신 구조물들(R)은 DC 전압으로 변환되는 각자의 주파수의 각자의 AC 전압 출력을 생성할 수 있으며, 여기서, 인지될 수 있는 바와 같이, 다수의 DC 전압 출력들이 공통 DC 버스에 인가될 수 있다.
- [0511] 과도 보호 회로(transient protection circuit)(515)가 수신 구조물(R)(510)의 2개의 출력(512) 사이에 연결된다. 보호 회로(515)는 노드(500), 수신 구조물(R)(510), 분배 시스템(520), 및/또는 분배 시스템(520)에 결합된 전기 부하들을 손상 또는 파괴시킬 수 있는 낙뢰들 또는 다른 전자기 교란들로부터 에너지 소비 노드를 보호한다. 보호 회로(515)는 가스 방전관, 제너 다이오드, TVS(transient voltage suppression)다이오드, 금속 산화물 배리스터, 및/또는 다른 과도 억제 디바이스(transient suppression device)들을 포함할 수 있다. 보호 회로(515)가 이러한 외란에 의해 활성화될 때, 수신 구조물(R)(510)이 짧은 시간 동안 전력을 받지 못할 수 있다. 차후에 논의될 것인 바와 같이, 외란들로 인한 전력 서지(power surge)들이 억제될 수 있고, 백업 전원은 전력 차단(power interruption) 없이 연결된 전기 부하들의 계속된 동작을 보장할 수 있다. 이러한 백업 전원

은 필요할 때 백업 배터리들을 이용하는 무정전 전력 시스템(uninterruptible power system, UPS)을 포함할 수 있다.

- [0512] 전력 분배 시스템(520)은 매우 다양한 AC 및 DC 전력을 다양한 전기 부하들에게 제공하도록 구성가능하다. AC 전력이 다양한 전압들, 전류들, 주파수들, 및 위상들로 제공될 수 있고, DC 전력이 각각의 특정의 전기 부하의 규격들과 매칭하는 다양한 전압들 및 전류들로 제공될 수 있다.
- [0513] 수신 구조물(R)(510)의 출력들(512)은 임피던스 매칭 네트워크(522)의 입력들에 결합된다. 임피던스 매칭 네트워크(522)는 원하지 않는 반사를 최소화하기 위해 유도 표면파 수신 구조물(R)(510)로부터 전기 부하들로의 전력 전달을 최대화하도록 구성된다. 임피던스 매칭 네트워크(522)는, 수신 구조물(R)(510)의 유형에 따라, 네트워크(318)(도 18a), 네트워크(324)(도 18b 및 도 18c), 또는 네트워크(333)(도 19) 중 하나일 수 있다.
- [0514] 수신 구조물(R)(510)은 수신 구조물(R)(510)(및 전송측 유도 표면 도파로 프로브(P))에 의해 미리 결정되는 동작 주파수의 전기 에너지를 제공한다. 이 주파수는 전력 설비의 간선(mains)에 의해 또는, 예를 들어, 가스, 프로판, 또는 다른 발전기와 같은 로컬 또는 백업 AC 전원의 출력들에 의해 전형적으로 제공되는 50 내지 60Hz AC보다 훨씬 클 수 있다. 수신 구조물(R)(510)에 의해 획득된 전기 에너지의 동일한 미리 결정된 동작 주파수의 AC 전력을 사용하는 전기 부하에 전기 에너지를 공급하기 위해, 전력 분배 시스템(520)은 임피던스 매칭 네트워크(522)의 출력들에 결합된 AC 전압 컨버터(524)(AC-AC 컨버터라고도 지칭됨)를 포함할 수 있다. AC 전압 컨버터(524)는 임피던스 매칭 네트워크(522)로부터 출력된 전기 에너지의 제1 주파수의 전압을 전기 부하에 의해 사용되는 제2 원하는 주파수의 전압으로 변환한다. AC 전압 컨버터(524)는 또한 임피던스 매칭 네트워크(522)로부터의 AC 전압을 특정의 전압 범위 내에서 레귤레이트(regulate)하고 그리고/또는 다른 전력 컨디셔닝 기능들을 수행하는 회로부를 포함할 수 있다.
- [0515] AC 전압 컨버터(524)의 출력이 AC 부하 센터(526)에 제공된다. AC 부하 센터(526)는 회로 제어 및/또는 (예컨대, 회로 차단기들을 통한) 과전류 보호를 제공할 수 있다. AC 전력은, 차례로, 부하 센터(526)로부터 전원 콘센트(power outlet)들(528)에 분배된다. 다른 전원 콘센트들(528)은 부하 센터(526)에서 상이한 분기 회로(branch circuit)들에 연결될 수 있다. 전원 콘센트들(528)은 전기 부하로부터의 전원 연결을 받아들이고 전력을 그 부하에 제공하도록 구성된다. 일부 예들에서, 전원 콘센트들(528)의 물리적 특징들이 전압 및/또는 주파수의 AC 전력 커넥터들에 대한 미리 정의된 표준과 매칭한다.
- [0516] 이전에 살펴본 바와 같이, 전력 분배 시스템(520)에 연결될 AC 전기 부하들 중 다수는 수신 구조물(R)(510)에 의해 획득된 전기 에너지로부터 상이한 전압들, 전류들, 주파수들, 및/또는 위상들의 AC 전력을 사용할 수 있다. 많은 다른 전기 부하들은 DC 전력으로 동작한다. 이러한 넓은 범위의 부하들을 수용하기 위해, 수신 구조물(R)(510)에 의해 출력된 전기 에너지는 매칭 네트워크(522)의 출력들에 전기적으로 결합되는 AC-DC 컨버터(530)에 의해 DC로 변환된다. 일 예에서, AC-DC 컨버터(530)는 변압기 및 필터를 포함하는 정류기 회로를 포함한다. 일부 예들에서, AC 전압 체배기 회로는 정류기 이전에 AC 전압을 증가시키기 위해 정류기 회로에 선행할 수 있다. AC-DC 컨버터(530)의 출력은 DC 전압 레귤레이터(532)에 전기적으로 결합된다. DC 전압 레귤레이터(532)는 수신 구조물(R)(510)로부터 출력된 전기 에너지의 일정 범위의 변동들에 관계없이 미리 정의된 허용오차들 내에서 일정한 전압을 유지한다. 일부 예들에서, DC 전압 체배기 회로는 DC 전력 버스 상의 전압을 증가시키기 위해 DC 전압 레귤레이터(532)에 선행하거나 그에 포함될 수 있다. 일 예에서, AC-DC 컨버터(530) 및 DC 전압 레귤레이터(532)의 기능들이 AC-DC 전원 공급장치(power supply)에 의해 제공된다. DC 전압 레귤레이터(532)로부터의 DC 출력은 DC 전력 버스(550)에 공급된다. DC 전력 버스(550)의 배선은 분배 시스템(520)의 다른 전기 요소들은 물론 분배 시스템(520)에 연결된 전기 부하들의 총 예상 전류 소모(total expected current draw)를 수용하도록 적절한 크기로 되어 있다. DC 전력 버스(550)의 배선은 또한, 버스(550)의 총 길이 및 최대 예상 전류 소모를 고려하여, 버스(550) 상에서의 종단간 전압 강하를 최소화하도록 적절한 크기로 되어 있다. 또한, DC 전압을 안정화(steady)시키기 위해 DC 초크(DC choke)들 및 이와 유사한 것과 같은 다양한 컴포넌트들이 이용될 수 있는 것이 가능하다.
- [0517] 또한 이전에 살펴본 바와 같이, 수신 구조물(R)(510)이 짧은 시간 동안 전력을 수신하지 못하게 하는 수신 구조물(R)(510)에 대한 낙뢰 또는 다른 전자기 교란의 경우에 전력 차단 없이 연결된 전기 부하들의 계속된 동작을 보장하기 위해 백업 DC 전원(540)이 제공될 수 있다. DC 전원(540)은 주어진 양의 시간 동안 예상 부하들에 전력을 공급하기에 충분한 용량의 배터리, 용량성 스토리지(capacitive storage), 또는 DC 발전기일 수 있다. 자동 전환 회로(automatic changeover circuit)(545)는 DC 전압 레귤레이터(532) 또는 DC 전원(540)의 출력이 DC 전력 버스(550)에 연결되는지를 제어한다. 자동 전환 회로(545)는 DC 전압 레귤레이터(532)로부터의 출력이 불

충분하게 될 때를 감지한다. 이것이 발생하는 경우, 전환 회로(545)는 DC 전원(540)을 DC 전력 버스(550)에 자동으로 연결시키고, DC 전압 레귤레이터(532)의 출력을 DC 전력 버스(550)로부터 자동으로 연결해제시킨다. 전환은 DC 전력 버스(550) 상에 공급되는 전력을 차단하지 않는 방식으로 이루어진다.

- [0518] 자동 전환 회로(545)는 또한 DC 전압 레귤레이터(532)의 출력이 정상으로 복원될 때를 감지한다. 이러한 복원이 발생할 때, 전환 회로(545)는, 다시 말하지만, DC 전력 버스(550) 상에 공급되는 전력의 차단 없이, DC 전압 레귤레이터(532)의 출력을 DC 전력 버스(550)에 자동으로 연결시키고, DC 전원(540)을 DC 전력 버스(550)로부터 자동으로 연결해제시킨다. 자동 전환 회로(545)는 또한, 일부 예들에서, DC 전압 레귤레이터(532)의 출력에서 발생할 수 있는 과도 전력 서지(transient power surge)들을 억제함으로써, 이 서지들이 DC 전력 버스(550) 상에 존재하는 것을 방지할 수 있다. 대안적으로, 이러한 서지 억제 회로부는 DC 전압 레귤레이터(532) 및/또는 분배 시스템(520)의 다른 곳에 포함될 수 있다. 일부 예들에서, DC 전원(540) 및 전환 회로(545)는 DC 전력 버스(550)에 대한 무정전 전원 공급 장치(uninterruptible power supply)를 형성하거나 그로서 기능한다.
- [0519] DC 전원(540) 및 자동 전환 회로(545)가 전력 분배 시스템(520)에 포함되지 않는 예들에서, DC 전압 레귤레이터(532)의 출력이 DC 전력 버스(550)에 직접 연결된다.
- [0520] DC 전력 버스(550) 상에 제공된 DC 전력으로부터 원하는 전압들, 전류들, 주파수들, 및 상수(number of phase)들의 AC 전력이 생성될 수 있다. 국가들과 같은, 대부분의 지리적 또는 지정학적 엔티티들은 그들의 AC 전력의 규격들에 대한 표준을 채택하였다. 이 표준들은 보통 50 Hz 또는 60 Hz의 주파수, 및 100 V 내지 127 V, 또는 220 V 내지 240 V의 범위에 있는 단상(single-phase) 전압을 포함한다. 다수가 또한 50 Hz 또는 60 Hz의 주파수를 갖는 3상 AC 전력을 제공한다. 이러한 표준들의 광범위한 채택의 결과로서, 오늘날 아주 다양한 전기 부하들이 이 규격들 중 하나 이상의 규격의 AC 전력을 사용하여 동작한다.
- [0521] 전력 설비의 AC 간선에 또는 로컬 발전기의 전력 출력들에 연결되는 에너지 소비 노드(500)에서, AC 간선 전력 라인들(554)은 로컬 표준에 따라 AC 전력을 노드(500)의 AC 부하 센터(552)에 전달한다. 전력 분배 시스템(520) 및 수신 구조물(510)의 에너지 소비 노드(500)에서의 설치의 일부로서, 수신 구조물(510)의 동작 이전에 AC 간선 전력 라인들(554)이 (점선들로 표시된 바와 같이) 연결해제된다. AC 간선으로부터의 전력이 또다시 사용되지 않을 일부 예들에서, AC 간선 전력 라인들(554)이 영구적으로 연결해제 및/또는 제거된다. AC 간선으로부터의 전력이 수신 구조물로부터 획득되는 전력에 대한 백업으로서 사용될 수 있는(또는 그 반대인) 다른 예들에서, AC 간선으로부터의 전력이 필요하지 않거나 이용가능하지 않을 때, 수동 또는 자동 스위치(도시되지 않음)는 AC 간선 전력 라인들(554)을 AC 부하 센터(552)로부터 연결해제시킬 수 있다.
- [0522] AC 간선 대신에, AC 전력이 전력 인버터 장치(power inverter arrangement)(556)로부터 AC 부하 센터(552)에 제공된다. DC 전력 버스(550)는 전력 인버터 장치(556)의 입력들에 연결되고, 전력 인버터 장치(556)의 N개의 출력(558)은 AC 부하 센터(552)에 연결된다. 전력 인버터 장치(556)는 DC 전력 버스(550) 상에 공급되는 DC 전력으로부터, 최대 전류에 이르기까지, 하나 이상의 원하는 전압 및/또는 위상으로 원하는 주파수의 AC 전력을 생성한다. 전력 인버터 장치(556) 및 출력들(558)은 차후에 보다 상세히 논의된다.
- [0523] 일부 예들에서, AC 부하 센터(552)는 제어 회로들 및/또는 (예컨대, 회로 차단기들을 통한) 과전류 보호를 제공한다. AC 전력이 M개의 라인(561)을 통해 부하 센터(552)로부터 적어도 하나의 전원 콘센트(560)에 분배된다. 다른 전원 콘센트들(560)은 부하 센터(552)에서 상이한 분기 회로(branch circuit)들에 연결될 수 있다. 많은 노드들(500)에서, 각각이 특정의 분기 회로에 연결된, 많은 수의 전원 콘센트들(560)이 노드(500) 전체에 걸쳐 고정된 벽 장착 위치들에 분포되어 있다. 전원 콘센트들(560)은 전기 부하로부터의 전원 연결을 받아들이고 전력을 그 부하에 제공하도록 구성된다. 일 실시예에 따르면, 대부분의 전기 부하들이 이러한 종래의 AC 표준 전압들에서 동작하도록 설계될 경우 기존의 전력 시스템들이 계속하여 동작할 수 있도록, 전력 인버터들(556)이 종래의 표준들(예컨대, 120 볼트에서 60 Hz, 기타)에 따라 AC 전압들을 생성할 수 있다. 이러한 방식으로, 기존의 구조물이 유도 표면파를 통해 전력을 수신하도록 개보수될 수 있고 기존의 전기 부하들을 여전히 작동시킬 수 있다.
- [0524] 일부 예들에서, 전원 콘센트들(560)의 물리적 특징들(예컨대, 콘센트의 크기 및 형상 그리고 그의 연결들)은 로컬 지역에서 사용되는 전압 및/또는 주파수의 AC 전력 커넥터들에 대한 미리 정의된 표준과 매칭한다. 일부 예들에서, 3상 AC 전력이 전력 인버터 장치(556)로부터 AC 부하 센터(552)에 공급되고, 3상 및 단상 AC 전력 둘다가 차례로 전원 콘센트들(560) 중 상이한 전원 콘센트들에 제공된다. 라인들(561)의 개수(M)는 전력 인버터 장치(556)로부터의 라인들(558)의 개수(N)에 관련될 수 있다. 보다 적은 라인들(M)(561)이 단상 전원 콘센트(560)에 연결될 수 있고, 보다 많은 라인들(M)(561)이 3상 전원 콘센트(560)에 연결될 수 있다.

- [0525] 일부 예들에서, 전력 인버터 장치(556)에 의해 소싱될 수 있는 최대 전류가 AC 부하들의 예상 전류 소모와 매칭하는 크기로 될 수 있다. 일부 예들에서, 총 전류 소모가 전력 인버터 장치(556)에 의해 소싱될 수 있는 최대 전류를 초과하는 경우에, AC 부하 센터(552) 내의 과전류 보호 회로부는 AC 부하 센터(552)에 연결된 전기 부하들 중 적어도 일부를 자동으로 연결해제시킨다. 일부 예들에서, 총 전류 소모가 장치(556)에 의해 소싱될 수 있는 최대 전류를 초과하는 경우에, 전력 인버터 장치(556) 내의 과전류 보호 회로부는 장치(556)를 자동으로 정지(shut down)시킨다.
- [0526] 전력 분배 시스템(520)은 전력 인버터 장치(566), AC 부하 센터(562), 및 AC 전원 콘센트들(570)의 하나 이상의 부가 세트(575)를 포함할 수 있다. 각각의 세트는 상이한 주파수, 전압(들), 위상(들), 및/또는 최대 전류의 AC 전력을 전기 부하들에 공급하는 데 사용될 수 있다. 전력 인버터 장치(566), AC 부하 센터(562), 및 AC 전원 콘센트들(570)은, 각각, 전력 인버터 장치(556), AC 부하 센터(552), 및 AC 전원 콘센트들(560)과 동일하거나 유사하다.
- [0527] AC 전력보다는, 많은 전기 부하들이 DC 입력 전력을 사용하여 동작한다. 이러한 부하들은 랩톱 또는 노트북 컴퓨터들, 태블릿들, 휴대폰들, 게임 시스템들 등과 같은 전자 디바이스들을 포함하지만, 이들로 제한되지 않는다. 노드(500) 내의 AC 전원 콘센트에 플러그되는 AC-DC 전원 어댑터는 종종 AC를 사용하여 이 부하들에게 전력을 공급하는 데 사용된다. 일부 예들에서, 전력 분배 시스템(520)은 전력 어댑터의 사용 없이 DC 부하들에 직접 전력을 공급하기 위해 DC 전력을 제공한다.
- [0528] 제1 DC 부하 센터(572)는 DC 전력 버스(550)에 직접 연결되고, DC 전력 버스(550)의 VDC 전압 레벨로 DC 전력을 공급한다. DC 부하 센터(552)는 시스템에 대한 회로 제어 및/또는 과전류 보호를 제공할 수 있다. DC 전력이 DC 부하 센터(572)로부터 DC 부하 센터(572)에 전기적으로 결합된 적어도 하나의 DC 전원 콘센트(580)에 분배된다. 상이한 전원 콘센트들(580)이 노드(500) 전체에 걸쳐 분포될 수 있다. DC 전원 콘센트들(580)은 DC 전기 부하로부터의 전원 연결을 받아들이고 전력을 그 부하에게 제공하도록 구성된다. DC 전원 콘센트들에 대한 표준들은 대부분의 관찰권들에 의해 아직 공식적으로 채택되지는 않았지만, +12V에 대한 자동차 담배 라이터 소켓(cigarette lighter socket)들 및 최대 +5V에 대한 USB 소켓들과 같은 특정한 것들이 다양한 전자 부하들에 의해 흔히 사용되고, 일부 예들에서 DC 전원 콘센트(580)는 특정의 전압에 대한 사실상의 표준인 이러한 소켓을 사용할 수 있다.
- [0529] 전력 분배 시스템(520)은 DC 전력 버스(550)의 VDC 전압과 상이한 전압으로 DC 전력을 공급하는 하나 이상의 DC 부하 센터(582)를 포함할 수 있다. DC 전력 버스(550)에 전기적으로 연결된 DC-DC 컨버터(585)는 DC 전력 버스(550)의 VDC 전압을 상이한 전압으로 변환한다. 상이한 전압은 DC 전력 버스(550)의 VDC 전압보다 더 높거나 더 낮을 수 있다. 일부 예들에서, DC-DC 컨버터(585)에 의해 소싱될 수 있는 최대 전류는 DC 부하 센터(582)에 연결될 DC 부하들의 예상된 총 전류 소모와 매칭하는 크기로 될 수 있다. 일부 예들에서, 총 전류 소모가 DC-DC 컨버터(585)에 의해 소싱될 수 있는 최대 전류를 초과하는 경우에, DC 부하 센터(582) 내의 과전류 보호 회로부는 DC 부하 센터(582)에 연결된 전기 부하들 중 적어도 일부를 자동으로 연결해제시킨다. 일부 예들에서, 총 전류 소모가 DC-DC 컨버터(585)에 의해 소싱될 수 있는 최대 전류를 초과하는 경우에, DC-DC 컨버터(585) 내의 과전류 보호 회로부는 DC-DC 컨버터(585)를 자동으로 정지시킨다. DC 전력 버스(550)의 VDC 전압과 상이한 모든 DC 전압이 전력 분배 시스템(520)에 의해 공급되기 위해 DC 부하 센터(582), DC-DC 컨버터(585), 및 하나 이상의 전원 콘센트(590)의 세트(595)가 제공될 수 있다.
- [0530] 앞서 살펴본 바와 같이 그리고 도 27에 부가하여 도 26을 참조하면, 건물들(472B 및 472C)과 같은, 일부 에너지 소비자 노드들은 수신 구조물(473)을 포함하지 않는다. 그 대신에, 전력 버스(475)가 건물들(472A, 472B, 472C) 사이에서 전력을 전달하고 전력을 분배 시스템들(476B, 476C)에 제공한다.
- [0531] 수신 구조물(473)을 포함하는 건물(472A)의 전력 분배 시스템(476A)은 전력을 전력 버스(475)에 공급한다. 일 예에서, 전력 버스(475)가 DC 전력을 공급하고, DC 전력 버스(550)가 전력 버스(475)에 연결된다. 일 예에서, 전력 버스(475)가 AC 전력을 공급하고, 전력 인버터(556, 566)의 출력이 전력 버스(475)에 연결된다. 전력 버스(475)는 하나 이상의 유형의 전력을 분배 시스템들(476B, 476C)에 제공할 수 있다. 전력 버스(475)의 배선은 버스(475)의 길이, 공급되는 전력의 특성들, 및 건물에서 소비되는 총 전류에 대해 적절한 크기로 되어 있다.
- [0532] 분배 시스템들(476B, 476C)은 분배 시스템(520)의 서브세트이다. 전력 버스(475)에 의해 공급되는 AC 전력에 대해, 분배 시스템(476B, 476C)은, 각각, AC 부하 센터(552 또는 562) 및 전원 콘센트들(560 또는 570)을 포함한다. 전력 버스(475)에 의해 공급되는 DC 전력에 대해, 분배 시스템(476B, 476C)은 DC 전력 버스(550)를 포함하고, 전력 인버터 장치들(556, 566), DC/DC 컨버터들(585), 부하 센터들(552, 562, 572, 582), 및/또는 전원

콘센트들(560, 570, 580, 590) 중 하나를 포함할 수 있다.

- [0533] 이제 전력 인버터 장치(556, 566)를 보다 상세히 고려하면 그리고 도 28a 내지 도 28c를 참조하면, 각각의 전력 인버터 장치(600A, 600B, 600C)는 DC 전력 버스(550)에 결합된 적어도 하나의 DC-AC 전력 인버터(610)를 포함한다.
- [0534] 전력 인버터 장치(600A)는 제1 전압 및 주파수의 단상 AC 전력을 출력한다. 전력 인버터(610A)의 입력들은 DC 전력 버스(550)에 연결된다. 전력 인버터(610A)는 출력 1과 출력 2 사이에 제1 전압의 AC를 생성한다. 출력 1은 전력 인버터 장치(600A)의 라인(L) 출력이 되고, 출력 2는 전력 인버터 장치(600A)의 중성(N) 출력이 된다. 접지 출력이 또한 제공된다. 따라서, 전력 인버터 장치(600A)는 AC 부하 센터에의 3개의 출력 연결을 갖는다.
- [0535] 전력 인버터 장치(600B)는 제2 및 제3 전압들 그리고 동일한 주파수의 단상 AC 전력을 출력한다. 제3 전압은 제2 전압의 두 배이다. 2개의 전력 인버터(610B, 610C)의 입력들은 DC 전력 버스(550)에 연결된다. 각각의 전력 인버터(610B, 610C)는 그의 출력 1과 출력 2 사이에 제2 전압의 AC를 생성한다. 전력 인버터(610B)의 출력 2는 전력 인버터(610C)의 출력 1에 연결되고, 이 연결부는 전력 인버터 장치(600B)의 중성(N) 출력이 된다. 전력 인버터(610B)의 출력 1은 전력 인버터 장치(600B)의 라인 A(L_A) 출력이 되고, 출력 2는 전력 인버터 장치(600B)의 라인 B(L_B) 출력이 된다. 제2 전압이 라인 A(L_A) 출력과 중성 사이에 그리고 또한 라인 B(L_B) 출력과 중성 사이에 존재한다. 전력 인버터(610B)의 출력 2와 전력 인버터(610C)의 출력 1이 중성으로서 연결되는 것으로 인해, 라인 A(L_A) 출력과 라인 B(L_B) 출력 사이에 제3 전압이 존재한다. 접지 출력이 또한 제공된다. 따라서, 전력 인버터 장치(600B)는 AC 부하 센터에의 4개의 출력 연결을 갖는다. 생성된 AC의 위상들이 2개의 전력 인버터 사이에서 조정되도록 전력 인버터들(610B, 610C)의 제어 회로들이 상호연결될 수 있다.
- [0536] 전력 인버터 장치(600C)는 제4 및 제5 전압들 그리고 동일한 주파수의 3상 AC 전력을 출력한다. 각각의 상의 AC 전압은 다른 것들과 120도만큼 떨어져 있다. 생성된 AC의 위상들이 전력 인버터들 사이에서 적절하게 조정되도록 3개의 전력 인버터(610D, 610E, 610F)의 제어 회로부가 상호연결된다. 각각의 전력 인버터(610D, 610E, 610F)의 입력들은 DC 전력 버스(550)에 연결된다. 각각의 전력 인버터(610D, 610E, 610F)는 그의 출력 1과 출력 2 사이에 제4 전압의 AC를 생성하고, 따라서 제4 전압이 라인 A(L_A) 출력과 중성 사이에, 라인 B(L_B) 출력과 중성 사이에, 그리고 라인 C(L_C) 출력과 중성 사이에 존재한다. 제5 전압이 라인 A(L_A) 출력과 라인 B(L_B) 출력 사이에, 라인 B(L_B) 출력과 라인 C(L_C) 출력 사이에, 그리고 라인 C(L_C) 출력과 라인 A(L_A) 출력 사이에 존재한다. 페이징(phasing)으로 인해, 제5 전압 레벨은 제4 전압 레벨의 3의 제곱근(1.7333) 배이다. 전력 인버터 장치(600C)는 AC 부하 센터에의 5개의 출력 연결을 갖는다. 전력 인버터들(610D, 610E, 610F)이 Y 결선(Y connection)으로 예시되어 있지만, 이들이 대안적으로, 어떠한 중성 라인도(그리고 따라서 어떠한 제4 생성 전압도) 없고 AC 부하 센터에의 4개의 출력 연결들이 있는, 델타 결선(Delta connection)으로 상호연결될 수 있다.
- [0537] 이제부터 유도 표면과 수신을 위해 에너지 소비 노드를 적응시키는 방법의 플로차트를 고려하면 그리고 도 29를 참조하면, 방법(700)은 710에서 유도 표면과의 형태로 전기 에너지를 수신하기 위해 유도 표면과 수신 구조물을, 에너지 소비 노드에, 설치하는 단계로 시작한다. 방법(700)은 730에서 유도 표면과 수신 구조물에서 수신된 전기 에너지를 유도 표면과 수신 구조물에 결합된 전기 부하에 공급하는 단계로 계속된다.
- [0538] 설치하는 단계(710)는, 712에서, 기존의 전기 에너지 소스를 노드로부터 연결해제시키는 단계를 포함할 수 있다. 설치하는 단계(710)는, 714에서, 설치된 유도 표면과 구조물을 외부 전도성 또는 용량성 보디들과 근접하지 않도록 보호하는 단계를 포함할 수 있다. 설치하는 단계(710)는, 716에서, 설치된 유도 표면과 구조물의 적어도 일부분을 비전도성 하우징 내에 인클로징하는 단계를 포함할 수 있다. 718에서, 에너지 소비 노드는 건물일 수 있다. 설치하는 단계(710)는, 720에서, 건물 외부에 구조물을 설치하고, 설치된 구조물의 적어도 일부분을 비전도성 하우징 내에 인클로징하는 단계를 포함할 수 있다. 722에서, 비전도성 하우징은 로컬 미적 표준(local aesthetic standard)들과 호환되는 형태를 가질 수 있다. 설치하는 단계(710)는, 724에서, 유도 표면 도파로 구조물을 건물에 설치하고, 구조물의 코일을 건물의 상부 부분에 배치하는 단계를 포함할 수 있다. 설치하는 단계(724)는, 726에서, 코일을, 유도 표면과에 대해, 수신된 전기 에너지를 최대화하는 배향으로 건물 내에 위치시키는 단계를 포함할 수 있다.
- [0539] 전술한 것에 부가하여, 본 개시내용의 다양한 실시예들은 이하의 조항들에 기재된 실시예들을 포함하지만, 이들로 제한되지 않는다.

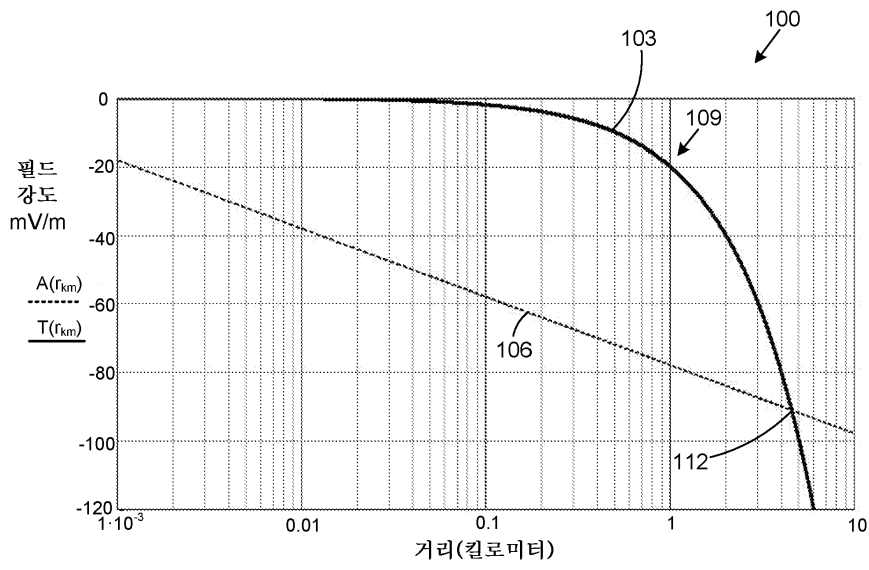
- [0540] 조항 1. 에너지 소비 노드로서, 지상 매체를 따라 진행되는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하도록 구성된 유도 표면과 수신 구조물; 및 유도 표면과 수신 구조물의 출력에 결합되고, 획득된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합가능한 전기 부하에 분배하도록 구성된 분배 시스템 - 전기 부하는 유도 표면과를 생성하는 유도 표면과과로 프로브에 결합된 여기 소스에서 부하로서 경험됨 - 을 포함하는, 노드.
- [0541] 조항 2. 조항 1에 있어서, 분배 시스템은: 유도 표면과 수신 구조물로부터 전기 부하로의 전력 전달을 최대화하기 위한, 유도 표면과 수신 구조물의 출력과 전기 부하의 입력 사이에 결합된 임피던스 매칭 네트워크를 포함하는, 노드.
- [0542] 조항 3. 조항 1 또는 조항 2 중 어느 한 조항에 있어서, 유도 표면과에 의해 획득된 전기 에너지는 동작 주파수의 AC(alternating current)를 포함하고, 분배 시스템은: AC를 DC(direct current)로 변환하기 위한, 유도 표면과 수신 구조물과 전기 부하 사이에 결합된 AC-DC 컨버터; 및 DC 전압 레귤레이터의 출력에 결합가능한 DC 전력 버스의 전압 레벨을, 특정의 전압 범위 내에, 유지하기 위한, AC-DC 컨버터의 출력에 결합된 DC 전압 레귤레이터를 포함하는, 노드.
- [0543] 조항 4. 조항 3에 있어서, 분배 시스템은: DC 전력 버스에 결합된 DC 부하 센터; 및 DC 부하 센터에 결합된 적어도 하나의 DC 전원 콘센트 - 전원 콘센트는 DC 전력을 전기 부하에 제공하기 위해 전기 부하의 전원 연결을 받아들이도록 구성됨 - 를 포함하는, 노드.
- [0544] 조항 5. 조항 4에 있어서, 분배 시스템은: DC 전력 버스의 전압 레벨과 상이한 전압 레벨의 DC 전력을, DC 부하 센터에서, 제공하기 위한, DC 전력 버스와 DC 부하 센터의 입력 사이에 결합된 DC-DC 컨버터를 포함하는, 노드.
- [0545] 조항 6. 조항 3 내지 조항 5 중 어느 한 조항에 있어서, 분배 시스템은: DC를 적어도 하나의 미리 결정된 전압 및 주파수의 AC로 변환하기 위한, DC 전력 버스에 결합된 DC-AC 전력 인버터 장치; DC-AC 전력 인버터 장치의 출력에 결합된 AC 부하 센터; 및 AC 부하 센터에 결합된 적어도 하나의 AC 전원 콘센트 - 전원 콘센트는 AC 전력을 전기 부하에 제공하기 위해 전기 부하의 전원 연결을 받아들이도록 구성됨 - 를 포함하는, 노드.
- [0546] 조항 7. 조항 3 내지 조항 6 중 어느 한 조항에 있어서, DC-AC 전력 인버터 장치는: 복수의 미리 결정된 전압들을 제공하도록 상호연결된 적어도 2개의 DC-AC 전력 인버터를 포함하는, 노드.
- [0547] 조항 8. 조항 1 내지 조항 7 중 어느 한 조항에 있어서, 유도 표면과에 의해 획득된 전기 에너지는 동작 주파수 및 공칭 전압의 AC(alternating current)를 포함하고, 분배 시스템은: 공칭 전압을 전기 부하와 호환되는 상이한 전압으로 변환하고 상이한 전압을 동작 주파수에서 특정의 전압 범위 내에 유지하기 위한, 유도 표면과 수신 구조물과 전기 부하 사이에 결합된 AC 전압 컨버터를 포함하는, 노드.
- [0548] 조항 9. 조항 1 내지 조항 8 중 어느 한 조항에 있어서, 유도 표면과 수신 구조물의 출력들에 걸쳐 결합된 과도 보호 회로를 포함하는, 노드.
- [0549] 조항 10. 조항 3 내지 조항 9 중 어느 한 조항에 있어서, DC 전력 버스에 결합가능한 백업 DC 전원; 및 유도 표면과 수신 구조물로부터의 획득된 전기 에너지의 차단을 감지하고, 차단에 응답하여 유도 표면과 수신 구조물로부터의 전기 에너지 수신이 복원될 때까지 DC 전력 레귤레이터를 DC 전력 버스로부터 연결해제시키고 DC 백업 전원을 DC 전력 버스에 연결시키기 위한 전력 전환 회로를 포함하는, 노드.
- [0550] 조항 11. 조항 1 내지 조항 10 중 어느 한 조항에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 유도 표면과 수신 구조물은 튜닝형 공진기이며, 튜닝형 공진기는: 건물의 상부 부분에 배치된 접지 전류 여기 코일; 수직 공급 라인 전도체를 통해 코일의 상부 단자에 전기적으로 결합되는, 건물 위쪽에 있는 충전 단자; 및 코일의 하부 단자에 전기적으로 결합되는, 지상 매체 내의 접지 말뚝을 포함하는, 노드.
- [0551] 조항 12. 조항 1 내지 조항 11 중 어느 한 조항에 있어서, 유도 표면과 수신 구조물은 선형 프로브인, 노드.
- [0552] 조항 13. 조항 1 내지 조항 12 중 어느 한 조항에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 유도 표면과 수신 구조물은 건물 내에 배치된 자기 코일인, 노드.
- [0553] 조항 14. 조항 1 내지 조항 13 중 어느 한 조항에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 유도 표면과 수신 구조물은 건물의 적어도 일부 구조적 요소들을 자기 코일에 대한 보빈으로서 사용하여 형성된 자기 코일인, 노드.
- [0554] 조항 15. 에너지 소비 노드로서, 손실형 전도성 매체를 따라 진행되는 유도 표면과로부터 전기 에너지를 획득하기 위한 유도 표면과 수신 구조물 - 수신 구조물은 손실형 전도성 매체 위쪽으로 상승된 충전 단자, 및 충전

단자와 손실형 전도성 매체 사이에 결합되고, 유도 표면과 연관된 θ 경사각(Ψ) - θ 경사각(Ψ)은 수신 구조물 근방에 있는 손실형 전도성 매체의 특성들에 적어도 부분적으로 기초함 - θ 매칭하는 위상 지연(Φ)을 갖는 수신기 네트워크를 가짐 -; 및 수신된 전기 에너지를 분배 시스템에 결합가능한 전기 부하에 분배하기 위한, 유도 표면과 수신 구조물에 결합된 분배 시스템을 포함하는, 노드.

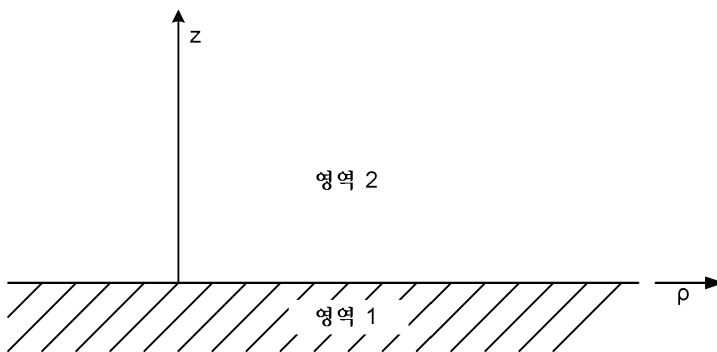
- [0555] 조항 16. 조항 15에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 분배 시스템은 건물 내에 있는, 노드.
- [0556] 조항 17. 조항 15 또는 조항 16 중 어느 한 조항에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 분배 시스템의 적어도 일부는 상이한 건물 내에 있는, 노드.
- [0557] 조항 18. 조항 16에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 유도 표면과 수신 구조물은 건물에 인접하여 배치되는, 노드.
- [0558] 조항 19. 조항 16에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 유도 표면과 수신 구조물의 적어도 일부는 건물 내에 배치되는, 노드.
- [0559] 조항 20. 유도 표면과 수신을 위해 에너지 소비 노드를 적응시키는 방법으로서, 지상 매체를 따라 진행되는 유도 표면과의 형태로 전기 에너지를 수신하기 위해 유도 표면과 수신 구조물을 노드에 설치하는 단계; 및 유도 표면과 수신 구조물에서 수신된 전기 에너지를 유도 표면과 수신 구조물에 결합된 전기 부하에 공급하는 단계를 포함하는, 방법.
- [0560] 조항 21. 조항 20에 있어서, 공급하는 단계 이전에 기존의 전기 에너지 소스를 에너지 소비 노드로부터 연결해 제시키는 단계를 포함하는, 방법.
- [0561] 조항 22. 조항 20 또는 조항 21 중 어느 한 조항에 있어서, 설치된 유도 표면과 수신 구조물을 외부 전도성 또는 용량성 보디들과 근접하지 않도록 보호하는 단계를 포함하는, 방법.
- [0562] 조항 23. 조항 20 내지 조항 22 중 어느 한 조항에 있어서, 설치하는 단계는: 설치된 유도 표면과 수신 구조물의 적어도 일부분을 비전도성 하우징 내에 인클로징하는 단계를 포함하는, 방법.
- [0563] 조항 24. 조항 21 내지 조항 23 중 어느 한 조항에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 설치하는 단계는: 유도 표면 도파로 수신 구조물을 건물 외부에 설치하는 단계; 및 설치된 유도 표면과 수신 구조물의 적어도 일부분을 비전도성 하우징 내에 인클로징하는 단계를 추가로 포함하는, 방법.
- [0564] 조항 25. 조항 24에 있어서, 비전도성 하우징은 로컬 미적 표준(local aesthetic standard)들과 호환되는 형태를 갖는, 방법.
- [0565] 조항 26. 조항 20 내지 조항 23 중 어느 한 조항에 있어서, 노드는 건물을 포함하고, 설치하는 단계는: 유도 표면 도파로 수신 구조물을 건물에 설치하는 단계; 및 유도 표면과 수신 구조물의 코일을 건물의 상부 부분에 배치하는 단계를 추가로 포함하는, 방법.
- [0566] 조항 27. 조항 26에 있어서, 코일을, 유도 표면과에 대해, 수신된 전기 에너지를 최대화하는 방향으로 건물 내에 위치시키는 단계를 포함하는, 방법.
- [0567] 본 개시내용의 앞서 기술된 실시예들이 본 개시내용의 원리들의 명확한 이해를 위해 기재된 구현들의 가능한 예들에 불과하다는 것이 강조되어야 한다. 본 개시내용의 사상 및 원리들로부터 실질적으로 벗어나지 않고 앞서 기술된 실시예(들)에 많은 변형들 및 수정들이 행해질 수 있다. 모든 이러한 수정들 및 변형들은 본원에서 본 개시내용의 범주 내에 포함되고 이하의 청구항들에 의해 보호되는 것으로 의도되어 있다. 그에 부가하여, 기술된 실시예들 및 종속 청구항들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 본원에 교시되는 개시내용의 모든 양태들에서 사용가능하다. 게다가, 종속 청구항들의 개별적인 특징들은 물론, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 서로 조합가능하고 상호교환가능하다.

도면

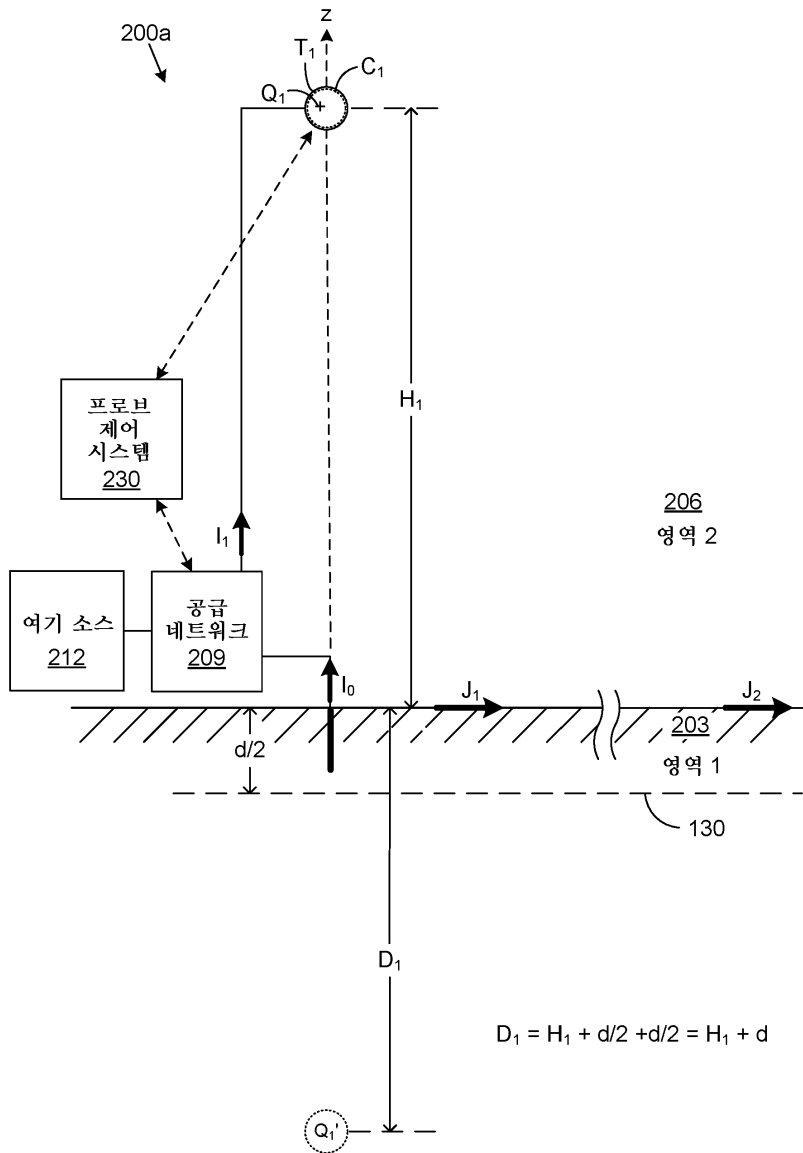
도면1



도면2

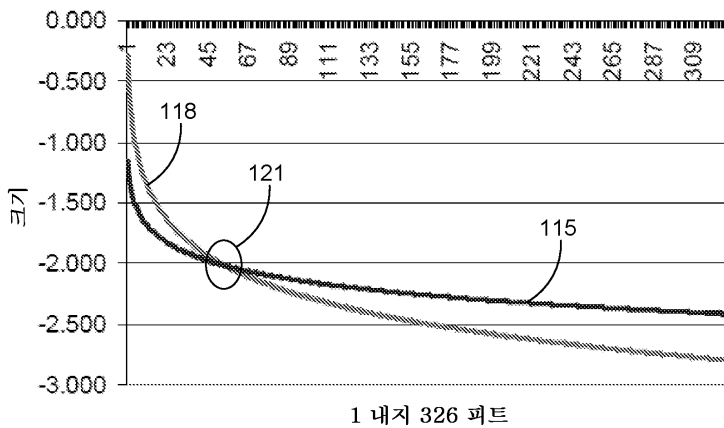


도면3

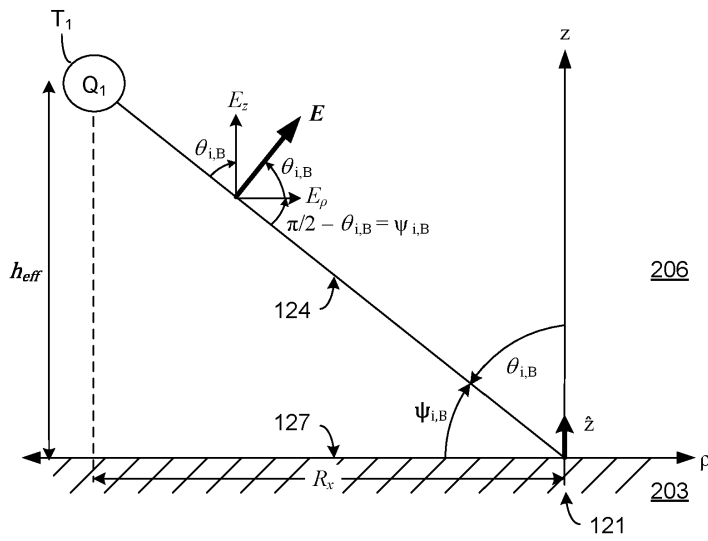


도면4

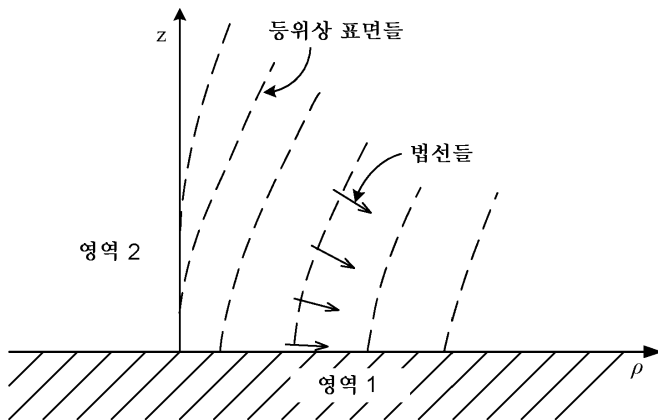
크로스오버 지점까지의 거리



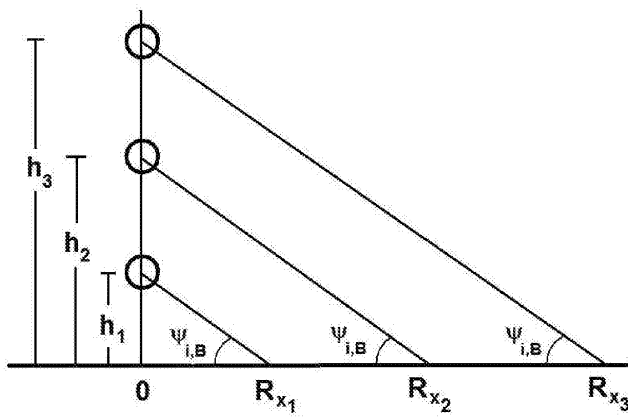
도면5a



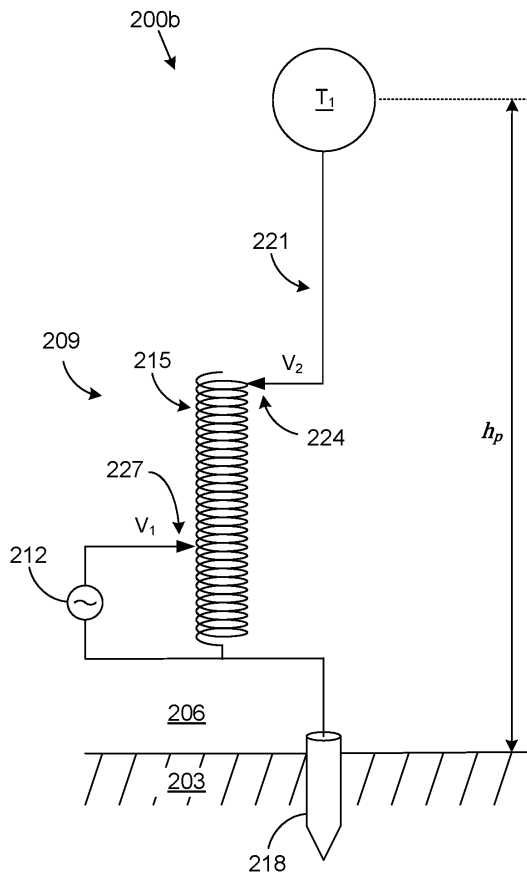
도면5b



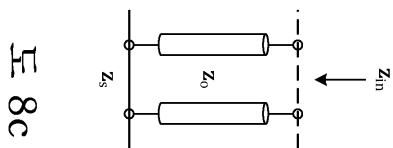
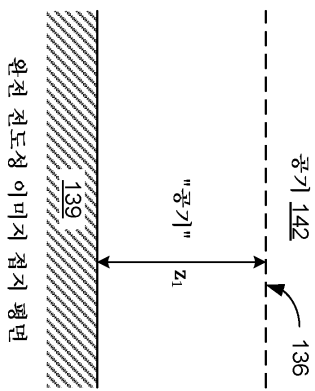
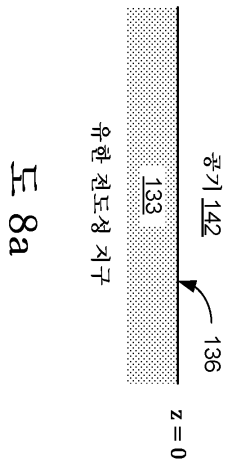
도면6



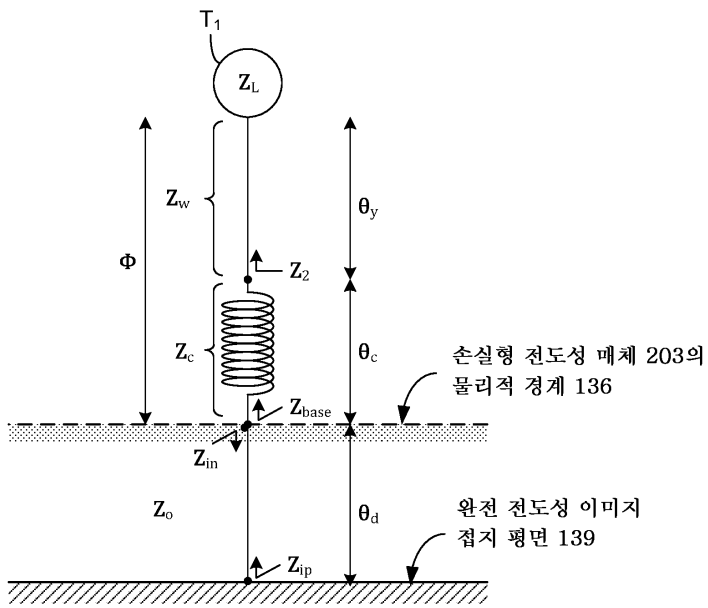
도면7



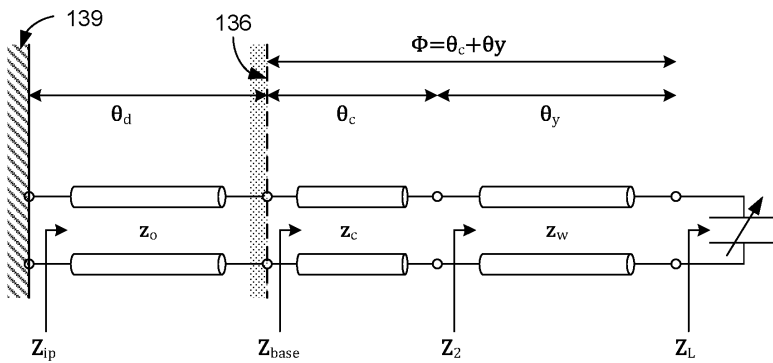
도면8



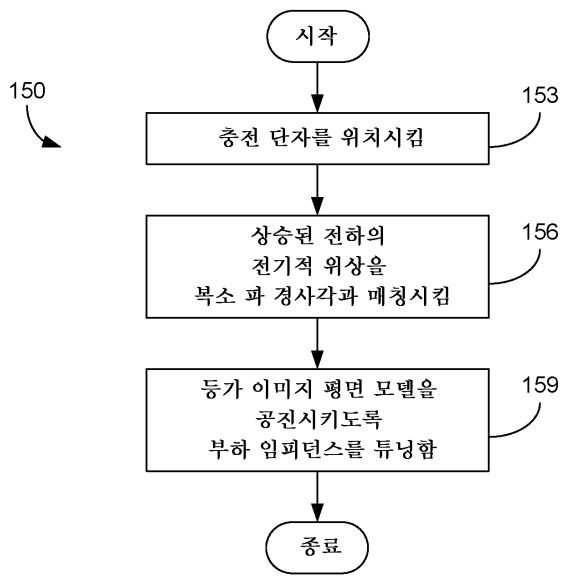
도면9a



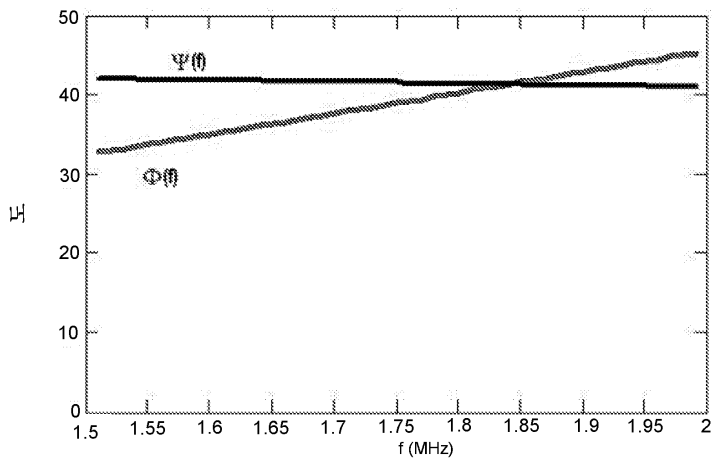
도면9b



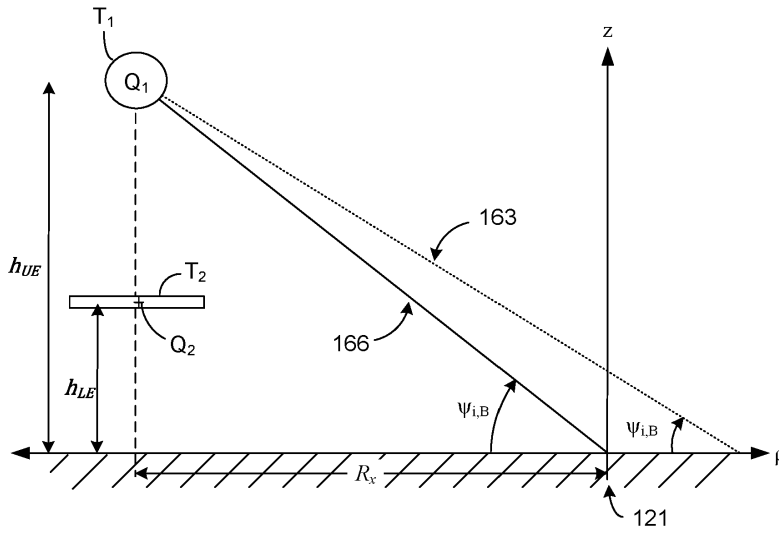
도면10



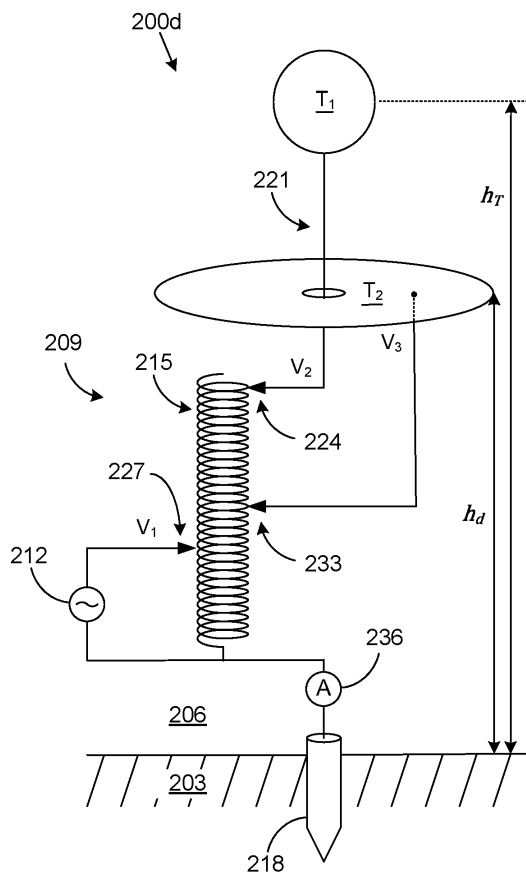
도면11



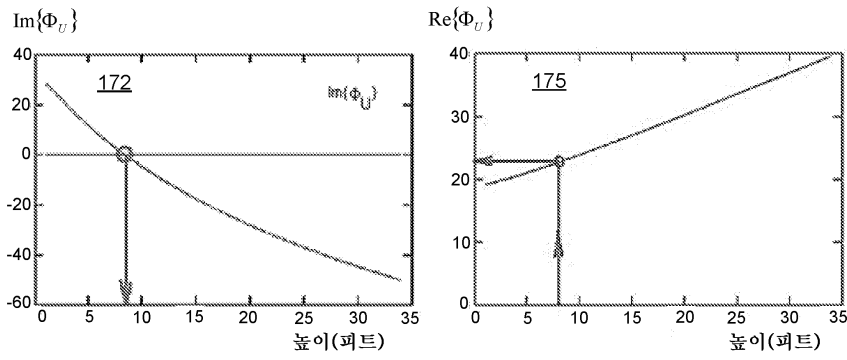
도면13



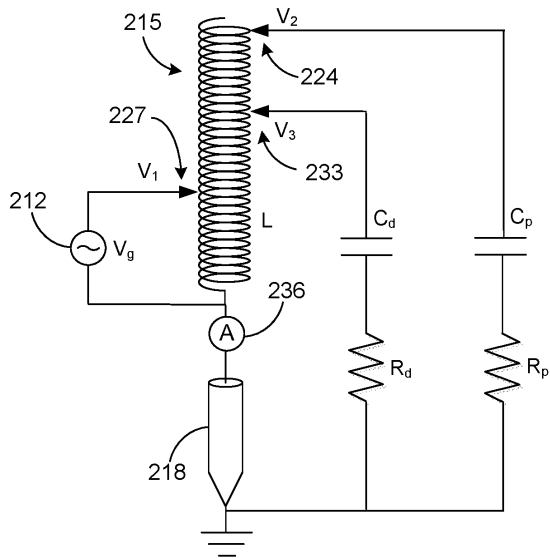
도면14



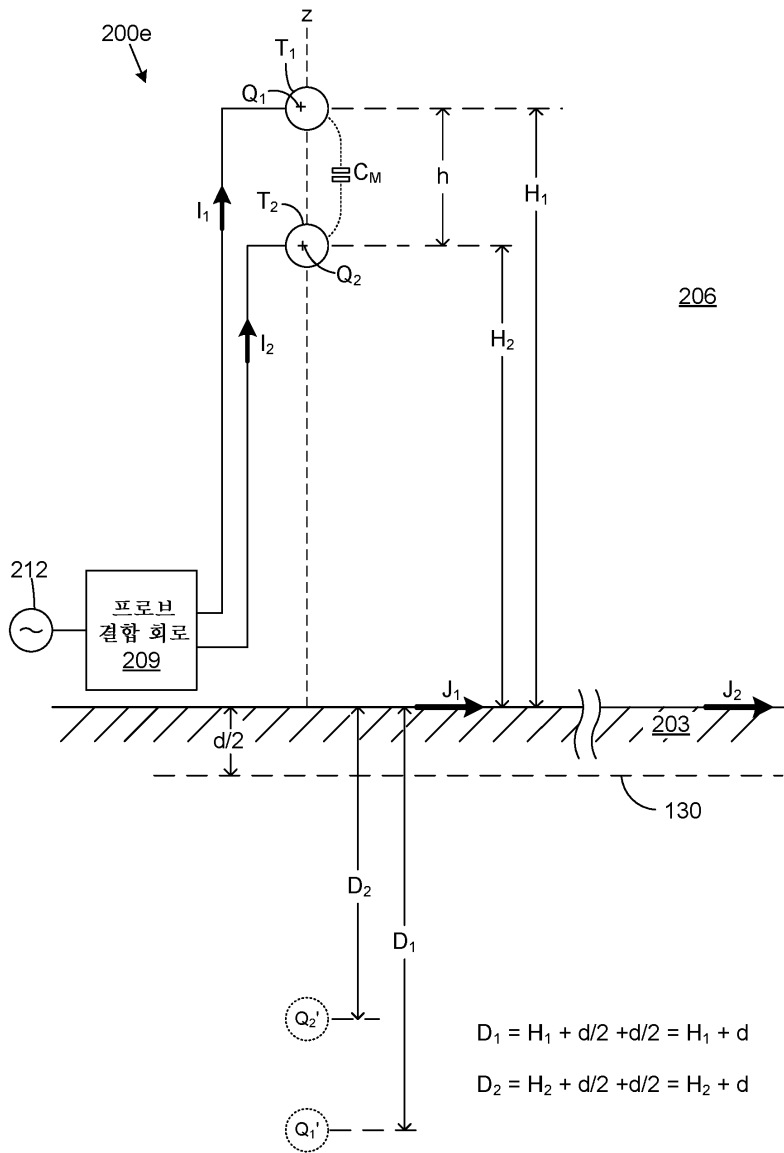
도면15a



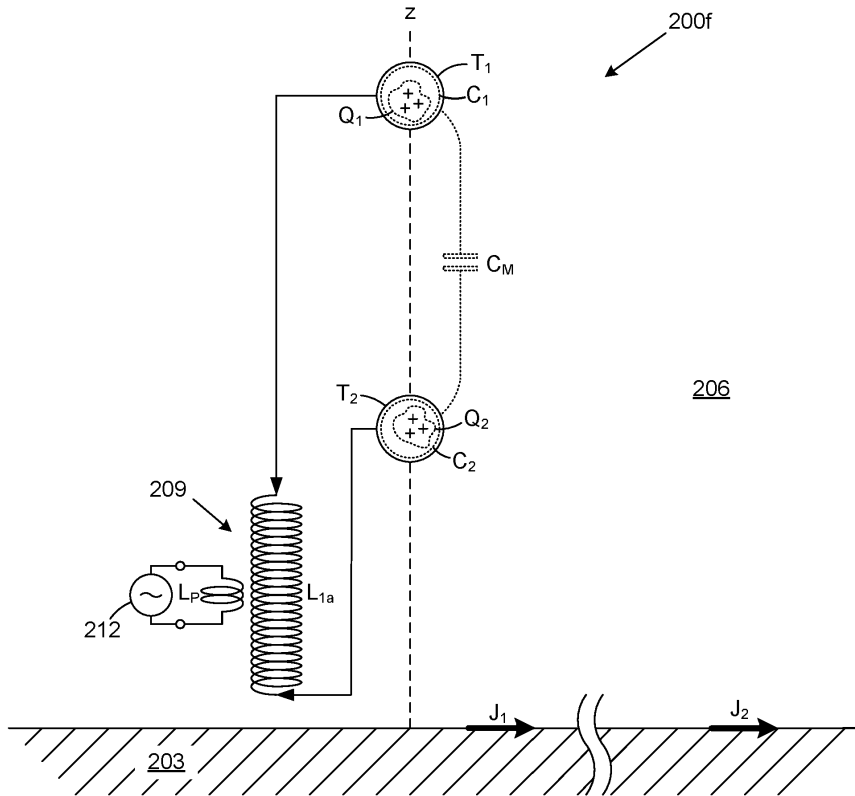
도면15b



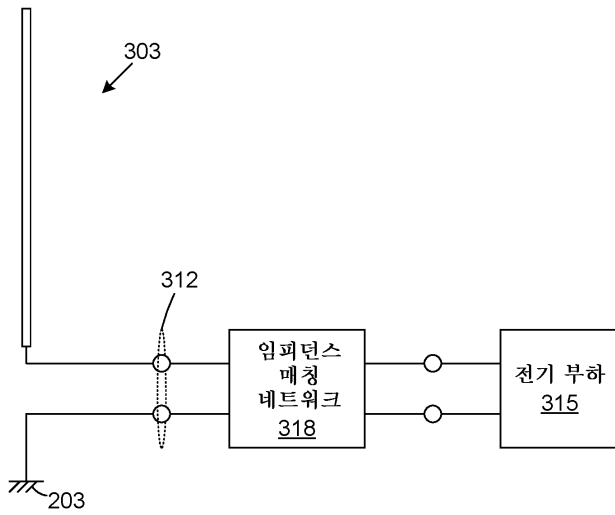
도면16



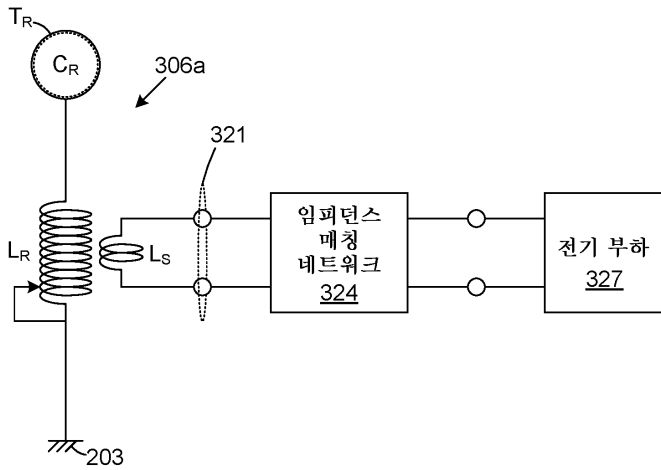
도면17



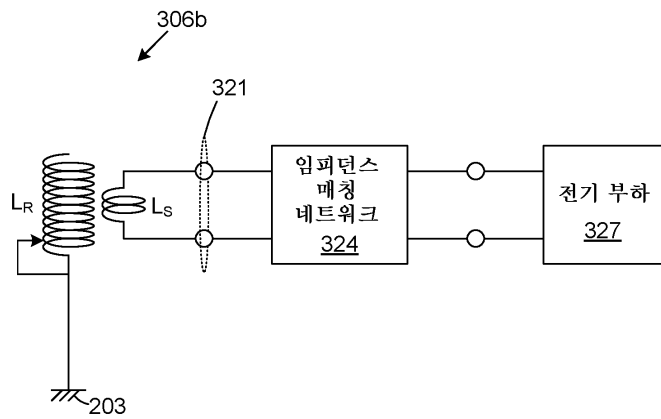
도면18a



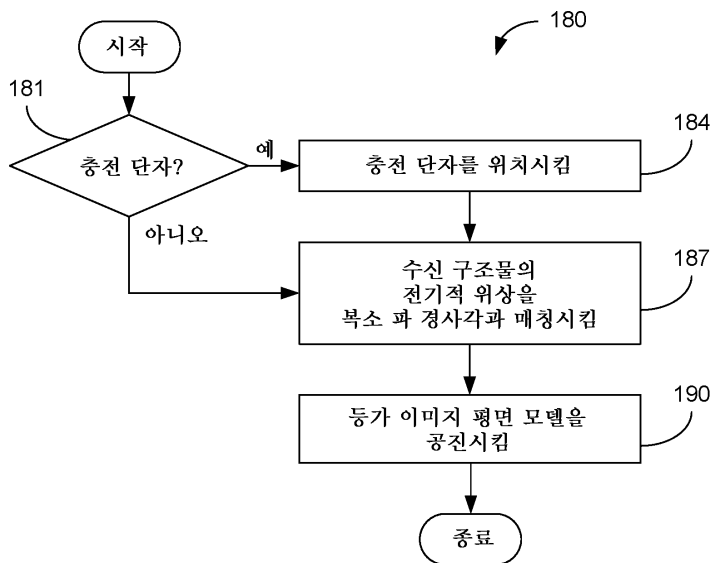
도면18b



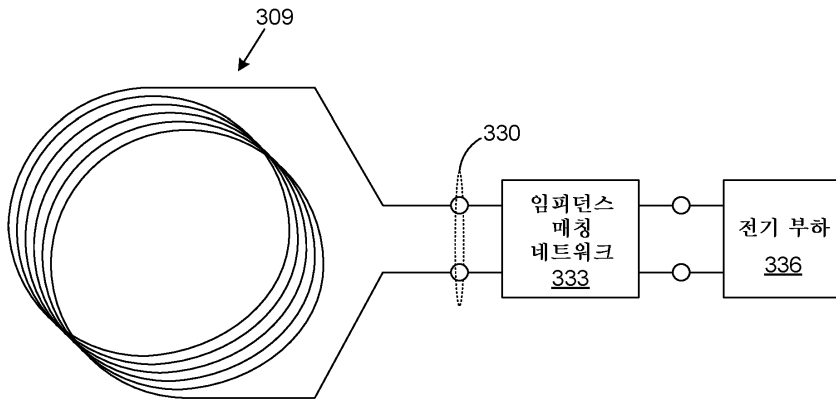
도면18c



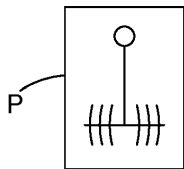
도면18d



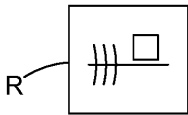
도면19



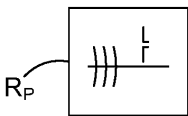
도면20a



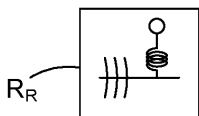
도면20b



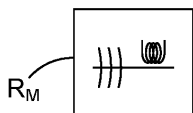
도면20c



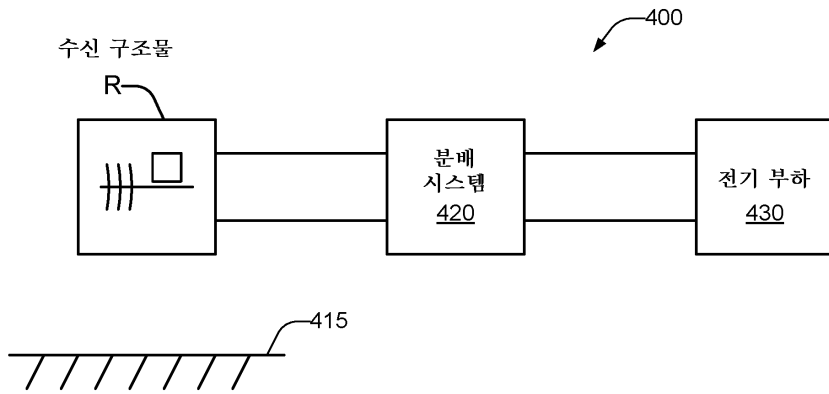
도면20d



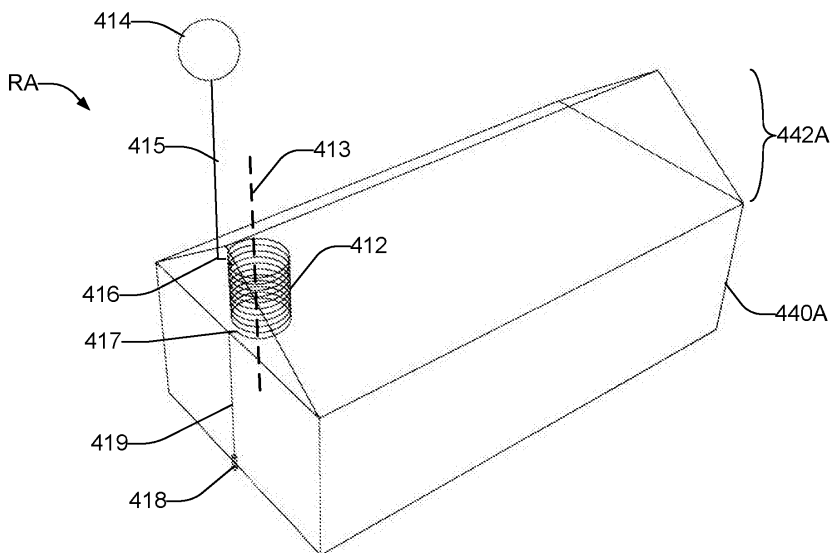
도면20e



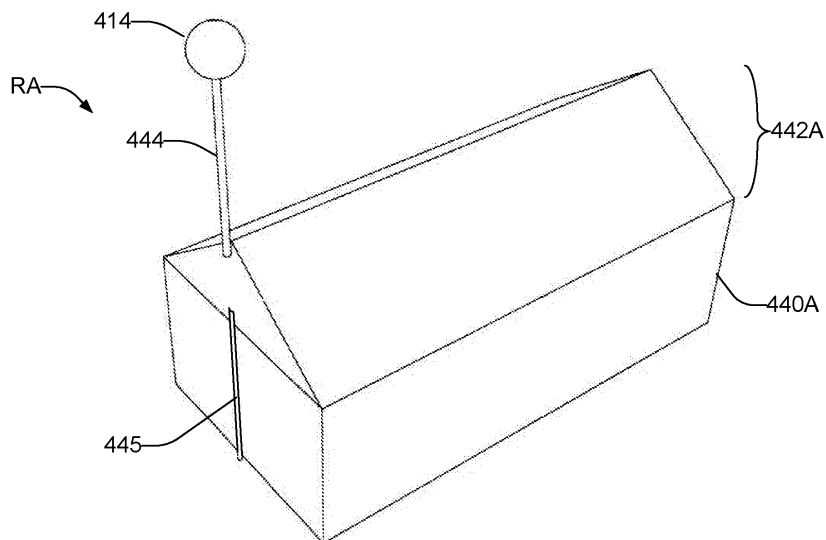
도면21



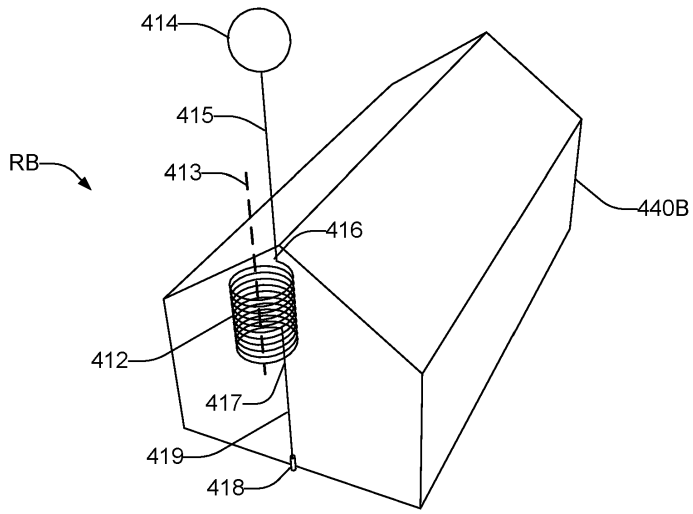
도면22a



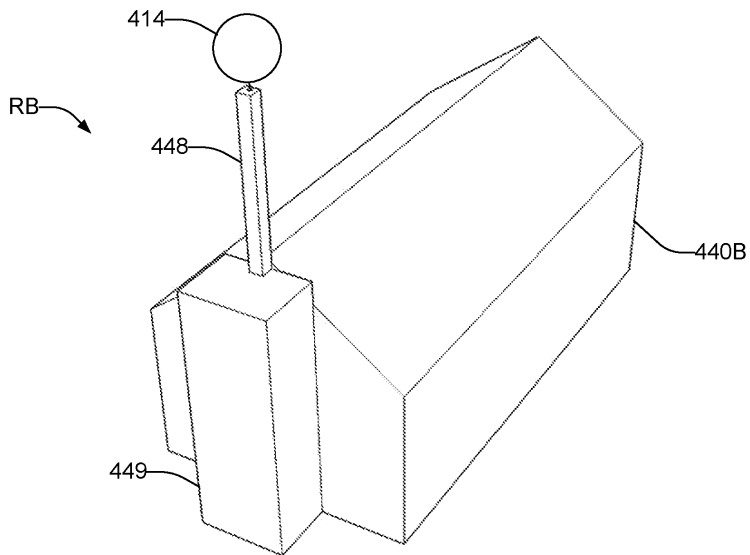
도면22b



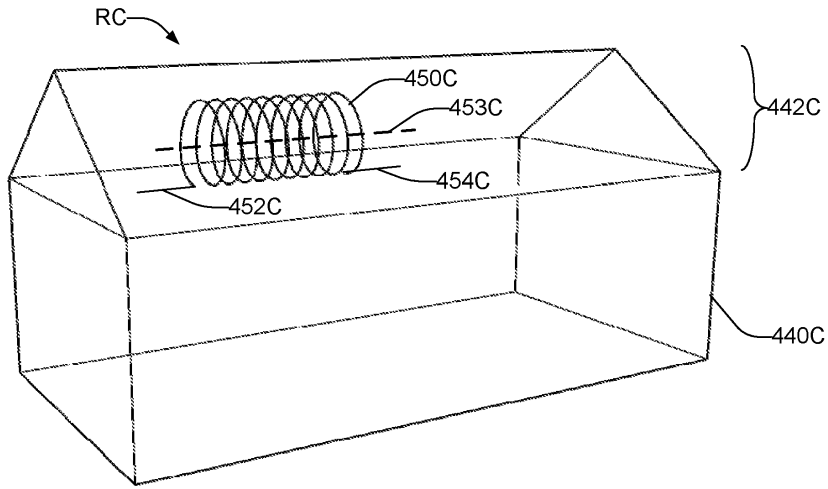
도면23a



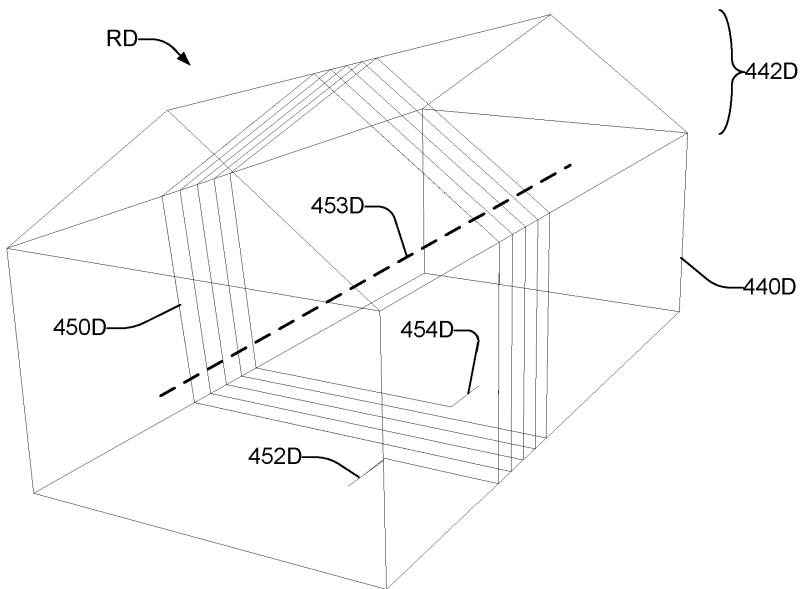
도면23b



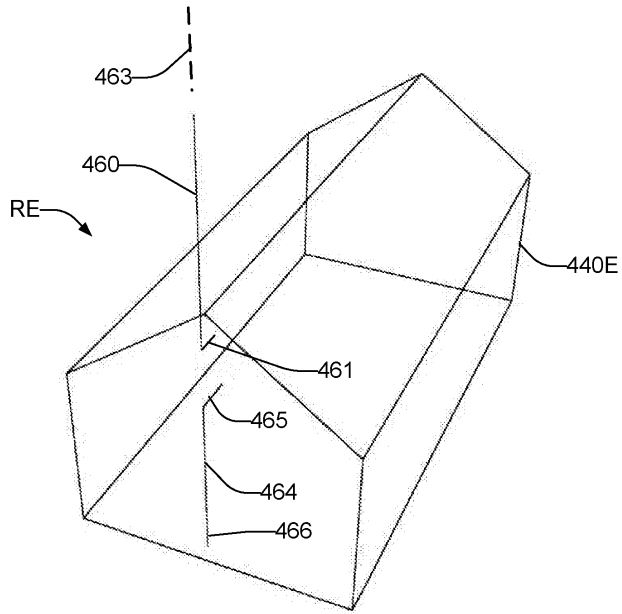
도면24a



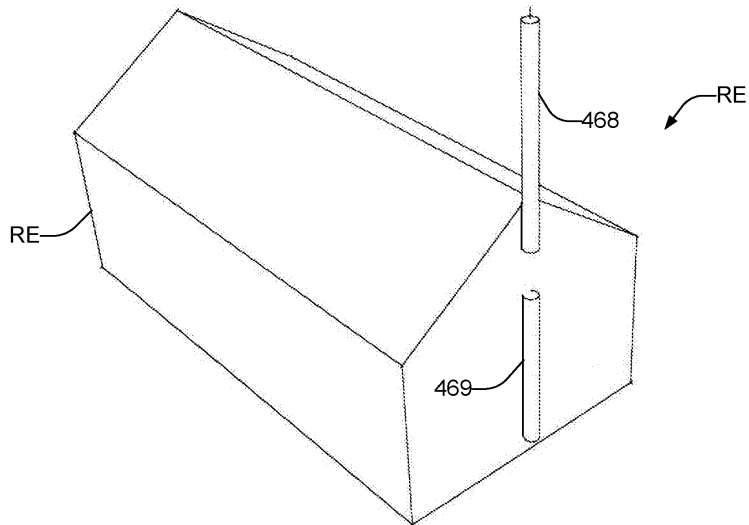
도면24b



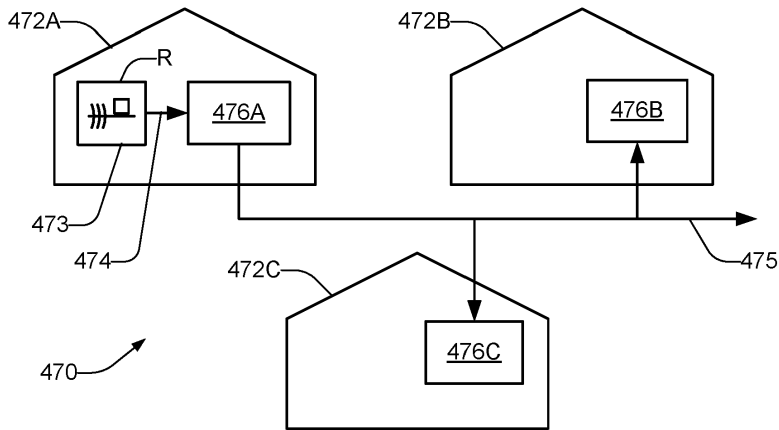
도면25a



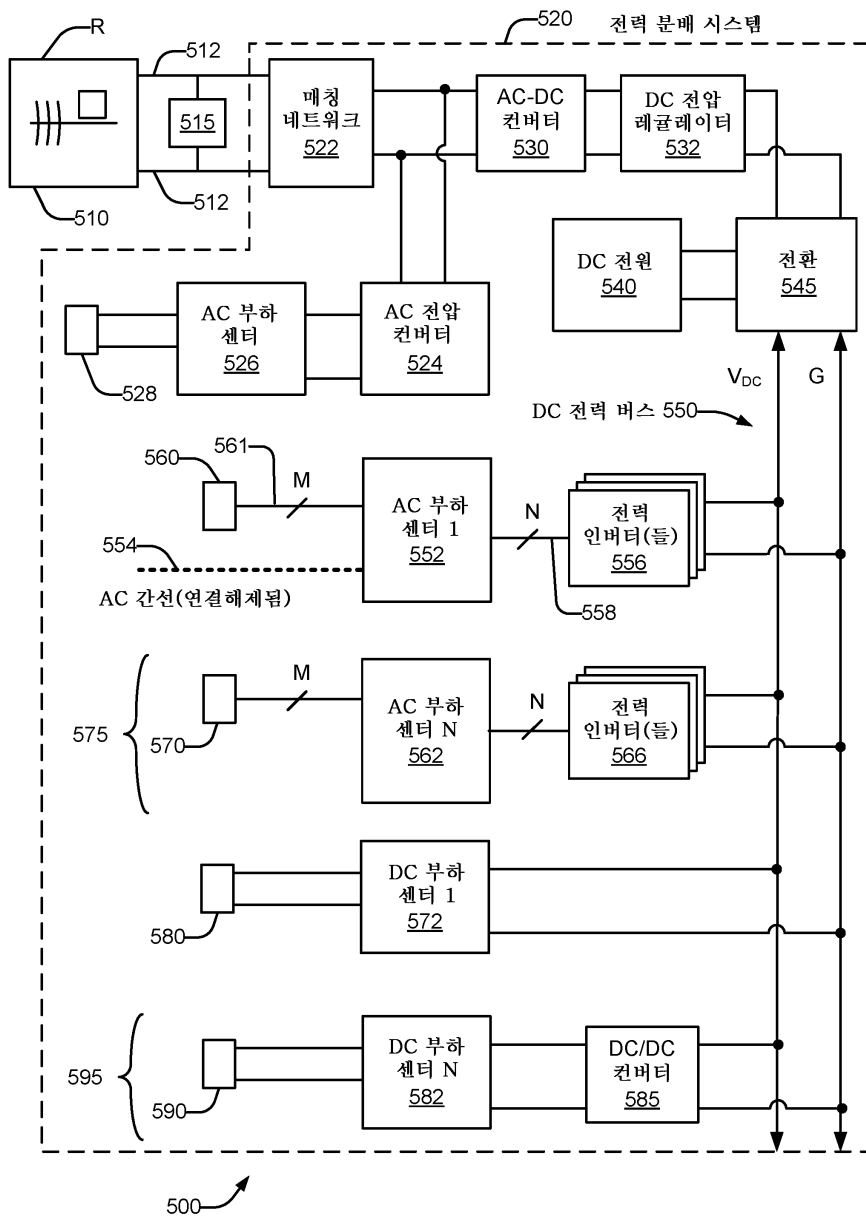
도면25b



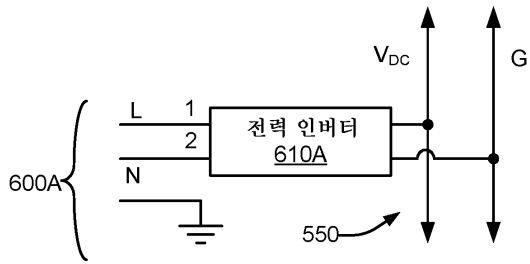
도면26



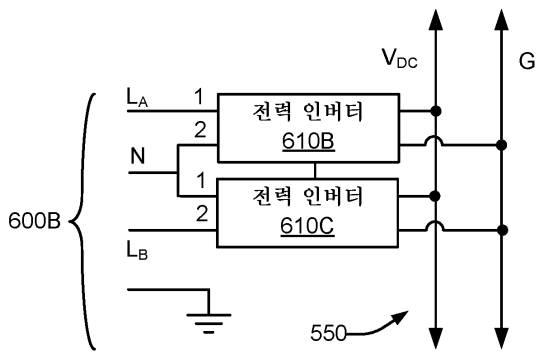
도면27



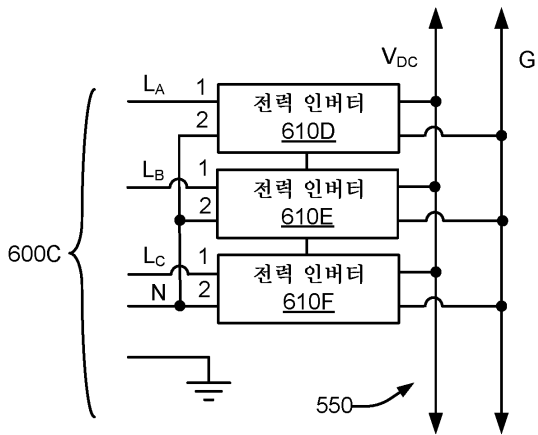
도면28a



도면28b



도면28c



도면29

