(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2015-0112597
(43) 공개일자 2015년10월07일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02J 17/00 (2006.01) *H02J 7/00* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2014-0037091
(22) 출원일자 2014년03월28일
심사청구일자 2014년03월28일

(71) 출원인
경희대학교 산학협력단
경기도 용인시 기흥구 덕영대로 1732 (서천동, 경희대학교 국제캠퍼스내)
(72) 발명자
이종욱
경기도 화성시 영통로26번길 24 301-801(반월동,반달마을푸르지오아파트)
듀옹파이턱
경기도 용인시 기흥구 덕영대로 1732 (서천동)
(74) 대리인
송인호, 민영준, 최관락

전체 청구항 수 : 총 15 항

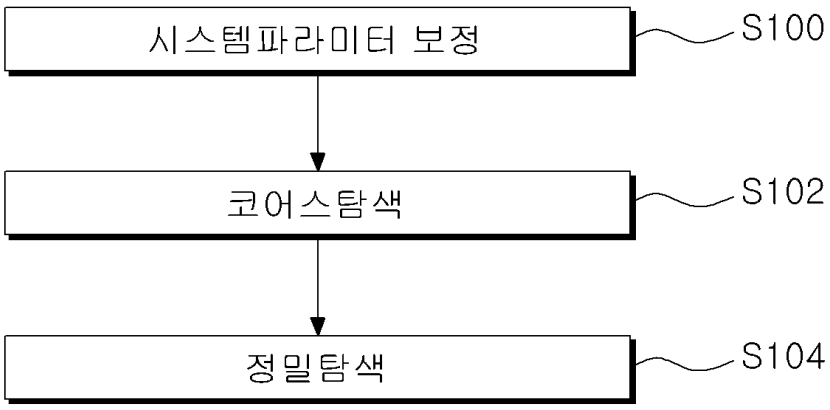
(54) 발명의 명칭 **공진 결합 무선 전력 전송 방법 및 시스템**

(57) 요 약

본 발명은 공진 결합 무선 전력 전송 방법 및 시스템을 개시한다. 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따르면, 무선 전력 전송 시스템의 소스측에서 부하의 거리를 고려하여 임피던스를 매칭하는 방법으로서, (a) 상기 무선 전력 전송 시스템에 대한 시스템 파라미터를 저장하는 단계-상기 시스템 파라미터는 코일 파라미터, 커플링 계수 및

(뒷면에 계속)

대 표 도 - 도1



거리에 따른 반사 전력 중 적어도 하나를 포함함-; (b) 상기 부하측에서 반사되는 반사 전력의 피크를 이용하여 상기 부하가 오버 커플링 영역(over-coupled region) 또는 언더 커플링 영역(under-coupled region) 중 어느 영역에 위치하는지를 판단하는 단계; (c) 상기 판단된 영역 및 상기 시스템 파라미터를 이용하여 상기 소스와 부하의 거리를 1차적으로 추정하는 단계; (d) 상기 1차적으로 추정된 거리에 따른 소스측 캐패시터 값을 결정하는 단계; 및 (e) 상기 결정된 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 캐패시터 값을 변경하면서 최적 임피던스를 탐색하는 단계를 포함하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법이 제공된다.

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	9991001164
부처명	교육부
연구관리전문기관	한국연구재단
연구사업명	일반연구자지원(교육부)
연구과제명	고효율 공진형 무선에너지 충전 기법 및 통합 제어 시스템 연구
기 여 율	1/1
주관기관	경희대학교(국제캠퍼스)
연구기간	2013.09.01 ~ 2014.08.31

명 세 서

청구범위

청구항 1

무선 전력 전송 시스템의 소스측에서 부하의 거리를 고려하여 임피던스를 매칭하는 방법으로서,

(a) 상기 무선 전력 전송 시스템에 대한 시스템 파라미터를 저장하는 단계-상기 시스템 파라미터는 코일 파라미터, 커플링 계수 및 거리에 따른 반사 전력 중 적어도 하나를 포함함-;

(b) 상기 부하측에서 반사되는 반사 전력의 피크를 이용하여 상기 부하가 오버 커플링 영역(over-coupled region) 또는 언더 커플링 영역(under-coupled region) 중 어느 영역에 위치하는지를 판단하는 단계;

(c) 상기 판단된 영역 및 상기 시스템 파라미터를 이용하여 상기 소스와 부하의 거리를 1차적으로 추정하는 단계;

(d) 상기 1차적으로 추정된 거리에 따른 소스측 캐패시터 값을 결정하는 단계; 및

(e) 상기 결정된 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 캐패시터 값을 변경하면서 최적 임피던스를 탐색하는 단계를 포함하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 소스는 소스 루프 및 상기 소스 루프에 인접하게 배치되는 제1 공진기를 포함하고, 상기 부하는 제2 공진기 및 상기 제2 공진기에 인접한 부하 루프를 포함하며,

상기 커플링 계수는 상기 제1 공진기 및 제2 공진기 사이의 커플링 계수인 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 (b) 단계는 상기 반사 전력에 2개의 피크가 존재하는 경우에는 상기 부하가 오버 커플링 영역에 위치하는 것으로 판단하고, 하나의 피크가 존재하는 경우에는 상기 부하가 언더 커플링 영역에 위치하는 것으로 판단하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 소스측은 복수의 제1 스위치를 포함하는 제1 캐패시터 뱅크 및 복수의 제2 스위치를 포함하는 제2 캐패시터 뱅크를 포함하며, 상기 1차적으로 추정된 거리에 따라 상기 복수의 제1 스위치 및 복수의 제2 스위치를 제어하여 상기 제1 캐패시터 뱅크의 제1 캐패시터 값 및 제2 캐패시터 뱅크의 제2 캐패시터 값을 결정하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 (e) 단계는 힐-클라이밍(hill-climbing) 알고리즘을 이용하여 상기 최적 임피던스를 탐색하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 6

제4항에 있어서,

상기 (e) 단계는 상기 제1 캐패시터 값을 행으로, 상기 제2 캐패시터 값을 열로 하는 행렬을 생성하고, 상기

(d) 단계에서 결정된 제1 캐패시터 값 및 제2 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 최적 임피던스를 탐색하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 (e) 단계는 현재 방문 지점에 인접한 8개의 지점 중 적어도 일부 지점에서 국부적인 최적 임피던스에 대응되는 후보 지점을 탐색하며, 상기 후보 지점에서의 임피던스가 변경되지 않는 경우, 상기 후보 지점에서의 임피던스를 최적 임피던스로 결정하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 8

제6항에 있어서,

상기 (e) 단계는 현재 방문 지점에 인접한 8개의 지점 중 적어도 일부 지점에서 국부적인 최적 임피던스에 대응되는 후보 지점을 탐색하며, 상기 후보 지점에서의 임피던스가 변경되는 경우, 상기 제1 지점에서의 제1 및 제2 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 최적 임피던스를 탐색 과정을 다시 수행하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법.

청구항 9

제1항에 따른 방법을 수행하는 프로그램이 기록된 컴퓨터 판독 가능한 기록매체.

청구항 10

소스측의 소스 루프 및 제1 공진기와 부하측의 제2 공진기 및 부하 루프를 포함하는 무선 전력 전송 시스템에 있어서,

복수의 제1 스위치를 포함하는 제1 캐패시터 뱅크 및 복수의 제2 스위치를 포함하는 제2 캐패시터 뱅크를 포함하는 튜너블 매칭 네트워크;

상기 튜너블 매칭 네트워크를 통해 미리 설정된 주파수의 신호가 상기 부하측으로 방사되도록 하고, 상기 부하측으로부터의 반사 전력을 수신하는 방향성 커플러;

상기 반사 전력에 따라 임피던스 조정을 위한 제어 신호를 생성하는 디지털 제어 유닛; 및

상기 제어 신호에 따라 상기 제1 스위치 및 상기 제2 스위치의 온/오프를 수행하는 스위치 드라이버를 포함하되,

상기 디지털 제어 유닛은 상기 반사 전력의 피크를 이용하여 상기 부하가 오버 커플링 영역(over-coupled region) 또는 언더 커플링 영역(under-coupled region) 중 어느 영역에 위치하는지를 판단하고, 상기 판단된 영역 및 미리 저장된 시스템 파라미터를 이용하여 최적 임피던스를 탐색하는 무선 전력 전송 시스템.

청구항 11

제10항에 있어서,

상기 디지털 제어 유닛은 상기 판단된 영역 및 상기 시스템 파라미터를 이용하여 상기 소스와 부하의 거리를 1차적으로 추정하고, 상기 1차적으로 추정된 거리에 따른 소스측의 제1 캐패시터 값 및 제2 캐패시터 값을 결정하며, 상기 결정된 제1 및 제2 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 캐패시터 값을 변경하면서 최적 임피던스를 탐색하는 무선 전력 전송 시스템.

청구항 12

제10항에 있어서,

상기 시스템 파라미터는 코일 파라미터, 커플링 계수 및 거리에 따른 반사 전력 중 적어도 하나를 포함하는 무선 전력 전송 시스템.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 소스는 소스 루프 및 상기 소스 루프에 인접하게 배치되는 제1 공진기를 포함하고, 상기 부하는 제2 공진기 및 상기 제2 공진기에 인접한 부하 루프를 포함하며,

상기 커플링 계수는 상기 제1 공진기 및 제2 공진기 사이의 커플링 계수인 무선 전력 전송 시스템.

청구항 14

제10항에 있어서,

상기 디지털 제어 유닛은 상기 반사 전력에 2개의 피크가 존재하는 경우에는 상기 부하가 오버 커플링 영역에 위치하는 것으로 판단하고, 하나의 피크가 존재하는 경우에는 상기 부하가 언더 커플링 영역에 위치하는 것으로 판단하는 무선 전력 전송 시스템.

청구항 15

상기 디지털 제어 유닛은 힐-클라이밍(hill-climbing) 알고리즘을 이용하여 상기 최적 임피던스를 탐색하는 무선 전력 전송 시스템.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 공진 결합 무선 전력 전송 방법 및 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 임피던스 매칭을 효율적으로 수행할 수 있는 방법 및 시스템에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 충전이 필요한 무선 디바이스가 증가함에 따라 최근 무선 전력 전송에 대한 다양한 연구가 진행되고 있다.

[0003] 무선 전력 전송은 유도 결합(inductive coupling) 방식 및 공진 결합 방식이 존재한다.

[0004] 유도 결합 방식과 공진 결합 방식은 근역장(reactive near-field)에서 코일 주위에 존재하는 비 방사형 감쇄교류 신호를 사용한다.

[0005] 주로 루프형 코일을 사용하기 때문에 근역장에서 대부분의 에너지가 자기 에너지로 존재하며, 에너지 전달 또한 자기 신호 또는 자기장을 매개로 이루어진다. 따라서, 두 방식 모두 자성체가 아닌 물체에 대한 투과력이 매우 우수하여, 지중 또는 수중에서도 활용할 수 있다.

[0006] 유도 결합 방식은 전송 전력에서는 수 밀리와트에서부터 수십 킬로와트 이상을 전송할 수 있으며, 전송 거리는 전송 용량에 따라 다르지만 수백 와트 이하에서는 수 센티미터 이하이다. 사용 주파수 대역은 수백 kHz 이하이다.

[0007] 유도 결합 방식에서도 전송 효율을 높이기 위하여 송수신부가 공진이 되도록 설계하지만, 일반적으로 송수신 코일의 품질 계수(quality factor)는 수십 이하로 낮다.

[0008] 유도 결합 방식은 다양한 응용 분야에 적용되고 있다. 그러나 유도 결합 방식은 낮은 품질 계수를 갖는 공진 코일을 사용하고 있기에, 전송 효율을 높이기 위해 또는 송수신 코일의 결합 계수를 높이기 위하여 전송 거리를 작게 하고, 송수신 코일의 중심이 일치하도록 배치하는 것이 매우 중요하다.

[0009] 이와 같이 유도 결합 방식은 송수신 코일 간의 위치에 대한 자유도가 매우 작다.

[0010] 최근 무선전력컨소시엄(WPC, Wireless power consortium)에서는 유도 결합기술을 기반으로 한, 소출력 무선기기 무선 충전 제품 상용화를 위한 상호 호환성을 위하여 WPC 단체 표준을 제정하여 발표하였고, 이를 계기로 무선 충전 제품에 대한 시장이 매우 빠르게 형성되고 있으며, 시장 규모도 급속도로 성장하고 있다.

[0011] 공진 결합 방식은 전자기 유도와 달리 송수신 공진 코일의 품질 계수가 수백 이상으로 매우 높아, 송수신 공진

코일 사이의 거리가 멀어지거나 송수신 코일이 어긋나 상호 인덕턴스가 작아져도 공진 코일의 공진 현상으로 매우 높은 전송효율을 갖는다. 공진 결합 기술은 수 와트에서부터 1킬로와트 미만의 전송 전력을 수십 센티미터에서 수미터까지 전송할 수 있다. 이는 기존 유도 결합 방식과 비교하면, 전송거리를 매우 개선할 수 있을 뿐만 아니라 송수신 코일 배치에 대한 자유도가 매우 우수하고, 다중 기기 충전이 가능한 기술로 현재 활발하게 연구되고 있다. 또한, 동일한 공진 주파수를 갖는 기기 사이에만 전력 전송이 일어나기 때문에 전송 거리가 증가하여도 마이크로파 방식과 달리 송수신 공진 기 사이에 존재하는 이종의 전자기기나 인체에 영향을 주지 않는다. 최근에는 공진 결합 기술을 전기자동차 무선 충전에 적용하기 위하여 수 킬로와트 이상의 전력 전송 시스템에 대한 연구도 진행되고 있다.

[0012] 그러나, 공진 결합 방식은 소스와 부하(무선 디바이스) 사이의 거리에 따라 임피던스 조정이 필요한데, 종래기술에 따르면 거리를 추정하지 않거나, 거리를 추정하더라도 상당한 시간이 소요되는 문제점이 있다.

[0013] 이러한 시간 소요는 무선 디바이스의 위치를 실시간으로 자유롭게 움직이는데 상당한 제약 요소로 작용한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0014] 본 발명은 상기한 바와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해, 임피던스 매칭을 효율적으로 수행할 수 있는 공진 결합 무선 전력 전송 방법 및 시스템을 제안하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0015] 상기한 목적을 달성하기 위해, 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따르면, 무선 전력 전송 시스템의 소스측에서 부하의 거리를 고려하여 임피던스를 매칭하는 방법으로서, (a) 상기 무선 전력 전송 시스템에 대한 시스템 파라미터를 저장하는 단계-상기 시스템 파라미터는 코일 파라미터, 커플링 계수 및 거리에 따른 반사 전력 중 적어도 하나를 포함함-; (b) 상기 부하측에서 반사되는 반사 전력의 피크를 이용하여 상기 부하가 오버 커플링 영역(over-coupled region) 또는 언더 커플링 영역(under-coupled region) 중 어느 영역에 위치하는지를 판단하는 단계; (c) 상기 판단된 영역 및 상기 시스템 파라미터를 이용하여 상기 소스와 부하의 거리를 1차적으로 추정하는 단계; (d) 상기 1차적으로 추정된 거리에 따른 소스측 캐패시터 값을 결정하는 단계; 및 (e) 상기 결정된 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 캐패시터 값을 변경하면서 최적 임피던스를 탐색하는 단계를 포함하는 무선 전력 전송 시스템의 임피던스 매칭 방법이 제공된다.

[0016] 상기 소스는 소스 루프 및 상기 소스 루프에 인접하게 배치되는 제1 공진기를 포함하고, 상기 부하는 제2 공진기 및 상기 제2 공진기에 인접한 부하 루프를 포함하며, 상기 커플링 계수는 상기 제1 공진기 및 제2 공진기 사이의 커플링 계수일 수 있다.

[0017] 상기 (b) 단계는 상기 반사 전력에 2개의 피크가 존재하는 경우에는 상기 부하가 오버 커플링 영역에 위치하는 것으로 판단하고, 하나의 피크가 존재하는 경우에는 상기 부하가 언더 커플링 영역에 위치하는 것으로 판단할 수 있다.

[0018] 상기 소스측은 복수의 제1 스위치를 포함하는 제1 캐패시터 뱅크 및 복수의 제2 스위치를 포함하는 제2 캐패시터 뱅크를 포함하며, 상기 1차적으로 추정된 거리에 따라 상기 복수의 제1 스위치 및 복수의 제2 스위치를 제어하여 상기 제1 캐패시터 뱅크의 제1 캐패시터 값 및 제2 캐패시터 뱅크의 제2 캐패시터 값을 결정할 수 있다.

[0019] 상기 (e) 단계는 힐-클라이밍(hill-climbing) 알고리즘을 이용하여 상기 최적 임피던스를 탐색할 수 있다.

[0020] 상기 (e) 단계는 상기 제1 캐패시터 값을 행으로, 상기 제2 캐패시터 값을 열로 하는 행렬을 생성하고, 상기 (d) 단계에서 결정된 제1 캐패시터 값 및 제2 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 최적 임피던스를 탐색할 수 있다.

[0021] 상기 (e) 단계는 현재 방문 지점에 인접한 8개의 지점 중 적어도 일부 지점에서 국부적인 최적 임피던스에 대응되는 후보 지점을 탐색하며, 상기 후보 지점에서의 임피던스가 변경되지 않는 경우, 상기 후보 지점에서의 임피던스를 최적 임피던스로 결정할 수 있다.

[0022] 상기 (e) 단계는 현재 방문 지점에 인접한 8개의 지점 중 적어도 일부 지점에서 국부적인 최적 임피던스에 대응되는 후보 지점을 탐색하며, 상기 후보 지점에서의 임피던스가 변경되는 경우, 상기 제1 지점에서의 제1 및 제2 캐패시터 값을 시작 지점으로 하여 최적 임피던스를 탐색 과정을 다시 수행할 수 있다.

[0023] 본 발명의 다른 측면에 따르면, 상기한 방법을 수행하는 프로그램이 기록된 컴퓨터 판독 가능한 기록매체가 제공된다.

[0024] 본 발명의 또 다른 측면에 따르면, 소스측의 소스 루프 및 제1 공진기와 부하측의 제2 공진기 및 부하 루프를 포함하는 무선 전력 전송 시스템에 있어서, 복수의 제1 스위치를 포함하는 제1 캐패시터 뱅크 및 복수의 제2 스위치를 포함하는 제2 캐패시터 뱅크를 포함하는 튜너블 매칭 네트워크; 상기 튜너블 매칭 네트워크를 통해 미리 설정된 주파수의 신호가 상기 부하측으로 방사되도록 하고, 상기 부하측으로부터의 반사 전력을 수신하는 방향성 커플러; 상기 반사 전력에 따라 임피던스 조정을 위한 제어 신호를 생성하는 디지털 제어 유닛; 및 상기 제어 신호에 따라 상기 제1 스위치 및 상기 제2 스위치의 온/오프를 수행하는 스위치 드라이버를 포함하되, 상기 디지털 제어 유닛은 상기 반사 전력의 피크를 이용하여 상기 부하가 오버 커플링 영역(over-coupled region) 또는 언더 커플링 영역(under-coupled region) 중 어느 영역에 위치하는지를 판단하고, 상기 판단된 영역 및 미리 저장된 시스템 파라미터를 이용하여 최적 임피던스를 탐색하는 무선 전력 전송 시스템이 제공된다.

발명의 효과

[0025] 본 발명에 따르면, 소스와 부하 사이의 빠른 거리 추정을 통해 임피던스 매칭을 효율적으로 수행하여, 무선 디바이스의 위치를 실시간으로 자유롭게 움직이더라도 고효율의 무선 전력 전송이 가능한 장점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0026] 도 1은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 무선 전력 전송 과정의 순서도.

도 2는 공진 결합 무선 전력 전송 시스템을 도시한 도면.

도 3은 도 2의 무선 전력 전송 시스템의 등가 회로를 도시한 도면.

도 4는 서로 다른 $k_{12}(=k_{34})$에 대해 거리 d의 함수로서 무선 전력 전송 시스템의 $|S_{21}|$의 측정 결과를 나타낸 도면.

도 5는 d=15㎝에서 측정된 $|S_{21}|$을 도시한 도면.

도 6은 거리의 함수로서 입력 임피던스를 나타낸 도면.

도 7은 제1 및 제2 공진기의 코일 형상을 도시한 도면.

도 8a는 거리에 따른 주파수 스플리팅 및 주파수 스플리팅 현상이 일어나는 조건에서 거리에 따른 $|S_{21}|$를 나타낸 도면.

도 9a는 미스얼라인먼트(mis-alignment) ρ가 없다고 가정할 때, d의 함수로서 측정된 커플링 계수와 계산된 커플링 계수를 비교한 도면이고, 도 9b는 d=15 및 30㎝에서 ρ의 함수로서 $k_{23,\,Maxwell}$와 $k_{23,\,means}$를 비교한 도면.

도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 전력 전송 시스템의 블록도.

도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 조정 가능한 인덕터 및 캐패시터 뱅크를 이용하여 구성된 임피던스 매칭 네트워크를 도시한 도면.

도 12는 d=15,40, 80㎝에서 모의 $|S_{21}|$를 도시한 도면.

도 13 내지 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 임피던스 매칭을 위한 탐색 알고리즘을 도시한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0027] 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시예를 가질 수 있는 바, 특정 실시예들을 도면에 예시하고 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 각 도면

을 설명하면서 유사한 참조부호를 유사한 구성요소에 대해 사용하였다.

[0028] 이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부한 도면들을 참조하여 상세히 설명하기로 한다. 본 발명을 설명함에 있어 전체적인 이해를 용이하게 하기 위하여 도면 번호에 상관없이 동일한 수단에 대해서는 동일한 참조 번호를 사용하기로 한다.

[0029] 도 1은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따른 무선 전력 전송 과정의 순서도이다.

[0030] 도 1에 도시된 무선 전력 전송 과정은 소스와 부하(충전 대상 무선 디바이스)를 포함하는 무선 전력 전송 시스템에서 소스측을 제어하는 컴퓨팅 기기에서 수행될 수 있다.

[0031] 도 1을 참조하면, 본 발명에 따른 무선 전력 전송 과정은 시스템 보정(System Calibration, 단계 100), 코어스 탐색(Coarse Search, 단계 102) 및 정밀 탐색(Fine Search, 단계 104)을 포함할 수 있다.

[0032] 상기한 단계 100 내지 104는 소스와 부하의 거리를 추정하여 이에 상응하게 임피던스를 매칭하는 과정이다.

[0033] 일반적으로 임피던스 매칭 과정에서, 모든 지점에 대한 임피던스 탐색은 최적 임피던스 매칭을 보장할 수 있으나, 너무 많은 시간이 소요되는 문제점이 있다. 이러한 시간 소요는 무선 디바이스의 위치를 실시간으로 자유롭게 움직이는데 상당한 제약 요소로 작용한다.

[0034] 이를 위해, 본 발명은 소스와 부하와의 빠른 거리 추정을 통한 효율적인 임피던스 매칭 과정을 제안한다.

[0035] 단계 100에서, 무선 전력 전송 시스템의 파라미터가 결정된다. 여기서, 시스템 파라미터는 코일 파라미터, 커플링 계수(coupling parameter) 및 거리에 대한 반사 전력 등을 포함할 수 있다.

[0036] 또한, 단계 100은 시스템 파라미터를 계산 및 측정하는 과정일 수 있다.

[0037] 이들 시스템 파라미터에 대해서는 이하에서 다시 상술될 것이다 .

[0038] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 커플링 계수는 소정 수학식을 통해 계산될 수 있으며, 소스와 부하의 거리가 15cm에서 100cm까지 5cm 단위로 변경하면서 반사 전력이 측정될 수 있다 .

[0039] 단계 100에서 결정된 시스템 파라미터는 테이블 형태로 미리 저장된다.

[0040] 단계 102는 단계 100에서 결정된 시스템 파라미터 및 소스에서 신호를 인가한 이후 부하에 의해 반사되는 신호를 이용하여 소스와 부하와의 거리를 개략적으로 추정하는 과정이다.

[0041] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 단계 102에서 반사 신호를 이용하여 부하가 오버-결합(over-coupled) 또는 언더-결합(under-coupled) 영역 중 어느 영역에 존재하는지를 판단한다.

[0042] 공진 결합 방식은 소스측의 송신 코일과 부하측의 수신 코일에 쌍을 이루는데, 단계 102는 수신 코일이 오버-결합 영역 또는 언더-결합 영역 중 어디에 위치하는지 여부를 판단하는 과정이다.

[0043] 보다 상세하게, 단계 102에서 소스와 부하의 거리에 따른 커플링 계수가 획득될 수 있으며, 이를 위해, 본 발명의 일 실시예에 따르면, 소스와 부하가 근거리에 위치하는 경우, 주파수 스플리팅(spliting)이 발생하는 점을 이용한다.

[0044] 주파수 스플리팅에 의해, 부하측이 오버-결합 영역에 위치하는 경우 2개의 피크가 검출되며, 그렇지 않은 경우에는 하나의 피크가 검출된다. 본 발명의 일 실시예에 따르면, 피크 검출을 통해 부하측의 수신 코일이 오버-결합 영역에 위치하는지, 아니면 언더-결합 영역에 위치하는지 여부를 판단한다.

[0045] 단계 102에서 대략적인 거리가 탐색된 이후, 정밀 탐색 과정이 수행된다.

[0046] 단계 104는 소스와 부하와의 최적 임피던스를 탐색하는 과정으로서, 본 발명의 일 실시예에 따르면, 본 발명에 개선한 힐-클라이밍(hill-climbing) 알고리즘을 통해 최적 임피던스 매칭 과정이 수행될 수 있다.

[0047] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 소스측은 복수의 스위치 및 캐패시터를 포함하며, 소스와 부하의 거리에 따라 스위치를 조작하여 캐패시터 값을 조정할 수 있다. 단계 104에서의 정밀 탐색을 통해 소스와 부하와의 거리가 추정되면 스위치를 조작하여 캐패시터 값을 조정하고, 이를 통해 최적 임피던스 매칭을 수행하게 된다.

[0048] 이하에서는 도면을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 전력 전송 시스템 및 임피던스 매칭 과정을 상세

하게 살펴본다.

[0049] 도 2는 공진 결합 무선 전력 전송 시스템을 도시한 도면이고, 도 3은 도 2의 무선 전력 전송 시스템의 등가 회로를 도시한 도면이다.

[0050] 도 2 내지 도 3에 도시된 바와 같이, 무선 전력 전송 시스템은 소스측의 소스 루프(200) 및 제1 공진기(202)와 수신측의 제2 공진기(204) 및 부하 루프(206)를 포함할 수 있다.

[0051] 도 2 내지 도 3에서, 신호 소스는 V_S, 소스와 부하의 저항은 각각 R_S 및 R_L로 표기되며, 두 개의 공진기(202,204) 사이의 중심간 미스얼라인먼트(center-to-center misalignment)는 ρ로 표기된다.

[0052] 각 루프 및 공진기의 코일은 원형 나선으로 이루어지고, 소스 루프(200)와 부하 루프(206)는 제1 공진기(202) 및 제2 공진기(204)에 유도 결합되고, 스텝-업(step-up) 변압기를 형성한다.

[0053] 큰 권수비에 의해 R_S 및 R_L은 제1 및 제2 공진기(202,204)와 함께 큰 유효 저항으로 변환되며, 이는 높은 효율의 무선 전력 전송 시스템에서 요구되는 높은 품질 계수를 생성한다.

[0054] 이와 같은 시스템에서의 효율은 다양한 파라미터의 변화에 영향을 받으며, 주요 파라미터는 1) 코일 사이의 거리, 2) 중심간 얼라인먼트, 3) 부하 변화 및 4) 주위 환경 매질이다.

[0055] 특히 이하에서는 1), 2), 3)에 대해 주로 살펴본다.

[0056] 도 3에 도시된 바와 같이, 각 공진기 코일의 파라미터들은 집중정수 소사(lumped element) $R_iL_iC_i$(i=1 내지 4, 1은 소스 루프, 2는 제1 공진기, 3은 제2 공진기, 4는 부하 루프)로 표기된다.

[0057] 서로 인접한 각 코일 사이의 커플링 계수(coupling coefficient)는 k_{12}, k_{23}, k_{34}이며, 여기서 교차 커플링 계수($k_{13}=k_{14}=k_{24}=0$)는 무시한다.

[0058] Basic circuit theory 적용에 의해 다음의 수학식 1이 얻어진다.

수학식 1

[0059]
$$
\begin{aligned}
I_1 Z_{11} - j\omega M_{12} I_2 &= V_S \\
I_2 Z_{22} - j\omega\left(I_1 M_{12} - I_3 M_{23}\right) &= 0 \\
I_3 Z_{33} - j\omega\left(I_4 M_{34} - I_2 M_{23}\right) &= 0 \\
I_4 Z_{44} - j\omega M_{34} I_3 &= 0
\end{aligned}
$$

[0060] R_S 및 R_L이 소스 루프(200) 및 부하 루프(206)에 연결될 때, 루프들의 품질 계수(quality factor)는 이들 저항의 영향을 받는다. 간략화를 위해, 모든 코일은 동일한 주파수 $\omega_0=2\pi f_0$에서 공진하는 것으로 가정한다.

[0061] 임피던스 값(passive and reciprocal)은 다음의 수학식 2와 같이 표현된다.

수학식 2

$$Z_{12} = j\omega_0 M_{12} = j\omega_0 k_{12}\sqrt{L_1 L_2} = jk_{12}\sqrt{Q_1 Q_2}\sqrt{(R_1 + R_S)R_2}$$
$$Z_{23} = j\omega_0 M_{23} = j\omega_0 k_{23}\sqrt{L_2 L_3} = jk_{23}\sqrt{Q_2 Q_3}\sqrt{R_2 R_3}$$
$$Z_{34} = j\omega_0 M_{34} = j\omega_0 k_{34}\sqrt{L_3 L_4} = jk_{34}\sqrt{Q_3 Q_4}\sqrt{R_3 (R_4 + R_L)}$$
$$Z_{11} = R_1 + R_S;\ Z_{22} = R_2;\ Z_{33} = R_3;\ Z_{44} = R_4 + R_L$$
$$Z_{13} = Z_{14} = Z_{24} \cong 0$$

[0062]

[0063] 여기서, Q_i는 코일-i의 품질 계수이다. 수학식1을 풀어 소스 루프(200)에서의 전류 I_1, 부하 루프(206)에서의 전류 I_4가 얻어진다.

[0064] 아래의 수학식 3 및 4에 수학식 2를 적용함으로써 수학식 5 내지 6과 같이 이들 전류에 대한 정확한 표현을 얻는다.

수학식 3

$$I_1 = \frac{Z_{22}Z_{33}Z_{44} + (\omega M_{23})^2 Z_{44} + (\omega M_{34})^2 Z_{22}}{Z_{11}Z_{22}Z_{33}Z_{44} + (\omega M_{12})^2 Z_{33}Z_{44} + (\omega M_{23})^2 Z_{11}Z_{44} + (\omega M_{34})^2 Z_{11}Z_{22} + (\omega M_{12})^2 (\omega M_{34})^2} V_S$$

[0065]

수학식 4

$$I_4 = \frac{j(\omega M_{12})(\omega M_{23})(\omega M_{34})}{Z_{11}Z_{22}Z_{33}Z_{44} + (\omega M_{12})^2 Z_{33}Z_{44} + (\omega M_{23})^2 Z_{11}Z_{44} + (\omega M_{34})^2 Z_{11}Z_{22} + (\omega M_{12})^2 (\omega M_{34})^2} V_S$$

[0066]

수학식 5

$$I_1 = \frac{1}{\Delta}\left(1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3 + k_{34}^2 Q_3 Q_4\right)\frac{V_S}{R_1 + R_S}$$

[0067]

수학식 6

$$I_4 = \frac{j}{\Delta}\left(k_{12}k_{23}k_{34}\sqrt{Q_1Q_2}\sqrt{Q_2Q_3}\sqrt{Q_3Q_4}\right)\frac{V_S}{\sqrt{(R_1+R_S)(R_4+R_L)}}$$

$$\text{where } \Delta = \left[\left(1+k_{12}^2Q_1Q_2\right)\left(1+k_{34}^2Q_3Q_4\right)+k_{23}^2Q_2Q_3\right]$$

[0068]

[0069] two-port network 이론을 이용하여 도 2 내지 도 3과 같은 시스템을 분석할 수 있기 때문에, 도 2 내지 도 3에 도시된 시스템의 전송 용량(transmission capability)이 포워드 전압 이득($|S_{21}|$ 또는 전송 계수)를 이용하여 평가된다.

[0070] 비록 $|S_{21}|$ 이 전체 시스템의 효율을 정확하게 나타내는 것은 아닐지라도, 공진기의 손실, 이의 주파수 의존성은 벡터 네트워크에 의해 쉽게 추정될 수 있다.

[0071] 공진 주파수에서의 $|S_{21}|$ 가 수학식 6을 이용하여 수학식 7과 같이 얻어진다.

수학식 7

$$\left|S_{21}(\omega_0)\right| = 2\left|\frac{V_4}{V_S}(\omega_0)\right|\sqrt{\frac{R_S}{R_L}} = \left|\frac{I_4R_L}{V_S}\right|$$

$$= \frac{2k_{12}k_{23}k_{34}Q_2Q_3\sqrt{Q_1Q_4}}{\left(1+k_{12}^2Q_1Q_2\right)\left(1+k_{34}^2Q_3Q_4\right)+k_{23}^2Q_2Q_3}\frac{\sqrt{R_SR_L}}{\sqrt{(R_1+R_S)(R_4+R_L)}}$$

[0072]

[0073] 또한, $|S_{21}|$ 의 사용은 네트워크가 양 포트에서 매칭되는 경우 전력 전송 효율의 계산이 가능하게 한다.

[0074] R_S 및 R_L이 레퍼런스 임피던스(50Ω)과 같은 경우, 전력 전송 효율은 $|S_{21}|^2$ 을 이용하여 계산될 수 있다.

[0075] 커플링 인자 k는 d와 ρ의 함수이기 때문에 $|S_{21}|$ 은 코일의 형상 및 위치에 의해 결정된다.

[0076] $|S_{21}|$ 이 k_{23}(제1 공진기 및 제2 공진기의 커플링 계수)의 함수이기 때문에 최적 효율에 도달하기 위한 최적 커플링 계수 $k_{23,\,opt}$가 존재한다.

[0077] 주어진 거리(d)에서, 최적 효율에 도달하기 위한 공진기 파라미터의 조합이 명시된다. 이러한 조건을 찾기 위해, k_{23}에 대하여 수학식 7의 도함수를 취하고, 이를 0으로 설정하여 아래의 결과를 도출한다.

수학식 8

$$k_{23,opt}=\frac{1}{\sqrt{Q_2Q_3}}\sqrt{\left(k_{12}^2Q_1Q_2+1\right)\left(k_{34}^2Q_3Q_4+1\right)}$$

[0078]

[0079] 수학식 8은 주어진 품질 계수에 대해 하나의 최적 커플링 계수 또는 거리 d를 명시한다.

[0080] d가 변경될 때, k_{12} 및/또는 k_{34} 중 적어도 하나는 수학식 8을 만족시키기 위해 조정될 수 있다.

[0081] 도 4는 서로 다른 $k_{12}(=k_{34})$에 대해 거리 d의 함수로서 무선 전력 전송 시스템의 $|S_{21}|$의 측정 결과를 나타낸 것이다.

[0082] d가 증가할 때, $|S_{21}|$를 증가시키기 위해, 더 작은 k_{12}가 요구되는 것을 확인할 수 있다.

[0083] 커플링 계수 k_{12} 및/또는 k_{34}의 값은 공진기와 루프 사이의 거리의 변경에 의해 조정될 수 있다.

[0084] 그러나, 기계적 튜닝에 의한 k_{12} 및/또는 k_{34}의 변경은 비효율적이다.

[0085] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 기계적 튜닝을 피하기 위해, 무선 전력 전송 시스템의 입력 임피던스 Z_{IN}을 조사한다.

[0086] 수학식 5를 이용하여 입력 임피던스에 대한 다음의 식을 얻을 수 있다.

수학식 9

$$Z_{IN}=\frac{V_1}{I_1}=\frac{V_S-R_SI_1}{I_1}=\frac{V_S}{I_1}-R_S\,(\text{if lossless matching is used})$$

$$=\left(R_1+R_S\right)\frac{1+k_{12}^2Q_1Q_2+k_{23}^2Q_2Q_3+k_{34}^2Q_3Q_4+k_{12}^2k_{34}^2Q_1Q_2Q_3Q_4}{1+k_{23}^2Q_2Q_3+k_{34}^2Q_3Q_4}-R_S$$

[0087]

[0088] 루프들(200,206)에서의 낮은 저항 및 방사 손실에 따라, $R_s+R_1\cong R_s$ 및 $R_L+R_4\cong R_L$를 이용하면 수학식 10을 얻을 수 있다.

수학식 10

$$Z_{IN} = R_S\left[\frac{k_{12}^2 Q_1 Q_2\left(1+k_{34}^2 Q_3 Q_4\right)}{1+k_{23}^2 Q_2 Q_3+k_{34}^2 Q_3 Q_4}\right]$$

[0089]

[0090] k_{23}(또는 d)가 변화할 때, 수학식 10은 입력 임피던스(Z_{IN})도 이에 상응하게 비선형적으로 변경된다는 점을 보여준다.

[0091] 나아가, R_S에 매칭된 입력 임피던스를 위한 조건으로부터 수학식 11이 얻어진다.

수학식 11

$$k_{23,match} = \frac{1}{\sqrt{Q_2 Q_3}}\sqrt{\left(k_{12}^2 Q_1 Q_2 - 1\right)\left(k_{34}^2 Q_3 Q_4 + 1\right)}$$

[0092]

[0093] 수학식 8과 11은 서로 유사하다.

[0094] 만일 모든 코일들이 매우 높은 품질 계수를 가지고 있다면, 즉, $k_{12}^2 Q_1 Q_2 \gg 1$ 및 $k_{34}^2 Q_3 Q_4 \gg 1$ 이면, 수학식 8과 11은 거의 동일해진다.

[0095] 이러한 등가성은 높은 품질 계수를 사용할 때 만족되며, 잘 디자인된 공진 결합 무선 전력 전송 시스템에서 유효하다.

[0096] 본 발명의 일 실시예에서는 모든 코일이 매우 높은 품질 계수를 가지는 것으로 가정하여 기계적 튜닝이 아닌 전기적 튜닝 접근 기법을 적용한다.

[0097] 커플링 계수의 전기적 튜닝을 위해 도 2에 도시된 시스템을 간략화하는 것이 필요하며, 이를 위해, 충분히 먼 거리에서 교차 커플링(k_{13}, k_{14} 및 k_{24})은 무시되는 것으로 가정한다.

[0098] 도 5는 d=15㎝에서 측정된 $|S_{21}|$을 도시한 것으로서, 도 5에 도시된 바와 같이, 가까운 거리에서 교차 커플링 계수는 증가한다.

[0099] 도 5를 참조하면, 교차 커플링이 낮고 높은 주파수에서 두 개의 $|S_{21}|$ 피크 주파수를 시프트시키는 것을 확인할 수 있으며, 교차 커플링의 강도는 주파수 시프트의 양으로 결정할 수 있다.

[0100] 교차 커플링을 포함하는 시스템에서 입력 임피던스는 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 12

$$Z_{IN,cross}=\frac{\begin{Bmatrix} Z_{12}^2\left(Z_{34}^2-Z_{33}Z_{44}\right)+Z_{23}^2\left(Z_{14}^2-Z_{11}Z_{44}\right)-Z_{34}^2Z_{11}Z_{22}-Z_{14}^2Z_{22}Z_{33} \\ +Z_{13}^2\left(Z_{24}^2-Z_{22}Z_{44}\right)-Z_{24}^2Z_{11}Z_{33}+Z_{44}\left(Z_{11}Z_{22}Z_{33}+2Z_{12}Z_{23}Z_{13}\right) \\ +2Z_{12}Z_{14}\left(Z_{24}Z_{33}-Z_{23}Z_{34}\right)+2Z_{13}Z_{34}\left(Z_{14}Z_{22}-Z_{12}Z_{24}\right) \\ +2Z_{23}Z_{24}\left(Z_{34}Z_{11}-Z_{13}Z_{14}\right) \end{Bmatrix}}{Z_{23}\left(Z_{24}Z_{34}-Z_{23}Z_{44}\right)+Z_{33}\left(Z_{22}Z_{44}-Z_{24}^2\right)+Z_{34}\left(Z_{23}Z_{24}-Z_{22}Z_{34}\right)}-R_S$$

[0101]

[0102] 도 6은 거리의 함수로서 입력 임피던스를 나타낸 것이다.

[0103] 모의 데이터를 얻기 위해, 수학식 12를 사용하며 아래의 표 1과 같이 측정된 코일 파라미터를 이용한다.

표 1

[0104]

	Inductance (μH)	Resistance (Ω)	Resonance Freq. (MHz)	Q(unloaded) @6.78MHz
Source loop	1.33	0.5	6.75	113
Resonator-2	40.1	5.5	6.76	311
Resonator-3	39.5	5.2	6.78	324
Load loop	1.35	0.4	6.73	144

[0105] 도 6에 도시된 바와 같이, 넓은 거리 범위에서, 측정된 데이터와 모의 데이터가 서로 좋은 일치를 보여준다.

[0106] 또한, 입력 임피던스 Z_{IN}가 거리에 따라 급격하게 변화한다는 점을 확인하였다.

[0107] 따라서, 소정 거리(또는 입력 임피던스)에서 만족되는 $k_{23,match}$는 다른 거리에서는 적용할 수 없다.

[0108] 이 결과는 넓은 거리 범위에서 높은 효율을 보장할 수 있는 입력 임피던스 매칭이 필요하다는 점을 알려준다.

[0109] 커플링 계수 및 품질 계수는 전력 전송 효율을 결정하는데 중요한 요소이다. 소스 및 부하 루프(200,206)의 인덕턴스 L_{loop}는 다음의 식을 이용하여 얻어진다.

수학식 13

$$L_{loop}=\mu_0 r_1\left[\ln\left(\frac{8r_1}{a_1}\right)-1.75\right]$$

[0110]

[0111] 단일 루프 코일의 저항 R_{loop}는 오믹 저항 및 방사 저항의 합으로 다음의 식과 같이 표현된다.

수학식 14

$$R_{loop} = R_{ohm,loop} + R_{rad,loop} = \frac{r_1}{2a_1}\sqrt{\frac{\mu_0\omega}{2\sigma}} + 20\pi^2\left(\frac{\omega r_1}{\upsilon_c}\right)^4$$

[0112]

[0113] 여기서, r_1은 루프의 반지름, a_1은 와이어 단면 반지름, μ_0는 자유 공간의 투자율(permeability)이고, σ는 구리의 전도도이고, v_c는 빛의 속도 $\omega = 2\pi f$는 각주파수이다.

[0114] 도 7은 제1 및 제2 공진기의 코일 형상을 도시한 도면이다.

[0115] 복수회로 감긴 나선의 인덕턴스 L_{spiral}은 Wheeler formula를 이용하여 계산될 수 있다.

수학식 15

$$L_{spiral} = \frac{r_m^2 N^2}{8r_m + 11b}$$

[0116]

[0117] 여기서, b는 와인딩의 깊이, r_m은 평균 반지름, N은 감긴 횟수이고, 모든 단위는 인치(inch)이다.

[0118] 본 실시예에서, 소스와 부하 루프의 코일 반지름은 20cm이고, 소스 및 부하 루프에서 외부 가변 캐패시터는 네트워크 분석기를 이용하여 주의 깊게 조정된다.

[0119] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 제1 및 제2 공진기(202,204) 형상에 존재하는 자기-캐패시턴스(self-capasitance)를 이용한다.

[0120] 도 7에 도시된 공진기의 내부 반지름 r_m=25cm, b=5cm, N=6이다.

[0121] 모든 코일은 $2a_1$=0.3cm 지름의 구리 와이어로 제작된다.

[0122] 소스 루프(200) 및 부하 루프(206)는 제1 공진기(202) 및 제2 공진기(204)의 중심이 배치되고($k_{12}=k_{34}$=0.27), ρ=0이다.

[0123] 표 1은 Agilent 8714ES 네트워크 분석기를 이용하여 코일의 파라미터를 측정한 것이다.

[0124] 수학식 13 및 15를 이용하여 계산된 인덕턴스는 4.5% 범위에서 측정된 데이터와 일치한다.

[0125] 수학식 14를 이용하여 추정된 무부하(unloaded) Q 값은 루프 코일 및 내부 공진기에 대해 각각 1130 및 4880이다.

[0126] Neumann formula를 이용함에 의해, 제1 공진기(202) 및 제2 공진기(204)사이의 커플링 계수($k_{23,\ Neumann}$, 반지름 r_2, r_3 및 거리 d)는 다음의 식으로 얻어질 수 있다.

수학식 16

$$k_{23,Neumann}(d) \cong \mu_0\pi N_2 N_3 r_2^2 r_3^2 / \left(2\sqrt{L_2 L_3 d^3}\right)$$

[0127]

[0128] 여기서, N_2 및 N_3는 감긴 횟수, L_2 및 L_3는 수학식 15를 이용하여 계산된 인덕턴스이다.

[0129] 수학식 16에서, $r_2, r_3 \ll d$라는 근사화가 적용된다.

[0130] 커플링 계수의 보다 정확한 표현이 filament method(소위 맥스웰 method)를 이용하여 얻어진다.

[0131] 두 개의 평행한 단일 코일의 상호 인덕턴스 M은 수학식 17과 같이 표현된다.

수학식 17

[0132]
$$M(r_2, r_3, \rho, d) = \pi\mu_0\sqrt{r_2 r_3}\int_0^\infty J_1\left(\sqrt{r_2/r_3}\,x\right)J_1\left(\sqrt{r_3/r_2}\,x\right) \times J_0\left(\rho/\sqrt{r_2 r_3}\,x\right)\exp\left(-d/\sqrt{r_2 r_3}\,x\right)dx$$

[0133] 여기서, J_0 및 J_1은 0차 및 1차 베셀 함수(Beseel function)이다.

[0134] 수학식 17은 와이어 반지름 a를 포함하지 않으며, a/r_2 및 a/r_3가 충분히 작은 것으로 가정된다.

[0135] 수학식 17을 이용하여, 두 개의 복수 회 감긴 코일(제1 공진기 및 제2 공진기)의 커플링 계수 $k_{23,\,Maxwell}$는 다음과 같이 얻어진다.

수학식 18

[0136]
$$k_{23,Maxwell}(\rho,d) = \left[\sum_{i=1}^{N_2}\sum_{j=1}^{N_3} M(r_{2i}, r_{3j}, \rho, d)(1-\delta_{ij})\right] / \sqrt{L_2 L_3}$$

[0137] 여기서, $\delta_{12} = 0 (i \neq j)$이고, $\delta_{12} = 1 (i = j)$이다.

[0138] 측정에 의해 커플링 계수 $k_{23,\,means}$를 추출하기 위해 다음과 같은 근거리에서 발생하는 주파수 스플리팅을 이용한다.

수학식 19

[0139]
$$k_{23,meas} = \frac{f_H^2 - f_L^2}{f_H^2 + f_L^2}$$

[0140] 여기서, f_H 및 f_L은 각각 결합된 공진기의 더 높은(odd mode) 및 더 낮은(even mode) 스플리트 주파수이다.

[0141] 먼 거리에서, 커플링이 약해지며, 주파수 스플리팅이 사라진다.

[0142] 이러한 경우, 4에서 10MHz의 주파수 범위에서 측정된 $|S_{21}|$이 이용되며, 측정된 $|S_{21}|$에서 도 2의 시스템 모델을 조정함에 의해 $k_{23,\,means}$가 도출된다.

[0143] 도 8a는 거리에 따른 주파수 스플리팅을 도시한 도면이다.

[0144] 도 8a에서, 주파수 스플리팅의 범위는 5.92에서 8.13MHz이다.

[0145] 도 8b는 주파수 스플리팅 현상이 일어나는 조건에서 거리에 따른 $|S_{21}|$를 나타낸 도면이고, f_L=5.92, f_H=8.13이고, f_0=6.5MHz를 이용하여 측정된 거리에 따른 $|S_{21}|$이다.

[0146] 도 8을 참조하면, 40cm보다 가까운 거리에서, 주파수 스플리팅이 발생하며, $|S_{21}|$는 f_0와 f_H보다 f_L에서 측정될 때 더 크다.

[0147] 도 9a는 미스얼라인먼트가 없다고 가정할 때, d의 함수로서 측정된 커플링 계수와 계산된 커플링 계수를 비교한 것이다.

[0148] 수학식 16을 이용하여 계산된 $k_{23,\,Neumann}$은 실제 값보다 크고, 반면, 수학식 18을 이용하여 계산된 $k_{23,\,Maxwell}$은 측정된 데이터에 부합된다.

[0149] 모의 실험을 위해, 표 1의 파라미터가 도 2의 시스템에서 사용되었다.

[0150] 도 9b는 d=15 및 30cm에서 ρ의 함수로서 $k_{23,\,Maxwell}$와 $k_{23,\,means}$를 비교한 도면이다.

[0151] 수학식 17에서의 근사화에 의해 계산 값은 측정된 값보다 다소 크다.

[0152] 이하에서는 도면을 참조하여 본 발명에 따른 무선 전력 전송 시스템의 구성을 상세하게 살펴본다.

[0153] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 전력 전송 시스템의 블록도이다.

[0154] 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 전력 전송 시스템은 전송부(1000), 수신부(1050), 코일 구조물(200 내지 206)를 포함할 수 있다.

[0155] 전송부(1000)는 소스측에 상응하는 구성으로서, 발진기(1002), 전력 증폭기(PA, 1004),방향성 커플러(1006), 튜너블 매칭 네트워크(1008), 디지털 제어 유닛(1014) 및 스위치 드라이버(1024)를 포함할 수 있다.

[0156] 발진기(1002)는 소정 주파수의 신호를 생성하는 것으로서, 본 실시예에서는 6.78MHz의 단일 주파수가 사용될 수 있다.

[0157] 전력 증폭기(1004)는 발진기(1002)에서 출력된 신호를 증폭하여 방향성 커플러(1006)로 출력한다.

[0158] 방향성 커플러(1006)에 입력된 신호는 튜너블 매칭 네트워크(1008)를 거쳐 방사되며, 방향성 커플러(1006)는 수신측으로부터 반사 전력을 전력 검출기(1010)로 출력한다.

[0159] 전압 분주기(1012)는 반사 전력에 상응하는 전압 레벨을 디지털 제어 유닛(1014)에 포함된 ADC(1016)로 출력한다.

[0160] ADC(1016)로부터의 정보에 기초하여 디지털 프로그래머블 포텐시오미터(potentiometer, 1018) 및 DC-DC 컨버터(1020)의 제어에 의해 전력 증폭기(1004)를 위한 공급 전압이 조정된다.

[0161] 포락선 검출기(1022)로부터 수신된 정보는 수신부(1050)에서 일정한 정류 전압 V_{REC}을 유지하기 위해 전송 전압 레벨을 변경하는데 사용된다.

[0162] 디지털 제어 유닛(1014)는 방향성 커플러(1006)를 통해 반사 전력을 모니터링하고, 튜너블 매칭 네트워크(1008)를 위해 스위치 드라이버(1024)로 제어 신호를 전송한다.

[0163] 상기한 제어 신호에 따라 스위치 드라이버(1024)는 튜너블 매칭 네트워크의 캐패시터 값을 조정한다.

[0164] 폐루프 제어 동작을 용이하게 하기 위해, 수신부(1050)는 로드 시프트 키잉 모듈레이터(LSK)에 의해 캡쳐된 전력에 대한 정보를 반환한다.

[0165] 수신부는 풀-브릿지-정류기(full-bridge rectifier, 1052), 레귤레이터(1054), LSK 모듈레이터(1056), 10-bit ADC(1058) 및 마이크로 컨트롤러(1060)를 포함할 수 있다.

[0166] 도 11은 조정 가능한 인덕터 및 캐패시터 뱅크를 이용하여 구성된 임피던스 매칭 네트워크를 도시한 도면이다.

[0167] 조정 가능한 인덕터를 구현하기 위해, 고정된 인덕터 및 가변 캐패시터를 병렬로 배치한다. 정확한 임피던스 매칭을 위해, 우선 보드 및 스위치 내에서 기생 성분을 식별한다.

[0168] 이러한 측정은 보드 내에서 L_{fix} 직렬 결합에서 기생 인덕터는 L_{par}=60nH이고, 각 릴레이 스위치(단선(open) 상태)에서 기생 캐패시턴스는 C_{par}=15pF이다.

[0169] 이들 기생 성분을 설명할 때, 등가 인덕턴스(equivalent inductance, L_{eq})는 다음과 같다.

수학식 20

[0170]
$$L_{eq} = (L_{fix} + L_{par}) / \left[1 - (\omega / \omega_c)^2\right]$$

[0171] 여기서, $\omega_c = 1/\sqrt{(C_{var1} + C_{par})(L_{fix} + L_{par})}$ 은 병렬 LC 회로의 공진 주파수이고, L_{eq}의 동작 주파수(w) $\omega < \omega_c$이다.

[0172] 임피던스를 미세 조정하기 위해, 작은 L_{fix}가 바람직하다. 그러나, 작은 L_{fix}는 튜닝 범위에서 좁은 인덕턴스를 야기한다.

[0173] 본 실시예에 따른 설계에서 15 내지 100cm 범위에서 거리가 변화하고, 반사 계수의 크기가 0.24 내지 0.91 사이에서 변화한다.

[0174] 도달 가능한 임피던스 범위와 최소 임피던스 스텝 사이의 트레이드-오프(trade-off)를 고려하여, L_{fix}=440nH로 설정하였다.

[0175] 그리고, C_{var1}이 10에서 1000pF 범위내에서 10pF 단위로 변경될 때 L_{eq}는 505에서 5398nH 범위에서 가변된다.

[0176] 캐패시터 뱅크(10,20,40,50,100,200,400 및 500pF) 셋을 이용하여 캐패시터 값 C_{var1}과 C_{var2}는 10에서 1320pF까지 10pF 단위로 가변된다.

[0177] 이들 캐패시터는 100V rating을 갖는 표면 실장 타입이고, 스위치는 60W(125VA)까지 스위치 전력으로 조작될 수 있는 전기 제어 릴레이를 이용하여 구현된다.

[0178] 이들의 셋 및 릴리즈 시간은 5V 동작 전압으로 3ms 및 2ms이다.

[0179] 캐패시터 값을 제어하기 위해, C_{var1}과 C_{var2}를 위해 사용된 16개의 스위치(SW_{S1}~SW_{S8} 및 SW_{P1}~SW_{P8})와 함께 20개의 스위치를 사용한다.

[0180] 4개의 스위치, SW_1 내지 SW_4는 매칭 네트워크를 구현하는데 유연성을 제공한다.

[0181] SW_2=SW_3=1이고, SW_1=SW_4=0 일때, 매칭 네트워크는 바이패스 되며, SW_1=SW_3=1이고, SW_2=SW_4=0 일때, 직렬-L/단락-C 배치(series-L/shunt-C configuration)가 된다.

[0182] Z_{IN}이 거리 또는 얼라인먼트 변화에 의해 변경될 때, 튜너블 매칭 네트워크는 임피던스가 R_S에 도달할 수 있도록 하는 C_{var1}과 C_{var2}를 탐색한다.

[0183] 직렬-L/단락-C 배치에서, L_{eq} 및 C_{var2}는 다음의 식으로 얻어진다.

수학식 21

$$L_{eq}=\frac{1}{\omega}\left(-\frac{X_S}{\omega}+\sqrt{\frac{R_S}{\mathrm{Re}[Z_{IN}]}\left(\mathrm{Re}^2[Z_{IN}]+\mathrm{Im}^2[Z_{IN}]-R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]\right)}\right)$$

[0184]

수학식 22

$$C_{var2}=\frac{1}{\omega}\frac{\mathrm{Re}[Z_{IN}]-R_S}{\sqrt{R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]\left(\mathrm{Re}^2[Z_{IN}]+\mathrm{Im}^2[Z_{IN}]-R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]\right)}-R_S\,\mathrm{Im}[Z_{IN}]}$$

[0185]

수학식 23

$$L_{eq}=\frac{1}{\omega}\left\{-\frac{\left\{X_S+\sqrt{\frac{R_S}{\mathrm{Re}[Z_{IN}]}\left(R_S^2+X_S^2-R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]\right)}\right\}R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]-X_S\left(R_S^2+X_S^2\right)}{\left\{X_S+\sqrt{\frac{R_S}{\mathrm{Re}[Z_{IN}]}\left(R_S^2+X_S^2-R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]\right)}\right\}X_S-\left(R_S^2+X_S^2\right)}-\mathrm{Im}[Z_{IN}]\right\}$$

[0186]

수학식 24

$$C_{var2}=\frac{1}{\omega}\frac{1}{\left(R_S^2+X_S^2\right)}\left\{X_S+\sqrt{\frac{R_S}{\mathrm{Re}[Z_{IN}]}\left(R_S^2+X_S^2-R_S\,\mathrm{Re}[Z_{IN}]\right)}\right\}$$

[0187]

[0188] 상기한 수학식 21 또는 23을 이용하여 C_{var2}를 위해 요구되는 값을 찾을 수 있다.

수학식 25

$$C_{var1}=\frac{1}{\omega^2}\left(\frac{1}{L_{fix}+L_{par}}-\frac{1}{L_{eq}}\right)-C_{par}$$

[0189]

[0190] 임피던스 매칭을 위한 적절한 탐색 알고리즘 선택을 위해, C_{var1} 및 C_{var2}에 의존하는 $|S_{21}|$의 특성을 살펴본다.

[0191] 도 11에서 캐패시터 C_{sn} 및 C_{pn}(n=1~8)의 조합을 선택하기 위해 C_{var1} 및 C_{var2}를 변경한다.

[0192] 이들 캐패시터 값들의 조합은 임피던스 매칭 지점과 일치한다.

[0193] 도 12는 d=15,40, 80cm에서 모의 $|S_{21}|$이다.

[0194] 도 12를 통해 튜너블 매칭 네트워크가 모든 캐피시터 값을 통해 스윕(sweep)할 때 각 d에 대해 하나의 피크가 나타나는 것을 확인할 수 있다.

[0195] 80cm까지의 넓은 거리 범위까지, 하나의 피크_ $|S_{21}|$가 나타나는 것을 확인할 수 있다.

[0196] 모든 임피던스 매칭 지점의 조사는 최적 임피던스 매칭을 보장할 수 있으나, 너무 많은 시간이 소요된다.

[0197] 이는 릴레이 스위치의 속도가 매우 느리기 때문이며, 임피던스 탐색 지점이 132x312인 경우 8분이 넘게 소요된다.

[0198] 이에, 본 발명에 따르면, 효율적인 임피던스 매칭 방법을 제안한다.

[0199] 도 13 내지 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 임피던스 매칭을 위한 탐색 알고리즘을 도시한 도면이다.

[0200] 도 13 내지 도 15는 도 1의 각 단계를 상세하게 도시한 것이다.

[0201] 우선, 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 시스템 보정 과정으로서, R_i, L_i, C_i, R_S, R_L이 측정된다(단계 1300).

[0202] 또한, 거리에 따른 커플링 계수(k, d23)가 수학식 18을 통해 계산되고, 계산 결과가 테이블 형태로 저장된다(단계 1302).

[0203] 또한, 거리에 대한 DC 전압(반사 전력에 따른 전압)이 측정되며(단계 1304,1306), 이때 가까운 거리(strong region)에서의 전압과 먼 거리(weak region)에서의 전압이 각각 측정된다.

[0204] 다음으로, 바이패스 배치(SW2=SW3=1(ON))되고, 다른 스위치는 OFF)의 매칭 네트워크에서 거리 15 내지 100cm까지 5cm 단위로 변경하면서 반사 전력이 측정된다(단계 1308).

[0205] 상기한 단계 1300 내지 1308을 통해 모든 시스템 파라미터가 계산 및 측정되며, 이때 시스템 파라미터가 정확할수록 코어스 탐색을 위한 더 좋은 시작 지점을 제공할 수 있다.

[0206] 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 코어스 탐색 과정을 상세하게 도시한 도면이다.

[0207] 도 14를 참조하면, 단계 1308에서 측정된 반사 전력에 관한 정보가 5.5에서 8.5MHz 범위 내에서 미리 저장된다(단계 1400). 코어스 탐색 과정에서 5.5에서 8.5MHz 범위 내에서 주파수 스캐닝을 수행한다.

[0208] 보다 상세하게, f=f0으로 설정한 후 주파수 스캐닝을 수행하고(단계 1402), 주파수 스캐닝을 하는 동안 현재 반사 전력에 따른 전압을 읽는다(단계 1404).

[0209] 이후 반사 전력에 따른 전압을 저장하고(단계 1406), 반사 전력에 2개의 피크가 존재하는지 여부를 판단한다(단계 1408).

[0210] 두 개의 피크가 존재하는 경우, 부하가 over-coupled 영역(strong region)에 있는 것으로 판단하고 단계 1304에서 측정된 데이터를 참조한다(단계 1410).

[0211] 그렇지 않고 피크가 하나 존재하는 경우에는 부하가 under-coupled 영역(weak region)에 있는 것으로 판단하고 단계 1306에서 측정된 데이터를 참조한다(단계 1412).

[0212] 상기한 단계 1410 또는 1412를 통해 소스와 부하와의 거리를 추정한다(단계 1414).

[0213] 추정된 거리 및 단계 1302에서의 테이블을 참조하여(단계 1416), 커플링 계수를 추정한다(단계 1418).

[0214] 다음으로, 추정된 커플링 계수에 따른 입력 임피던스(Z_{IN})을 계산한다(단계 1420).

[0215] 단계 1420는 표 1에서의 시스템 파라미터와의 조합을 통해 수학식 12의 Z-파라미터를 계산하는 과정이다.

[0216] 다음으로서, R_{in}이 R_S보다 작은지 여부를 판단하며(단계 1422), 작은 경우에는 S1 및 S3를 OFF, S2 및 S4를 ON 시키고(단계 1424), 반대의 경우에는 S1 및 S3를 ON, S2 및 S4를 OFF 시킨다(단계 1426).

[0217] 이후, L-네트워크에서의 값을 계산한다(단계 1428).

[0218] 단계 1428은 수학식 12를 이용하여 입력 임피던스를 계산하고, 또한 수학식 21 내지 25를 이용하여 C_{var1} 및 C_{var2}를 계산하는 과정이다.

[0219] 도 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 정밀 탐색 과정의 순서도이다.

[0220] 정밀 탐색에서 계속적으로 반사 전력을 최소화하는 방향에서의 이웃 지점을 피크 지점이 발견될 때까지 평가하는 과정이 수행되며, 탐색 속도를 높이기 위해 이미 방문된 지점은 제거된다.

[0221] 또한, C_{var1} 및 C_{var2}의 조합을 사각행렬 Z의 s행 및 p열에 매칭시키고, 여기서, s와 p는 1 내지 80 범위에서 변경되며, C_{var1} 및 C_{var2}는 10 내지 1320pF 범위에서 변경된다.

[0222] 도 15를 참조하면, 상기한 단계 1428에서 계산된 C_{var1} 및 C_{var2}를 이용하여 시작 매칭 지점($z(s,p)\in Z$)을 설정한다(단계 1500).

[0223] 다음으로, 리스트 L에 현재 위치 z을 부가한다(단계 1502).

[0224] 이후, 현재 위치를 기준으로 8개의 인접 지점(A(z))을 결정한다(단계 1504).

[0225] 여기서, A(z)는 다음과 같다.

[0226] $$A(z)=z_1(s-1,p-1),z_2(s-1,p),z_3(s-1,p+1),z_4(s,p-1),z_5(s,p+1),z_6(s+1,p-1),z_7(s,p),z_8(s+1,p+1)$$

[0227] A(z)와 리스트 L을 참조하여 방문되지 않은 인접 지점 R(z)를 찾는다(단계 1506).

[0228] 다음, 방향성 커플러에서 검출된 전압(반사 전력)을 이용하여 R(z)의 8개의 인접 지점 중 최적 지점, z_{opt}를 찾는다(단계 1508).

[0229] 단계 1508에서 탐색된 z_{opt}가 변경되는지 여부를 판단하며(단계 1510), 가 변경되지 않고 유지되면 정밀 탐색 과정을 종료한다.

[0230] 단계 1508은 현재 방문 지점에 인접한 8개의 지점 중 적어도 일부 지점에서 후보 지점을 탐색하며, 후보 지점에서의 임피던스가 변경되지 않는 경우, 상기 후보 지점에서의 임피던스를 최적 임피던스로 결정하는 과정이다.

[0231] 현재 방문 지점을 중심으로 주위에 8개의 인접 지점이 존재할 수 있으며, 이때, 적어도 3개의 지점은 이전에 방문된 지점일 수 있으며, 이러한 경우, 인접 지점 중 5개의 지점에서 임피던스 측정 과정이 수행될 수 있다.

[0232] 만일 z_{opt}가 변경된다면 이미 조사된 지점 R(z)를 리스트 L에 부가하고(단계 1512), 국부 최적 지점(z_{opt})을 새로운 시작 지점으로 할당하고(단계 1514), 단계 1504로 복귀한다.

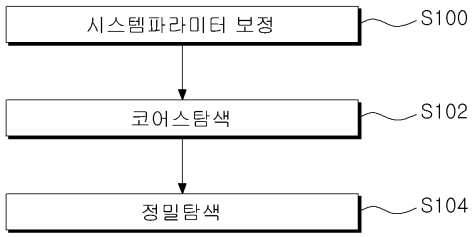
[0233] 본 발명의 실시예들은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급

언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 본 발명의 일 실시예들의 동작을 수행하기 위해 적어도 하나의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

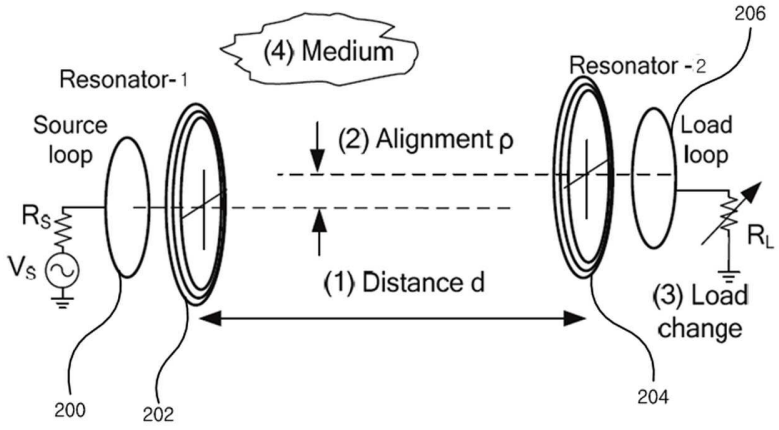
[0234] 상기한 본 발명의 바람직한 실시예는 예시의 목적을 위해 개시된 것이고, 본 발명에 대해 통상의 지식을 가진 당업자라면 본 발명의 사상과 범위 안에서 다양한 수정, 변경, 부가가 가능할 것이며, 이러한 수정, 변경 및 부가는 하기의 특허청구범위에 속하는 것으로 보아야 할 것이다.

도면

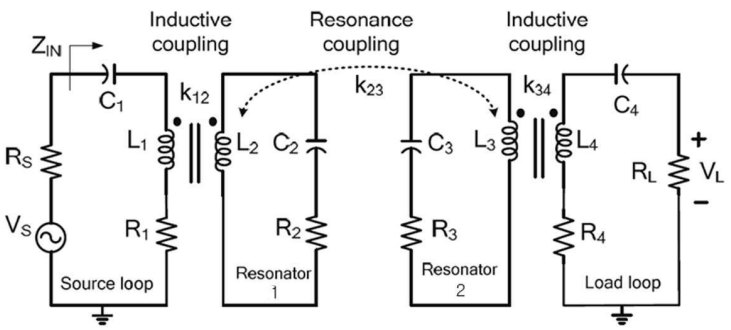
도면1



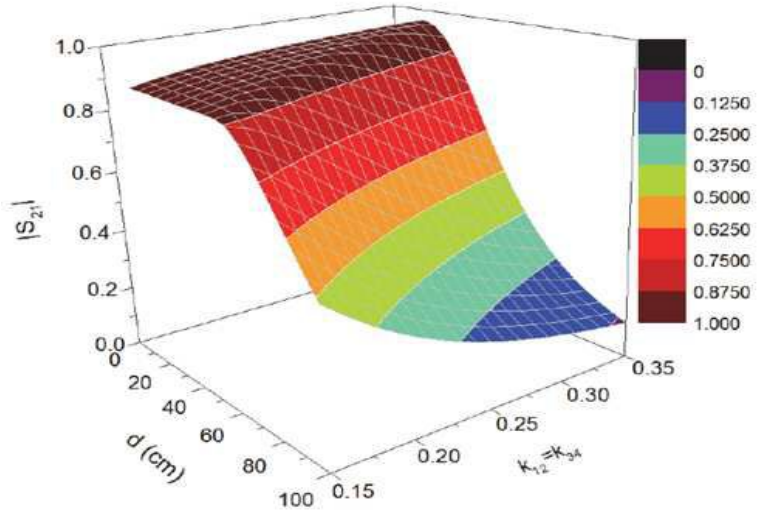
도면2



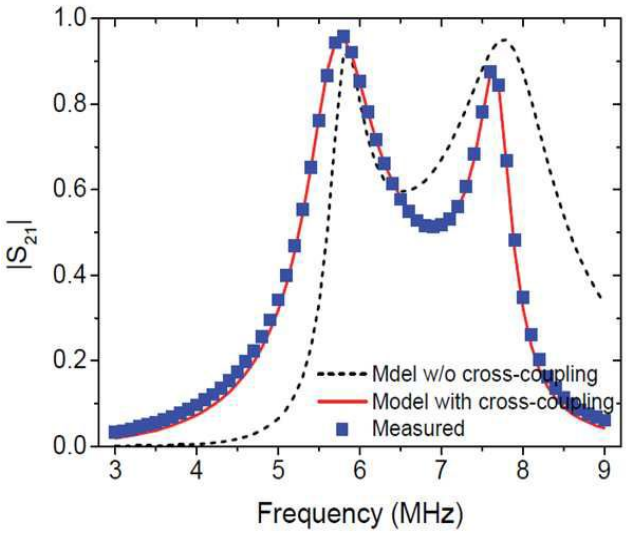
도면3



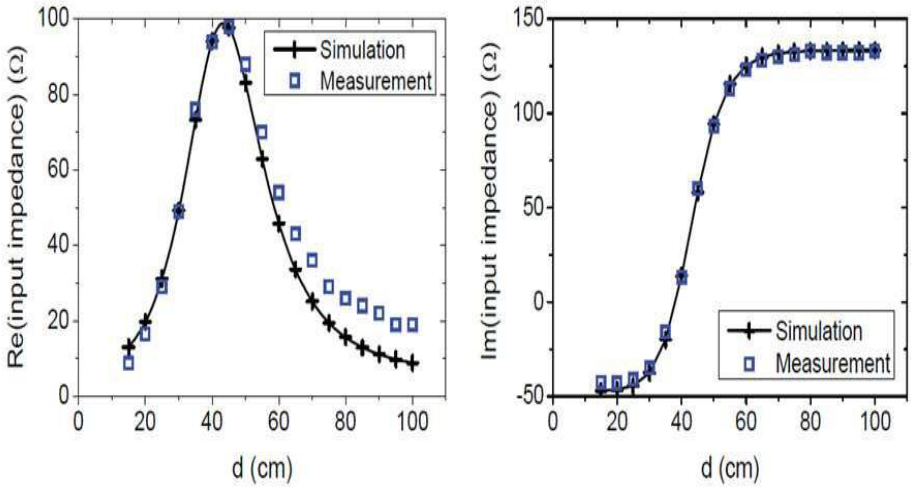
도면4


1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
|S21|
0
20
40
60
80
100
d (cm)
0.15
0.20
0.25
0.30
0.35
κ12=κ34
0
0.1250
0.2500
0.3750
0.5000
0.6250
0.7500
0.8750
1.000

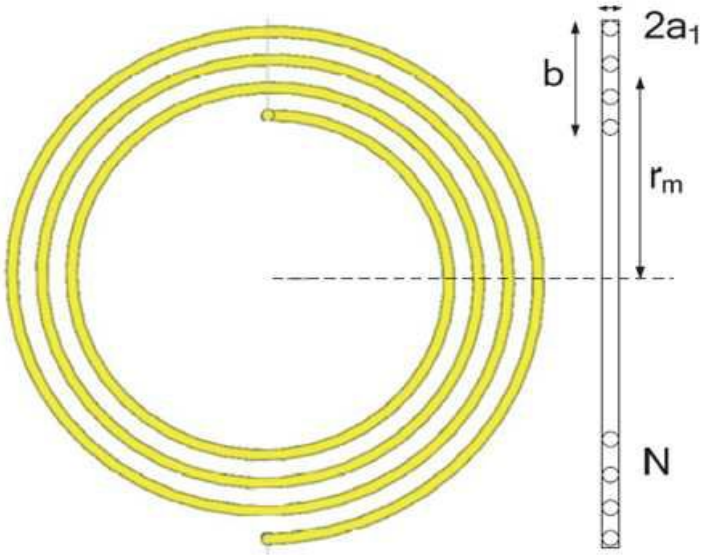
도면5


1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
0.0
|S21|
3
4
5
6
7
8
9
Frequency (MHz)
Mdel w/o cross-coupling
Model with cross-coupling
Measured

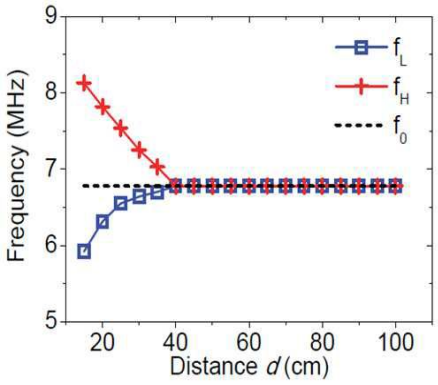
도면6


Re(input impedance) (Ω)
Simulation
Measurement
d (cm)
Im(input impedance) (Ω)
Simulation
Measurement
d (cm)

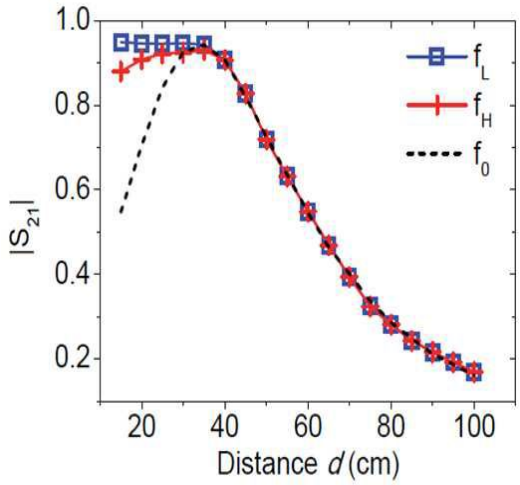
도면7


2a1
b
rm
N

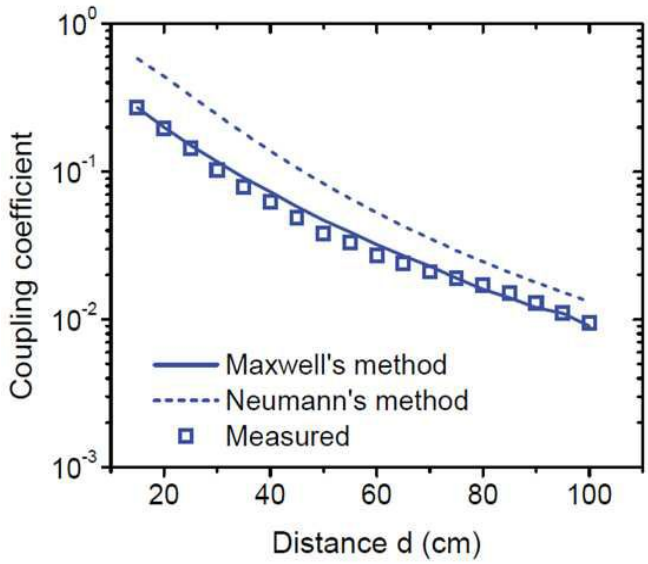
도면8a


Frequency (MHz)
fL
fH
f0
Distance d (cm)

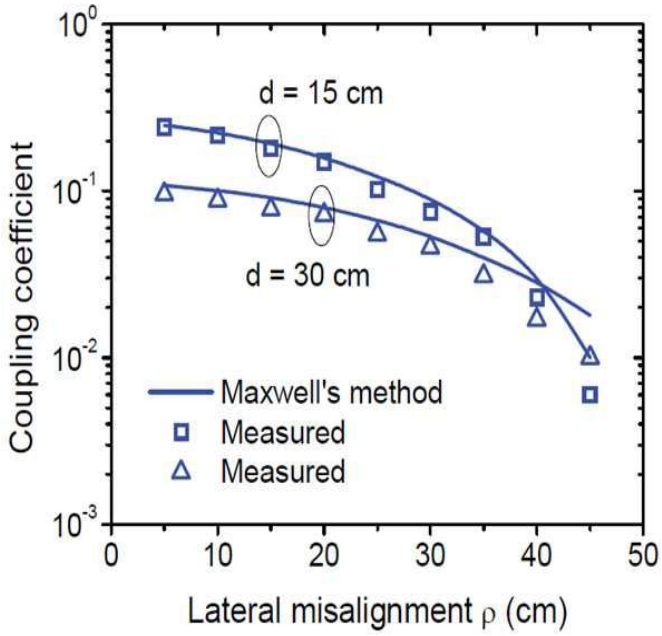
도면8b


1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
|S21|
20
40
60
80
100
Distance d (cm)
fL
fH
f0

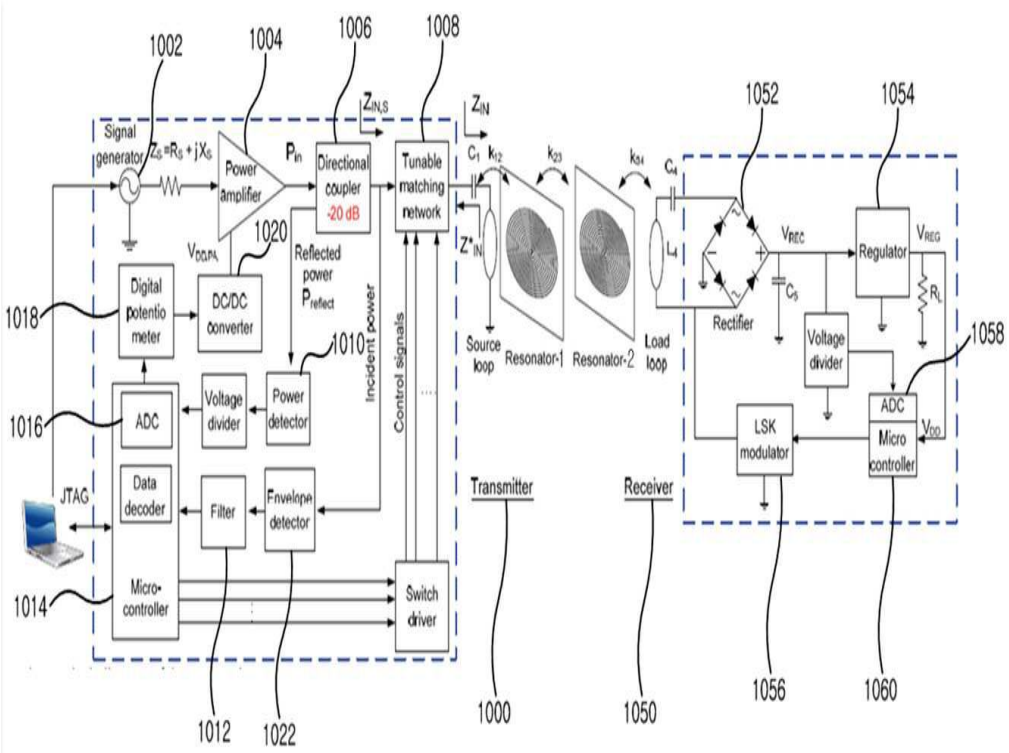
도면9a


10^0
10^-1
10^-2
10^-3
Coupling coefficient
20
40
60
80
100
Distance d (cm)
Maxwell's method
Neumann's method
Measured

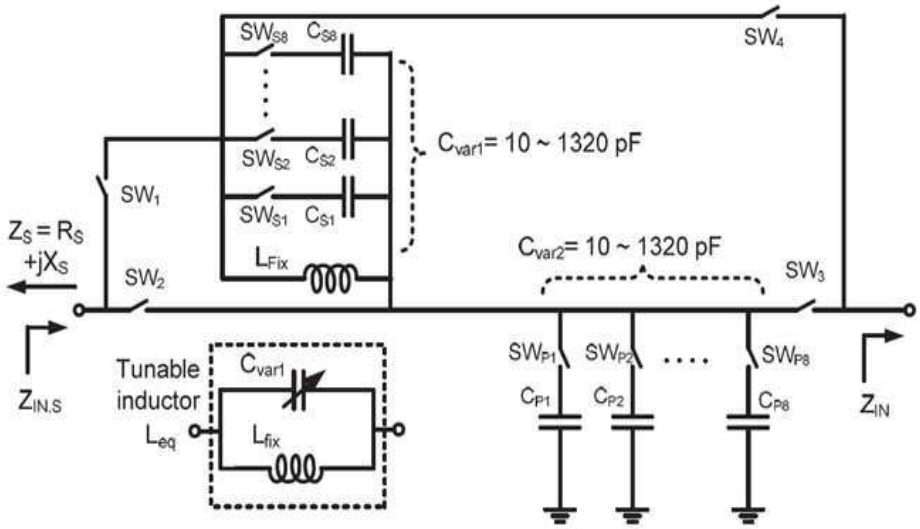
도면9b


Coupling coefficient
Lateral misalignment ρ (cm)
d = 15 cm
d = 30 cm
Maxwell's method
Measured
Measured

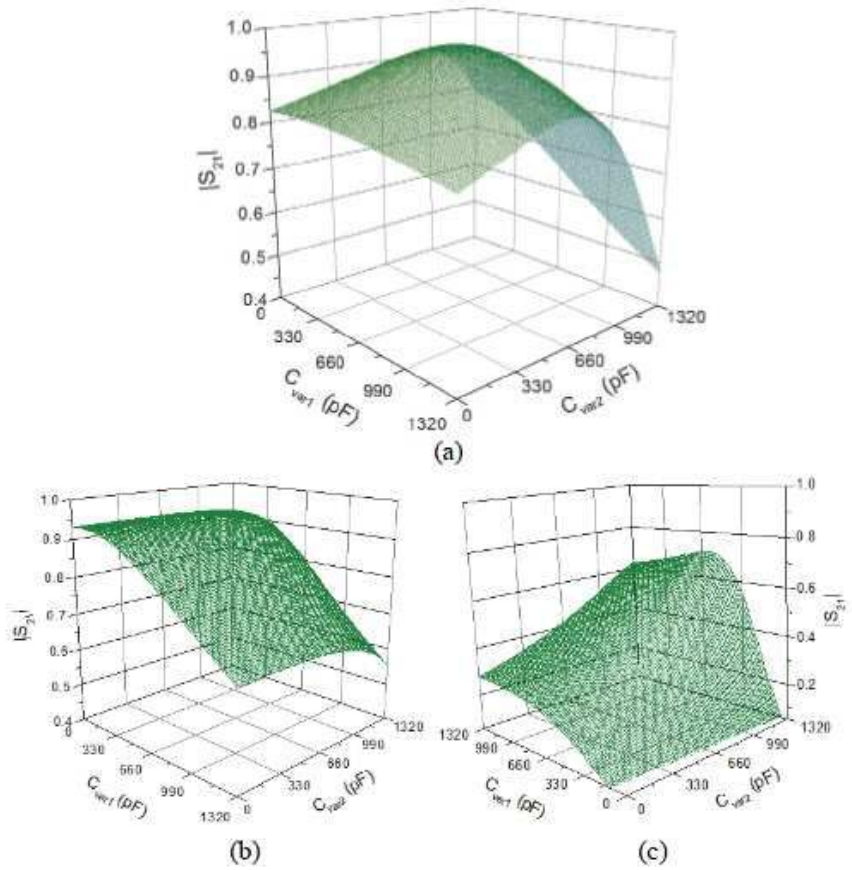
도면10


Signal generator
Power amplifier
Directional coupler -20 dB
Tunable matching network
Reflected power
Digital potentio meter
DC/DC converter
ADC
Voltage divider
Power detector
Data decoder
Filter
Envelope detector
Micro-controller
Switch driver
JTAG
Incident power
Control signals
Source loop
Resonator-1
Resonator-2
Load loop
Rectifier
Regulator
Voltage divider
LSK modulator
ADC
Micro controller
Transmitter
Receiver
1000
1002
1004
1006
1008
1010
1012
1014
1016
1018
1020
1022
1050
1052
1054
1056
1058
1060

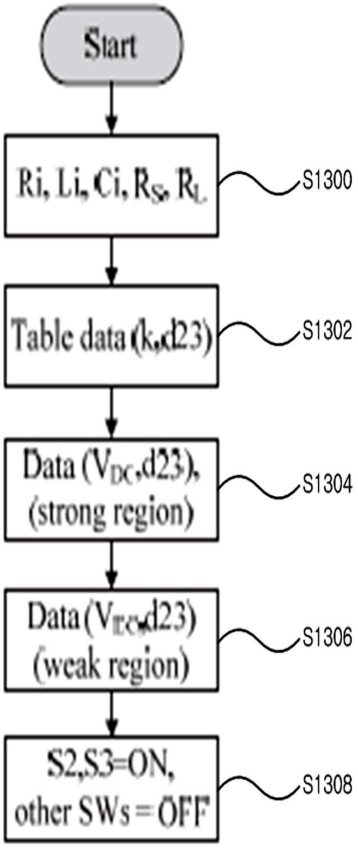
도면11


SW_S8
C_S8
SW_4
C_var1= 10 ~ 1320 pF
SW_S2
C_S2
SW_1
SW_S1
C_S1
Z_S = R_S +jX_S
L_Fix
C_var2= 10 ~ 1320 pF
SW_3
SW_2
SW_P1
SW_P2
SW_P8
Tunable inductor
C_var1
C_P1
C_P2
C_P8
Z_IN.S
L_eq
L_fix
Z_IN

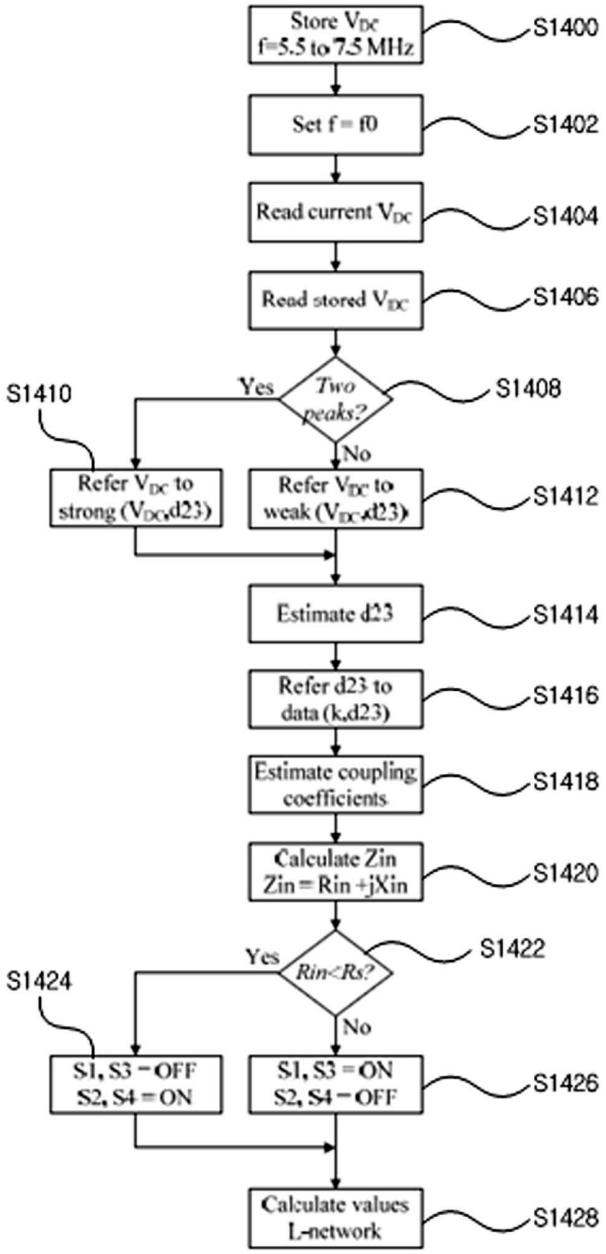
도면12


|S21|
1.0
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0
330
660
990
1320
C var1 (pF)
C var2 (pF)
(a)
(b)
(c)

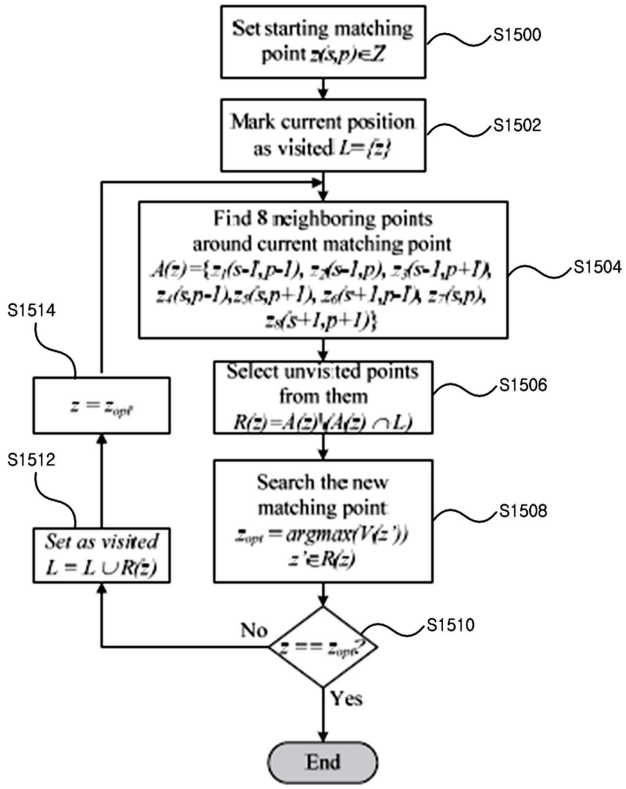
도면13


Start
Ri, Li, Ci, RS, RL
S1300
Table data (k,d23)
S1302
Data (VDC,d23), (strong region)
S1304
Data (Vweak,d23) (weak region)
S1306
S2,S3=ON, other SWs = OFF
S1308

도면14


Store V_{DC} f=5.5 to 7.5 MHz
S1400
Set f = f0
S1402
Read current V_{DC}
S1404
Read stored V_{DC}
S1406
Two peaks?
Yes
No
S1408
S1410
Refer V_{DC} to strong (V_{DC},d23)
Refer V_{DC} to weak (V_{DC},d23)
S1412
Estimate d23
S1414
Refer d23 to data (k,d23)
S1416
Estimate coupling coefficients
S1418
Calculate Zin Zin = Rin +jXin
S1420
Rin<Rs?
Yes
No
S1422
S1424
S1, S3 = OFF S2, S4 = ON
S1, S3 = ON S2, S4 = OFF
S1426
Calculate values L-network
S1428

도면15


Set starting matching point z(s,p)∈Z
S1500
Mark current position as visited L={z}
S1502
Find 8 neighboring points around current matching point
A(z)={z1(s-1,p-1), z2(s-1,p), z3(s-1,p+1), z4(s,p-1), z5(s,p+1), z6(s+1,p-1), z7(s,p), z8(s+1,p+1)}
S1504
Select unvisited points from them
R(z)=A(z)\(A(z) ∩ L)
S1506
Search the new matching point
z_opt = argmax(V(z'))
z'∈R(z)
S1508
z == z_opt?
S1510
No
Yes
End
Set as visited
L = L ∪ R(z)
S1512
z = z_opt
S1514