

(52) CPC특허분류

G01R 29/0871 (2013.01)

G01R 29/0878 (2013.01)

G01V 3/12 (2013.01)

H01P 3/00 (2013.01)

H01Q 13/20 (2018.05)

H01Q 13/26 (2013.01)

H01Q 7/06 (2013.01)

(72) 발명자

릴리, 제임스, 디.

미국 75154 텍사스주 레드 오크 202엔 아이-35 스
위트 씨

핀존, 조세프, 에프.

미국 75154 텍사스주 레드 오크 202엔 아이-35 스
위트 씨

명세서

청구범위

청구항 1

시스템으로서,

유도 표면 도파로 프로브에 결합된 프로브 제어 시스템- 상기 프로브 제어 시스템은 상기 유도 표면 도파로 프로브의 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하도록 구성됨 -; 및

상기 프로브 제어 시스템과 데이터 통신하는 복수의 필드 미터들을 포함하고, 상기 복수의 필드 미터들은

상기 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드와 연관된 필드 강도를 측정하고;

상기 프로브 제어 시스템에 필드 강도 정보를 통신하도록 구성되며, 상기 필드 강도 정보는 상기 측정된 필드 강도를 포함하는, 시스템.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위로 상승된 충전 단자를 포함하여, 상기 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)으로 입사하는 파면을 합성하는 전자기 필드를 생성하도록 구성되는, 시스템.

청구항 3

제2항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브는 상기 충전 단자에 전기적으로 결합된 공급 네트워크를 포함하고, 상기 공급 네트워크는 상기 유도 표면 도파로 프로브 부근에서 상기 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)과 연관된 파 경사각(Ψ)과 매칭되는 위상 지연(Φ)을 제공하는, 시스템.

청구항 4

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서, 적어도 하나의 필드 미터는 고정식이고, 상기 적어도 하나의 필드 미터의 위치는 반복된 필드 강도 측정치들에 대해 동일하게 되는, 시스템.

청구항 5

제1항 내지 제3항 중 어느 한 항에 있어서, 적어도 하나의 필드 미터는 이동식이고, 상기 적어도 하나의 필드 미터의 위치는 일련의 반복된 필드 강도 측정치들에 대해 변하게 되는, 시스템.

청구항 6

제1항 내지 제5항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 필드 강도 정보는 상기 측정된 필드 강도와 연관된 상기 복수의 필드 미터들의 GPS(global positioning system) 위치들을 추가로 포함하는, 시스템.

청구항 7

제1항 내지 제6항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 필드 강도 정보는 상기 측정된 필드 강도 측정치의 시간을 추가로 포함하는, 시스템.

청구항 8

제1항 내지 제7항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브의 상기 하나 이상의 동작 파라미터의 조절은 상기 필드 강도 정보에 적어도 부분적으로 기초하는, 시스템.

청구항 9

방법으로서,

프로브 제어 시스템을 통해, 측정 디바이스로부터 필드 강도 측정치를 수신하는 단계- 상기 필드 강도 측정치는 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드의 필드 강도에 대응함 -;

상기 프로브 제어 시스템을 통해, 상기 필드 강도가 측정되었을 때에 대응하는 시간 및 상기 필드 강도가 측정된 상기 시간에서의 상기 측정 디바이스의 위치에 적어도 부분적으로 기초하여 상기 유도 표면 도파로 프로브의 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하기 위해 상기 필드 강도 측정치를 고려할지 여부를 결정하는 단계; 및

상기 프로브 제어 시스템을 통해, 상기 유도 표면 도파로 프로브와 연관된 상기 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하는 단계- 상기 하나 이상의 동작 파라미터의 상기 조절은 상기 필드 강도 측정치에 적어도 부분적으로 기초함 -를 포함하는, 방법.

청구항 10

제9항에 있어서, 상기 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위로 상승된 충전 단자를 포함하여, 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각($\theta_{i,B}$)으로 입사하는 파면을 합성하는 전자기 필드를 생성하도록 구성되는, 방법.

청구항 11

제10항에 있어서, 상기 충전 단자에 전기적으로 결합된 공급 네트워크를 추가로 포함하고, 상기 공급 네트워크는 상기 유도 표면 도파로 프로브 부근에서 상기 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각($\theta_{i,B}$)과 연관된 파 경사각(Ψ)과 매칭되는 위상 지연(Φ)을 제공하는, 방법.

청구항 12

제9항 내지 제11항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 프로브 제어 시스템을 통해 상기 필드 강도 측정치에 대한 요청을 상기 측정 디바이스에 송신하는 단계를 추가로 포함하는, 방법.

청구항 13

제9항 내지 제12항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 프로브 제어 시스템을 통해 상기 필드 강도 측정치를 고려할 것을 결정하는 것에 응답하여 적어도 하나의 다른 측정 디바이스와 연관된 복수의 다른 필드 강도 측정치들을 포함하는 측정치 어레이에 상기 필드 강도 측정치를 추가하는 단계를 추가로 포함하는, 방법.

청구항 14

제13항에 있어서, 상기 하나 이상의 동작 파라미터는 미리 정의된 수의 측정치들을 포함하는 상기 측정치 어레이에 응답하여 조절되는, 방법.

청구항 15

제9항 내지 제14항 중 어느 한 항에 있어서, 상기 프로브 제어 시스템을 통해 상기 위치에 따른 상기 유도 표면 도파로 프로브와 상기 측정 디바이스 사이의 거리를 결정하는 단계를 추가로 포함하고, 상기 필드 강도 측정치를 고려하는 것에 대한 상기 결정은 상기 거리가 상기 유도 표면 도파로 프로브의 미리 정의된 거리 이내인 것에 적어도 부분적으로 기초하는, 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001]

<관련 출원들에 대한 상호 참조>

[0002]

본 출원은 그 전문이 참조로 본 명세서에 통합되어 있는 2015년 9월 8일자로 출원된 발명의 명칭이 "Field Strength Monitoring for Optimal Performance"인 동시계류중인 미국 특허 출원 제14/847,599호에 대한 혜택 및 우선권을 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 원용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다.

[0004] 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 원용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 게다가 2014년 9월 10일자로 출원되어 출원 번호 14/483,089를 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 원용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Wave Modes on Lossy Media"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 게다가 2015년 6월 2일자로 출원되어 출원 번호 14/728,507을 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 원용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Waves"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다. 본 출원은 게다가 2015년 6월 2일자로 출원되어 출원 번호 14/728,492를 배정받았고, 참조에 의해 그 전체가 본원에 원용되는, 발명의 명칭이 "Excitation and Use of Guided Surface Waves"인 공동 계류 중인 미국 정규 특허 출원에 관련되어 있다.

배경 기술

[0005] 한 세기 이상 동안, 전파(radio wave)들에 의해 전송되는 신호들은 종래의 안테나 구조물들을 사용하여 발진(launch)되는 방사 필드들을 수반하였다. 전파 공학파는 대조적으로, 지난 세기의 전력 분배 시스템들은 전기 전도체들을 따라 유도되는 에너지의 전송을 수반하였다. 무선 주파수(radio frequency)(RF)와 전력 전송 사이의 구분에 대한 이러한 이해는 1900년대 초 이래로 존재해 왔다.

발명의 내용

해결하려는 과제

과제의 해결 수단

[0006] 본 개시내용의 실시예는 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드의 필드 강도 모니터링을 위한 시스템 및 방법에 관한 것이다.

[0007] 특히, 일 실시예에서, 시스템은 유도 표면 도파로 프로브에 결합된 프로브 제어 시스템을 포함한다. 프로브 제어 시스템은 유도 표면 도파로 프로브의 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하도록 구성된다. 시스템은 프로브 제어 시스템과 데이터 통신하는 복수의 필드 미터를 추가로 포함한다. 복수의 필드 미터는 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드와 연관된 필드 강도를 측정하고, 필드 강도 정보를 프로브 제어 시스템에 통신하도록 구성되며, 필드 강도 정보는 측정된 필드 강도를 포함한다.

[0008] 다른 실시예에서, 특히, 방법은 측정 디바이스를 통해 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드와 연관된 주파수를 결정하는 단계, 측정 디바이스를 통해 주파수에 따른 전자기 필드의 필드 강도를 측정하는 단계 및 측정 디바이스를 통해 유도 표면 도파로 프로브와 연관된 프로브 제어 시스템에 필드 강도를 보고하는 단계를 포함하며, 프로브 제어 시스템은 측정된 필드 강도에 따라 유도 표면 도파로 프로브에 대한 하나 이상의 조절을 수행하도록 구성된다.

[0009] 다른 실시예에서, 특히, 방법은 측정 디바이스를 통해 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드와 연관된 주파수를 결정하는 단계, 측정 디바이스를 통해 주파수에 따른 전자기 필드의 필드 강도를 측정하는 단계 및 측정 디바이스를 통해 유도 표면 도파로 프로브와 연관된 프로브 제어 시스템에 필드 강도를 보고하는 단계를 포함한다. 이 방법에서, 프로브 제어 시스템은 측정된 필드 강도에 따라 유도 표면 도파로 프로브에 대한 조절을 수행하도록 구성된다.

[0010] 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.

[0011] 그에 부가하여, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 본원에 교시되는 개시내용의

모든 양태들에서 사용가능하다. 게다가, 종속 청구항들의 개별적인 특징들은 물론, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 서로 조합가능하고 상호교환가능하다.

도면의 간단한 설명

[0012]

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 20a 내지 도 20e는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 다양한 개략적 심볼의 예를 도시한다. 도 20a는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 유도 표면 도파로 프로브를 나타내는 개략적 심볼의 예를 도시한다. 도 20b는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 유도 표면과 수신 구조물을 나타내는 개략적 심볼의 예를 도시한다. 도 20c는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 선형 프로브를 나타내는 개략적 심볼의 예를 도시한다. 도 20d는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 튜닝형 공진기를 나타내는 개략적 심볼의 예를 도시한다. 도 20e는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 자기 코일을 나타내는 개략적 심볼의 예를 도시한다.

도 21a 내지 도 21c는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 유도 표면 도파로 프로브에 관한 필드 미터 위치의 예를 도시한다.

도 22a는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 네트워크식 환경의 도면이다.

도 22b는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 네트워크식 환경의 도면이다.

도 23 및 도 24는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 도 22a의 네트워크식 환경의 컴퓨팅 환경에서 실행되는 필드 미터 로직의 부분으로서 구현되는 기능의 예를 각각 예시하는 플로차트이다.

도 25는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 도 22a 및 도 22b의 네트워크식 환경의 프로브 제어 시스템에서 실행되는 프로브 제어 로직의 부분으로서 구현된 기능의 예를 도시하는 플로차트이다.

도 26은 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 도 22b의 네트워크식 환경의 마스터 필드 미터에서 실행되는 마스터 필드 미터 로직의 부분으로서 구현된 기능의 예를 도시하는 플로차트이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013] 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.

[0014] 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 이 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 최대 화함으로써 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.

[0015] 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 특징지워질 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.

- [0016] 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.
- [0017] 유도파에 대한 곡선(103) 및 방사 전파에 대한 곡선(106)의 형상들이 관심 대상이다. 방사 필드 강도 곡선(106)은 기하학적으로 강하하고($1/d$, 여기서 d 는 거리임), 이것은 로그-로그 스케일에서 직선으로 나타내어진다. 다른 한편으로, 유도 필드 강도 곡선(103)은 $e^{-\alpha d}/\sqrt{d}$ 의 특성 지수 감쇠(characteristic exponential decay)를 갖고 로그-로그 스케일에서 특유의 변곡부(knee)(109)를 나타낸다. 유도 필드 강도 곡선(103) 및 방사 필드 강도 곡선(106)은 교차 거리(crossing distance)에 있는 지점(112)에서 교차한다. 교차 지점(112)에서의 교차 거리보다 작은 거리들에서, 유도 전자기 필드의 필드 강도는 방사 전자기 필드의 필드 강도보다 대부분의 위치들에서 상당히 더 크다. 교차 거리보다 큰 거리들에서는, 그 반대이다. 따라서, 유도 및 방사 필드 강도 곡선들(103 및 106)은 유도 전자기 필드와 방사 전자기 필드 간의 기본적인 전파 차이점을 추가로 예시하고 있다. 유도 전자기 필드와 방사 전자기 필드 간의 차이에 대한 비공식적 논의에 대해서는, [Milligan, T., Modern Antenna Design, McGraw-Hill, 1st Edition, 1985, pp.8-9] - 참조에 의해 그 전체가 본원에 원용됨 - 를 참조한다.
- [0018] 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.
- [0019] 빈 공간에서, 파동 방정식은 미분 연산자로서 그의 고유함수(eigenfunction)들은 복소 파수 평면(complex wave-number plane) 상에서 고유값(eigenvalue)들의 연속 스펙트럼을 갖는다. 이 TEM(transverse electromagnetic) 필드는 방사 필드(radiation field)라고 불리며, 그 전파하는 필드(propagating field)들은 "헤르츠 파(Hertzian wave)"들"이라고 불린다. 그렇지만, 전도성 경계(conducting boundary)의 존재 시에, 파동 방정식과 경계 조건들은, 수학적으로, 이산 스펙트럼들의 합과 연속 스펙트럼으로 이루어진 파수들의 스펙트럼 표현으로 이어진다. 이를 위해, [Sommerfeld, A., "Über die Ausbreitung der Wellen in der Drahtlosen Telegraphie," Annalen der Physik, Vol. 28, 1909, pp. 665-736]을 참조한다. 또한, 문헌 [Sommerfeld, A., "Problems of Radio," published as Chapter 6 in Partial Differential Equations in Physics - Lectures on Theoretical Physics: Volume VI, Academic Press, 1949, pp. 236-289, 295-296]; [Collin, R. E., "Hertzian Dipole Radiating Over a Lossy Earth or Sea: Some Early and Late 20th Century Controversies," IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 46, No. 2, April 2004, pp. 64-79]; 및 [Reich, H. J., Ordnung, P.F., Krauss, H.L., and Skalnik, J.G., Microwave Theory and Techniques, Van Nostrand, 1953, pp. 291-293] - 이 참조문헌들 각각은 참조에 의해 그 전체가 본원에 원용됨 - 을 참조한다.
- [0020] "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.

[0021] 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. 214, 283-286, 290, 298-300]을 참조한다.

[0022] 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 분야에서의 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.

[0023] 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.

[0024] 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.

[0025] 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.

[0026] 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:

[0027] [수학식 1]

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

[0029] [수학식 2]

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

[0031] [수학식 3]

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

[0033] $e^{j\omega t}$ 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:

[0034] [수학식 4]

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

[0036] [수학식 5]

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

[0038] [수학식 6]

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

[0040] 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.

[0041] $\pm z$ 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,

[0042] [수학식 7]

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

[0044] 영역 1에서, 수학식 8을 제공한다.

[0045] [수학식 8]

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

[0047] 방사상 전파 상수(γ)는 수학식 9에 의해 주어지고,

[0048] [수학식 9]

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

[0049]

[0050] 이것은 n이 수학식 10에 의해 주어지는 복소 굴절률인 복소 표현식이다.

[0051] [수학식 10]

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

[0052]

[0053] 이상의 수학식들 모두에서,

[0054] [수학식 11]

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

[0055]

[0056] 이고,

[0057] [수학식 12]

$$k_o = \omega\sqrt{\mu_o\epsilon_o} = \frac{\lambda_o}{2\pi}$$

[0058]

[0059] 이며, 여기서 ϵ_r 은 영역 1의 상대 투자율을 포함하고, σ_1 은 영역 1의 전도율이며, ϵ_o 은 자유 공간의 투자율 이고, μ_o 은 자유 공간의 투자율을 포함한다. 따라서, 생성된 표면파는 계면에 평행하게 전파하고, 그에 수직 으로는 지수적으로 감쇠한다. 이것은 소실(evanesence)이라고 알려져 있다.

[0060]

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 여기서시키는 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.

[0061]

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.

[0062]

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.

[0063]

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(T_1)에 인가되는 전압에 기초하여 전기 필드를 합성하기 위해 전하(Q_1)가 충전 단자(T_1) 상에 부여된다. 전기 필드(E)의 입사각(Θ_i)에 따라, 영역 1을 포함하는 손실형 전도성 매체 (203)의 표면 상의 유도 표면 도파로 모드에 전기 필드를 실질적으로 모드-매칭시키는 것이 가능하다.

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

[수학식 13]

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

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,

[수학식 14]

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

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

[수학식 15]

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

음의 부호는, 소스 전류(I_o)가 도 3에 예시된 바와 같이 수직 상향으로 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,

[수학식 16]

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

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.

[수학식 17]

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

수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 17에 의해 표현되는 필드들은, 지상파 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.

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.

[수학식 18]

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

[0083] [수학식 19]

[0084]
$$H_n^{(2)}(x) = J_n(x) - jN_n(x)$$

[0085] 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.

[0086] $H_n^{(2)}(k_\rho \rho)$ 가 유출파(outgoing wave)라는 것이 $J_n(x)$ 및 $N_n(x)$ 의 급수 정의(series definition)들로부터 직접적으로 획득되는 그의 대각 점근 거동(large argument asymptotic behavior)으로부터 인식될 수 있다. 유도 표면 도파로 프로브로부터의 원위에서:

[0087] [수학식 20a]

[0088]
$$H_n^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} j^n e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} j^n e^{-j(x - \frac{\pi}{4})}$$

[0089] 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.

[0090] [수학식 20b]

[0091]
$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow \infty} j \sqrt{\frac{2j}{\pi x}} e^{-jx} = \sqrt{\frac{2}{\pi x}} e^{-j(x - \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{4})}$$

[0092] 유도 표면 도파로 프로브에 대한 근위에서($\rho \ll \lambda$ 에 대해), 제2종 1차 Hankel 함수는 수학식 21과 같이 거동한다.

[0093] [수학식 21]

[0094]
$$H_1^{(2)}(x) \xrightarrow{x \rightarrow 0} \frac{2j}{\pi x}$$

[0095] 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.

[0096] 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. $x = \sigma/\omega\epsilon_o$ 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.

[0097] 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.

[0098] 영역 2에서의 Zenneck 폐쇄형 해의 수학식 2 및 수학식 3에 의해 주어지는 전기 필드 성분들을 고려하면, E_z 와 E_ρ 의 비가 점근적으로 수학식 22로 되고,

[0099] [수학식 22]

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

[0101] 여기서 n 은 수학식 10의 복소 굴절률이고, θ_i 는 전기 필드의 입사각이다. 그에 부가하여, 수학식 3의 모드-매칭된 전기 필드의 수직 성분이 점근적으로 수학식 23으로 되며,

[0102] [수학식 23]

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

[0104] 수학식 23은 단자 전압에 있는 상승된 충전 단자의 정전용량의 고립 컴포넌트(isolated component) 상의 자유 전하, $q_{free} = C_{free} \times V_1$ 에 선형적으로 비례한다.

[0105] 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.

[0106] 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 표면 주위에 보다 균일하게 분포되게 된다. 자유 전하의 양은 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(self-capacitance)에 관련되어 있다.

[0107] 예를 들어, 구형 단자의 정전용량은 접지 평면으로부터의 물리적 높이의 함수로서 표현될 수 있다. 완전 접지면(perfect ground)으로부터 h 의 물리적 높이에 있는 구체의 정전용량은 수학식 24에 의해 주어지고,

[0108] [수학식 24]

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

[0110] 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.

[0111] 충분히 고립된 단자의 경우에, 전도성 구체의 자기 정전용량은 $C = 4\pi\epsilon_o a$ 에 의해 근사화될 수 있고, 여기서, a 는 미터 단위의 구체 반경이며, 디스크의 자기 정전용량은 $C = 8\epsilon_o a$ 에 의해 근사화될 수 있고, 여기서, a 는 미터 단위의 디스크 반경이다. 충전 단자(T_1)는 구체, 디스크, 원통, 원추체, 원환체(torus), 후

드(hood), 하나 이상의 링, 또는 임의의 다른 랜덤화된 형상이나 형상들의 조합과 같은 임의의 형상을 포함할 수 있다. 충전 단자(T_1)를 위치시키기 위해 등가 구체 직경(equivalent spherical diameter)이 결정되어 사용될 수 있다.

[0112] 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.

[0113] 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 수학식 25로서 표현될 수 있는 Fresnel 반사 계수를 사용하여 결정될 수 있고,

[0114] [수학식 25]

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

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

[0117] 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 수학식 26일 때 수학식 25의 분자가 0으로 된다는 것을 알 수 있고,

[0118] [수학식 26]

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

[0120] 여기서 $x = \sigma / \omega \epsilon_o$ 이다. 이 복소 입사각($\theta_{i,B}$)은 브루스터 각이라고 지칭된다. 수학식 22를 다시 참조하면, 동일한 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$) 관계가 수학식 22 및 수학식 26 둘 다에 존재한다는 것을 알 수 있다.

[0121] 도 5a에 예시된 바와 같이, 전기 필드 벡터(\mathbf{E})는 입사 평면에 평행하게 편파된 유입 비균일 평면파(incoming non-uniform plane wave)로서 묘사될 수 있다. 전기 필드 벡터(\mathbf{E})는 수학식 27과 같이 독립적인 수평 및 수직 성분들로부터 생성될 수 있다.

[0122] [수학식 27]

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

[0124] 기하학적으로, 도 5a에서의 예시는 전기 필드 벡터(\mathbf{E})가 수학식 28a 및 수학식 28b에 의해 주어질 수 있다는 것을 암시하고,

[0125] [수학식 28a]

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

[0127] [수학식 28b]

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

[0128]

[0129] 이는 필드 비가 수학식 29라는 것을 의미한다.

[0130] [수학식 29]

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

[0132] "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,

[0133] [수학식 30a]

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

[0135] 또는

[0136] [수학식 30b]

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

[0138] 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.

[0139] 유도 표면파에 수학식 30b를 적용하면 수학식 31이 주어진다.

[0140] [수학식 31]

$$\tan \theta_{i,B} = \frac{E_z}{E_{\rho}} = \frac{u_2}{\gamma} = \sqrt{\epsilon_r - jx} = n = \frac{1}{W} = \frac{1}{|W|}e^{-j\Psi}$$

[0142] 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)과 동일한 입사각에서, 수학식 25의 Fresnel 반사 계수가, 수학식 32에 의해 나타낸 바와 같이, 사라진다.

[0143] [수학식 32]

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

[0145] 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.

[0146] 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.

[0147] [수학식 33]

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

[0149] 이 표현식이 구조물을 따라 소스 분포의 크기 및 위상에 의존하기 때문에, 유효 높이(또는 길이)는 일반적으로

복소수이다. 구조물의 분포 전류(distributed current) $I(z)$ 의 적분이 구조물의 물리적 높이(h_p)에 걸쳐 수행되고, 구조물의 베이스(base)(또는 입력)를 통해 상향으로 흐르는 접지 전류(I_0)에 대해 정규화된다. 구조물을 따라 있는 분포 전류는 수학식 34에 의해 표현될 수 있고,

[0150] [수학식 34]

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

[0152] 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.

[0153] 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 수학식 35인 경우, $\theta_C = \beta_p l_C$ 이며,

[0154] [수학식 35]

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

[0156] 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.

[0157] 그에 부가하여, 수직 공급 라인 전도체의 길이(l_w)를 따른 공간적 위상 지연(spatial phase delay)은 $\theta_y = \beta_w l_w$ 에 의해 주어질 수 있고, 여기서 β_w 는 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수(propagation phase constant)이다. 일부 구현들에서, 공간적 위상 지연은 $\theta_y = \beta_w h_p$ 에 의해 근사화되는데, 그 이유는 유도 표면 도파로 프로브(200a)의 물리적 높이(h_p)와 수직 공급 라인 전도체 길이(l_w) 사이의 차이가 공급된 주파수에서의 파장(λ_0)보다 훨씬 더 작기 때문이다. 그 결과, 코일 및 수직 공급 라인 전도체를 통한 총 위상 지연은 $\Phi = \theta_C + \theta_y$ 이고, 물리적 구조물의 저부로부터 코일의 상단으로 공급되는 전류는 수학식 36이며,

[0158] [수학식 36]

$$I_C(\theta_C + \theta_y) = I_0 e^{j\Phi}$$

[0160] 총 위상 지연(Φ)은 접지 (말뚝) 전류(I_0)에 대해 측정된다. 결과적으로, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 전기적 유효 높이는 물리적 높이 $h_p \ll \lambda_0$ 인 경우에 대해 수학식 37에 의해 근사화될 수 있다.

[0161] [수학식 37]

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

[0163] 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.

[0164] 도 5a의 예에서, Hankel 크로스오버 거리(R_x)(121)에서 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)을 갖는 입사 전기 필드(E)의 복소 각도 삼각법(complex angle trigonometry)을 예시하기 위해 광선 광학이 사용된다. 수학식 26으로부터, 손실형 전도성 매체에 대해, 브루스터 각이 복소수이고 수학식 38에 의해 명시된다는 것을 상기한다.

[0165] [수학식 38]

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

[0166]

[0167] 전기적으로, 기하학적 파라미터들은 수학식 39에 의해 충전 단자(T_1)의 전기적 유효 높이(h_{eff})에 의해 관련되어 있고,

[0168] [수학식 39]

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

[0169]

[0170] 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.

[0171] [수학식 40]

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

[0172]

[0173] 물리적 높이(h_p)와 Hankel 크로스오버 거리(R_x) 둘 다 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: $\Phi = \Psi$.

[0174]

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.

[0175]

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 제시하고 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 여기시키기 위해 물리적 높이(h_p) 이상이어야만 한다. 충전 단자(T_1)가 유효 높이(h_{eff})에 또는 그보다 위에 위치된 경우, 손실형 전도성 매체(203)가, 도 5a에 예시된 바와 같이, Hankel 크로스오버 거리(R_x)(121)에서 또는 그를 넘어서 브루스터 입사각($\Psi_{i,B} = (\pi/2) - \theta_{i,B}$)으로 조사(illuminate)될 수 있다. 충전 단자(T_1) 상의 속박 전하를 감소시키거나 최소화하기 위해, 그 높이가, 앞서 언급된 바와 같이, 충전 단자(T_1)의 구체 직경(또는 등가 구체 직경)의 4배 이상이어야만 한다.

[0176]

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 여기시키도록 구성될

수 있다.

[0177] 도 7을 참조하면, 충전 단자(T_1)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브(200b)의 일 예의 그래픽 표현이 도시되어 있다. AC 소스(212)는 충전 단자(T_1)에 대한 여기 소스로서 기능하고, 이는, 예컨대, 나선형 코일과 같은 코일(215)을 포함하는 공급 네트워크(209)(도 3)를 통해 유도 표면 도파로 프로브(200b)에 결합된다. 다른 구현들에서, AC 소스(212)는 1차 코일을 통해 코일(215)에 유도적으로 결합될 수 있다. 일부 실시예들에서, AC 소스(212)와 코일(215) 간의 결합을 향상시키고 그리고/또는 최대화하기 위해 임피던스 매칭 네트워크가 포함될 수 있다.

[0178] 도 7에 도시된 바와 같이, 유도 표면 도파로 프로브(200b)는 손실형 전도성 매체(203)에 의해 제공되는 평면에 실질적으로 수직인 수직 축(z)을 따라 위치되는 상부 충전 단자(T_1)(예컨대, 높이(h_p)에 있는 구체)를 포함할 수 있다. 제2 매체(206)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽에 위치된다. 충전 단자(T_1)는 자기 정전용량(C_T)을 갖는다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 단자(T_1)에 인가되는 전압에 의존하는 전하(Q_1)가 단자(T_1)에 부여된다.

[0179] 도 7의 예에서, 코일(215)은 제1 단부에서 접지 말뚝(ground stake)(218)에 결합되고 수직 공급 라인 전도체(221)를 통해 충전 단자(T_1)에 결합된다. 일부 구현들에서, 도 7에 도시되는 바와 같이, 충전 단자(T_1)에의 코일 연결은 코일(215)의 탭(tap)(224)을 사용하여 조절될 수 있다. 코일(215)은 코일(215)의 하부 부분에 있는 탭(227)을 통해 AC 소스(212)에 의해 동작 주파수로 에너지를 공급받을 수 있다. 다른 구현들에서, AC 소스(212)는 1차 코일을 통해 코일(215)에 유도적으로 결합될 수 있다.

[0180] 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구성 및 조절은, 전송 주파수, 손실형 전도성 매체의 조건들(예컨대, 토양 전도율(σ) 및 상대 유전율(ϵ_r)), 및 충전 단자(T_1)의 크기와 같은, 다양한 동작 조건들에 기초한다. 굴절률은 수학식 10 및 수학식 11로부터 수학식 41로서 계산될 수 있고,

[0181] [수학식 41]

[0182]
$$n = \sqrt{\epsilon_r - jx}$$

[0183] 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,

[0184] [수학식 42]

[0185]
$$\theta_{i,B} = \arctan(\sqrt{\epsilon_r - jx})$$

[0186] 도 5a에 도시되는 바와 같이 표면으로부터 수학식 43으로서 측정될 수 있다.

[0187] [수학식 43]

[0188]
$$\psi_{i,B} = \frac{\pi}{2} - \theta_{i,B}$$

[0189] Hankel 크로스오버 거리에서의 파 경사(W_{RX})가 또한 수학식 40을 사용하여 구해질 수 있다.

[0190] 도 4에 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 거리가 또한 $-j\gamma\rho$ 에 대하여 수학식 20b의 크기와 수학식 21의 크기를 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. 전기적 유효 높이는 이어서 수학식 39로부터 Hankel 크로스오버 거리 및 복소 브루스터 각을 사용하여 수학식 44로서 결정될 수 있다.

[0191] [수학식 44]

[0192]
$$h_{eff} = h_p e^{j\Phi} = R_x \tan \psi_{i,B}$$

[0193] 수학식 44로부터 알 수 있는 바와 같이, 복소 유효 높이(h_{eff})는 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)와 연관되어 있

는 크기 및 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서의 파 경사각(Ψ)과 연관될 위상 지연(Φ)을 포함한다. 이 변수들 및 선택된 충전 단자(T_1) 구성을 사용해, 유도 표면 도파로 프로브(200)의 구성을 결정하는 것이 가능하다.

[0194] 충전 단자(T_1)가 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 위에 위치한 경우, 공급 네트워크(209)(도 3) 및/또는 공급 네트워크를 충전 단자(T_1)에 연결시키는 수직 공급 라인은 충전 단자(T_1) 상의 전하(Q_1)의 위상(Φ)을 파 경사(Ψ)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.

[0195] 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,

[0196] [수학식 45]

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

[0197]

[0198] 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.

[0199] [수학식 46]

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

[0200]

[0201] 헬릭스가 나선형으로 권취되거나 짧고 뚱뚱한 경우 원리는 동일하지만, V_f 및 Θ_c 는 실험적 측정에 의해 획득하기가 보다 용이하다. 나선형 전송 라인의 특성 (파) 임피던스에 대한 표현식이 또한 수학식 47로서 도출되었다.

[0202] [수학식 47]

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

[0203]

[0204] 구조물의 공간적 위상 지연(Θ_y)은 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)의 진행과 위상 지연을 사용하여 결정될 수 있다. 완전 접지 평면(perfect ground plane)보다 위에 있는 원통형 수직 전도체의 정전용량은 수학식 48로서 표현될 수 있고,

[0205] [수학식 48]

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

[0206]

[0207] 여기서 h_w 는 전도체의 수직 길이(또는 높이)이고, a 는 반경이다(mks 단위로 되어 있음). 나선형 코일에서와 같이, 수직 공급 라인 전도체의 진행과 위상 지연은 수학식 49에 의해 주어질 수 있고,

[0208] [수학식 49]

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

[0209]

[0210] 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,

[0211] [수학식 50]

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

[0212]

[0213] 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.

[0214] [수학식 51]

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

[0215]

[0216] 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.

[0217]

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 여기서키도록 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 진행하는 유도 표면 도파로 모드에 결합된다. 예를 들어, 브루스터 각($\Theta_{i,B}$), 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7)와 연관된 위상 지연(Θ_y), 및 코일(215)(도 7)의 구성이 알려져 있는 경우, 탭(224)(도 7)의 위치는 위상 $\Phi = \Psi$ 인 경우 충전 단자(T_1) 상의 진동 전하(oscillating charge)(Q_1)를 부여하도록 결정 및 조절될 수 있다. 탭(224)의 위치는 진행 표면파들을 유도 표면 도파로 모드에 결합시키는 것을 최대화하도록 조절될 수 있다. 용량성 효과(capacitive effect)들을 감소시키기 위해 탭(224)의 위치를 넘어선 잉여 코일 길이가 제거될 수 있다. 수직 전선 높이 및/또는 나선형 코일의 기하학적 파라미터들이 또한 변화될 수 있다.

[0218]

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.

[0219]

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.

[0220] 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.

[0221] 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,

[0222] [수학식 52]

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

[0223]

이고, 여기서

[0224]

[수학식 53]

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

[0226]

이고

[0227]

수학식 12에 나타낸 바와 같이

[0228]

[수학식 54]

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

[0230]

이다.

[0231]

[0232] 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.

[0233] 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 들어

다볼 때 보이는 이미지 접지 평면 임피던스(z_{in})와 같다고 놓음으로써 결정될 수 있다.

[0234] 도 8a의 경우에, 상부 영역(공기)(142)에서의 전파 상수 및 파 고유 임피던스(wave intrinsic impedance)는 수학식 55 및 수학식 56이다.

[0235] [수학식 55]

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

[0237] [수학식 56]

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

[0238]

[0239] 손실형 지구(133)에서, 전파 상수 및 파 고유 임피던스는 수학식 57 및 수학식 58이다.

[0240] [수학식 57]

$$\gamma_e = \sqrt{j\omega\mu_1(\sigma_1 + j\omega\epsilon_1)}$$

[0241]

[0242] [수학식 58]

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

[0243]

[0244] 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.

[0245] [수학식 59]

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

[0246]

[0247] 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.

[0248] [수학식 60]

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

[0249]

[0250] 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.

[0251] 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.

[0252] [수학식 61]

$$d = 2z_1 \approx \frac{2}{\gamma_e}$$

[0253]

[0254] 그에 추가하여, "이미지 전하"는 실제 전하(real charge)와 "동일하고 그와 반대쪽에 있으며", 따라서 깊이 $z_1 = -d/2$ 에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)의 전위는 0일 것이다.

[0255] 도 3에 예시된 바와 같이 전하(Q_1)가 지구의 표면으로부터 거리(H_1)만큼 상승되어 있는 경우, 이미지 전하(Q_1')는 그 표면 아래로 $D_1 = d + H_1$ 의 복소 거리에, 또는 이미지 접지 평면(130) 아래로 $d/2 + H_1$ 의 복소 거리에 존재한다. 도 7의 유도 표면 도파로 프로브(200b)는 도 8b의 완전 전도성 이미지 접지 평면(139)에 기초할 수 있는 등가 단선 전송 라인 이미지 평면 모델로서 모델링될 수 있다. 도 9a는 등가 단선 전송 라인 이미지 평면 모델의 일 예를 도시하고 있으며, 도 9b는, 도 8c의 단락된 전송 라인을 포함하는, 고전적 등가 전송 라인 모델의 일 예를 도시하고 있다.

[0256] 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_w 는 옴 단위의 상승된 수직 공급 라인 전도체(221)의 특성 임피던스이고, Z_c 는 옴 단위의 코일(215)의 특성 임피던스이며, Z_o 는 자유 공간의 특성 임피던스이다.

[0257] 유도 표면 도파로 프로브(200)의 베이스에서, 구조물 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 $Z_{\uparrow} = Z_{base}$ 이다. 부하 임피던스가 수학식 62:

[0258] [수학식 62]

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

[0259]

[0260] - C_T 는 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량임 - 인 경우, 수직 공급 라인 전도체(221)(도 7) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 63에 의해 주어지고:

[0261] [수학식 63]

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

[0262]

[0263] 코일(215)(도 7) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 64에 의해 주어진다:

[0264] [수학식 64]

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

[0265]

[0266] 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:

[0267] [수학식 65]

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

[0268]

[0269] 여기서 $Z_s = 0$ 이다.

[0270] 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 X 는 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 항상 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.

[0271] Hankel 해(Hankel solution)들로부터, 유도 표면 도파로 프로브(200)에 의해 여기된 유도 표면파가 외향으로 전파하는 진행파라는 것을 알 수 있다. 유도 표면 도파로 프로브(200)(도 3 및 도 7)의 접지 말뚝(218)과 충전 단자(T_1) 사이의 공급 네트워크(209)를 따른 소스 분포는 실제로는 구조물 상의 정재파와 진행파의 중첩으로 이루어져 있다. 충전 단자(T_1)가 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 위쪽에 위치한 경우, 공급 네트워크(209)를 통해 이동하는 진행파의 위상 지연은 손실형 전도성 매체(203)와 연관된 파 경사각에 매칭된다. 이러한 모드-매칭은 진행파가 손실형 전도성 매체(203)를 따라 발전될 수 있게 한다. 진행파에 대한 위상 지연이 확립되면, 프로브 구조물을 - $d/2$ 의 복소 깊이에 있는 이미지 접지 평면(도 3의 130 또는 도 8의 139)과 관련하여 정재파 공진 상태에 들어가게 하기 위해 충전 단자(T_1)의 부하 임피던스(Z_L)가 조절된다. 그 경우에, 이미지 접지 평면으로부터 보이는 임피던스는 제로 리액턴스(zero reactance)를 갖고, 충전 단자(T_1) 상의 전하가 최대화된다.

[0272] 진행파 현상과 정재파 현상 사이의 차이점은 (1) 길이(d)의 전송 라인의 섹션(때때로 "지연 라인"이라고 불림) 상의 진행파들의 위상 지연($\Theta = \beta d$)이 전파 시간 지연들에 기인하는 반면; (2) 정재파들(순방향으로 전파하는 파(forward propagating wave)와 역방향으로 전파하는 파(backward propagating wave)로 이루어짐)의 위치의 준적 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.

[0273] 이러한 현상의 결과로서, 크게 상이한 특성 임피던스의 2개의 비교적 짧은 전송 라인 섹션이 매우 큰 위상 시프트를 제공하는 데 사용될 수 있다. 예를 들어, 0.25λ 공진과 등가인 90° 의 위상 시프트를 제공하기 위해, 모두 합하여, 말하자면, 0.05λ 의 물리적 길이를 갖는 전송 라인의 2개의 섹션 - 하나는 저 임피던스이고 하나는 고 임피던스임 - 으로 이루어진 프로브 구조물이 제조될 수 있다. 이것은 특성 임피던스들의 큰 폭의 급등으로 인한 것이다. 이러한 방식으로, 물리적으로 짧은 프로브 구조물이 전기적으로는 조합된 2개의 물리적 길이들보다 더 길 수 있다. 이것이 도 9a 및 도 9b에 예시되어 있으며, 여기서 임피던스 비들의 불연속들은 위상의 큰 폭의 급등들을 제공한다. 섹션들이 서로 조인(join)되는 곳에서 임피던스 불연속은 실질적인 위상 시프트를 제공한다.

[0274] 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 수학식 41을 사용하여 결정될 수 있고, 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$)이 이어서 수학식 42로부터 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)가 이어서 수학식 44로부터 결정될 수 있다. 충전 단자(T_1)는 Hankel 함수의 원위 성분을 여기시키기 위해 물리적 높이(h_p)에 또는 그보다 더 높게 있어야만 한다. 이러한 높이 관계는 초기에 표면파들을 발진시킬 때 고려된다. 충전 단자(T_1) 상의 속박 전하를 감소시키거나 최소화하기 위해, 그 높이가 충전 단자(T_1)의 구체 직경(또는 등가 구체 직경)의 4배 이상이어야만 한다.

[0275] 156에서, 충전 단자(T_1) 상의 상승된 전하(Q_1)의 전기적 위상 지연(Φ)이 복소 파 경사각(Ψ)에 매칭된다. Φ 를 파 경사(W)의 각도(Ψ)와 동일하도록 하기 위해 나선형 코일의 위상 지연(θ_c) 및/또는 수직 공급 라인 전도체의 위상 지연(θ_y)이 조절될 수 있다. 수학식 31에 기초하여, 파 경사각(Ψ)이 수학식 66으로부터 결정될 수 있다:

[0276] [수학식 66]

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

[0277] 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 Hankel 크로스오버 거리(R_x)에서 또는 그를 넘어서 전기 필드들이 확립될 수 있다.

[0279] 다음에 159에서, 충전 단자(T_1)의 부하 임피던스가 유도 표면 도파로 프로브(200)의 등가 이미지 평면 모델을 공진시키도록 튜닝된다. 도 9a 및 도 9b의 전도성 이미지 접지 평면(139)(또는 도 3의 130)의 깊이($d/2$)는 수학식 52, 수학식 53 및 수학식 54 그리고, 측정될 수 있는, 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)의 값들을 사용하여 결정될 수 있다. 그 깊이를 사용하여, 손실형 전도성 매체(203)의 물리적 경계(136)와 이미지 접지 평면(139) 사이의 위상 시프트(θ_d)는 $\theta_d = \beta_0 d/2$ 를 사용하여 결정될 수 있다. 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스(Z_{in})가 이어서 수학식 65를 사용하여 결정될 수 있다. 발진된 표면파들을 최대화하기 위해 이러한 공진 관계가 고려될 수 있다.

[0280] 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 수학식 45 내지 수학식 51을 사용하여 결정될 수 있다. 그에 부가하여, 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(C_T)이, 예컨대, 수학식 24를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(215)의 전파 인자(β_p)는 수학식 35를 사용하여 결정될 수 있고, 수직 공급 라인 전도체(221)에 대한 전파 위상 상수(β_w)는 수학식 49를 사용하여 결정될 수 있다. 코일(215) 및 수직 공급 라인 전도체(221)의 결정된 값들 및 자기 정전용량을 사용하여, 코일(215) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 임피던스(Z_{base})는 수학식 62, 수학식 63 및 수학식 64를 사용하여 결정될 수 있다.

[0281] 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 켤레이다. 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 결합시

키는 것이 항상 맞/또는 최대화될 수 있다.

[0282] 이것은 상황을 수치 예로 예시하는 것에 의해 보다 잘 이해될 수 있다. 상단에 충전 단자(T_1)와 함께 물리적 높이(h_p)의 상단 부하를 갖는 수직 스텐브(top-loaded vertical stub)를 포함하는 유도 표면 도파로 프로브 (200)를 고려하고, 여기서 충전 단자(T_1)는 1.85 MHz의 동작 주파수(f_0)에서 나선형 코일 및 수직 공급 라인 전 도체를 통해 여기된다. 높이(H_1)가 16 피트이고 손실형 전도성 매체(203)(예컨대, 지구)가 $\epsilon_r = 15$ 의 상대 유 전율 및 $\sigma_1 = 0.010$ mhos/m의 전도율을 갖는 경우, $f_0 = 1.850$ MHz에 대해 몇몇 표면파 전파 파라미터들이 계 산될 수 있다. 이 조건들 하에서, 물리적 높이가 $h_p = 5.5$ 피트 - 이는 충전 단자(T_1)의 실제 높이보다 매우 아 래에 있음 - 인 경우, Hankel 크로스오버 거리가 $R_x = 54.5$ 피트인 것으로 구해질 수 있다. $H_1 = 5.5$ 피트의 충전 단자 높이가 사용될 수 있지만, 보다 높은 프로브 구조물은 속박 정전용량(bound capacitance)을 감소시켜, 충전 단자(T_1) 상의 보다 많은 비율의 자유 전하가 진행파의 보다 큰 필드 강도 및 여기를 제공하는 것을 가능하게 한다.

[0283] 파장은 수학적 67로서 결정될 수 있고:

[0284] [수학적 67]

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

[0285]

[0286] 여기서 c 는 광속이다. 수학적 41로부터 복소 굴절률은 수학적 68이고:

[0287] [수학적 68]

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

[0288]

[0289] 여기서 $x = \sigma_1 / \omega \epsilon_o$ 이고 $\omega = 2\pi f_o$ 이며, 수학적 42로부터 복소 브루스터 각은 수학적 69이다:

[0290] [수학적 69]

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

[0291]

[0292] 수학적 66을 사용하여, 파 경사 값들이 수학적 70이 되도록 결정될 수 있다:

[0293] [수학적 70]

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

[0294]

[0295] 따라서, $\Phi = \Psi = 40.614^\circ$ 을 매칭시키도록 나선형 코일이 조절될 수 있다.

[0296] 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 71로서 근사화될 수 있다:

[0297] [수학적 71]

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

[0298]

[0299] 수학적 49로부터 수직 공급 라인 전도체의 위상 지연은 수학적 72이다:

[0300] [수학적 72]

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

[0301]

[0302] $\theta_c = 28.974^\circ = 40.614^\circ - 11.640^\circ$ 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.

[0303] 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 45를 사용하여 수학적 73인 것으로 결정될 수 있고:

[0304] [수학적 73]

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

[0305]

[0306] 수학적 35로부터 전파 인자는 수학적 74이다:

[0307] [수학적 74]

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

[0308]

[0309] $\theta_c = 28.974^\circ$ 인 경우, 솔레노이드 헬릭스의 축방향 길이(H)는 수학적 75이도록 수학적 46을 사용하여 결정될 수 있다:

[0310] [수학적 75]

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

[0311]

[0312] 이 높이는 수직 공급 라인 전도체가 연결되는 나선형 코일 상의 위치를 결정하고, 그 결과 8.818개의 턴($N = H/s$)을 갖는 코일이 얻어진다.

[0313] 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, 수학적 57을 사용하여 방사상 전파 상수가 결정될 수 있다.

[0314] [수학적 76]

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

[0315]

[0316] 그리고 수학적 52로부터 전도성 이미지 접지 평면의 복소 깊이가 수학적 77로서 근사화될 수 있고:

[0317] [수학적 77]

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

[0318]

[0319] 여기서 지구의 물리적 경계와 전도성 이미지 접지 평면 사이의 대응하는 위상 시프트는 수학적 78에 의해 주어진다:

[0320] [수학적 78]

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

[0321]

[0322] 수학적 65를 사용하여, 손실형 전도성 매체(203)(즉, 지구) 안쪽으로 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학적 79로서 결정될 수 있다:

[0323] [수학식 79]

$$[0324] \quad Z_{in} = Z_o \tanh(j\theta_d) = R_{in} + jX_{in} = 31.191 + j 26.27 \text{ ohms}$$

[0325] 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 "올려다볼 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:

[0326] [수학식 80]

$$[0327] \quad Z_L = \frac{1}{j\omega C_T} = -j 1392 \text{ ohms}$$

[0328] 경계에서의 무효 성분들이 매칭된다.

[0329] 수학식 51을 사용하여, 수직 공급 라인 전도체(0.27 인치의 직경($2a$)을 가짐)의 임피던스는 수학식 81로서 주어지고,

[0330] [수학식 81]

$$[0331] \quad Z_w = 138 \log \left(\frac{1.123 V_w \lambda_0}{2\pi a} \right) = 537.534 \text{ ohms}$$

[0332] 수직 공급 라인 전도체 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 63에 의해 수학식 82로서 주어진다:

[0333] [수학식 82]

$$[0334] \quad Z_2 = Z_w \frac{Z_L + Z_w \tanh(j\theta_y)}{Z_w + Z_L \tanh(j\theta_y)} = -j 835.438 \text{ ohms}$$

[0335] 수학식 47을 사용하여, 나선형 코일의 특성 임피던스는 수학식 83으로서 주어지고,

[0336] [수학식 83]

$$[0337] \quad Z_c = \frac{60}{V_f} \left[\ell n \left(\frac{V_f \lambda_0}{D} \right) - 1.027 \right] = 1446 \text{ ohms}$$

[0338] 베이스에서 코일 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 64에 의해 수학식 84로서 주어진다:

[0339] [수학식 84]

$$[0340] \quad Z_{base} = Z_c \frac{Z_2 + Z_c \tanh(j\theta_c)}{Z_c + Z_2 \tanh(j\theta_c)} = -j 26.271 \text{ ohms}$$

[0341] 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.

[0342] 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.

[0343] 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 도파로

는 "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 값에서 $Z_{ip} = R_{ip} + j0$ 이다. 마지막으로, 충전 단자(T_1)가 도 3의 충분한 높이(H_1)를 가짐으로써($h \geq R_x \tan \Psi_{i,B}$)

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

[0344] 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.

[0345] 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.

[0346] 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 변동을 평가하고 유도 표면 도파로 프로브(200)를 조절할 수 있다. 이것은, 예컨대, θ_y , θ_c 및/또는 C_T 를 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 예를 들어, 프로브 제어 시스템(230)은, 유도 표면파의 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.

[0347] 유도 표면파와 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. 정보

는 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 변화거나 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.

[0348] 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 변화시키기 위해 코일(215)(도 7) 상의 탭 위치를 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 충전 단자(T_1)에 공급되는 전압 레벨이 전기 필드 강도를 조절하기 위해 증가 또는 감소될 수 있다. 이것은 여기 소스(212)의 출력 전압을 조절하는 것에 의해 또는 공급 네트워크(209)를 조절 또는 재구성하는 것에 의해 달성될 수 있다. 예를 들어, AC 소스(212)에 대한 탭(227)(도 7)의 위치가 충전 단자(T_1)에게 보이는 전압을 증가시키도록 조절될 수 있다. 필드 강도 레벨들을 미리 정의된 범위들 내에 유지하는 것은 수신기들에 의한 결합을 개선시키고, 접지 전류 손실들을 감소시키며, 다른 유도 표면 도파로 프로브들(200)로부터의 전송과의 간섭을 회피할 수 있다.

[0349] 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.

[0350] 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 수학식 38에 의해 명시된다는 것을 상기한다. 전기적으로, 기하학적 파라미터들은 수학식 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 다 실수량들이기 때문에, Hankel 크로스오버 거리에서의 원하는 유도 표면파 경사(Ψ_{Rx})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.

[0351] 그렇지만, 수학식 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 발진 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.

[0352] 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 도파

로 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.

[0353] 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.

[0354] 도 12의 실시예에 따르면, 충전 단자(T_1)는 손실형 전도성 매체(203) 위쪽으로 물리적 높이(H_1)에 위치되고, 보상 단자(T_2)는 수직 축(z)을 따라 T_1 바로 아래로 물리적 높이(H_2)에 위치되며, 여기서 H_2 는 H_1 보다 작다. 전송 구조물의 높이(h)는 $h = H_1 - H_2$ 로서 계산될 수 있다. 충전 단자(T_1)는 고립(또는 자기) 정전용량(C_1)을 갖고, 보상 단자(T_2)는 고립(또는 자기) 정전용량(C_2)을 갖는다. 단자(T_1)와 단자(T_2) 사이에 그들 사이의 거리에 의존하는 상호 정전용량(C_M)이 또한 존재할 수 있다. 동작 동안, 임의의 주어진 순간에 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)에 인가되는 전압들에 의존하는 전하(Q_1)와 전하(Q_2)가 충전 단자(T_1)와 보상 단자(T_2)에, 각각, 부여된다.

[0355] 다음에 도 13을 참조하면, 도 12의 충전 단자(T_1) 상의 상승된 전하(Q_1) 및 보상 단자(T_2)에 의해 생성된 효과들의 광선 광학 해석이 도시되어 있다. 충전 단자(T_1)가 광선이 라인(163)에 의해 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 지점(121)보다 더 큰 거리에서 손실형 전도성 매체와 브루스터 각으로 교차하는 높이로 상승된 경우, 보상 단자(T_2)는 증가된 높이를 보상함으로써 h_{TE} 를 조절하는 데 사용될 수 있다. 보상 단자(T_2)의 효과는 라인(166)에 의해 예시된 바와 같이 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.

[0356] 총 유효 높이는 수학식 85이도록 충전 단자(T_1)와 연관된 상부 유효 높이(h_{UE})와 보상 단자(T_2)와 연관된 하부 유효 높이(h_{LE})의 중첩으로서 쓰여질 수 있고,

[0357] [수학식 85]

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

[0359] 여기서 Φ_U 는 상부 충전 단자(T_1)에 인가된 위상 지연이고, Φ_L 은 하부 보상 단자(T_2)에 인가된 위상 지연이며, $\beta = 2\pi/\lambda_p$ 는 수학식 35로부터의 전파 인자이고, h_p 는 충전 단자(T_1)의 물리적 높이이며, h_d 는 보상 단자(T_2)의 물리적 높이이다. 추가 리드 길이들이 고려되는 경우, 이들이 수학식 86에 나타낸 바와 같이 충전 단자 리드 길이(z)를 충전 단자(T_1)의 물리적 높이(h_p)에 그리고 보상 단자 리드 길이(y)를 보상 단자(T_2)의 물리적 높이(h_d)에 가산하는 것에 의해 참작될 수 있다.

[0360] [수학식 86]

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

[0362] 총 유효 높이(h_{TE})를 도 5a의 복소 유효 높이(h_{eff})와 동일하도록 조절하기 위해 하부 유효 높이가 사용될 수 있다.

[0363] Hankel 크로스오버 거리에서 원하는 파 경사를 획득하기 위해 보상 단자(T_2)의 하부 디스크의 물리적 높이 및 단자들에 공급할 위상각들을 결정하는 데 수학식 85 또는 수학식 86이 사용될 수 있다. 예를 들어, 수학식 86은 수학식 87을 제공하도록 보상 단자 높이(h_d)의 함수로서 충전 단자(T_1)에 인가되는 위상 시프트로서 다시 쓰여질 수 있다.

[0364] [수학식 87]

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

[0366] 보상 단자(T_2)의 위치선정을 결정하기 위해, 앞서 논의된 관계들이 이용될 수 있다. 먼저, 총 유효 높이(h_{TE})는, 수학식 86에 표현된 바와 같이, 상부 충전 단자(T_1)의 복소 유효 높이(h_{TE})와 하부 보상 단자(T_2)의 복소 유효 높이(h_{LE})의 중첩이다. 다음에, 입사각의 탄젠트는 기하학적으로 수학식 88로서 표현될 수 있고,

[0367] [수학식 88]

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

[0369] 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.

[0370] 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.

[0371] 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.

[0372] 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.

[0373] 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 프로

브(200d)의 총 유효 높이(h_{TE})를 조절하는 것이 가능하다. 도 4에 예시된 바와 같이 Hankel 크로스오버 거리가 또한 $-j\gamma\rho$ 에 대하여 수학식 20b의 크기와 수학식 21의 크기를 같다고 놓고 R_x 에 대해 푸는 것에 의해 구해질 수 있다. 굴절률(n), 복소 브루스터 각($\theta_{i,B}$ 및 $\psi_{i,B}$), 파 경사($|W|e^{j\psi}$) 및 복소 유효 높이($h_{eff} = h_p e^{j\phi}$)가 상기 수학식 41 내지 수학식 44와 관련하여 기술된 바와 같이 결정될 수 있다.

[0374] 선택된 충전 단자(T_1) 구성의 경우, 구체 직경(또는 유효 구체 직경)이 결정될 수 있다. 예를 들어, 충전 단자(T_1)가 구체로서 구성되지 않은 경우, 단자 구성이 유효 구체 직경을 갖는 구체 정전용량으로서 모델링될 수 있다. 충전 단자(T_1)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하(Q_1)를 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T_1)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T_1)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다. 충전 단자(T_1) 상의 속박 전하의 양을 감소시키기 위해, 유도 표면파를 발진시키기 위한 충전 단자(T_1) 상의 자유 전하를 제공하는 원하는 고도는 손실형 전도성 매체(예컨대, 지구) 위쪽에 있는 유효 구체 직경의 4 내지 5배 이상이어야만 한다. 보상 단자(T_2)는 R_x 에서 유도 표면파 경사를 갖는 전기 필드를 여기시키기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200d)의 총 유효 높이(h_{TE})를 조절하는 데 사용될 수 있다. 보상 단자(T_2)는 충전 단자(T_1) 아래로 $h_d = h_T - h_p$ 에 위치될 수 있고, 여기서 h_T 는 충전 단자(T_1)의 총 물리적 높이이다. 보상 단자(T_2)의 위치가 고정되고 위상 지연(Φ_U)이 상부 충전 단자(T_1)에 인가되는 경우, 하부 보상 단자(T_2)에 인가되는 위상 지연(Φ_L)이 수학식 89이도록 수학식 86의 관계들을 사용하여 결정될 수 있다:

[0375] [수학식 89]

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

[0376]

[0377] 대안의 실시예들에서, 보상 단자(T_2)가 $\text{Im}\{\Phi_L\} = 0$ 인 높이 h_d 에 위치될 수 있다. 이것이 도 15a에 그래픽으로 예시되어 있으며, 도 15a는 Φ_U 의 허수부의 플롯(172) 및 실수부의 플롯(175)을 도시하고 있다. 보상 단자(T_2)는, 플롯(172)에 그래픽으로 예시된 바와 같이, $\text{Im}\{\Phi_U\} = 0$ 인 높이 h_d 에 위치된다. 이 고정 높이에서, 플롯(175)에 그래픽으로 예시된 바와 같이, 코일 위상(Φ_U)은 $\text{Re}\{\Phi_U\}$ 로부터 결정될 수 있다.

[0378] AC 소스(212)가 (예컨대, 결합을 최대화하기 위해 50Ω 지점에서) 코일(215)에 결합된 경우, 동작 주파수에서 보상 단자(T_2)와 코일의 적어도 일부분 간의 병렬 공진을 위해 탭(233)의 위치가 조절될 수 있다. 도 15b는 도 14의 개괄적인 전기 배선(electrical hookup)의 개략 다이어그램을 도시하고 있으며, 여기서 V_1 은 AC 소스(212)로부터 탭(227)을 통해 코일(215)의 하부 부분에 인가되는 전압이고, V_2 는 상부 충전 단자(T_1)에 공급되는 탭(224)에서의 전압이며, V_3 은 탭(233)을 통해 하부 보상 단자(T_2)에 인가되는 전압이다. 저항(R_p) 및 저항(R_d)은, 각각, 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)의 접지 귀로 저항(ground return resistance)들을 나타낸다. 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)는 구체, 원통, 토로이드(toroid), 링, 후드, 또는 용량성 구조물의 임의의 다른 조합으로서 구성될 수 있다. 충전 단자(T_1) 및 보상 단자(T_2)의 크기는 단자들 상에 부여된 전하들(Q_1 및 Q_2)을 위한 충분히 큰 표면을 제공하도록 선택될 수 있다. 일반적으로, 충전 단자(T_1)를 실용적일 정도로 크게 만드는 것이 바람직하다. 충전 단자(T_1)의 크기는, 충전 단자 주변에 전기 방전 또는 스파크 발생을 초래할 수 있는, 주변 공기의 이온화를 피할 정도로 충분히 커야 한다. 충전 단자(T_1)의 자기 정전용량(C_p) 및 보상 단자(T_2)의 자기 정전용량(C_d)은, 예를 들어, 수학식 24를 사용하여 결정될 수 있다.

[0379] 도 15b에서 알 수 있는 바와 같이, 코일(215)의 인덕턴스의 적어도 일부분, 보상 단자(T_2)의 자기 정전용량(C_d), 및 보상 단자(T_2)와 연관된 접지 귀로 저항(R_d)에 의해 공진 회로가 형성된다. 보상 단자(T_2)에 인가되는 전압(V_3)을 조절하는 것에 의해(예컨대, 코일(215) 상의 탭(233) 위치를 조절하는 것에 의해) 또는 C_d 를 조절하기 위

해 보상 단자(T_2)의 높이 및/또는 크기를 조절하는 것에 의해 병렬 공진이 확립될 수 있다. 병렬 공진을 위해 코일 탭(233)의 위치가 조절될 수 있으며, 그 결과 접지 말뚝(218)을 통한 그리고 전류계(236)를 통한 접지 전류가 최대 지점에 도달할 것이다. 보상 단자(T_2)의 병렬 공진이 확립된 후에, AC 소스(212)에 대한 탭(227)의 위치가 코일(215) 상의 50Ω 지점으로 조절될 수 있다.

[0380] 코일(215)로부터의 전압(V_2)이 충전 단자(T_1)에 인가될 수 있고, 총 유효 높이(h_{TE})의 위상(Φ)이 Hankei 크로스 오버 거리(R_x)에서의 유도 표면과 경사(W_{RX})의 각도와 대략 동일하도록 탭(224)의 위치가 조절될 수 있다. 이 동작점에 도달할 때까지 코일 탭(224)의 위치가 조절될 수 있고, 그 결과 전류계(236)를 통한 접지 전류가 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.

[0381] 보상 단자(T_2)를 포함하는 회로의 공진이 충전 단자(T_1)의 부작에 따라 그리고/또는 탭(224)을 통해 충전 단자(T_1)에 인가되는 전압의 조절에 따라 변할 수 있다. 공진을 위해 보상 단자 회로를 조절하는 것이 충전 단자 연결의 후속 조절에는 도움이 되지만, Hankei 크로스오버 거리(R_x)에서 유도 표면과 경사(W_{RX})를 확립하는 데는 필요하지 않다. 이 시스템은, AC 소스(212)가 코일(215) 상의 50Ω 지점에 있도록 탭(227)의 위치를 반복적으로 조절하는 것 및 전류계(236)를 통한 접지 전류를 최대화하기 위해 탭(233)의 위치를 조절하는 것에 의해, 결합을 개선시키기 위해 추가로 조절될 수 있다. 탭(227) 및 탭(233)의 위치들이 조절될 때 또는 다른 컴포넌트들이 코일(215)에 부착될 때 보상 단자(T_2)를 포함하는 회로의 공진이 드리프트할 수 있다.

[0382] 다른 구현들에서, 코일(215)로부터의 전압(V_2)이 충전 단자(T_1)에 인가될 수 있고, 총 유효 높이(h_{TE})의 위상(Φ)이 R_x 에서의 유도 표면과 경사각(Ψ)과 대략 동일하도록 탭(233)의 위치가 조절될 수 있다. 동작점에 도달할 때까지 코일 탭(224)의 위치가 조절될 수 있고, 그 결과 전류계(236)를 통한 접지 전류가 최대치에 실질적으로 도달한다. 결과적인 필드들이 손실형 전도성 매체(203)의 표면 상에서의 유도 표면 도파로 모드에 실질적으로 모드-매칭되고, 유도 표면파가 손실형 전도성 매체(203)의 표면을 따라 발진된다. 이것은 유도 표면 도파로 프로브(200)로부터 연장되는 방사상 구조(radial)를 따라 필드 강도를 측정하는 것에 의해 검증될 수 있다. 이 시스템은, AC 소스(212)가 코일(215) 상의 50Ω 지점에 있도록 탭(227)의 위치를 반복적으로 조절하는 것 및 전류계(236)를 통한 접지 전류를 최대화하기 위해 탭(224 및/또는 233)의 위치를 조절하는 것에 의해, 결합을 개선시키기 위해 추가로 조절될 수 있다.

[0383] 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 41 내지 수학적 44로부터 알 수 있는 바와 같이, 굴절률(n), 복소 브루스터 각($\Theta_{i,B}$ 및 $\Psi_{i,B}$), 과 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.

[0384] 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 Hankei 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.

[0385] 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.

[0386] 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, 수학식 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 발견되는 유도 표면파의 필드 강도는 단자(T_1) 상의 전하의 양에 정비례한다. 전하(Q_1)는, 차례로, 충전 단자(T_1)와 연관된 자기 정전용량(C_1)에 비례하는데, 그 이유는 $Q_1 = C_1 V$ 이기 때문이고, 여기서 V는 충전 단자(T_1) 상에 부여된 전압이다.

[0387] 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 발견시킨다. 여기 소스(212)로부터의 에너지는 유도 표면 도파로 프로브(200e)의 유효 전송 범위(effective transmission range) 내에 위치되는 하나 이상의 수신기에게 Zenneck 표면 전류들로서 전송될 수 있다.

[0388] 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

[0389] [수학식 90]

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

[0390]

[0391] 이고,

[0392] [수학식 91]

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

[0393]

[0394] 이며,

[0395] 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 $Q_1 = C_1 V_1$ 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 대

한 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.

[0396] 수학식 90 및 수학식 91에 의해 기재된 바와 같은 근위에서의 방사상 전류 및 원위에서의 방사상 전류를 나타내는 점근선들은 복소량들이다. 다양한 실시예들에 따르면, 물리적 표면 전류($\mathbf{J}(\boldsymbol{\rho})$)는 크기 및 위상에서 전류 점근선들과 가능한 한 가깝게 매칭하도록 합성된다. 즉, 근위 $|\mathbf{J}(\boldsymbol{\rho})|$ 는 $|J_1|$ 에 접할 것이고 원위 $|\mathbf{J}(\boldsymbol{\rho})|$ 는 $|J_2|$ 에 접할 것이다. 또한, 다양한 실시예들에 따르면, $\mathbf{J}(\boldsymbol{\rho})$ 의 위상은 근위에서의 J_1 의 위상으로부터 원위에서의 J_2 의 위상으로 전이해야만 한다.

[0397] 유도 표면파를 발전시키도록 전송 지점(site of transmission)에서의 유도 표면파 모드를 매칭시키기 위해, 원위에서의 표면 전류 $|J_2|$ 의 위상이 근위에서의 표면 전류 $|J_1|$ 의 위상과 $e^{-j\beta(\rho_2-\rho_1)}$ 에 대응하는 전파 위상 + 대략 45도 또는 225도의 상수만큼 상이해야만 한다. 이러한 이유는 $\sqrt{\gamma}$ 에 대한 2개의 근(root)이 하나는 $\pi/4$ 근방에 그리고 하나는 $5\pi/4$ 근방에 있기 때문이다. 적절하게 조절된 방사상 표면 전류는 수학식 92이다.

[0398] [수학식 92]

[0399]
$$J_\rho(\rho, \phi, 0) = \frac{I_o\gamma}{4} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0400] 이것이 수학식 17과 부합한다는 것에 유의한다. Maxwell의 방정식들에 의해, 이러한 $\mathbf{J}(\boldsymbol{\rho})$ 표면 전류는 수학식 93 내지 수학식 95에 부합하는 필드들을 자동으로 생성한다.

[0401] [수학식 93]

[0402]
$$H_\phi = \frac{-\gamma I_o}{4} e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0403] [수학식 94]

[0404]
$$E_\rho = \frac{-\gamma I_o}{4} \left(\frac{u_2}{j\omega\epsilon_o} \right) e^{-u_2 z} H_1^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0405] [수학식 95]

[0406]
$$E_z = \frac{-\gamma I_o}{4} \left(\frac{-\gamma}{\omega\epsilon_o} \right) e^{-u_2 z} H_0^{(2)}(-j\gamma\rho)$$

[0407] 따라서, 매칭되어야 하는 유도 표면파 모드에 대한 원위에서의 표면 전류 $|J_2|$ 와 근위에서의 표면 전류 $|J_1|$ 사이의 위상차는, 수학식 1 내지 수학식 3과 부합하는, 수학식 93 내지 수학식 95 내의 Hankel 함수들의 특성들로 인한 것이다. 수학식 1 내지 수학식 6 및 수학식 17과 수학식 92 내지 수학식 95에 의해 표현되는 필드들이, 지상파 전파와 연관되어 있는 방사 필드들이 아닌, 손실형 계면에 속박된 전송 라인 모드의 특성을 갖는다는 것을 인식하는 것이 중요하다.

[0408] 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(200

e)의 위치에서의 영역 1의 전도율(σ_1) 및 영역 1의 유전율(ϵ_1)에 대한 값들에 기초하여 수학식 1 내지 수학식 12를 사용하여 생성될 수 있다. 이러한 유도 필드 강도 곡선(103)은, 최적의 전송이 달성되었는지를 결정하기 위해, 측정된 필드 강도들이 유도 필드 강도 곡선(103)에 의해 표시되는 크기들과 비교될 수 있도록 동작에 대한 벤치마크를 제공할 수 있다.

[0409] 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.

[0410] 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.

[0411] 인지될 수 있는 바와 같이, 다양한 조절들을 행하는 것에 의해 수행되는 전송의 반복들이 컴퓨터 모델들을 사용하는 것에 의해 또는 물리적 구조물들을 조절하는 것에 의해 구현될 수 있다는 것에 유의한다. 상기 조절들을 행하는 것에 의해, 앞서 기재된 수학식 90 및 수학식 91에 명시된 유도 표면파 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 표면파 모드에 실질적으로 또는 대략적으로 모드-매칭될 것이다.

[0412] 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 공급 네트워크(209) 및/또는 충전 단자들(T_1 및/또는 T_2)의 위치선택 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.

[0413] 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.

[0414] 유도 표면 도파로 프로브(200f)는 충전 단자들(T_1 및 T_2)의 각자의 충전 단자들에 결합되는 한 쌍의 리드들을 갖는 코일(L_{1a})을 포함하는 유도성 임피던스를 포함하는 프로브 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.

- [0415] 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(T₁ 및 T₂)에 최대 전압차가 생성된다는 점에서 장점을 제공한다. 그럼에도 불구하고, 유도 표면파 모드의 최적의 여기를 달성하기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200f)를 조절할 때 코일(L_{1a})의 길이 또는 직경이 증가 또는 감소될 수 있다. 코일 길이의 조절은 코일의 한쪽 단부 또는 양쪽 단부들에 위치한 탭들에 의해 제공될 수 있다. 다른 실시예들에서, 유도성 임피던스가 유도 표면 도파로 프로브(200f)의 동작 주파수에서의 파장의 1/2보다 상당히 더 작거나 더 큰 전기적 길이를 갖는 것으로 명시되어 있을 수 있다.
- [0416] 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.
- [0417] 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.
- [0418] 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.
- [0419] 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 수학식 96으로서 계산될 수 있고,
- [0420] [수학식 96]
- [0421]
$$V_T = \int_0^{h_e} E_{inc} \cdot dl$$
- [0422] 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.
- [0423] 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.
- [0424] 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 경우

에서 전적으로 필요한 것은 아닐 수 있다.

- [0425] 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 있음은 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.
- [0426] 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.
- [0427] 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.
- [0428] 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.
- [0429] 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.
- [0430] 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 표면 상에 유도 표면 도파로 프로브(200)에 의해 여기되는 유도 표면파는 개방형 도파로(open waveguide)의 도파로 모드인 것으로 간주될 수 있다. 도파로 손실들을 제외하고, 소스 에너지가 완전히 회수될 수 있다. 유용한 수신 구조물들은 E-필드 결합되거나, H-필드 결합되거나, 표면-전류 여기될 수 있다.

[0431] 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.

[0432] 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 정의된 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. 수학식 22로부터, 파 경사가 점근적으로 수학식 97로 되는 것을 알 수 있고,

[0433] [수학식 97]

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

[0434]

[0435] 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 f 는 여기 주파수이다. 따라서, 파 경사각(Ψ)은 수학식 97로부터 결정될 수 있다.

[0436] 튜닝형 공진기(306a)의 총 위상 시프트($\Phi = \Theta_c + \Theta_y$)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 $\Theta_y = \beta_w l_w$ 에 의해 주어질 수 있고, 여기서 β_w 는 수직 공급 라인 전도체에 대한 전파 위상 상수이다. 코일(또는 나선형 지연 라인)로 인한 위상 지연은, 물리적 길이가 l_c 이고 전파 인자가 수학식 98인 경우, $\Theta_c = \beta_p l_c$ 이며,

[0437] [수학식 98]

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

[0438]

[0439] 여기서 v_f 는 구조물 상의 속도 인자이고, λ_0 는 공급된 주파수에서의 파장이며, λ_p 는 속도 인자 v_f 로부터 얻어지는 전파 파장이다. 위상 시프트(Φ)를 파 경사각(Ψ)에 매칭시키기 위해 위상 지연들($\Theta_c + \Theta_y$) 중 하나 또는 둘 다가 조절될 수 있다. 예를 들어, 총 위상 시프트를 파 경사각에 매칭시키도록($\Phi = \Psi$) 코일 위상 지연(Θ_c)을 조절하기 위해 도 18b의 코일(L_R) 상에서의 탭 위치가 조절될 수 있다. 예를 들어, 코일의 일부분이 도 18b에 예시되는 바와 같이 탭 연결에 의해 바이패스(bypass)될 수 있다. 수직 공급 라인 전도체가 또한 탭을 통해 코일(L_R)에 연결될 수 있고, 코일 상에서의 탭의 위치가 총 위상 시프트를 파 경사각에 매칭시키도록 조절될 수 있다.

[0440] 튜닝형 공진기(306a)의 위상 지연(Φ)이 조절되었으면, 충전 단자(T_R)의 임피던스가 복소 깊이($z = -d/2$)에 있는 완전 전도성 이미지 접지 평면과 관련하여 공진으로 튜닝되도록 조절될 수 있다. 이것은 코일(L_R) 및 수직 공급 라인의 진행파 위상 지연들을 변화시키지 않으면서 충전 단자(T_1)의 정전용량을 조절하는 것에 의해 달성될 수 있다. 이 조절들은 도 9a 및 도 9b와 관련하여 기술된 것들과 유사하다.

[0441] 손실형 전도성 매체(203) 안쪽으로 복소 이미지 평면까지 "내려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 99에 의해 주어지며:

[0442] [수학식 99]

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

[0443]

[0444] 여기서 $\beta_o = \omega\sqrt{\mu_o\epsilon_o}$ 이다. 지구 위쪽에 있는 수직 편파 소스들에 대하여, 복소 이미지 평면의 깊이는 수

학식 100에 의해 주어질 수 있고:

[0445] [수학식 100]

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

[0447] 여기서 μ_1 은 손실형 전도성 매체(203)의 투자율이고, $\epsilon_1 = \epsilon_r\epsilon_o$ 이다.

[0448] 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:

[0449] [수학식 101]

$$Z_R = \frac{1}{j\omega C_R}$$

[0451] - 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:

[0452] [수학식 102]

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

[0454] 튜닝형 공진기(306a)의 코일(L_R) 안쪽으로 "올려다볼 때" 보이는 임피던스는 수학식 103에 의해 주어진다:

[0455] [수학식 103]

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

[0457] 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.

[0458] 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.

[0459] 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.

[0460] 187에서, 수신 구조물의 전기적 위상 지연(Φ)이 손실형 전도성 매체(203)의 국지적 특성들에 의해 정의되는 복

소 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.

[0461] 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.

[0462] 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 부가하여, 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.

[0463] 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 켤레이다. 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.

[0464] 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,

[0465] [수학식 104]

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

[0466]

[0467] 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,

[0468] [수학식 105]

$$V = -N \frac{dF}{dt} \approx -j\omega\mu_r\mu_0 NHA_{CS}$$

[0470] 여기서 변수들은 앞서 정의되어 있다. 자기 코일(309)은, 경우에 따라, 분산형 공진기로서 또는 그의 출력 단자들(330) 사이에 있는 외부 커패시터에 의해 유도 표면과 주파수로 튜닝될 수 있고, 이어서 컬레 임피던스 매칭 네트워크(333)를 통해 외부 전기 부하(336)에 임피던스 매칭될 수 있다.

[0471] 자기 코일(309) 및 전기 부하(336)에 의해 제공되는 결과적인 회로가, 임피던스 매칭 네트워크(333)를 통해, 적절하게 조절되어 컬레 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.

[0472] 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, 컬레 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.

[0473] 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.

[0474] 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.

[0475] 오늘날 광범위하게 연구되는 종래의 무선 전력 전송/분배 시스템들은 방사 필드들로부터의 "에너지 하베스팅(energy harvesting)" 그리고 또한 유도성 또는 리액티브 근거리 필드(near-field)들에의 센서 결합을 포함한다. 이와 달리, 본 무선 전력 시스템은, 인터셉트되지 않으면, 영원히 손실되는 방사의 형태로 전력을 낭비하지 않는다. 여기 개시되는 무선 전력 시스템은 종래의 상호 리액턴스 결합 근거리 필드 시스템(mutual-reactance coupled near-field system)들에서와 같이 극히 짧은 범위들로 제한되지도 않는다. 본원에 개시되는 무선 전력 시스템은 신규의 표면 유도 전송 라인 모드에 프로브 결합(probe-couple)하며, 이는 도파로에 의해 부하에 또는 멀리 떨어진 발전기에 직접 결선된 부하에 전력을 전달하는 것과 등가이다. 전송 필드 강도를 유지하는 데 요구된 전력 및, 극히 낮은 주파수들에서는 60 Hz에서의 종래의 고압 전력 라인들에서의 전송 손실들에 비해 사소한, 표면 도파로에서 소실되는 전력을 제외하고는, 발전기 전력 전부가 원하는 전기 부하로만 간다. 전기 부하 수요(electrical load demand)가 종료될 때, 소스 전력 생성(source power generation)은 비교적 무부하(idle)이다.

[0476] 다음에 도 20a 내지 도 20e를 참조하면, 다음의 설명에 대한 참조로 사용되는 다양한 개략적 심볼의 예가 도시되어 있다. 특히 도 20a를 참조하면, 유도 표면 도파로 프로브(200a, 200b, 200c, 200e, 200d, 또는 200f) 중 임의의 하나 또는 그 임의의 변형을 나타내는 심볼이 도시되어 있다. 이하의 도면 및 설명에서, 이 심볼에 대한 도시는 유도 표면 도파로 프로브(P)라 지칭될 것이다. 다음 설명의 간결성을 위해, 유도 표면 도파로 프로브(P)에 대한 임의의 참조는 유도 표면 도파로 프로브(200a, 200b, 200c, 200e, 200d, 또는 200f) 중 임의의 하나 또는 그 임의의 변형에 대한 참조이다.

[0477] 유사하게, 도 20b를 참조하면, 선형 프로브(303)(도 18a), 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c) 또는 자기 코

일(309)(도 19) 중 임의의 하나를 포함할 수 있는 유도 표면과 수신 구조물을 나타내는 심볼이 도시되어 있다. 다음 도면 및 설명에서, 이 심볼의 도시는 유도 표면과 수신 구조물(R)이라 지칭될 것이다. 다음 설명에서 간결성을 위해, 유도 표면과 수신 구조물(R)에 대한 임의의 참조는 선형 프로브(303), 튜닝형 공진기(306) 또는 자기 코일(309) 중 임의의 하나 또는 그 변형에 대한 참조이다.

[0478] 추가로, 도 20c를 참조하면, 구체적으로 선형 프로브(303)(도 18a)를 나타내는 심볼이 도시되어 있다. 다음 도면 및 설명에서, 이 심볼의 도시는 유도 표면과 수신 구조물(RP)이라 지칭될 것이다. 다음 설명에서 간결성을 위해, 유도 표면과 수신 구조물(RP)에 대한 임의의 참조는 선형 프로브(303) 또는 그 변형에 대한 참조이다.

[0479] 추가로, 도 20d를 참조하면, 구체적으로 튜닝형 공진기(306)(도 18b 및 도 18c)를 나타내는 심볼이 도시되어 있다. 다음 도면 및 설명에서, 이 심볼의 도시는 유도 표면과 수신 구조물(R_R)이라 지칭될 것이다. 다음 설명에서 간결성을 위해, 유도 표면과 수신 구조물(R_R)에 대한 임의의 참조는 튜닝형 공진기(306) 또는 그 변형에 대한 참조이다.

[0480] 추가로, 도 20e를 참조하면, 구체적으로 자기 코일(309)(도 19)를 나타내는 심볼이 도시되어 있다. 다음 도면 및 설명에서, 이 심볼의 도시는 유도 표면과 수신 구조물(R_M)이라 지칭될 것이다. 다음 설명에서 간결성을 위해, 유도 표면과 수신 구조물(R_M)에 대한 임의의 참조는 자기 코일(309) 또는 그 변형에 대한 참조이다.

[0481] 이제, 도 21a 내지 도 21c를 참조하면, 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 유도 표면 도파로 프로브(200)에 관하여 영역 내에 분산된 필드 미터(2103)의 예가 도시되어 있다. 도 21a 내지 도 21c가 유도 표면 도파로 프로브(200)에 관하여 필드 미터(2103)의 위치를 예시하지만, 예로서, 전도율 측정 프로브들, 유전율 센서들, 접지 파라미터 미터들, 전류 모니터들, 부하 수신기들과 및/또는 동작 상태의 변화를 모니터링 및/또는 검출하고 적응성 프로브 제어 시스템(230)에 동작 상태에 대한 정보를 제공할 수 있는 임의의 다른 유형의 디바이스들 같은 임의의 유형의 상태 측정 디바이스에 유사한 기술 및 로직이 사용될 수 있다.

[0482] 필드 미터들(2103)은 하나 이상의 유도 표면 도파로 프로브(P)에 의해 생성된 신호의 상태를 측정하도록 구성된다. 본 개시내용의 다양한 실시예에서, 필드 미터들(2103)은 측정된 신호 강도를 각각의 유도 표면 도파로 프로브(200)의 프로브 제어 시스템(230)으로 다시 보고하고, 그래서, 이에 따라, 프로브 제어 시스템(230)을 통해 유도 표면 도파로 프로브(200)에 조절이 이루어질 수 있다.

[0483] 필드 미터들(2103)은 고정식 및/또는 이동식일 수 있다. 이동식 필드 미터들(2103)은 종래의 필드 미터를 포함할 수 있고 및/또는 예로서, 셀룰러 폰, 태블릿, 랩탑 컴퓨터 및/또는 임의의 다른 모바일 디바이스 같은 모바일 디바이스 내에 구성될 수 있다. 도 21a는 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 비-균일 위치들에 분산된 필드 미터들(2103)의 예를 도시한다. 비균일성은 현재 영역 주위를 순회하고 있는 필드 미터들(2103)에 의해 유발될 수 있다. 예로서, 필드 미터(2103)는 일반적 영역 주변에서 이동하는 순회 차량 내에 있을 수 있다.

[0484] 일부 실시예에서, 필드 미터(2103)는 고정식일 수 있다. 도 21b는 실질적으로 균일하게 분산된 고정 필드 미터(2103a-i)의 예를 도시한다. 도 21b의 필드 미터들(2103)이 균일하게 분산되어 있지만, 필드 미터들(2103)은 고정 위치에 있을 수 있고, 균일한 간격으로 존재하지 않을 수 있다. 필드 미터들(2103)은 인지할 수 있는 바와 같이, 하나 이상의 유도 표면 도파로 프로브(P)에 대한 특정 영역에서의 필드 강도를 일정하게 측정하도록 특정 위치에 고정식으로 위치될 수 있다. 다른 실시예들에서, 필드 미터(2103)들은 고정식 및 이동식 필드 미터들(2103) 모두를 포함할 수 있다.

[0485] 일부 실시예들에서, 필드 미터들(2103)은 프로브 제어 시스템(230)에 측정 결과를 개별적으로 송신한다. 다른 실시예들에서, 필드 미터들(2103)은 마스터 필드 미터(2106M)(도 2c)에 측정 결과를 송신할 수 있다. 마스터 필드 미터(2106M)는 하나 이상의 슬레이브 필드 미터(2103)들로부터의 측정치들을 평가하고, 그후, 인지할 수 있는 바와 같이, 유용한 결과들을 프로브 제어 시스템(230)에 전송할 수 있다.

[0486] 도 21c는 본 개시내용의 다양한 실시예에 따른 영역 주변에 분산된 필드 미터들의 다른 예이다. 도 21c는 도 21a가 슬레이브 필드 미터들(2103a-g) 및 마스터 필드 미터(2106M) 모두를 포함한다는 점에서 도 21a 및 도 21c와 다르다. 마스터 필드 미터(2106M)는 슬레이브 필드 미터들(2103)로부터 측정된 신호 강도를 수신하고, 유도 표면 도파로 프로브(200)에 적절한 측정치들을 보고하도록 구성된다.

[0487] 이제, 도 22a를 참조하면, 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 네트워크식 환경(2200)이 도시되어 있다. 네트워크식 환경(2200)은 유도 표면 도파로 프로브(200)의 프로브 제어 시스템(230) 및 네트워크(2203)를 통해 데이터 통신하는 하나 이상의 필드 미터(2103)를 포함한다. 네트워크(2203)는 예로서 인터넷, 인트라넷, 엑스트라

넷, 광역 네트워크(WAN), 지역 네트워크(LAN), 유선 네트워크, 무선 네트워크, 셀룰러 네트워크 또는 다른 적절한 네트워크 등이나 2개 이상의 이런 네트워크의 임의의 조합을 포함한다.

- [0488] 프로브 제어 시스템(230)은 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 명시된 동작 조건들을 유지하기 위해 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 하나 이상의 조절을 행하도록 구성된 하나 이상의 컴퓨팅 디바이스들을 포함할 수 있다. 하나 이상의 컴퓨팅 디바이스들은 예로서 프로세서 및 메모리를 갖는 적어도 하나의 프로세서 회로를 포함한다.
- [0489] 다양한 애플리케이션들 및/또는 다른 기능이 다양한 실시예들에 따라 프로브 제어 시스템(230)에서 실행될 수 있다. 또한, 프로브 제어 시스템(230)에 액세스할 수 있는 데이터 저장소(2209)에 다양한 데이터가 저장된다. 데이터 저장소(2209)는 인지할 수 있는 바와 같이 복수의 데이터 저장소(2209)를 나타낼 수 있다. 예로서, 데이터 저장소(2209)에 저장된 데이터는 후술된 다양한 애플리케이션 및/또는 기능 엔티티의 동작과 연관된다.
- [0490] 프로브 제어 시스템(230) 상에서 실행되는 컴포넌트들은 프로브 제어 애플리케이션(2206) 및 본 명세서에 상세히 설명되지 않은 기타 애플리케이션들, 서비스들, 프로세스들, 시스템들, 엔진들 또는 기능을 포함한다. 프로브 제어 애플리케이션(2206)은 측정된 신호 강도 데이터 및/또는 다른 파라미터 데이터를 평가하고 유도 표면 도파로 프로브(200)를 위한 지정된 동작 조건들을 유지하기 위해 유용할 수 있는 바와 같은 유도 표면 도파로 프로브(200)에 대한 조절을 수행하기 위해 실행될 수 있다.
- [0491] 필드 미터(2103)는 네트워크(2203)에 결합될 수 있는 복수의 필드 미터들(2103)을 나타낸다. 필드 미터들(2103)은 예로서, 컴퓨터 시스템 같은 프로세서-기반 시스템을 포함할 수 있다. 이런 컴퓨터 시스템은 휴대용 디바이스, 예컨대, 태블릿 컴퓨터 시스템, 웹 패드, 퍼스널 디지털 어시스턴트, 셀룰러 전화, 스마트폰, 종래의 필드 미터 또는 유사한 능력을 갖는 다른 휴대용 디바이스의 형태로 구현될 수 있다. 대안적으로, 필드 미터(2103)는 또한 다른 컴퓨터 시스템들, 예컨대, 데스크탑 컴퓨터, 랩탑 컴퓨터, 웹 패드들, 태블릿 컴퓨터 시스템들 또는 유사한 능력을 갖는 다른 디바이스들의 형태로 구현될 수 있다.
- [0492] 필드 미터(2103)는 필드 미터 애플리케이션(2212)을 포함할 수 있다. 필드 미터 애플리케이션(2212)은 필드 강도 및/또는 인지할 수 있는 바와 같은 임의의 다른 적절한 조건 파라미터를 측정하기 위해 실행될 수 있다. 필드 미터 애플리케이션(2212)은 프로브 제어 시스템(230)으로의 측정된 조건 데이터의 전송을 이행하도록 추가로 구성된다.
- [0493] 다음에, 도 22b를 참조하면, 다른 실시예에 따른 네트워크식 환경(2200)이 도시되어 있다. 도 22b는 필드 미터(2203)가 마스터 필드 미터(2106M)와 통신하는 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)로서 동작한다는 점에서 도 22a와 다르다. 마스터 필드 미터(2106M) 및 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)은 서로, 그리고, 프로브 제어 시스템(230)과 네트워크(2203)를 통해 데이터 통신한다.
- [0494] 마스터 필드 미터(2106M) 및 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)은 예로서, 컴퓨터 시스템 같은 프로세서-기반 시스템을 포함할 수 있다. 이런 컴퓨터 시스템은 휴대용 디바이스, 예컨대, 태블릿 컴퓨터 시스템, 웹 패드, 퍼스널 디지털 어시스턴트, 셀룰러 전화, 스마트폰, 종래의 필드 미터 또는 유사한 능력을 갖는 다른 휴대용 디바이스의 형태로 구현될 수 있다. 대안적으로, 필드 미터는 또한 다른 컴퓨터 시스템들, 예컨대, 데스크탑 컴퓨터, 랩탑 컴퓨터, 웹 패드들, 태블릿 컴퓨터 시스템들 또는 유사한 능력을 갖는 다른 디바이스들의 형태로 구현될 수 있다.
- [0495] 슬레이브 필드 미터들(2103)은 필드 강도 및/또는 인지할 수 있는 바와 같은 임의의 다른 적절한 조건 파라미터를 측정하도록 구성된 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)을 포함할 수 있다. 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)은 마스터 필드 미터(2106M)로의 측정된 조건 데이터의 전송을 이행하도록 추가로 수정될 수 있다.
- [0496] 마스터 필드 미터(2106M)는 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)을 포함할 수 있다. 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)은 필드 강도 및/또는 인지할 수 있는 바와 같은 임의의 다른 적절한 조건 파라미터를 측정하기 위해 실행될 수 있다. 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)은 추가로 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)로부터 획득된 측정치들의 수신 및/또는 평가를 이행할 수 있다. 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)은 추가로 프로브 제어 시스템(230)으로의 적절한 측정치들의 전송을 이행하도록 추가로 구성될 수 있다. 적절한 측정치들은 개별적으로 또는 필드 강도 측정치들의 어레이로서 전송될 수 있다.
- [0497] 다음에, 도 23을 참조하면, 다양한 실시예들에 따른 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)의 적어도 일부의 동작의 예를 제공하는 플로차트가 도시되어 있다. 도 23의 플로차트는 본 명세서에 설명된 바와 같은 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)의 동작을

구현하기 위해 사용될 수 있는 다수의 상이한 유형들의 기능 배열들 중 단지 일 예를 제공하는 것으로 이해된다. 대안으로서, 도 23의 플로차트는 하나 이상의 실시예들에 따른 필드 미터(2103)에서 구현되는 방법의 요소들의 예를 도시하는 것으로서 볼 수 있다.

[0498] 도 23은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 필드 미터(2103) 또는 슬레이브 필드 미터(2103)에 의해 수행될 수 있는 기능의 예를 제공한다. 필드 미터(2103)는 필드 강도 및/또는 다른 적절한 조건 데이터를 측정하고, 측정된 데이터를 프로브 제어 시스템(230)에 전송하며, 그래서 프로브 제어 시스템(230)은 인지될 수 있는 바와 같은 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작에 대한 적절한 조절을 수행할 수 있다. 일부 실시예들에서, 필드 미터(2103)는 필드 강도 및/또는 다른 조건 파라미터 데이터를 측정하기 위해 필드 미터(2103)를 감독하는 요청 및/또는 입력을 수신하는 것에 응답하여 필드 강도를 측정한다. 다른 실시예들에서, 필드 미터(2103)는 필드 강도를 측정하기 위한 특정 요청을 수신하지 않고 주기적으로 필드 강도를 측정한다.

[0499] 2303에서 시작하여, 필드 강도를 측정하기 위한 적절한 주파수가 결정될 수 있다. 이 주파수는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작의 주파수에 관련된다. 측정을 위한 주파수는 부분적으로 미리 정의된 주파수, 주파수들의 사이클, 이전에 측정된 주파수들 등에 기초하여 결정될 수 있다. 일부 실시예들에서, 필드 강도 측정치들 및/또는 다른 적절한 조건 측정치 데이터를 요청하는 프로브 제어 시스템(230) 또는 마스터 필드 미터(2106M)로부터 요청이 수신될 수 있다. 이 요청은 필드 미터(2103)가 측정을 요청받는 주파수를 추가로 포함할 수 있다. 다른 실시예들에서, 필드 강도 및/또는 인지할 수 있는 바와 같은 다른 조건 파라미터 데이터를 측정하도록 필드 미터(2103)를 감독하는 수동 입력이 수신될 수 있다. 수동 입력은 필드 미터(2103) 상의 사용자 인터페이스를 통해 제공될 수 있다. 수동 입력은 측정을 위한 특정 주파수를 추가로 포함할 수 있다.

[0500] 2306에서, 인지될 수 있는 바와 같이 필드 강도가 측정될 수 있고, 필드 미터(2103)의 위치가 2309에서 결정될 수 있다. 필드 미터(2103)의 위치는 GPS(global positioning system), WI-FI 액세스 포인트 삼각측정 등을 통해 결정될 수 있다. 2312에서, 측정치 및 위치는 프로브 제어 시스템(230) 또는 마스터 필드 미터(2106M)에 전송될 수 있다. 2315에서, 측정을 위한 다른 주파수들이 존재하는지 여부가 결정될 수 있다. 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)이 측정을 위한 다른 주파수들이 존재한다고 결정하는 경우, 흐름은 주파수 결정이 다시 시작되는 2303으로 진행한다. 그렇지 않으면, 흐름은 종료된다.

[0501] 도 24를 계속 참조하면, 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)의 일부의 동작의 다른 예를 제공하는 플로차트가 도시되어 있다. 도 24의 플로차트는 본 명세서에 설명된 바와 같은 필드 미터(2103)의 동작을 구현하기 위해 사용될 수 있는 다수의 상이한 유형들의 기술 배열들 중 단지 일 예를 제공하는 것으로 이해된다. 대안으로서, 도 24의 플로차트는 하나 이상의 실시예에 따른 필드 미터(2103)에서 구현되는 방법의 요소들의 예를 도시하는 것으로서 볼 수 있다.

[0502] 도 24는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 다수의 유도 표면 도파로 프로브들(200)에 측정치 데이터를 공급하는 것에 관한 필드 미터(2103) 또는 슬레이브 필드 미터(2103)에 의해 수행될 수 있는 기능성의 일 예를 제공한다. 필드 미터(2103)는 각각의 유도 표면 도파로 프로브(200)의 위치에 관한 필드 미터(2103)의 위치에 부분적으로 기초하여 측정된 데이터를 어느 유도 표면 도파로 프로브(200)에 전송할지를 결정할 수 있다.

[0503] 2403에서 시작하여, 필드 강도 및/또는 다른 조건 파라미터의 측정을 시작할 시간인지 여부가 결정될 수 있다. 예로서, 필드 미터(2103)는 필드 강도를 주기적으로(예를 들어, 매시간, 매일, 매주 등) 측정하도록 구성될 수 있다. 따라서, 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)은 이러한 시간의 기간에 부분적으로 필드 강도를 측정하기 위한 특정 시간을 정확하게 결정할 수 있다. 다른 실시예들에서, 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)은 필드 강도를 측정하기 위한 요청을 수신하는 것에 응답하여 필드 강도를 측정하기 위한 시간이라는 것을 결정할 수 있다. 요청은 필드 미터(2103)에 대한 수동 입력을 포함할 수 있다. 다른 실시예들에서, 요청은 유도 표면 도파로 프로브들(P) 중 하나 이상 상의 프로브 제어 시스템(230) 또는 마스터 필드 미터(2106M)로부터 수신될 수 있다.

[0504] 필드 강도를 측정하기 위한 시간이라고 결정시, 흐름은 2406으로 진행하고, 여기서, 필드 미터(2103)의 위치가 결정될 수 있다. 필드 미터(2103)의 위치는 GPS(global positioning system), WI-FI 액세스 포인트 삼각측정 등을 통해 결정될 수 있다. 2409에서, 프로브 제어 시스템(230) 또는 마스터 필드 미터(2106M)가 측정치 데이터를 어디에 송신할지가 필드 미터(2103) 또는 슬레이브 필드 미터(2103)의 위치에 부분적으로 기초하여 결정된다. 예로서, 특정 영역 내에 2개의 상이한 유도 표면 도파로 프로브들(P)이 존재하고, 필드 미터(2103)가 나머지보다 제1 유도 표면 도파로 프로브(200)에 거리가 더 가깝다고 가정한다. 필드 미터(2103)의 위치에 기초하여, 필드 강도 측정치는 더 멀리 이격된 유도 표면 도파로 프로브(200)에 무관할 수 있다. 따라서, 필드 미터

애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)은 측정치 데이터가 다른 것이 아닌 제1 유도 표면 도파로 프로브(200)로 전송되어야 한다고 결정할 수 있다. 그러나, 필드 미터(2103) 또는 슬레이브 필드 미터(2103)와 제2 유도 표면 도파로 프로브(200) 사이의 거리가 미리 정의된 거리 내에 있는 경우, 측정된 데이터가 유용할 수 있다. 이 때문에, 필드 미터 애플리케이션(2212) 또는 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)은 양 유도 표면 도파로 프로브(P)에 측정된 데이터를 송신할 것을 결정할 수 있다.

[0505] 2412에서, 필드 미터(2103)는 필드 강도 및/또는 인지할 수 있는 바와 같은 다른 조건 파라미터 데이터를 측정한다. 2415에서, 측정된 데이터 및 위치가 결정된 바와 같은 적절한 유도 표면 도파로 프로브들(P)의 마스터 필드 미터들(2106M) 또는 프로브 제어 시스템들(230)에 송신된다.

[0506] 다음에, 도 25를 참조하면, 다양한 실시예들에 따른 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)의 적어도 일부의 동작의 예를 제공하는 플로차트가 도시되어 있다. 도 25의 플로차트는 본 명세서에 설명된 바와 같은 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)의 동작을 구현하기 위해 사용될 수 있는 다수의 상이한 유형들의 기술 배열들 중 단지 일 예를 제공하는 것으로 이해된다. 대안으로서, 도 25의 플로차트는 하나 이상의 실시예에 따른 마스터 필드 미터(2106M)에서 구현되는 방법의 요소들의 예를 도시하는 것으로서 볼 수 있다.

[0507] 도 25는 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)에 의해 수행될 수 있는 기능의 예를 제공한다. 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)은 하나 이상의 슬레이브 필드 미터(2103)들로부터의 데이터 수신과 프로브 제어 시스템(230)으로의 컴파일링된 측정치 데이터의 전송을 이행하도록 구성될 수 있다.

[0508] 2503에서 시작하여, 측정치 데이터에 대해 요청이 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)에 송신될 수 있다. 요청은 주기적으로 또는 이벤트에 응답하여 송신될 수 있다. 한가지 이런 이벤트는 유도 표면 도파로 프로브(200)를 조절하기 위한 수동 요청을 포함할 수 있다. 일부 실시예들에서, 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)은 유도 표면 도파로 프로브(200)의 부근의 미리 정의된 영역 내의 슬레이브 필드 미터들(2103)의 서브세트이다. 2506에서, 측정치 데이터는 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103) 중 적어도 하나로부터 얻어질 수 있다. 측정치 데이터는 필드 강도 측정치들, 대응 슬레이브 필드 미터(2103)의 위치, 측정 시간 및/또는 임의의 다른 적절한 유형의 측정치 데이터를 포함할 수 있다. 2506에서, 측정치 데이터는 측정치 어레이에 추가될 수 있다. 측정치 어레이는 하나 이상의 슬레이브 필드 미터들(2103)에 대응하는 하나 이상의 측정들과 연관된 측정치 데이터를 포함할 수 있다.

[0509] 2512에서, 측정치 어레이가 미리 정의된 임계 수의 측정치들을 포함하는지 여부가 결정될 수 있다. 측정치 어레이가 미리 정의된 임계 수의 측정치들을 포함하는 경우, 흐름은 2515로 진행한다. 그렇지 않으면, 흐름은 2506으로 진행한다. 2515에서, 측정치 어레이는 프로브 제어 시스템(230)에 송신될 수 있다.

[0510] 다음에 도 26을 참조하면, 다양한 실시예들에 따른 프로브 제어 애플리케이션(2206)의 적어도 일부의 동작의 일 예를 제공하는 플로차트가 도시되어 있다. 도 26의 플로차트는 본 명세서에 설명된 바와 같은 프로브 제어 애플리케이션(2206)의 동작을 구현하기 위해 사용될 수 있는 다수의 상이한 유형들의 기술 배열들 중 단지 일 예를 제공하는 것으로 이해된다. 대안으로서, 도 26의 플로차트는 하나 이상의 실시예에 따른 프로브 제어 시스템(230)에서 구현되는 방법의 요소들의 예를 도시하는 것으로서 볼 수 있다.

[0511] 도 26은 본 개시내용의 다양한 실시예들에 따른 필드 미터(2103) 및/또는 마스터 필드 미터(2103)로부터 측정치 데이터를 수신하는 것에 응답하는 프로브 제어 애플리케이션(2206)일 수 있는 기능의 예를 제공한다. 프로브 제어 애플리케이션(2206)은 인지될 수 있는 바와 같이 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작에 필요할 수 있는 적절한 조절을 결정하기 위해 하나 이상의 필드 미터들(2103)로부터 수신된 측정치 데이터를 평가한다.

[0512] 2603에서 시작하여, 주파수가 결정된다. 주파수는 유도 표면 도파로 프로브(200)가 전송하는 동작 주파수에 의존한다. 그러나, 유도 표면 도파로 프로브(200)가 다수의 주파수들에서 동작할 수 있기 때문에, 특정 주파수가 적절한 조절들로부터 선택될 수 있다. 예로서, 프로브 제어 시스템(230)이 110 KHz의 주파수에서 동작하는 유도 표면 도파로 프로브(200)의 동작 파라미터들을 조절하는 경우, 이때, 프로브 제어 애플리케이션(2206)은 주파수가 110 KHz라는 결정을 이행할 것이다.

[0513] 2606에서, 측정치 데이터가 소스로부터 수신된다. 소스는 하나 이상의 필드 미터들(2103) 및/또는 하나 이상의 마스터 필드 미터들(2106M)을 포함할 수 있다. 예로서, 일부 실시예들에서, 측정치 데이터는 대응 필드 미터들(2103) 또는 마스터 필드 강도 미터들(2106M)로부터의 개별 필드 강도 데이터를 포함할 수 있다. 측정치 데이터는 또한 위치 정보를 포함할 수 있다. 다른 실시예들에서, 측정치 데이터는 다수의 필드 미터들(2103)과 연관된

측정치 데이터의 어레이를 포함할 수 있다. 측정치 데이터의 어레이는 특정 시간 기간 및/또는 다양한 위치들에 걸쳐 하나 이상의 필드 미터들(2103)로부터의 측정치들의 어레이를 포함할 수 있다. 일부 실시예들에서, 측정치 데이터의 어레이는 하나 이상의 필드 미터들(2103)로부터 수신될 수 있다. 다른 실시예들에서, 측정치 데이터의 어레이는 하나 이상의 마스터 필드 미터들(2106M)로부터 수신될 수 있다.

[0514] 2609에서, 측정치 데이터가 평가될 수 있다. 측정치 데이터 평가시, 프로브 제어 애플리케이션(2206)은 측정의 시간, 필드 미터의 위치 및/또는 측정치 데이터와 연관된 다양한 인자들의 평가를 이행할 수 있다. 2612에서, 측정된 데이터가 사용에 적합한지 여부가 결정될 수 있다. 예로서, 특정 측정치가 수신되었던 시간이 미리 정의된 임계치를 초과하는 경우, 측정치 데이터는 유용한 것으로 고려되지 않을 수 있다. 다른 예에서, 측정치 데이터와 연관된 대응 필드 미터(2103)의 위치는 유도 표면 도파로 프로브(200)로부터 미리 정의된 거리를 초과할 수 있다. 따라서, 미리 정의된 거리를 초과하는 필드 미터(2103)와 연관된 측정치 데이터는 유용한 것으로 고려되지 않을 수 있다. 측정치 데이터가 사용에 적합한 것으로 고려되는 경우, 흐름은 2615로 진행한다. 그렇지 않으면, 흐름은 2606으로 복귀된다.

[0515] 2615에서, 측정치 데이터는 측정치 어레이에 추가될 수 있다. 박스 2618에서, 임계 수의 측정치들이 어레이 내에서 획득되었는지 여부가 결정될 수 있다. 예로서, 측정치 어레이가 단지 5개 측정치들만을 포함하고, 미리 정의된 임계치가 20인 경우, 프로브 제어 애플리케이션(2206)은 충분한 측정치들이 획득되지 않았다고 결론지을 수 있다. 그러나, 측정치 어레이가 30개 측정치들을 포함하는 경우, 임계 수의 측정치들이 충족되었다고 결정될 수 있다. 임계 수의 측정치들이 충족된 경우, 흐름은 2621으로 진행한다. 그렇지 않으면 흐름은 박스 2606로 복귀한다.

[0516] 2621에서, 획득된 측정치들에 부분적으로 기초하여 유도 표면 도파로 프로브(200)에 수행하기 위한 적절한 조절들이 결정될 수 있다. 2624에서, 관련 필드 강도 및/또는 다른 조건 파라미터 측정치들을 고려 및 획득하기 위한 다른 주파수들이 존재하는지 여부가 결정될 수 있다. 고려되는 다른 주파수들이 존재하는 경우 흐름은 박스 2603로 복귀한다. 그렇지 않으면, 흐름 2206은 종료된다.

[0517] 프로브 제어 애플리케이션(2206), 필드 미터 애플리케이션(2212), 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218), 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215), 및 여기에서 설명된 다른 다양한 시스템들은 전술한 바와 같이 범용 하드웨어에 의해 실행되는 소프트웨어 또는 코드로 구현될 수 있지만 대안적으로 전용 하드웨어 또는 소프트웨어/범용 하드웨어 및 전용 하드웨어의 조합으로 구현될 수도 있다. 전용 하드웨어로 구현되는 경우, 각각은 다수의 기술들 중 임의의 하나 또는 조합을 사용하는 회로 또는 상태 기계로서 구현될 수 있다. 이들 기술들은 하나 이상의 데이터 신호들의 인가시 다양한 로직 기능들을 구현하기 위한 로직 게이트들을 갖는 이산 로직 회로들, 적절한 로직 게이트들을 갖는 애플리케이션 특정 집적 회로들 또는 다른 컴포넌트들 등을 포함할 수 있지만 이에 한정되지는 않는다. 이런 기술들은 일반적으로 본 기술 분야의 숙련자들에게 잘 알려져 있으며, 결과적으로, 본 명세서에서 상세히 설명하지 않는다.

[0518] 도 23 내지 도 26의 플로차트는 프로브 제어 애플리케이션(2206), 필드 미터 애플리케이션(2212) 및/또는 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218)의 부분들의 다양한 예들의 기능 및 동작을 도시한다. 소프트웨어로 구현되는 경우, 각 블록은 특정 로직 기능(들)을 구현하기 위한 프로그램 명령어들을 포함하는 모듈, 세그먼트 또는 코드 부분을 나타낼 수 있다. 프로그램 명령어들은 적절한 실행 시스템, 예컨대, 컴퓨터 시스템 또는 다른 시스템의 프로세서에 의해 인식될 수 있는 수치적 명령어들을 포함하는 프로그래밍 언어 또는 기계 코드로 기재된 인간-판독 가능한 선언들을 포함하는 소스 코드의 형태로 구현될 수 있다. 기계 코드는 소스 코드 등으로부터 변환될 수 있다. 하드웨어에서 구현되는 경우, 각 블록은 특정 로직 기능(들)을 구현하기 위한 회로 또는 다수의 상호 연결된 회로들을 나타낼 수 있다.

[0519] 비록, 도 23 내지 도 26의 플로차트가 특정 실행 순서를 도시하지만, 실행 순서는 도시된 것과 다를 수 있는 것으로 이해된다. 예로서, 2개 이상의 블록의 실행 순서는 도시된 순서에 비해 뒤섞일 수 있다. 또한, 도 23 내지 도 26에 연속하여 도시된 2개 이상의 블록은 동시에 또는 부분적으로 동시에 실행될 수 있다. 또한, 일부 실시예들에서, 도 23 내지 도 26에 도시된 블록들 중 하나 이상은 건너뛰어지거나 생략될 수 있다. 또한, 개선된 활용성, 어카운팅(accounting), 성능 측정 또는 문제해결 보조구 제공 등의 목적으로 임의의 수의 카운터들, 상태 변수들, 경고 신호들 또는 메시지들이 본 명세서에 설명된 로직 흐름에 추가될 수 있다. 모든 이런 변동은 본 개시내용의 범주 내에 있는 것으로 이해된다.

[0520] 또한, 소프트웨어 또는 코드를 포함하는 프로브 제어 애플리케이션(2206), 필드 미터 애플리케이션(2212), 마스터 필드 미터 애플리케이션(2218), 및 슬레이브 필드 미터 애플리케이션(2215)을 포함하는 여기에 설명된 임의

의 애플리케이션은 예를 들어 컴퓨터 시스템 또는 다른 시스템의 프로세서와 같은 명령어 실행 시스템에 의해 또는 그와 관련하여 사용하기 위한 임의의 비-일시적 컴퓨터-판독 가능 매체에서 구현될 수 있다. 이러한 의미에서, 로직은 예를 들어, 컴퓨터-판독 가능 매체로부터 패치될 수 있고 명령어 실행 시스템에 의해 실행될 수 있는 명령 및 선언을 포함하는 명령어들 및 디클레이션들을 포함하는 선언들을 포함할 수 있다. 본 개시내용의 맥락에서, "컴퓨터-판독 가능 매체"는 명령어 실행 시스템에 의해 또는 그와 관련하여 본 명세서에서 설명된 로직 또는 애플리케이션을 포함, 저장 또는 유지할 수 있는 임의의 매체일 수 있다. 컴퓨터-판독 가능 매체는 예로서 자기, 광학 또는 반도체 매체들 같은 다수의 물리적 매체들 중 임의의 하나를 포함할 수 있다. 적합한 컴퓨터-판독 가능 매체의 보다 구체적인 예는 자기 테이프, 자기 플로피 디스켓, 자기 하드 드라이브, 메모리 카드, 고체 상태 드라이브, USB 플래시 드라이브 또는 광학 디스크를 포함하지만 이에 제한되지 않는다. 또한, 컴퓨터-판독 가능 매체는 예를 들어, SRAM(static random access memory) 및 DRAM(dynamic random access memory) 또는 MRAM(magnetic random access memory)을 포함하는 RAM(random access memory)일 수 있다. 또한, 컴퓨터-판독 가능 매체는 ROM(read-only memory), PROM(programmable read-only memory), EPROM(erasable programmable read-only memory), EEPROM(electrically erasable programmable read-only memory) 또는 다른 유형의 메모리 디바이스일 수 있다.

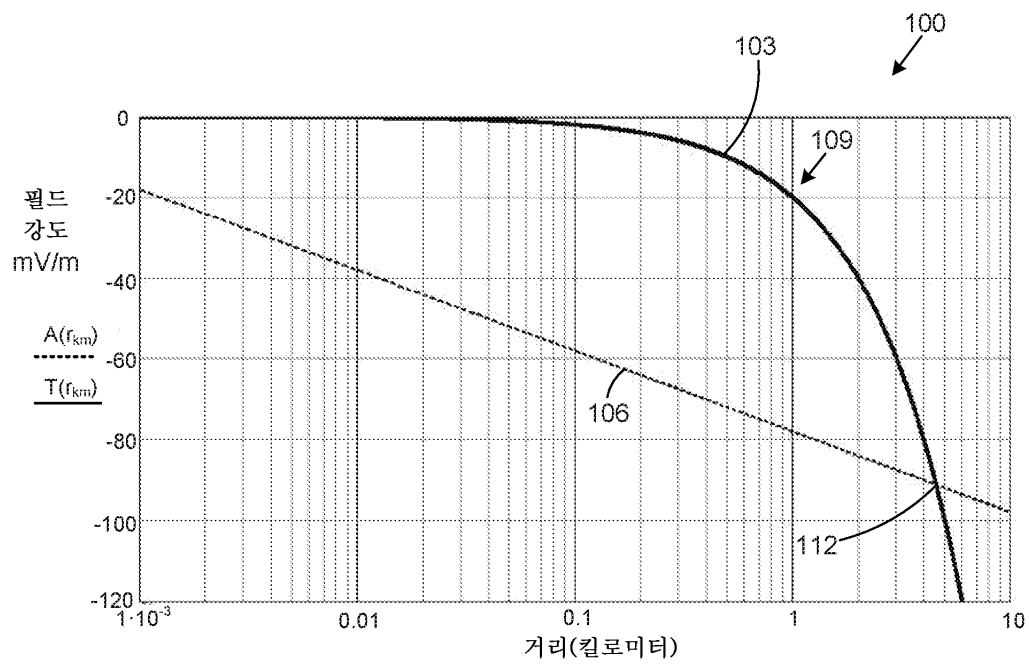
- [0521] 전술한 바에 추가로, 본 개시내용의 다양한 실시예들은 다음의 조항들에 기재된 실시예를 포함하지만 이에 한정되지는 않는다.
- [0522] 조항 1. 시스템으로서, 유도 표면 도파로 프로브에 결합된 프로브 제어 시스템- 프로브 제어 시스템은 유도 표면 도파로 프로브의 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하도록 구성됨 -; 및 프로브 제어 시스템과 데이터 통신하는 복수의 필드 미터들- 복수의 필드 미터들은 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드와 연관된 필드 강도를 측정하고; 필드 강도 정보를 프로브 제어 시스템에 통신하도록 구성되며, 필드 강도 정보는 측정된 필드 강도를 포함함 -을 포함하는 시스템.
- [0523] 조항 2. 조항 1의 시스템으로서, 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위로 상승된 충전 단자를 포함하고, 충전 단자는 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)으로 입사하는 파면을 합성하는 전자기 필드를 생성하도록 구성되는 시스템.
- [0524] 조항 3. 조항 2의 시스템으로서, 유도 표면 도파로 프로브는 충전 단자에 전기적으로 결합된 공급 네트워크를 포함하고, 공급 네트워크는 유도 표면 도파로 프로브 부근에서 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)과 연관된 파 경사각(Ψ)과 매칭되는 위상 지연(Φ)을 제공하는 시스템.
- [0525] 조항 4. 조항 1 내지 3 중 어느 하나의 시스템으로서, 적어도 하나의 필드 미터의 위치가 반복된 필드 강도 측정치들에 대해 동일하도록 적어도 하나의 필드 미터는 고정식인 시스템.
- [0526] 조항 5. 조항 1 내지 3 중 어느 하나의 시스템으로서, 적어도 하나의 필드 미터의 위치가 일련의 반복된 필드 강도 측정치들에 대해 변하도록 적어도 하나의 필드 미터는 이동식인 시스템.
- [0527] 조항 6. 조항 1 내지 5 중 어느 하나의 시스템으로서, 필드 강도 정보는 측정된 필드 강도와 연관된 복수의 필드 미터들의 GPS(global positioning system) 위치들을 추가로 포함하는 시스템.
- [0528] 조항 7. 조항 1 내지 6 중 어느 하나의 시스템으로서, 필드 강도 정보는 측정된 필드 강도 측정의 시간을 추가로 포함하는 시스템.
- [0529] 조항 8. 조항 1 내지 7 중 어느 하나의 시스템으로서, 유도 표면 도파로 프로브의 하나 이상의 동작 파라미터의 조절은 필드 강도 정보에 적어도 부분적으로 기초하는 시스템.
- [0530] 조항 9. 방법으로서, 프로브 제어 시스템을 통해, 측정 디바이스로부터 필드 강도 측정치를 수신하는 단계- 필드 강도 측정치는 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드의 필드 강도에 대응함 -; 필드 강도가 측정되었을 때에 대응하는 시간 및 필드 강도 가 측정된 시간의 측정 디바이스의 위치에 적어도 부분적으로 기초하여, 유도 표면 도파로 프로브의 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하기 위해 필드 강도 측정치를 고려할지 여부를 프로브 제어 시스템을 통해 결정하는 단계; 및 프로브 제어 시스템을 통해 유도 표면 도파로 프로브와 연관된 하나 이상의 동작 파라미터를 조절하는 단계를 포함하고, 하나 이상의 동작 파라미터의 조절은 필드 강도 측정치에 적어도 부분적으로 기초하는 방법.
- [0531] 조항 10. 조항 9의 방법으로서, 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위로 상승된 충전 단자를 포함

하고, 충전 단자는 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)으로 입사하는 파면을 합성하는 전자기 필드를 생성하도록 구성되는 방법.

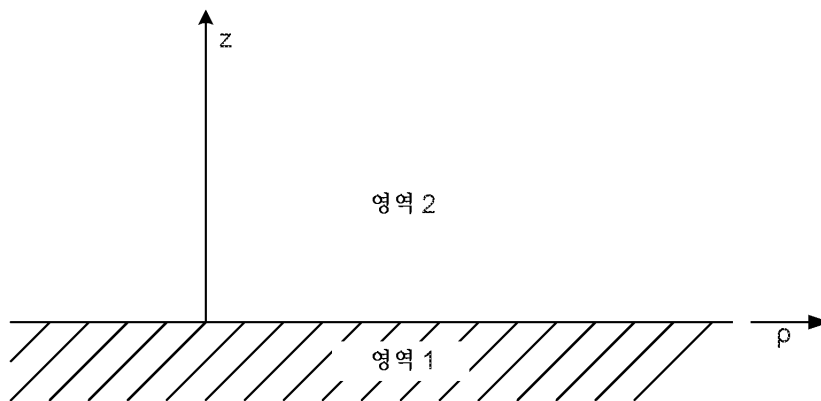
- [0532] 조항 11. 조항 10의 방법으로서, 충전 단자에 전기적으로 결합된 공급 네트워크를 추가로 포함하고, 공급 네트워크는 유도 표면 도파로 프로브 부근에서 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)과 연관된 파 경사각(Ψ)과 매칭되는 위상 지연(Φ)을 제공하는 방법.
- [0533] 조항 12. 조항 9 내지 11 중 어느 하나의 방법으로서, 프로브 제어 시스템을 통해 필드 강도 측정치에 대한 요청을 측정 디바이스에 송신하는 단계를 추가로 포함하는 방법.
- [0534] 조항 13. 조항 9 내지 12 중 어느 하나의 방법으로서, 프로브 제어 시스템을 통해 필드 강도 측정치를 고려할 것을 결정하는 것에 응답하여 적어도 하나의 다른 측정 디바이스와 연관된 복수의 다른 필드 강도 측정치들을 포함하는 측정치 어레이에 필드 강도 측정치를 추가하는 단계를 추가로 포함하는 방법.
- [0535] 조항 14. 조항 13의 방법으로서, 하나 이상의 동작 파라미터는 미리 정의된 수의 측정치들을 포함하는 측정치 어레이에 응답하여 조절되는 방법.
- [0536] 조항 15. 조항 9 내지 14 중 어느 하나의 방법으로서, 프로브 제어 시스템을 통해 위치에 따른 유도 표면 도파로 프로브와 측정 디바이스 사이의 거리를 결정하는 단계를 추가로 포함하고, 필드 강도 측정치를 고려하는 결정은 유도 표면 도파로 프로브의 미리 정의된 거리 이내에 있는 거리에 적어도 부분적으로 기초하는 방법.
- [0537] 조항 16. 조항 9 내지 15 중 어느 하나의 방법으로서, 측정 디바이스는 이동식인 방법.
- [0538] 조항 17. 방법으로서, 측정 디바이스를 통해 유도 표면 도파로 프로브에 의해 생성된 전자기 필드와 연관된 주파수를 결정하는 단계, 측정 디바이스를 통해 주파수에 따른 전자기 필드의 필드 강도를 측정하는 단계 및 측정 디바이스를 통해 유도 표면 도파로 프로브와 연관된 프로브 제어 시스템에 필드 강도를 보고하는 단계를 포함하며, 프로브 제어 시스템은 측정된 필드 강도에 따라 유도 표면 도파로 프로브에 대한 하나 이상의 조절을 수행하도록 구성되는 방법.
- [0539] 조항 18. 조항 17의 방법으로서, 유도 표면 도파로 프로브는 손실형 전도성 매체 위로 상승된 충전 단자를 포함하고, 충전 단자는 손실형 전도성 매체의 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)으로 입사하는 파면을 합성하는 전자기 필드를 생성하도록 구성되는 방법.
- [0540] 조항 19. 조항 18의 시스템으로서, 유도 표면 도파로 프로브는 충전 단자에 전기적으로 결합된 공급 네트워크를 포함하고, 공급 네트워크는 유도 표면 도파로 프로브 부근에서 손실형 전도성 매체와 연관된 복소 브루스터 입사각($\Theta_{i,B}$)과 연관된 파 경사각(Ψ)과 매칭되는 위상 지연(Φ)을 제공하는 시스템.
- [0541] 조항 20. 조항 17 내지 19 중 어느 하나의 방법으로서, 필드 강도의 측정과 연관된 시간 및 위치를 결정하는 단계를 추가로 포함하고, 시간 및 위치는 필드 강도와 함께 프로브 제어 시스템에 통신되는 방법.
- [0542] 조항 21. 조항 17 내지 20 중 임의의 하나의 방법으로서, 측정 디바이스를 통해, 복수의 다른 측정 디바이스들로부터 전자기 필드의 복수의 다른 필드 강도 측정치들을 수신하는 단계; 측정 디바이스를 통해, 복수의 다른 필드 강도 측정치들과 측정된 필드 강도를 포함하는 측정치 어레이를 컴파일링하는 단계를 추가로 포함하고; 필드 강도를 프로브 제어 시스템에 통신하는 단계는 프로브 제어 시스템에 측정치 어레이를 통신하는 단계를 포함하는 방법.
- [0543] 조항 22. 조항 21의 방법으로서, 측정 디바이스는 마스터 필드 미터이고, 복수의 다른 측정 디바이스들은 복수의 슬레이브 필드 미터인 방법.
- [0544] 조항 23. 조항 22의 방법으로서, 필드 강도는 마스터 필드 미터를 통해 프로브 제어 시스템에 통신되는 방법.
- [0545] 본 개시내용의 위에 설명된 실시예들은 본 개시내용의 원리들의 명확한 이해를 위해 제시되는 구현들의 가능한 예들일 뿐이라는 점이 강조되어야 한다. 본 개시내용의 사상 및 원리들로부터 실질적으로 벗어나지 않고서 위에 설명된 실시예(들)에 많은 변형들 및 수정들이 행해질 수 있다. 모든 이러한 수정들 및 변형들은 본 명세서에서 본 개시내용의 범위 내에 포함되고 아래의 청구항들에 의해 보호되는 것으로 의도된다. 추가적으로, 설명된 실시예들 및 종속 청구항들의 모든 선택적인 그리고 바람직한 특징들 및 수정들이 본 명세서에 교시되는 개시내용의 모든 양상들에서 사용 가능하다. 게다가, 종속 청구항들의 개별적인 특징들은 물론, 기술된 실시예들의 모든 임의적이고 바람직한 특징들 및 수정들이 서로 조합가능하고 상호교환가능하다.

도면

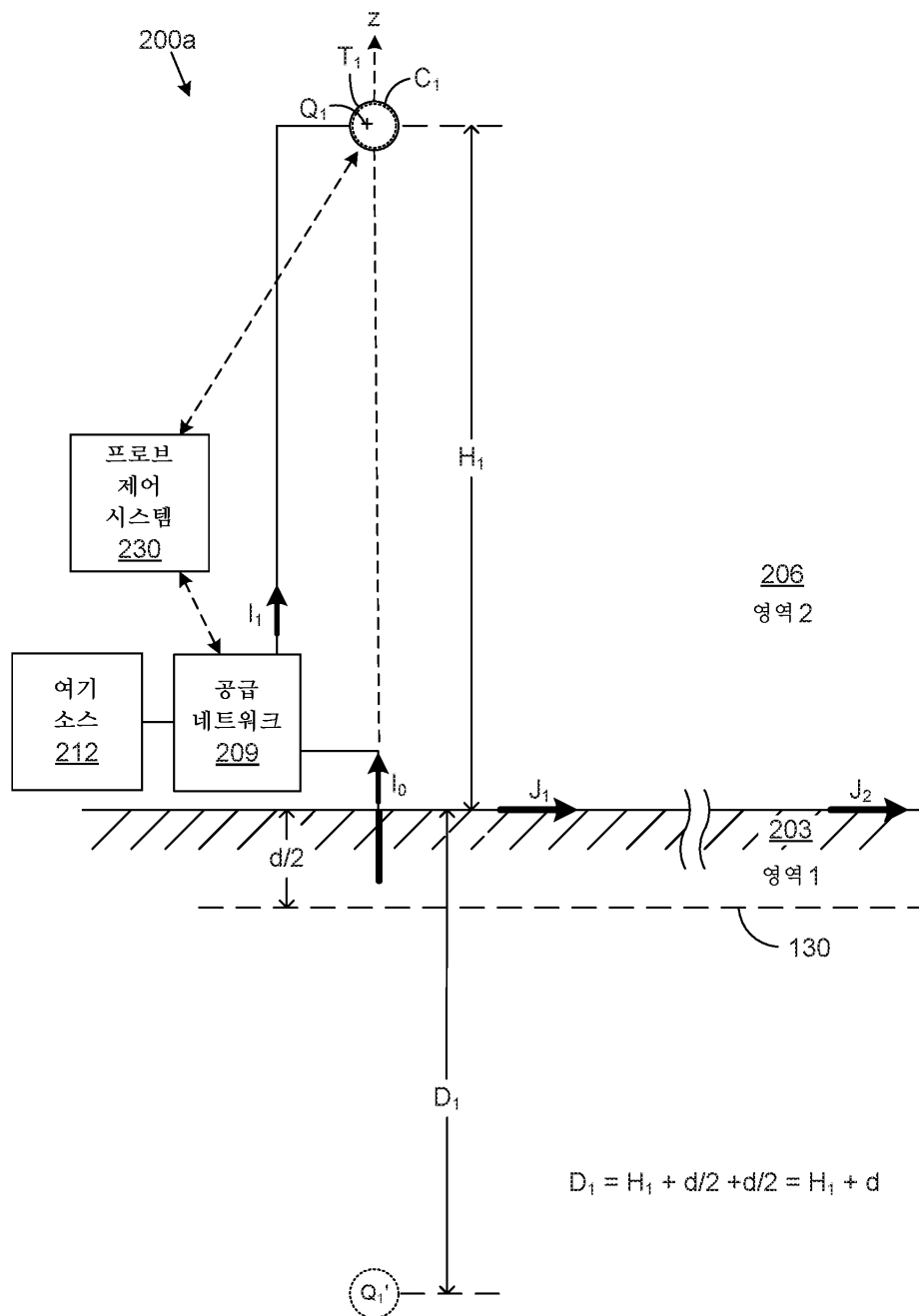
도면1



도면2

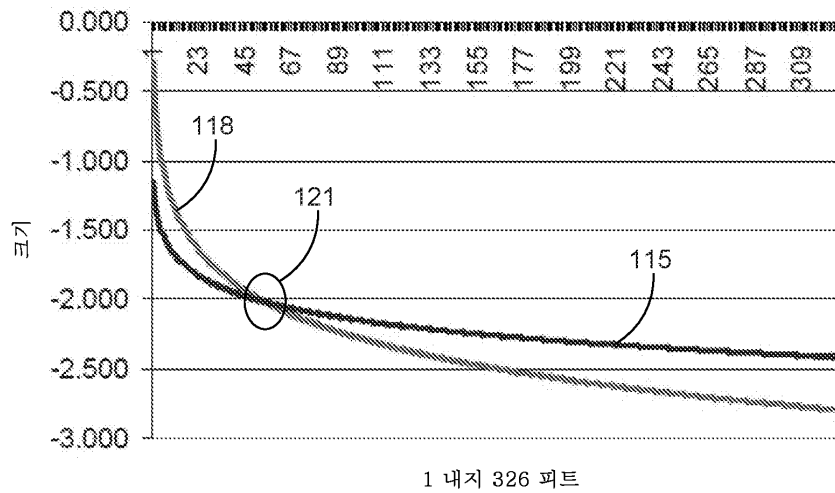


도면3

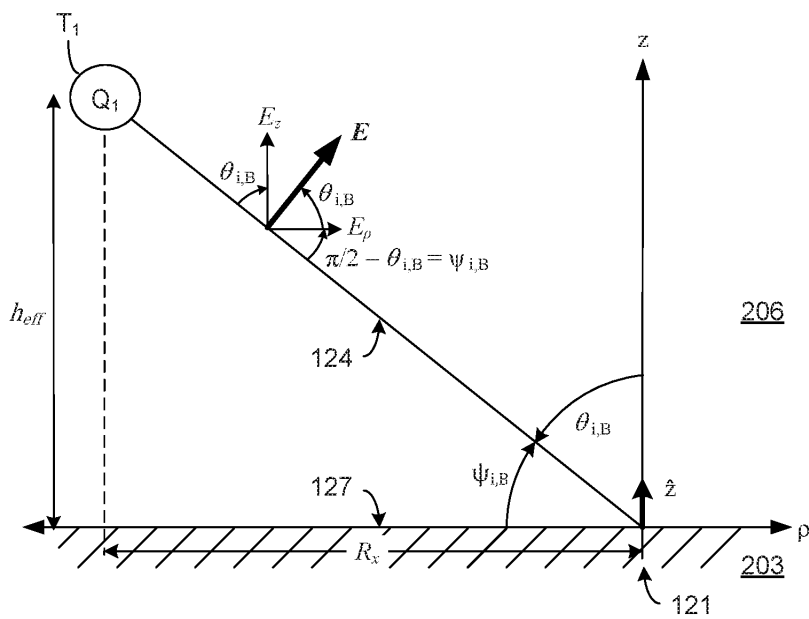


도면4

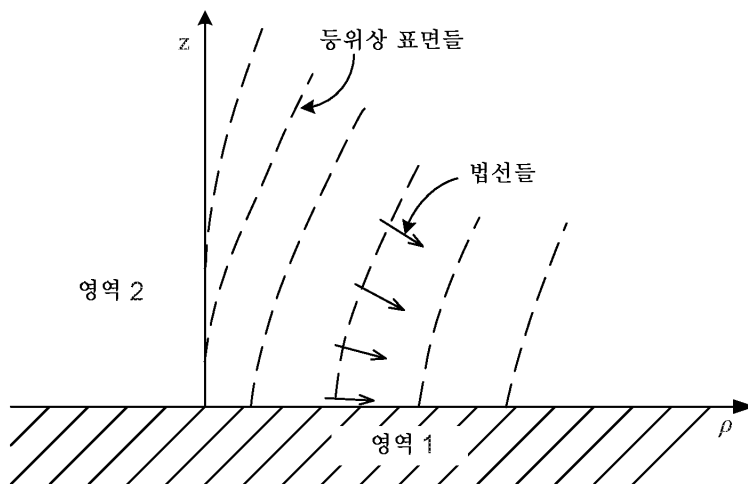
크로스오버 지점까지의 거리



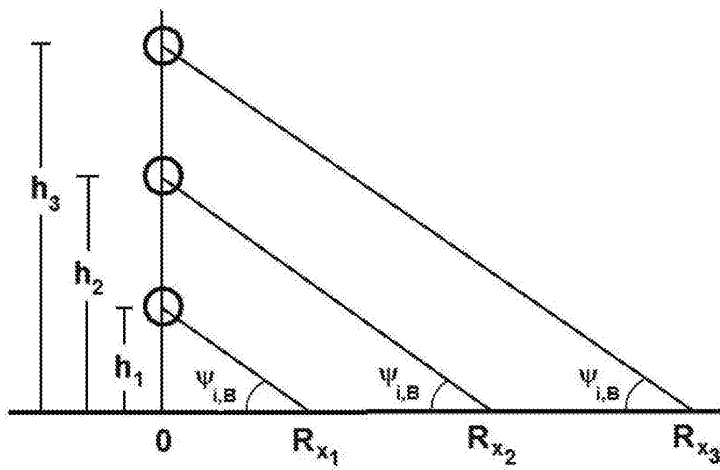
도면5a



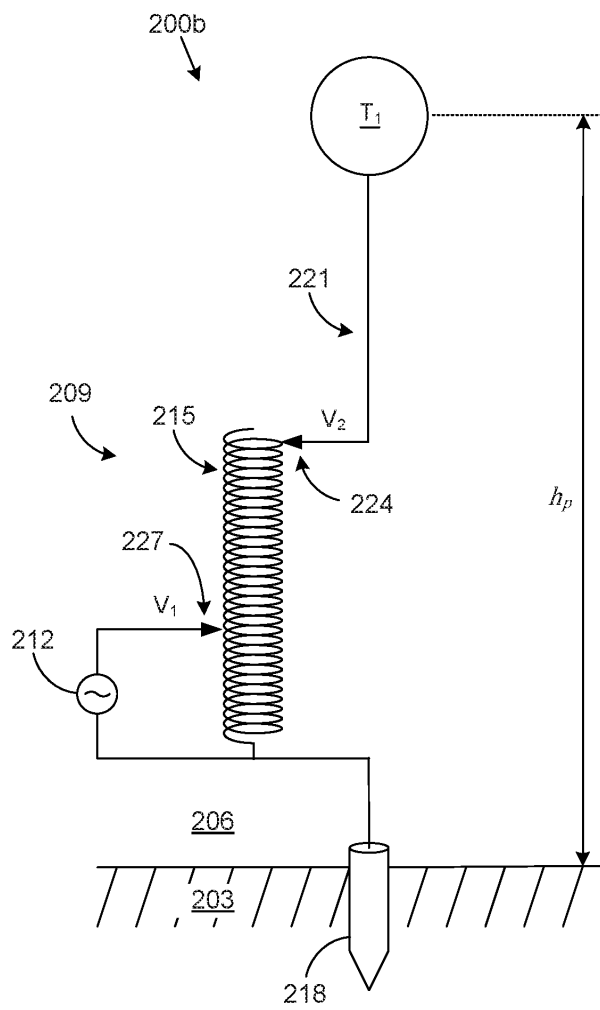
도면5b



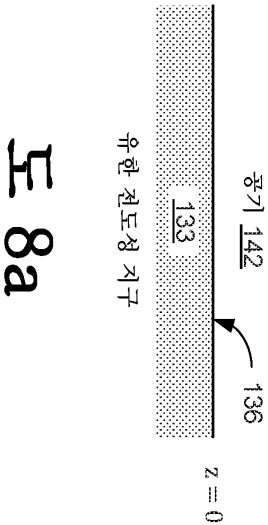
도면6



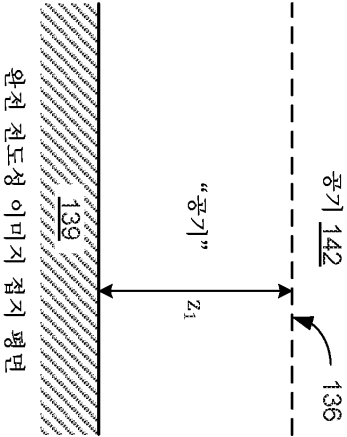
도면7



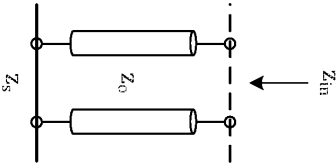
도면8



도 8a

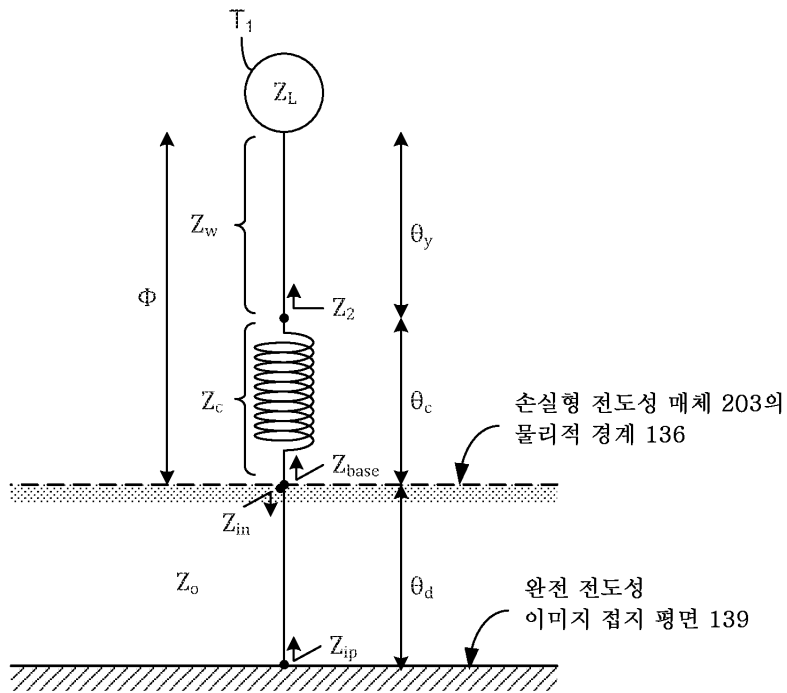


도 8b

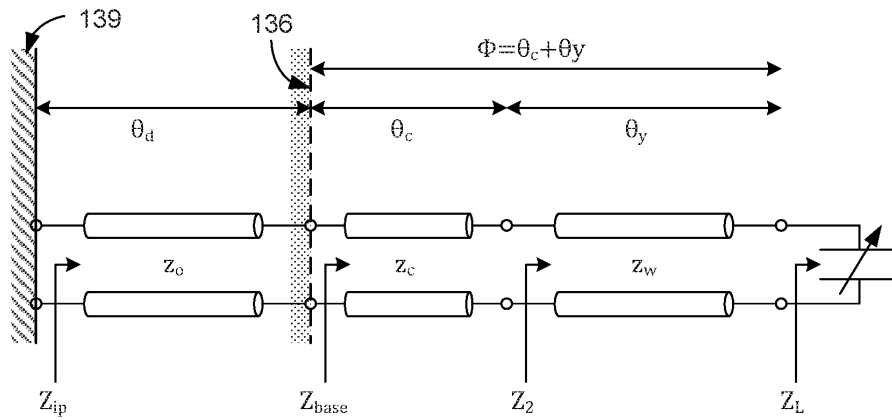


도 8c

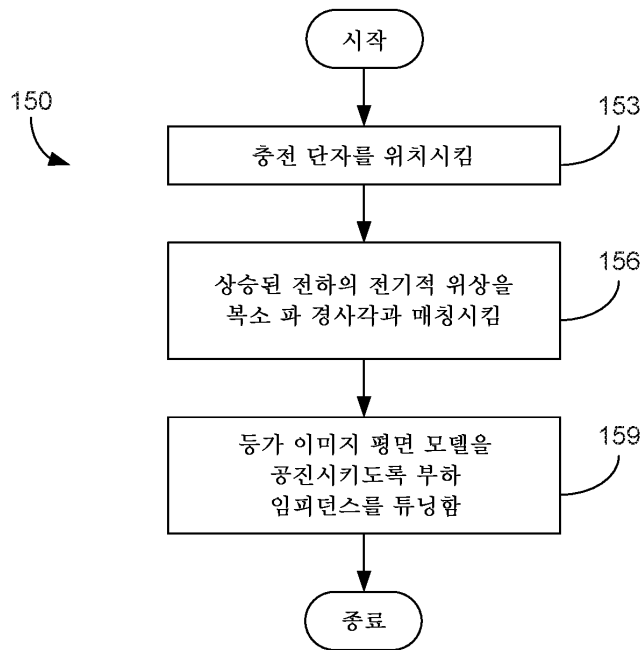
도면9a



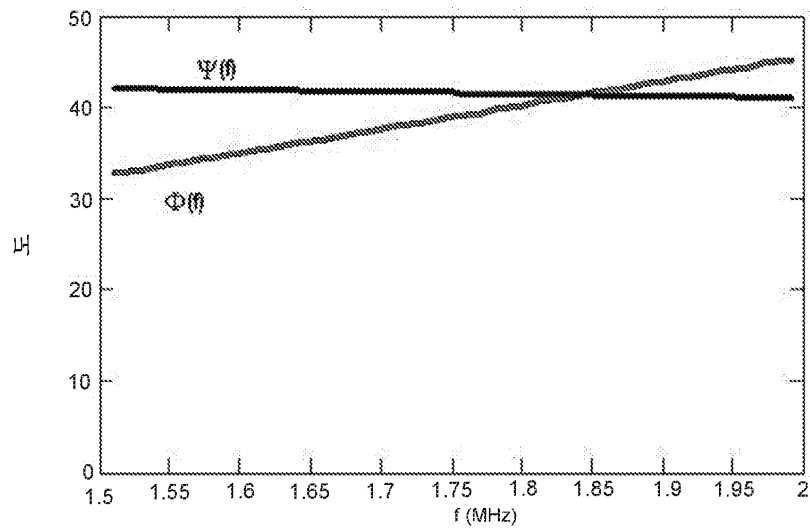
도면9b



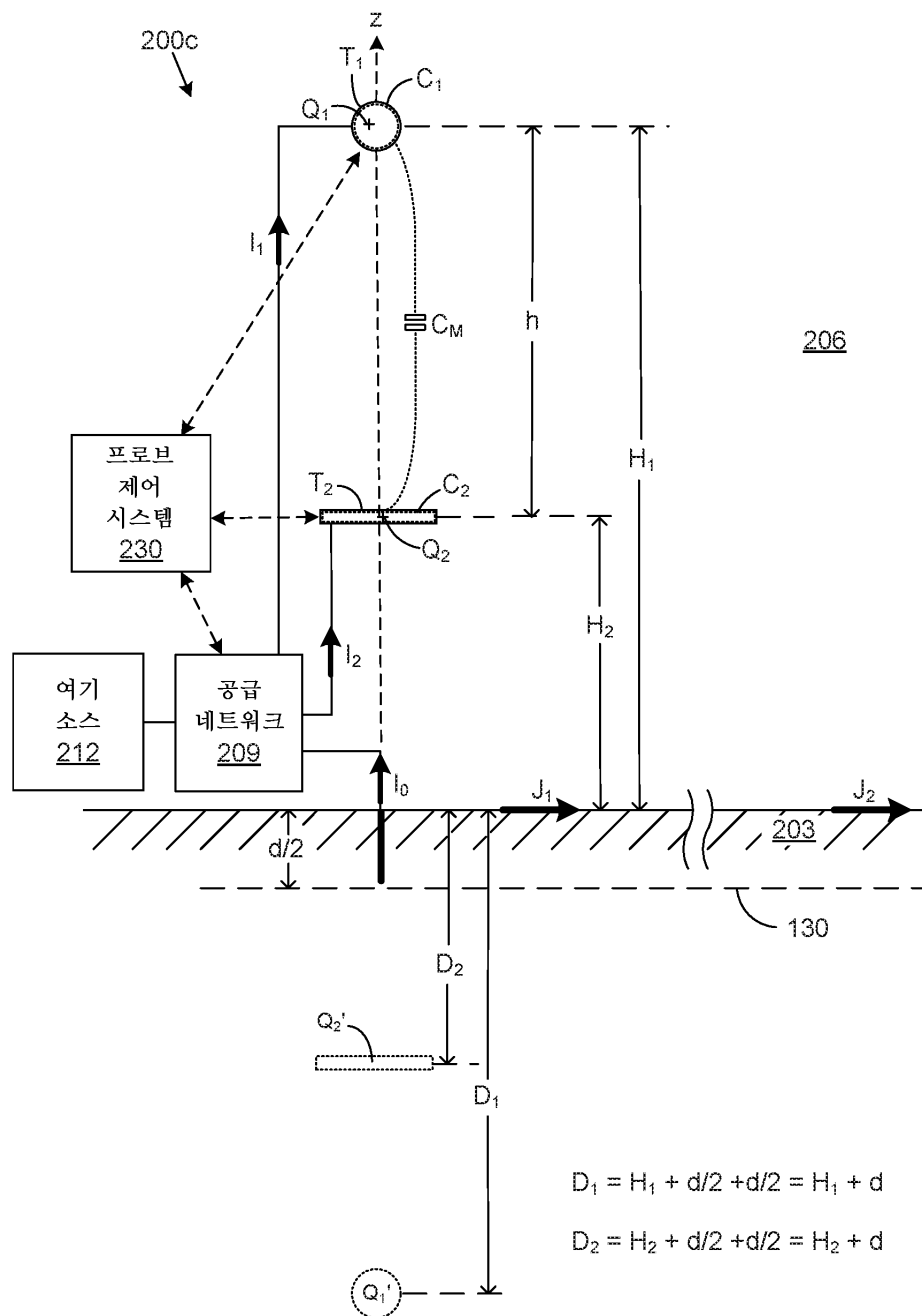
도면10



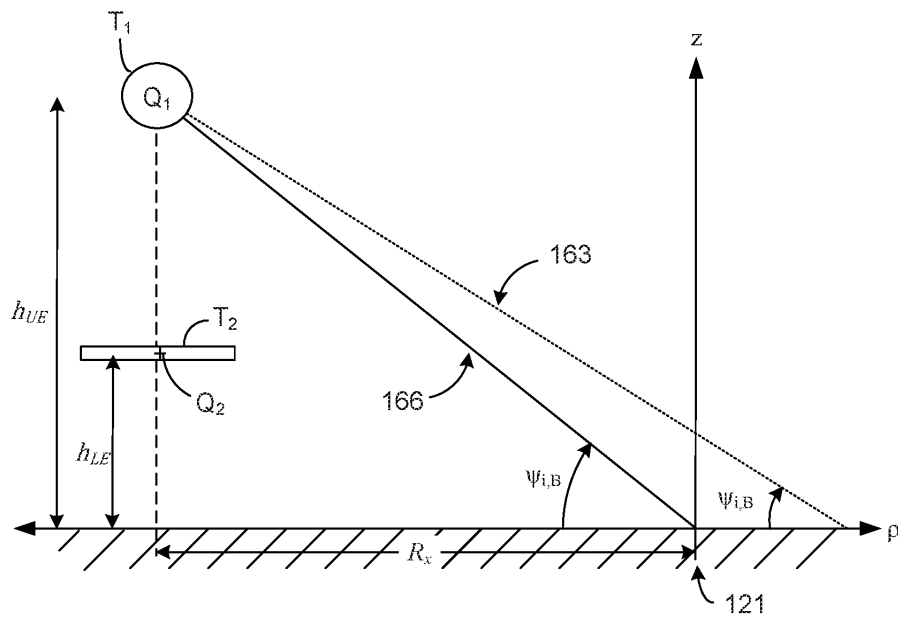
도면11



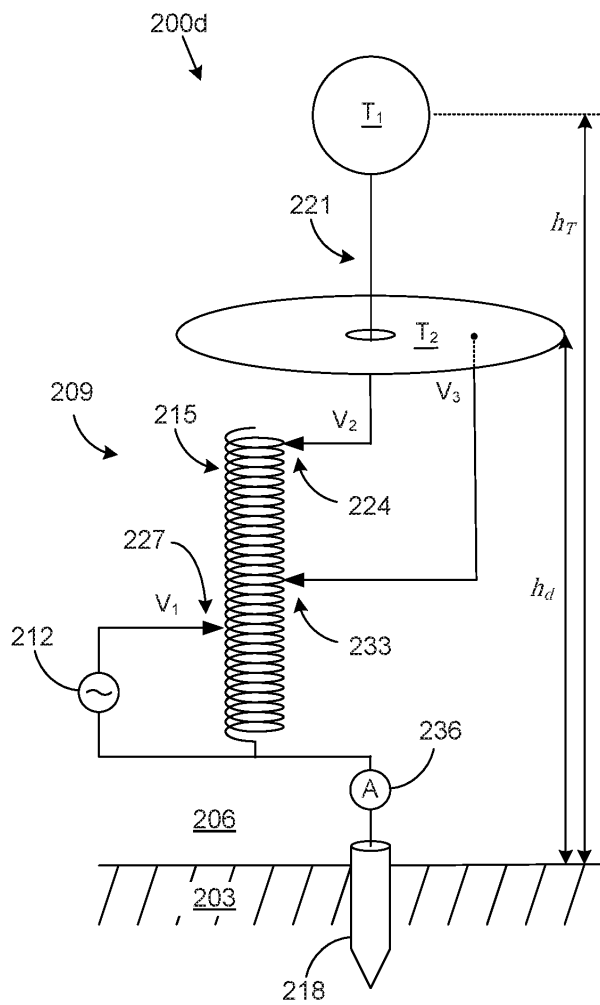
도면12



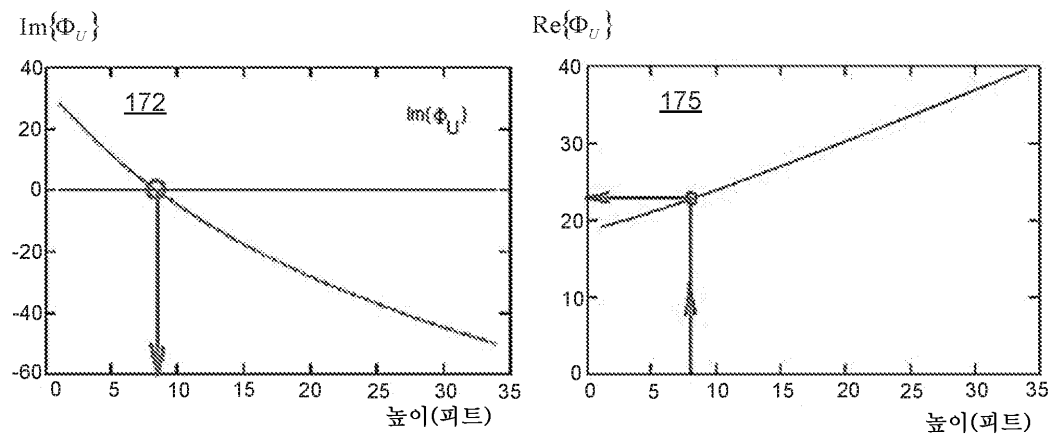
도면13



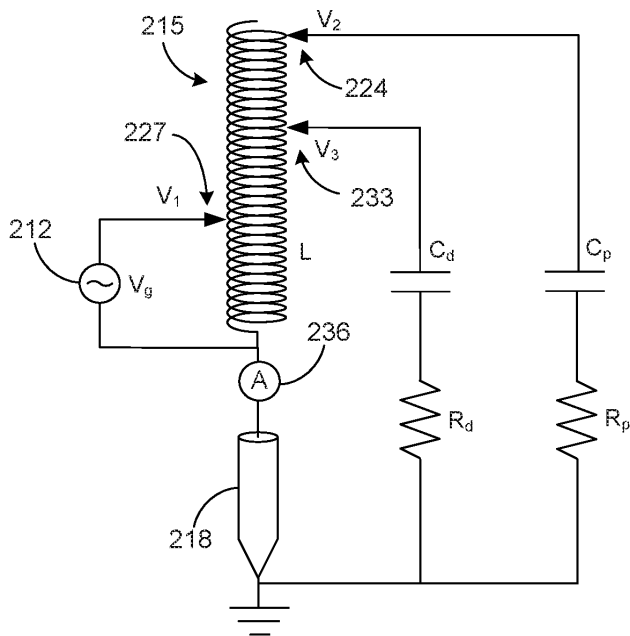
도면14



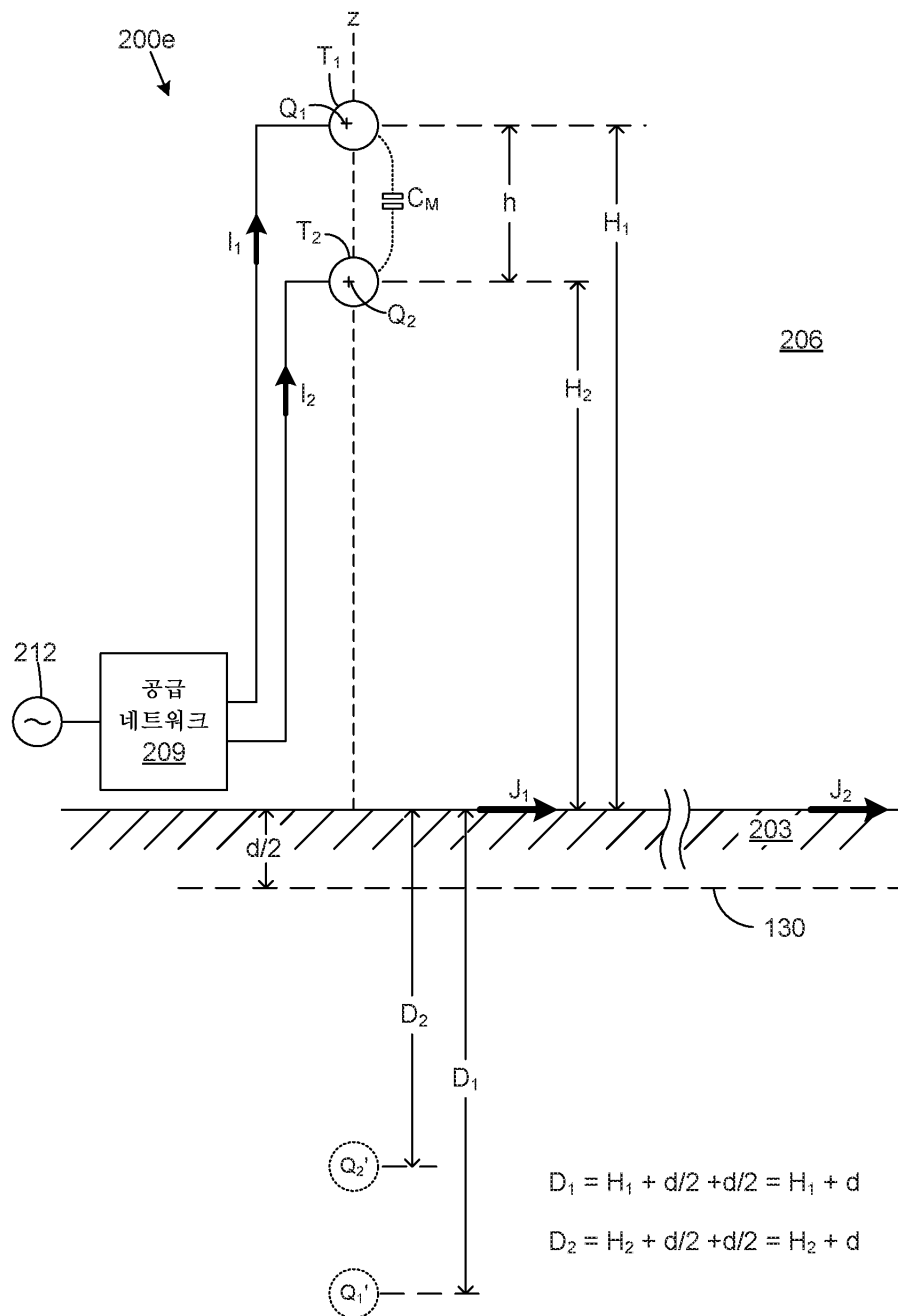
도면15a



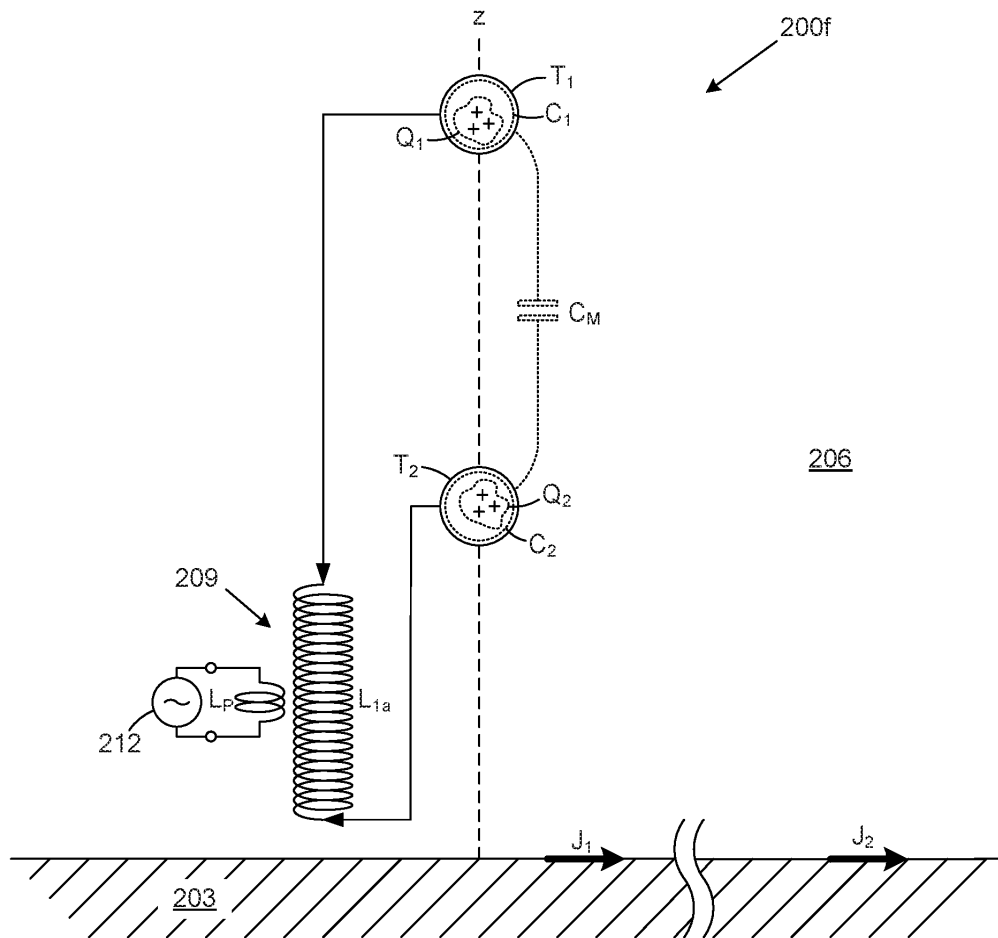
도면15b



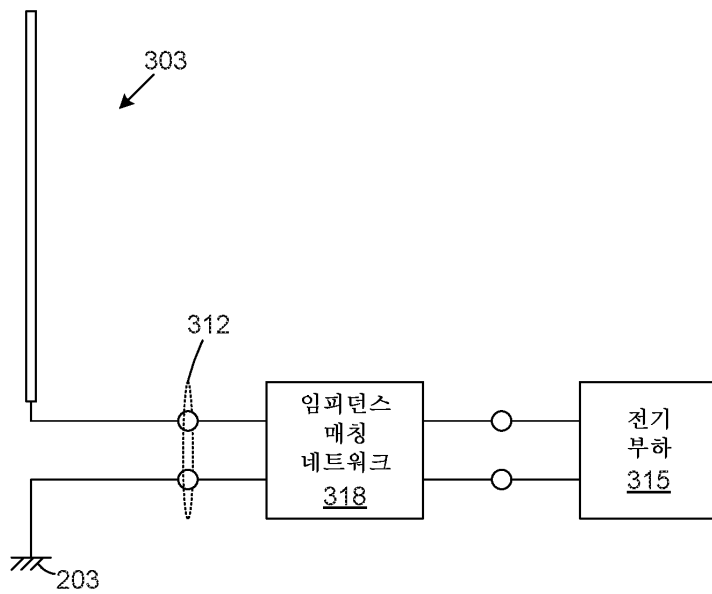
도면16



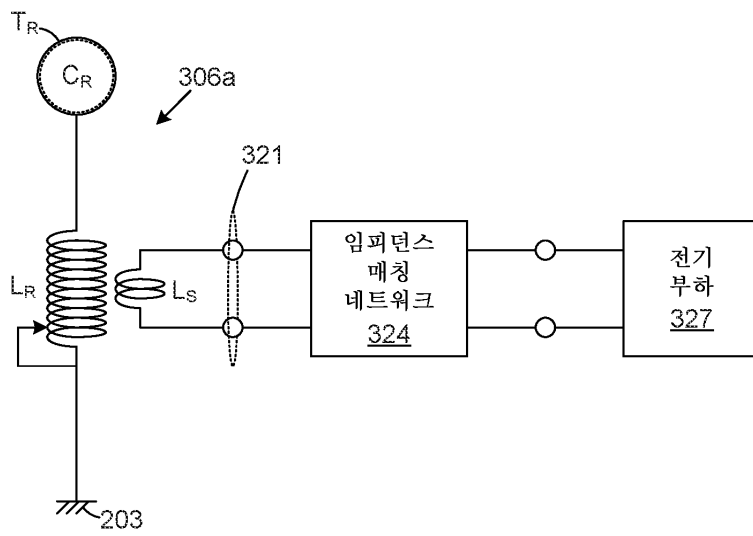
도면17



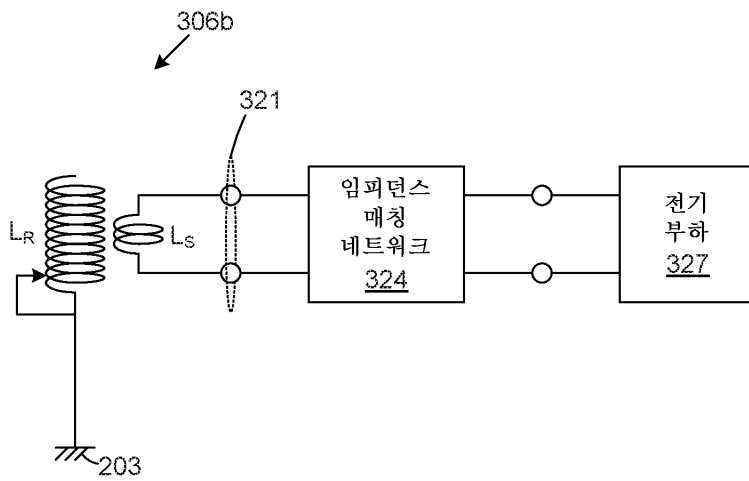
도면18a



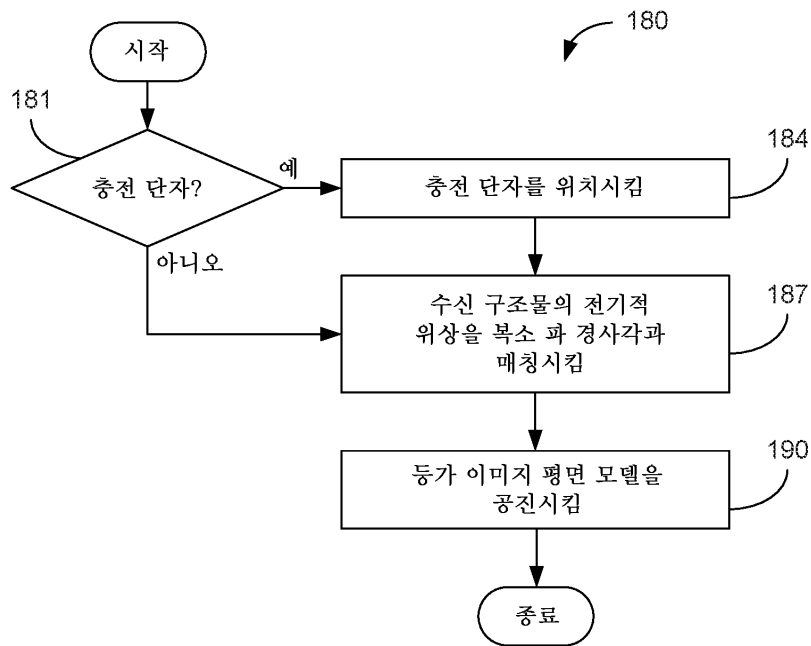
도면18b



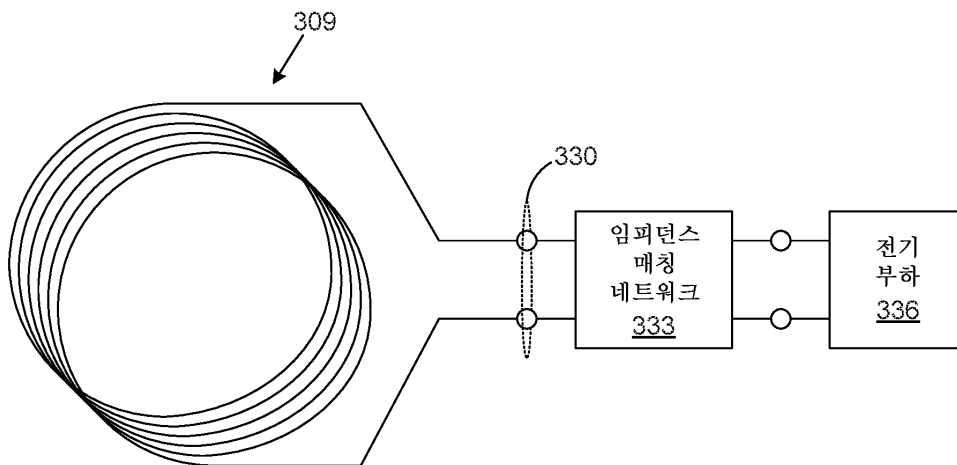
도면18c



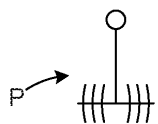
도면18d



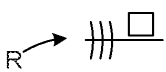
도면19



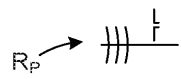
도면20a



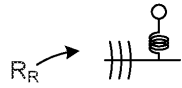
도면20b



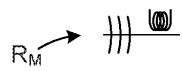
도면20c



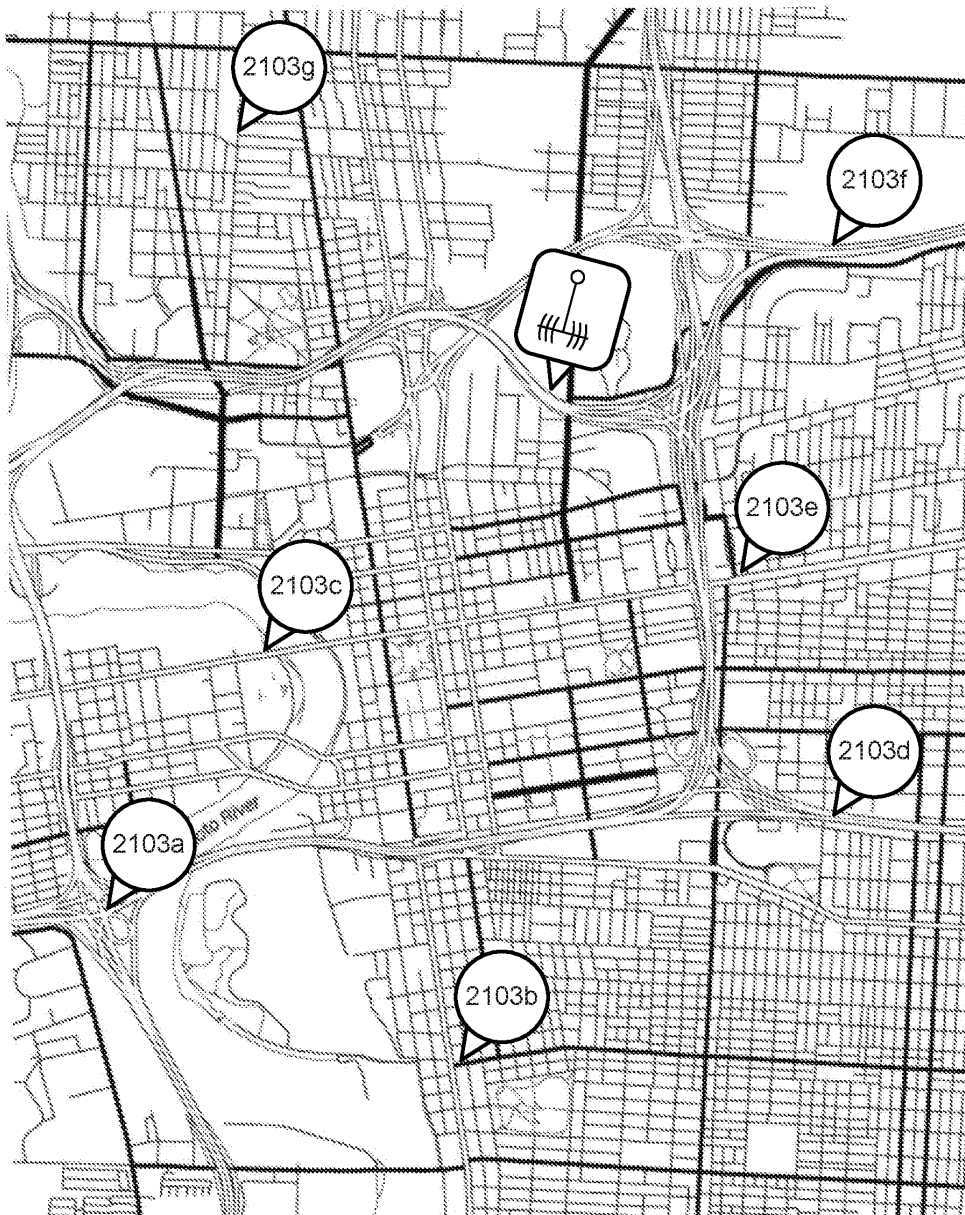
도면20d



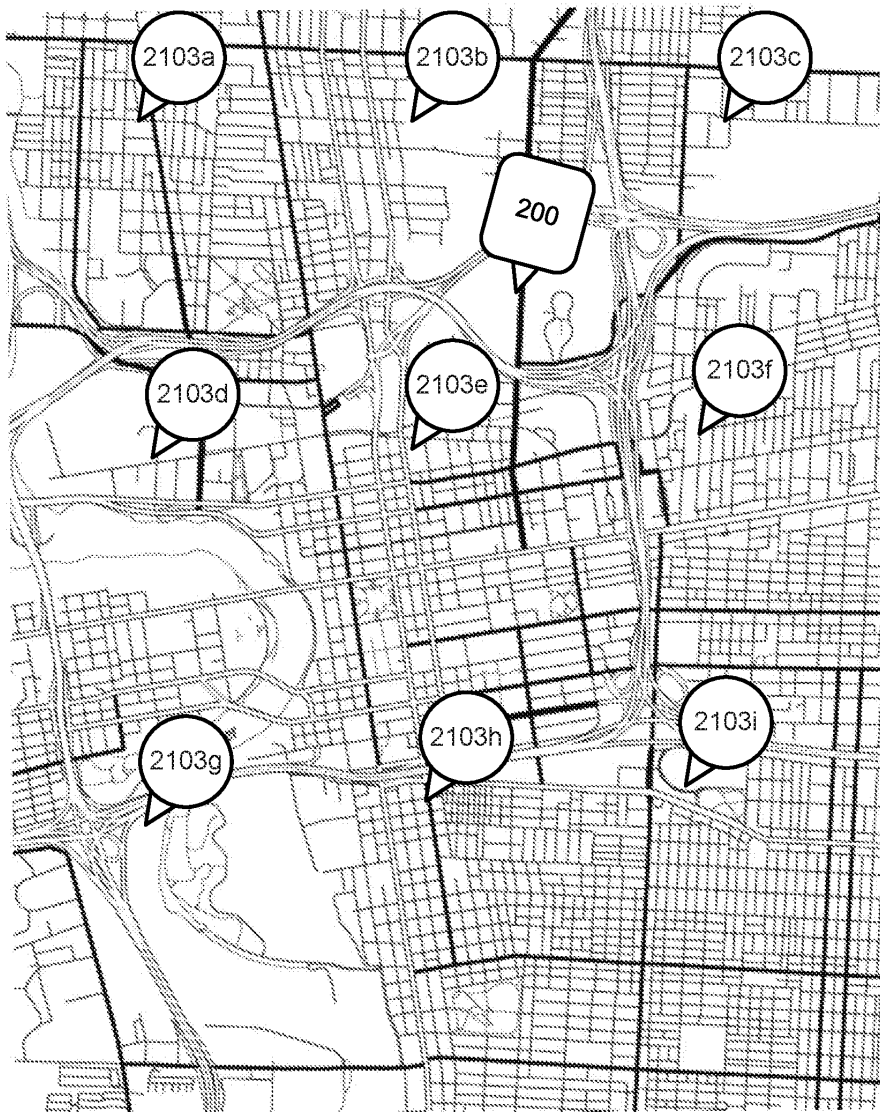
도면20e



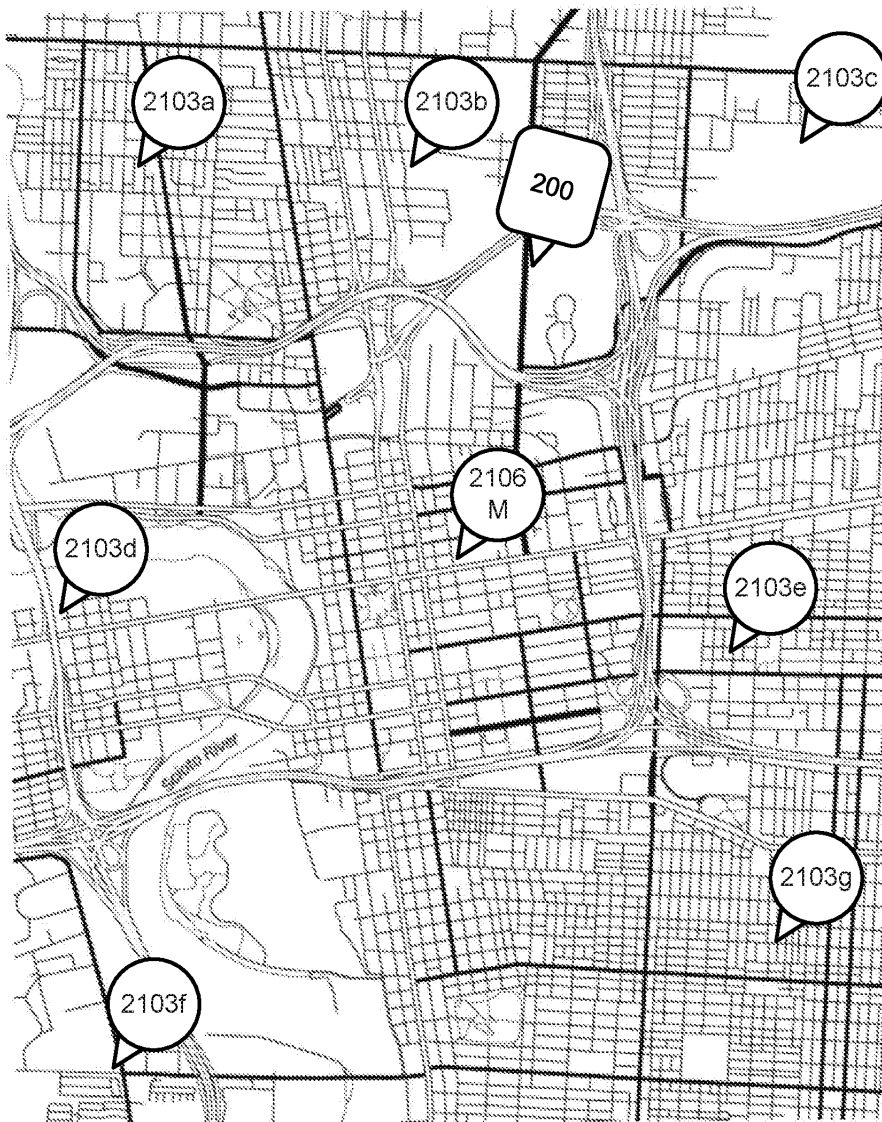
도면21a



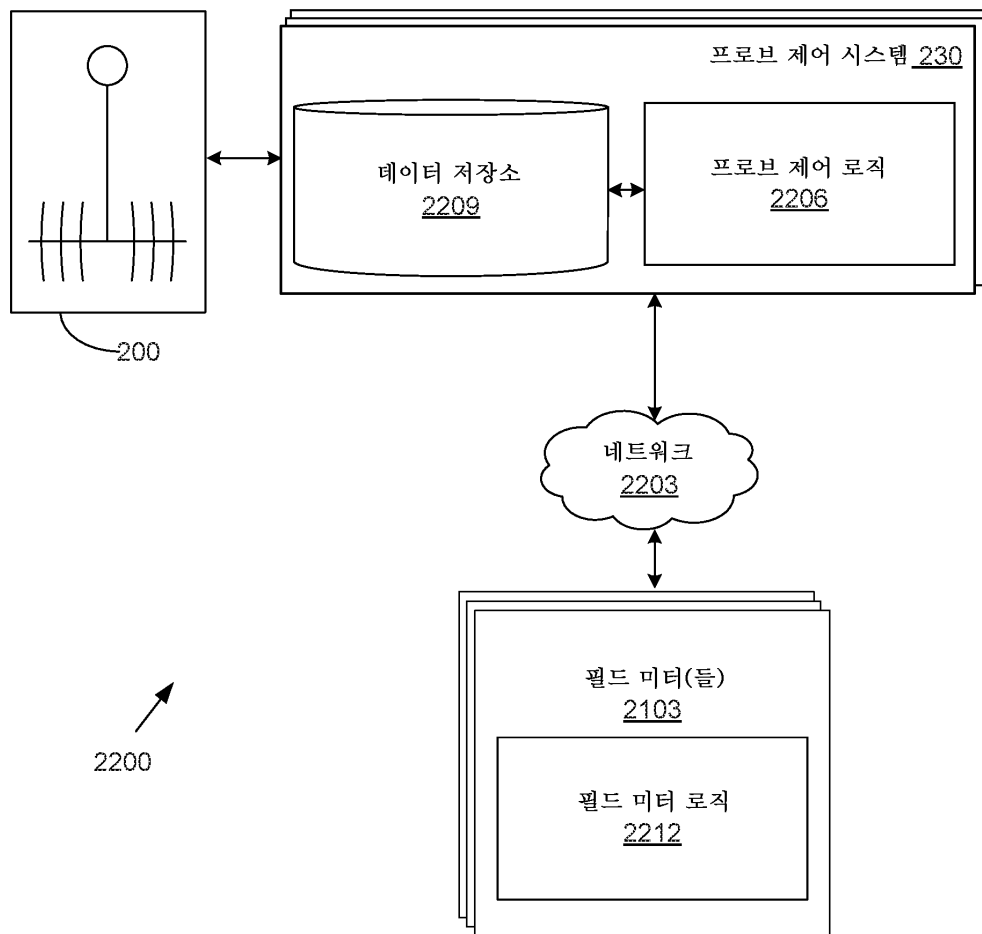
도면21b



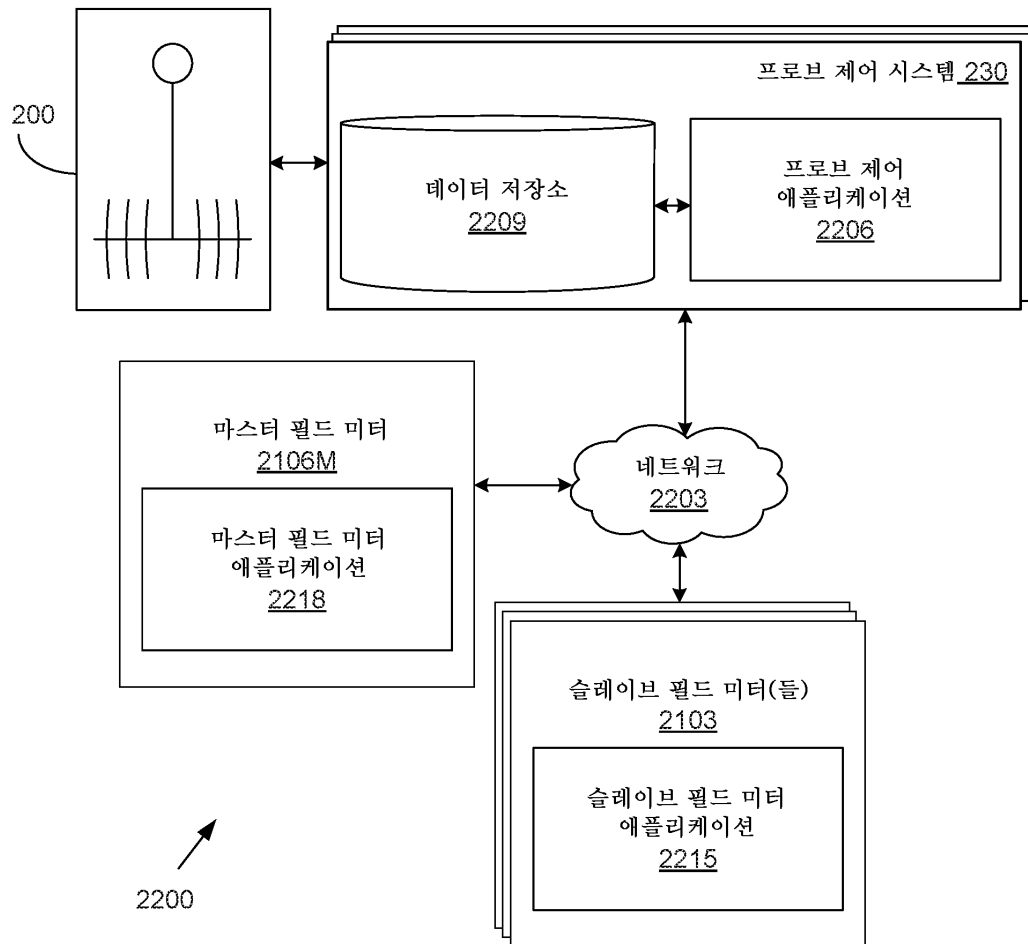
도면21c



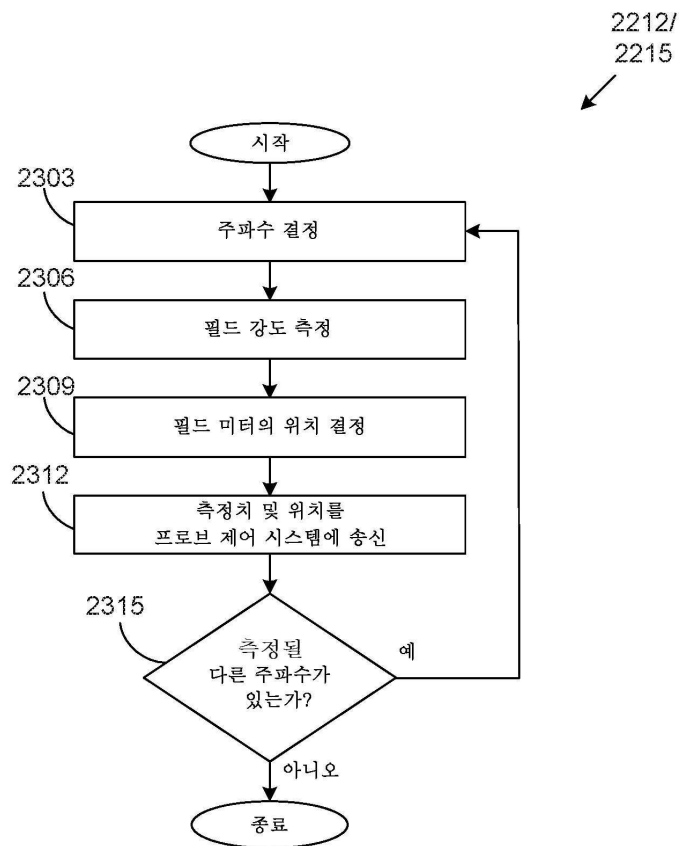
도면22a



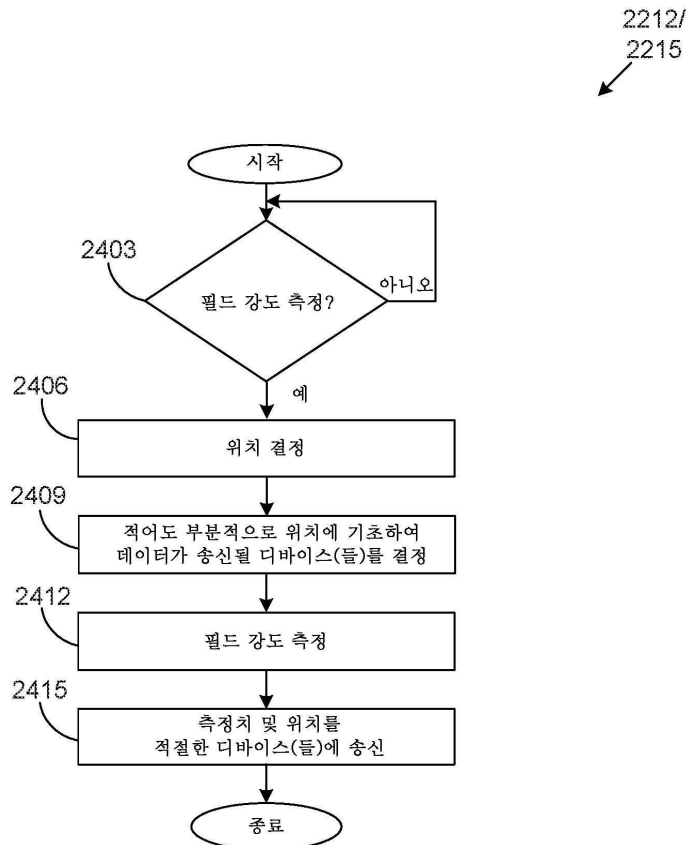
도면22b



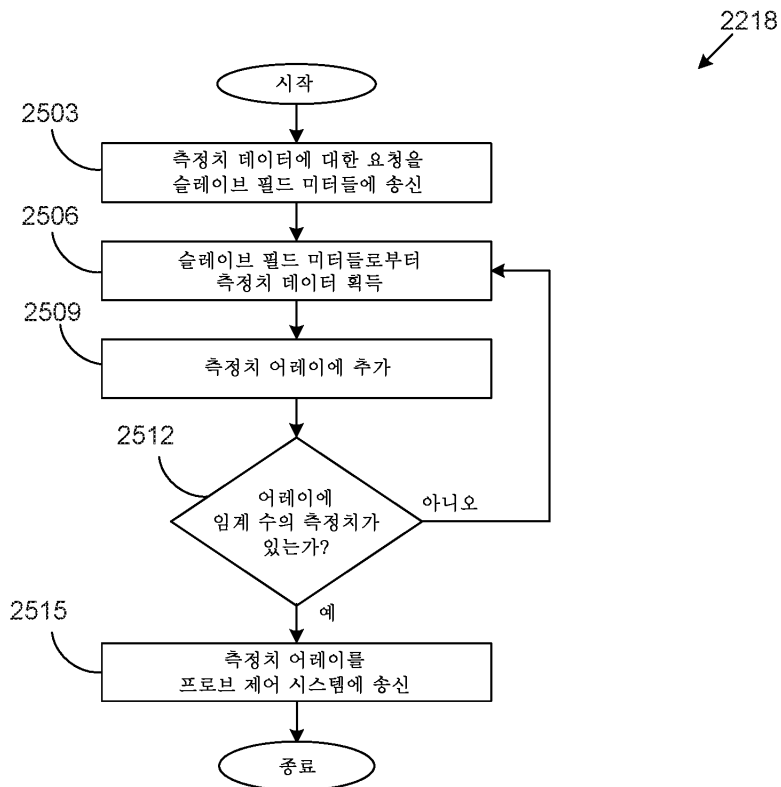
도면23



도면24



도면25



도면26

