



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2016년03월16일
(11) 등록번호 10-1604172
(24) 등록일자 2016년03월10일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02J 17/00 (2006.01) H02J 7/02 (2016.01)
(21) 출원번호 10-2013-0164527
(22) 출원일자 2013년12월26일
심사청구일자 2013년12월26일
(65) 공개번호 10-2015-0076001
(43) 공개일자 2015년07월06일
(56) 선행기술조사문헌
JP2013187963 A
KR1020070006308 A

(73) 특허권자
울산대학교 산학협력단
울산광역시 남구 대학로 93
(72) 발명자
최성진
울산광역시 남구 옥현로58번길 26, 301호 (무거동)
최병우
울산광역시 중구 남외3길 33, 101동 903호 (남외동, 남외푸르지오1차)
(74) 대리인
김종선, 이형석

기술이전 희망 : 기술양도

전체 청구항 수 : 총 4 항

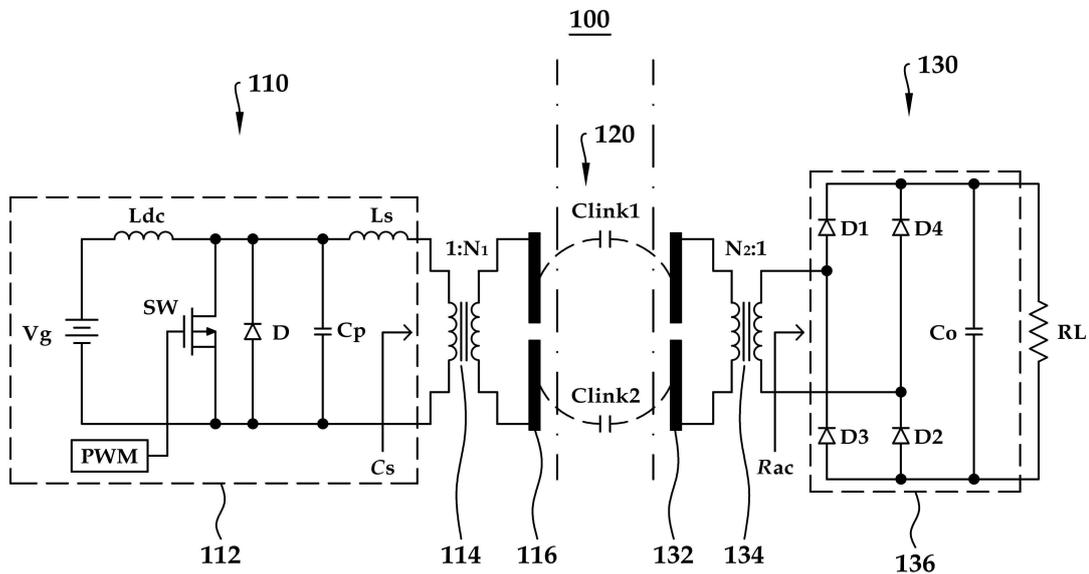
심사관 : 최창락

(54) 발명의 명칭 **전계 결합형 무선 충전장치**

(57) 요약

본 발명은 전계 결합형 무선 충전장치에 관한 것으로서, 소정 이격되는 송신부 및 수신부에 소정 권선비를 가지는 매칭 변압기를 각각 제공하는 개선된 회로 구성을 제공하고 있다. 이에 따라 본 발명은 스위치 구동시 영전압 스위칭(ZVS : Zero voltage switching) 조건을 만족하면서도 확보 가능한 수준의 낮은 AC- 링크 캐패시턴스 값 만으로도 전기장을 이용하여 무선으로 전력을 전송할 수 있는 이점이 있다.

대표도 - 도4



명세서

청구범위

청구항 1

DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 송신부; 상기 송신부에서 공급된 AC 전압을 전계 결합방식에 의해 무선 전송하도록 한 쌍(pair)로 구성되는 링크 캐패시터; 및 상기 링크 캐패시터를 통해 전송되는 상기 AC 전압을 DC 전압으로 변환하여 부하로 전달하는 수신부를 포함하는 전계 결합형 무선 충전장치에 있어서,

상기 송신부는, 일정 레벨을 공급하는 전원단(Vg)에 병렬로 연결되는 스위치(SW) 및 병렬 캐패시터(Cp), 상기 전원단(Vg)과 상기 스위치(SW) 사이에 직렬 연결된 제1 코일(Ldc), 상기 병렬 캐패시터(Cp)의 일단에 연결되는 제2 코일(Ls)을 포함하면서 DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 송신회로와, 일단은 상기 제2 코일(Ls)과 연결되고 타단은 상기 전원단(Vg)과 연결되며 임피던스 매칭을 위해 1: N₁ 권선비를 가지는 제1 변압기와, 상기 제1 변압기와 연결되며 상기 AC 전압을 무선 전송하는 송신 전극을 포함하고;

상기 수신부는, 상기 송신 전극으로부터 상기 AC 전압을 전송받는 수신 전극과, 상기 수신 전극과 연결되며 상기 송신회로의 영전압 스위칭(ZVS : Zero voltage switching) 조건을 만족하도록 N₂ : 1 권선비를 가지는 제2 변압기와, 상기 AC 전압의 정류/변환 기능을 수행하는 수신회로를 포함하고;

상기 링크 캐패시터는, 상기 송신부와 상기 수신부 사이에 전계 결합 방식으로 전력을 전송하며;

상기 $N_1 = \sqrt{\frac{C_s}{C_{eq}}}$ 이고, 상기 $N_2 = N_1 \sqrt{\frac{R_i}{R_{ac}}}$ 를 만족하는 것을 특징으로 하는 전계 결합형 무선 충전장치.

여기서, Ceq는 공진에 참여하는 유효 캐패시턴스 값, Cs는 유효 캐패시턴스 Ceq 값을 제1 변압기의 1차측에서 바라본 등가 캐패시턴스 값, Ri는 부하저항을 제1 변압기의 1차측에서 바라본 등가부하저항이고, Rac는 정류단 효과를 고려한 등가 AC 저항이다.

청구항 2

삭제

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 수신부는,

상기 링크 캐패시터를 통해 전송되는 AC 전압을 전달받는 수신 전극;

상기 수신 전극과 연결되며 상기 송신부의 스위치 동작시 영전압 스위칭(ZVS : Zero voltage switching) 조건을 만족하는 공진양호도(Q_L) 값을 위하여 소정 권선비를 가지는 제2 변압기; 및

상기 제2 변압기로부터 전달되는 AC 전압을 정류 및 DC 전압으로 변환하는 수신회로를 포함하는 전계 결합형 무선 충전장치.

청구항 6

삭제

청구항 7

삭제

청구항 8

삭제

청구항 9

제 1 항에 있어서,

상기 N_1 및 N_2 중 하나는 공진양호도 값을 조정하기 위해 설계되는 것을 특징으로 하는 전계 결합형 무선 충전장치.

청구항 10

삭제

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 송신부는 브릿지(bridge) 회로가 구성되고;

상기 수신부는 정류회로가 구성되는 것을 특징으로 하는 전계 결합형 무선 충전장치.

청구항 12

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 충전장치에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 AC-링크 캐패시터의 낮은 정전용량을 감안하면서도 스위치 소자의 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching) 조건을 만족하면서 모바일 기기의 배터리 충전이 충분히 가능하도록 한 전계 결합형 무선 충전장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 주지된 바와 같이 전자기기를 충전함에 있어서 그 충전방식에는 접촉 충전방식 및 비접촉 충전방식이 사용되고 있다. 그 중 접촉 충전 방식은 송수신 전극을 직접 접촉시켜서 충전을 수행하는 방식이다. 이러한 방식은 현재 까지 대부분의 전자기기를 충전하는 충전방식으로 이용되고 있다.

[0003] 그러나 접촉 충전방식은 송수신 전극 상호 간의 접촉 불량 등의 이유로 인하여 충전 불량을 일으키는 등의 문제가 발생하고 있다.

[0004] 이에 따라 최근에는 무선으로 전력을 전송하여 충전하는 비접촉 충전방식이 활발하게 연구되고 있다. 이러한 비접촉 충전방식은 최근 모바일 기기를 편리하게 충전할 수 있다는 점이 부각되면서 이를 이용한 충전장치가 일부 제품화되고 있다.

[0005] 현재 비접촉 충전방식에는 자계 결합(Inductive Coupling) 방식과 전계 결합(Capacitive coupling) 방식이 있다. 그 중 자계 결합방식은 와이어리스 파워 컨소시엄(WPC : Wireless Power Consortium)에서 제안한 Qi 규격이 대표적이다. 상기 방식은 전자기 유도 원리에 이용하는 것이고, 이는 도 1에 도시되어 있다.

[0006] 도 1을 보면 송신코일(1)에 공급되는 전류에 의해 송신 코일(1)에 자기장이 형성되고 그 형성된 자기장을 공유하는 수신 코일(2)에 유도 기전력이 형성됨으로써, 에너지 전송이 일어남을 알 수 있다. 그런데 상기 자기장은

송신코일(1)과 수신코일(2) 주위뿐만 아니라 수신회로(3)에 위치한 PCB 회로에도 영향을 미치고 있음을 알 수 있다.

[0007] 이처럼 상기 자기장 경로에 수신회로(3)가 노출되기 때문에 EMI(Electro magnetic interference) 차폐물이 필요하다. 통상 차폐물은 일정한 두께 이상으로 제작되어야 하기 때문에 결국 수신회로(3)의 사이즈가 증대된다. 또한 송신 코일(1)과 수신 코일(2) 사이 또는 바로 인접한 곳에 금속물이 존재할 때 와류(Eddy current) 발생에 따른 자기장의 감소로 전송효율이 떨어지는 등 전반적으로 금속물과의 간섭이 심한 문제도 있다. 나아가 수신코일(2) 구조의 형상 제도가 어렵고 박형화가 용이하지 않다는 문제도 있다.

[0008] 반면, 비접촉 충전방식 중 전계 결합방식은 상기 자계 결합방식이 가지는 여러 문제점을 해결하고 있다. 즉, 상기 전계 결합방식은 도 2에 도시된 바와 같이 송신 전극(5)에서 수신 전극(6) 사이의 전기장이 개루프 특성을 제공하기 때문에 상기 자계 결합방식에 비해 전자파 규제나 인체 유해성, EMI 특성 등에서 유리한 점이 있다. 또한 금속물과의 간섭이 상대적으로 적으며, 평판형의 도체판을 전극으로 사용할 수 있어 전극 구조를 간단하게 할 수 있다. 따라서 근래에는 상기 전계 결합방식에 대한 연구가 더 활발하게 진행되고 있는 실정이다.

[0009] 그렇지만 상기 전계 결합방식은 송수신부의 접점에 구성할 수 있는 AC-링크 커패시턴스 값을 많이 확보할 수 없다는 문제점이 있다. 즉 송수신부를 매개하는 AC- 링크를 구성하는 송수신 전극 쌍의 정전용량을 확보하는데 한계가 있는 것이다. 예를 들어, 송신 전극(5)과 수신 전극(6)의 각각의 크기가 10cm*10cm로 설계하고, 그 사이에는 유전체로 PVC 필름이 사용된다면, 상기 PVC의 비유전율 $\epsilon_r=3$ 을 고려할 때 캐패시턴스 값은 약 531pF의 매우 낮은 값을 가지게 된다.

[0010] 이처럼 높은 정전용량을 확보하지 못하게 되면 공진 회로에서 지나친 공진 양호도(Quality factor)를 유발하여 부하변동에 따른 민감도가 커지고, 따라서 무선 충전장치의 제어를 어렵게 만드는 문제가 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0011] (특허문헌 0001) 대한민국 특허공개 2012-0028223호 (2012. 03. 22.)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0012] 따라서 본 발명의 목적은 상기한 문제점을 해결하기 위한 것으로, 확보 가능한 수준의 낮은 AC-링크 커패시턴스 값을 사용하더라도 모바일 기기의 배터리 충전이 충분히 가능하도록 한 전계 결합형 무선 충전장치를 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0013] 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 특징에 따르면, DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 송신부; 상기 송신부에서 공급된 AC 전압을 전계 결합방식에 의해 무선 전송하도록 한 쌍(pair)으로 구성되는 링크 커패시터; 및 상기 링크 커패시터를 통해 전송되는 상기 AC 전압을 DC 전압으로 변환하여 부하로 전달하는 수신부를 포함하는 전계 결합형 무선 충전장치가 제공된다.

[0014] 상기 송신부는, 스위치의 고주파 개폐 구동에 따라 DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 송신회로, 상기 송신회로와 연결되며 임피던스 변환을 위해 소정 권선비를 가지는 제1 변압기, 상기 제1 변압기에 의해 변압된 AC 전압을 상기 링크 커패시터에 전달하는 송신 전극을 포함한다.

[0015] 상기 제1 변압기의 권선비는 1: N_1 이고, 상기 N_1 은 공진 회로 값을 최적화하도록 설계된다.

[0016] 상기 수신부는, 상기 링크 커패시터를 통해 전송되는 AC 전압을 전달받는 수신 전극, 상기 수신 전극과 연결되며 상기 송신회로의 스위치 동작시 영전압 스위칭(ZVS : Zero voltage switching) 조건을 만족하는 공진양호도(Q_c) 값을 위하여 소정 권선비를 가지는 제2 변압기, 상기 제2 변압기로부터 전달되는 AC 전압을 정류 및 DC 전압으로 변환하는 수신회로를 포함한다.

- [0017] 상기 제2 변압기의 권선비는 $N_2 : 1$ 이고, 상기 N_2 는 상기 공진양호도(Q_L) 값을 조정하기 위해 설계된다.
- [0018] 본 발명의 다른 특징에 따르면, 일정 레벨을 공급하는 입력 전원단(Vg)에 연결되는 스위치(SW), 상기 스위치(SW)와 병렬로 연결되는 병렬 다이오드(D) 및 병렬 캐패시터(Cp), 상기 입력 전원단(Vg)과 상기 스위치(SW) 사이에 직렬 연결된 제1 코일(Ldc), 상기 병렬 캐패시터(Cp)의 일단에 연결되는 제2 코일(Ls)을 포함하면서 DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 송신회로와, 일단은 상기 제2 코일(Ls)과 연결되어 임피던스 매칭을 위해 $1 : N_1$ 권선비를 가지는 제1 변압기와, 상기 제1 변압기와 연결되며 상기 AC 전압을 무선 전송하는 송신 전극을 포함하는 송신부; 상기 송신 전극으로부터 상기 AC 전압을 전송받는 수신 전극과, 상기 수신 전극과 연결되며 상기 송신회로의 영전압 스위칭(ZVS : Zero voltage switching) 조건을 만족하도록 $N_2 : 1$ 권선비를 가지는 제2 변압기와, 상기 AC 전압의 정류/변환 기능을 수행하는 수신회로를 포함하는 수신부; 및 상기 송신부와 상기 수신부 사이에 전계 결합 방식으로 전력을 전송하는 1쌍의 링크 캐패시터를 포함하는 전계 결합형 무선 충전장치가 제공된다.
- [0019] 본 발명의 또 다른 특징에 따르면, 브릿지(bridge) 회로가 구성된 송신부; 상기 송신부에 제공되며 $1 : N_1$ 권선비를 가지는 제1 변압기; 정류회로가 구성된 수신부; 상기 수신부에 제공되며 $N_2 : 1$ 권선비를 가지는 제2 변압기; 및 상기 송신부와 상기 수신부 사이에 전계 결합 방식으로 전력을 전송하는 1쌍의 링크 캐패시터를 포함하는 전계 결합형 무선 충전장치가 제공된다.

발명의 효과

- [0020] 이와 같은 본 발명에 따른 전계 결합형 무선 충전장치는 다음과 같은 효과가 있다.
- [0021] 먼저 본 발명은 2개의 매칭 변압기를 포함하여 회로 설계를 개선한 전계 결합형 무선 충전장치를 제공하고 있다. 이에 따라 충분히 큰 AC- 링크 캐패시턴스 값 대신 확보 가능한 수준의 낮은 AC 링크 캐패시턴스 값만으로도 소정 용량의 모바일 기기의 배터리를 충분히 무선 충전할 수 있는 효과가 있다.
- [0022] 또한 본 발명의 개선된 전계 결합형 무선 충전장치는 송신회로의 스위치 동작시 영전압 스위칭(ZVS) 조건을 만족하기 때문에, 회로의 스위칭 손실을 줄여 고효율 고주파 구동이 가능함에 따라 송신 회로의 크기를 더욱 작게 설계할 수 있고, 스위칭에 따른 노이즈를 억제하는 효과도 있다.

도면의 간단한 설명

- [0023] 도 1은 일반적인 비접촉 충전방식 중 자계 결합방식을 설명한 예시도,
 도 2는 일반적인 비접촉 충전방식 중 전계 결합방식을 설명한 예시도,
 도 3은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전계 결합형 무선 충전장치의 구성도,
 도 4는 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전계 결합형 무선 충전장치를 나타낸 회로도,
 도 5는 본 발명의 회로동작을 설명하기 위한 등가 회로,
 도 6은 본 발명의 회로동작을 설명하기 위한 이론적인 주요 동작 파형,
 도 7의 (a) 내지 (d)는 도 4의 전계 결합형 무선 충전장치의 시뮬레이션 파형도로서, (a)는 게이트 구동파형, (b)는 스위치 양단 전압인 드레인 소스 전압, (c)는 스위치에 병렬로 연결된 다이오드 D에 흐르는 전류 및 병렬 캐패시터 Cp에 흐르는 전류, (d)는 최종 부하 양단에 걸리는 출력 DC 전압을 보인 시뮬레이션 파형도,
 도 8은 본 발명의 다른 실시 예에 따라 공진형 하프브릿지 송신부와 전파정류회로가 포함되어 구성되는 전계 결합형 무선 충전장치를 보인 회로도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0024] 본 발명은 전계 결합 방식의 비접촉 충전방식에서 송신 전극과 수신 전극으로 확보할 수 있는 면적의 제약과 이격물질의 유전계수의 실제적인 한계 때문에 에너지 전달에 활용할 수 있는 AC-링크 캐패시턴스 값이 매우 작은 문제를 해결하고자 회로 설계방식을 개선하여 낮은 수준의 AC-링크 캐패시턴스 값으로도 무선 충전이 가능하도록 하는 것을 기본적인 기술적 요지로 한다.
- [0025] 이하 본 발명에 의한 전계 결합형 무선 충전장치의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명

한다.

- [0026] 도 3은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전계 결합형 무선 충전장치의 구성도이다. 도 3을 보면, 전계 결합형 무선 충전장치(100)는, 송신부(110), 링크 캐패시터(120) 및 수신부(130)를 포함한다. 그리고 송신부(110), 링크 캐패시터(120), 수신부(130)의 각 구성에 대해서는 도 4를 참조하여 상세하게 설명한다.
- [0027] 도 4는 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 전계 결합형 무선 충전장치의 회로 구성도이다.
- [0028] 우선 송신부(110)의 구성에 대해 살펴본다.
- [0029] 송신부(110)는 송신회로(112), 제1 변압기(114) 및 송신 전극(116)을 포함한다.
- [0030] 송신 회로(112)는 입력 DC 전압을 공급하는 전원단(Vg)과 제1 코일(Ldc)를 통해 스위치 SW가 연결된다. 상기 스위치 SW는 PWM 게이트 펄스로 구동되는 MOSFET나 IGBT 등의 스위치 소자이고, 상기 스위치 소자 내부에는 역방향 다이오드(D)가 병렬로 구성된다. 그러나 상기 역방향 다이오드(D)가 없는 경우에는 추가적으로 다이오드를 병렬 연결한다. 그리고 스위치 SW에는 병렬로 병렬 캐패시터(Cp)를 연결한다. 상기 병렬 캐패시터(Cp)는 상기 스위치 SW의 소프트 스위칭을 위한 것이다. 또한 송신부(110)에는 병렬 캐패시터(Cp)와 제1 변압기(114) 사이에 제2 코일(Ls)이 연결된다. 여기서 제1 코일(Ldc)은 DC 전류를 공급하기 위한 초크 코일이고, 제2 코일(Ls)은 캐패시터 공진을 위한 코일이다.
- [0031] 제1 변압기(114)는 제2 코일(Ls)의 크기가 지나치게 커지는 것을 막고, 공진 주파수가 불필요하게 높은 값으로 설계되는 것을 억제하기 위한 것으로서, 상기 제2 코일(Ls)과 송신 전극(116) 사이에 연결되며, 임피던스 변환용 권선비는 1:N₁이다. 상기 권선비는 1:N₁에 대해서는 후술하여 설명한다.
- [0032] 송신 전극(116)은 전력의 무선 전송을 위한 소자로서, 통상 전도체 재질로 이루어진 소정 두께의 평판형으로 형성된 한 쌍의 도체판이 사용된다.
- [0033] 다음 수신부(130) 구성에 대해 설명한다.
- [0034] 수신부(130)는 수신 전극(132), 제2 변압기(134) 및 수신회로(136)를 포함한다.
- [0035] 수신 전극(132)은 상술한 송신 전극과 같이 전도체 재질로 이루어진 소정 두께의 평판형으로 형성된 한 쌍의 도체판이 사용된다.
- [0036] 제2 변압기(134)는 송신회로(112)의 영전압 스위칭(ZVS) 조건을 만족하는 공진 양호도 Q_L값을 보장하기 위한 변압기로서, 임피던스 변환용 권선비는 N₂:1이다. 상기 권선비는 N₂:1에 대해서는 후술하여 설명한다.
- [0037] 수신회로(136)에는 제1 내지 제4 정류 다이오드로 이루어진 정류부와, 캐패시터 필터(Co)가 구성된다.
- [0038] 또한 수신부(130)의 출력 DC 부하로 R_L이 캐패시터 필터(Co)에 병렬로 연결되어 있다.
- [0039] 한편, 링크 캐패시터(120)는 송신부(110)와 수신부(130)의 물리적인 분리 구간에서 에너지 전송을 위해 형성되는 전계 결합용 AC-링크 캐패시터 성분을 말하며, 도시된 바와 같이 전류 회수 경로의 필요성 때문에 송신 전극(116)과 수신 전극(132) 사이에 총 2개(Clink1)(Clink2)가 구성된다.
- [0040] 이와 같은 링크 캐패시터(120) 값이 각각 Clink1과 Clink2라면, 공진에 참여하는 유효 캐패시턴스 C_{eq} 값은 일반적으로 두 캐패시터의 병렬 연결 값인 다음 수학적 식 1에 의해 주어진다.

수학적 식 1

$$C_{eq} = \frac{C_{Link1}C_{Link2}}{C_{Link1} + C_{Link2}}$$

- [0041]
- [0042] 여기서 만일 송신부(110)와 수신부(130)의 상호 간에 정렬된 상태임을 가정하면, 상기 Clink1과 Clink2 값이 서로 같으므로 유효 캐패시턴스 C_{eq} 값은 개별 링크 캐패시터 값의 1/2로 계산될 것이다.
- [0043] 한편 송신 전극(116)과 수신 전극(132) 사이에는 유전체로 PVC 필름(미도시)이 사용되었고, 전극들(116)(132)

사이의 이격 거리는 0.5mm로 설계되었다. 또한 송신 전극(116)과 수신 전극(132)은 그 크기를 10cm*10cm로 하였다. 이 경우 상기 PVC의 비유전율 $\epsilon_r=3$ 을 고려할 때 캐패시턴스 값은 약 531pF의 이론치가 계산된다. 실제로 캐패시턴스 값을 측정하면 100kHz 동작 주파수에서 430pF이 측정되었고, 이때 손실 계수는 0.0165로 측정되는바, 본 실시 예에서는 상기 측정된 430pF 값을 사용할 것이다.

도 5는 회로의 동작을 이해하기 위해 스위치 SW 쪽인 제1 변압기(114)의 1차 측의 관점에서 도 4를 간략히 한 등가회로이다.

여기서 C_s 는 상기 유효 캐패시턴스 C_{eq} 값을 스위치 SW 쪽인 제1 변압기(114)의 1차 측에서 바라본 등가 캐패시턴스 값을 말하며, R_i 는 스위치 SW 쪽인 제1 변압기(114)의 1차 측에서 바라본 부하의 등가임피던스의 실수부를 말함이다. 따라서 각각의 등가캐패시턴스 C_s 와 등가부하 R_i 는 다음 수학적식1과 수학적식 2로 주어진다. 수식에서 N_1 은 제1 변압기(114)의 권선비이고, N_2 는 제2 변압기(134)의 권선비이며, R_{ac} 는 정류단 효과를 고려한 등가 AC저항으로서 나중에 좀더 자세히 기술하도록 한다.

수학적식 2

$$C_s = N_1^2 C_{eq}$$

수학적식 3

$$R_i = \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 R_{ac}$$

도 6은 도 5의 등가회로로부터 설계식을 도출하기 위한 회로의 이론적인 동작과형이다.

설계식의 유도를 위해서 첫번째로 스위치 양단전압을 유도하고, 이를 통해 소프트 스위칭조건을 도출해 보도록 한다. 만일 스위치가 개폐하는 동작주파수 f 가 직렬인덕터 L_s 와 등가캐패시턴스 C_s 사이의 공진주파수 부근으로 맞춰진다면, 대역통과 특성으로 인해 L_s 및 C_s 를 흐르는 전류는 거의 사인파로 보아도 무방할 것이고, 이때 전류를 회전각(angle) $\theta=2\pi f$ 축 상에서 보면 다음 식과 같이 기술할 수 있다.

수학적식 4

$$i(\theta) = I_m \sin(\theta + \phi)$$

여기서 ϕ 는 초기위상각으로서 $\pi/2 < \phi < \pi$ 의 범위를 가진다. 한편, DC초크 L_{dc} 가 충분히 큰값을 가지고 있다고 가정할 때 입력전류 I_g 는 DC로 가정할 수 있으며, 또한 스위치의 듀티비 0.5(50%)를 가정할 때, 스위치 ON구간은 $0 < \theta < \pi$ 이고 스위치 OFF구간은 $\pi < \theta < 2\pi$ 인것은 자명하다. 따라서 이때 캐패시터 충전전류는 다음과 같이 주어지게 되며, 이는 도 6으로도 확인할 수 있다.

수학적식 5

$$i_c(\theta) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta < \pi \\ I_g - i(\theta) & \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

본 발명 회로에서는 스위치 양단전압은 바로 캐패시터 C_p 양단전압과 같으므로, 수학적식 5의 캐패시터 충전 전류

의 적분을 통해 바로 구할 수 있게되므로, 아래와 같이 주어지고,

수학식 6

$$v_s(\theta) = \frac{1}{2\pi f C_p} \int_0^\theta i_c(\theta') d\theta' = \begin{cases} 0 & 0 \leq \theta < \pi \\ \frac{1}{2\pi f C_p} [I_g(\theta - \pi) + I_m \cos(\theta + \phi) + I_m \cos \phi] & \pi \leq \theta < 2\pi \end{cases}$$

여기서 스위치가 켜질 때의 스위칭 손실을 저감하기 위해서는 소프트 스위칭(Soft switching)조건을 만족해야 하는데, 구체적으로는 ZVS(Zero Voltage Switching)조건과 ZDS(Zero Derivative Switching)조건을 모두 만족해야 한다.

먼저, ZVS조건은 스위치가 도통하는 순간에 양단전압이 0이되어 캐패시터의 단락으로 인한 손실을 막기 위함이며, 따라서 다음 수식 7과 같은 조건을 만족해야하고,

수학식 7

$$v_s(\theta = 2\pi) = 0$$

또한 ZDS조건은 스위치가 도통하는 순간에 스위치 양단전압의 미분이 0이어서, 스위치의 전류가 도통시 갑자기 급상승함을 막기 위함이며, 따라서 다음 수식 8과 같은 조건을 만족해야 한다.

수학식 8

$$\left. \frac{dv_s(\theta)}{d\theta} \right|_{\theta=2\pi} = 0$$

수식 7과 식8을 통해 소프트 스위칭 조건을 만족하는 설계 제약식 9와 10을 얻을수 있으며, 이를 준수하여 회로를 설계할 경우에만 소프트스위칭 조건이 만족하게 된다.

수학식 9

$$I_g = I_m \frac{2}{\sqrt{\pi^2 + 4}}$$

수학식 10

$$\tan \phi = -\frac{2}{\pi}$$

유도과정의 두번째로, 상기 제약식을 만족할 때의 입력전압 및 입력전압과 등가 부하저항과의 관계식을 유도해보자. 입력전압은 상기식 6에서 유도한 캐패시터 전압의 DC성분에 해당하므로, 다음과 같이 평균적분에 의해 수식 11을 얻으며

수학식 11

$$V_g = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\theta') d\theta' = \frac{I_g}{2\pi^2 f C_p}$$

통상적으로 부하를 제외한 회로의 손실이 없다고 가정하면, 입력파워는 출력파워와 항상 같으므로 다음이 성립한다

수학식 12

$$I_g V_g = \frac{1}{2} I_m^2 R_i$$

식 11과 12를 연립하면, 다음과 같이 스위치에 병렬연결된 캐패시터 Cp의 설계식을 얻을 수 있다.

수학식 13

$$2\pi f C_p R_i = \frac{8}{\pi(\pi^2 + 4)}$$

수학식 13을 수학식 11에 적용하면 입력전압에서 바라본 DC등가 임피던스는 식 14와 같이 주어지며,

수학식 14

$$R_g = \frac{V_g}{I_g} = \frac{\pi^2 + 4}{8} R_i$$

이를 통해 출력전력과 부하측 등가임피던스의 실수부 사이에 다음 관계가 성립함을 유도할 수 있다.

수학식 15

$$P_{Ri} = \frac{1}{2} I_m^2 R_i = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_g^2}{R_i}$$

여기서 입력측 DC초크 Ldc의 양단전압은 아래 식으로 주어지는바,

수학식 16

$$v_L(\theta) = V_g - v_s(\theta)$$

앞서 DC초크 값은 식 5의 유도과정에서는 해석의 편의를 위해서 매우 크다고 가정하고 흐르는 전류는 DC라고 하였으나 실제로는 유한한 값을 가지므로 약간의 리플전류는 존재하는바, 이 리플전류의 피크-피크 값 Ipp은 DC초크 양단전압의 반주기동안의 적분으로 근사적으로 구할 수 있으므로 다음 식 17과 같이 표현할 수 있다.

수학식 17

$$I_{pp} \approx \frac{1}{2\pi f L_{dc}} \int_0^\pi v_z(\theta') d\theta' = \frac{V_g}{2fL_{dc}}$$

따라서 이러한 전류리플이 전류의 평균값 I_g 보다 매우 작도록 유지하는 최소한의 Ldc값에 대한 설계식도 함께 도출할 수 있다. 통상적인 설계에서는 리플전류 I_{pp} 가 평균값 I_g 의 10%이내일 때가 되도록 하면 되므로, 이때의 최소 Ldc값은 위의 식 14와 17을 이용하면 다음과 같이 얻을 수 있다.

수학식 18

$$L_{dc} \geq \frac{5(\pi^2 + 4) R_i}{8 f}$$

유도과정의 세번째로, L_s 와 C_s 를 통해 부하에 흐르는 전류 특성을 분석해보자. 도 5의 등가회로에서 보면 수학식 4에 기술된 전류의 진폭 I_m 은 캐패시터의 전압의 기본파 성분과 L_s - C_s - R_i 가 구성하는 임피던스의 비에 의해 결정된다. 먼저, 캐패시터 전압의 기본파 성분을 구하기 위해 스위치 전압의 푸리에 급수의 기본파 sine파 성분과 cosine항을 각각 구해서 얻어보면 식 19 및 식 20과 같다.

수학식 19

$$V_{ss} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\theta') \sin \theta' d\theta' = -\frac{\pi\sqrt{\pi^2 + 4}}{8} R_i I_m$$

수학식 20

$$V_{sc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s(\theta') \cos \theta' d\theta' = \frac{(\pi^2 - 8)\sqrt{\pi^2 + 4}}{16} R_i I_m$$

따라서, 캐패시터 전압의 기본파 진폭은 다음과 두 성분의 합성으로 주어지게 된다.

수학식 21

$$V_s = \sqrt{V_{ss}^2 + V_{sc}^2} = R_i I_m \sqrt{\left\{ \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16} \right\}^2 + 1}$$

한편, 도 5의 등가회로에서 L_s - C_s - R_i 가 구성하는 공진회로의 임피던스의 크기는 다음 식과 같다.

수학식 22

$$|Z_i(\theta)| = \frac{V_s}{I_m} = R_i \sqrt{\left\{ \frac{2\pi f L_s}{R_i} - \frac{1}{2\pi f C_s R_i} \right\}^2 + 1}$$

여기서 설계의 편리를 위해 공진의 특성을 나타내는 공진양호도를 다음과 같이 별도로 정의하면,

수학식 23

$$Q_L = \frac{2\pi f L_s}{R_i}$$

식 21과 22로부터 다음 관계식이 성립함을 알 수 있다.

수학식 24

$$\frac{1}{2\pi f C_s R_i} = Q_L - \frac{\pi(\pi^2 - 4)}{16}$$

이는 직렬캐패시터 Cs의 설계식으로 활용가능하다.

이제부터는 앞에서 유도된 수식들을 사용하여 상기 회로에 사용되는 제1 코일(Ldc) 및 제2 코일(Ls)의 인덕턴스 값과, 병렬 캐패시터(Cp)의 캐패시턴스 값, 제1 변압기(114)의 권선비 N1 및 제2 변압기(134)의 권선비 N2의 값을 설계하는 절차를 설명한다.

우선, 도 4의 회로가 듀티비 0.5(50%)를 가정할 때, 부하에 공급하고자 하는 전력 P_{ri}와 입력 DC 전압 V_g가 주어진 상태에서 등가 부하 임피던스의 실수부의 바람직한 값 R_i는 상기 스위치(SW)의 영전압스위칭(ZVC) 조건으로부터 유도된 수학식 15의 변형된 아래 수학식 25에 의해 주어짐을 설계의 기본 전제로 한다.

수학식 25

$$R_i = \frac{8}{\pi^2 + 4} \frac{V_g^2}{P_{ri}}$$

여기서, 수학식 23에서 정의한 공진양호도 Q_L값을 충분히 큰 값으로 설계한다고 가정하면 공진 회로에 흐르는 전류가 사인파임을 기본 가정으로 한 상기 유도과정이 두 유효하게 된다. 통상의 설계를 위한 공진양호도 Q_L값은 5 정도이면 충분하다고 본다. 이후 설계식들은 수학식 26 내지 수학식 29와 같다.

수학식 26

$$L_s = \frac{Q_L R_i}{2\pi f}$$

먼저, 본 발명의 직렬 인덕터 L_s는 수학식23으로부터 유도된 수학식 26에 의해 설계할 수 있다.

수학식 27

$$C_P = \frac{8}{2\pi^2(\pi^2 + 4)fR_i}$$

스위치와 병렬연결된 캐패시터 Cp는 수학식 13으로부터 유도된 수학식 27에 의해 설계할 수 있다.

수학식 28

$$C_S = \frac{1}{2\pi f R_i (Q_L - \pi(\pi^2 - 4)/16)}$$

유효캐패시턴스 Ceq값을 스위치 SW쪽인 제 1변압기(114)의 1차측에서 바라본 등가 캐패시터 Cs는 수학식 24로부터 유도된 수학식 28에 의해 설계할 수 있다.

수학식 29

$$L_{\alpha} = \frac{5(\pi^2 + 4) R_i}{8 f}$$

DC초크 인덕터값은 통상의 10% 리플전류를 가정할 때, 수학식 18로부터 유도된 수학식 29에 의해 설계할 수 있다.

한편, 본 실시 예에 따른 회로 구성에서는 정류부의 제1 내지 제4 정류 다이오드에 의해 출력전압의 위상은 공진 탱크로서 동작하는 상기 링크 캐피시터(120)의 전류 위상과 동일하기 때문에 상기 수신부(130)의 부하는 정류단의 효과를 고려하여 AC 등가 저항으로 모델링 할 수 있다. 이때의 모델링 방법은 기존 문헌 등에서도 자세히 기술되어 있기 때문에 본 유도과정에서 세세한 설명을 생략한다.(참고 : R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, no. 2, pp. 174-182, Apr. 1988.에서 인용되었음)

이에 상기 수식 유도과정에 사용한 등가 AC 임피던스 Rac는 최종적으로 사용되는 부하의 DC 등가 저항 RL으로부터 다음 수학식 30을 사용하여 얻을 수 있다.

수학식 30

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L$$

따라서, 수학식 1 및 수학식 2와 수학식 3에 의해 상기 링크 캐피시터(120)를 구성하는 유효 AC- 링크 캐피시턴스를 Ceq 라고 하면 도 4에 구성된 제1 변압기(114) 및 제2 변압기(134)의 권선비는 다음 수학식 31 및 수학식 32를 통해 설계가 가능한 자명하다.

수학식 31

$$N_1 = \sqrt{\frac{C_S}{C_{eq}}}$$

수학식 32

$$N_2 = N_1 \sqrt{\frac{R_i}{R_{ac}}}$$

[0044] 삭제

[0045] 삭제

[0046] 삭제

[0047] 삭제

[0048] 삭제

[0049] 삭제

[0050] 삭제

[0051] 삭제

[0052] 삭제

[0053] 삭제

[0054] 삭제

[0055] 삭제

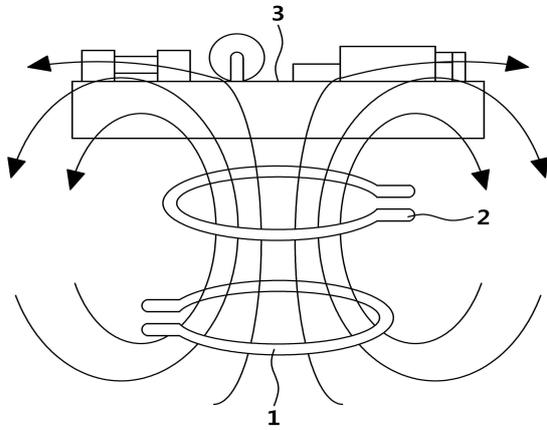
[0056] 삭제

[0057] 삭제

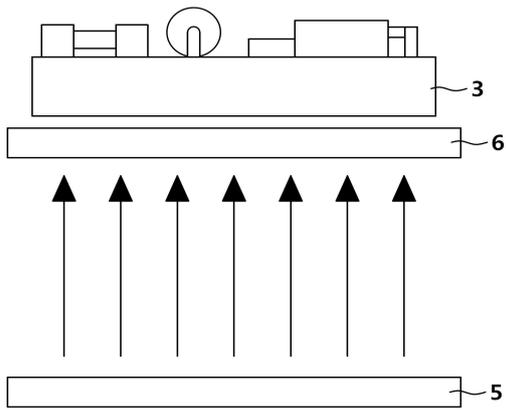
[0058] 이와 같이 전계 결합형 에너지 전송에 적합한 매칭 변압기로서 제1 변압기(114) 및 제2 변압기(134)를 송신부(110) 및 수신부(130)에 각각 제공하면, 전계 결합형 비접촉 충전방식회로에서 AC-링크 커패시턴스 값을 크게 확보할 수 없게 되더라도 전력을 무선 전송하여 소정 용량, 예컨대 2.5W급 모바일 기기의 배터리를 충분히 충전할 수 있게 된다.

도면

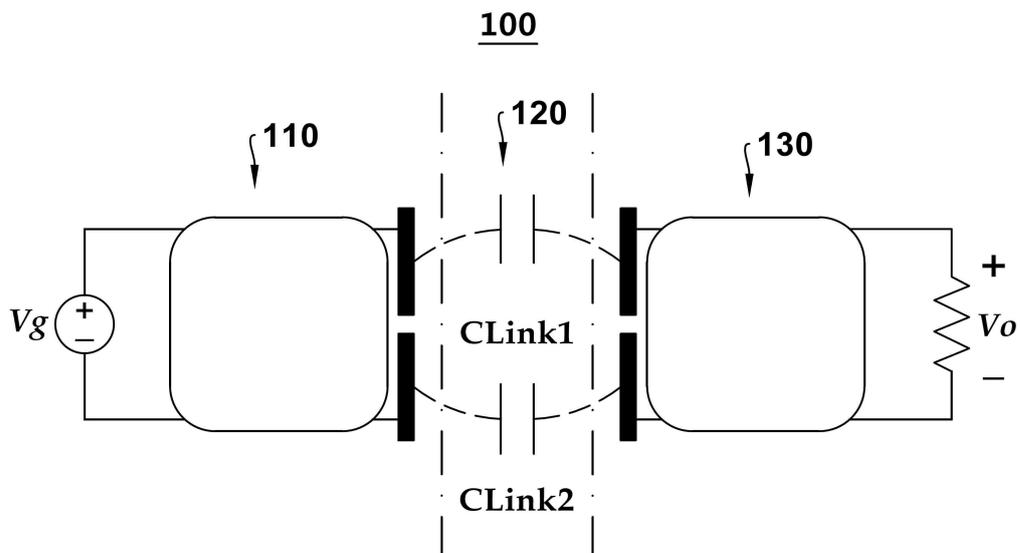
도면1



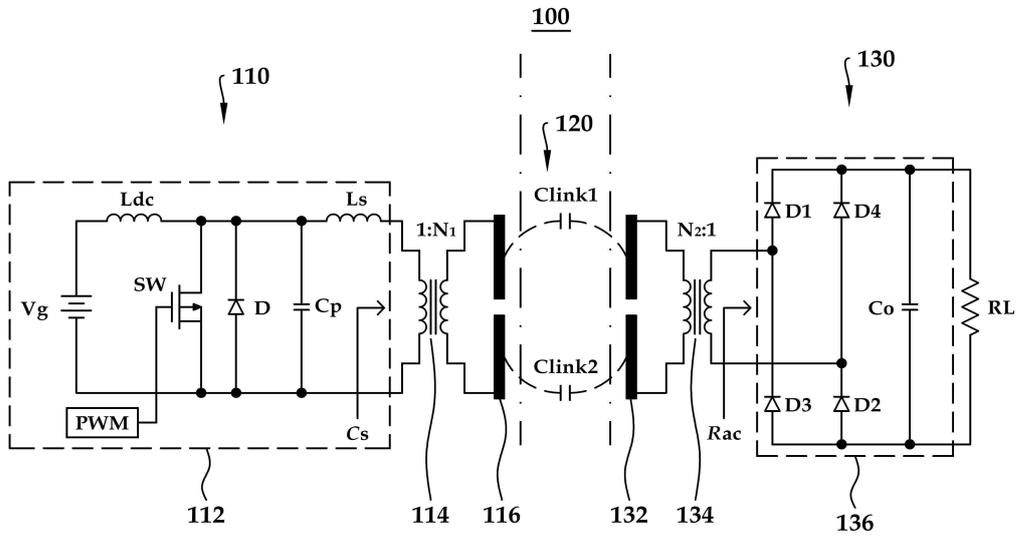
도면2



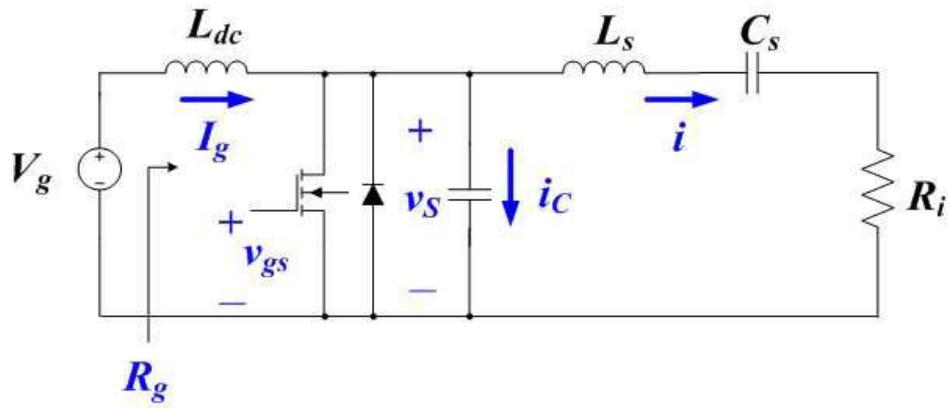
도면3



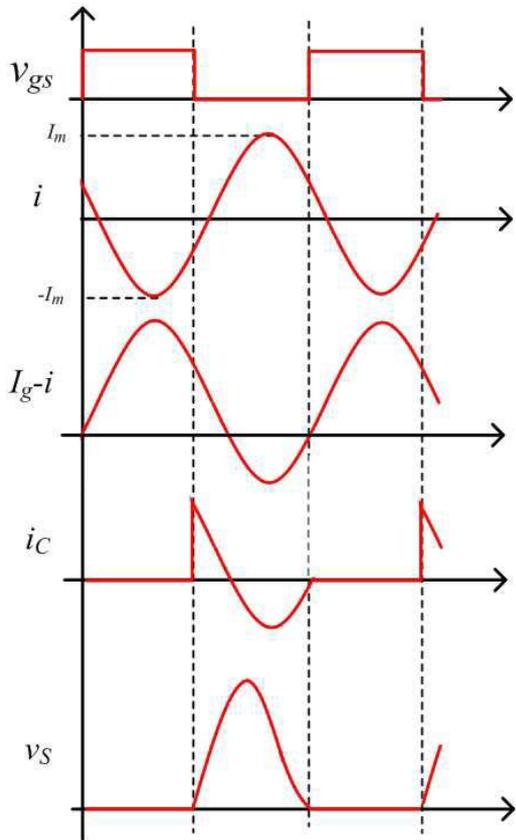
도면4



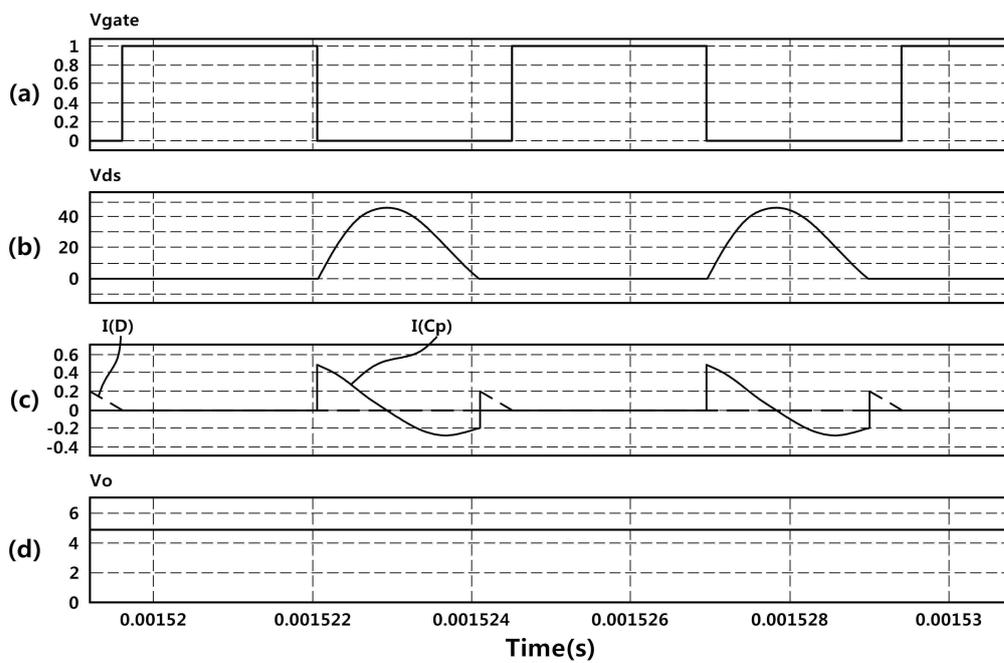
도면5



도면6



도면7



도면8

