



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0051584
(43) 공개일자 2018년05월16일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 3/52 (2006.01) H02J 50/20 (2016.01)
(52) CPC특허분류
H04B 3/52 (2013.01)
H02J 50/20 (2016.02)
(21) 출원번호 10-2018-7009869
(22) 출원일자(국제) 2016년08월18일
심사청구일자 없음
(85) 번역문제출일자 2018년04월06일
(86) 국제출원번호 PCT/US2016/047611
(87) 국제공개번호 WO 2017/044282
국제공개일자 2017년03월16일
(30) 우선권주장
14/848,494 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
(74) 대리인
양영준, 김연송, 백만기

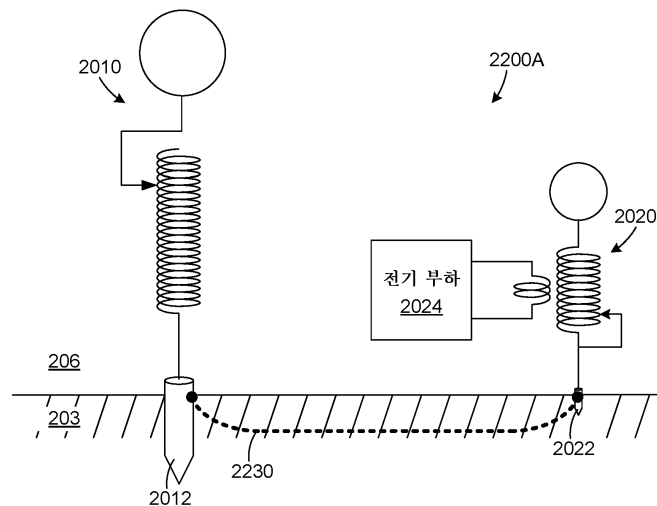
전체 청구항 수 : 총 15 항

(54) 발명의 명칭 **귀로 결합된 무선 전력 전송**

(57) 요약

귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템들의 양태들이 기술되어 있다. 일 실시예에서, 시스템은 손실형 전도성 매체 위의 높이에 상승된 충전 단자, 접지 말뚝, 및 공급 네트워크를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브를 포함한다. 시스템은 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 거리만큼 연장되는 상기 접지 말뚝에 결합된 전도체, 및 상기 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하는 적어도 하나의 유도 표면과 수신기를 추가로 포함한다. 상기 전도체는 특히 상기 유도 표면 도파로 프로브의 동작 주파수가 중간, 높은, 또는 매우 높은 주파수 범위들에 있을 때, 상기 프로브와 상기 유도 표면과 수신기들 사이의 전력 전달에서 부가의 효율을 제공하는 데 도움을 줄 수 있다.

대표도 - 도22a



명세서

청구범위

청구항 1

시스템으로서,

여기 소스;

손실형 전도성 매체(lossy conducting medium) 위의 높이에 상승된 충전 단자, 접지 말뚝(ground stake), 및 공급 네트워크(feed network)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(guided surface waveguide probe) - 상기 공급 네트워크는 상기 접지 말뚝, 상기 여기 소스, 및 상기 충전 단자 사이에 결합됨 -; 및

상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 거리만큼 상기 접지 말뚝으로부터 연장되는 전도체를 포함하는, 시스템.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 상기 거리만큼 연장되는 제1 길이의 전도체 및 상기 유도 표면 도파로 프로브 주위에 적어도 부분적으로 측방향으로, 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 HankeI 크로스오버 거리와 적어도 동일하거나 그보다 큰 거리에서 연장되는 제2 길이의 전도체를 포함하는, 시스템.

청구항 3

제1항 또는 제2항에 있어서,

상기 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 상기 거리만큼 연장되는 제1 길이의 전도체 및 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 영역에 걸쳐 있는 부가의 전도체들의 네트워크를 포함하고; 상기 제1 길이의 전도체가 연장되는 상기 거리는 상기 유도 표면 도파로 프로브의 HankeI 크로스오버 거리보다 큰, 시스템.

청구항 4

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 실질적으로 상기 계면을 따라 상기 거리만큼 연장되는, 시스템.

청구항 5

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 상기 제2 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부분만큼 연장되는, 시스템.

청구항 6

제1항 내지 제5항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 제2 거리만큼 연장되는 상기 접지 말뚝에 결합된 제2 전도체; 및

복수의 유도 표면과 수신기를 추가로 포함하고, 상기 복수의 유도 표면과 수신기 중 적어도 하나는 상기 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하고 상기 복수의 유도 표면과 수신기 중 적어도 다른 하나는 상기 제2 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하는, 시스템.

청구항 7

제1항 내지 제6항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브는 상기 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각으로 입사하는 파면을 합성하는 적어도 하나의 결과적인 필드를 발생시키도록 구성되는,

시스템.

청구항 8

제1항 내지 제7항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 공급 네트워크는 상기 유도 표면 도파로 프로브의 근방에서의 상기 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각과 연관된 파 경사각과 매칭하는 위상 지연을 제공하도록 구성되는, 시스템.

청구항 9

시스템으로서,

여기 소스;

손실형 전도성 매체 위의 높이에 상승된 충전 단자 및 상기 충전 단자에 전기적으로 결합되고 상기 손실형 전도성 매체와 접촉하는 접지 말뚝을 포함하는 유도 표면 도파로 프로브;

상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 거리만큼 상기 접지 말뚝으로부터 연장되는 전도체; 및

상기 전도체에 근접한 접지 연결을 포함하는 적어도 하나의 유도 표면과 수신기를 포함하는, 시스템.

청구항 10

제9항에 있어서, 상기 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 상기 거리만큼 연장되는 제1 길이의 전도체 및 상기 제1 길이의 전도체에 전기적으로 결합된 부가의 전도체들의 네트워크를 포함하는, 시스템.

청구항 11

제10항에 있어서, 상기 부가의 전도체들의 네트워크는 상기 제1 길이의 전도체에 전기적으로 결합되고, 영역에 걸쳐, 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 Hankei 크로스오버 거리와 적어도 동일하거나 그보다 큰 거리에서 연장되는, 시스템.

청구항 12

제9항 내지 제11항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 전도체는 상기 손실형 전도성 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부만큼 연장되는, 시스템.

청구항 13

제9항 내지 제12항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 상기 제2 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부만큼 연장되는, 시스템.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 제2 거리만큼 연장되는 상기 접지 말뚝에 결합된 제2 전도체; 및

적어도 하나의 다른 유도 표면과 수신기를 추가로 포함하고, 상기 적어도 하나의 다른 유도 표면과 수신기는 상기 제2 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하는, 시스템.

청구항 15

제9항 내지 제14항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 유도 표면 도파로 프로브는 상기 접지 말뚝, 상기 여기 소스, 및 상기 충전 단자 사이에 결합된 공급 네트워크를 추가로 포함하고; 및

상기 공급 네트워크는 상기 유도 표면 도파로 프로브의 근방에서의 상기 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각과 연관된 파 경사각과 매칭하는 위상 지연을 제공하도록 구성되는, 시스템.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 관련 출원의 상호 참조

[0002] 본 출원은 2015년 9월 9일자로 출원된 미국 출원 제14/848,494호 - 참조에 의해 그 전체가 본원에 인용됨 - 에 대한 우선권 및 그의 이익을 주장한다.

[0003] 본 출원은 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 또한 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 또한 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 또한 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 수신하였다. 전파 공학과는 대조적으로, 지난 세기의 전력 분배 시스템들은 전기 전도체들을 따라 유도되는 에너지의 전송을 수신하였다. 무선 주파수(radio frequency)(RF)와 전력 전송 사이의 구분에 대한 이러한 이해는 1900년대 초 이래로 존재해 왔다.

발명의 내용

[0005] 일 실시예에 따르면, 여기 소스, 유도 표면 도파로 프로브(guided surface waveguide probe) 및 전도체를 포함하는 시스템이 제공된다. 상기 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체(lossy conducting medium) 위의 높이에 상승된 충전 단자, 접지 말뚝(ground stake), 및 공급 네트워크(feed network)를 포함한다. 공급 네트워크는 접지 말뚝, 여기 소스 및 충전 단자 사이에 결합된다. 상기 전도체는 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 거리만큼 상기 접지 말뚝으로부터 연장된다.

[0006] 다른 실시예들에서, 여기 소스, 유도 표면 도파로 프로브, 전도체, 및 하나 이상의 유도 표면과 수신기를 포함하는 시스템이 제공된다. 상기 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위의 높이에 상승된 충전 단자 및 상기 충전 단자에 전기적으로 결합되고 상기 손실형 전도성 매체와 접촉하는 접지 말뚝을 포함한다. 상기 전도체는 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 거리만큼 상기 접지 말뚝으로부터 연장된다. 상기 하나 이상의 유도 표면과 수신기는 상기 전도체에 근접한 접지 연결을 포함한다.

[0007] 다른 실시예에서, 시스템은 여기 소스, 유도 표면 도파로 프로브, 제1 전도체, 부가의 전도체들의 네트워크, 및 다수의 유도 표면과 수신기를 포함한다. 상기 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위의 높이에 상승된 충전 단자 및 상기 충전 단자에 전기적으로 결합되고 상기 손실형 전도성 매체와 접촉하는 접지 말뚝을 포함한다. 상기 제1 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 연장된다. 상기 부가의 전도체들의 네트워크는 상기 제1 전도체에 전기적으로 결합된다. 상기 유도 표면과 수신기들 중 적어도 하나는 상기 부가의 전도체들의 네트워크에 결합된 접지 연결을 포함한다.

[0008] 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.

[0009] 그에 추가하여, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 본원에 교시되는 개시내용 전체의 모든 양태들에서 사용가능하다. 게다가, 종속 청구항들의 개별적인 특징들은 물론, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 서로 조합가능하고 상호교환가능하다.

도면의 간단한 설명

[0010] 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 표면파의 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 20은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템을 예시한 다이어그램.

도 21은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 다른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템을 예시한 다이어그램.

도 22a 및 도 22b는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템들을 예시한 다이어그램들.

도 23은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 전도체들의 네트워크를 포함한 다른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템을 예시한 다이어그램.

도 24는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 전도체들의 네트워크를 포함한 다른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템을 예시한 다이어그램.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0011] 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.

[0012] 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 전자기 파들이 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.

[0013] 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.

[0014] 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.

[0015] 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 d는 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.

[0016] 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.

[0017] 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 electro-magnetic) 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 방정식과 경계 조건들은, 수학적으로, 이산 스펙트럼들의 합과 연속 스펙트럼으로 이루어진 파수들의 스펙트럼 표현으로 이어진다. 이를 위해, [Sommerfeld, A., "Uber 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.

[0018] "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.

[0019] 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.

[0020] 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.

[0021] 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.

[0022] 도 2를 참조하면, Jonathan Zenneck의 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 Jonathan Zenneck에 의해 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.

[0023] 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 합성한다.

[0024] 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:

[0025] [수학식 1]

[0026]
$$H_{2\phi} = Ae^{-u_2z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0027] [수학식 2]

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

[0029] [수학식 3]

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

[0031] $e^{j\omega t}$ 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:

[0032] [수학식 4]

$$H_{1\phi} = A e^{u_1 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0034] [수학식 5]

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

[0036] [수학식 6]

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

[0038] 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) n 차(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, f 는 여기 주파수임 - 이며, ϵ_0 는 자유 공간의 유전율이고, ϵ_1 은 영역 1의 유전율이며, A 는 소스에 의해 부과되는 소스 상수이고, γ 는 표면파 방사상 전파 상수(surface wave radial propagation constant)이다.

[0039] $\pm z$ 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,

[0040] [수학식 7]

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

[0042] 영역 1에서, 수학식 8을 제공한다.

[0043] [수학식 8]

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

[0045] 방사상 전파 상수(γ)는 수학식 9에 의해 주어지고,

[0046] [수학식 9]

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

[0048] 이것은 n 이 수학식 10에 의해 주어지는 복소 굴절률인 복소 표현식이다.

[0049] [수학식 10]

[0050]
$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$$

[0051] 이상의 수학식들 모두에서,

[0052] [수학식 11]

[0053]
$$x = \frac{\sigma_1}{\omega\epsilon_0}$$

[0054] 이고,

[0055] [수학식 12]

[0056]
$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = \frac{\lambda_0}{2\pi}$$

[0057] 이며, 여기서 ϵ_r 은 영역 1의 상대 투자율을 포함하고, σ_1 은 영역 1의 전도율이며, ϵ_0 은 자유 공간의 투자율 이고, μ_0 은 자유 공간의 투자율을 포함한다. 따라서, 생성된 표면파는 계면에 평행하게 전파하고, 그에 수직 으로는 지수적으로 감쇠한다. 이것은 소실(evanesence)이라고 알려져 있다.

[0058] 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 여기시키는 구조물들을 상술한다. 구체적으로는, 다양한 실시예들 에 따르면, 유도 표면 도파로 프로브는, 전압 및/또는 전류를 공급받고 영역 2와 영역 1 사이의 경계 계면에 대 해 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.

[0059] 일 실시예에 따르면, 손실형 전도성 매체(203)는 지구라는 행성과 같은 지상 매체를 포함할 수 있다. 이를 위 해, 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 구 성하는 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 실시예 들에서, 손실형 전도성 매체(203)는, 자연적으로 발생한 것이든 인공적인 것이든 간에, 지구 이외의 어떤 매체 를 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 매체들 을 포함할 수 있다.

[0060] 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 대 해 다른 매체들을 포함할 수 있다.

[0061] 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 실시예 들에 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(θ₁)에 따라, 영역 1을 포함하는 손실형 전도성 매체 (203)의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에 전기 필드를 실질적으로 모드-매칭시키는 것이 가능하다.

[0062] 수학식 1 내지 수학식 6의 Zenneck 폐쇄형 해들을 고려함으로써, 영역 1과 영역 2 사이의 Leontovich 임피던스

경계 조건은 수학식 13으로서 서술될 수 있고,

[0063] [수학식 13]

$$\hat{z} \times \vec{H}_2(\rho, \varphi, 0) = \vec{J}_s$$

[0065] 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,

[0066] [수학식 14]

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

[0068] 여기서 A는 상수이다. 게다가, 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 근위(close-in)에서($\rho \ll \lambda_2$ 에 대해), 상기 수학식 14는 수학식 15의 거동을 갖는다는 점에 주목해야 한다.

[0069] [수학식 15]

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

[0071] 음의 부호는, 소스 전류(I_o)가 도 3에 예시된 바와 같이 수직 방향으로 흐를 때, "근위" 접지 전류가 방사상으로 *내향*으로 흐른다는 것을 의미한다. "근위"에서의 H_ϕ 에 관한 필드 매칭에 의해, 수학식 16이라고 결정될 수 있고,

[0072] [수학식 16]

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

[0074] 여기서, 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 14에서, $q_1 = C_1V_1$ 이다. 따라서, 수학식 14의 방사상 표면 전류 밀도는 수학식 17로서 서술될 수 있다.

[0075] [수학식 17]

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

[0077] 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 17에 의해 표현되는 필드들은, 지상과 전파와 연관되어 있는 *방사 필드들이 아닌*, 손실형 계면에 속박된 *전송 라인 모드*의 특성을 갖는다. 문헌 [Barlow, H. M. and Brown, J., Radio Surface Waves, Oxford University Press, 1962, pp. 1-5]를 참조한다.

[0078] 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.

[0079] [수학식 18]

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

[0081] [수학식 19]

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

[0083] 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.

[0084] $H_n^{(2)}(k\rho\rho)$ 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:

[0085] [수학식 20a]

[0086]
$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})}$$

[0087] 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.

[0088] [수학식 20b]

[0089]
$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} j \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} e^{-j(x - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4})}$$

[0090] 유도 표면 도파로 프로브에 대한 근위에서($\rho \ll \lambda$ 에 대해), 제2종 1차 Hankel 함수는 수학식 21과 같이 거동한다.

[0091] [수학식 21]

[0092]
$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow 0} \frac{2j}{\pi x}$$

[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.

[0094] 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.

[0095] 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.

[0096] 영역 2에서의 Zenneck 폐쇄형 해의 수학적 2 및 수학적 3에 의해 주어지는 전기 필드 성분들을 고려하면, E_z 와 E_ρ 의 비가 점근적으로 수학적 22로 되고,

[0097] [수학적 22]

[0098]
$$\frac{E_z}{E_\rho} = \left(\frac{-j\gamma}{u_2} \right) \frac{H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)}{H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}} = n = \tan \theta_i$$

[0099] 여기서 n 은 수학적 10의 복소 굴절률이고, θ_i 는 전기 필드의 입사각이다. 그에 부가하여, 수학적 3의 모드-매칭된 전기 필드의 수직 성분이 점근적으로 수학적 23으로 되며,

[0100] [수학적 23]

[0101]
$$E_{2z} \xrightarrow{\rho \rightarrow \infty} \left(\frac{q_{free}}{\epsilon_0} \right) \sqrt{\frac{\gamma^3}{8\pi}} e^{-u_2 z} \frac{e^{-j(\gamma\rho - \pi/4)}}{\sqrt{\rho}}$$

[0102] 수학적 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.

[0103] 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.

[0104] 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.

[0105] 예를 들어, 구형 단자의 정전용량은 접지 평면으로부터의 물리적 높이의 함수로서 표현될 수 있다. 완전 접지 면(perfect ground)으로부터 h 의 물리적 높이에 있는 구체의 정전용량은 수학적 24에 의해 주어지고,

[0106] [수학적 24]

[0107]
$$C_{\text{elevated sphere}} = 4\pi\epsilon_0 a (1 + M + M^2 + M^3 + 2M^4 + 3M^5 + \dots)$$

[0108] 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.

[0109] 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 동가 구체 직경(equivalent spherical diameter)이 결정되어 사용될 수 있다.

[0110] 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.

[0111] 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 25로서 표현될 수 있는 Fresnel 반사 계수를 사용하여 결정될 수 있고,

[0112] [수학적 25]

[0113]
$$\Gamma_{||}(\theta_i) = \frac{E_{||,R}}{E_{||,i}} = \frac{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} - (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}{\sqrt{(\epsilon_r - jx) - \sin^2 \theta_i} + (\epsilon_r - jx) \cos \theta_i}$$

[0114] 여기서 θ_i 는 표면 법선에 대해 측정된 통상의 입사각이다.

[0115] 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 26일 때 수학적 25의 분자가 0으로 된다는 것을 알 수 있고,

[0116] [수학적 26]

[0117]
$$\theta_i = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}) = \theta_{i,B}$$

[0118] 여기서 $x = \sigma/\omega\epsilon_0$ 이다. 이 복소 입사각($\theta_{i,B}$)은 브루스터 각이라고 지칭된다. 수학적 22를 다시 참조하면, 동일한 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$) 관계가 수학적 22 및 수학적 26 둘 다에 존재한다는 것을 알 수 있다.

[0119] 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 수학적 27과 같이 독립적인 수평 및 수직 성분들로부터 생성될 수 있다.

[0120] [수학적 27]

[0121]
$$\vec{E}(\theta_i) = E_\rho \hat{\rho} + E_z \hat{z}$$

[0122] 기하학적으로, 도 5a에서의 예시는 전기 필드 벡터(\mathbf{E})가 수학적 28a 및 수학적 28b에 의해 주어질 수 있다는 것을 암시하고,

[0123] [수학적 28a]

[0124]
$$E_\rho(\rho, z) = \mathbf{E}(\rho, z) \cos \theta_i$$

[0125] [수학적 28b]

[0126]
$$E_z(\rho, z) = \mathbf{E}(\rho, z) \cos\left(\frac{\pi}{2} - \theta_i\right) = \mathbf{E}(\rho, z) \sin \theta_i$$

[0127] 이는 필드 비가 수학적 29라는 것을 의미한다.

[0128] [수학식 29]

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

[0130] "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,

[0131] [수학식 30a]

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

[0133] 또는

[0134] [수학식 30b]

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

[0136] 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.

[0137] 유도 표면파에 수학식 30b를 적용하면 수학식 31이 주어진다.

[0138] [수학식 31]

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

[0140] 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)과 동일한 입사각에서, 수학식 25의 Fresnel 반사 계수가, 수학식 32에 의해 나타낸 바와 같이, 사라진다.

[0141] [수학식 32]

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

[0143] 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.

[0144] 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.

[0145] [수학식 33]

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

[0147] 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 수행

되고, 구조물의 베이스(base)(또는 입력)를 통해 상향으로 흐르는 접지 전류(I_0)에 대해 정규화된다. 구조물을 따라 있는 분포 전류는 수학적 식 34에 의해 표현될 수 있고,

[0148] [수학적 식 34]

[0149]
$$I(z) = I_C \cos(\beta_0 z)$$

[0150] 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.

[0151] 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 l_C 이고 전파 인자가 수학적 식 35인 경우, $\theta_c = \beta_p l_C$ 이며,

[0152] [수학적 식 35]

[0153]
$$\beta_p = \frac{2\pi}{\lambda_p} = \frac{2\pi}{V_f \lambda_0}$$

[0154] 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.

[0155] 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 수학적 식 36이며,

[0156] [수학적 식 36]

[0157]
$$I_C(\theta_c + \theta_y) = I_0 e^{j\Phi}$$

[0158] 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 수학적 식 37에 의해 근사화될 수 있다.

[0159] [수학적 식 37]

[0160]
$$h_{eff} = \frac{1}{I_0} \int_0^{h_p} I_0 e^{j\Phi} \cos(\beta_0 z) dz \cong h_p e^{j\Phi}$$

[0161] 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.

[0162] 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. 수학적 식 26으로부터, 손실형 전도성 매체에 대해, 브루스터 각이 복소수이고 수학적 식 38에 의해 명시된다는 것을 상기한다.

[0163] [수학적 식 38]

[0164]
$$\tan \theta_{i,B} = \sqrt{\epsilon_r - j \frac{\sigma}{\omega \epsilon_0}} = n$$

[0165] 전기적으로, 기하학적 파라미터들은 수학식 39에 의해 충전 단자(T_1)의 전기적 유효 높이(h_{eff})에 의해 관련되어 있고,

[0166] [수학식 39]

[0167]
$$R_x \tan \psi_{i,B} = R_x \times W = h_{eff} = h_p e^{j\Phi}$$

[0168] 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.

[0169] [수학식 40]

[0170]
$$\frac{h_{eff}}{R_x} = \tan \psi_{i,B} = W_{Rx}$$

[0171] 물리적 높이(h_p)와 Hankel 크로스오버 거리(R_x) 둘 다가 실수량들이기 때문에, Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서의 원하는 유도 표면과 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: $\Phi = \Psi$.

[0172] 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 도시되어 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.

[0173] 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, 수학식 39가 나타내는 바와 같이, 충전 단자(T_1)의 높이(H_1)(도 3)는 Hankel 함수의 원위 성분(far-out component)을 여기서시키기 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.

[0174] 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 표면과 모드에 실질적으로 모드-매칭하는 것에 의해 방사상 표면 전류들을 여기서키도록 구성될 수 있다.

[0175] 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 구현들

에서, 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.

[0176] 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(T₁)(예컨대, 높이(h_p)에 있는 구체)를 포함할 수 있다. 제2 매체(206)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 위치된다. 충전 단자(T₁)는 자기 정전용량(C_T)을 갖는다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 단자(T₁)에 인가되는 전압에 의존하는 전하(Q_i)가 단자(T₁)에 부여된다.

[0177] 도 7의 예에서, 코일(215)은 제1 단부에서 접지 말뚝(ground stake)(218)에 결합되고 수직 공급 라인 전도체(221)를 통해 충전 단자(T₁)에 결합된다. 일부 구현들에서, 도 7에 도시되는 바와 같이, 충전 단자(T₁)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.

[0178] 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(T₁)의 크기와 같은, 다양한 동작 조건들에 기초한다. 굴절률은 수학식 10 및 수학식 11로부터 수학식 41로서 계산될 수 있고,

[0179] [수학식 41]

[0180]
$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$$

[0181] 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,

[0182] [수학식 42]

[0183]
$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx})$$

[0184] 도 5a에 도시되는 바와 같이 표면으로부터 수학식 43으로서 측정될 수 있다.

[0185] [수학식 43]

[0186]
$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B}$$

[0187] Hankel 크로스오버 거리에서의 파 경사(W_{R_x})가 또한 수학식 40을 사용하여 구해질 수 있다.

[0188] 도 4에 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 거리가 또한 $-jY\rho$ 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.

[0189] [수학식 44]

[0190]
$$h_{eff} = h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B}$$

[0191] 수학식 44로부터 알 수 있는 바와 같이, 복소 유효 높이(h_{eff})는 충전 단자(T₁)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(T₁) 구성을 사용해, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구성을 결정하는 것이 가능하다.

[0192] 충전 단자(T₁)가 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 위에 위치된 경우, 공급 네트워크(209)(도 3) 및/또는 공급 네

트위크를 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.

[0193] 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 원용됨 - 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,

[0194] [수학식 45]

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

[0195]

[0196] 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.

[0197] [수학식 46]

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

[0198]

[0199] 헬릭스가 나선형으로 권취되거나 짧고 뚱뚱한 경우 원리는 동일하지만, V_f 및 θ_c 는 실험적 측정에 의해 획득한 값이 보다 용이하다. 나선형 전송 라인의 특성 (파) 임피던스에 대한 표현식이 또한 수학식 47로서 도출되었다.

[0200] [수학식 47]

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

[0201]

[0202] 구조물의 공간적 위상 지연(θ_y)은 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)의 진행파 위상 지연을 사용하여 결정될 수 있다. 완전 접지 평면(perfect ground plane)보다 위에 있는 원통형 수직 전도체의 정전용량은 수학식 48로서 표현될 수 있고,

[0203] [수학식 48]

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

[0204]

[0205] 여기서 h_w 는 전도체의 수직 길이(또는 높이)이고, a 는 반경이다(mks 단위로 되어 있음). 나선형 코일에서와 같이, 수직 공급 라인 전도체의 진행파 위상 지연은 수학식 49에 의해 주어질 수 있고,

[0206] [수학식 49]

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

[0207]

[0208] 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,

[0209] [수학식 50]

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

[0210]

[0211] 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.

[0212] [수학식 51]

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

[0213]

[0214] 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.

[0215] 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 여기서도 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 표면파를 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.

[0216] 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.

[0217] 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.

[0218] 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.

[0219] 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,

[0220] [수학식 52]

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

[0221]

이고, 여기서

[0222]

[수학식 53]

[0223]

$$\gamma_e^2 = j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1$$

[0224]

이고

[0225]

수학식 12에 나타낸 바와 같이

[0226]

[수학식 54]

[0227]

$$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$$

[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.

[0230] 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.

[0231] 도 8a의 경우에, 상부 영역(공기)(142)에서의 전파 상수 및 파 고유 임피던스(wave intrinsic impedance)는 수학식 55 및 수학식 56이다.

[0232] [수학식 55]

$$[0233] \gamma_o = j\omega\sqrt{\mu_o\varepsilon_o} = 0 + j\beta_o$$

[0234] [수학식 56]

$$[0235] Z_o = \frac{j\omega\mu_o}{\gamma_o} = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}}$$

[0236] 손실형 지구(133)에서, 전파 상수 및 파 고유 임피던스는 수학식 57 및 수학식 58이다.

[0237] [수학식 57]

$$[0238] \gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\varepsilon_1)}$$

[0239] [수학식 58]

$$[0240] Z_e = \frac{j\omega\mu_1}{\gamma_e}$$

[0241] 수직 입사에 대해, 도 8b의 등가 표현은 TEM 전송 라인 - 그의 특성 임피던스는 γ_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 계면에 서 보이는 이미지 접지 평면 임피던스(Z_{in})는 수학식 59에 의해 주어진다.

[0242] [수학식 59]

$$[0243] Z_{in} = Z_o \tanh(\gamma_o z_1)$$

[0244] 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.

[0245] [수학식 60]

$$[0246] z_1 = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{Z_e}{Z_o} \right) = \frac{1}{\gamma_o} \tanh^{-1} \left(\frac{\gamma_o}{\gamma_e} \right) \approx \frac{1}{\gamma_e}$$

[0247] 이 근사화를 위해 역 쌍곡선 탄젠트(inverse hyperbolic tangent)에 대한 급수 전개와 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.

[0248] 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.

[0249] [수학식 61]

$$[0250] d = 2z_1 \approx \frac{2}{\gamma_e}$$

[0251] 그에 부가하여, "이미지 전하"는 실제 전하(real charge)와 "동일하고 그와 반대쪽에 있으며", 따라서 깊이 z_1

= - d/2에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)의 전위는 0일 것이다.

[0252] 도 3에 예시된 바와 같이 전하(Q₁)가 지구의 표면으로부터 거리(H₁)만큼 상승되어 있는 경우, 이미지 전하(Q₁')는 그 표면 아래로 D₁ = d + H₁의 복소 거리에, 또는 이미지 접지 평면(130) 아래로 d/2 + H₁의 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.

[0253] 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 진행과 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_w는 옴 단위의 상승된 수직 공급 라인 전도체(221)의 특성 임피던스이고, Z_c는 옴 단위의 코일(215)의 특성 임피던스이며, Z_o는 자유 공간의 특성 임피던스이다.

[0254] 유도 표면 도파로 프로브(200)의 베이스에서, 구조물 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ 이다. 부하 임피던스가 수학식 62:

[0255] [수학식 62]

$$Z_L = \frac{1}{j\omega C_T}$$

[0256]

[0257] - C_T는 충전 단자(T₁)의 자기 정전용량임 - 인 경우, 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 63에 의해 주어지고:

[0258] [수학식 63]

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

[0259]

[0260] 코일(215)(도 7) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 64에 의해 주어진다:

[0261] [수학식 64]

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

[0262]

[0263] 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:

[0264] [수학식 65]

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

[0265]

[0266] 여기서 Z_s = 0이다.

[0267] 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 수학적 1 내지 수학적 3 및 수학적 16에 의해 전파하는 표면파를 최대화하는, 프로브 구조물 상의 중첩 정재파를 유지한다.

[0268] 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/2의 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.

[0269] 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 위치 의존적 위상이 상이한 특성 임피던스들의 라인 섹션들 사이의 계면들에서의 임피던스 전이(impedance transition)들 및 라인 길이 전파 시간 지연 둘 다에 의존한다는 것이다. 사인과 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.

[0270] 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 공진파 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.

[0271] 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 발전시킴 - 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 $-j\gamma\rho$ 에 대하여 수학적 20b와 수학적 21의 크기들을 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. 복소 굴절률(n)이 수학적 41을 사용하여 결정될 수 있고, 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)이 이어서 수학적 42로부터 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)가 이어서 수학적 44로부터 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)는 Hankel 함수의 원위 성분을 여기시키기 위해 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 더 높게 있어야만 한다. 이러한 높이 관계는 초기에 표면파들을 발전시킬 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.

[0272] 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. 수학적 식 31에 기초하여, 파 경사각(Ψ)이 수학적 식 66으로부터 결정될 수 있다:

[0273] [수학적 식 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 여기시키고 손실형 전도성 매체(203)를 따라 진행파를 발진시키기 위해 경계 계면에서 복소 브루스터 각으로 Hankele 크로스오버 거리(R_x)에서 또는 그를 넘어서 전기 필드들이 확립될 수 있다.

[0276] 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 수학적 식 52, 수학적 식 53 및 수학적 식 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) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스(Z_{in})가 이어서 수학적 식 65를 사용하여 결정될 수 있다. 발진된 표면파들을 최대화하기 위해 이러한 공진 관계가 고려될 수 있다.

[0277] 코일(215)의 조절된 파라미터들 및 수직 공급 라인 전도체(221)의 길이에 기초하여, 코일(215) 및 수직 공급 라인 전도체(221)의 속도 인자, 위상 지연, 및 임피던스가 수학적 식 45 내지 수학적 식 51을 사용하여 결정될 수 있다. 그에 부가하여, 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(C_T)이, 예컨대, 수학적 식 24를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(215)의 전파 인자(β_p)는 수학적 식 35를 사용하여 결정될 수 있고, 수직 공급 라인 전도체(221)에 대한 전파 위상 상수(β_w)는 수학적 식 49를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(215) 및 수직 공급 라인 전도체(221)의 결정된 값들 및 자기 정전용량을 사용하여, 코일(215) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 임피던스(Z_{base})는 수학적 식 62, 수학적 식 63 및 수학적 식 64를 사용하여 결정될 수 있다.

[0278] 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 손실형 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 변화시킴으로써 부하 임피던스(Z_L)가 조절될 수 있다. 전도성 이미지 접지 평면(139)(또는 130)과 관련하여 등가 이미지 평면 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 결합시키는 것이 향상 및/또는 최대화될 수 있다.

[0279] 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 전도체를 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 계산될 수 있다. 이 조건들 하에서, 물리적 높이가 $h_p = 5.5$ 피트 - 이는 충전 단자(T_1)의 실제 높이보다 매우 아래에 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.

[0280] 파장은 수학적 식 67로서 결정될 수 있고:

[0281] [수학적 식 67]

[0282]
$$\lambda_o = \frac{c}{f_o} = 162.162 \text{ meters}$$

[0283] 여기서 c 는 광속이다. 수학적 식 41로부터 복소 굴절률은 수학적 식 68이고:

[0284] [수학적 식 68]

[0285]
$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx} = 7.529 - j 6.546$$

[0286] 여기서 $x = \sigma_1/\omega\epsilon_o$ 이고 $\omega = 2\pi f_o$ 이며, 수학적 식 42로부터 복소 브루스터 각은 수학적 식 69이다:

[0287] [수학적 식 69]

[0288]
$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx}) = 85.6 - j 3.744^\circ$$

[0289] 수학적 식 66을 사용하여, 파 경사 값들이 수학적 식 70이 되도록 결정될 수 있다:

[0290] [수학적 식 70]

[0291]
$$W = \frac{1}{\tan \theta_{i,B}} = \frac{1}{n} = |W|e^{j\Psi} = 0.101e^{j40.614^\circ}$$

[0292] 따라서, $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$ 을 매칭시키도록 나선형 코일이 조절될 수 있다.

[0293] 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. $h_p \ll \lambda_o$ 이기 때문에, 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수는 수학적 식 71로서 근사화될 수 있다:

[0294] [수학적 식 71]

[0295]
$$\beta_w = \frac{2\pi}{\lambda_w} = \frac{2\pi}{V_w\lambda_o} = 0.042 \text{ m}^{-1}$$

[0296] 수학적 식 49로부터 수직 공급 라인 전도체의 위상 지연은 수학적 식 72이다:

[0297] [수학적 식 72]

[0298]
$$\theta_y = \beta_w h_w \approx \beta_w h_p = 11.640^\circ$$

[0299] $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ 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.

[0300] 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 수학적 식 45를 사용하여 수학적 식 73인 것으로 결정될 수 있고:

[0301] [수학식 73]

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

[0302]

[0303] 수학식 35로부터 전파 인자는 수학식 74이다:

[0304] [수학식 74]

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

[0305]

[0306] $\theta_c = 28.974^\circ$ 인 경우, 솔레노이드 헬릭스의 축방향 길이(H)는 수학식 75이도록 수학식 46을 사용하여 결정될 수 있다:

[0307] [수학식 75]

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

[0308]

[0309] 이 높이는 수직 공급 라인 전도체가 연결되는 나선형 코일 상의 위치를 결정하고, 그 결과 8.818개의 턴($N = H/s$)을 갖는 코일이 얻어진다.

[0310] 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 전파 상수가 결정될 수 있다.

[0311] [수학식 76]

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

[0312]

[0313] 그리고 수학식 52로부터 전도성 이미지 접지 평면의 복소 깊이가 수학식 77로서 근사화될 수 있고:

[0314] [수학식 77]

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

[0315]

[0316] 여기서 지구의 물리적 경계와 전도성 이미지 접지 평면 사이의 대응하는 위상 시프트는 수학식 78에 의해 주어진다:

[0317] [수학식 78]

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

[0318]

[0319] 수학식 65를 사용하여, 손실형 전도성 매체(203)(즉, 지구) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 79로서 결정될 수 있다:

[0320] [수학식 79]

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

[0321]

[0322] 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:

[0323] [수학식 80]

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

[0325] 경계에서의 무효 성분들이 매칭된다.

[0326] 수학식 51을 사용하여, 수직 공급 라인 전도체(0.27 인치의 직경(2a)을 가짐)의 임피던스는 수학식 81로서 주어지고,

[0327] [수학식 81]

$$Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right) = 537.534 \text{ ohms}$$

[0329] 수직 공급 라인 전도체 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 63에 의해 수학식 82로서 주어진다:

[0330] [수학식 82]

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

[0332] 수학식 47을 사용하여, 나선형 코일의 특성 임피던스는 수학식 83으로서 주어지고,

[0333] [수학식 83]

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

[0335] 베이스에서 코일 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 64에 의해 수학식 84로서 주어진다:

[0336] [수학식 84]

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

[0338] 수학식 79의 해와 비교할 때, 무효 성분들이 서로 마주하고 대략 동일하며, 따라서 서로의 켈레라는 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.

[0339] 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.

[0340] 요약하면, 분석적으로도 실험적으로도, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구조물 상의 진행파 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 표

면 도파로 프로브를 갖는 수신 회로들이 이용될 수 있다.

[0341] 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. 수학적 식 31, 수학적 식 41 및 수학적 식 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.

[0342] 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_c)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.

[0343] 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 파 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 파 경사($|W|e^{j\psi}$)의 변동들을 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.

[0344] 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 변화하거나 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.

[0345] 예를 들어, 충전 단자(T_1)에 인가되는 위상 지연($\Phi = \theta_y + \theta_c$)이 파 경사각(Ψ)과 매칭하도록 조절될 수 있다. 한쪽 또는 양쪽 위상 지연들을 조절하는 것에 의해, 파 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 변화시

키기 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.

[0346] 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 버스와 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.

[0347] 도 5a의 예를 다시 참조하면, Hankel 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 Hankel 크로스오버 거리(R_x) 둘 다가 실수량들이기 때문에, Hankel 크로스오버 거리에서의 원하는 유도 표면파 경사(\mathbb{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 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.

[0348] 그렇지만, 수학적 식 39는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 물리적 높이가 비교적 작을 수 있다는 것을 의미한다. 이것이 유도 표면 도파로 모드를 여기시킬 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 Hankel 크로스오버 지점(121)(도 5a)을 넘어서 이동시킨다. 유도 표면 도파로 모드에의 결합을 개선시키고, 따라서 유도 표면파의 보다 큰 발전 효율을 제공하기 위해, 하부 보상 단자(T_2)가 Hankel 크로스오버 거리에서의 파 경사가 브루스터 각으로 있도록 충전 단자(T_1)의 총 유효 높이(h_{TE})를 조절하는 데 사용될 수 있다.

[0349] 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.

[0350] 유도 표면 도파로 프로브(200c)는 여기 소스(212)를 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)에 결합시키는 공급 네트워크(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.

[0351] 도 12의 실시예에 따르면, 충전 단자(T₁)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽으로 물리적 높이(H₁)에 위치되고, 보상 단자(T₂)는 수직 축(z)을 따라 T₁ 바로 아래로 물리적 높이(H₂)에 위치되며, 여기서 H₂는 H₁보다 작다. 전송 구조물의 높이(h)는 $h = H_1 - H_2$ 로서 계산될 수 있다. 충전 단자(T₁)는 고립(또는 자기) 정전용량(C₁)을 갖고, 보상 단자(T₂)는 고립(또는 자기) 정전용량(C₂)을 갖는다. 단자(T₁)와 단자(T₂) 사이에 그들 사이의 거리에 의존하는 상호 정전용량(C_M)이 또한 존재할 수 있다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 충전 단자(T₁) 및 보상 단자(T₂)에 인가되는 전압들에 의존하는 전하(Q₁)와 전하(Q₂)가 충전 단자(T₁)와 보상 단자(T₂)에, 각각, 부여된다.

[0352] 다음에 도 13을 참조하면, 도 12의 충전 단자(T₁) 상의 상승된 전하(Q₁) 및 보상 단자(T₂)에 의해 생성된 효과들의 광선 광학 해석이 도시되어 있다. 충전 단자(T₁)가 광선이 라인(163)에 의해 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 지점(121)보다 더 큰 거리에서 손실형 전도성 매체와 브루스터 각으로 교차하는 높이로 상승된 경우, 보상 단자(T₂)는 증가된 높이를 보상함으로써 h_{TE}를 조절하는 데 사용될 수 있다. 보상 단자(T₂)의 효과는 라인(166)에 의해 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 거리에서의 파 경사가 브루스터 각으로 있도록 유도 표면 도파로 프로브의 전기적 유효 높이를 감소시키는 것(또는 손실형 매체 계면을 효과적으로 상승시키는 것)이다.

[0353] 총 유효 높이는 수학식 85이도록 충전 단자(T₁)와 연관된 상부 유효 높이(h_{UE})와 보상 단자(T₂)와 연관된 하부 유효 높이(h_{LE})의 중첩으로서 쓰여질 수 있고,

[0354] [수학식 85]

[0355]
$$h_{TE} = h_{UE} + h_{LE} = h_p e^{j(\beta h_p + \Phi_U)} + h_d e^{j(\beta h_d + \Phi_L)} = R_x \times W$$

[0356] 여기서 Φ_U 는 상부 충전 단자(T₁)에 인가된 위상 지연이고, Φ_L 은 하부 보상 단자(T₂)에 인가된 위상 지연이며, $\beta = 2\pi/\lambda_p$ 는 수학식 35로부터의 전파 인자이고, h_p는 충전 단자(T₁)의 물리적 높이이며, h_d는 보상 단자(T₂)의 물리적 높이이다. 추가 리드 길이들이 고려되는 경우, 이들이 수학식 86에 나타낸 바와 같이 충전 단자 리드 길이(z)를 충전 단자(T₁)의 물리적 높이(h_p)에 그리고 보상 단자 리드 길이(y)를 보상 단자(T₂)의 물리적 높이(h_d)에 가산하는 것에 의해 참작될 수 있다.

[0357] [수학식 86]

[0358]
$$h_{TE} = (h_p + z) e^{j(\beta(h_p+z) + \Phi_U)} + (h_d + y) e^{j(\beta(h_d+y) + \Phi_L)} = R_x \times W$$

[0359] 총 유효 높이(h_{TE})를 도 5a의 복소 유효 높이(h_{eff})와 동일하도록 조절하기 위해 하부 유효 높이가 사용될 수 있다.

[0360] Hankel 크로스오버 거리에서 원하는 파 경사를 획득하기 위해 보상 단자(T₂)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(T₁)에 인가되는 위상 시프트로서 다시 쓰여질 수 있다.

[0361] [수학식 87]

[0362]
$$\Phi_U(h_d) = -\beta(h_p + z) - j \ln \left(\frac{R_x \times W - (h_d + y) e^{j(\beta h_d + \beta y + \Phi_L)}}{(h_p + z)} \right)$$

[0363] 보상 단자(T₂)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(T₁)의 복소 유효 높이(h_{UE})와 하부 보상 단자(T₂)의 복소 유효 높이(h_{LE})의 중첩이다. 다음에, 입사각의 탄젠트는 기하학적으로 수학식 88로서 표현될 수 있고,

[0364] [수학식 88]

[0365]
$$\tan \psi_E = \frac{h_{TE}}{R_x}$$

[0366] 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.

[0367] 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.

[0368] 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)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 사용하여 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 위치된 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.

[0369] 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 위치된 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.

[0370] 도 14의 예에서, 코일(215) 상에 위치된 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 $-jY\rho$ 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($|W|e^{j\varphi}$) 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.

[0371] 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 있

다. 충전 단자(T₁)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하(Q₁)를 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T₁)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T₁)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다. 충전 단자(T₁) 상의 속박 전하의 양을 감소시키기 위해, 유도 표면과를 발전시키기 위한 충전 단자(T₁) 상의 자유 전하를 제공하는 원하는 고도는 손실형 전도성 매체(예컨대, 지구) 위쪽에 있는 유효 구체 직경의 4 내지 5배 이상이어야만 한다. 보상 단자(T₂)는 R_x에서 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(T₂)는 충전 단자(T₁) 아래로 h_d = h_T - h_p에 위치될 수 있고, 여기서 h_T는 충전 단자(T₁)의 총 물리적 높이이다. 보상 단자(T₂)의 위치가 고정되고 위상 지연(Φ_U)이 상부 충전 단자(T₁)에 인가되는 경우, 하부 보상 단자(T₂)에 인가되는 위상 지연(Φ_L)이 수학적 식 89이도록 수학적 식 86의 관계들을 사용하여 결정될 수 있다:

[0372] [수학적 식 89]

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

대안의 실시예들에서, 보상 단자(T₂)가 Im{Φ_L} = 0인 높이 h_d에 위치될 수 있다. 이것이 도 15a에 그래픽으로 예시되어 있으며, 도 15a는 Φ_U의 허수부의 플롯(172) 및 실수부의 플롯(175)을 도시하고 있다. 보상 단자(T₂)는, 플롯(172)에 그래픽으로 예시된 바와 같이, Im{Φ_U} = 0인 높이 h_d에 위치된다. 이 고정 높이에서, 플롯(175)에 그래픽으로 예시된 바와 같이, 코일 위상(Φ_U)은 Re{Φ_U}로부터 결정될 수 있다.

AC 소스(212)가 (예컨대, 결합을 최대화하기 위해 50Ω 지점에서) 코일(215)에 결합된 경우, 동작 주파수에서 보상 단자(T₂)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 V₁은 AC 소스(212)로부터 탭(227)을 통해 코일(215)의 하부 부분에 인가되는 전압이고, V₂는 상부 충전 단자(T₁)에 공급되는 탭(224)에서의 전압이며, V₃은 탭(233)을 통해 하부 보상 단자(T₂)에 인가되는 전압이다. 저항(R_p) 및 저항(R_d)은, 각각, 충전 단자(T₁) 및 보상 단자(T₂)의 접지 귀로 저항(ground return resistance)들을 나타낸다. 충전 단자(T₁) 및 보상 단자(T₂)는 구체, 원통, 토로이드(toroid), 링, 후드, 또는 용량성 구조물의 임의의 다른 조합으로서 구성될 수 있다. 충전 단자(T₁) 및 보상 단자(T₂)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하들(Q₁ 및 Q₂)을 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T₁)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T₁)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다. 충전 단자(T₁)의 자기 정전용량(C_p) 및 보상 단자(T₂)의 자기 정전용량(C_d)은, 예를 들어, 수학적 식 24를 사용하여 결정될 수 있다.

도 15b에서 알 수 있는 바와 같이, 코일(215)의 인덕턴스의 적어도 일부분, 보상 단자(T₂)의 자기 정전용량(C_d), 및 보상 단자(T₂)와 연관된 접지 귀로 저항(R_d)에 의해 공진 회로가 형성된다. 보상 단자(T₂)에 인가되는 전압(V₃)을 조절하는 것에 의해(예컨대, 코일(215) 상의 탭(233) 위치를 조절하는 것에 의해) 또는 C_d를 조절하기 위해 보상 단자(T₂)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(T₂)의 병렬 공진이 확립된 후에, AC 소스(212)에 대한 탭(227)의 위치가 코일(215) 상의 50Ω 지점으로 조절될 수 있다.

코일(215)로부터의 전압(V₂)이 충전 단자(T₁)에 인가될 수 있고, 총 유효 높이(h_{TE})의 위상(Φ)이 Hankel 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 최대

로 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.

[0378] 보상 단자(T_2)를 포함하는 회로의 공진이 충전 단자(T_1)의 부차에 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, Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서 유도 표면파 경사(W_{R_x})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.

[0379] 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 표면파 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.

[0380] 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 공급 네트워크(209) 그리고/또는 충전 단자(T_1) 및/또는 보상 단자(T_2)의 위치선정을 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.

[0381] 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.

[0382] 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 공급 네트워크

(209)를 포함한다.

[0383] 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 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 발전되는 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 $Q_1 = C_1V$ 이기 때문이고, 여기서 V 는 충전 단자(T_1) 상에 부여된 전압이다.

[0384] 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 여기시키기 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 발전시킨다. 여기 소스(212)로부터의 에너지는 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 유효 전송 범위(effective transmission range) 내에 위치되는 하나 이상의 수신기에 Zenneck 표면 전류들로서 전송될 수 있다.

[0385] 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에서의 방사상 Zenneck 표면 전류($J_\rho(\rho)$)의 점근선들이 근위에서 $J_1(\rho)$ 이고 원위에서 $J_2(\rho)$ 인 것으로 결정할 수 있고, 여기서

[0386] [수학적 90]

[0387] Close-in ($\rho < \lambda/8$): $J_\rho(\rho) \sim J_1 = \frac{I_1 + I_2}{2\pi\rho} + \frac{E_\rho^{QS}(Q_1) + E_\rho^{QS}(Q_2)}{Z_\rho}$

[0388] 이고,

[0389] [수학적 91]

[0390] Far-out ($\rho \gg \lambda/8$): $J_\rho(\rho) \sim J_2 = \frac{j\gamma\omega Q_1}{4} \times \sqrt{\frac{2\gamma}{\pi}} \times \frac{e^{-(\alpha+j\beta)\rho}}{\sqrt{\rho}}$

[0391] 이며,

[0392] 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 $\gamma_e = (j\omega\mu_1\sigma_1 - \omega^2\mu_1\epsilon_1)^{1/2}$ 이다.

[0393] 수학적 90 및 수학적 91에 의해 기재된 바와 같은 근위에서의 방사상 전류 및 원위에서의 방사상 전류를 나타내는 점근선들은 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.

[0394] 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 수학적 식 92이다.

[0395] [수학적 식 92]

[0396]
$$J_\rho(\rho, \phi, 0) = \frac{I_0 \gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0397] 이것이 수학적 식 17과 부합한다는 것에 유의한다. Maxwell의 방정식들에 의해, 이러한 $J(\rho)$ 표면 전류는 수학적 식 93 내지 수학적 식 95에 부합하는 필드들을 자동으로 생성한다.

[0398] [수학적 식 93]

[0399]
$$H_\phi = \frac{-\gamma I_0}{4} e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0400] [수학적 식 94]

[0401]
$$E_\rho = \frac{-\gamma I_0}{4} \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0402] [수학적 식 95]

[0403]
$$E_z = \frac{-\gamma I_0}{4} \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_0} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0404] 따라서, 매칭되어야 하는 유도 표면파 모드에 대한 원위에서의 표면 전류 $|J_2|$ 와 근위에서의 표면 전류 $|J_1|$ 사이의 위상차는, 수학적 식 1 내지 수학적 식 3과 부합하는, 수학적 식 93 내지 수학적 식 95 내의 Hankel 함수들의 특성들로 인한 것이다. 수학적 식 1 내지 수학적 식 6 및 수학적 식 17과 수학적 식 92 내지 수학적 식 95에 의해 표현되는 필드들이, 지상파 전파와 연관되어 있는 방사 필드들이 아닌, 손실형 계면에 속박된 전송 라인 모드의 특성을 갖는다는 것을 인식하는 것이 중요하다.

[0405] 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 수학적 식 1 내지 수학적 식 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.

[0406] 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.

[0407] 게다가, 조절될 수 있는 다른 파라미터는 유도 표면 도파로 프로브(200e)와 연관된 공급 네트워크(209)이다. 이것은 공급 네트워크(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, 공급 네트워크(209)의 전기적 길이를 변경함으로써 충전 단자들(T_1 및 T_2) 상의 전압 크기들 및 위상들에 영향을 주기 위해 공급 네트워크(209)에 대한 조절들이 행해질 수 있다.

[0408] 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 수학적 90 및 수학적 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.

[0409] 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 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.

[0410] 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 부가하여, 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.

[0411] 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 공급 네트워크(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.

[0412] 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 위치된 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.

[0413] 여기 소스(212)가 자기 결합에 의해 공급 네트워크(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.

[0414] 원하는 유도 표면파의 전송을 위해 유도 표면 도파로 프로브(200f)를 조절하기 위해, 손실형 전도성 매체(203)에 대한 그리고 서로에 대한 각자의 충전 단자들(T₁ 및 T₂)의 높이들이 변경될 수 있다. 또한, 충전 단자들(T₁ 및 T₂)의 크기들이 변경될 수 있다. 그에 부가하여, 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(T₁ 또는 T₂)에 연결된 탭의 위치가 또한 조절될 수 있다.

[0415] 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 지구)를 포함한다.

[0416] 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,

[0417] [수학적 96]

[0418]
$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl$$

[0419] 여기서, E_{inc}는 미터 당 볼트 단위의 선형 프로브(303) 상에 유도되는 입사 전기 필드의 강도이고, dl은 선형 프로브(303)의 방향을 따른 적분 요소이며, h_e는 선형 프로브(303)의 유효 높이이다. 전기 부하(315)가 임피던스 매칭 네트워크(318)를 통해 출력 단자들(312)에 결합된다.

[0420] 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.

[0421] 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.

[0422] 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.

[0423] 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.

[0424] 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 조건(conjugate-match condition)을 달성할 수 있다.

[0425] 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.

[0426] 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.

[0427] 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, TE_{20} (횡방향 전기 모드(transverse electric mode)) 도파로 프로브는 TE_{20} 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 표면에 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.

[0428] 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 $z = -d/2$ 에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면과 관련하여 공진하도록 튜닝될 수 있다.

[0429] 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 정의

된 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. 수학적식 22로부터, 파 경사가 점근적으로 수학적식 97로 되는 것을 알 수 있고,

[0430] [수학적식 97]

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

[0431] 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 수학적식 97로부터 결정될 수 있다.

[0432] 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 수학적식 98인 경우, Θ_c = β_pl_c이며,

[0433] [수학적식 98]

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

[0434] 여기서 V_f는 구조물 상의 속도 인자이고, λ₀는 공급된 주파수에서의 파장이며, λ_p는 속도 인자 V_f로부터 얻어지는 전파 파장이다. 위상 시프트(Φ)를 파 경사각(Ψ)에 매칭시키기 위해 위상 지연들(Θ_c + Θ_y) 중 하나 또는 둘 다가 조절될 수 있다. 예를 들어, 총 위상 시프트를 파 경사각에 매칭시키도록(Φ = Ψ) 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.

[0435] 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(T₁)의 정전용량을 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 이 조절들은 도 9a 및 도 9b와 관련하여 기술된 것들과 유사하다.

[0436] 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 복소 이미지 평면까지 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학적식 99에 의해 주어지며:

[0437] [수학적식 99]

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

[0438] 여기서 β_o = ω√μ_oε_o이다. 지구 위쪽에 있는 수직 편파 소스들에 대하여, 복소 이미지 평면의 깊이는 수학적식 100에 의해 주어질 수 있고:

[0439] [수학적식 100]

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

[0440] 여기서 μ₁은 손실형 전도성 매체(203)의 투자율이고, ε₁ = ε_rε_o이다.

[0445] 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:

[0446] [수학식 101]

[0447]
$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R}$$

[0448] - 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:

[0449] [수학식 102]

[0450]
$$Z_2 = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\beta_W h_W)}{Z_W + Z_R \tanh(j\beta_W h_W)} = Z_W \frac{Z_R + Z_W \tanh(j\theta_y)}{Z_W + Z_R \tanh(j\theta_y)}$$

[0451] 튜닝형 공진기(306a)의 코일(L_R) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 103에 의해 주어진다:

[0452] [수학식 103]

[0453]
$$Z_{base} = R_{base} + jX_{base} = Z_R \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\beta_p H)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\beta_p H)} = Z_C \frac{Z_2 + Z_R \tanh(j\theta_c)}{Z_R + Z_2 \tanh(j\theta_c)}$$

[0454] 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.

[0455] 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.

[0456] 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.

[0457] 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 경사(W)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.

[0458] 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 $\theta_d = \beta \cdot d/2$ 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.

[0459] 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.

[0460] 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.

[0461] 도 19를 참조하면, 자기 코일(309)은 임피던스 매칭 네트워크(333)를 통해 전기 부하(336)에 결합되는 수신 회로를 포함한다. 유도 표면파로부터의 전력의 수신 및/또는 추출을 용이하게 하기 위해, 유도 표면파의 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 표면파의 자속은 수학식 104에 의해 표현되고,

[0462] [수학식 104]

[0463]
$$\mathcal{F} = \iint_{A_{CS}} \mu_r \mu_o \vec{H} \cdot \hat{n} dA$$

[0464] 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 수학식 105이고,

[0465] [수학식 105]

[0466]
$$V = -N \frac{d\mathcal{F}}{dt} \approx -j\omega \mu_r \mu_o N H A_{CS}$$

[0467] 여기서 변수들은 앞서 정의되어 있다. 자기 코일(309)은, 경우에 따라, 분산형 공진기로서 또는 그의 출력 단자들(330) 사이에 있는 외부 커패시터에 의해 유도 표면파 주파수로 튜닝될 수 있고, 이어서 켈레 임피던스 매

칭 네트워크(333)를 통해 외부 전기 부하(336)에 임피던스 매칭될 수 있다.

- [0468] 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.
- [0469] 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.
- [0470] 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.
- [0471] 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.
- [0472] 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)들과서와 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.
- [0473] 도 20을 참조하면, 다양한 실시예들에 따른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템(2000)이 예시되어 있다. 시스템(2000)은 유도 표면 도파로 프로브(2010), 유도 표면파 수신 구조물(2020), 프로브(2010)의 접지 말뚝(2012)과 수신 구조물(2020)의 접지 연결(2022) 사이에 전기적으로 결합된 전도체(2030), 및 수신 구조물(2020)에 결합된 전기 부하(2024)를 포함한다.
- [0474] 프로브(2010)는 본원에 기술되는 유도 표면 도파로 프로브들(200a, 200b, 200c, 200e, 200d, 또는 200f), 또는 이들의 변동들 중 임의의 것으로 구현될 수 있다. 다양한 실시예들에서, 프로브(2010)의 접지 말뚝(2012)은 구리 결합, 아연 도금, 스테인리스강, 또는 다른 접지 말뚝으로 구현될 수 있다. 접지 말뚝(2012)은, 예를 들어, 여러 고려 사항들 중에서도, 시스템(2000)을 사용하여 전달되는 전력의 양에 따라 임의의 적당한 길이 및 직경일 수 있다. 그러한 의미에서, 접지 말뚝(2012)의 길이 범위는 1 또는 2 피트 내지 수십 피트 또는 그 이상일 수 있다. 일부 실시예들에서, 접지 말뚝(2012)은 손실형 전도성 매체(203) 내로 아래로 및/또는 그 매체를 통해 측방향으로 연장되는 전기적으로 상호 연결된 접지 말뚝들의 네트워크로서 형성될 수 있다. 어쨌든, 전도체(2030)는 양호한 전기적 연결을 위해 임의의 적당한 위치에서 접지 말뚝(2012)에 전기적으로 결합될 수 있다.
- [0475] 유사하게, 수신 구조물(2020)의 접지 연결(2022)은 설계 고려 사항들에 따라 임의의 적당한 크기일 수 있고, 전

도체(2030)는 양호한 전기적 연결을 위해 임의의 적당한 위치에서 접지 연결(2022)에 전기적으로 결합될 수 있다. 다른 실시예들에서, 전도체(2030)는 접지 말뚝(2012) 또는 접지 연결(2022)에 직접 결합될 필요는 없다. 대신에, 본원에 기술되는 특정 동작 파라미터들 하에서, 전도체(2030)가 접지 말뚝(2012) 및/또는 접지 연결(2022)에 접근하는(예컨대, 수 피트 또는 수 야드 범위 안에 있는) 것으로 충분할 수 있다(그것들 중 하나 또는 어느 쪽에도 직접 결합하지 않고).

[0476] 본원에 기술되는 여러 수신 구조물들 중에서도, 수신 구조물(2020)은, 예를 들어, 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c), 또는 이들의 변형들로서 구현될 수 있다. 전도체(2030)는 구리, 알루미늄, 주석, 철, 아연, 은, 금, 알루미늄, 다른 전도체들 또는 이들의 조합들과 같은, 임의의 적당한 전도성 금속 또는 금속들의 조성물로 구성된 전도체로서 구현될 수 있다. 전도체(2030)는 솔리드(solid), 연선(stranded), 또는 편조(braided) 전도체로서 구현될 수 있으며, 완전히 차폐형(shielded)이거나, 완전히 비차폐형(unshielded)이거나, 또는 부분적으로 차폐형이고 부분적으로 비차폐형일 수 있다. 게다가, 실시예들 중, 전도체(2030)는, 예를 들어, 시스템(2000)의 부하 요구 조건들, 또는 다른 설계 고려 사항들에 따라 임의의 적당한 게이지일 수 있다. 전기 부하(2024)는 제한 없이 시스템(2000)의 임의의 전기 부하로서 구현될 수 있다.

[0477] 도 20에서, 손실형 전도성 매체(203)와 제2 매체(206) 사이에 경계 계면이 존재한다. 부분적으로 프로브(2010)의 동작 주파수에 따라, 프로브(2010)로부터 유도 표면파를 발진시킬 때 직면하는 저항의 측정치가 더 크거나 더 작을 수 있다. 예를 들어, 비교적 높은 동작 주파수들에 대해, 저항의 측정치는 비교적 낮은 동작 주파수들에 대해서보다 더 클 수 있다. 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및 전도율(σ_1)은 또한 프로브(2010)로부터 유도 표면파를 발진시킬 때 직면하는 저항의 측정치에서의 다른 인자이다.

[0478] 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및/또는 전도율(σ_1)(및 다른 관련 동작 인자들, 예컨대, 동작 주파수)에 기인하는 저항의 측정치를 오프셋하기 위해, 시스템(2000)에서는 수신 구조물(2020)로부터 프로브(2010)로의 공통 전기 노드 및 전류 경로를 제공하기 위해 전도체(2030)에 의존할 수 있다. 이러한 맥락에서, 전도체(2030)의 사용은, 특히 프로브(2010)의 동작 주파수가 중간, 높은, 또는 매우 높은 주파수 범위들에 있을 때, 프로브(2010)와 수신 구조물(2020) 사이의 전력 전달에서 부가의 효율을 제공하는 데 도움을 줄 수 있다.

[0479] 다른 실시예들에서, 전도체(2030)는 시스템(2000)으로부터 생략될 수 있고 유사한 효과를 적어도 부분적으로 달성하는 다른 구조물 또는 물질로 대체될 수 있다. 예를 들어, 염 또는 염수가 손실형 전도성 매체(203)에서 또는 손실형 전도성 매체(203)와 제2 매체 사이의 계면을 따라 확산될 수 있다. 유사하게, 전하 이동을 위한 이온들을 포함하는 분자들을 갖는 다른 물질들에 의존할 수 있다. 이들 물질은 프로브(2010)와 수신 구조물(2020) 사이의 전력 전달에서 부가의 효율을 제공하기 위해 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및/또는 전도율(σ_1)을 조절하는 데 도움을 줄 수 있다.

[0480] 프로브(2010)의 동작 주파수가 30 kHz 내지 300 kHz 범위의 무선 주파수들(즉, 킬로미터 대역 킬로미터 과 주파수들)의 경우와 같은 저주파수(LF) 범위에 있을 때 유사한 시스템들에서 전도체(2030)는 생략될 수 있다(또는 특정 길이들에 걸쳐 부분적으로 부분적으로 생략될 수 있다). 그 주파수 범위들에서, 프로브(2010)와 수신 구조물(2020) 사이의 전력 전달에서의 효율은 비교적 높을 수 있다. 따라서, 전도체(2030)는 프로브(2010)의 LF 동작 주파수들에서조차 사용될 수 있지만, 프로브(2010)의 동작 주파수가 더 높은 주파수 범위에 있을 때 시스템들에 대한 전력 전달 효율에서 더 큰 이득을 제공할 수 있다.

[0481] 도 21은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 다른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템(2100)을 예시한 다이어그램이다. 시스템(2100)은 손실형 전도성 매체(203) 내의 접지 말뚝(2112)을 갖는 유도 표면 도파로 프로브(2110), 복수의 유도 표면파 수신 구조물(2120A-F)(총칭하여 "수신 구조물들(2120)"), 제1 전도체(2130), 및 제2 전도체(2132)를 포함한다. 제1 전도체(2130)는 프로브(2110)의 접지 말뚝(2112)과 수신 구조물들(2120A 및 2120B)의 접지 연결들(개별적으로 언급되지 않음) 사이에 전기적으로 결합된다. 제2 전도체(2132)는 접지 말뚝(2112)과 수신 구조물들(2120C 및 2120D)의 접지 연결들(개별적으로 언급되지 않음) 사이에 전기적으로 결합된다. 다양한 실시예들에서, 수신 구조물들(2120A-D)(및 다른 수신 구조물들)은 전도체들(2130 및 2132)을 따라 임의의 적당한 위치에서 전기적으로 결합될 수 있다. 수신 구조물들(2120E 및 2120F)은 어느 쪽의 전도체(2130 또는 2132)에도 전기적으로 결합되지 않는다.

[0482] 처음에, 시스템(2100)은 대표적인 예로서 제공되고 일정한 비율로 그려져 있지 않다는 것에 유의한다. 다른 시스템들은 프로브(2110)와 유사한 부가의 프로브들 및 수신 구조물들(2120)과 유사한 부가의(예컨대, 수심,

수백, 수천 또는 그 이상의) 수신 구조물들을 포함할 수 있다.

- [0483] 게다가, 다른 시스템들은 전도체들(2130 및 2132)과 유사한 부가의(또는 더 적은) 전도체들을 포함할 수 있다. 실시예들 중에서, 임의의 수의 유도 표면과 수신 구조물이 전도체들(2130 및 2132)(및/또는 다른 것들)에 전기적으로 결합되거나 전기적으로 결합되지 않을 수 있다.
- [0484] 프로브(2110)는 본원에 기술되는 유도 표면 도파로 프로브들(200a, 200b, 200c, 200e, 200d, 또는 200f), 또는 이들의 변동들 중 임의의 것으로 구현될 수 있다. 본원에 기술되는 여러 수신 구조물들 중에서도, 수신 구조물들(2120A-E)은, 예를 들어, 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c), 또는 이들의 변동들로서 구현될 수 있다. 유사하게, 그의 변동들을 포함하여, 수신 구조물(2120F)는 자기 코일(309)(도 19) 수신 구조물로서 구현될 수 있고, 수신 구조물(2120G)는 선형 프로브(303)(도 18a) 수신 구조물로서 구현될 수 있다. 전도체들(2130 및 2132)는 도 20의 전도체(2030)와 유사한 전도체, 또는 본원에 기술되는 다른 구조적 또는 물질 등가물들 중 임의의 것으로서 구현될 수 있다. 이하의 설명에서, 수신 구조물들(2120A-G)은 총칭하여 수신 구조물들(2120)이라고 언급된다.
- [0485] 시스템(2100)에서, 프로브(2110)는 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 유도 표면과(또는 파들)를 발진시키도록 구성된다. 수신 구조물들(2120)은 본원에 기술되는 실시예들과 부합하는 프로브(2110)에 의해 발진된 유도 표면과의 형태로 전송된 에너지를 수신하도록 구성된다. 도 20의 시스템(2000)에서와 같이, 시스템(2100)에서는 수신 구조물들(2120A-2120D)과 프로브(2110) 사이에 공통 전기 노드 및 전류 경로를 제공하기 위해 전도체들(2130 및 2132)에 의존할 수 있다. 따라서, 전도체들(2130 및 2132)은, 예를 들어, 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및/또는 전도율(σ_1)(및 다른 관련 동작 인자들, 예컨대, 프로브(2110)의 비교적 높은 동작 주파수)에 기인하는 저항의 측정치를 (적어도 부분적으로) 오프셋하기 위해, 프로브(2110)와 수신 구조물들(2120A-D) 사이의 전력 전달에서 부가의 효율을 제공하는 데 도움을 줄 수 있다. 그러나, 도 21에 도시된 바와 같이, 전도체들(2130 및 2132)은 수신 구조물들(2120E-G)을 위한 공통 전기 노드를 제공하지 않는다. 이 구성에서도, 수신 구조물들(2120E-G)은 본원에 기술되는 실시예들과 부합하는 프로브(2110)로부터 전송된 에너지를 수신하도록 구성된다.
- [0486] 시스템(2100)에서, 수신 구조물들(2120A-D) 각각은 전력 변전소, 지방 자치 기반 구조물(예컨대, 펌핑장, 댐 등), 건물, 주택, 전기 자동차 및 자동차, 기차, 전자 디바이스 등과 같은 다양한 유형, 크기 등의 각각의 또는 복합 전기 부하들에 결합될 수 있다. 수신 구조물들(2120A-D) 중 개별적인 것들은 수신 구조물들(2120A-D)의 유형 또는 전기적 구성, 전력 전달에서의 더 높은 효율에 대한 요구, 프로브(2110)와 수신 구조물들(2120A-D) 사이의 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및/또는 전도율(σ_1), 프로브(2110)의 동작 주파수, 프로브(2100)와 수신 구조물들(2120A-D) 사이에 필요한 전력 전달의 상대적 양, 수신 구조물들(2101A-D)의 전도체들(2130 및 2132)에의 근접성, 수신 구조물들(2120A-D)의 비교적 큰 크기 및/또는 고정된 성질, 또는 다른 이유들과 같은 다양한 이유들 때문에 전도체들(2130 및 2132)에 결합될(또는 결합되지 않을) 수 있다. 수신 구조물들(2120E-F)은 수신 구조물들(2120E-F)의 유형 또는 전기적 구성, 필요한 전력 전달의 상대적 양, 이동성의 필요, 수신 구조물들(2120E-F)의 비교적 작은 크기, 또는 다른 이유들과 같은 다양한 이유들 때문에 전도체들(2130 및 2132)에 결합될(또는 결합되지 않을) 수 있다.
- [0487] 도 21에 도시된 바와 같이, 제1 전도체(2130)는 손실형 전도성 매체(203)를 가로질러 유도 표면 도파로 프로브(2110)로부터 반경방향으로 떨어져 거리 D_1 만큼 연장된다. 제2 전도체(2132)는 제1 전도체 세그먼트(2133), 제2 전도체 세그먼트(2134), 및 제3 전도체 세그먼트(2135)를 포함한다. 제1 전도체 세그먼트(2133)는 유도 표면 도파로 프로브(2110)로부터 반경방향으로 떨어져 거리 D_{21} 만큼 연장되고, 제2 전도체 세그먼트(2134)는 제1 전도체 세그먼트(2133)의 원위 단부로부터 떨어져 거리 D_{22} 만큼 연장하고, 제3 전도체 세그먼트(2135)는 제1 전도체 세그먼트(2133)의 원위 단부로부터 떨어져 거리 D_{23} 만큼 연장된다. 제2 전도체 세그먼트(2134) 및 제3 전도체 세그먼트(2135) 양쪽 모두는 프로브(2110) 주위에 적어도 부분적으로 원주방향으로 연장된다는 것에 유의한다. 본원에서 사용된 맥락에서, 제2 전도체 세그먼트(2134) 및 제3 전도체 세그먼트(2135)가 프로브(2110)로부터 직접 반경방향으로 떨어져 있지 않은 임의의 방향으로 연장되는 한, 전도체 세그먼트들(2134 및 2135)은 프로브(2110) 주위에 적어도 부분적으로 원주방향으로 연장된다(예컨대, 부분적으로 주위에 측방향으로 연장된다).
- [0488] 전도체들(2130 및 2132)은 도 21에서 직선 또는 비교적 직선 전도체들로서 도시되어 있지만, 전도체들(2130 및 2132)이 모든 실시예들에서 완전히 직선일 필요는 없다. 일부 실시예들에서, 전도체들(2130 및 2132)의 하나

이상의 부분은 임의의 각도 또는 변화하는 각도들 및 방향들로 만족되거나 구부러질 수 있다. 거리들(D_1 , D_{21} , D_{22} , D_{23})은 임의의 특정 거리로 제한되지 않는다. 거리들은 실시예들 중에서 수십 피트 또는 마일 이하에서 수백, 수천, 또는 그 이상의 피트 또는 마일까지의 범위일 수 있다.

[0489] 다양한 실시예들에서, 시스템(2100)은 프로브(2110)로부터 적어도 부분적으로 반경방향으로 떨어져 연장되는 부가의 전도체들을 포함할 수 있다. 전도체의 수는 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및/또는 전도율(σ_1)에 대한 총 전기적 효과, 손실형 전도성 매체(203)를 따라 계면에서 효율적으로 발전시키기 위한 유도 표면파에 대한 경향(또는 능력)의 변화들, 비용 및 다른 관련 인자들과 같은, 특정 설계 파라미터들 및 고려 사항들에 기초하여 제한될 수 있다. 또한, 수신 구조물들(2120A 및 2120B)의 접지 연결들은 수신 구조물들(2120A, 2120B)의 위치들에 따라, 전도체(2130)의 길이를 따라 임의의 위치에서 전도체(2130)에 결합될 수 있다. 일부 경우에, 수신 구조물들(2120A 및 2120B)의 접지 연결들과 전도체(2130) 사이에 비교적 짧은 전기적 연결이 사용될 수 있다. 유사하게, 수신 구조물들(2120C 및 2120D)의 접지 연결들은 전도체(2132)의 길이를 따라 임의의 위치에서 전도체(2132)에 결합될 수 있고, 수신 구조물들(2120A 및 2120B)의 접지 연결들과 전도체(2132) 사이에 짧은 전기적 연결들이 사용될 수 있다.

[0490] 도 22a 및 도 22b를 참조하면, 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템들(2200A 및 2200B)이 각각 예시되어 있다. 시스템(2200A)에서, 도 20의 시스템(2000)과 비교되는 차이점은 전도체(2230)가 손실형 전도성 매체(203) 내에서 적어도 일부 거리만큼(예컨대, 부분적으로) 연장된다는 것이다. 환언하면, 손실형 전도성 매체(203)와 제2 매체(206) 사이의 계면을 따라 실질적으로 연장되기보다는, 전도체(2230)는 손실형 전도성 매체(203) 내에서 실질적으로 연장된다(예컨대, 매설 또는 매장된다). 손실형 전도성 매체(203)와 제2 매체 사이에 존재할 수 있는 임의의 표면 효과를 고려하면, 손실형 전도성 매체(203)의 표면 부근에 전도체(2230)를 매설하는 것이 바람직할 수 있다. 그러나, 전도체(2230)는 설계 고려 사항들 및/또는 얇은 장벽 등과 같은 다른 제한 사항들에 따라 다양한 깊이들에 매설될 수 있다.

[0491] 다른 한편으로, 시스템(2200B)에서, 도 20의 시스템(2000)에 비교되는 차이점은 전도체(2240)가 손실형 전도성 매체(203) 위의 제2 매체(206) 내에서 적어도 일부 거리만큼(예컨대, 부분적으로) 연장된다는 것이다. 환언하면, 손실형 전도성 매체(203)와 제2 매체(206) 사이의 계면을 따라 실질적으로 연장되기보다는, 전도체(2230)는 제2 매체(206) 내에서 실질적으로 연장된다. 이 경우, 전도체(2230)는 적어도 일부 거리에 걸쳐 제2 매체 내에서 상승되거나 매달릴 수 있다. 실시예들 중에서, 전도체(2230)는 말뚝, 전신주, 교량 등을 통해 임의의 적당한 방식으로 상승될 수 있다.

[0492] 다른 실시예들에서, 전도체들(2230 또는 2240)의 하나 이상의 부분은 손실형 전도성 매체(203) 내에서 하나 이상의 거리, 제2 매체(206) 내에서 하나 이상의 다른 거리, 및 손실형 전도성 매체(203)와 제2 매체(206) 사이의 계면을 따라 하나 이상의 거리만큼 연장될 수 있다. 앞서 기술된 전도체(2030)의 예들을 확장하여, 전도체들(2230 또는 2240)(및 전도체(2030))은 또한, 적어도 부분적으로, 파이프 또는 교량, 가드 레일, 강철봉, 강철 프레임 등과 다른 기반 구조물을 포함할 수 있다. 어느 정도까지는, 전도체들(2230 또는 2240) 중 하나로서 사용되는 파이프들 및 다른 기반 구조물에서 그 안의 전류 흐름으로 인해 녹 및/또는 다른 부식성 메커니즘들이 감소될 수 있다.

[0493] 도 23은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 전도체들의 네트워크(2330)를 포함한 다른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템(2300)을 예시한 다이어그램이다. 시스템(2300)은 손실형 전도성 매체(203)에 접지 말뚝(2312)을 갖는 유도 표면 도파로 프로브(2310) 및 전도체들의 네트워크(2330)를 포함한다. 도 23에는 도시되지 않았지만, 본원에 기술되는 임의의 수의 유도 표면파 수신 구조물(예컨대, 선형 프로브(303)(도 18a), 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c), 이들의 임의의 변동들 등)이 임의의 적당한 위치(들)에서 전도체들의 네트워크(2330)에 접지 연결에 의해 전기적으로 결합되고 시스템(2300)의 일부가 될 수 있다.

[0494] 유사하게, 본원에 기술되는 임의의 수의 유도 표면파 수신 구조물은 전도체들의 네트워크(2330)에 접지 연결에 의해 전기적으로 결합되지 않고 시스템(2300)에서 사용될 수 있다. 따라서, 프로브(2310)는 시스템(2300)에서 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 유도 표면파(또는 파들)를 발전시키도록 구성되며, 다양한 수신 구조물들이 유도 표면파의 형태로 전송된 에너지를 수신하도록 구성된다.

[0495] 전도체들의 네트워크(2330)는 손실형 전도성 매체(203)를 가로질러 유도 표면 도파로 프로브(2310)로부터 반경방향으로 떨어져 거리만큼 연장되는 제1 전도체(2331)를 포함한다. 전도체들의 네트워크(2330)는 또한 원주형 전도체 링(circumferential conductor ring)들(2332-2334)의 세트 및 이격된 상호 연결 전도체들(2335)을 포함

한다. 다양한 실시예들에서, 원주형 전도체 링들(2332-2334) 중 하나 이상은 프로브(2310)를 완전히 둘러싸기 보다는 프로브(2310) 주위에 반-원주형 링(semi-circumferential ring)으로서 구현될 수 있다. 또한, 이격된 상호 연결 전도체들(2335)은, 임의의 적당한 간격을 두고, 원주형 전도체 링들(2332-2334)의 세트 주위에 완전히 또는 부분적으로 연장될 수 있다. 전도체들의 네트워크(2330)의 개별 부분들은 함께 전기적으로 결합되어 단일 전도체 네트워크를 형성한다. 다양한 실시예들에서, 전도체들의 네트워크(2330)는 수 평방 야드에서 수백 또는 수천 평방 마일까지 범위의 영역에 걸쳐 연장될 수 있다.

[0496] 전도체들의 네트워크(2330)는 손실형 전도성 매체(203)와 대기와 같은 다른 매체 사이의 계면을 따라 연장될 수 있다. 그러나, 특정 실시예들에서, 전도체들의 네트워크(2330)의 하나 이상의 부분은 손실형 전도성 매체(203)의 계면을 따라 연장될 수 있는 반면, 하나 이상의 다른 부분은 손실형 전도성 매체(203) 내에서 연장될 수 있다.

[0497] 유사하게, 전도체들의 네트워크(2330)의 하나 이상의 부분은 손실형 전도성 매체(203)와 인터페이스된 대기 또는 다른 매체(예컨대, 제2 매체(206))를 통해 연장될 수 있다.

[0498] 시스템(2300) 내의 전도체들의 네트워크(2330)는 대표적인 예로서 제공되고 일정한 비율로 그려져 있지 않다. 다른 전도체들의 네트워크들은 전도체(2331)와 유사한 유도 표면 도파로 프로브(2310)로부터 반경방향으로 떨어져 연장되는 하나 이상의 부가의 전도체를 포함할 수 있다. 유사하게, 다른 시스템들은 원주형 전도체 링들(2332-2334)과 유사한 하나 이상의 부가의 원주형 또는 반-원주형 전도체 링을 포함할 수 있다. 전도체들의 네트워크(2330)는, 예를 들어, 매체(203)의 상대 유전율(ϵ_r) 및/또는 전도율(σ_1)(및 다른 관련 동작 인자들, 예컨대, 프로브(2310)의 비교적 높은 동작 주파수)에 기인하는 저항의 측정치를(적어도 부분적으로) 오프셋하기 위해, 프로브(2310)와 그에 결합된 임의의 수신 구조물들 사이의 전력 전달에서 부가의 효율을 제공하는 데 도움을 줄 수 있다.

[0499] 실시예들의 일 양태에서, 제1 전도체(2331)(및 가능하게는 유도 표면 도파로 프로브(2310)로부터 실질적으로 반경방향으로 떨어져 연장되는 제한된 수의 다른 전도체들) 이외에, 전도체들의 네트워크(2330)의 대부분은 프로브(2310)의 Hankel 크로스오버 거리(R_x)(2350) 밖에 배치된다. 시스템(2300)의 이 양태는, 예를 들어, 시스템들(2000, 2100, 2200A, 2200B 및/또는 2400)과 같은 본원에 기술되는 다른 시스템들에 존재할 수 있다.

[0500] 도 24는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 전도체들의 네트워크(2430)를 포함한 다른 귀로 결합된 무선 전력 전송 시스템(2400)을 예시한 다이어그램이다. 시스템(2400)은 손실형 전도성 매체(203)에 접지 말뚝(2412)을 갖는 유도 표면 도파로 프로브(2410) 및 전도체들의 네트워크(2430)를 포함한다. 도 24에는 도시되지 않았지만, 본원에 기술되는 임의의 수의 유도 표면과 수신 구조물(예컨대, 선형 프로브(303)(도 18a), 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c), 이들의 임의의 변동들 등)이 임의의 적당한 위치(들)에서 전도체들의 네트워크(2430)에 접지 연결에 의해 전기적으로 결합되고 시스템(2400)의 일부가 될 수 있다.

[0501] 유사하게, 본원에 기술되는 임의의 수의 유도 표면과 수신 구조물은 전도체의 네트워크(2430)에 전기적으로 결합되지 않고 시스템(2400)에서 사용될 수 있다. 따라서, 프로브(2410)는 시스템(2400)에서 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 유도 표면과(또는 파들)를 발전시키도록 구성되며, 다양한 수신 구조물들이 유도 표면과의 형태로 전송된 에너지를 수신하도록 구성된다.

[0502] 전도체들의 네트워크(2430)는 손실형 전도성 매체(203)를 가로질러 유도 표면 도파로 프로브(2410)로부터 떨어져 거리만큼 연장되는 제1 전도체(2431)를 포함한다. 전도체들의 네트워크(2430)는 제1 전도체(2431)의 원위 단부에 전기적으로 결합되고 유도 표면 도파로 프로브(2410)로부터 떨어져 부가의 거리만큼 연장되는 부가의 전도체들의 네트워크를 추가로 포함한다. 도시된 바와 같이, 부가의 전도체들의 네트워크는 이격된 측방향 전도체(lateral conductor)들(2432)의 세트 및 이격된 횡방향 전도체(transverse conductor)들(2433)의 세트를 포함한다. 측방향 전도체들(2432) 및 횡방향 전도체들(2433)은 다양한 지점들에서 함께 전기적으로 결합되어 단일화된 전도체들의 네트워크를 형성한다. 측방향 전도체들(2432) 및 횡방향 전도체들(2433)은 수 평방 야드에서 수백 또는 수천 평방 마일까지 범위의 영역을 가로질러, 임의의 적당한 간격을 두고 임의의 방향으로 연장될 수 있고 일정한 비율로 그려져 있지 않다. 일부 경우에, 측방향 전도체들(2432) 및 횡방향 전도체들(2433)은 전도체가 특정의 소정의 경로를 따라 필요는 없지만, 가정들과의 용이한 결합을 위해 도시, 읍, 또는 다른 지방자치체의 도로들을 따라 연장될 수 있다. 측방향 전도체들(2432) 및 횡방향 전도체들(2433)의 대부분(전부는 아닐지라도)은 프로브(2410)의 Hankel 크로스오버 거리(R_x)(2450) 밖에 위치한다는 것에 유의한다.

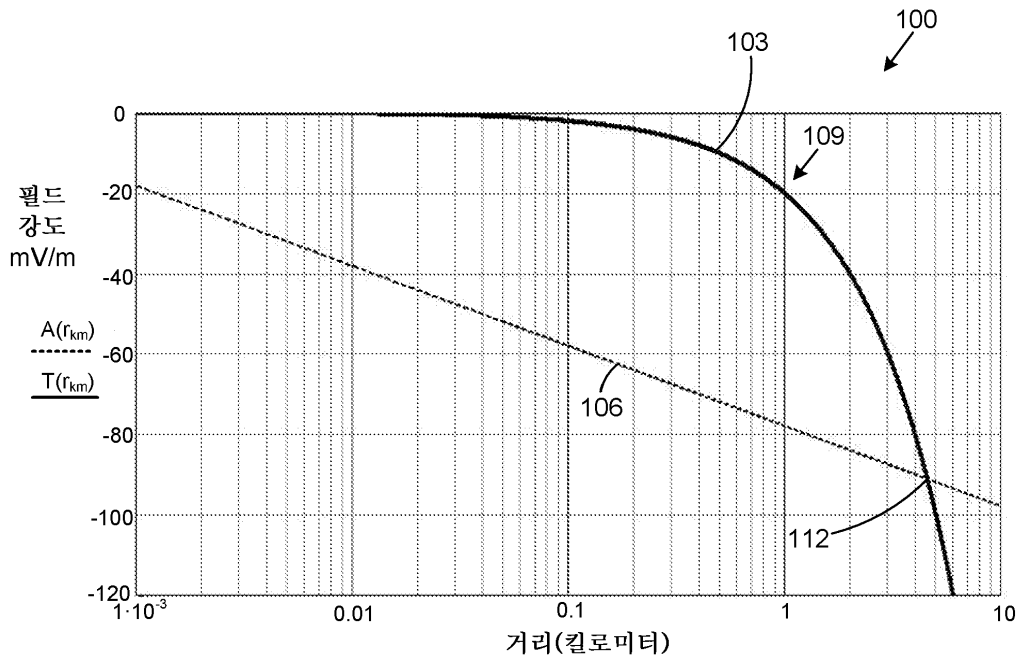
- [0503] 전도체들의 네트워크(2430)는 손실형 전도성 매체(203)와 대기와 같은 다른 매체 사이의 계면을 따라 연장될 수 있다. 그러나, 특정 실시예들에서, 전도체들의 네트워크(2430)의 하나 이상의 부분은 손실형 전도성 매체(203)의 계면을 따라 연장될 수 있는 반면, 하나 이상의 다른 부분은 손실형 전도성 매체(203) 내에서 연장될 수 있다. 유사하게, 전도체들의 네트워크(2430)의 하나 이상의 부분은 손실형 전도성 매체(203)와 인터페이스된 대기 또는 다른 매체(예컨대, 제2 매체(206))를 통해 연장될 수 있다.
- [0504] 전술한 것에 부가하여, 본 개시내용의 다양한 실시예들은 이하의 조항들에 기재된 실시예들을 포함하지만, 이들로 제한되지 않는다:
- [0505] 조항 1. 시스템으로서, 여기 소스; 손실형 전도성 매체(lossy conducting medium) 위의 높이에 상승된 충전 단자, 접지 말뚝(ground stake), 및 공급 네트워크(feed network)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브 - 상기 공급 네트워크는 상기 접지 말뚝, 상기 여기 소스, 및 상기 충전 단자 사이에 결합됨 -;
- [0506] 및 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 거리만큼 상기 접지 말뚝으로부터 연장되는 전도체를 포함하는, 시스템.
- [0507] 조항 2. 조항 1에 있어서, 복수의 유도 표면과 수신기를 추가로 포함하고, 상기 복수의 유도 표면과 수신기 중 적어도 하나는 상기 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하는, 시스템.
- [0508] 조항 3. 조항 1 또는 조항 2에 있어서, 상기 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 상기 거리만큼 연장되는 제1 길이의 전도체 및 상기 유도 표면 도파로 프로브 주위에 적어도 부분적으로 측방향으로, 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 Hankel 크로스오버 거리와 적어도 동일하거나 그보다 큰 거리에서 연장되는 제2 길이의 전도체를 포함하는, 시스템.
- [0509] 조항 4. 조항 1 내지 조항 3 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 상기 거리만큼 연장되는 제1 길이의 전도체 및 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 영역에 걸쳐 있는 부가의 전도체들의 네트워크를 포함하고; 상기 제1 길이의 전도체가 연장되는 상기 거리는 상기 유도 표면 도파로 프로브의 Hankel 크로스오버 거리보다 큰, 시스템.
- [0510] 조항 5. 조항 1 내지 조항 4 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 전도체는 상기 손실형 전도성 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부분만큼 연장되는, 시스템.
- [0511] 조항 6. 조항 1 내지 조항 5 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 실질적으로 상기 계면을 따라 상기 거리만큼 연장되는, 시스템.
- [0512] 조항 7. 조항 1 내지 조항 5 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 상기 제2 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부분만큼 연장되는, 시스템.
- [0513] 조항 8. 조항 1 내지 조항 7 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 반경방향으로 떨어져 제2 거리만큼 연장되는 상기 접지 말뚝에 결합된 제2 전도체; 및 복수의 유도 표면과 수신기를 추가로 포함하고, 상기 복수의 유도 표면과 수신기 중 적어도 하나는 상기 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하고 상기 복수의 유도 표면과 수신기 중 적어도 다른 하나는 상기 제2 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하는, 시스템.
- [0514] 조항 9. 조항 1 내지 조항 8 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브는 상기 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각으로 입사하는 파면을 합성하는 적어도 하나의 결과적인 필드를 발생시키도록 구성되는, 시스템.
- [0515] 조항 10. 조항 1 내지 조항 9 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 공급 네트워크는 상기 유도 표면 도파로 프로브의 근방에서의 상기 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각과 연관된 파 경사각과 매칭하는 위상 지연을 제공하도록 구성되는, 시스템.
- [0516] 조항 11. 시스템으로서, 여기 소스; 손실형 전도성 매체 위의 높이에 상승된 충전 단자 및 상기 충전 단자에 전기적으로 결합되고 상기 손실형 전도성 매체와 접촉하는 접지 말뚝을 포함하는 유도 표면 도파로 프로브; 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 거리만큼 상기 접지 말뚝으로부터 연장되는 전도체; 및 상기 전도체에 근접한 접지 연결을 포함하는 적어도 하나의 유도 표면과 수신기를 포함하는, 시스템.
- [0517] 조항 12. 조항 11에 있어서, 상기 전도체는 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 상기 거리만큼 연장되

는 제1 길이의 전도체 및 상기 제1 길이의 전도체에 전기적으로 결합된 부가의 전도체들의 네트워크를 포함하는, 시스템.

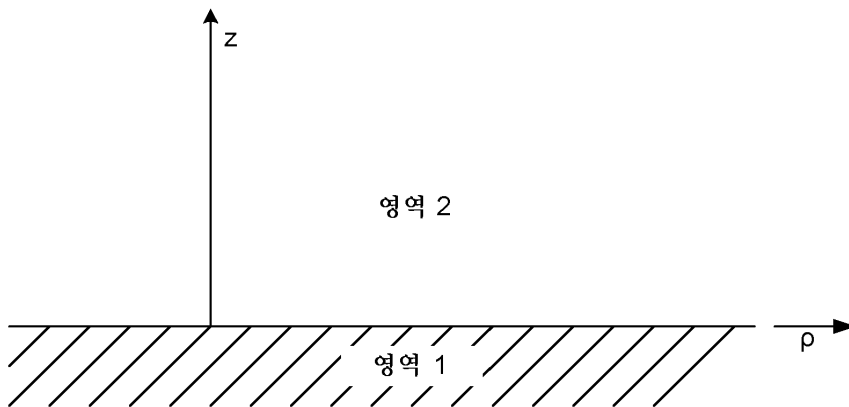
- [0518] 조항 13. 조항 12에 있어서, 상기 부가의 전도체들의 네트워크는 상기 제1 길이의 전도체에 전기적으로 결합되고, 영역에 걸쳐, 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 Hankel 크로스오버 거리와 적어도 동일하거나 그보다 큰 거리에서 연장되는, 시스템.
- [0519] 조항 14. 조항 11 내지 조항 13 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 실질적으로 상기 계면을 따라 상기 거리만큼 연장되는, 시스템.
- [0520] 조항 15. 조항 11 내지 조항 14 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 전도체는 상기 손실형 전도성 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부분만큼 연장되는, 시스템.
- [0521] 조항 16. 조항 11 내지 조항 13 또는 조항 15 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체와 제2 매체 사이의 계면을 추가로 포함하고, 상기 전도체는 상기 제2 매체 내에서 상기 거리의 적어도 일부분만큼 연장되는, 시스템.
- [0522] 조항 17. 조항 16에 있어서, 상기 손실형 전도성 매체를 가로질러 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 제2 거리만큼 연장되는 상기 접지 말뚝에 결합된 제2 전도체; 및 적어도 하나의 다른 유도 표면과 수신기를 추가로 포함하고, 상기 적어도 하나의 다른 유도 표면과 수신기는 상기 제2 전도체에 결합된 접지 연결을 포함하는, 시스템.
- [0523] 조항 18. 조항 11 내지 조항 17 중 어느 한 조항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브는 상기 접지 말뚝, 상기 여기 소스, 및 상기 충전 단자 사이에 결합된 공급 네트워크를 추가로 포함하고; 상기 공급 네트워크는 상기 유도 표면 도파로 프로브의 근방에서의 상기 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각과 연관된 파 경사각과 매칭하는 위상 지연을 제공하도록 구성되는, 시스템.
- [0524] 조항 19. 시스템으로서, 여기 소스; 손실형 전도성 매체 위의 높이에 상승된 충전 단자 및 상기 충전 단자에 전기적으로 결합되고 상기 손실형 전도성 매체와 접촉하는 접지 말뚝을 포함하는 유도 표면 도파로 프로브; 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 연장되는 제1 전도체; 상기 제1 전도체에 전기적으로 결합된 부가의 전도체들의 네트워크; 및 복수의 유도 표면과 수신기를 포함하고, 상기 복수의 유도 표면과 수신기 중 적어도 하나는 상기 부가의 전도체들의 네트워크에 결합된 접지 연결을 포함하는, 시스템.
- [0525] 조항 20. 조항 19에 있어서, 상기 부가의 전도체들의 네트워크는 상기 제1 전도체에 전기적으로 결합되고, 영역에 걸쳐, 상기 유도 표면 도파로 프로브로부터 떨어져 Hankel 크로스오버 거리와 적어도 동일하거나 그보다 큰 거리에서 연장되는, 시스템.
- [0526] 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

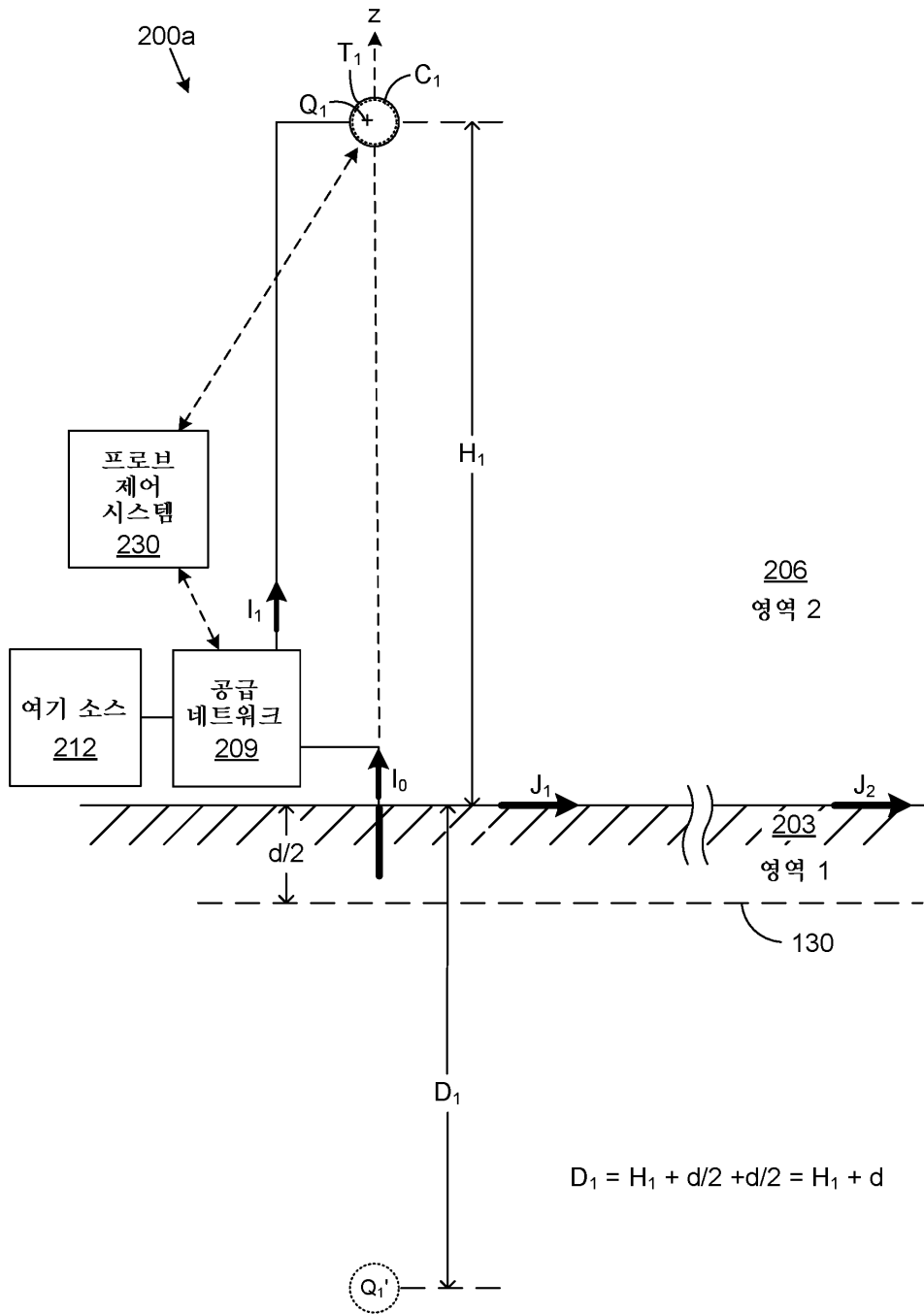
도면1



도면2

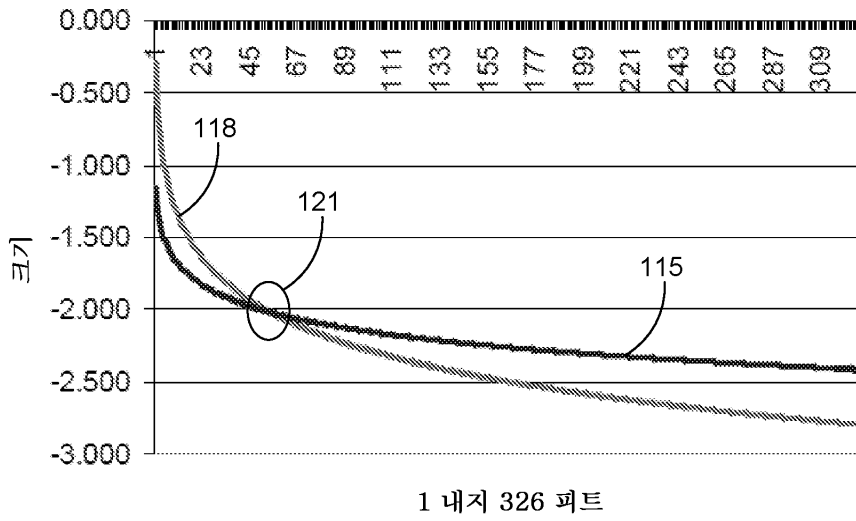


도면3

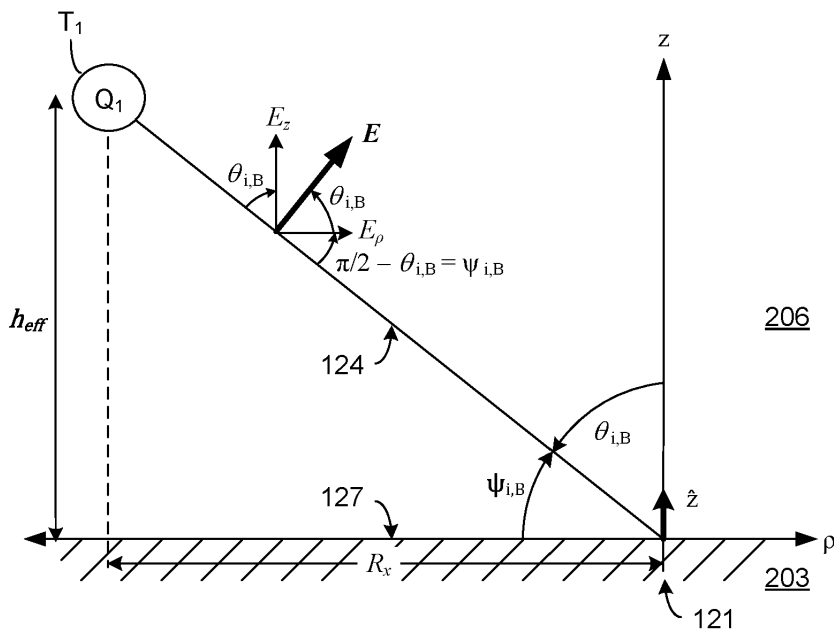


도면4

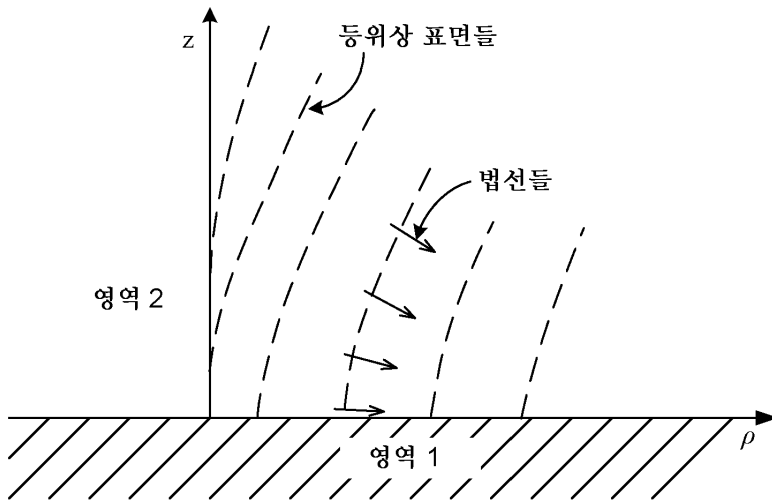
크로스오버 지점까지의 거리



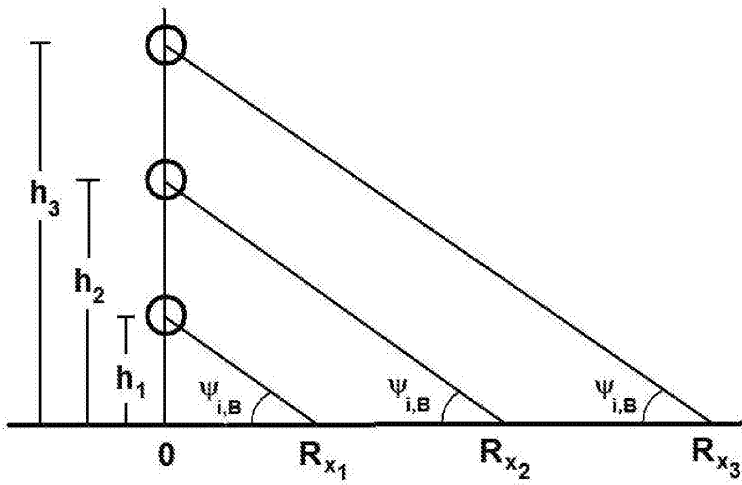
도면5a



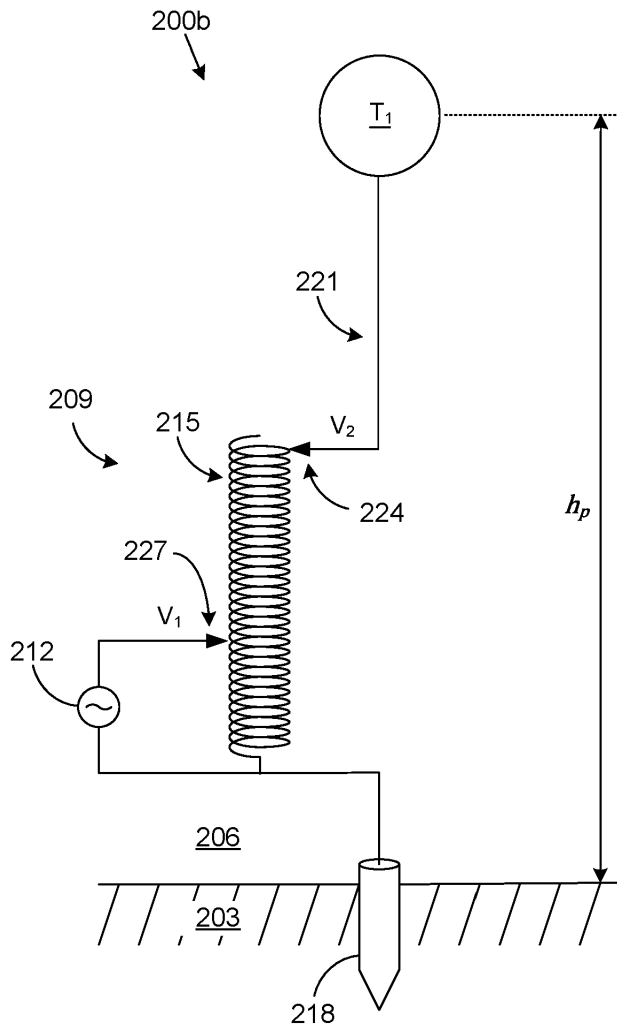
도면5b



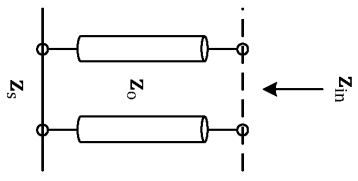
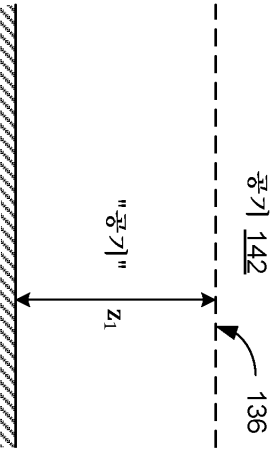
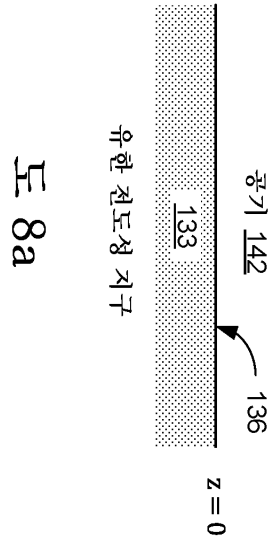
도면6



도면7



도면8

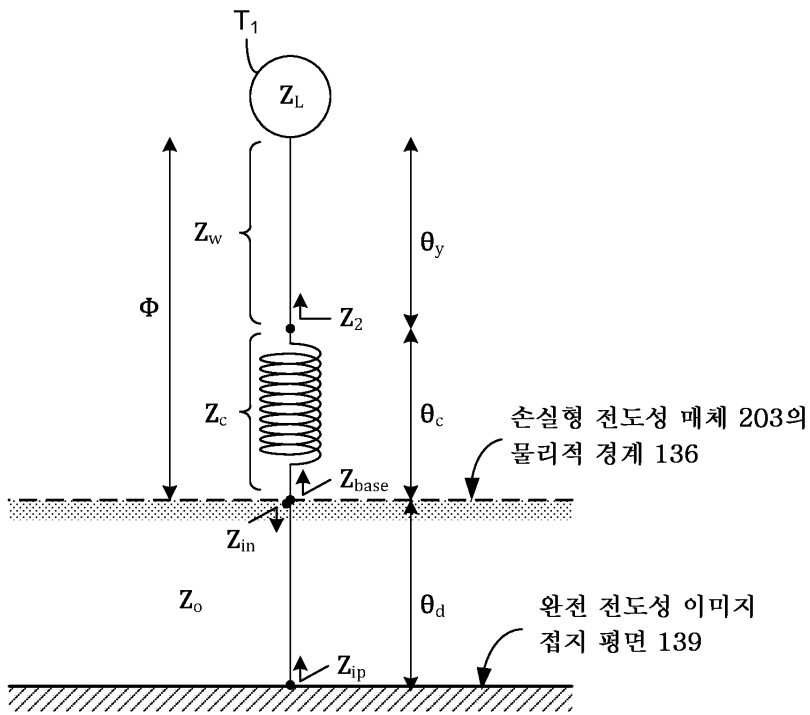


도 8b

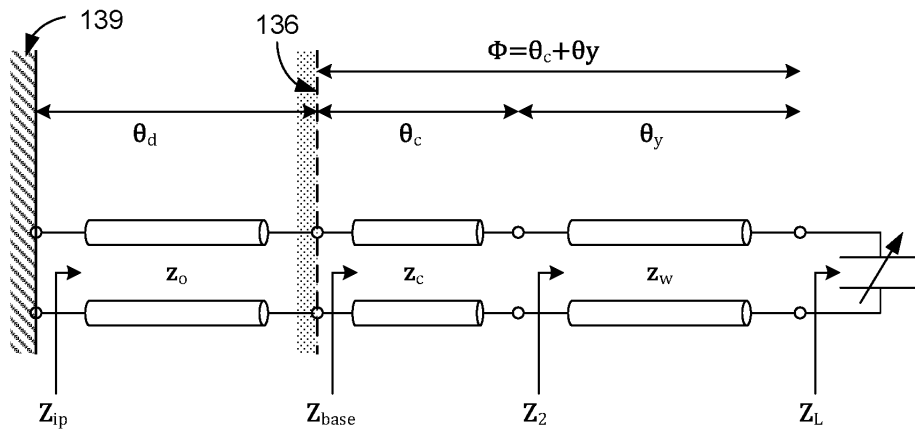
도 8c

도 8a

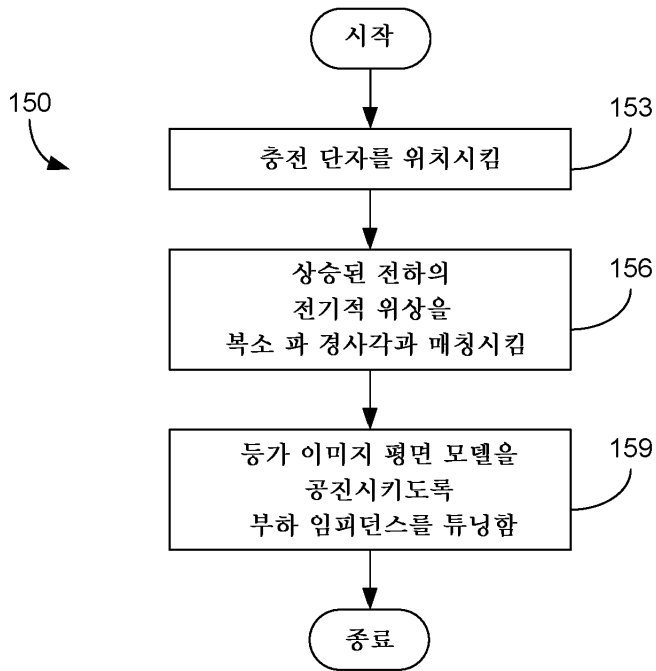
도면9a



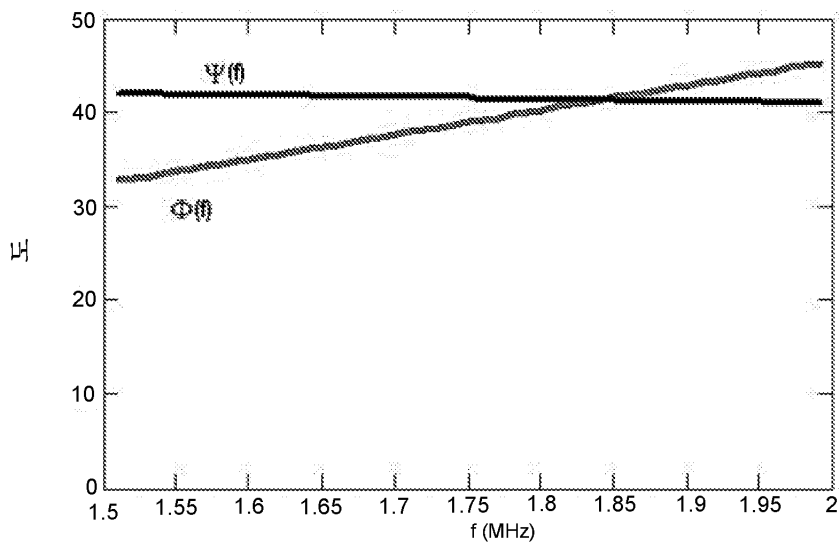
도면9b



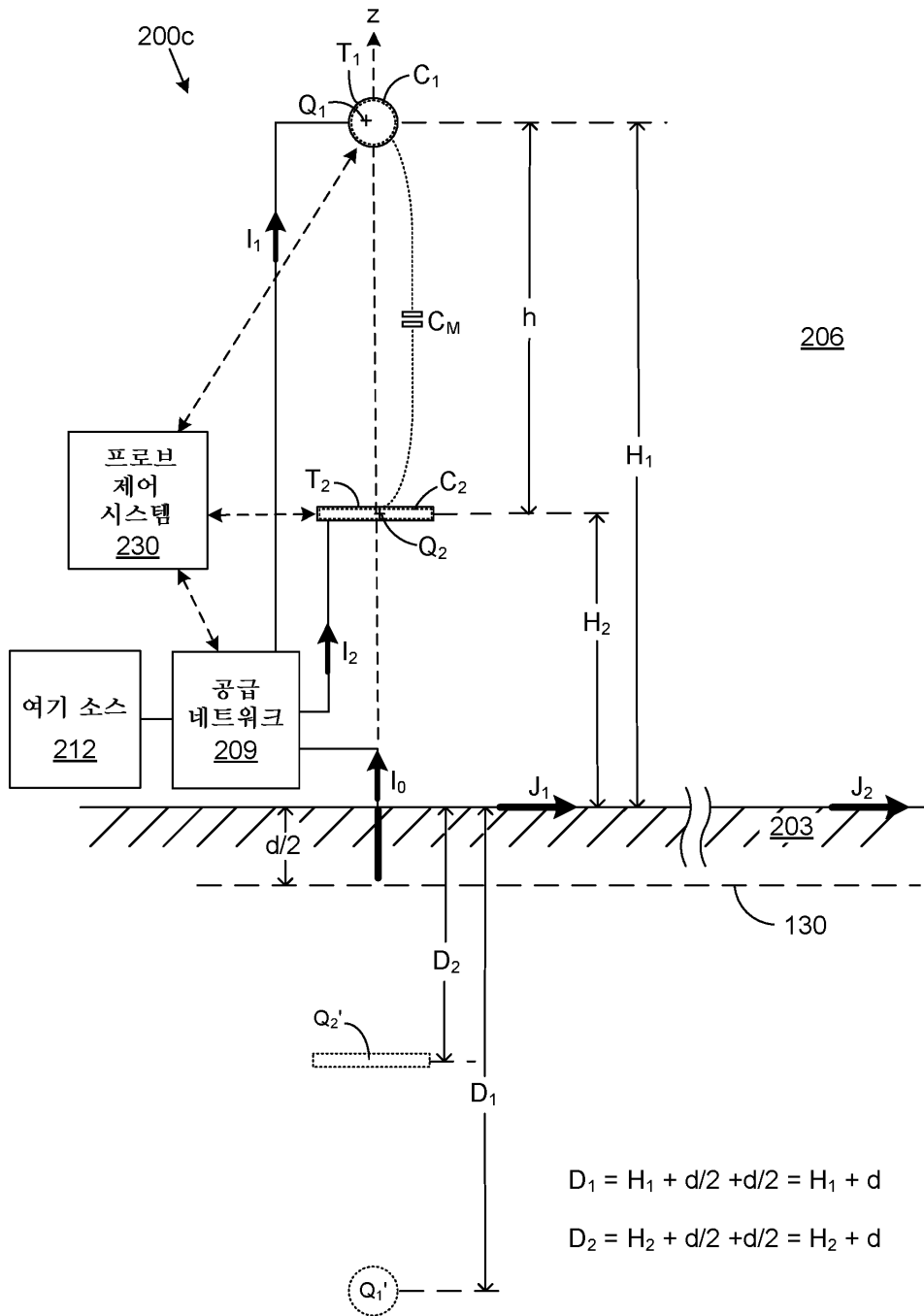
도면10



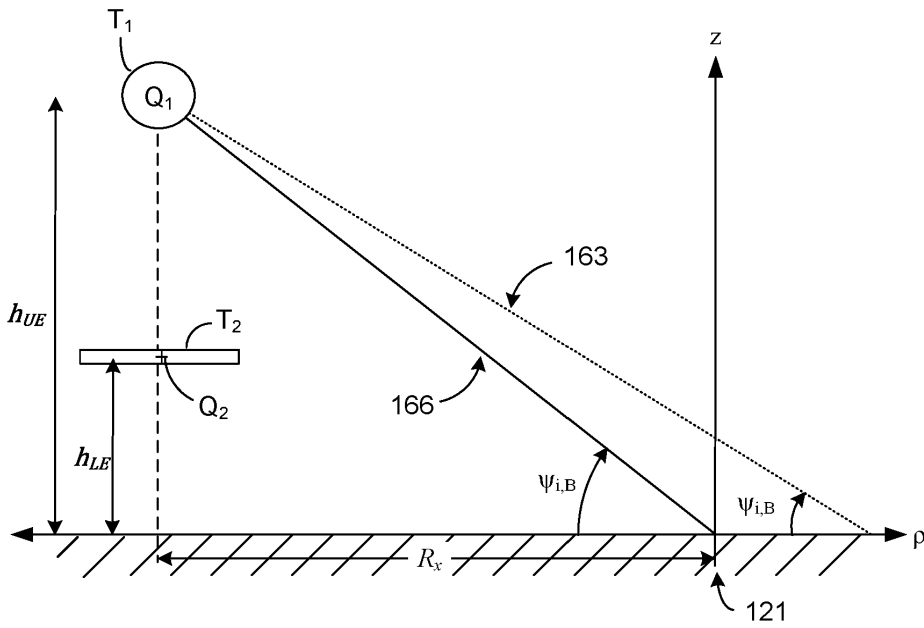
도면11



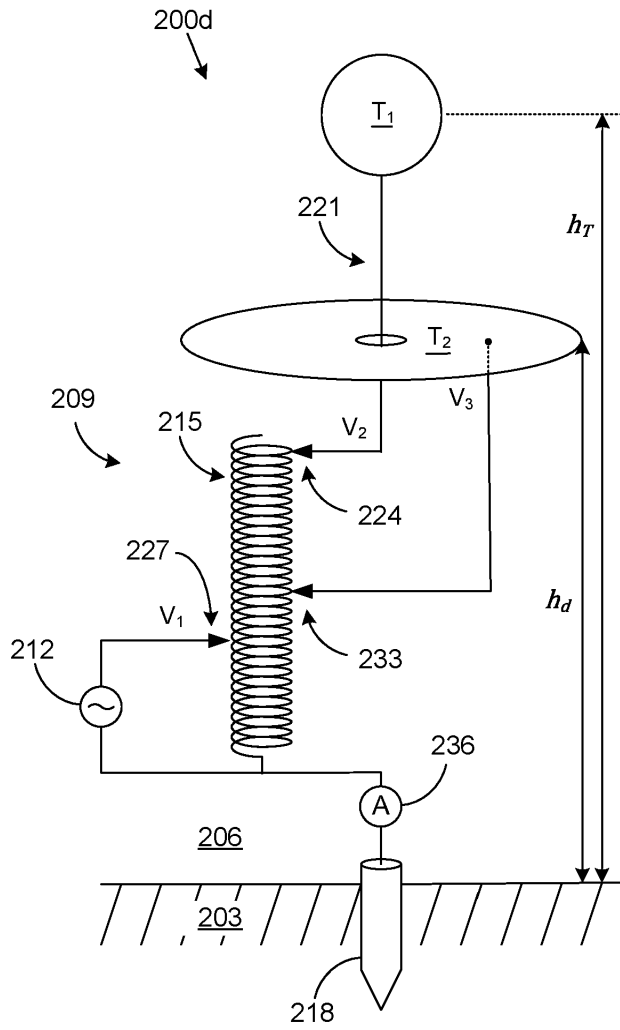
도면12



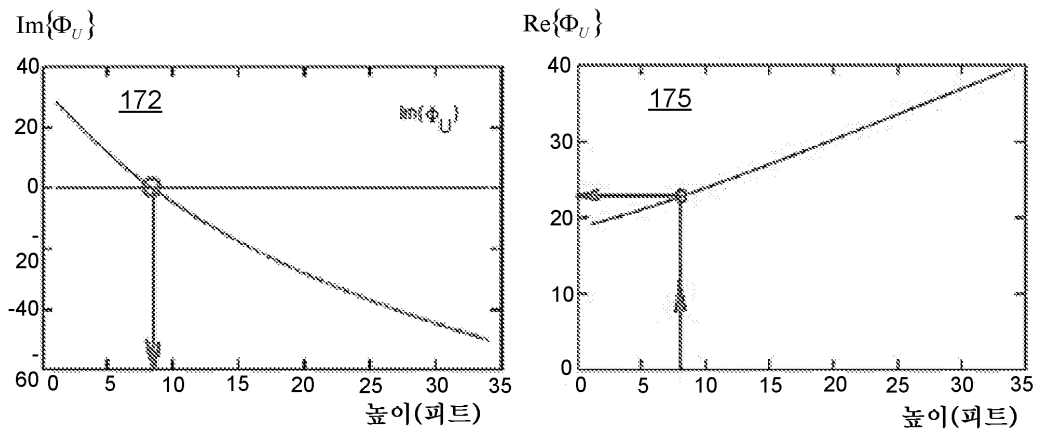
도면13



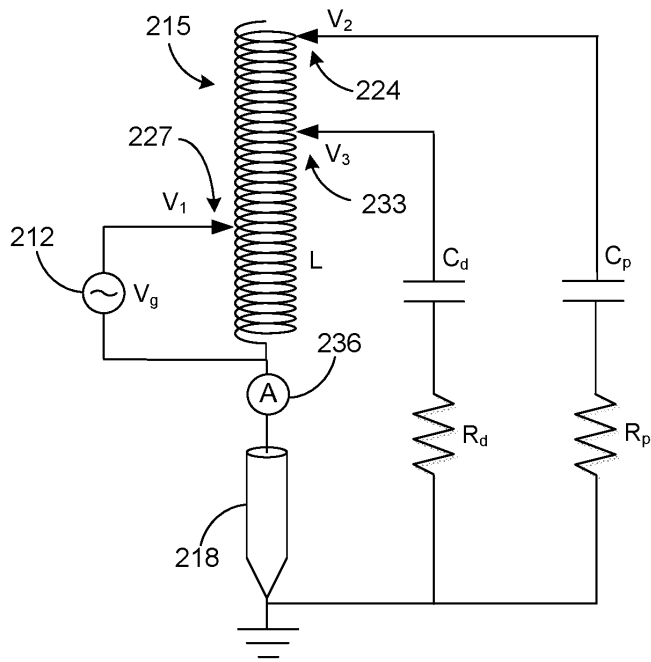
도면14



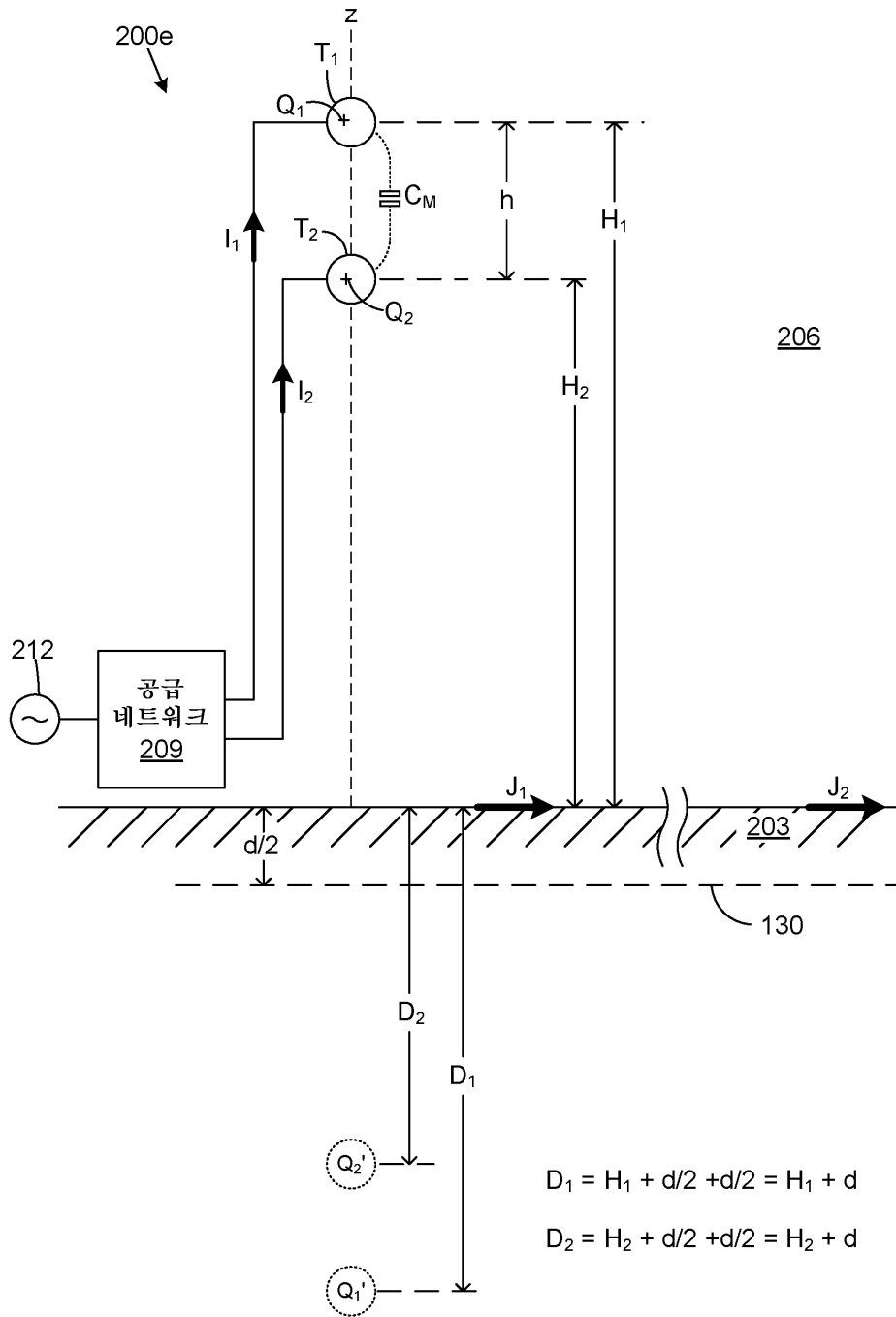
도면15a



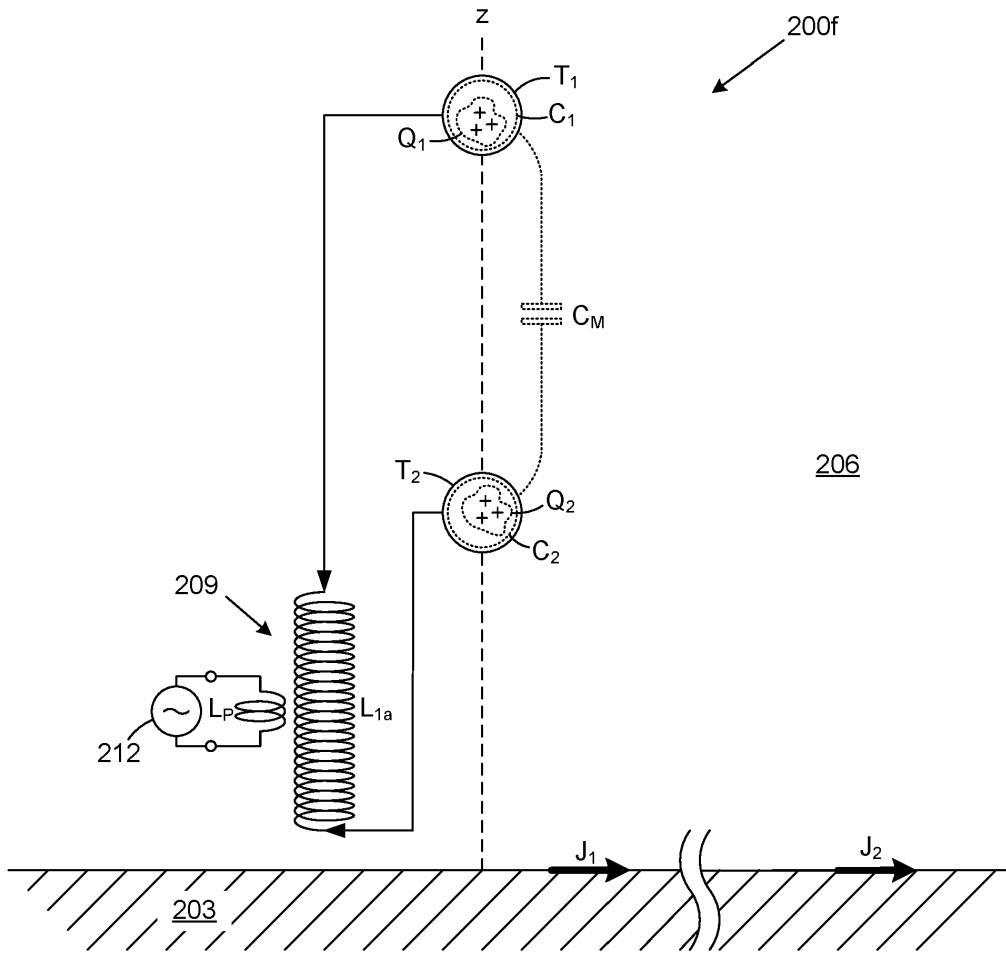
도면15b



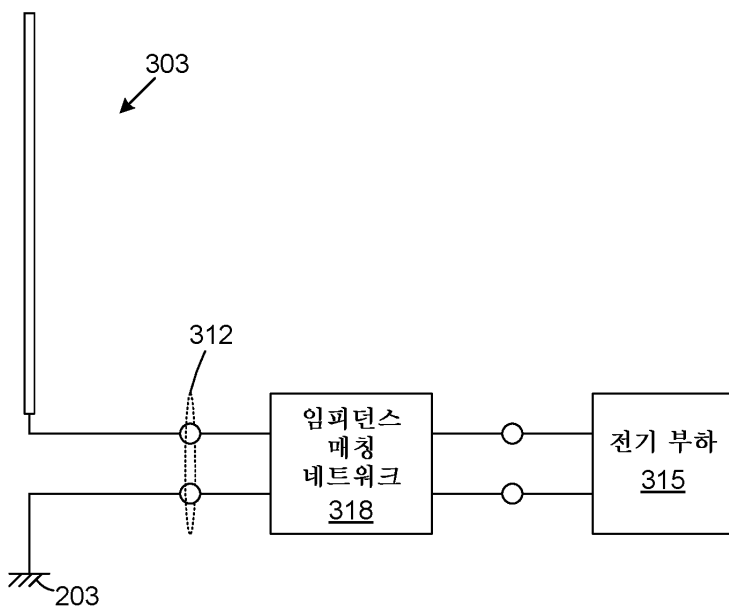
도면16



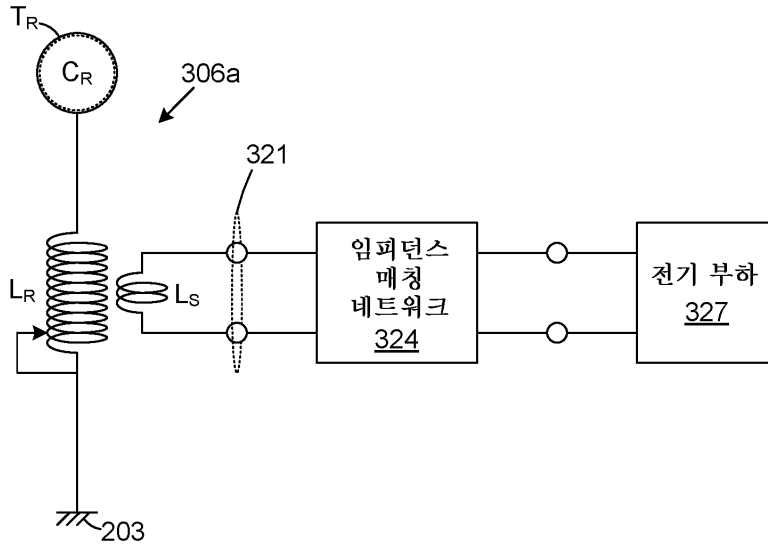
도면17



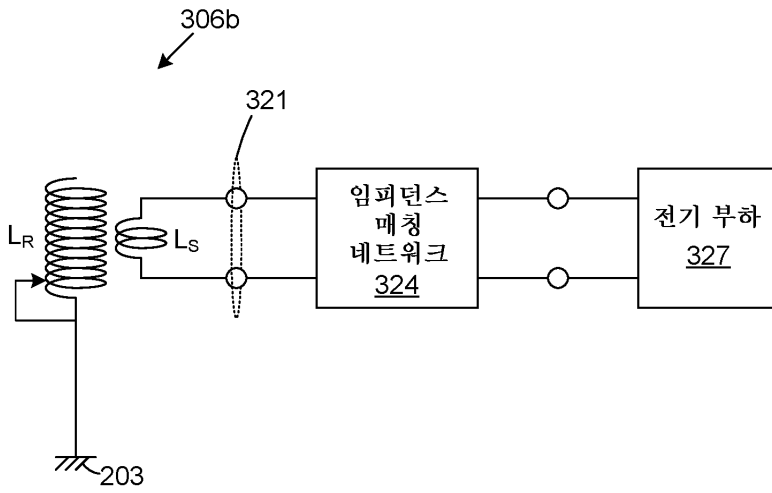
도면18a



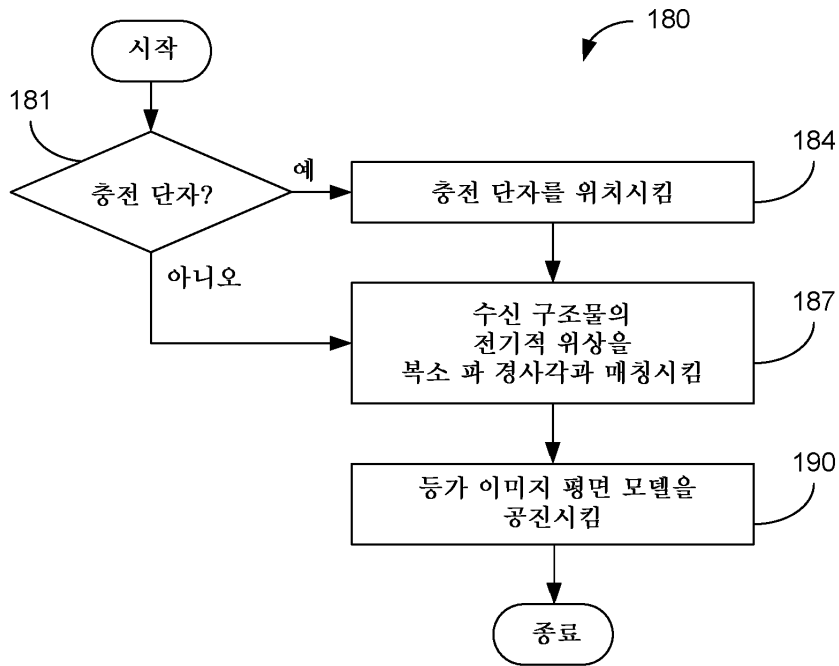
도면18b



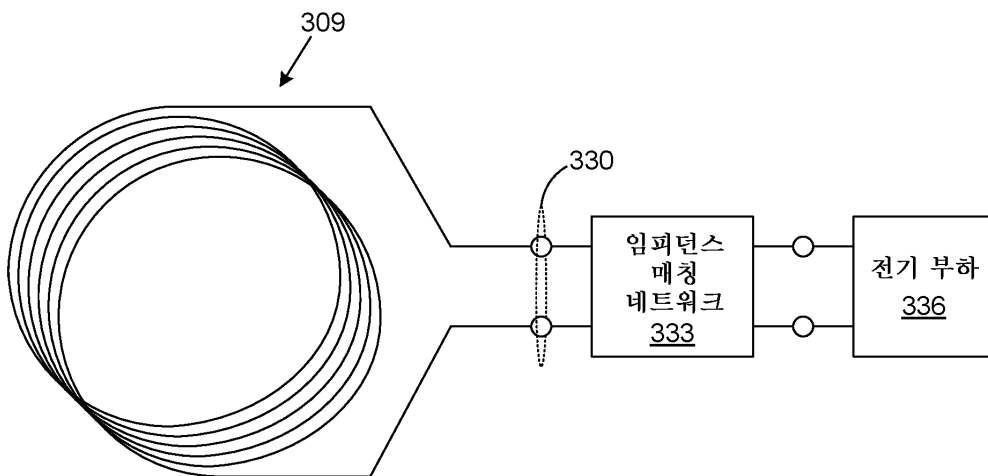
도면18c



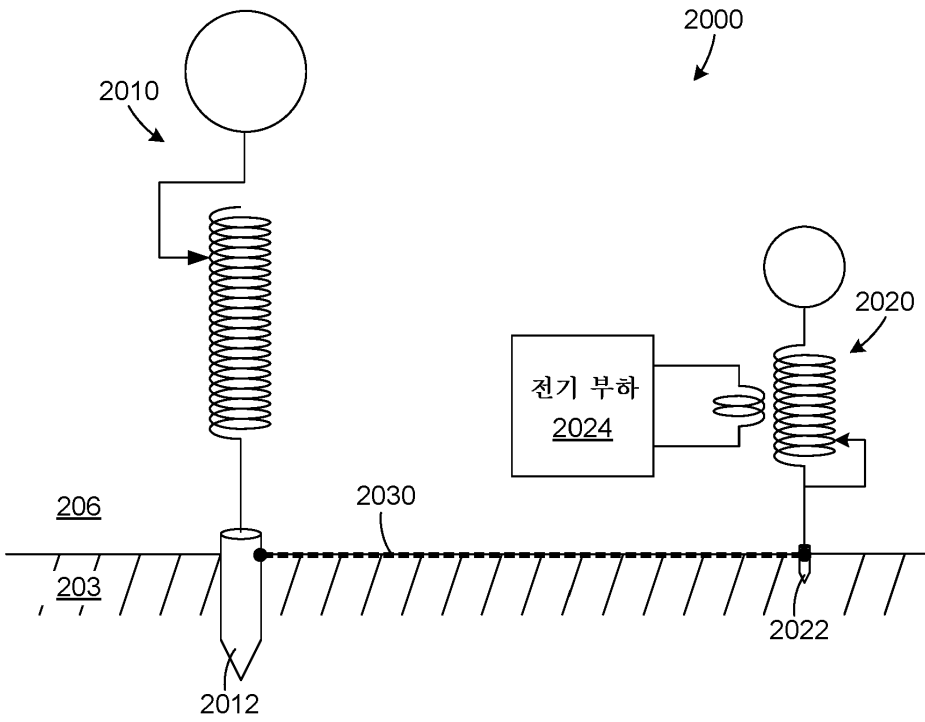
도면18d



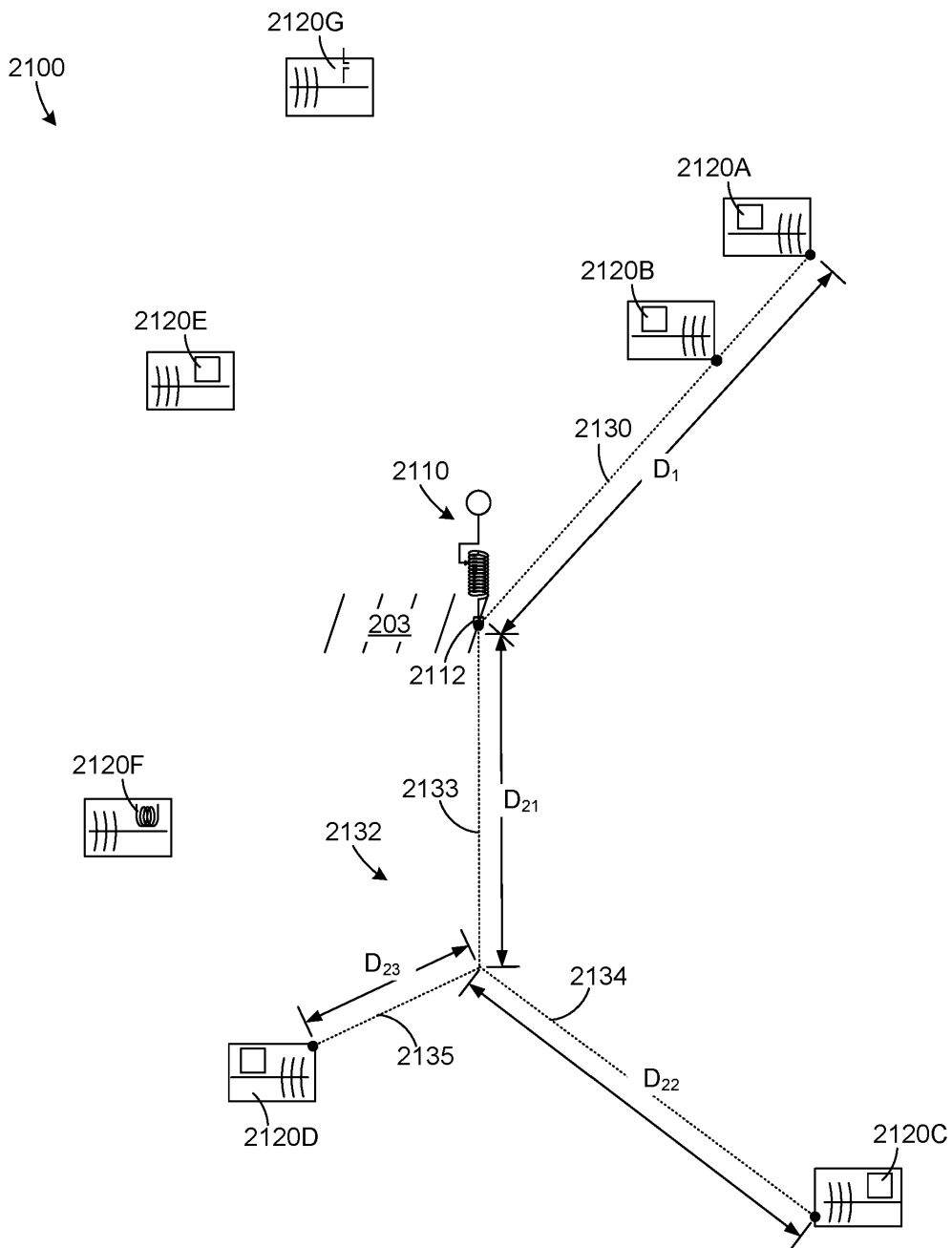
도면19



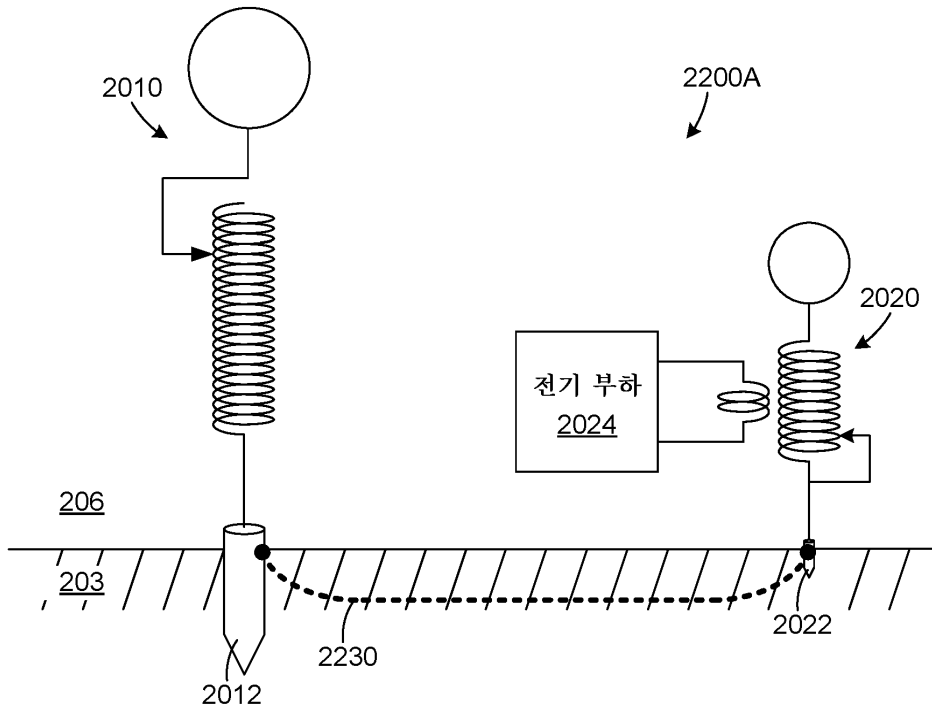
도면20



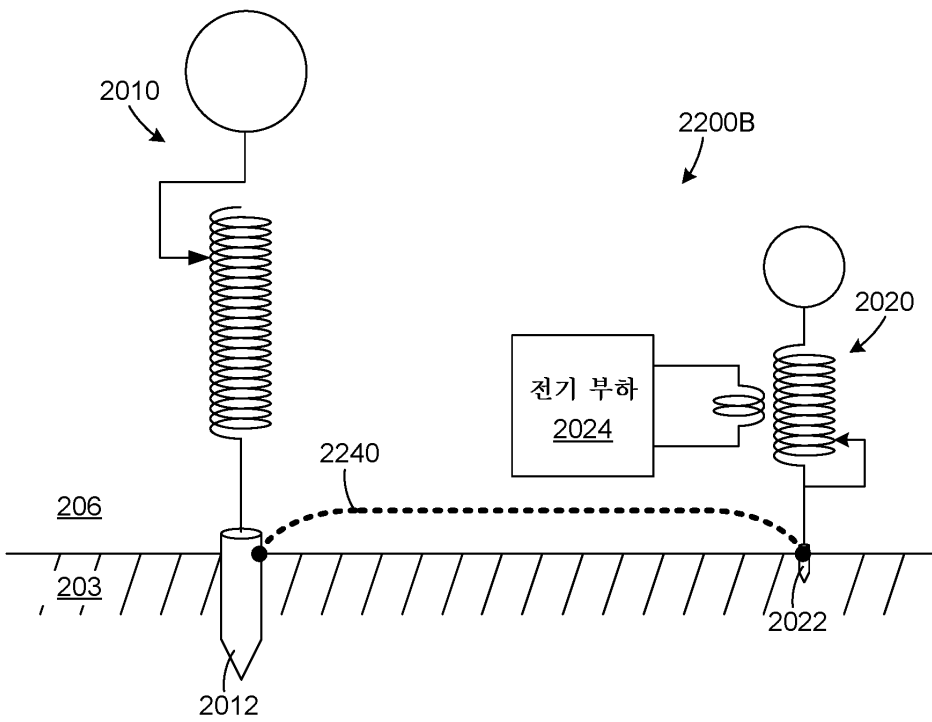
도면21



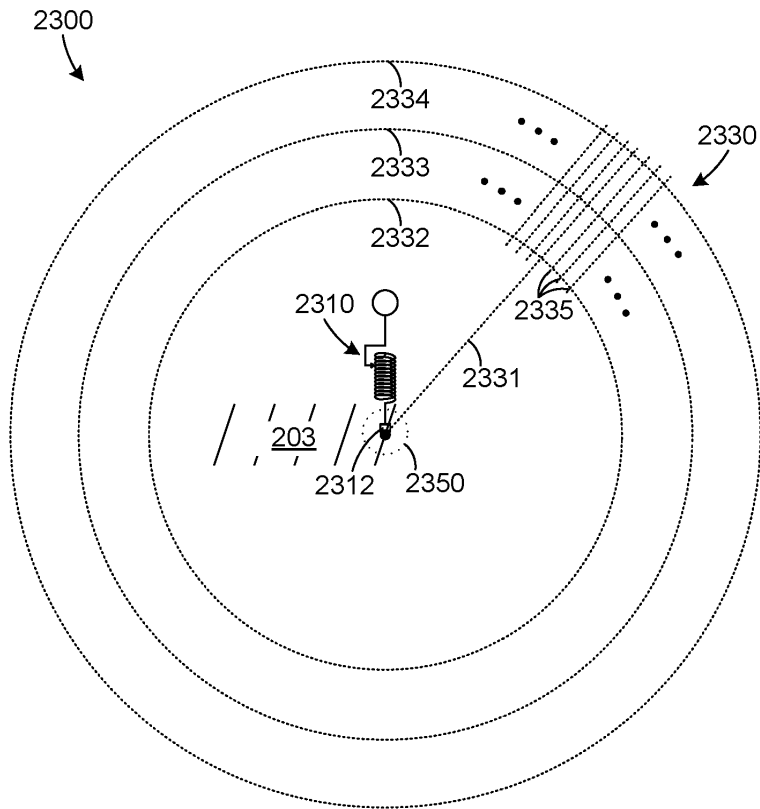
도면22a



도면22b



도면23



도면24

