



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년07월26일
(11) 등록번호 10-1288433
(24) 등록일자 2013년07월16일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02J 17/00 (2006.01) H02J 7/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2009-7022442
(22) 출원일자(국제) 2007년06월11일
심사청구일자 2011년10월13일
(85) 번역문제출일자 2009년10월27일
(65) 공개번호 10-2010-0015954
(43) 공개일자 2010년02월12일
(86) 국제출원번호 PCT/US2007/070892
(87) 국제공개번호 WO 2008/118178
국제공개일자 2008년10월02일
(30) 우선권주장
60/908,383 2007년03월27일 미국(US)
60/908,666 2007년03월28일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
JP2006074848 A*
KR1020070017804 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
메사추세츠 인스티튜트 오브 테크놀로지
미국 02139 메사추세츠 캠프리지 메사추세츠 애브
뉴 77
(72) 발명자
카라리스 아리스테이디스
미국 02111 메사추세츠주 보스턴 아파트먼트 21에
프 트레몬트 스트리트 151
쿠르스 안드레 비.
미국 02141 메사추세츠주 캠프리지 아파트먼트 2
캠브리지 스트리트 647
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
유미특허법인

전체 청구항 수 : 총 26 항

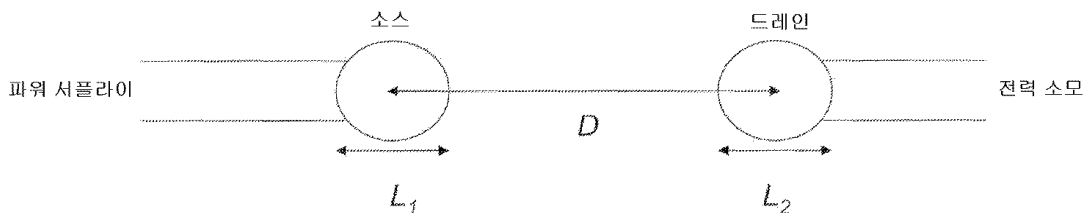
심사관 : 곽태근

(54) 발명의 명칭 무선 에너지 전달

(57) 요약

무선 에너지 전달에서 사용하기 위한 장치에 대해 개시하며, 상기 장치는 거리를 두고 제2 공진기 구조체와 에너지를 비방사적으로 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체를 포함하고, 상기 거리는 상기 제2 공진기 구조체의 특성 크기보다 크다. 비-방사 에너지 전달은 제1 공진기 구조체의 공진 장 소산 테일과 제2 공진기 구조체의 공진 장 소산 테일의 커플링에 의해 증계된다.

대표도



(72) 발명자

모팻 로버트

미국 20191 버지니아주 레스틴 스티럽 아이런 레인
2205

조안너폴러스 존 디.

미국 02478 메사추세츠주 벨몬트 더글라스 로드 64

피셔 피터 에이치.

미국 02141 메사추세츠주 캠브리지 코넬리어스 웨
이 13

솔라치츠 마린

미국 02478 메사추세츠주 벨몬트 웨스트런드 로드
44

특허청구의 범위

청구항 1

무선 에너지 전달에서 사용하기 위한 장치에 있어서,
 거리 D를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체;
 상기 제2 공진기 구조체; 및
 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진 주파수를 유지하기 위한 피드백 메커니즘
 을 포함하며,
 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,
 상기 비방사 에너지 전달은, 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과
 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 중계되며,
 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q-인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공
 진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q-인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너
 지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 ($\sqrt{Q_1 Q_2}$) > 100을 갖도록 설
 계되어 있고,
 상기 피드백 메커니즘이 상기 공진기 구조체들 간의 정보 교환에 기초하여 하나 이상의 상기 공진기 구조체의
 공진 주파수를 유지하는 것을 특징으로 하는, 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,
 $Q_1 > 100$ 및 $Q_2 > 100$ 인, 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,
 상기 에너지 전달은 10%보다 작은 방사 손실 n_{rad} 로 동작하고, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}}$ 는 0.1보다 크
 거나 같은, 장치.

청구항 4

제2항에 있어서,
 상기 에너지 전달은 1%보다 작은 방사 손실 n_{ω} 로 동작하고, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}}$ 는 1보다 크거나
 같은, 장치.

청구항 5

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상과 비방사적으로 에너지 전달을 수행하도록 구성된 제3 공진기 구
 조체를 더 포함하며,
 상기 제3 공진기 구조체와 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상 사이의 비방사 에너지 전달은 상기 제1
 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제3 공진기

구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계되며,

상기 제3 공진기 구조체는 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 어느 하나로부터 에너지를 수신하여 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 다른 하나로 에너지를 전달하도록 구성된, 장치.

청구항 6

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 피드백 메커니즘은 고정 주파수를 가진 오실레이터를 포함하고, 상기 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진 주파수를 상기 고정 주파수에 맞게 조정하도록 구성되어 있는, 장치.

청구항 7

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 피드백 메커니즘은 상기 에너지 전달의 효율성을 모니터링하고, 상기 효율성을 최대화하도록 상기 공진기 구조체 중 하나 이상의 고정 주파수를 조정하도록 구성되어 있는, 장치.

청구항 8

무선 에너지 전달에서 사용하기 위한 장치에 있어서,

거리 D 를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체;

상기 제2 공진기 구조체; 및

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진 주파수를 유지하기 위한 피드백 메커니즘을 포함하며,

상기 거리 D 는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,

상기 비방사 에너지 전달은, 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계되며,

상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q -인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q -인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 ($\sqrt{Q_1 Q_2}$) > 100을 갖도록 설계되어 있고,

상기 피드백 메커니즘은 고정 주파수를 가진 오실레이터를 포함하고, 하나 이상의 상기 공진기 구조체의 공진 주파수를 상기 고정 주파수에 맞게 조정하도록 구성되고,

상기 피드백 메커니즘은, 하나 이상의 상기 공진기 구조체의 구조적 요소(structural parameter)를 조정함으로써 상기 공진 주파수를 조정하도록 구성되어 있는, 장치.

청구항 9

무선 에너지 전달에서 사용하기 위한 장치에 있어서,

거리 D 를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체;

상기 제2 공진기 구조체; 및

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진 주파수를 유지하기 위한 피드백 메커니즘을 포함하며,

상기 거리 D 는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,

상기 비방사 에너지 전달은, 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계되며,

상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q-인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q-인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 $(\sqrt{Q_1 Q_2}) > 100$ 을 갖도록 설계되어 있고,

상기 피드백 메커니즘은 고정 주파수를 가진 오실레이터를 포함하고, 하나 이상의 상기 공진기 구조체의 공진 주파수를 상기 고정 주파수에 맞게 조정하도록 구성되고,

상기 피드백 메커니즘은, 하나 이상의 상기 공진기 구조체의 근처에서 비-공진 물체의 위치를 변화시킴으로써 상기 공진 주파수를 조정하도록 구성되어 있는, 장치.

청구항 10

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 피드백 메커니즘은, 하나 이상의 상기 공진기 구조체의 주파수를 결정하는 모니터를 포함하는, 장치.

청구항 11

삭제

청구항 12

제1항에 있어서,

상기 피드백 메커니즘은, 상기 공진기 구조체 중 하나의 공진기 구조체의 주파수를 모니터링하고 상기 모니터링된 주파수를 상기 공진기 구조체 중 다른 하나의 공진기 구조체에 전달하는, 장치.

청구항 13

제1항에 있어서,

클록을 더 포함하며,

상기 클록의 주파수는 상기 정보 교환에 의해 상기 공진기 구조체들에 전달되고,

상기 피드백 메커니즘은, 상기 공진기 구조체들의 주파수를 상기 클록의 주파수에 동기화시키는, 장치.

청구항 14

제1항에 있어서,

상기 공진기 구조체의 공진장 소산 테일을 포함하는 비-방사 장(non-radiative field)이 상기 정보 교환에 사용 되는, 장치.

청구항 15

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나는 커패시터가 탑재된 전도성 코일을 포함하는, 장치.

청구항 16

제15항에 있어서,

상기 커패시터가 탑재된 전도성 코일의 커패시턴스는 가변형인, 장치.

청구항 17

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 제2 공진기 구조체에 결합된 전기 또는 전자 디바이스를 더 포함하며, 상기 전기 또는 전자 디바이스는 상기 제2 공진기 구조체로부터 에너지를 수신할 수 있는, 장치.

청구항 18

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 제1 공진기 구조체가 전원에 유도적으로 결합된(inductively coupled), 장치.

청구항 19

제1항 내지 제4항 중 어느 한 항에 있어서,
 상기 제2 공진기 구조체가 부하에 유도적으로 결합된(inductively coupled), 장치.

청구항 20

무선 에너지 전달 방법에 있어서,
 거리 D를 두고 제1 공진기 구조체와 제2 공진기 구조체 사이에 비방사적으로 에너지를 전달하는 단계,
 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 공진 주파수를 피드백 메커니즘으로 유지하는 단계,
 상기 공진기 구조체들 사이의 정보 교환을 제공하는 단계, 및
 상기 정보 교환에 기초하여 상기 공진 주파수를 유지하는 단계
 를 포함하며,
 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,
 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 중계되며,
 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q-인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q-인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 ($\sqrt{Q_1 Q_2}$) > 100을 갖도록 설계되어 있는, 무선 에너지 전달 방법.

청구항 21

제20항에 있어서,
 상기 피드백 메커니즘은 고정 주파수를 가진 오실레이터를 포함하고, 상기 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진 주파수를 상기 고정 주파수에 맞게 조정하도록 구성되어 있는 무선 에너지 전달 방법.

청구항 22

무선 에너지 전달 방법에 있어서,
 거리 D를 두고 제1 공진기 구조체와 제2 공진기 구조체 사이에 비방사적으로 에너지를 전달하는 단계,
 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 공진 주파수를 피드백 메커니즘으로 유지하는 단계,
 상기 에너지 전달의 효율성을 모니터링하는 단계, 및
 상기 효율성이 최대화되도록 상기 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진 주파수를 조정하는 단계
 를 포함하며,
 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,
 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 중계되며,

상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q-인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q-인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 ($\sqrt{Q_1 Q_2}$) > 100을 갖도록 설계되어 있는, 무선 에너지 전달 방법.

청구항 23

무선 에너지 전달 방법에 있어서,

거리 D를 두고 제1 공진기 구조체와 제2 공진기 구조체 사이에 비방사적으로 에너지를 전달하는 단계,

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 공진 주파수를 피드백 메커니즘으로 유지하는 단계, 및

상기 공진기 구조체 중 하나 이상의 주파수를 모니터링하는 단계

를 포함하며,

상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,

상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계되며,

상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q-인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q-인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 ($\sqrt{Q_1 Q_2}$) > 100을 갖도록 설계되어 있는, 무선 에너지 전달 방법.

청구항 24

삭제

청구항 25

제20항에 있어서,

상기 공진기 구조체 중 하나의 공진기 구조체의 주파수를 조정하는 단계; 및

상기 조정된 주파수를 상기 공진기 구조체 중 다른 공진기 구조체에 전달하는 단계

를 더 포함하는 무선 에너지 전달 방법.

청구항 26

무선 에너지 전달 방법에 있어서,

거리 D를 두고 제1 공진기 구조체와 제2 공진기 구조체 사이에 비방사적으로 에너지를 전달하는 단계,

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 공진 주파수를 피드백 메커니즘으로 유지하는 단계, 및

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 공진 주파수를 동조 또는 탈 동조시킴으로써 상기 제2 공진기 구조체로부터 부하에 전달된 전력을 제어하는 단계

를 포함하며,

상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며,

상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계되며,

상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , 공진 폭 Γ_1 , 및 Q-인자 Q_1 을 가진 제1 모드를 가지고, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , 공진 폭 Γ_2 , 및 Q-인자 Q_2 를 가진 제2 모드를 가지며, 또한, 상기 비방사 에너지 전달은 레이트 κ 를 가지고, 상기 제1 공진기 구조체 및 제2 공진기 구조체가 $(\sqrt{Q_1 Q_2}) > 100$ 을 갖도록 설계된, 무선 에너지 전달 방법.

청구항 27

제20항에 있어서,

$Q_1 > 100$ 및 $Q_2 > 100$ 인 무선 에너지 전달 방법.

청구항 28

무선 에너지 전달 방법에 있어서,

거리 D 를 두고 제1 공진기 구조체와 제2 공진기 구조체 사이에 비방사적으로 에너지를 전달하는 단계 - 여기서, 상기 거리 D 는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크며, 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계됨 -,

상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 공진 주파수를 피드백 메커니즘으로 유지하는 단계,

상기 에너지 전달의 효율을 모니터링하는 단계, 및

상기 효율을 극대화하기 위해 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진기 구조체의 주파수를 조정하는 단계

를 포함하는 무선 에너지 전달 방법.

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

청구항 37

삭제

청구항 38

삭제

청구항 39

삭제

청구항 40

삭제

청구항 41

삭제

청구항 42

삭제

청구항 43

삭제

청구항 44

삭제

청구항 45

삭제

청구항 46

삭제

청구항 47

삭제

청구항 48

삭제

청구항 49

삭제

청구항 50

삭제

청구항 51

삭제

청구항 52

삭제

청구항 53

삭제

청구항 54

삭제

청구항 55

삭제

청구항 56

삭제

청구항 57

삭제

청구항 58

삭제

청구항 59

삭제

청구항 60

삭제

청구항 61

삭제

청구항 62

삭제

청구항 63

삭제

청구항 64

삭제

청구항 65

삭제

청구항 66

삭제

청구항 67

삭제

청구항 68

삭제

청구항 69

삭제

청구항 70

삭제

청구항 71

삭제

청구항 72

삭제

청구항 73

삭제

청구항 74

삭제

청구항 75

삭제

청구항 76

삭제

청구항 77

삭제

청구항 78

삭제

청구항 79

삭제

청구항 80

삭제

청구항 81

삭제

청구항 82

삭제

청구항 83

삭제

청구항 84

삭제

청구항 85

삭제

청구항 86

삭제

청구항 87

삭제

청구항 88

삭제

청구항 89

삭제

청구항 90

삭제

청구항 91

삭제

청구항 92

삭제

청구항 93

삭제

청구항 94

삭제

청구항 95

삭제

청구항 96

삭제

청구항 97

삭제

청구항 98

삭제

청구항 99

삭제

청구항 100

삭제

청구항 101

삭제

청구항 102

삭제

청구항 103

삭제

청구항 104

삭제

청구항 105

삭제

청구항 106

삭제

청구항 107

삭제

청구항 108

삭제

청구항 109

삭제

청구항 110

삭제

청구항 111

삭제

청구항 112

삭제

청구항 113

삭제

청구항 114

삭제

청구항 115

삭제

청구항 116

삭제

청구항 117

삭제

청구항 118

삭제

청구항 119

삭제

청구항 120

삭제

청구항 121

삭제

청구항 122

삭제

청구항 123

삭제

청구항 124

삭제

청구항 125

삭제

청구항 126

삭제

청구항 127

삭제

청구항 128

삭제

청구항 129

삭제

청구항 130

삭제

청구항 131

삭제

청구항 132

삭제

청구항 133

삭제

청구항 134

삭제

청구항 135

삭제

청구항 136

삭제

청구항 137

삭제

청구항 138

삭제

청구항 139

삭제

청구항 140

삭제

청구항 141

삭제

청구항 142

삭제

청구항 143

삭제

청구항 144

삭제

청구항 145

삭제

청구항 146

삭제

청구항 147

삭제

청구항 148

삭제

청구항 149

삭제

청구항 150

삭제

청구항 151

삭제

청구항 152

삭제

청구항 153

삭제

청구항 154

삭제

청구항 155

삭제

청구항 156

삭제

청구항 157

삭제

청구항 158

삭제

청구항 159

삭제

청구항 160

삭제

청구항 161

삭제

청구항 162

삭제

청구항 163

삭제

청구항 164

삭제

청구항 165

삭제

청구항 166

삭제

청구항 167

삭제

청구항 168

삭제

청구항 169

삭제

청구항 170

삭제

청구항 171

삭제

청구항 172

삭제

청구항 173

삭제

청구항 174

삭제

청구항 175

삭제

청구항 176

삭제

청구항 177

삭제

청구항 178

삭제

청구항 179

삭제

청구항 180

삭제

청구항 181

삭제

청구항 182

삭제

청구항 183

삭제

청구항 184

삭제

청구항 185

삭제

청구항 186

삭제

청구항 187

삭제

청구항 188

삭제

청구항 189

삭제

청구항 190

삭제

청구항 191

삭제

청구항 192

삭제

청구항 193

삭제

청구항 194

삭제

청구항 195

삭제

청구항 196

삭제

청구항 197

삭제

청구항 198

삭제

청구항 199

삭제

청구항 200

삭제

청구항 201

삭제

청구항 202

삭제

청구항 203

삭제

청구항 204

삭제

청구항 205

삭제

청구항 206

삭제

청구항 207

삭제

청구항 208

삭제

청구항 209

삭제

청구항 210

삭제

청구항 211

삭제

청구항 212

삭제

청구항 213

삭제

청구항 214

삭제

청구항 215

삭제

청구항 216

삭제

청구항 217

삭제

청구항 218

삭제

청구항 219

삭제

청구항 220

삭제

청구항 221

삭제

청구항 222

삭제

청구항 223

삭제

청구항 224

삭제

청구항 225

삭제

청구항 226

삭제

청구항 227

삭제

청구항 228

삭제

청구항 229

삭제

청구항 230

삭제

청구항 231

삭제

청구항 232

삭제

청구항 233

삭제

청구항 234

삭제

청구항 235

삭제

청구항 236

삭제

청구항 237

삭제

청구항 238

삭제

청구항 239

삭제

청구항 240

삭제

청구항 241

삭제

청구항 242

삭제

청구항 243

삭제

청구항 244

삭제

청구항 245

삭제

청구항 246

삭제

청구항 247

삭제

청구항 248

삭제

청구항 249

삭제

청구항 250

삭제

청구항 251

삭제

청구항 252

삭제

청구항 253

삭제

청구항 254

삭제

청구항 255

삭제

청구항 256

삭제

청구항 257

삭제

청구항 258

삭제

청구항 259

삭제

청구항 260

삭제

청구항 261

삭제

청구항 262

삭제

청구항 263

삭제

청구항 264

삭제

청구항 265

삭제

청구항 266

삭제

청구항 267

삭제

청구항 268

삭제

청구항 269

삭제

청구항 270

삭제

청구항 271

삭제

청구항 272

삭제

청구항 273

삭제

청구항 274

삭제

청구항 275

삭제

청구항 276

삭제

청구항 277

삭제

청구항 278

삭제

청구항 279

삭제

청구항 280

삭제

청구항 281

삭제

청구항 282

삭제

청구항 283

삭제

청구항 284

삭제

청구항 285

삭제

청구항 286

삭제

청구항 287

삭제

청구항 288

삭제

청구항 289

삭제

청구항 290

삭제

청구항 291

삭제

청구항 292

삭제

청구항 293

삭제

청구항 294

삭제

청구항 295

삭제

청구항 296

삭제

청구항 297

삭제

청구항 298

삭제

청구항 299

삭제

청구항 300

삭제

청구항 301

삭제

청구항 302

삭제

청구항 303

삭제

청구항 304

삭제

청구항 305

삭제

청구항 306

삭제

청구항 307

삭제

청구항 308

삭제

청구항 309

삭제

청구항 310

삭제

청구항 311

삭제

청구항 312

삭제

청구항 313

삭제

청구항 314

삭제

청구항 315

삭제

청구항 316

삭제

청구항 317

삭제

청구항 318

삭제

청구항 319

삭제

청구항 320

삭제

청구항 321

삭제

청구항 322

삭제

청구항 323

삭제

청구항 324

삭제

청구항 325

삭제

청구항 326

삭제

청구항 327

삭제

청구항 328

삭제

청구항 329

삭제

청구항 330

삭제

청구항 331

삭제

청구항 332

삭제

청구항 333

삭제

청구항 334

삭제

청구항 335

삭제

청구항 336

삭제

청구항 337

삭제

청구항 338

삭제

청구항 339

삭제

청구항 340

삭제

청구항 341

삭제

청구항 342

삭제

청구항 343

삭제

청구항 344

삭제

청구항 345

삭제

청구항 346

삭제

청구항 347

삭제

청구항 348

삭제

청구항 349

삭제

청구항 350

삭제

청구항 351

삭제

청구항 352

삭제

청구항 353

삭제

청구항 354

삭제

청구항 355

삭제

청구항 356

삭제

청구항 357

삭제

청구항 358

삭제

청구항 359

삭제

청구항 360

삭제

청구항 361

삭제

청구항 362

삭제

청구항 363

삭제

청구항 364

삭제

청구항 365

삭제

청구항 366

삭제

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 무선 에너지 전달에 관한 것이다. 무선 에너지 전달은 예를 들어, 독자적인 전기 또는 전자 디바이스에 전력을 공급하는 것과 같은 어플리케이션에 유용할 수 있다.

배경기술

[0002] (정보 전달에 매우 잘 작동하는) 무지향성 안테나(omni-directional antenna)의 방사 모드는 이러한 에너지 전달에는 적합하지 않은데, 왜냐하면 대량의 에너지가 자유 공간에서 낭비되기 때문이다. 레이저 또는 높은 지향성 안테나를 사용하는 지향성 방향 모드는 장거리에서도(전달 거리 $L_{\text{TRANS}} \gg L_{\text{DEV}}$, 단, L_{DEV} 는 장치 및/또는 소스의 특징적 크기이다) 에너지 전달에 효과적으로 사용될 수 있지만, 움직이는 물체의 경우에는 방해받지 않는 가시선(uninterruptible line-of-sight) 및 복잡한 추적 시스템이 있어야 한다. 일부의 전달 방식은 유도에 의존하지만, 통상적으로 매우 짧은 거리($L_{\text{TRANS}} \ll L_{\text{DEV}}$) 또는 저전력(~mW) 에너지 전달에 제한된다.

[0003] 수년 간의 독자적인 전자 장비의 급속한 개발(예를 들어, 랩톱, 셀-폰, 가정용 로봇들로 모두 화학 에너지 저장 장치를 필요로 한다)로 무선 에너지 전달에 대한 필요성이 증가되어 왔다.

발명의 상세한 설명

- [0004] 발명자들은 국지적인 미세한 필드 패턴을 가지는 공진 모드에 결합되어 있는 공진 물체들이 무선 비방사 에너지 전달에 이용될 수 있다는 것을 깨달았다. 공진 물체들은 다른 비공진 환경의 물체들과 약하게 상호작용하면서 결합하려는 경향이 있다. 통상적으로, 후술되는 기술을 이용하면, 커플링이 증가할수록 전달 효율성이 높아진다. 일부의 실시예에서, 이하의 기술을 이용하면, 에너지 전달율이 에너지 손실률보다 커질 수 있다. 따라서, 다른 비공진 물체로 소량의 에너지를 전달 및 소실하면서, 공진 물체들 간에 효과적인 무선 에너지 변환이 달성될 수 있다. 거의 무지향성이지만 고정식(비손실) 속성의 근접 필드(near field)에 의해 이 메커니즘이 이동 무선 수신기에 적절할 수 있다. 그러므로 다양한 실시예는, 장치(로봇, 차량, 컴퓨터 또는 이와 유사한 것)가 방 안에서 자유롭게 돌아다니는 동안, 예를 들어 공장의 방의 천장에 소스(유선의 네트워크에 연결된 것)를 배치하는 것을 포함한 다양한 가능성 있는 어플리케이션을 가진다. 다른 어플리케이션으로는, 전기-엔진 버스 및 /또는 하이브리드 자동차 및 의료 임플란트 장치를 위한 파워 서플라이가 있다.
- [0005] 일부의 예에서, 공진 모드는 공진 물체를 에워싸는 대부분의 에너지가 자계에 저장되는 소위 자기 공진인데, 즉 공진 물체의 외부에는 매우 작은 자계가 존재한다. (동물, 식물 및 사람을 포함한) 거의 대부분의 일상생활의 재료는 비자기이기 때문에, 자계와의 상호작용은 미미하다. 이것은 안전성면에 있어서나 외래 환경 물체와의 상호작용을 감소시키는 것 모두에 있어서 중요하다.
- [0006] 한 관점에서, 무선 에너지 전달에 사용하기 위한 장치에 대해 개시되며, 이 장치는, 거리 D에서 제2 공진기 구조체와 에너지를 비방사적으로 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체를 포함하며, 상기 거리 D는 상기 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크다. 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계된다. 일부의 실시예에서, D는 또한, 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 , 제1 공진기 구조체의 특성 폭, 및 제1 공진기 구조체의 특성 두께 중 하나 이상보다 더 크다. 상기 장치는 이하의 특징들 어느 하나 또는 조합을 포함할 수 있다.
- [0007] 일부의 실시예에서, 제1 공진기 구조체는 제2 공진기 구조체에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 제1 공진기 구조체는 제2 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 장치는 제2 공진기 구조체를 포함한다.
- [0008] 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , Q-인자 Q_1 , 및 공진 폭 Γ_1 을 가지며, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , Q-인자 Q_2 , 및 공진 폭 Γ_2 를 가지며, 상기 비방사 전달은 레이트 K를 가진다. 일부의 실시예에서, 상기 주파수 ω_1 및 ω_2 는 공진 폭 Γ_1 및 Γ_2 의 더 좁은 것에 관한 것이다. $Q_1 > 100$ 및 $Q_2 > 100$, $Q_1 > 200$ 및 $Q_2 > 200$, $Q_1 > 500$ 및 $Q_2 > 500$, $Q_1 > 1000$ 및 $Q_2 > 1000$ 이다. 일부의 실시예에서, $Q_1 > 200$ 또는 $Q_2 > 200$, $Q_1 > 500$ 또는 $Q_2 > 500$, $Q_1 > 1000$ 또는 $Q_2 > 1000$ 이다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 0.5$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 1$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 2$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 5$ 이다.
- [0009] 일부의 실시예에서, D/L_2 는 2만 큼 클 수 있고, 3만 큼 클 수 있고, 5만 큼 클 수 있고, 7만 큼 클 수 있고, 10만 큼 클 수 있다.
- [0010] 일부의 실시예에서, $Q_1 > 1000$, $Q_2 > 1000$ 이고, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 10$ 이다.
- [0011] 일부의 실시예에서, $Q_1 > 1000$, $Q_2 > 1000$ 이고, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 25$ 이다.
- [0012] 일부의 실시예에서, $Q_1 > 1000$, $Q_2 > 1000$ 이고, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 45$ 이다.
- [0013] 일부의 실시예에서, 상기 에너지 전달은 약 1%보다 큰, 약 10%보다 큰, 약 20%보다 큰, 약 30%보다 큰, 또는 약 80%보다 큰 효율성 η_o 으로 동작한다.

[0014] 일부의 실시예에서, 상기 에너지 전달은 약 10%보다 작은 방사 손실 n_{rad} 로 동작한다. 일부의 실시예에서, 손

실예에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.1$ 이다.

[0015] 일부의 실시예에서, 상기 에너지 전달은 약 1%보다 작은 방사 손실 n_{rad} 로 동작한다. 일부의 실시예에서, 손실

에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1$ 이다.

[0016] 일부의 실시예에서, 어느 공진 물체의 표면으로부터 3cm 이상 떨어진 거리에 사람이 존재하는 경우, 상기 에너지 전달은 약 1%보다 작은 사람에게 대한 손실 n_h 로 동작한다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비

$\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1$ 이다.

[0017] 일부의 실시예에서, 어느 공진 물체의 표면으로부터 10cm 이상 떨어진 거리에 사람이 존재하는 경우, 상기 에너지 전달은 약 0.2%보다 작은 사람에게 대한 손실 n_h 로 동작한다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비

$\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1$ 이다.

[0018] 일부의 실시예에서, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2 공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에서, 장치는 전원을 더 포함한다. 일부의 실시예에서, f 는 최적 효율성 주파수에 관한 것이다.

[0019] 일부의 실시예에서, f 는 약 50 GHz이거나, 약 1 GHz 이하이거나, 약 100 MHz 이하이거나, 약 10 MHz 이하이다. 일부의 실시예에서, f 는 약 1 MHz 이하이거나, 약 100 KHz 이하이거나, 또는 약 10 KHz 이하이다. 일부의 실시예에서, f 는 약 50 GHz 이상이거나, 약 1 GHz 이상이거나, 약 100 MHz 이상이거나, 약 10 MHz 이상이거나, 약 1 MHz 이상이거나, 약 100 KHz 이상이거나, 또는 약 10 KHz 이상이다.

[0020] 일부의 실시예에서, 동작 동안, 상기 공진기 구조체들 중 하나는 다른 공진기 구조체로부터 이용 가능한 전력 P_w 를 수신한다. 일부의 실시예에서, P_w 는 약 0.01 Watt보다 크거나, 0.1 Watt보다 크거나, 1 Watt보다 크거나, 또는 10 Watt보다 크다.

[0021] 일부의 실시예에서, $Q_k = \omega/2K$ 는 약 50보다 작거나, 약 200보다 작거나, 약 500보다 작거나, 또는 약 1000보다 작다.

[0022] 일부의 실시예에서, D/L_2 는 3만큼 크거나, 5만큼 크거나, 7만큼 크거나, 10만큼 크다. 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나는 커패시터가 탑재된 전도성 코일을 포함한다. 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 모두는 커패시터가 탑재된 전도성 코일을 포함한다. 일부의 실시예에서, 동작 동안, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나는 다른 공진기 구조체로부터 이용 가능한 P_w 를 수신하고, 상기 다른 공

진기 구조체에 에너지를 전달하는 공진기 구조체에는 전류 I_s 가 흐르며, 비 $\frac{I_s}{\sqrt{P_w}}$ 는 약 5 $Amps/\sqrt{Watts}$ 보

다 작거나 2 $Amps/\sqrt{Watts}$ 보다 작다. 일부의 실시예에서, 동작 동안, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나는 다른 공진기 구조체로부터 이용 가능한 P_w 를 수신하고, 상기 제1 공진기 구조체의 용량성 부하 양단에는

전압차 V_s 가 나타나며, 비 $\frac{V_s}{\sqrt{P_w}}$ 는 약 2000 $Volts/\sqrt{Watts}$ 보다 작거나 4000 $Volts/\sqrt{Watts}$ 보다 작다.

[0023] 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 모두는 커패시터가 탑재된 전도성 코일을 포함하고, $Q_1 > 200$ 및 $Q_2 > 200$ 이다. 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기 L_R 은 약 1cm보다 작고, 상기 물체의 전도성 코일의 폭은 약 1mm보다 작고, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2

공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 상기 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 14.9$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 3.2$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.2$, 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.4$ 이다.

[0024] 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기 L_R 은 약 10cm보다 작고, 상기 물체의 전도성 코일의 폭은 약 2mm보다 작고, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2 공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 상기 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에서, f 는 약 443 MHz이다. 일부의

실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 15.9$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 4.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.8$, 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.7$ 이다. 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기 L_R 은 약 30cm보다 작고, 상기 물체의 전도성 코일의 폭은 약 2cm보다 작고, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2 공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 상기 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에서, f 는 약 9 MHz이다.

일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 67.4$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 17.8$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 7.1$, 또는

$\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 2.7$ 이다. 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기 L_R 은 약 30cm보다 작고, 상기 물체의 전도성 코일의 폭은 약 2mm보다 작고, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2 공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 상기 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에서, f 는

약 17 MHz이다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 6.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.3$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq$

0.5 , 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.2$ 이다. 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기 L_R 은 약 1m보다 작고, 상기 물체의 전도성 코일의 폭은 약 2mm보다 작고, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2 공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 상기 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에

서, f 는 약 5 MHz이다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 6.8$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 1.8$,

$\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$, 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.2$ 이다. 일부의 실시예에서, D/L_R 은 약 3만큼 크거나, 5만큼 크거나, 약 7만큼 크거나 또는 약 10만큼 크다.

[0025] 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 모두는 전기 디스크를 포함한다. 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기는 L_R 이고, 상기 공진기 구조체의 유전

율 ϵ 의 실수부는 약 150보다 작다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 42.4$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}}$

≥ 6.5 , $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 2.3$, 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$ 이다. 일부의 실시예에서

[0026] 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기는 L_R 이고, 상기 공진기 구조체의

유전율 ϵ 의 실수부는 약 70보다 작다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 30.9$,

$\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 2.3$, 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} \geq 0.5$ 이다. 일부의 실시예에서, 상기 다른 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하는 공진기 구조체의 특성 크기는 L_R 이고, 상기 공진기 구조체의 유전율 ϵ 의 실수부는 약 65보다 작다.

[0027] 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나는 자기 공진 전도 와이어 코일을 포함한다. 일부

의 실시예에서 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 모두는 자기 공진 전도 와이어 코일을 포함한다.

[0028] 일부의 실시예에서, 상기 자기 공진 전도 와이어의 하나 이상은, 길이 l 이며, 단면 반경이 반경 r , 높이 h , 권선수 N 의 헬리컬 코어로 감긴 와이어를 포함한다. 일부의 실시예에서, $N = \sqrt{l^2 - h^2} / 2\pi r$ 이다.

[0029] 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 모두는 자기 공진 전도성 와이어 코일을 포함하고, $Q_1 > 200$ 및 $Q_2 > 200$ 이다.

[0030] 일부의 실시예에서, 각각의 공진 구조체에서, r 은 약 30cm이고, h 는 약 20cm이고, a 는 약 3mm이고, N 은 약 5.25이며, 동작 동안, 상기 제1 또는 제2 공진기 구조체에 결합된 전원은 주파수 f 로 상기 공진기 구조체를 구동한다. 일부의 실시예에서, f 는 10.6 MHz이다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 40$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 15$, $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 5$, 또는 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} \geq 1$ 이다. 일부의 실시예에서, D/L_R 은 약 2, 3, 5 또는 8만큼 크다.

[0031] 일부의 실시예에서, 장치는 제2 공진기 구조체에 전기적으로 결합되는 전기 또는 전자 디바이스를 더 포함하며, 상기 디바이스는 상기 제2 공진기 구조체로부터 에너지를 수신할 수 있다. 일부의 실시예에서, 디바이스는 로봇(예를 들어, 종래의 로봇 또는 나노 로봇), 이동성 전자 디바이스(예를 들어, 전화기, 또는 컴퓨터, 또는 랩톱 컴퓨터)를 포함한다. 일부의 실시예에서, 디바이스는 환자에 심어지도록 구성된 의료용 디바이스(예를 들어, 인공 장치, 또는 약을 전달하도록 구성된 임플란트)를 포함한다.

[0032] 일부의 실시예에서, 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 적어도 하나는, 유전체 디스크, 유전체 구, 금속 구, 금속유전체 광결정(metallodielectric photonic crystal)을 포함하는 공진 물체, 플라즈몬 재료(plasmonic material)를 포함하는 공진 물체, 커패시터가 탑재된 전도성 코일, 자기 공진 전도 와이어 코일 중 하나를 포함한다.

[0033] 일부의 실시예에서, 공진장은 전자기장이다. 일부의 실시예에서, 공진장은 음향이다. 일부의 실시예에서, 하나 이상의 공진장은 공진 구조체들 중 하나의 위스퍼링 갤러리 모드(whispering gallery mode)를 포함한다.

[0034] 일부의 실시예에서, 공진장은 주로 공진 물체의 외부 영역에서의 자기이다. 일부의 실시예에서, 가장 가까운 공진 물체로부터의 거리 p 에서, 평균 전기장 에너지 밀도 대 평균 자기장 에너지 밀도의 비는 0.01보다 작거나 또는 0.1보다 작다. 일부의 실시예에서, L_c 는 가장 가까운 공진 물체의 특성 크기이고 p/L_c 는 1.5, 3, 5, 7 및 10이다.

[0035] 일부의 실시예에서, 상기 공진기들 중 적어도 하나는 약 5000보다 크거나 또는 10000보다 큰 품질 요소를 가진다.

[0036] 상기 공진기들 중 적어도 하나는 약 10000보다 큰 품질 요소를 가진다.

[0037] 일부의 실시예에서, 장치는 또한 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상과 비방사적으로 에너지를 전달하도록 구성된 제3 공진기 구조체를 더 포함하며,

[0038] 상기 제3 공진기 구조체와 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상 사이의 비방사 에너지 전달은 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제3 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 중계된다.

[0039] 일부의 실시예에서, 상기 제3 공진기 구조체는 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다.

[0040] 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나 이상에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다.

[0041] 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 하나로부터 에너지를 수신하고 상기 제1 및 제2 공진기 구조체 중 다른 하나에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다.

[0042] 다른 관점에서, 무선 에너지 전달 방법에 대해 개시하며, 상기 방법은, 제1 공진기 구조체를 제공하는 단계; 및

거리 D를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달하는 단계를 포함하며, 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크다. 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계된다.

[0043] 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , Q-인자 Q_1 , 및 공진 폭 Γ_1 을 가지며, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , Q-인자 Q_2 , 및 공진 폭 Γ_2 를 가지며, 상기 비방사 전달은 레이트 K를 가진다. 일부의 실시예에서, 상기 주파수 ω_1 및 ω_2 는 공진 폭 Γ_1 및 Γ_2 의 더 좁은 것에 관한 것이다. 일부의

실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 이다.

[0044] 다른 관점에서, 장치에 대해 개시되며, 상기 장치는, 거리 D를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체를 포함하며, 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 W_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크다. 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계된다. 일부의 실시예에서, 제1 공진기 구조체는 제2 공진기 구조체에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 장치는 제2 공진기 구조체를 포함한다. 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , Q-인자 Q_1 , 및 공진 폭 Γ_1 을 가지며, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , Q-인자 Q_2 , 및 공진 폭 Γ_2 를 가지며, 상기 비방사 전달은 레이트 K를 가진다. 일부의 실시예에서, 상기 주파수 ω_1 및 ω_2 는

공진 폭 Γ_1 및 Γ_2 의 더 좁은 것에 관한 것이다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 이다.

[0045] 다른 관점에서, 무선 정보 전달에 사용하기 위한 장치에 대해 개시하며, 상기 장치는, 거리 D를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달함으로써 정보를 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체를 포함하며, 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 L_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크다. 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계된다.

[0046] 일부의 실시예에서, 제1 공진기 구조체는 제2 공진기 구조체에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 제1 공진기 구조체는 제2 공진기 구조체로부터 에너지를 수신하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 장치는 제2 공진기 구조체를 포함한다. 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , Q-인자 Q_1 , 및 공진 폭 Γ_1 을 가지며, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , Q-인자 Q_2 , 및 공진 폭 Γ_2 를 가지며, 상기 비방사 전달은 레이트 K를 가진다. 일부의 실시예에서, 상기 주파수 ω_1 및 ω_2 는 공진 폭 Γ_1

및 Γ_2 의 더 좁은 것에 관한 것이다. 일부의 실시예에서, 손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}} > 1$ 이다.

[0047] 다른 관점에서, 무선 에너지 전달에서 사용하기 위한 장치에 대해 개시하며, 상기 장치는, 거리 D를 두고 제2 공진기 구조체와 비방사적으로 에너지를 전달하도록 구성된 제1 공진기 구조체를 포함하며, 상기 거리 D는 제1 공진기 구조체의 특성 크기 T_1 보다 크고 제2 공진기 구조체의 특성 크기 L_2 보다 크다. 상기 비방사 에너지 전달은 상기 제1 공진기 구조체의 공진장 소산 테일(resonant field evanescent tail)과 상기 제2 공진기 구조체의 공진장 소산 테일과의 커플링에 의해 증계된다. 일부의 실시예에서, 제1 공진기 구조체는 제2 공진기 구조체에 에너지를 전달하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 장치는 제2 공진기 구조체를 포함한다. 일부의 실시예에서, 상기 제1 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_1 , Q-인자 Q_1 , 및 공진 폭 Γ_1 을 가지며, 상기 제2 공진기 구조체는 공진 주파수 ω_2 , Q-인자 Q_2 , 및 공진 폭 Γ_2 를 가지며, 상기 비방사 전달은 레이트 K를 가진다. 일부의 실시예에서, 상기 주파수 ω_1 및 ω_2 는 공진 폭 Γ_1 및 Γ_2 의 더 좁은 것에 관한 것이다. 일부의 실시예에서,

손실에 대한 커플링의 비 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} > 1$ 이다.

- [0048] 일부의 실시예는 동작 동안, 하나 이상의 상기 공진 물체의 공진 주파수를 유지하기 위한 피드백 메커니즘을 포함한다. 일부의 실시예에서, 상기 피드백 메커니즘은 고정 주파수를 가진 오실레이터를 포함하고, 하나 이상의 상기 공진 물체의 공진 주파수를 상기 고정 주파수와 거의 같아지도록 조정하도록 구성되어 있다. 일부의 실시예에서, 상기 피드백 메커니즘은 상기 에너지 전달의 효율성을 모니터링하고, 상기 효율성을 최대화하도록 하나 이상의 상기 공진 물체의 고정 주파수를 조정하도록 구성되어 있다.
- [0049] 물체의 특성 크기는 전체 물체 주위에 맞추어질 수 있는 가장 작은 구의 반경과 동등하다는 것을 유념해야 한다. 물체의 특성 폭은 물체가 통과할 수 있는 가능한 가장 작은 원형의 반경이고, 이를 통해 직선으로 이동한다. 예를 들어, 원통형 물체의 특성 폭은 원통의 반경이다. 물체의 특성 두께는, 어떤 임의의 구성에서 평평한 표면 상에 위치할 때, 평평한 표면 위의 물체의 가장 높은 포인트의 가능한 가장 작은 높이이다.
- [0050] 두 개의 공진 물체 사이의 에너지 전달이 일어나는 거리 D는 각각의 물체의 전체 주위에 맞추어질 수 있는 가장 작은 구들의 각각의 중심 사이의 거리이다. 그렇지만, 사람과 공진 물체 간의 거리를 고려할 때, 거리는 사람의 외부 표면으로부터 구의 외부 표면까지 측정될 수 있다.
- [0051] 상세히 후술되는 바와 같이, 비방사 에너지 전달은, 국지성 근거리장(localized near field)을 통해 주로 유효화되고, 많아야, 이차적으로, 장의 방사 부분을 통해 유효화된 에너지 전달을 일컫는다.
- [0052] 공진 물체의 소산 테일은, 물체에서 국지화된 공진장의 느리게 저하되는 비방사 부분임을 이해해야 한다. 이러한 저하는, 예를 들어 지수함수적 저하 또는 거듭제곱 법칙 저하를 포함한, 임의의 함수 형태를 취할 수 있다.
- [0053] 무선 에너지 전달 시스템의 최적의 유효성 주파수는 성능 지수 $\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}}$ 가 최대인 주파수이고, 모든 다른 요소는 일정하게 유지된다.
- [0054] 공진 폭(Γ)은 물체의 고유 손실(intrinsic loss)(예를 들어, 흡수, 방사 등에 따른 손실 등)로 인한 물체의 공진의 폭을 일컫는다.
- [0055] Q-인자는 발진하는 시스템의 진폭의 저하에 대한 시정수와 그 발진 주기를 비교하는 인자임을 이해해야 한다. 주파수 ω 및 공진 폭 Γ 을 가진 주어진 공진기 모드에 있어서, Q-인자는 $Q = \omega/2\Gamma$ 이다.
- [0056] $Q_K = \omega/2K$ 임을 이해해야 한다.
- [0057] 비방사 에너지 전달 레이트 K는 하나의 공진기로부터 다른 공진기로의 에너지 전달의 레이트를 일컫는다. 후술되는 결합 모드 설명에서는, 이것은 공진기들 사이의 커플링 상수이다.
- [0058] 달리 정의되지 않은 경우, 여기에서 사용된 모든 기술적 그리고 과학적 용어는 본 발명이 속하는 기술분야의 당업자에 의해 공통적으로 이해되는 것과 같은 의미를 갖는다. 공보, 특허출원, 특허, 및 참고로 여기에 병합되어 언급된 그외 참고문헌과 상충하는 경우, 정의를 포함하는 본 명세서가 우선이다.
- [0059] 다양한 실시예는 전술한 특징들 중 임의의 포함하거나, 단독이거나 또는 조합을 포함할 수 있다. 본 발명의 다른 특징, 목적, 및 이점은 이하의 상세한 설명으로부터 분명하게 될 것이다.

실시예

- [0075] 도 1은 두 개의 공진 물체 사이를 에너지가 무선으로 전달되는, 본 발명의 일실시예를 일반적으로 설명하는 개략도이다.
- [0076] 도 1을 참조하면, 거리를 D를 거쳐, 특징 크기 L_1 을 가지는 공진 소스와 특징 크기 L_2 를 가진 공진 디바이스 물체 사이에 에너지가 전달된다. 양측의 물체는 공진 물체이다. 소스 물체는 파워 서플라이(도시되지 않음)에 연결되어 있고, 디바이스 물체는 전원 소비 디바이스(예를 들어, 부하 레지스터, 도시되지 않음)에 연결되어 있다. 에너지는 파워 서플라이에 의해 소스 물체로 제공되고, 소스 물체로부터 디바이스 물체로 무선으로 그리고 비방사적으로 전달된 다음 전원 소비 디바이스에 의해 소모된다. 무선 비방사 에너지 전달은 두 개의 공진 물체의 시스템의 장(예를 들어, 전자기장 또는 음향장)을 이용하여 수행된다. 간략화를 위해, 이하에서는 장은 전자기장인 것으로 가정한다.

[0077] 두 개의 공진 물체가 도 1의 실시예에 도시되어 있지만, 많은 이하의 예에서, 다른 실시예들은 3개 이상의 공진 물체를 특징으로 할 수 있다는 점을 이해해야 한다. 예를 들어, 일부의 실시예에서는, 단일의 소스 물체가 복수의 디바이스 물체에 에너지를 전달할 수 있다. 일부의 실시예에서, 에너지는 제1 디바이스로부터 제2 디바이스로 전달될 수 있으며, 그런 다음 제2 디바이스로부터 제3 디바이스 등으로 전달될 수 있다.

[0078] 먼저, 비방사 무선 에너지 전달에 대한 이론적 체계를 제공한다. 그렇지만, 본 개시의 범주는 이론으로 경계가 이루어지는 것이 아님을 이해하는 것이 중요하다.

[0079] **결합 모드 이론(Coupled Mode Theory)**

[0080] 두 개의 공진 물체(1 및 2) 간의 공진 에너지-교환을 모델화하는 적절한 분석적 체계는 "결합 모드 이론"(CMT)이다. 예를 들어, Haus, H.A. "Waves and Fields in Optoelectronics"(Prentice-Hall, New Jersey, 1984)를 참조하라. 두 개의 공진 물체(1 및 2)의 시스템의 장은 $\mathbf{F}(\mathbf{r},t) \approx a_1(t)\mathbf{F}_1(\mathbf{r}) + a_2(t)\mathbf{F}_2(\mathbf{r})$ 에 의해 근사되고,

$\mathbf{F}_{1,2}(\mathbf{r})$ 은 단일의 에너지로 단독으로 정규화된, 1 및 2의 고유 모드이고, 장 진폭(field amplitude) $a_{1,2}(t)$

는, $|a_{1,2}(t)|^2$ 이 물체(1 및 2)의 내부에 각각 저장된 에너지와 동일하게 되도록 정의된다. 그런 다음, 장 진폭은 가장 낮은 순서로, 만족되도록 보여질 수 있다:

수학식 1

$$\frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1 + i\kappa a_2$$

$$\frac{da_2}{dt} = -i(\omega_2 - i\Gamma_2)a_2 + i\kappa a_1$$

[0081]

[0082] 여기서, $\omega_{1,2}$ 는 고유 모드의 개개의 고유 주파수이고, $\Gamma_{1,2}$ 는 물체 고유의 (intrinsic)(흡수, 방사 등) 손실로 인한 공진 폭이고, κ 는 커플링 계수이다. 수학식(1)은 정확한 공진($\omega_1 = \omega_2$ 및 $\Gamma_1 = \Gamma_2$)에서, 결합 시스템의 고유 모드가 2κ 에 의해 분할되고; 두 물체 간의 에너지 교환이 π/κ 에 맞춰 일어나며, 거의 완벽한 부분적 손실이며, 커플링 레이트가 모든 손실률($\kappa \gg \Gamma_{1,2}$)보다 훨씬 더 빠를 때 최소화이다. 손실에 대한 커플링의 비 $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2}$ 는 이 비율이 달성될 수 있는 거리와 함께, 무선 에너지 전달에 사용된 시스템을 평가하는 데 있어서 성능지수(figure-of-merit)의 역할을 한다. 레짐(regime) $\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} \gg 1$ 은 "강한 커플링(strong-coupling)" 레짐이라 한다.

[0083] 일부의 실시예에서, 에너지 전달 어플리케이션은 바람직하게, 저(느린) 고유 손실률 Γ 에 대응하는, 고 $Q = \omega/2\Gamma$ 의 공진 모드를 사용한다. 이 조건은, 손실 방사 원거리 장(lossy radiative far-field)이 아닌 소산(비손실) 고정 근거리 장(evanescent(non-lossy) near-field)을 사용하여 커플링이 실현되는 경우 만족될 수 있다.

[0084] 에너지 전달 방식을 구현하기 위해서는, 일반적으로 유한 물체, 즉 지세학으로(topologically) 모든 곳이 공기로 에워싸인 것들이 더욱 적절하다. 불행히도, 유한 범위의 물체는, 자유 공간에서의 맥스웰 방정식으로부터

공기 중에서 사방으로 지수함수적으로 저하되는 전자기 상태를 지원할 수 없다: $\vec{k}^2 = \omega^2/c^2$, 단 \vec{k} 는 파동

벡터, ω 는 주파수, c 는 광속. 이 때문에, 무한 Q 의 상태를 지원할 수 없다는 것을 알 수 있다. 그렇지만, 매우 오랜 기간 생존하는(very long-lived)(소위 "고-Q") 상태가 발견될 수 있는데, 이것의 테일은 발진(방사)을 턴(turn) 하기 전에 충분히 먼 거리에 걸쳐 공진 물체로부터 멀어지는 필요한 지수함수 또는 지수함수형 저하를 보인다. 장 거동(field behavior)에서의 이러한 변화가 일어나는 경우, 한계 표면을 "방사 화선(radiation caustic)"이라 하고, 먼거리/방사 장이 아닌 근거리 장에 기초한 무선 에너지 전달 방식에 있어서, 결합된 물체들 간의 거리는 하나의 물체가 다른 물체의 방사 화선 내에 있도록 되어야만 한다.

[0085] 또한, 일부의 실시예에서, 강한(즉, 빠른) 커플링 레이트 κ 에 대응하는 작은 $Q_\kappa = \omega/2\kappa$ 는 물체들의 특성 크기보다 먼 거리에서 바람직하다. 그러므로 유한 크기의 물체를 에워싸는 영역에 대한 근거리 장의 범위는 통상적

으로 파장에 의해 설정되고, 일부의 실시예에서, 이 중간 범위의 비방사 커플링은 서브파장 크기의 공진 물체를 사용하여 달성되며, 이에 따라 상당히 긴 소산 장-테일이 생긴다. 나중의 예에서 알 수 있는 바와 같이, 이러한 서브파장 공진은 종종 고 Q로 달성될 수 있으며, 이에 따라 이것은 통상적으로, 가능한-이동성 공진 디바이스-물체에 대한 적절한 선택이 될 것이다. 그렇지만, 일부의 실시예에서, 공진 소스-물체는 비이동성일 것이고 이에 따라 그 허용된 기하학 및 크기에 있어서 덜 제한적이며, 이에 따라 이것은 근거리 장 범위가 파장에 의해 제한되지 않은 정도로 충분히 크게 될 수 있다. 유전체 파장과 같은, 거의 무한적인 범위의 물체는 소산 테일이 천천히 컷오프에 가까워지게 된 되면, 물체로부터 멀어지는 방향으로 지수함수적으로 저하되는 가이드 모드(guided mode)를 지원할 수 있고, 거의 무한 Q를 가질 수 있게 된다.

[0086] 이하에서는, 전술한 유형의 에너지 전달에 적절한 몇 가지의 시스템에 대해 설명한다. CMT 파라미터 $\omega_{1,2}$, $Q_{1,2}$

및 Q_κ 를 계산하는 방법 및 원하는 성장 지수 $\kappa / \sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2} = \sqrt{Q_1 Q_2} / Q_\kappa$ 를 생성하기 위해 특정의 실시예에서 이러한 파라미터를 선택하는 방법을 증명할 것이다. 또한, 후술되는 바와 같이, $Q_{1,2}$ 는 때때로 고유 손실 메커니즘이 아닌 외부 섭동(external perturbation)으로 인해 제한될 수 있다. 이러한 경우에 있어서, 바람직한 성장 지수를 생성하는 것은 Q_κ 가 감소하도록 변환시킨다. 따라서, 특정한 실시예에 있어서는, Q_κ 를 감소하는 방법을 증명할 것이다.

[0087] 자기-공진 전도-와이어 코일

[0088] 일부의 예에서, 하나 이상의 공진 물체는 자기-공진 전도 와이어 루프이다. 도 2를 참조하면, 길이가 l 이고 단

면 반경이 a 인 전도 와이어가, 공기로 에워싸인, 반경 r 및 높이 h (즉 $N = \sqrt{l^2 - h^2} / 2\pi r$ 권선수)인 헬리컬 코일(루프)에 감겨 있다. 후술되는 바와 같이, 이 와이어는 분포 인덕턴스 및 분포 커패시턴스를 가지며, 그러므로 주파수 ω 의 공진 모드를 지원한다. 우리가 아는 바에 따르면, 문헌에 있어서 유한 나선(finite helix)의 장에 대한 정확한 해결책은 없고, 무한히 긴 코일의 경우에서조차도, 해결책은 실제의 시스템에 적절하지 않은 가정에 따른다. 예를 들어, S. Sensiper, "Electromagnetic wave propagation on helical conductors" PhD Thesis, Massachusetts Institute of Technology, 1951을 참조하라.

[0089] 공진의 속성은, 코일 양단의 전하 분포 $\rho(x)$ 로 인한, 코일의 커패시턴스 내의 전기장으로부터, 와이어에서의 전류 분포 $j(x)$ 로 인한, 자유 공간에서의 자기장으로서, 에너지의 주기적 교환에 있다. 특히, 전하 보존 식 $\nabla \cdot j = i\omega\rho$ 는 (1) 이 주기적 변화는 전류와 전하 밀도 프로파일 간의 $\pi/2$ 위상 시프트에 의해 달성되고, 코일 내에 포함되는 에너지 U 는 전류로 인한 완벽하게 제시간의 소정의 포인트 및 전하로 인한 완벽하게 제시간의 다른 포인트에 있으며, (2) $I(x)$ 가 와이어에서의 선형 전류 밀도이면, 여기서 x 는 와이어를 따라 진행하고,

$I_0 = \max\{|I(x)|\}$ 는 선형 전류 분포의 포지티브 최대 값이고 $q_0 = \frac{1}{2} \int dx |\rho(x)|$ 는 코일의 한 쪽에 축적된 양의 전하의 최대량이고(동일한 양의 음의 전하는 시스템이 중립을 지킬 수 있도록 항상 다른 쪽에 축적되어 있다), $I_0 = \omega q_0$ 임을 의미한다. 그런 다음, 그 공진 모드 내부의 에너지 U 의 양을 통해 코일의 유효한 전체 인덕턴스 L 및 유효한 전체 커패시턴스 C 를 정의할 수 있다:

수학식 2

[0090]
$$U \equiv \frac{1}{2} I_0^2 L \Rightarrow L = \frac{\mu_0}{4\pi I_0^2} \iint dx dx' \frac{\mathbf{j}(x) \cdot \mathbf{j}(x')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|}$$

수학식 3

[0091]
$$U \equiv \frac{1}{2} q_0^2 \frac{1}{C} \Rightarrow \frac{1}{C} = \frac{1}{4\pi \epsilon_0 q_0^2} \iint dx dx' \frac{\rho(x) \cdot \rho(x')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|}$$

[0092] 여기서, μ_0 및 ϵ_0 는 자유 공간의 자기 유전율 및 전기 유전율이다. 이러한 정의에 따라, 공진 주파수 및 유효

임피던스는 공통 식 $\omega = 1/\sqrt{LC}$ 및 $Z = \sqrt{L/C}$ 에 의해 각각 주어질 수 있다.

[0093] 이 공진 시스템에서의 손실은 와이어 내부의 오믹(재료 흡수) 손실 및 자유 공간으로의 방사 손실로 이루어진다. 흡수된 또는 방사된 전력(power)의 양으로부터 각각 전체 흡수 저항 R_{abs} 및 전체 방사 저항 R_{rad} 를 다시 정의할 수 있다:

수학식 4

$$P_{abs} \equiv \frac{1}{2} I_o^2 R_{abs} \Rightarrow R_{abs} = \zeta_c \frac{l}{2\pi a} \cdot \frac{I_{rms}^2}{I_o^2}$$

[0094]

수학식 5

$$P_{rad} \equiv \frac{1}{2} I_o^2 R_{rad} \Rightarrow R_{rad} = \zeta_o \frac{\pi}{6} \left(\frac{\omega r}{c} \right)^4 N^2 \cdot \frac{I_{rms}^2}{I_o^2}$$

[0095]

[0096] 여기서 $c = 1/\sqrt{\mu_o \epsilon_o}$ 및 $\zeta_o = \sqrt{\mu_o / \epsilon_o}$ 는 자유 공간에서의 광속도 및 광 임피던스이고, 임피던스

ζ_c 는 도체의 전도율 σ 을 가진 $\zeta_c = 1/\sigma\delta = \sqrt{\mu_o \omega / 2\sigma}$ 이고 δ 는 주파수 ω 의 스킨 깊이(skin

depth)이고 $I_{rms}^2 = \frac{1}{l} \int dx |I(x)|^2$ 이다. 방사 저항 수학식(5)에 있어서, 준정적 레짐(quasi-static

regime)($r \ll \lambda = 2\pi c / \omega$)에서의 동작에 대한 가정이 사용되어 왔고, 이것은 서브파장의 공진의 원하는 레짐이며, 그 결과는 N 정수에 대해서만 유지된다. 이러한 정의에 따라, 공진의 흡수 및 방사 품질 인자는 $Q^{abs} = \omega L/R_{abs}$ 및 $Q^{rad} = \omega L/R_{rad}$ 에 의해 각각 주어진다.

[0097] 수학식(2) 내지 수학식(5)로부터, 공진 파라미터를 결정하기 위해 단순히 공진 코일에서의 전류 분포 j를 알 필요가 있다. 전도-와이어 코일의 공진 전자기 고유 모드의 전류 분포를 대충 알기 위해 맥스웰 방정식을 푸는 것이 예를 들어 표준 LC 회로에서보다 더 많이 필요로 하여, 정확한 풀이를 어렵게 한다. 원리적으로 정교한 전송-라인형 모델을 쓸 수 있으며, 억지 기법(brute force)으로 그것을 푼다. 대신, (후술되는 바와 같이) 실험에 따라 양호한 동의(~5%)에 속하는 모델을 제공한다. 각각의 코일을 형성하는 도체의 유한 범위가, 전류가 코일의 양단부에서 제로로 되어야 하는 경계 조건(boundary condition)을 부과하는 것을 관찰하면, 전류는 와이어에 남아 있을 수 없기 때문에, 각각의 코일의 공진 모드는 전도 와이어의 길이를 따라 사인파형 전류 프로파일에 의해 잘 근사될 것임을 가정한다. 가장 낮은 모드에 관심을 갖게 될 것이고, 그래서 도체를 따라 x 좌표

로 표시하면, -1/2로부터 +1/2로 진행하고, 그런 다음 전류 진폭 프로파일은 $I(x) = I_o \cos(\pi x / l)$ 형태를 가질 것이며, 단 전류는 특정한 x에 대한 와이어 환경 및 $a \ll r$ 이 제공된 가치 있는 가정(valid assumption)

을 따라 상당히 변하지 않는 것으로 가정하였다. 선형 전하 밀도 프로파일은 $\rho(x) = \rho_o \sin(\pi x / l)$ 의 형태

로 되어야만 하고 이에 따라 $q_o = \int_0^{l/2} dx \rho_o |\sin(\pi x / l)| = \rho_o l / \pi$ 이어야 하는 전하에 대한 연속성 방정식을

즉시 따른다. 이러한 사인파형 프로파일을 사용하여, 정수를 대입하여 수학식(2) 및 수학식(3)을 계산함으로써 코일의 소위 "자기-인덕턴스" L_s 및 "사인-커패시턴스" C_s 을 알게 되고; 관련 주파수 및 유효 임피던스는 각각

ω_s 및 Z_s 이다. "자기-저항" R_s 는 $I_{rms}^2 = \frac{1}{l} \int_{-l/2}^{l/2} dx |I_o \cos(\pi x / l)|^2 = \frac{1}{2} I_o^2$ 를 사용하여 수학식(4) 및 수학식

(5)에 의해 분석적으로 주어지고, 이에 따라 관련 Q_s 인자가 계산될 수 있다.

[0098] $\lambda_s/r \geq 70$ 의 서브파장 모드를 가진 (즉, 근거리 장 커플링에 매우 적절하고 준정적 한계 내에 잘 있는) 공진 코일의 두 개의 특정한 실시예에 대한 결과가 표 1에 제공되어 있다. 서브파장 코일 공진 모드의 두 개의 서로 다른 경우에 있어서, 파장 및 흡수, 방사 및 저체 손실률에 대해 수치적 결과가 나와 있다.

[0099] 재료를 전도시키기 위해 구리($\sigma = 5.998 \cdot 10^{-7} \text{ S/m}$)를 사용하였다는 것에 유념하라. 마이크로파 주파수에 서의 예상 품질 인자가 $Q_s^{abs} \geq 1000$ 및 $Q_s^{rad} \geq 5000$ 임을 알 수 있다.

표 1

단일 코일	λ_s/r	Q_s^{rad}	Q_s^{abs}	$Q = \omega/\mathcal{F}_s$
$r=30\text{cm}, h=20\text{cm}, a=1\text{cm}, N=4$	74.7	5819	8170	3399
$r=10\text{cm}, h=3\text{cm}, a=2\text{mm}, N=6$	140	49470	3968	3673

[0100]

[0101] 도 3을 참조하면, 일부의 실시예에서, 두 개의 자기 공진 전도-와이어 코일 간에 에너지가 전달된다. 서로 다른 공진 전도-와이어 코일을, 그 중심 간의 거리 D 에서, 결합시키는 데 자기장이 사용된다. 일반적으로, 자기 커플링을 위한 전기 커플링의 제한은 $h < r$ 에 있어서 코일에 대한 고려 하에 시스템에서 달성될 수 있다. 그런 다음, 전류 분포를 정의하면,

[0102] 두 개의 코일(1, 2)에 대한 전류 분포, 피크 전류 및 인덕턴스를 각각, 단일 코일 경우에 대한 $j(x)$, I_0 및 L 와 유사하고 이에 따라 잘 정의되는 $j_{1,2}$, $I_{1,2}$ 및 $L_{1,2}$ 로서 정의하면, 전체 에너지를 통해 이것들의 상호 인덕턴스를 정의할 수 있다:

수학식 6

$$U \equiv \frac{1}{2}I_1^2L_1 + \frac{1}{2}I_2^2L_2 + \frac{1}{2}M(I_1^*I_2 + I_2^*I_1) \Rightarrow M = \frac{\mu_0}{4\pi I_1I_2} \iint d\mathbf{x}d\mathbf{x}' \frac{\mathbf{j}_1(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{j}_2(\mathbf{x}')}{|\mathbf{x} - \mathbf{x}'|}$$

[0103]

[0104] 여기서, 적분 내부의 $\sim \exp(i\omega D/c)$ 의 감속도 인자(retardation factor)는 관심의 대상이 되는 준정적 레짐 $D \ll \lambda$ 에서 무시되어 왔고, 각각의 코일은 다른 코일의 근거리 장 내에 있다. 이 정의에 따르면, 그리고 전기 커플링이 존재하지 않는 것으로 주어지면, 커플링 계수는 $\kappa = \omega M / 2\sqrt{L_1L_2} \Leftrightarrow Q_\kappa = \sqrt{L_1L_2} / M$ 에 의해 주어진다.

[0105] 그러므로 두 개의 자기-공진 코일 간의 커플링 계수를 계산하기 위해, 전류의 프로파일이 다시 필요하고, 그 가 정된 사인파형 전류 프로파일을 다시 사용함으로써, 두 개의 자기-공진 코일 간의 상호 인덕턴스 M_s 를, 코일 중심 간의 거리 D 에서, 수학식(6)으로부터 수치적으로 계산하고, 따라서 $Q_{\kappa,s}$ 도 결정된다.

표 2

코일 쌍	D/r	Q = ω/Γ	Q _c = ω/2κ	κ/Γ
r=30cm, h=20cm, a=1cm, N=4 λ/r ≈ 75 Q _s ^{res} ≈ 5170, Q _s ^{rad} ≈ 5319	3	3399	49.2	69.1
	5	3399	188.1	18.1
	7	3399	470.5	7.2
	10	3399	1225.6	2.8
5.6r=10cm, h=3cm, a=2mm, N=6 λ/r ≈ 140 Q _s ^{res} ≈ 3963, Q _s ^{rad} ≈ 49470	3	3673	65.1	56.4
	5	3673	253.4	14.5
	7	3673	656.2	5.6
	10	3673	1837	2.0

[0106]

[0107]

도 2를 참조하면, 코일 쌍 또는 동일한 자기 공진 코일을 특징짓는 예시적 실시예들에 대해 고나런 파라미터들이 나타나 있다. 두 개의 정상 모드에의 평균 과장 및 손실률에 대해 수치적 결과가 제공되어 있고(개별의 값은 도시되어 있지 않음) 또한 표 1에 제공된 두 모드의 경우에 있어서, 커플링 레이트 및 성능 지수가 커플링 거리 D의 함수로서 나타나 있다. 중간 거리 D/r = 10 - 3에 있어서 예상 커플링-대-손실 비율은 범위 κ/Γ ~ 2 - 70 에 있다.

[0108]

커패시터가 탑재된 전도-와이어 코일

[0109]

일부의 실시예에서, 하나 이상의 공진 물체는 커패시터가 탑재된 전도-와이어 코일이다. 도 4를 참조하면, 전술한 바와 같이 N개의 권선수의 전도 와이어를 가진 헬리컬 코일은, 유전체의 상대 유전율 ε 을 통해 거리 d만큼 떨어져 있고 모든 것이 공기로 에워싸인(도시된 바와 같이, N=0 및 h=0) 영역 A에서, 한 쌍의 평행한 전도 플레이트에 연결되어 있다. 플레이트는 커패시턴스 C_p=ε₀εA/d를 가지며, 이것은 코일의 분포 커패시턴스에 부가되고 따라서 그 공진을 변형시킨다. 그렇지만, 탑재 커패시터의 존재는 와이어 내부의 전류 분포를 상당히 변형시키고 따라서 코일의 전체 유효 인덕턴스 L 및 전체 유효 커패시턴스 C는 각각 L_s 및 C_s와 다르며, 이것은 사인파형 전류 프로파일(sinusoidal current coil)을 사용하여 동일한 기하학의 자기-공진 코일에 대해 계산된다. 외부 탑재 커패시터의 플레이트에 일부의 전하가 축적되기 때문에, 와이어 내부의 전하 분포 ρ는 감소되며, 따라서 C<C_s이고, 따라서 전하 보존 식으로부터, 전류 분포 j는 평평하게 되고, 따라서 L>L_s이다. 이러한

시스템에 대한 공진 주파수는, C_p → 0 일 때, ω = 1/√L(C + C_p) < ω_s = 1/√L_sC_{s}, 및 I(x) → I₀ cos(πx/l) ⇒, C → C_s ⇒ ω → ω_{s}이다.}}

[0110]

일반적으로, 이러한 시스템에서는 원하는 CMT 파라미터를 발견할 수는 있지만, 매우 복잡한 맥스웰 방정식의 해를 필요로 한다. 대신, 특별한 경우만을 분석할 것이므로, 전류 분포에 대한 합리적인 생각을 할 수 있다.

C_p ≫ C_s > C 일 때, ω ≈ 1/√LC_{p} ≪ ω_{s} 및 Z ≈ √L/C_{p} ≪ Z_{s}이며, 모든 전하는 탑재 커패시터의 플레이트 위에 있고 따라서 전류 분포가 와이어를 따라 일정하다. 이에 의해 수학식(2)로부터 L을 수치적으로 계산할 수 있다. h=0 및 N 정수인 경우, 수학식(2)에서의 적분은, 공식}}}}

L = μ₀r [ln(8r/a) - 2] N^{2} 이 주어진 경우, 실제로 분석적으로 계산될 수 있다. I_{rms}=I_{0}이므로, 명시적 분석 공식이 수학식(4) 및 수학식(5)로부터 R에 대해 다시 이용 가능하며, 따라서 Q도 결정될 수 있다. 계}}

산 말미에, 조건 C_p ≫ C_{s} ⇔ ω ≪ ω_{s}가 만족되는 것을 검사함으로써, 정전류 프로파일의 가정에 대한 유용성이 확인된다. 이 조건을 만족시키기 위해, 대용량의 외부 커패시턴스를 사용할 수도 있지만, 이것은 통상적으로 동작 주파수를 최적의 주파수보다 낮게 시프트시킬 것이므로, 단시간에 결정할 것이며; 대신, 통상적인 실시예에서, 실제로 유지되는, 고려 중인 코일의 타입에 있어서, 종종 매우 작은 자기-커패시턴스 C_{s}를 가지는 코일로 시작하는 것을 선호하므로, N=1일 때, 자기-커패시턴스는 단일의 권선을 가로지르는 전하 분포로부터 나오고, 이것은 거의 항상 작으며, 또는 N>1 및 h≫Na일 때, 주요한 자기-커패시턴스는 인접하는 권선수를}}}

가로지르는 전하 분포로부터 나오며, 인접하는 권선수 사이의 분리(separation)가 크면 이 자기 커패시턴스는 매우 작다.

[0111] 외부 탑재 커패시턴스 C_p 는 (예를 들어 A 또는 d를 동조시킴으로써) 공진 주파수를 동조시키는 자유도(freedom)를 제공한다. 이때, 분석 공식을 가지는 특정하고 단순한 경우 $h=0$ 에 있어서, 전체 $Q = \omega L / (R_{abs} + R_{rad})$ 는 다음의 최적의 주파수에서 가장 높게 될 것이고,

수학식 7

$$\omega^* = \left[\frac{c^4}{\pi} \frac{\sqrt{\epsilon_0}}{\sqrt{2\sigma}} \cdot \frac{1}{aNr^3} \right]^{2/7}$$

[0112]

[0113] 다음 값에 도달한다.

수학식 8

$$Q^* = \frac{6}{7\pi} \left(2\pi^2 \eta_0 \frac{\sigma a^2 N^2}{r} \right)^{3/7} \cdot \left[\ln \left(\frac{8r}{a} \right) - 2 \right]$$

[0114]

[0115] 낮은 주파수에서 옴 손실이 우위를 차지하고 높은 주파수에서는 방사가 우위를 차지한다. 그렇지만, 이러한 공식들은 $\omega \ll \omega_s$ 인 이상 정확하며, 전술한 바와 같이, 이것은 $N=1$ 일 때 거의 항상 유지되며, $h=0$ 는 통상적으로 큰 자기-커패시턴스를 의미하기 때문에, $N>1$ 일 때는 통상적으로 덜 정확하다. 자기-커패시턴스가 외부 커패시턴스와 비교하여 감소될 필요가 있을 때, 큰 h 를 가지는 코일이 사용될 수 있지만, L 및 ω^* , Q^* 에 대한 공식도 또한 덜 정확하다. 유사한 정성 거동(qualitative behavior)이 기대되지는 않지만, 이러한 경우에는 정성 예측을 하기 위해서는 더욱 복잡한 이론적 모델이 필요하다.

[0116] 최적의 주파수 수학식(7)에서 $N=1$ 및 $h=0$ 인 코일의 (즉, 근거리 장 커플링에 매우 적절하고 준정적 한계 내에 잘 맞는) $\lambda/r \geq 70$ 의 서브파장 모드의 두 실시예에 대한 위의 분석 결과가 표 3에 제공되어 있다. 정전류 가정(constant-current assumption)의 유효성 및 결과 분석 공식을 확인하기 위해, 다른 완전하게 독립적인 방식을 이용하여 모드-풀이 계산(mode-solving calculation)도 수행된다: 계산 3D 유한-요소 주파수-도메인(finite-element frequency-domain; FEFD) 시뮬레이션(이것은 공간 이산화(spatial discretization)를 위해 별도로 주파수 도메인에서 맥스웰 방정식을 정확하게 푸는 데, 예를 들어 Balanis, C.A. "Antenna Theory: Analysis and

Design"(Wiley, New Jersey, 2005)를 참조하라)이 수행되고, 콘덕터의 경계는, $\zeta_c / \zeta_0 \ll 1$ (마이크로파

의 구리인 경우 $< 10^{-5}$)인 한은 유효한, 복소수 임피던스 $\zeta_c = \sqrt{\mu_0 \omega / 2\sigma}$ 경계 조건을 사용하여 모델화된다 (예를 들어, J.D. "Classical Electrodynamics"(Wiley, New York, 1999)을 참조하라). 표 3은 서브파장-루프 공진 모드의 두 가지 다른 경우에 있어서, 파장 및 흡수, 방사 및 전체 손실률에 대한 수치 상의 FEFD (및 덧붙여 말하면 분석) 결과를 나타낸다. 전도 재료에 있어서는 구리($\sigma = 5.998 \cdot 10^7$ S/m)가 사용되었다는 것에 유의하라. (도 4에서의 도면 상의 특정한 파라미터는 표에서 굵게 표시되어 있다.) 두 가지 방법(분석 및 계산)은 매우 양호한 동의에 있으며 마이크로파에서의 예상 품질 인자는 $Q^{abs} \geq 1000$ 및 $Q^{rad} \geq 1000$ 이다.

표 3

단일 코일	λ/r	Q^{rad}	Q^{abs}	$Q = \omega L / R$
$r=30\text{cm}, a=2\text{cm}$ $\epsilon=10, A=135\text{cm}^2, d=4\text{mm}$	111.4 (112.4)	29546 (30512)	4886 (5117)	4193 (4381)
$r=10\text{cm}, a=2\text{mm}$ $\epsilon=10, A=3.14\text{cm}^2, d=1\text{mm}$	69.7 (70.4)	10702 (10727)	1545 (1604)	1350 (1395)

[0117]

[0118] 도 5를 참조하면, 일부의 실시예에서, 두 개의 자기 커패시터가 탑재된 코일 사이에 에너지가 전달된다. 두 개

의 커패시터가 탑재된 코일(1 및 2)의 중심 간의 거리 D에서의 에너지 전달 레이트에 있어서, 상호 인덕턴스 M은, $\omega \ll \omega_s$ 의 경우 정전류 분포를 사용함으로써 수학적(6)으로부터 수치적으로 평가될 수 있다. $h=0$ 및 N_1, N_2 정수인 경우, 다시 분석 공식을 가지는데, 이것은 준정적 한계 $r \ll D \ll \lambda$ 에서 그리고 도 4에 도시된 상대적 방향에 있어서, $M \approx \pi/2 \mu_0 (r_1 r_2)^2 N_1 N_2 / D^3$ 이고, 이것은 $Q_k \propto (D/\sqrt{\eta_1 \eta_2})^3$ 가 주파수 ω 및 권선수 N_1, N_2 와는 독립적이라는 것을 의미한다. 결론적으로, 이와 같이 관심의 대상이 되는 성능 지수는

수학적 9

$$\frac{\kappa}{\sqrt{\Gamma_1 \Gamma_2}} = \frac{\sqrt{Q_1 Q_2}}{Q_k} \approx \left(\frac{\sqrt{r_1 r_2}}{D} \right)^3 \cdot \frac{\pi^2 \eta_o \frac{\sqrt{r_1 r_2}}{\lambda} \cdot N_1 N_2}{\prod_{j=1,2} \left(\sqrt{\frac{\pi \eta_o}{\lambda \sigma}} \cdot \frac{r_j}{a_j} N_j + \frac{8}{3} \pi^5 \eta_o \left(\frac{r_j}{\lambda} \right)^4 N_j^2 \right)^{1/2}}$$

[0119]

[0120] 이고, 이것은 다시 $N_1=N_2=1$ 에 대해서는 더욱 정확하다.

[0121] 수학적(9)로부터, 성능 지수가 최대로 된 최적의 주파수는, (적어도 준정적 근사화(quasi-static approximation)가 여전히 유효한 관심의 대상이 되는 거리 $D \ll \lambda$ 에 있어서) Q_k 가 주파수에 좌우되지 않기 때문에,

$\sqrt{Q_1 Q_2}$ 가 최대인 경우이다. 그러므로 최적의 주파수는 두 개의 코일 사이의 거리 D와는 독립적이며 단일코일 Q_1 및 Q_2 가 피크인 두 개의 주파수 사이에 있다. 동일한 코일에 있어서, 수학적(7)에 의해 주어지며 그런 다음 성능 지수 수학적(9) 다음과 같이 된다.

수학적 10

$$\left(\frac{\kappa}{\Gamma} \right)^* = \frac{Q^*}{Q_k} \approx \left(\frac{r}{D} \right)^3 \cdot \frac{3}{7} \left(2\pi^2 \eta_o \frac{\sigma a^2 N^2}{r} \right)^{3/7}$$

[0122]

[0123] 표 4를 참조하면, 수치 FEFD 및 덧붙여 말하면 전술한 것에 기초한 분석 결과가, 표 3에 열거된 매칭된 탑재 코일 쌍으로 각각 이루어진 두 개의 시스템에 대해 나타나 있다. 평균 파장 및 손실률은, 이 두 가지의 경우에 있어서, 커플링 거리 D의 함수로서, 커플링 레이트 및 손실률에 대한 커플링 성능 지수 κ/Γ 와 함께 나타나 있다. 도시된 평균 수치 Γ^{rad} 는 다시 도 3의 단일-루프 값과는 약간 다르고, Γ^{rad} 에 대한 분석 결과는 도시되어 있지 않지만 단일-루프 값이 사용된다는 것에 유의하라. (도 5의 플롯에 대응하는 특성의 파라미터들은 표에서 굵게 표시되어 있다.) 다시, 정전류 가정을 우수한 것을 만들기 위해 그리고 수학적(6)으로부터 수치적으로 M을 계산하기 위해, $N=1$ 로 선택한다. 정확성은 계산 FEFD 모드-솔버(solver) 시뮬레이션과의 동의에 의해 확인될 수 있으며, 이것은 그 결합된 시스템의 두 개의 정상 모드의 주파수 분할($=2\kappa$)을 통해 κ 를 제공한다. 결과에 따르면, 중간 거리 $D/r = 10 - 3$ 에 있어서, 예측된 손실에 대한 커플링 비는 범위 $\kappa/\Gamma \sim 0.5 - 50$ 내에 있다.

표 4

코일 쌍	D/r	Q^{rad}	$Q = \omega/2\Gamma$	$Q_k = \omega/2\kappa$	κ/Γ
r=30cm, a=2cm ε=10, A=138cm ² , d=4mm λ/r ≈ 1.12 Q ^{oss} ≈ 4386	3	30729	4216	62.6 (63.7)	67.4 (68.7)
	5	29577	4194	235 (248)	17.8 (17.6)
	7	29128	4185	589 (646)	7.1 (6.8)
	10	28833	4177	1539 (1828)	2.7 (2.4)
r=10cm, a=2mm ε=10, A=3.14cm ² , d=1mm λ/r ≈ 70 Q ^{oss} ≈ 1546	3	10955	1355	85.4 (91.3)	15.9 (15.3)
	5	10740	1351	313 (356)	4.32 (3.92)
	7	10759	1351	754 (925)	1.79 (1.51)
	10	10756	1351	1895 (2617)	0.71 (0.53)

[0124]

[0125] 일부의 실시예에서, 위의 결과를 사용하여, 커패시터가 탑재된 코일을 사용하여 무선 에너지 전달 시스템의 성

능을 향상시키거나 최적화할 수 있다. 예를 들어, 시스템을 최대화하기 위해 성능 지수 κ/Γ 를 보는 다양한 시스템 파라미터를 가지는 수학적(10)을 고려하면, 예를 들어,

[0126] -- 전도 재료의 저항성을 감소시킨다. 이것은 예를 들어 우수한 전도체(예를 들어 구리 또는 은)를 사용하거나 및/또는 온도를 낮춤으로써 달성될 수 있다. 매우 낮은 온도에서는 초전도 재료도 사용하여 극히 우수한 성능을 달성할 수 있다.

[0127] -- 와이어 반경 a 를 증가시킨다. 통상적인 실시예에서, 이것은 물리적 크기에 의해 제한받는다.

[0128] -- 에너지 전달의 고정된 원하는 거리 D 에 있어서, 루프의 반경 r 을 증가시킨다. 통상적인 실시예에서, 이것은 물리적 크기에 의해 제한받는다.

[0129] -- 고정된 원하는 거리 대 루프-크기의 비 D/r 에 있어서, 루프의 반경 r 을 증가시킨다. 통상적인 실시예에서, 이것은 물리적 크기에 의해 제한받는다.

[0130] -- 권선수 N 을 증가시킨다. (수학적(10)이, $N>1$ 인 경우에, 덜 정확할 것으로 기대될지라도, 정성적으로, 증가된 N 에 따른 손실에 대한 커플링 비에서의 향상을 기대하는 우수한 표시를 여전히 제공한다.) 통상적인 실시예에서, 이것은 이하에서 후술되는 바와 같이, 물리적 크기 및 가능한 전압에 의해 제한받는다.

[0131] -- 두 개의 코일 간의 얼라인먼트 및 방향을 조정한다. 성능 지수는 양쪽의 실린더형 코일이 실린더형 대칭에 대한 정확하게 동일한 축을 가질 때(즉, 이 코일들은 서로 "마주하고" 있다) 최적화된다. 일부의 실시예에서, (두 개의 코일의 축이 수직인 방향과 같은) 제로 상호 인덕턴스를 유도하는 특정한 상호 코일 각도 및 방향은 회피되어야 한다.

[0132] 마지막으로, 통상적인 실시예에서 코일의 높이 h 는 손실에 대한 커플링 비에 영향받아서 안 되는데, 왜냐하면 코일 인덕턴스에 유력하게 영향을 미치기 때문이며, 이것은 Q 와 Q_k 사이를 삭제한다. 외부 탑재 커패시턴스를 위해 코일 자기-커패시턴스를 감소시키는 데 사용될 수 있다.

[0133] 위의 분석 기술은 원하는 파라미터로 시스템을 설계하는 데 사용될 수 있다. 예를 들어, 아래에 열거되는 바와 같이, 전술한 기술은, 재료가 구리($\sigma=5.998 \cdot 10^7$ S/m)일 때, 코일 간의 주어진 D/r 에서 κ/Γ 와 관련하여 특정한 성능을 달성하기 위해, 주어진 반경으로 두 개의 동일한 단일의 권선 코일의 시스템으로 설계할 때 사용해야만 하는 와이어의 단면 반경 a 를 결정하는 데 사용될 수 있다:

$$D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 10, r = 30cm \Rightarrow a \geq 9mm$$

$$D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 10, r = 5cm \Rightarrow a \geq 3.7mm$$

$$D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 20, r = 30cm \Rightarrow a \geq 20mm$$

$$D/r = 5, \kappa/\Gamma \geq 20, r = 5cm \Rightarrow a \geq 8.3mm$$

$$D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 1, r = 30cm \Rightarrow a \geq 7mm$$

$$D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 1, r = 5cm \Rightarrow a \geq 2.8mm$$

$$D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 3, r = 30cm \Rightarrow a \geq 25mm$$

$$D/r = 10, \kappa/\Gamma \geq 3, r = 5cm \Rightarrow a \geq 10mm$$

[0134]

[0135] 두 개의 상이한 루프의 경우에 대해 유사한 분석이 수행될 수 있다. 예를 들어, 일부의 실시예에서, 고려 중인 디바이스는 매우 특정한 것(예를 들어, 랩톱 또는 셀 폰)인데, 그래서 디바이스 물체의 치수(r_d, h_d, a_d, N_d)는 매우 제한적이다. 그렇지만, 이러한 일부의 실시예에서, 소스 물체에 대한 제약(r_s, h_s, a_s, N_s)은 대단히 작은데, 왜냐하면, 소스는 예를 들어 플로어에 또는 천장에 설치될 수 있기 때문이다. 이러한 경우, 원하는 거리는 종종, 어플리케이션(예를 들어, 플로어로부터 테이블 위의 랩톱을 무선으로 충전시키기 위한 $D \sim 1m$)에 기초하

여, 잘 정의된다. 재료가 다시 구리($\sigma=5.998 \cdot 10^7$ S/m)일 때, $\kappa/\sqrt{\Gamma_s \Gamma_d}$ 와 관련하여 원하는 시스템 성능을 달성하기 위해 소스 물체의 치수를 가변할 수 있는 방법에 대한 예가 아래에 열거된다:

$$D = 1.5m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 15, r_d = 30cm, a_d = 6mm \Rightarrow r_s = 1.158m, a_s \geq 5mm$$

$$D = 1.5m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 30, r_d = 30cm, a_d = 6mm \Rightarrow r_s = 1.15m, a_s \geq 33mm$$

$$D = 1.5m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 1, r_d = 5cm, a_d = 4mm \Rightarrow r_s = 1.119m, a_s \geq 7mm$$

$$D = 1.5m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 2, r_d = 5cm, a_d = 4mm \Rightarrow r_s = 1.119m, a_s \geq 52mm$$

$$D = 2m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 10, r_d = 30cm, a_d = 6mm \Rightarrow r_s = 1.518m, a_s \geq 7mm$$

$$D = 2m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 20, r_d = 30cm, a_d = 6mm \Rightarrow r_s = 1.514m, a_s \geq 50mm$$

$$D = 2m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 0.5, r_d = 5cm, a_d = 4mm \Rightarrow r_s = 1.491m, a_s \geq 5mm$$

$$D = 2m, \kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d} \geq 1, r_d = 5cm, a_d = 4mm \Rightarrow r_s = 1.491m, a_s \geq 36mm$$

[0136]

[0137] 후술되는 바와 같이, 일부의 실시예에서, 공진 물체의 품질 인자 Q는 외부 섭동으로부터 제한되고 이에 따라 코일 파라미터를 가변시키는 것은 Q의 향상을 이끌어낼 수 없다. 이러한 경우, Q_κ 를 감소시킴으로써 손실에 대한 커플링 비 성능 지수를 선택할 수 있다(즉, 커플링을 증가시킨다). 커플링은 주파수 및 권선수에 좌우되지 않으며, 코일 높이에 매우 약하게 좌우된다. 그러므로 나머지 자유도는:

[0138] -- 와이어 반경 a_1 및 a_2 를 증가시킨다. 통상적인 실시예에서, 이것은 물리적 크기에 의해 제한받는다.

[0139] -- 에너지 전달의 고정된 원하는 거리 D에 있어서, 루프의 반경 r_1 및 r_2 를 증가시킨다. 통상적인 실시예에서, 이것은 물리적 크기에 의해 제한받는다.

[0140] -- 고정된 원하는 거리 대 코일 크기의 비 $D/\sqrt{r_1 r_2}$ 에 있어서, 인덕턴스의 약한 (대수(logarithmic)) 의존성만 남게 되고, 이것은 코일의 반경 r_1 및 r_2 를 증가시키게 한다. 이것은 물리적 크기에 의해 제한받는다.

[0141] -- 두 개의 코일 간의 얼라인먼트 및 방향을 조정한다. 통상적인 실시예에서, 커플링은, 양쪽의 실린더형 코일이 실린더형 대칭에 대한 정확하게 동일한 축을 가질 때(즉, 이 코일들은 서로 "마주하고" 있다) 최적화된다. 일부의 실시예에서, (두 개의 코일의 축이 수직인 방향과 같은) 제로 상호 인덕턴스를 유도하는 특정한 상호 코일 각도 및 방향은 회피되어야 한다.

[0142] 효율성, 예를 들어 물리적 크기 제한과는 거리 있는 추가적인 실제의 고려에 대해 이하에 상세히 논의한다.

[0143] 무선 에너지 전달을 위해 공진 자기 커플링을 사용하는 시스템의 예로서 위에서와 같이 특정의 실시예(자기-공진 코일 및 커패시터가 탑재된 코일)가 제공되고 분석되어도, 자기-공진 전도성-와이어 코일 및 커패시터가 탑재된 공진 전도성-와이어 코일, 및 그 전기 에너지보다 훨씬 더 확장하는 그 자기 에너지로 전자기 모드를 지원하는 어떠한 시스템이라도, 자기 커플링으로 에너지를 전달하는 데 사용될 수 있다. 예를 들어, 원하는 종류의 자기 공진을 지원하는, 분포된 커패시턴스 및 인덕턴스를 가진 많은 추상적 기하학이 있을 수 있다. 이러한 기

하학 중 임의의 하나에서, 소정의 파라미터들을 선택하여, $\sqrt{Q_1 Q_2} / Q_\kappa$ 를 증가시키거나 및/또는 최적화하거나, 또는 Q가 외부 인자에 의해 제한되면, Q_κ 에 대해 증가시키거나 및/또는 최적화시킨다.

[0144] 에너지 전달을 위해 위에서 언급한 공진-커플링 유도 방식과 잘 알려진 비-공진 유도성 방식 간의 차이를 판단하는 것도 중요하다. CMT를 사용하면, 고정된 소스에 저장되어 있는 기하학 및 에너지를 유지하여, 공진 유도성 메커니즘에 의해, 종래의 비-공진 메커니즘보다 디바이스에서 일을 위해 전달된 $\sim Q^2$ ($\sim 10^6$)배 이상의 전력이 허용된다는 것을 보이는 것은 용이하다. 그래서 단지 근접-범위 무접촉 매질-전력($\sim W$) 전달만이 후자에 가능한 반면, 근접-범위이지만 큰 전력($\sim kW$) 전달의 공진이 허용되거나, 또는 현재 제안된 바와 같이, 강하게 결합된 레짐에서의 동작도 가능하다면, 중간-범위 및 매질-전력 전달이 가능하다. 커패시터가 탑재된 전도성 루프는 현재 공진 안테나(예를 들어, 셀 폰)로서 사용되고 있지는 않지만, 이것들은 $D/r \gg 1$, $r/\lambda \sim 1$ 를 가지는 먼거리-장 레짐에서 동작하고, 방사 Q는 의도적으로 안테나를 효과적이게 하게 위해 작아지도록 설계되며, 따라서 이들은 에너지 전달에 적절하지 않다.

[0145] 일부의 실시예에서, 전기장 및 자기장 모두는 무선 에너지 전달에 사용될 수 있다. 도 6에 도시된 바와 같이, 높은-Q "위스퍼링-갤러리" 공진 모드를 지원하는, 공기로 에워싸인 반경 r 및 상대적 유전률 ϵ 의 2차원 유전체 디스크 물체를 고려한다. 이러한 공진 시스템의 내측에 저장되어 있는 에너지에 대한 손실 메커니즘이 자유 공간으로부터의 방사 및 디스크 재료 내부에서의 흡수이다. 높은- Q_{rad} 및 긴 테일의 서브파장 공진은 유전체 유전율 ϵ 이 크고 방위각의 장 변동(azimuthal field variation)이 느릴 때(즉 주양자수 m 이 작을 때) 달성될 수 있다. 재료 흡수는 재료 손실 탄젠트(material loss tangent): $Q_{abs} \sim \text{Re}\{\epsilon\}/\text{Im}\{\epsilon\}$ 와 관련되어 있다. 이러한 타입의 디스크 공진의 모드-풀이 계산은 두 가지의 독립적인 방법을 사용하여 수행되었다: 수치적으로, 2D 유한-차이 주파수-도메인(FDFD) 시뮬레이션(이것은 공간 이산화에 대해 별도로 정확하게 맥스웰 방정식을 주파수 도메인에서 푼다)은 30pts/r의 해상도로 수행되었고, 분석적으로, 극좌표에서의 변수의 표준 분리(SV)가 사용되었다.

표 5

단일 디스크	λ/r	Q_{rad}	Q_{abs}	Q
$\text{Re}\{\epsilon\}=147.7, m=2$	20.01 (20.00)	10103 (10075)	1989 (1992)	1661 (1663)
$\text{Re}\{\epsilon\}=65.6, m=3$	9.952 (9.950)	10098 (10087)	9078 (9168)	4780 (4802)

[0146] $\lambda/r \geq 10$ 의 두 개의 TE-편광 유전체-디스크 서브파장 모드의 결과가 표 5에 제공되어 있다. 표 5는 서브파장-디스크 공진 모드의 두 개의 서로 다른 경우에 있어서, 파장 및 흡수, 방사 및 전체 손실률에 대한 수치 FDFD (및 덧붙여 말하면 분석) 결과를 도시한다. 디스크-재료 손실-탄젠트 $\text{Im}\{\epsilon\}/\text{Re}\{\epsilon\}=10^{-4}$ 가 사용되었다는 것에 유의하라. (도 6에서의 플롯에 대응하는 특정한 파라미터들은 표에서 굵게 표시되어 있다.) 두 가지 방법은 우수한 동의를 가지며, 적절하게 설계된 공진에 있어서 $Q_{rad} \geq 2000$ 및 $Q_{abs} \sim 10000$ 의 낮은 손실 유전체 물체 값을 달성할 수 있다는 것을 의미한다. 3D 경우에 있어서, 계산상의 복잡성은 상당히 증가될 것이지만, 물리적 현상은 상당히 다를 것이라는 점에 유의하라. 예를 들어, $\epsilon=147.7$ 의 구 물체는 $m=2$, $Q_{rad}=13962$, 및 $\lambda/r=17$ 인 위스퍼링 갤러리 모드를 가진다.

[0148] 표 5에 도시된, ϵ 의 필요한 값은 먼저 비현실적으로 크게 보일지도 모른다. 그렇지만, 합리적으로 충분히 높은 유전 상수 및 낮은 손실을 갖는 많은 재료(예를 들어, 티타니아(Titania), 바륨 테트라티탄산염(Barium tetratitanatem), 리튬 탄탈석(Lithium tantalite) 등)가 마이크로파 레짐에 존재할 뿐만 아니라, ϵ 는 대신에, 금속형(네거티브- ϵ)의 재료 또는 금속-유전체 광결정의 표면 상의 표면-플라즈몬 모드와 같이, 다른 공지의 서브파장 표면-파 시스템의 실효 굴절률(effective index)을 나타낼 수 있다.

[0149] 도 7에 도시된 바와 같이, 두 개의 디스크(1 및 2) 사이의 에너지 전달의 달성 가능한 레이트를 계산하기 위해, 이 두 개의 디스크를 그 중심 간 거리 D 를 두고 위치시킨다. 수치적으로, FDFD 모드-솔버 시뮬레이션은 그 결합된 시스템의 정상 모드의 주파수 분리($=2\kappa$)를 통해 κ 를 제공하며, 이것은 초기의 단일의 디스크 모드의 우수 중첩 및 기수 중첩이며, 분석적으로, 변수의 분리 고유 장(separation-of-variables eigenfields) $E_{1,2}(r)$

에 대한 표현을 사용하여, CMT는
$$\kappa = \omega_1 / 2 \cdot \int d^3r \epsilon_2(\mathbf{r}) E_2^*(\mathbf{r}) E_1(\mathbf{r}) / \int d^3r \epsilon(\mathbf{r}) |E_1(\mathbf{r})|^2$$
 를 통해 κ 를 제공하고, 여기서 $\epsilon_j(r)$ 및 $\epsilon(r)$ 은 디스크 j 및 전체 공간만을 설명하는 유전체 함수이다. 이때, 매질 거리 $D/r=10-3$, 및 $D < 2r_c$ (여기서 $r_c=m\lambda/2\pi$ 는 방사 화선의 반경) 같은 비-방사 커플링에 있어서, 두 가지의 방법은 매우 잘 동의하고, 결국 표 6에 나타난 바와 같이, 범위 $\kappa/\Gamma \sim 1-50$ 에서 손실에 대한 커플링의 비를 찾게 된다. 그러므로 분석된 실시예에 있어서, 달성된 성능 지수 값은 후술되는 바와 같이, 통상적인 어플리케이션에 유용할 정도로 충분히 크다.

표 6

두 개의 디스크	D/r	Q^{rad}	$Q = \omega/2\Gamma$	$\omega/2\kappa$	κ/Γ
$Re\{e\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q^{ext} \approx 10093$	3	2478	1989	46.9 (47.5)	42.4 (35.0)
	5	2411	1946	298.0 (298.0)	6.5 (5.6)
	7	2196	1804	769.7 (770.2)	2.3 (2.2)
	10	2017	1681	1714 (1601)	0.98 (1.04)
$Re\{e\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q^{ext} \approx 10096$	3	7973	4455	144 (140)	30.9 (34.3)
	5	9240	4824	2242 (2083)	2.2 (2.3)
	7	9187	4810	7485 (7417)	0.64 (0.65)

[0150]

[0151] 외래 물체에 대한 시스템 감도

[0152] 일반적으로, 공진에 기반한 무선 에너지-전달 방식의 특정한 실시예에서의 전반적인 성능은 공진 물체의 공진의 로버스트니스(robustness)에 강하게 의존한다. 그러므로 무작위의 비-공진 외래 물체가 근처에 존재하는 것에 대한 공진 물체의 감도를 분석하는 것이 바람직하다. 하나의 적절한 분석 모델이 "섭동 이론(perturbation theory)"(PT)인데, 이것은 외래 물체 e의 존재 시, 공진 물체(1) 내부의 장 진폭 $a_1(t)$ 가 1차에 대해 만족하며:

수학식 11

$$\frac{da_1}{dt} = -i(\omega_1 - i\Gamma_1)a_1 + i(\kappa_{11-e} + i\Gamma_{1-e})a_1$$

[0153]

[0154] 다시 ω_1 은 주파수이고 Γ_1 은 고유(흡수, 방사 등)의 손실률이며, κ_{11-e} 는 e의 존재로 인한 1로 유도된 주파수 시프트인 동시에 Γ_{1-e} 는 e(e 내부의 흡수, e로부터의 산란 등) 손실률로 인한 비고유(extrinsic)이다. 1차 PT 모델은 작은 섭동에 대해서만 유효하다. 그럼에도, a_1 이 정확한 섭동 모드의 진폭이 되도록 취해진 경우에, 파라미터 κ_{11-e} , Γ_{1-e} 는 그 레짐 외부에서조차도 잘 정의된다. 또한, 초기의 공진-물체 모드의 방사 장 및 외래 물체에서 산란된 장 사이의 간섭 효과는 초기 방사- Γ_1 (즉, Γ_{1-e} 는 네거티브이다)보다 작은 전체 방사- Γ_{1-e} 에서 강력한 산란 결과를 위한 것(예를 들어, 금속이 아닌 물체)일 수 있다는 것에 유의하라.

[0155] 주파수 시프트는 하나 이상의 공진 물체에 그 주파수를 교정하는 피드백 메커니즘을 적용함으로써 "해결"될 수 있는 문제이다. 예를 들어, 도 8a를 참조하면, 일부의 실시예에서, 각각의 공진 물체는 고정 주파수의 발진기 및 그 물체의 주파수를 결정하는 모니터를 구비한다. 발진기 및 모니터 모두는 주파수 조정기에 결합되어 있으며, 이 주파수 조정기는 예를 들어 물체의 기하학적 속성(예를 들어, 자기 공진 코일의 높이, 커패시터가 탑재된 코일의 커패시터 플레이트 공간, 유전체 디스크의 형상 등)을 조정함으로써, 또는 공진 물체의 근처에서 비-공진 물체의 위치를 변경함으로써, 공진 물체의 주파수를 조정할 수 있다. 주파수 조정기는 고정 주파수와 물체 주파수 간의 차이를 결정하고, 물체 주파수를 고정 주파수와의 얼라인먼트로 가져오도록 기능한다. 이 기술은 외래 물체가 존재하는 경우라도, 모든 공진 물체가 동일한 고정 주파수에서 동작하는 것을 보장한다.

[0156] 다른 예로서, 도 8b를 참조하면, 일부의 실시예에서, 소스 물체로부터 디바이스 물체로의 에너지 전달 동안, 디바이스 물체는 에너지를 부하에 제공하고, 효율 모니터는 전달의 효율성을 측정한다. 부하 및 효율성 모니터에 결합되어 있는 주파수 조정기는 전달 효율성을 최대화하기 위해 물체의 주파수를 조정하도록 기능한다.

[0157] 다양한 실시예에서, 다른 주파수 조정 방식이 사용될 수 있는데, 이것은 공진 물체들 간의 정보 교환에 의존한다. 예를 들어, 소스 물체의 주파수는 모니터링되어 디바이스 물체에 전송될 수 있으며, 이것은 차례로 전송한 바와 같은 주파수 조정기를 사용하여 이 주파수에 동기화될 수 있다. 다른 실시예에서는, 단일 클록의 주파수가 복수의 디바이스에 전송될 수 있으며, 이때 각각의 디바이스는 그 주파수에 동기화된다.

[0158] 주파수 시프트와는 달리, 비고유 손실이 에너지-전달 방식의 기능에 해로울 수 있는데, 왜냐하면 교정이 어렵기

때문이며, 따라서 전체 손실률 $\Gamma_{1[e]} = \Gamma_1 + \Gamma_{1-e}$ (및 대응하는 성능 지수 $\kappa_{[e]} / \sqrt{\Gamma_{1[e]} \Gamma_{2[e]}}$, 여기서 $\kappa_{[e]}$ 는 섭동 커플링 레이트이다)은 정량화되어야만 한다. 주로 자기 공진을 사용하는 실시예에서는, 공진 상의 외래 물체의 영향이 가까이에 존재한다. 그 이유는, 동작의 준정적 레짐($r \ll \lambda$)에서, 코일을 에워싸는 공기 영역 내의 근거

리 장이 유력하게 자기이고(반면에 대부분의 전기장은 코일 또는 외부에 탑재된 커패시터의 자기-커패시턴스 내에 국지화되어 있다), 그러므로 이 장과 상호작용할 수 있고 그 공진에 대한 섭동으로서 기능하는 외래 비-금속 물체 ϵ 는 상당한 자기 속성(자기 유전율 $\text{Re}\{\mu\} > 1$ 또는 자기 손실 $\text{Im}\{\mu\} > 0$)을 가지는 것들이다. 거의 모든 일상용 재료는 비자기이기 때문에, 자유 공간에서와 동일한 방식으로 자기장에 반응하고, 이에 따라 전도성-와이어 루프의 공진을 교란하지 않을 것이다.

[0159] 전술한 바와 같이, 이 사실의 지극히 중요한 의미는 사람에 대한 안정성 고려와 관련되어 있다. 사람도 또한 비자기이므로 아무런 위험을 겪지 않고 강한 자기장을 견딜 수 있다. 자기장 B~1T가 사람에게 안전하게 사용되는 통상적인 예는 의료 검사용 자기 공명 촬영(MRI) 기술이다. 대조적으로, 수 Watt의 전력을 디바이스에 제공하기 위해, 통상적인 실시예에서 요구되는 자기 근거리 장은 단지 B~10⁻⁴T이며, 이것은 실제로 지구의 자기장의 크기에 비교될 만하다. 전술한 바와 같이, 강한 전기 근거리 장은 또한 존재하지 않고 이 비-방사 방식으로부터 생성되는 방사는 최소이기 때문에, 제안된 에너지-전달 방식이 생명체를 위해 안전해야만 한다는 것을 기대하는 것이 합리적이다.

[0160] 예를 들어, 커패시터가 탑재된 전도성-와이어 코일의 공진 시스템은 주로 코일을 에워싸는 공간에 저장되어 있는 자기 에너지를 가지고 있는 정도를 추정할 수 있다. 커패시터로부터의 가장자리의 전기장을 무시하면, 코일을 에워싸는 공간 내의 전기 에너지 밀도 및 자기 에너지 밀도는 와이어 내의 전류에 의해 생성된 전기장 및 자기장으로부터 나오고; 원거리 장에서, 이러한 두 개의 에너지 밀도는 항상 방사 장에 대한 경우에서와 같이 동등해야 한다. $h=0$]를 가진 서브파장($r \ll \lambda$) 전류 루프(자기 쌍극자)에 의해 생성된 장에 대한 결과를 사용함으로써, (한계 $r \ll p$ 에서) 루프의 중심으로부터 거리 p 및 루프 축과 관련된 각도 θ 의 함수로서, 전기 에너지 밀도에 대한 자기 에너지 밀도의 비를 계산할 수 있다:

수학식 12

$$\frac{u_e(x)}{u_m(x)} = \frac{\epsilon_o |E(x)|^2}{\mu_o |H(x)|^2} = \frac{\left(1 + \frac{1}{x^2}\right) \sin^2 \theta}{\left(\frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^4}\right) 4 \cos^2 \theta + \left(1 - \frac{1}{x^2} + \frac{1}{x^4}\right) \sin^2 \theta}; x = 2\pi \frac{p}{\lambda}$$

$$\Rightarrow \frac{\iint_{S_p} u_e(x) dS}{\iint_{S_p} u_m(x) dS} = \frac{1 + \frac{1}{x^2}}{1 + \frac{1}{x^2} + \frac{3}{x^4}}; x = 2\pi \frac{p}{\lambda}$$

[0161] 여기서, 두 번째 라인은 반경이 p 인 구의 표면 위에서 전기 에너지 밀도와 자기 에너지 밀도를 적분한, 모든 각도에 걸친 평균의 비율이다. 수학식(12)로부터, 근거리 장($x \ll 1$) 내의 모든 각도에 있어서는 자기 에너지 밀도가 우세하고, 반면에, 원거리 장($x \gg 1$) 내에서는 당연히 그래야만 하는 바와 같이 전기 에너지 밀도와 자기 에너지 밀도가 동등하다는 것을 알 수 있다. 또한, 루프의 바람직한 위치 결정은, 그 공진과 상호작용할 수 있는 물체들이, 전기장은 없는, 그 축($\theta=0$)에 가까이 있도록 되어 있다. 예를 들어, 도 4에 설명된 시스템을 사용하여, 수학식(12)로부터, 거리 $p=10r=30\text{m}$ 에서의 $r=30\text{cm}$ 인 루프에 있어서, 평균적인 전기 에너지 밀도 대 자기 에너지 밀도의 비는 ~12%가 될 것이고 $p=3r=90\text{cm}$ 에 있어서는 ~1%가 될 것이며, 거리 $p=10r=1\text{m}$ 에서의 $r=10\text{cm}$ 인 루프에 있어서, 비는 ~33%가 될 것이고 $p=3r=30\text{cm}$ 에 있어서는 ~2.5%가 될 것이다. 더욱 가까운 거리에 있어서 이 비는 훨씬 작을 것이며 따라서 에너지는 근거리 장에서 주로 자기이고, 반면에 반드시 동일한 순서로 되어 있는 방사 원거리 장에서는, 양쪽 모두 매우 작은데, 왜냐하면 커패시터가 탑재된 코일 시스템이 매우 작게 방사하도록 설계되어 있으므로, 장들(fields)이 현저하게 저하되었기 때문이다. 그러므로 이것이, 이러한 클래스의 공진 시스템을 자기 공진 시스템으로 하는 기준이다.

[0163] 커패시터 가장자리 전기장을 포함하는 커패시터가 탑재된 루프의 공진 상에 있는 외래 물체의 효과의 추정치를 제공하기 위해, 전술한 바와 같이 섭동 이론 공식, $\Gamma_{1-e}^{abs} = \omega_1 / 4 \cdot \int d^3\mathbf{r} \text{Im}\{\epsilon_e(\mathbf{r})\} |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2 / U$ 을 사용하고, 이 공식은 도 5의 플롯에 도시된 것과 같은 예의 장에 대한 계산 FEFD 결과, 및 루프들 사이에 있고 하나의 커패시터의 상부 위(이 위로부터 ~3cm 떨어져서)에 거의 세워져 있되, 치수가 30cm x 30cm x 1.5m이

고 유전율이 $\epsilon = 49 + 16i$ (사람의 근육과 일치)인 직사각형 물체를 가지며, $Q_{c-h}^{abs} \sim 10^5$ 를 찾아내고 및 $\sim 10\text{cm}$ 떨어진 경우에는 $Q_{c-h}^{abs} \sim 5 \cdot 10^5$ 를 찾아낸다. 그러므로 통상의 거리($\sim 1\text{m}$) 및 설치(커패시터의 상부 바로 위가 아닌)인 경우 또는 훨씬 작은 손실-탄젠트의 대부분의 통상의 외래 물체 e 의 경우에 있어서는, $Q_{c-e}^{abs} \rightarrow \infty$ 인 것으로 결론을 내린다. 이러한 공진에 영향을 미칠 것으로 기대되는 유일한 섭동은 큰 금속 구조체의 가까운 근접성이다.

[0164] 전자에 있어서 전기장은 후자(커패시터의 내부)에 있어서보다 공간(전체 코일)에서 훨씬 더 큰 영역에 걸쳐 확장하기 때문에, 자기-공진 코일은 커패시터가 탑재된 코일보다 더 민감하다. 한편, 자기-공진 코일은 단순히 대부분의 집합적인 커패시터들보다 훨씬 더 큰 전압을 만들고 견딜 수 있다.

[0165] 일반적으로, 다양한 실시예의 공진 시스템은 외부의 섭동에 대해 상이한 감도를 가지며, 공진 시스템의 선택은 직접 특정한 어플리케이션에 따라 다르고, 감도 또는 안전성이 그 어플리케이션에 있어서 얼마나 중요하냐는 것이다. 예를 들어, 의료용 임플란트 디바이스(예를 들어 무선으로 전력을 공급되는 인공 심장)에 있어서, 전기장 범위는 이 디바이스를 에워싸는 조직을 보호하기 위해 가능한 최대한도로 최소화되어야만 한다. 외부 물체에 대한 감도 또는 안정성이 중요한 이러한 경우에, 전기 에너지 밀도 대 자기 에너지 밀도의 비 u_e/u_m 이, 그 에워싸는 공간 내의 대부분의 원하는 포인트들에서 감소되거나 최소화되도록 공진 시스템을 설계해야만 한다.

[0166] 주로 자기가 아닌 공진을 사용하는 실시예에서는, 외부의 영향이 관심의 대상이 될 수도 있다. 예를 들어, 유전체 디스크에 있어서, 작고, 낮은 굴절률, 낮은 재료-손실 또는 멀리 떨어져 있는 스트레이 물체는 작은 산란 및 흡수를 유도할 것이다. 이러한 작은 섭동의 경우에는, 분석적인 1차의 섭동 이론 공식들을 각각 사용하여 이러한 비분질적 손실 메커니즘이 정량화될 수 있다.

$$\Gamma_{1-e}^{rad} = \omega_1 \int d^3\mathbf{r} \operatorname{Re}\{\epsilon_e(\mathbf{r})\} |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2 / U$$

[0167]

및

$$\kappa \gg \Gamma_{1-e} \Gamma_{1-e}^{abs} = \omega_1 / 4 \cdot \int d^3\mathbf{r} \operatorname{Im}\{\epsilon_e(\mathbf{r})\} |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2 / U$$

[0169]

[0170] 여기서, $U = 1/2 \int d^3\mathbf{r} \epsilon(\mathbf{r}) |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2$ 는 섭동되지 않은 모드의 전체 공진 전자기 에너지이다. 알 수 있는 바와 같이, 이러한 손실들 모두는 외래 물체의 위치에서, 공진 전기장 테일 E_1 의 제공에 좌우된다. 대조적으로, 물체(1)로부터 다른 공진 물체(2)까지의 커플링 레이트는 전술한 바와 같이,

$$\kappa = \omega_1 / 2 \cdot \int d^3\mathbf{r} \epsilon_2(\mathbf{r}) \mathbf{E}_2^*(\mathbf{r}) \mathbf{E}_1(\mathbf{r}) / \int d^3\mathbf{r} \epsilon(\mathbf{r}) |\mathbf{E}_1(\mathbf{r})|^2$$

[0171]

[0172] 이고, 물체(2) 내부의 물체(1)의 장 테일 E_1 에 선형으로 좌우된다. 스케일링에서의 이러한 차이에 의하면, 예를 들어, 지수적으로 작은 장 테일에 있어서, 다른 공진 물체에 대한 커플링이, 적어도 작은 섭동에 있어서, 모든 비분질적 손실들보다 훨씬 더 빨라야 하며($\kappa \gg \Gamma_{1-e}$), 따라서 에너지-전달 방식은 이러한 클래스의 공진 유전체 디스크에 있어서 견고할 것으로 기대된다. 그렇지만, 전술한 제1차 섭동 이론 방식을 사용하여, 외래 물체가 섭동으로 하여금 너무 강해서 분석할 수 없게 하는 소정의 가능성 있는 상황을 시험하고자 한다. 예를 들어, 도 9a에 도시된 바와 같이, 유전체 디스크 c 를 큰 $\operatorname{Re}\{\epsilon\}$, $\operatorname{Im}\{\epsilon\}$ 의 다른 오프-공진 물체 및 크기는 동일하되 형상이 다른 오프-공진 물체(예를 들어 h 인 사람) 가까이에 놓고, 도 9b에 도시된 바와 같이, 범위는 크지만 작은 $\operatorname{Re}\{\epsilon\}$, $\operatorname{Im}\{\epsilon\}$ (예를 들어 벽 w)의 다른 오프-공진 물체를 놓는다. 디스크 중심과 "사람"-중심 또는 "벽" 사이의 거리 $D_h/w/r = 10^{-3}$ 에 있어서, 도 9a 및 도 9b에 제공된 수치적 FDFD 시뮬레이션의 결과는, 높은 손실-물체의 매우 가까운 근접성을 제외하곤, 외래 물체로부터 손해나게 방해받지 않기 때문에, 디스크 공진이 매우 로버스트한 것으로 보이는 것을 제안한다. 전체 에너지-전달 시스템 상에서 큰 섭동의 영향을 시험하기 위해, "사람"과 "벽"이 가까이에 있는 상황에서의 두 개의 공진 디스크를 고려한다. 도 7 내지 도 9c를 비교하면, 수치

적 FDFD 시뮬레이션에 따르면, 시스템 성능은 $\kappa / \Gamma_c \sim 1-50$ 으로부터 $\kappa [\text{hw}] / \Gamma_{c[\text{hw}]} \sim 0.5-10$ 으로 저하되는 데, 즉 수용 가능한 만큼의 작은 양으로 저하된다.

[0173] **시스템 효율성**

[0174] 일반적으로, 어떤 에너지 전달 방식에서의 다른 중요한 인자는 전달 효율성이다. 다시, 한 세트의 외래 물체 e가 존재할 때 공진 소스 s 및 디바이스 d의 결합된 시스템을 고려한다. 이러한 공진 기반의 에너지-전달 방식의 효율성은, 연산 작업에 사용하기 위해 에너지가 디바이스로부터 레이트 Γ_{work} 로 배출될 때, 결정될 수 있다. 디바이스 장-진폭에 대한 결합 모드 이론 식은,

수학식 13

[0175]
$$\frac{da_d}{dt} = -i(\omega - i\Gamma_{d[e]})a_d + i\kappa_{[e]}a_s - \Gamma_{\text{work}}a_d$$

[0176] 이고, 여기서 $\Gamma_{d[e]} = \Gamma_{d[e]}^{\text{rad}} + \Gamma_{d[e]}^{\text{abs}} = \Gamma_{d[e]}^{\text{rad}} + (\Gamma_d^{\text{abs}} + \Gamma_{d-e}^{\text{abs}})$ 는 순수 섭동-디바이스 손실률이며, 마찬가지로 섭동 소스에 대해 $\Gamma_{s[e]}$ 를 정의한다. 다양한 일시적인 방식을 사용하여 디바이스로부터(예를 들어, 정상-상태 연속-파장 배출, 주기적인 시간에서의 즉시 배출 등등) 전력을 추출할 수 있고 그 효율성은 그 결합된 시스템 파라미터 상의 다양한 의존성을 보인다. 간략화를 위해, 소스 내부의 장 진폭이 일정하게 유지되는, 즉 $a_s(t) = A_s e^{-j\omega t}$ 와 같은 정상 상태를 가정하면, 디바이스 내부의 장 진폭은 $a_d(t) = A_d e^{-j\omega t}$ 이고, $A_d/A_s = i\kappa_{[e]} / (\Gamma_{d[e]} + \Gamma_{\text{work}})$ 이다. 이때, 관심의 대상이 되는 다양한 시간-평균 전력은 다음과 같다: 유용한 추출된 전

력은 $P_{\text{work}} = 2\Gamma_{\text{work}} |A_d|^2$ 이고, 방사된(산란을 포함함) 전력은 $P_{\text{rad}} = 2\Gamma_{s[e]}^{\text{rad}} |A_s|^2 + 2\Gamma_{d[e]}^{\text{rad}} |A_d|^2$

이고, 소스/디바이스에서 흡수된 전력은 $P_{s/d} = 2\Gamma_{s/d}^{\text{abs}} |A_{s/d}|^2$ 이며, 외래 물체는 $P_e = 2\Gamma_{s-e}^{\text{abs}} |A_s|^2 + 2\Gamma_{d-e}^{\text{abs}} |A_d|^2$ 이다. 에너지 보존 법칙에 따르면, 시스템에 들어오는 전체 시간-평균 전력은 $P_{\text{total}} = P_{\text{work}} + P_{\text{rad}} + P_s + P_d + P_e$ 이다. 시스템 내에 통상적으로 존재하고 그 주위의 저장된 에너지를 계산하는 반응성 전력은 공진에서 삭제되고(이것은 예를 들어 포인팅의 이론(Poynting's Theorem)으로부터의 전자기에서 입증될 수 있다) 전력-균형 계산에 영향을 미치지 않는다. 그러면 일 효율성은 다음과 같다;

수학식 14

[0177]
$$\eta_{\text{work}} \equiv \frac{P_{\text{work}}}{P_{\text{total}}} = \frac{1}{1 + \frac{\Gamma_{d[e]}}{\Gamma_{\text{work}}} \cdot \left[1 + \frac{1}{\text{fom}_{[e]}^2} \left(1 + \frac{\Gamma_{\text{work}}}{\Gamma_{d[e]}} \right)^2 \right]}$$

[0178] 여기서, $\text{fom}_{[e]} = \kappa_{[e]} / \sqrt{\Gamma_{s[e]} \Gamma_{d[e]}}$ 는 섭동 공진 에너지-교환 시스템의 거리-중속 성능 지수이다.

[0179] 도 10을 참조하면, 특정한 공진 물체들, 예를 들어 커패시터가 탑재된 전도성-와이어 코일로부터 더욱 직접적으로 액세스 가능한 파라미터와 관련해서 이 공수학식(14)를 다시 유도하고 표현하기 위해, 이하의 시스템 회로 모델을 고려할 수 있으며, 여기서 인덕턴스 L_s, L_d 는 소스 루프 및 디바이스 루프를 각각 나타내고, R_s, R_d 는 소스 루프 및 디바이스 루프의 손실을 각각 나타내고, C_s, C_d 는 주파수 ω 에서 양쪽의 공진을 달성하기 위해 필요한 대응하는 커패시턴스이다. 전압 발생기 V_g 는 소스에 연결되도록 고려되고 일(부하) 저항 R_w 는 디바이스에 연결되도록 고려된다. 상호 인덕턴스는 M 으로 표시된다.

[0180] 이때 공진($\omega L_s = 1/\omega C_s$)에서의 소스 회로로부터:

$$V_g = I_s R_s - j\omega M I_d \Rightarrow \frac{1}{2} V_g^* I_s = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s + \frac{1}{2} j\omega M I_d^* I_s$$

[0182] 그리고 공진($\omega L_s = 1/\omega C_s$)에서의 디바이스 회로로부터:

$$0 = I_d (R_d + R_w) - j\omega M I_s \Rightarrow j\omega M I_s = I_d (R_d + R_w)$$

[0184] 따라서 두 번째 것을 처음 것에 대체하면:

$$\frac{1}{2} V_g^* I_s = \frac{1}{2} |I_s|^2 R_s + \frac{1}{2} |I_d|^2 (R_d + R_w)$$

[0186] 실수부(시간-평균 전력)를 취하여 효율성을 계산하면:

$$P_g \equiv \text{Re} \left\{ \frac{1}{2} V_g^* I_s \right\} = P_s + P_d + P_w \Rightarrow \eta_{work} \equiv \frac{P_w}{P_{tot}} = \frac{R_w}{\left| \frac{I_s}{I_d} \right|^2 \cdot R_s + R_d + R_w}$$

[0187]

[0188] 즉,

$$\eta_{work} = \frac{R_w}{\frac{(R_d + R_w)^2}{(\omega M)^2} \cdot R_s + R_d + R_w}$$

[0189]

[0190] 여기서, $\Gamma_{work} = R_w / 2L_d$, $\Gamma_d = R_d / 2L_d$, $\Gamma_s = R_s / 2L_s$ 이고, $\kappa = \omega M / 2\sqrt{L_s L_d}$ 이며, 일반적인 수학적(14)이 된다.

[0191] 수학적(14)로부터, 선택된 일-배출 레이트와 관련해서 효율성이 최적화되는 것을 알 수 있으며, 이것은

$\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = \sqrt{1 + fom_{[e]}^2} > 1$ 일 때이다. 그런 다음 η_{work} 는 굵은 검은선이 있는 도 11에 도시된 바와 같을 때만 $fom_{[e]}$ 파라미터의 함수이다. 시스템의 효율성은 $fom_{[e]} > 1$ 인 경우 $\eta_{work} > 17\%$ 이며, 실제의 어플리케이션에 있어서 충분히 크다. 그러므로 효율성은 전술한 바와 같이 $fom_{[e]}$ 를 최적화함으로써 100%로 더욱 향상될 수 있다. 방사 손실로의 변환 비율은 또한 다른 시스템 파라미터에 따라 다르며, 이전에 결정된 범위 내에서의 파라미터에 대한 값을 가지는 전도성 루프에 대해 도 5에 도시되어 있다.

[0192] 예를 들어, 커플링 레이트 $D/r = 7$, 소스로부터 거리 D_h 에서의 "사람" 외래 물체인, 표 4에 설명된 커패시터가 탑재된 코일 실시예에서, $P_{work} = 10W$ 는 부하에 전달되어야만 하는 경우를 고려한다. 이때, (도 11에 기초하여)

$Q_{s[h]}^{rad} = Q_{d[h]}^{rad} \sim 10^4$, $Q_s^{abs} = Q_d^{abs} \sim 10^3$, $Q_\kappa \sim 500$, 및 $D_h \sim 3cm$ 에서 $Q_{d-h}^{abs} \rightarrow \infty$, $Q_{s-h}^{abs} \sim 10^5$ 이고, $D_h \sim 10cm$ 에서 $Q_{s-h}^{abs} \sim 5 \cdot 10^5$ 이다. 그러므로 $fom[h] \sim 2$ 이고, 따라서 $\eta_{work} \approx 38\%$, $P_{rad} \approx 1.5W$, $P_s \approx 11W$, $P_d \approx 4W$ 임을 알 수 있고, 가장 중요한 것은 $D_h \sim 3cm$ 에서 $\eta_h \approx 0.4\%$ 이고, $P_h \approx 0.1\%$ 및 $D_h \sim 10cm$ 에서 $\eta_h \approx 0.1\%$, $P_h \approx 0.02\%$ 이다.

[0193] 많은 경우에 있어서, 공진 물체의 치수는 특정한 어플리케이션에 따라 직접 설정될 것이다. 예를 들어, 이 어플리케이션이 랩톱 또는 셀 폰에 전력을 공급할 때, 디바이스 공진 물체는 각각 랩톱 또는 셀 폰의 치수보다 큰 치수를 가질 수 없다. 특히, 특정한 치수의 두 개의 루프의 시스템에 있어서, 루프 반경 $r_{s,d}$ 및 와이어 반경

$a_{s,d}$ 와 관련하여, 시스템 최적화를 조정하기 위해 남겨진 독립 파라미터는: 권선수 $N_{s,d}$, 주파수 f 및 일-추출 레이트(부하 저항) Γ_{work} 이다.

[0194] 일반적으로, 다양한 실시예에서, 증가시키거나 최적화시키길 원하는 주요 종속 변수는 전체 효율성 η_{work} 이다. 그렇지만, 시스템 설계에 따라 다른 중요한 변수들을 고려할 필요가 있다. 예를 들어, 커패시터가 탑재된 코일을 특징짓는 실시예에서는, 예를 들어, 와이어 내부를 흐르는 전류 $I_{s,d}$ 및 커패시터 양단의 전압 $V_{s,d}$ 에 의해 설계 상의 제약을 받을 수 있다. 이러한 제약은 중요할 수 있는데, 왜냐하면, ~Watt 전력 어플리케이션에 있어서 이러한 파라미터들에 대한 값들이 와이어 또는 커패시터에 대해 각각 너무 커서 다룰 수 없기 때문이다. 또한, 디바이스의 전체 탑재된 $Q_{tot} = \omega L_d / (R_d + R_w)$ 는 바람직하게 작아야만 하는 양인데, 왜냐하면 소스 공진 주파수 및 디바이스 공진 주파수를 그 자신의 Q 내에 매칭시키는 것은, 이것들이 매우 작을 때, 실험적으로 문제가 있을 수 있고 약간의 변동에도 더욱 민감하기 때문이다. 마지막으로, 방사된 전력 $P_{rad,s,d}$ 는, 일반적으로, 자기, 비-방사 방식에 있어서, 이미 통상적으로 작을지라도, 안정성 문제에 대해 최소화되어야만 한다.

[0195] 이하에서는, 종속적인 것들에 대한 독립 변수 각각의 것의 효과를 시험한다.
 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = \sqrt{1 + wp \cdot fom_{[e]}^2}$ 을 통한 $fom_{[e]}$ 의 일부의 특정한 값에 대해 일-배출 레이트를 표현하기 위해 새로운 변수 wp 를 정의한다. 그런 다음, 일부의 실시예에서, 이러한 레이트에 충격을 가하는 값들은:

[0196] 소스에 저장되어 있는 필요한 에너지(그러므로 I_s 및 V_s)를 최소화하기 위해
 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = 1 \Leftrightarrow wp = 0$ (공통 임피던스-매칭 조건),

[0197] 위에서 본 바와 같이, 효율성을 증가시키기 위한 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} = \sqrt{1 + fom_{[e]}^2} > 1 \Leftrightarrow wp = 1$, 또는

[0198] 디바이스 내에 저장되어 있는 필요한 에너지(그러므로 I_d 및 V_d)를 감소시키기 위한 그리고
 $Q_{tot} = \omega L_d / (R_d + R_w) = \omega / [2(\Gamma_d + \Gamma_{work})]$ 를 감소시키거나 또는 최소화하기 위한
 $\Gamma_{work} / \Gamma_{d[e]} \gg 1 \Leftrightarrow wp \gg 1$ 이다.

[0199] N_s 및 N_d 를 증가시키면 $\kappa / \sqrt{\Gamma_s \Gamma_d}$ 를 증가시키고 이에 따라 효율성도 상당히 증가하고, 전에 본 바와 같이, 또한 루프의 인덕턴스가 증가하기 때문에, 전류 I_s 및 I_d 를 감소시키고, 소정의 출력 전력 P_{work} 에 필요한 에너지

지 $U_{s,d} = \frac{1}{2} L_{s,d} |I_{s,d}|^2$ 는 더 작은 전류로 달성될 수 있다. 그렇지만, N_d 를 증가시키면 Q_{tot} , $P_{rad,d}$ 를 증가시키고, 디바이스 커패시턴스 양단의 전압 V_d 를 증가시키는 데, 이것을 불행히도, 통상적인 실시예에서 시스템의 가장 큰 한계 인자들 중 하나로 되어 버린다. 이것을 설명하기 위해, 커패시터 재료의 항복(breakdown)을 실제로 유도하는 것은 전압이 아닌 전기장임을 유의해야 하고, (최적에 가까운) 원하는 동작 주파수에 있어서, 증가된 인덕턴스 L_d 는 감소된 필요한 커패시턴스 C_d 를 의미하고, 이것은 원리적으로 달성될 수 있는데, 커패시터가 탑재된 디바이스 코일에 있어서는 디바이스 커패시터 플레이트 d_d 의 공간을 증가시킴으로써 달성될 수 있고, 자기-공진 코일에 있어서는 h_d 를 통해, 인접하는 턴의 공간을 증가시킴으로써 달성될 수 있으며, 결과적으로 전기장(이전에 있어서는 $\approx V_d/d_d$)이 실제로 N_d 에 의해 감소되며; 그렇지만, 실제로는 d_d 또는 h_d 를 많이 증가시킬 수 없는데, 왜냐하면, 그렇게 되면 원하지 않는 커패시턴스 가장자리 전기장이 매우 커지게 되거나 및/또는 코일의 크기가 너무 커지게 되어 버리며; 그리고 어떤 경우에는, 소정의 어플리케이션에 있어서, 지극히 높은 전압은 바람직하지 않다는 것을 유의해야 한다. 유사하게 증가시키는 동작이 N_s 를 증가시킬 때 소스 $P_{rad,s}$ 및 V_s 에 대해서도 관찰된다. 결론적으로, 권선수 N_s 및 N_d 는 합리적인 전압, 가장자리 전기장 및 물리적 크기가 될 수 있도록 (효율성에 있어서) 가능한 최대한 크게 선택되어야만 한다.

[0200] 주파수와 관련하여, 다시, 효율성을 위한 최적의 것이 있으며, Q_{rad} 는 근사적으로 최대이며, 최적의 주파수에 가

잡다. 낮은 주파수에 있어서, 전류는 악화되지만(더 커지지만) 전압 및 방사 전력은 낮아진다(작아진다). 일반적으로, 최적의 주파수 또는 낮은 어떤 것을 선택해야만 한다.

[0201] 시스템에 대한 동작 레짐을 결정하는 한 가지 방법은 그래픽 방법에 기초한다. 도 12에서, $r_s = 25\text{cm}$, $r_d = 15\text{cm}$, $h_s = h_d = 0$, $a_s = a_d = 3\text{mm}$ 인 두 개의 루프에서 그리고 이들 루프 간의 거리가 $D = 2\text{m}$ 인 경우, w_p 및 N_s 에 대해 어떤 선택이 이루어진 상태에서, 주파수 및 N_d 와 관련해서 모든 전술한 종속 변수(전류, 전압 및 출력 전력의 1watt에 정상화된 방사 전력)를 표시한다. 도면은 전술한 모든 의존성을 나타낸다. 또한, 주파수 및 w_p 그러나 고정된 N_s 및 N_d 모두에 대한 함수로서 종속 변수의 윤곽을 만들 수 있다. 예를 들어, 위와 같이 주어진 치수를 가진 두 개의 루프의 시스템에 대한 파라미터들의 합리적인 선택은: $N_s = 2$, $N_d = 6$, $f = 10\text{MHz}$ 및 $w_p = 10$ 이며, 이것은 이하의 성능 특성을 제공한다: $n_{\text{work}} = 20.6\%$, $Q_{\text{tot}} = 1264$, $I_s = 7.2\text{A}$, $I_d = 1.4\text{A}$, $V_s = 2.55\text{kV}$, $V_d = 2.30\text{kV}$, $P_{\text{rad},s} = 0.15\text{W}$, $P_{\text{rad},d} = 0.006\text{W}$. 도 12 및 도 13에서의 결과, 및 바로 위에서 계산된 성능 특성은 위에서 제공된 분석 공식을 사용하여 이루어진고, 따라서 이것들은 N_s , N_d 의 큰 값들에 대해 덜 정확할 것으로 기대되지만, 그럼에도 이것들은 스케일링 및 크기의 순서에 대해 우수한 추정치를 제공한다.

[0202] 마지막으로, 위에서 언급한 바와 같이, 통상적으로 디바이스 치수만이 제한되기 때문에, 소스 치수를 부가적으로 최적화할 수 있다. 즉, 독립 변수의 세트에 r_s 및 a_s 를 부가할 수 있고 이것들과 관련해서 문제의 모든 종속 변수에 대해 또 최적화할 수 있다(위에서 효율성과 관련해서 이것을 어떻게 하는지를 보았다). 이러한 최적화에 따라 결과가 향상된다.

[0203] 실험 결과

[0204] 무선 에너지 전달에 대한 전술한 방식의 실시예의 실험적 실현은 위에서 전술한 타입의 두 개의 자기-공진 코일로 이루어지며, 도 14에 개략적으로 도시된 바와 같이, 그 중 하나(소스 코일)는 발진 회로에 유도적으로 결합되고, 다른 하나(디바이스 코일)는 저항성 부하에 유도적으로 결합된다. 도 14를 참조하면, A는 구동 회로의 일부인 반경 20cm의 단일의 구리 루프이며, 주파수 9.9MHz를 가지는 사인 파형을 출력한다. S 및 D는 각각 본문에서 언급한 바 있는 소스 코일 및 디바이스 코일이다. B는 부하에 부착된 와이어의 루프(전구)이다. 다양한 κ 는 물체들 간의 직접 결합을 나타낸다. 코일 D와 루프 A 간의 각도는, 이것들의 직접 결합이 제로인 동시에 코일 S 및 D가 동축으로 정렬되도록 조정된다. B와 A간 그리고 B와 S 간의 직접 결합은 무시할 수 있다.

[0205] 전력 전달 방식의 실험적 유효화를 위해 내장된 두 개의 동일한 헬리컬 코일에 대해 파라미터는 $h = 20\text{cm}$, $a = 3\text{mm}$, $r = 30\text{cm}$, $n = 5.25$ 이다. 양쪽의 코일은 구리로 만들어져 있다. 구성 상의 불안정으로 인해, 나선의 루프들 간의 공간은 일정하지 않으며, 10%(2cm) 불확실성이 h에 있는 것으로 생각하여 그것들의 균일성에 관한 불확실성을 형상화하였다. 이러한 치수에 주어진 예상된 공진 주파수는 $f_0 = 10.56 \pm 0.3\text{MHz}$ 이고, 이것은 약 9.90MHz에서 측정된 공진으로부터 약 5% 떨어져 있다.

[0206] 루프들에 대한 이론적 Q는 ~2500일 것으로 추정되지만(저항 $\rho = 1.7 \times 10^{-8} \Omega\text{m}$ 인 완벽한 구리를 가정하여), 그 측정된 값은 950 ± 50 이다. 불일치는 대부분 구리 와이어의 표면 상에서 약하게 전도시키는 산화 구리층의 영향 때문인 것으로 여겨지며, 이 주파수에서는 경피 깊이(short skin depth)(~20 μm)에 의해 전류가 한정된다. 그러므로 모든 이후의 계산에서는 실험적으로 관찰된 Q(및 이로부터 유도된 $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma = \omega / (2Q)$)를 사용하였다.

[0207] 커플링 계수 κ 는 두 개의 자기-공진 코일(h를 약간 조정함으로써, 격리될 때 동일한 공진 주파수에 대해 미세 동조됨)을 거리 D만큼 떨어져서 배치시킴으로써 그리고 이 두 개의 공진 모드의 주파수에서의 분리(splitting)를 측정함으로써 실험적으로 발견될 수 있다. 결합-모드 이론에 따르면, 분리는 $\Delta\omega = 2\sqrt{\kappa^2 - \Gamma^2}$ 이어야만 한다. 두 개의 코일이 동축으로 정렬될 때 거리 함수로서의 실험적 결과와 이론적 결과와의 비교는 도 15에 도시된 바와 같다.

[0208] 도 16은 두 개의 코일 간의 비교의 함수로서 파라미터 κ/Γ 에 대한 실험적 값 및 이론적 값의 비교를 도시한다. 이론값은 이론적으로 얻어진 κ 및 실험적으로 측정된 Γ 를 사용함으로써 얻어진다. 빗금친 영역은 Q의 ~5% 불확실성으로 인한 이론적 κ/Γ 에서의 확산을 나타낸다.

[0209] 전술한 바와 같이, 최대의 이론적 효율성은 도 17에서의 거리의 함수로서 도시된, 파라미터

$\kappa/\sqrt{\Gamma_1\Gamma_2} = \kappa/\Gamma$ 에 의해서만 좌우된다. 손실에 대한 커플링 κ/Γ 는 $D=2.4m$ 인 경우에 있어서도 1보다 크며 (코일 반경의 8배), 따라서 시스템은 검사된 전체 거리 범위에 걸쳐, 강하게 결합된 레짐 내에 있다.

[0210] 전원 공급 회로는 단일의 구리 와이어의 반경 20cm의 루프에 의해 소스 코일에 유도적으로 결합된 표준 콜피츠 (Colpitts) 발진기였다(도 14 참조). 부하는 이전에 조정된 전구로 이루어졌고 절연 와이어의 그 자신의 루프에 부착되었으며, 이것은 차례로 디바이스 코일의 근처에 배치되어 유도적으로 결합되었다. 그러므로 전구와 디바이스 코일 간의 거리를 변화시킴으로써, 파라미터 Γ_w/Γ 는 그 최적의 값에 매칭되도록 조정되었으며,

$\sqrt{1+\kappa^2/(\Gamma_1\Gamma_2)}$ 에 의해 이론적으로 주어져 있다. 유도성 특성 때문에, 전구에 연결된 루프는 작은 반응성 성분을, 코일을 약가 다시 동조시킴으로써 보상된 Γ_w 에 추가하였다. 추출된 일은, 부하에서의 전구가 그 완전한 정상적인 회도에 있을 때까지, 콜피츠 발진기에 들어간 전력을 조정함으로써 결정되었다.

[0211] 소스 코일과 부하 간에 구체적으로 일어나는 전달의 효율성을 격리시키기 위해, 전류-검사를 가진 각각의 자기 공진 코일의 중간 지점에서 전류를 측정하였다(두드러지게, 코일의 Q를 더 낮추기 위해 발견되지 않았다). 이것은 위에서 언급한 전류 파라미터 I_1 및 I_2 의 측정치를 제공한다. 그런 다음 각각의 코일에서 소진된 전력 $P_{1,2} = \Gamma L |I_{1,2}|^2$ 로부터 계산되었고, 효율성이 $\eta = P_w/(P_1+P_2+P_w)$ 로부터 직접적으로 얻어졌다. 실험적 설정이 두 개의 물체 결합-모드 이론 모델에 의해 잘 설명되었다는 것을 확실하게 하기 위해, 콜피츠 발진기에 부착된 구리 루프에 대한 직접적인 커플링이 제로로 되도록 디바이스 코일을 위치시켰다. 실험적 결과가, 최대 효율성에 대한 이론적 예측과 함께, 도 17에 도시되어 있으며, 수학적(14)에 의해 주어져 있다.

[0212] 이 실시예를 사용하면, 이 설정을 사용하여, 예를 들어, 2m 이상 떨어진 거리로부터 60W 전구를 완전하게 점등하여 상당한 양의 전력을 전달할 수 있었다. 추가적인 검사로서, 구동 회로로 들어가는 전체 전력을 측정하였다. 콜피츠 발진기 자체의 효율성이 정확하게 공지되지 않았기 때문에, 100%에서 멀 것으로 예상되기는 했어도, 무선 전달 자체의 효율성을 이러한 방식으로 추정하는 것은 어려웠다. 그럼에도, 이것은 효율성 면에서 지나치게 보전성의 낮은 바운드를 주었다. 2m의 거리에서 부하에 60W를 전달할 때, 예를 들어, 구동 회로로 흐르는 전력은 400W였다. 이것은 전체적으로 ~15%의 벽 대 부하(wall-to-load) 효율성을 생성하는 데, 이것은 이 거리에서의 무선 전력 전달에 있어서는 예상된 ~40% 효율성이 합리적으로 주어진 것이다.

[0213] 전술한 이론적 처리로부터, 통상적인 실시예에서, 전력 전달이 실용적인 공진 상에 코일들이 있다는 것이 중요하다 하는 것을 알 수 있다. 부하에 전달된 전력은 코일들 중 하나가 공진으로부터 탈동조(detune)하였을 때 급격하게 강해되었다는 것을 실험적으로 발견하였다. 역으로 탑재된 Q의 수회의 부분적 탈동조 $\Delta f/f_0$ 를 위해, 디바이스 코일 내에서 유도된 전류는 노이즈와는 구별이 되지 않는다.

[0214] 전력 전달은, 소스와 디바이스 간의 시선을 철저히 차단했을 때조차도, 사람 및 금속 및 목재 가구와 같은 다양한 일상생활용품뿐만 아니라 크고 작은 전자 디바이스가 두 개의 코일 사이에 위치할 때, 시각적으로 영향을 받는 것으로 발견되지 않았다. 외래 물체들이 코일 중 하나로부터 10cm보다 더 가까이 있을 때만 효과를 가지는 것으로 발견되었다. 일부의 재료(예를 들어, 알루미늄 호일, 스티로폼 및 사람) 대부분이, 원리적으로 전술한 타입의 피드백 회로에 의해 쉽게 정정될 수 있는, 공진 주파수를 시프트한 반면, 다른 것들(카드보드, 목재, 및 PVC)은 코일로부터 수 cm보다 더 가까이 있을 때 Q가 낮아졌고, 이에 따라 전달의 효율성도 낮아졌다.

[0215] 이 전력 전달의 방법은 사람에게는 안전해야만 한다. 2m를 두고 (랩톱 컴퓨터에 전력을 전달하기에 충분한 것보다 더 큰) 60W를 전달할 때, 발생된 자기장의 크기가 코일 내의 와이어로부터 약 1cm보다 짧게 떨어져 있는 것을 제외하곤 모든 거리에 있어서 지구의 자기장보다 훨씬 더 약하고, 장기간 사용 후에도 이 방식의 안전성이 있는 것으로 추정하였다. 이러한 파라미터에 대해 방사된 전력은 ~5W이고, 이것은 대략 셀폰보다 높은 크기이지만 전술한 바와 같이 현저하게 감소될 수 있다.

[0216] 두 개의 코일 현재 동일한 치수로 되어 있지만, 효율성을 감소시킴이 없이 포터블 디바이스에 충분히 맞추어지도록 디바이스 코일을 작게 하는 것이 가능하다. 예를 들어, 소스 및 디바이스 코일의 특성 크기의 적(product)을 일정하게 유지할 수 있다.

[0217] 이러한 실험들은 중간 범위 거리에 걸쳐 전력 전달 위한 시스템을 실험적으로 보여주고 있고, 그 실험 결과는 복수의 종속적 그리고 상호적으로 일관적인 테스트 내에서 이론과 잘 일치한다.

[0218] 방식의 효율성 및 망라된 거리는, Q를 증가시키는, 코일을 은도금함으로써, 또는 공진 물체에 대한 기하학을 더

욱 정교하게 함으로써 적절하게 향상될 수 있을 것이다. 그럼에도, 여기에 나타난 시스템의 성능 특성은 실제의 어플리케이션에서 사용될 수 있는 레벨에 이미 있다.

[0219] **어플리케이션**

[0220] 결론적으로, 무선의 비-방사 에너지 전달을 위한 공진 기반의 방식에 대한 수 개의 실시예를 서술하였다. 이러한 고려가 정적 기하학을 위한 것이었는지라도(즉 κ 및 Γ_e 는 시간에 대해 독립이었다), 에너지-전달 시간 κ^{-1} (마이크로파 어플리케이션에 있어서는 $\sim 1\mu s$)은 육안으로 보이는 물체의 모션과 연관된 어떠한 타임스케일보다 훨씬 더 짧기 때문에, 모든 결과는 이동성 물체의 동적 기하학에 직접적으로 적용될 수 있다. 매우 단순한 실현 기하학의 분석은 확고한 성능 특성을 제공하고 일련의 설계 최적화로 추가적인 향상이 기대된다. 그러므로 제안된 메커니즘은 많은 현대의 어플리케이션에 전도 유망하다.

[0221] 예를 들어, 육안으로 보이는 세계에서, 이러한 방식은 잠재적으로 전력을, 예를 들어 공장 안의 로봇 및/또는 컴퓨터, 또는 간선 도로 상의 전기 버스에 전달하는 데 사용될 수 있다. 일부의 실시예에서, 소스-물체는 간선 도로 위에 뻗어 있는, 또는 천장을 따라 뻗어 있는 긴 "파이프(pipe)"일 수 있다.

[0222] 무선 전달 방식의 일부의 실시예는 에너지를, 무선으로 또는 다른 기술을 사용하여 도달하기 어렵거나 불가능한 전력 공급 장치 또는 충전 장치에 제공할 수 있다. 예를 들어, 일부의 실시예는 임플란트 의료용 장치(예를 들어, 심장, 페이스메이커(pacemaker), 약 전달 펌프 등) 또는 지하에 매립된 센서에 전력을 제공할 수 있다.

[0223] 훨씬 작은 과장이 사용되고 작은 전력을 필요로 하는 육안으로 보이는 세계에서는, 소스와 디바이스 간의 상대적 얼라인먼트에 관한 걱정없이도, CMOS 전자 장비용 광학적 상호 연결을 실현하는 데, 또는 독립식 나노-물체(예를 들어, MEMS 또는 나노-로봇)에 에너지를 전달하는 데 이것을 사용할 수 있다. 또한, 응용 가능한 범위는, 소스 및 디바이스가 공통 밀집 물체를 통해 연결되어 있는 음향 시스템에도 확장될 수 있다.

[0224] 일부의 실시예에서, 전술한 기술은 공진 물체의 국부화된 근거리 장을 사용하여 정보의 비-방사 무선 전달을 제공할 수 있다. 이러한 방식은 정보가 원거리 장으로 방사되지 않기 때문에 향상된 안전성을 제공하고, 높은 감도의 정보에 대한 중간 범위 통신에 잘 어울린다.

[0225] 본 발명에 대한 일련의 실시예를 서술하였다. 그럼에도, 본 발명의 정신 및 범주를 벗어남이 없이 다양한 변형이 이루어질 수 있다는 것을 이해할 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

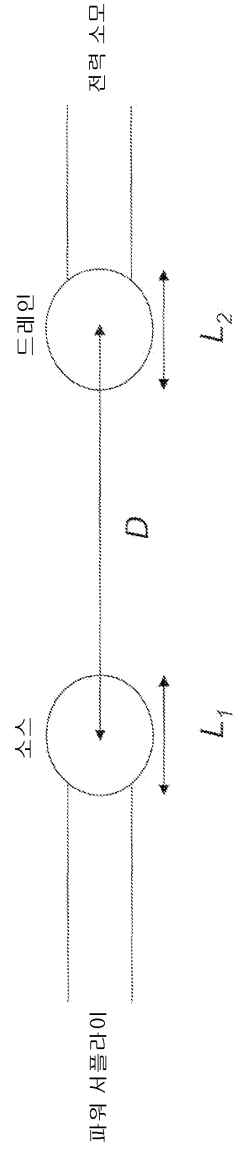
- [0060] 도 1은 무선 에너지 전달 방식의 개략도이다.
- [0061] 도 2는 자기-공진 전도 와이어 코일의 예시도이다.
- [0062] 도 3은 두 개의 자기-공진 전도 와이어 코일을 특징짓는 무선 에너지 전달 방식 도시도이다.
- [0063] 도 4는 커패시터가 탑재된 전도 와이어 코일, 및 주변의 장을 나타내는 예시도이다.
- [0064] 도 5는 두 개의 커패시터가 탑재된 전도 와이어 코일을 특징짓는 무선 에너지 전달 방식, 및 그 주변의 장을 나타내는 예시도이다.
- [0065] 도 6은 공진 유전체 디스크 및 그 주변의 장을 나타내는 예시도이다.
- [0066] 도 7은 두 개의 공진 유전체 디스크를 특징짓는 무선 에너지 전달 방식, 및 그 주변의 장을 나타내는 예시도이다.
- [0067] 도 8a 및 도 8b는 주파수 제어 메커니즘에 대한 개략도이다.
- [0068] 도 9a 내지 도 9c는 다양한 외래의 물체의 존재 시의 무선 에너지 전달 방식 도시도이다.
- [0069] 도 10은 무선 에너지 전달에 대한 회로 모델도이다.
- [0070] 도 11은 무선 에너지 전달 방식의 효율성 도시도이다.
- [0071] 도 12는 무선 에너지 전달 방식의 파라미터 의존성 도시도이다.
- [0072] 도 13은 무선 에너지 전달 방식의 파라미터 의존성 도시도이다.

[0073] 도 14는 무선 에너지 전달을 증명하는 실험적 시스템 도시도이다.

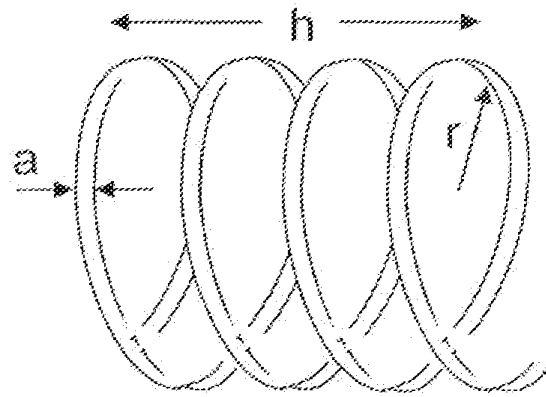
[0074] 도 15 내지 도 17은 도 14에 개략적으로 도시된 시스템에 대한 실험 결과 도시도이다.

도면

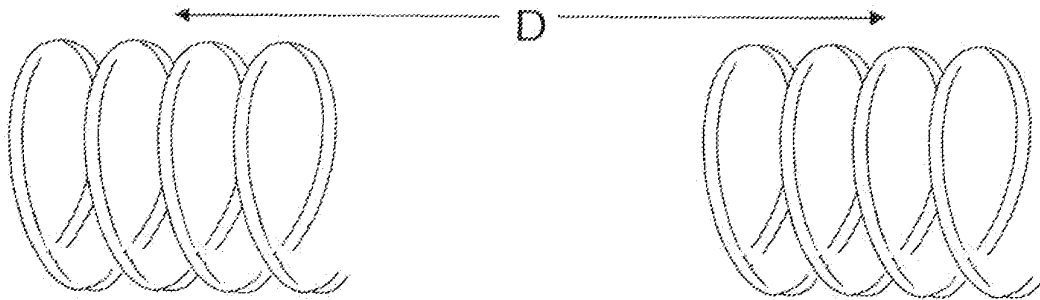
도면1



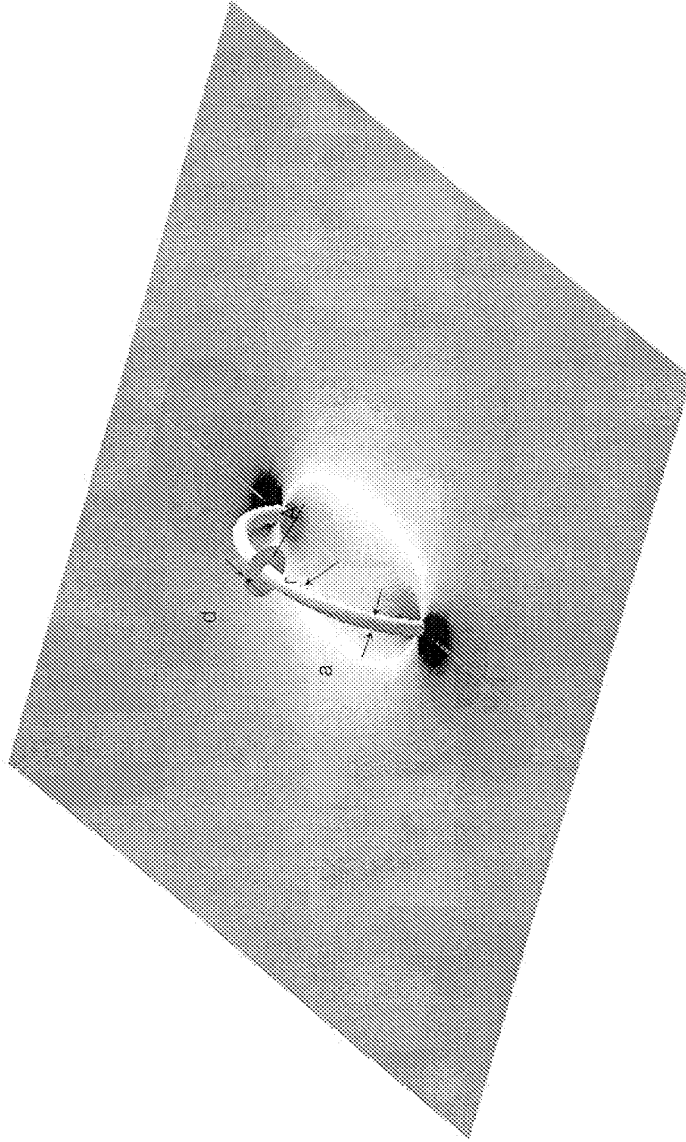
도면2



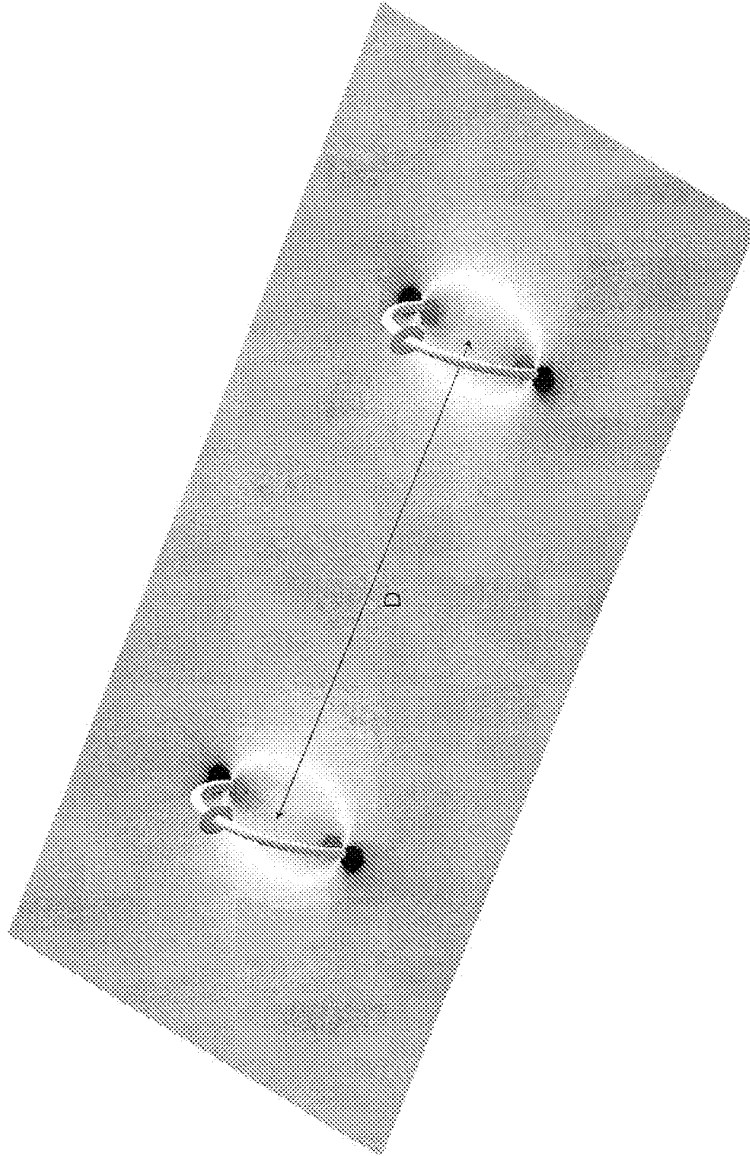
도면3



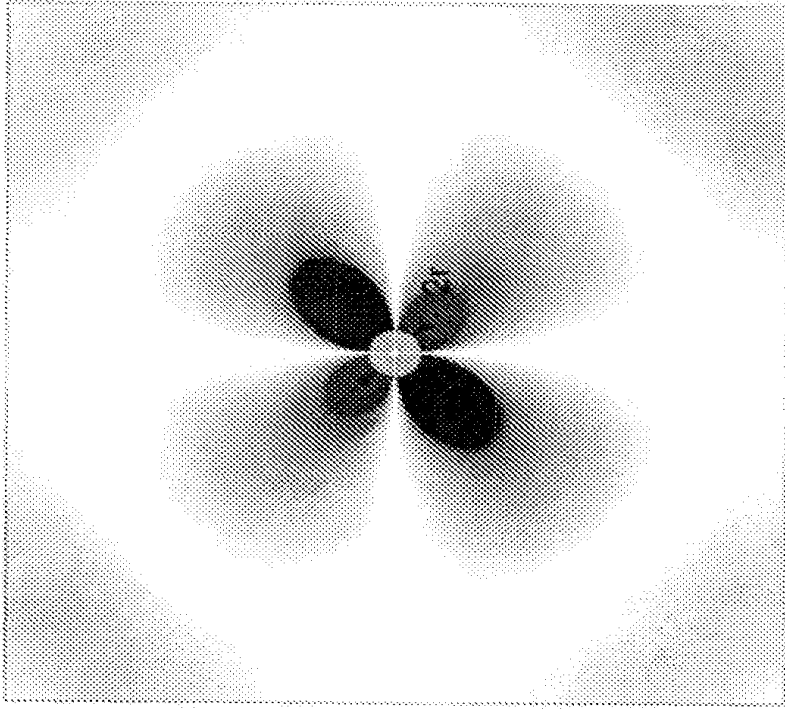
도면4



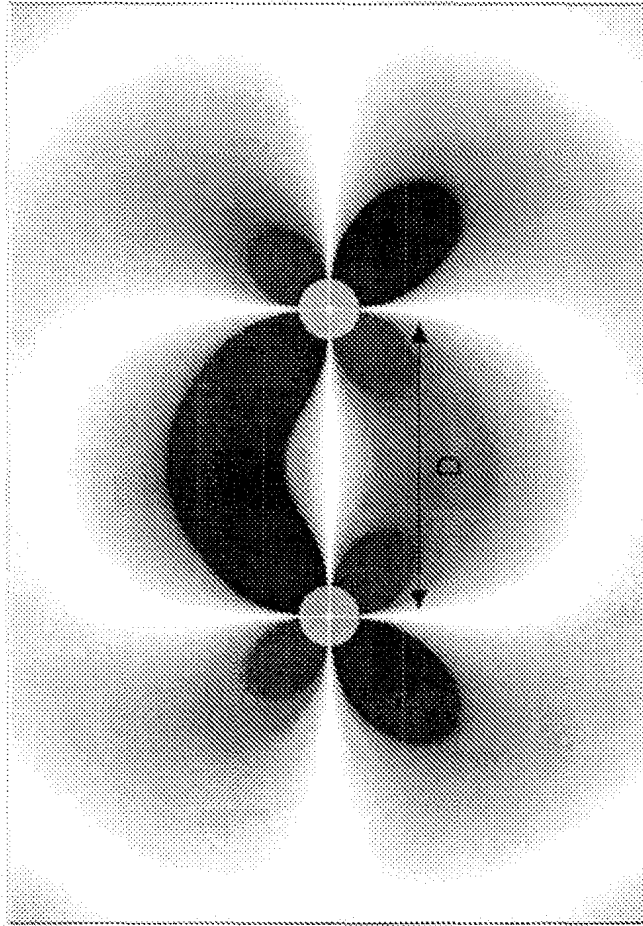
도면5



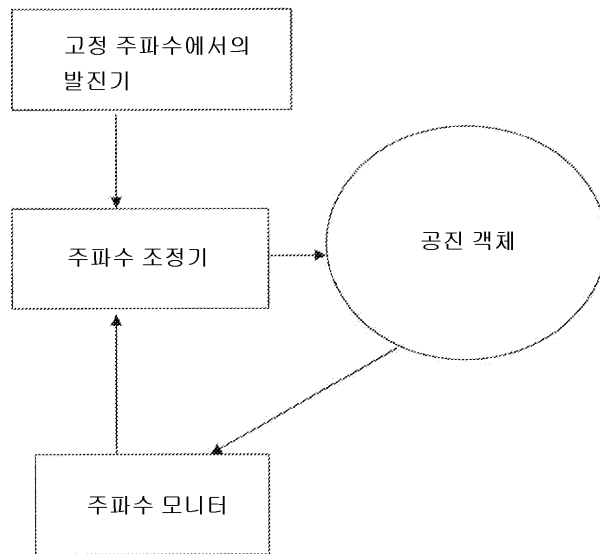
도면6



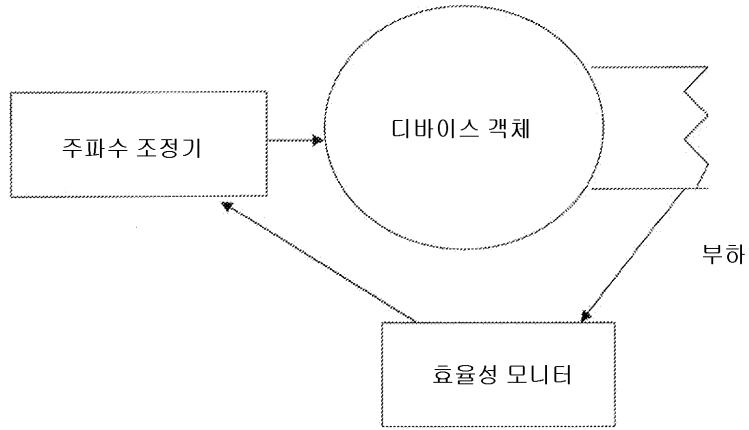
도면7



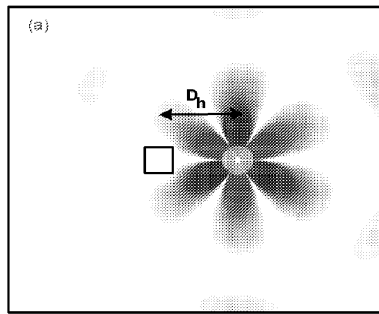
도면8a



도면8b

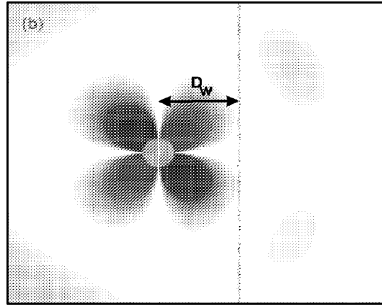


도면9a



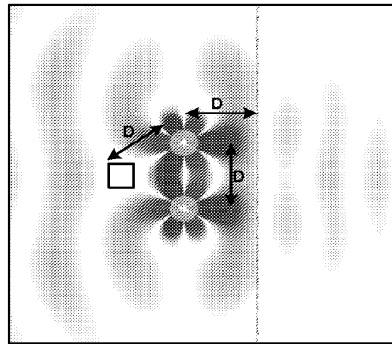
"사람"의 디스크	D_h/r	Q_{c-h}^{abc}	$Q_{c[h]}^{rad}$	$Q_{c[h]}$
$Re\{\epsilon\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_c^{abc} \approx 10096$	3	230	981	
	5	2917	1984	
	7	11573	2230	
	10	41496	2201	
$Re\{\epsilon\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_c^{abc} \approx 10096$	3	1827	6197	
	5	58431	11808	
	7	249748	9931	
	10	867552	9078	

도면9b



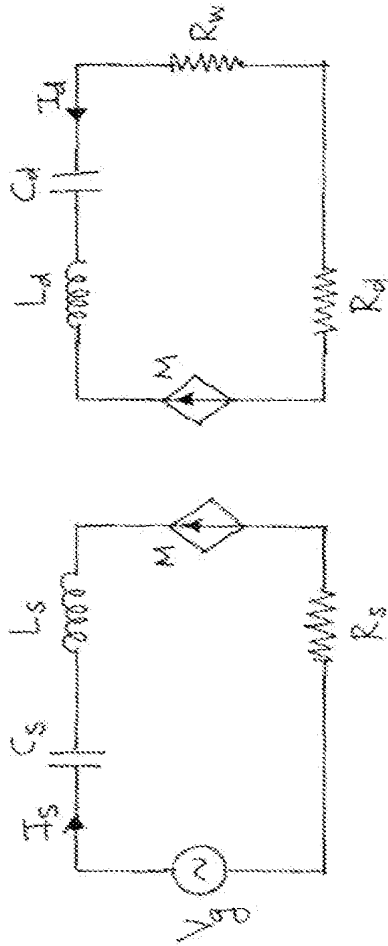
"벽"의 디스크	D_w/r	Q_{c-w}^{abc}	$Q_{c[w]}^{rad}$	$Q_{c[w]}$
$Re\{\epsilon\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_c^{abc} \approx 10098$	3	16725	1235	1033
	5	31659	1922	1536
	7	49440	2389	1859
	10	82839	2140	1729
$Re\{\epsilon\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_c^{abc} \approx 10097$	3	53154	6228	3592
	5	127402	10988	5053
	7	159192	10168	4910
	10	191506	9510	4775

도면9c

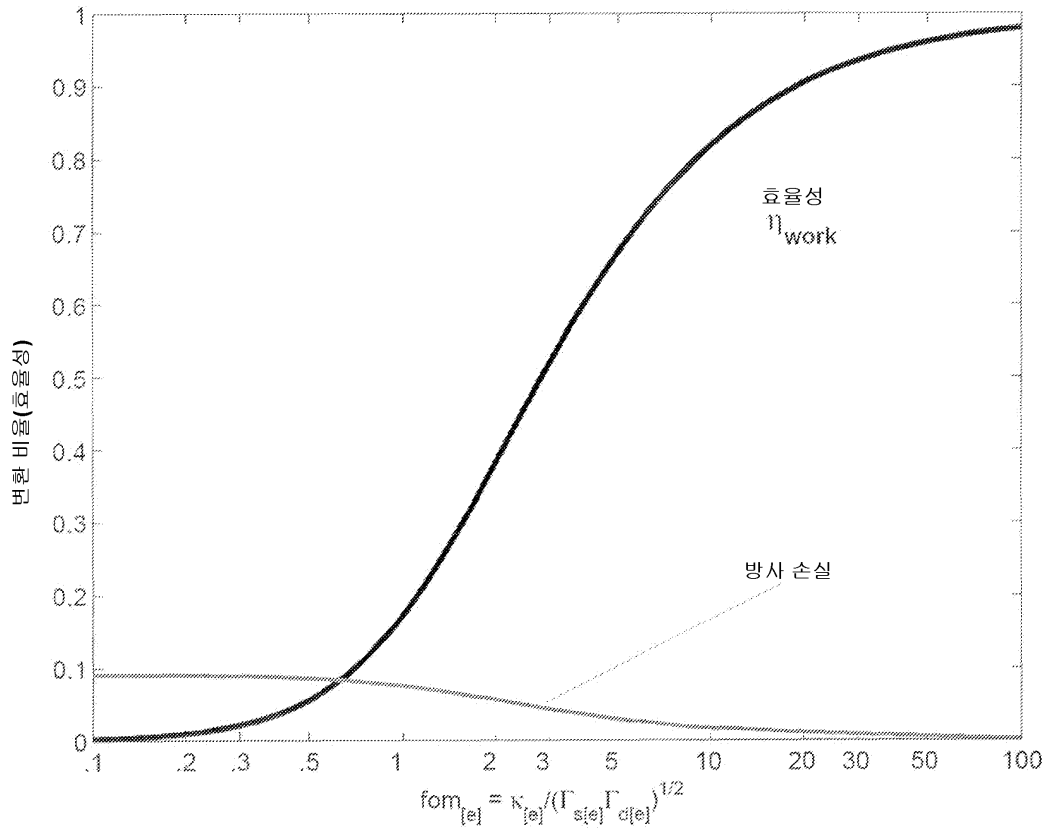


"사람" 및 "벽"의 두 개의 디스크	D/r	Q_{c-h}^{abc}	Q_{c-w}^{abc}	$Q_{c[hw]}^{rad}$	$Q_w[hw] = \omega/2\Gamma$	$\omega/2\kappa[hw]$	$\kappa[hw]/\Gamma_c[hw]$
$Re\{\epsilon\}=147.7, m=2$ $\lambda/r \approx 20$ $Q_c^{abc} \approx 10100$	3	3300	12774	536	426	48	8.8
	5	5719	26333	1600	1068	322	3.3
	7	13248	50161	3542	2097	973	2.2
	10	18447	68460	3624	2254	1768	1.3
$Re\{\epsilon\}=65.6, m=3$ $\lambda/r \approx 10$ $Q_c^{abc} \approx 10100$	3	2088	36661	6764	1328	141	9.4
	5	72137	90289	11945	4815	2114	2.3
	7	237822	129094	12261	5194	8307	0.6

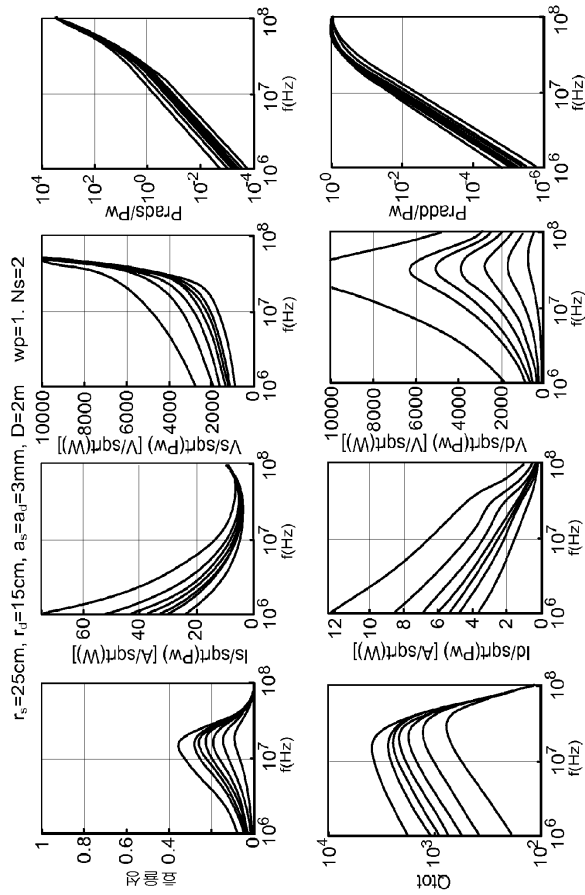
도면10



도면11

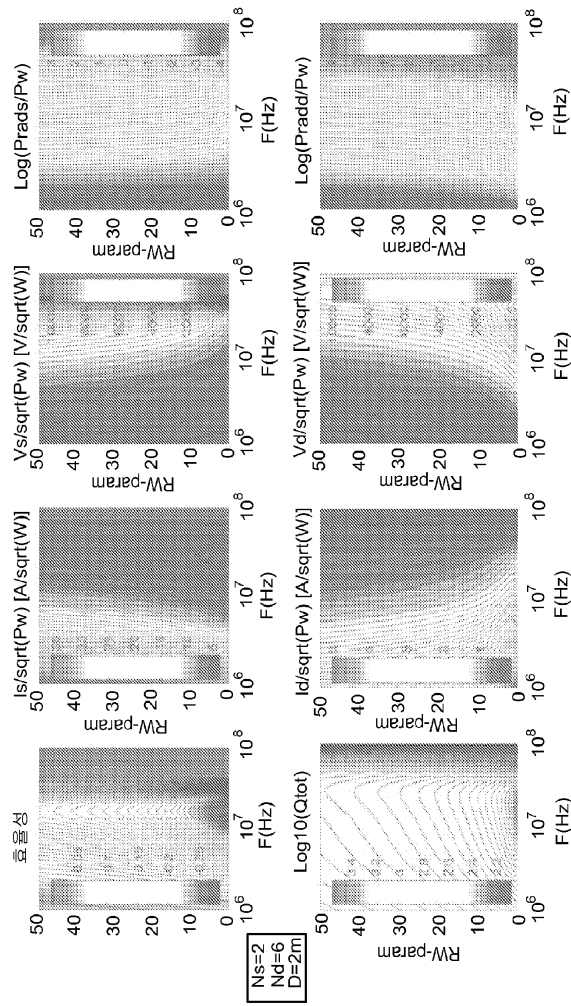


도면12



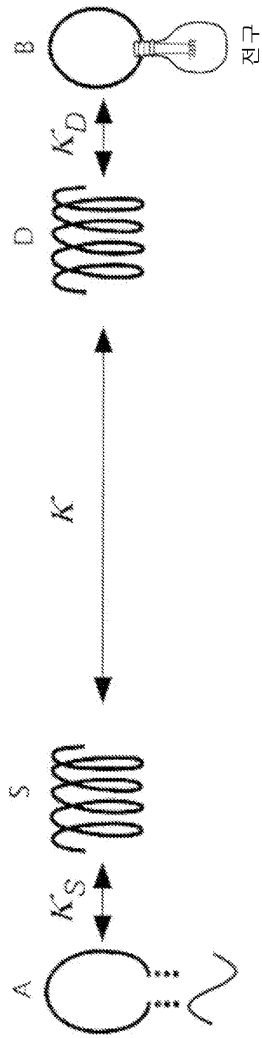
소스 및 디바이스 루프 지수의 특정한 선택에 대한 주파수의 함수로서, 즉 W_p 및 N_s 및 $N_d=1,2,3,4,5,6,10$
 (적색, 녹색, 마젠타, 황색, 시아인, 검정, 각각)의 함수로서, 출력 작업 전력의 1Watt로 정상화된,
 진폭(모평면) 디바이스 Q , 및 소스 및 디바이스 전류, 전압 및 방사 전력

도면13

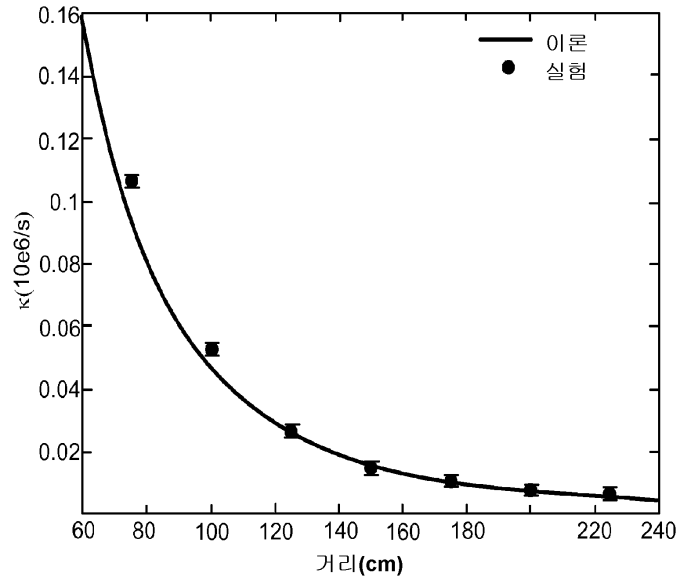


주파수, 소스 및 디바이스 루프 지수의 특정한 선택, 및 권선수 N_s 및 N_d 의 함수로서 (1Watt)의 출력 작업 전력에 정상화된) 전체(포딩된) 디바이스 Q , 및 소스 및 디바이스 전력, 전압 및 방사 전력

도면14

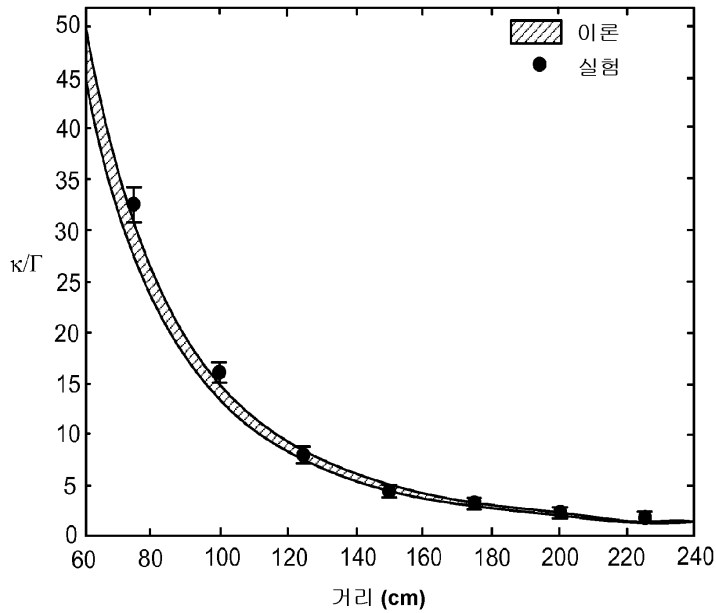


도면15



소스 코일과 디바이스 코일 간의 분리의 함수로서 k 에 대한 실험치와 이론치와의 비교

도면16



두 개의 코일 간의 분리의 함수로서 파라미터 κ/Γ 에 대한 실험치와 이론치와의 비교. 이론치는 이론적으로 얻어진 k 와 실험적으로 측정된 Γ 를 사용하여 얻어진다. 빗금친 부분은 Q 에서 ~5%의 불확실성으로 인한 이론적 κ/Γ 에서의 확산을 나타낸다

도면17

