(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2023년02월06일
(11) 등록번호 10-2496611
(24) 등록일자 2023년02월01일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02J 50/10 (2016.01) *H02M 1/42* (2007.01)
H02M 3/335 (2006.01) *H02M 7/219* (2006.01)
H02M 7/5387 (2007.01)
(52) CPC특허분류
H02J 50/10 (2016.02)
H02M 1/42 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2021-0062561
(22) 출원일자 2021년05월14일
심사청구일자 2021년05월14일
(65) 공개번호 10-2022-0154957
(43) 공개일자 2022년11월22일
(56) 선행기술조사문헌
KR101673353 B1
KR1020150034616 A
KR1020170059391 A
KR1020180070447 A

(73) 특허권자
전남대학교산학협력단
광주광역시 북구 용봉로 77 (용봉동)
(72) 발명자
김동희
광주광역시 북구 용봉로 77 공과대학 6호관 514호
조철희
광주광역시 북구 설죽로 196번길 한창하우스 103호
(74) 대리인
특허법인비엘티

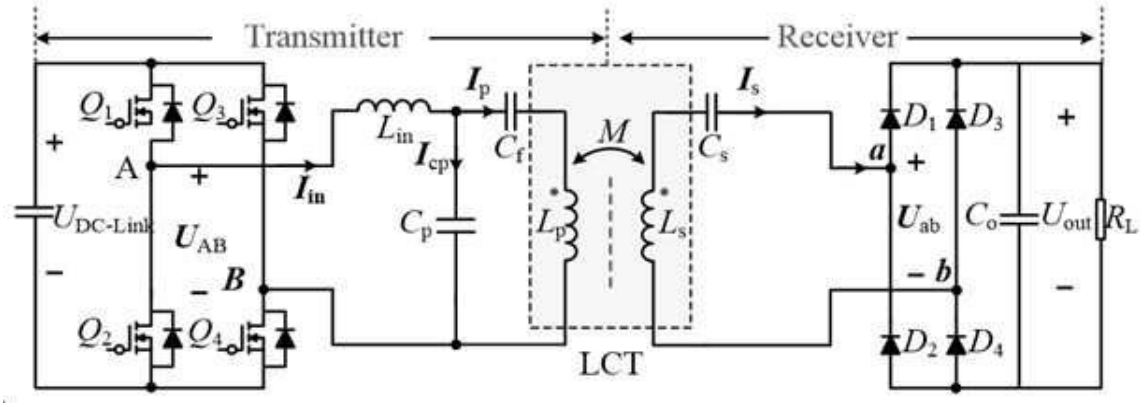
전체 청구항 수 : 총 12 항 심사관 : 김상철

(54) 발명의 명칭 **무선 전력 송수신 장치 및 그 설계 방법**

(57) 요 약

무선 전력 송수신 장치가 제공된다. 상기 무선 전력 송수신 장치는 역률개선을 수행하는 PFC 컨버터, 전자기유도 방식으로 송신측에서 수신측으로 전력을 전송하는 IPT 컨버터 및 배터리의 잔존용량에 따라 출력을 제어하는 BM 컨버터를 포함하고, 상기 IPT 컨버터는, 송신부 및 수신부를 포함하며, 상기 IPT 컨버터는, 상기 송신부 및 수신부의 손실 분석에 근거하여 도출된 최적 출력전압에 근거하여 설계된 보상회로를 포함하고, 상기 BM 컨버터는, 상기 IPT 컨버터의 결합계수 변동 범위에 따른 최적 출력전압의 변동 범위와, 배터리 충전전압 범위에 근거하여 설계되는 것을 특징으로 한다.

대 표 도 - 도2



(52) CPC특허분류
H02M 3/33507 (2021.05)
H02M 7/219 (2013.01)
H02M 7/5387 (2013.01)
H02J 2207/20 (2020.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1415167307
과제번호 2019381010001B
부처명 산업통상자원부
과제관리(전문)기관명 한국에너지기술평가원
연구사업명 지능형LVDC(저압직류)핵심기술개발(R&D)
연구과제명 (세부2) 시스템 자율제어 및 보호협조가 가능한 직류 수용가용 DC마이크로그리드 시스템 핵심 기기 기술 개발
기 여 율 1/1
과제수행기관명 (주)에코스
연구기간 2020.02.01 ~ 2020.12.31

공지예외적용 : 있음

명 세 서

청구범위

청구항 1

역률개선을 수행하는 PFC 컨버터;

전자기유도방식으로 송신측에서 수신측으로 전력을 전송하는 IPT 컨버터; 및

배터리의 잔존용량에 따라 출력을 제어하는 BM 컨버터를 포함하고,

상기 IPT 컨버터는, 송신부 및 수신부를 포함하며,

상기 IPT 컨버터는, 상기 송신부 및 수신부의 손실 분석에 근거하여 도출된 최적 출력전압에 근거하여 설계된 보상회로를 포함하고,

상기 BM 컨버터는, 상기 IPT 컨버터의 결합계수 변동 범위에 따른 최적 출력전압의 변동 범위와, 배터리 충전전압 범위에 근거하여 설계되는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 IPT 컨버터의 송신부는, 풀 브리지 인버터, 제1 보상회로 및 송신 패드를 포함하고,

상기 IPT 컨버터의 수신부는, 수신 패드, 제2 보상회로 및 정류기를 포함하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 제1 보상회로 및 상기 제2 보상회로는,

DC-link 전압, 출력전압, 공진 주파수 및 송신패드와 수신패드 사이의 LCT 파라미터에 근거하여 결정되는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 IPT 컨버터의 송신부에 흐르는 전류는, IPT 컨버터의 출력전압에 비례하고,

상기 IPT 컨버터의 수신부에 흐르는 전류는, 상기 IPT 컨버터의 출력전압에 반비례하는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 최적 출력전압은,

상기 IPT 컨버터의 출력전압에 따라 상기 송신부의 손실과 상기 수신부의 손실을 비교 및 분석하여, 부하에 따라 최대효율을 갖도록 설정된 출력전압인 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 송신부에 포함된 제1 보상회로는,

인덕터, 제1 캐패시터 및 제2 캐패시터를 포함하고,

상기 송신부의 손실은,

상기 인덕터의 손실, 상기 제1 캐패시터의 손실, 상기 제2 캐패시터의 손실 및 상기 송신 패드의 손실을 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 송신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압의 크기에 비례하여 증가하는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 8

제 5 항에 있어서,

상기 수신부에 포함된 제2 보상회로는, 제3 캐패시터를 포함하고,

상기 수신부의 손실은,

상기 제3 캐패시터의 손실 및 상기 수신 패드의 손실을 포함하는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 수신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압의 크기에 비례하여 감소하는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 10

제 8 항에 있어서,

상기 수신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터에 걸리는 부하증가에 따라 증가하는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 BM 컨버터는,

배터리의 충전전압 범위가 상기 IPT 컨버터의 출력전압보다 전 구간에서 큰 경우, 승압 컨버터인 부스트 컨버터가 사용되는 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

청구항 12

제 1 항에 있어서,

상기 BM 컨버터는,

승강압이 가능하도록 출력전압을 제어하는 버크-부스트 컨버터인 것을 특징으로 하는 무선 전력 송수신 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 무선 전력 송수신 장치 및 그것의 설계방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 최근 소비자의 편의성 요구사항이 증대됨에 따라 휴대용 전자기기 및 전기자동차 충전기 분야에서 유선충전에 비해 편리성의 이점을 가진 무선충전기술이 주목을 받고 있다.

[0003] 무선충전방식은 전자기 유도방식, 자기 공명 방식과 전자기파 방식으로 구분될 수 있다. 그 중 전자기 유도방식

은 전기적 스파크, 누설전류 및 안정성 문제에 있어 유선충전방식에 비해 이점을 가진다.

[0004] 전자기 유도 방식을 이용한 무선충전시스템은 도 1과 같이 역률개선 (Power Factor Correction)을 위한 PFC 컨버터와 송신측에서 수신측으로 전력을 전송하기 위한 전자기유도방식 (Inductive Power Transfer, IPT)의 IPT 컨버터, 배터리의 잔존용량 (State of Charge, SOC)에 따라 출력을 제어하는 배터리 관리 (Battery Management, BM) 컨버터로 구성된다.

[0005] 일반적인 변압기와 달리 무선충전 시스템의 경우 송?수신 코일 간의 자기적인 결합정도를 나타내는 결합계수(k)가 매우 작은 분리형 변압기(Loosely Coupled Transformer, LCT)이므로 시스템의 VA 정격이 크게 증가될 수 있다.

[0006] 이를 극복하기 위해 다양한 출력 특성을 갖는 보상회로가 IPT 컨버터에 적용될 수 있다.

[0007] 보상회로는 부하변동에 따라 정전류(Constant Current, CC) 혹은 정전압(Constant Voltage, CV) 특성을 갖는다.

[0008] 배터리의 특성을 고려하여 일반적으로 CV 특성을 갖는 보상회로를 적용하는 것이 유리하다.

[0009] CV 특성을 갖는 보상회로 중 LCC-S 보상방식의 경우 부하에 따라 Zero Phase Angle (ZPA) 주파수 변동이 없고 부하 및 결합계수 변동과 무관하게 송신 코일에 흐르는 전류를 일정하게 공급할 수 있는 장점을 가진다.

선행기술문헌

특허문헌

[0010] (특허문헌 0001) 공개특허공보 제10-2017-0143166호(2017.12.29.공개)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0011] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 최대효율을 갖는 무선 전력 송수신 장치를 설계 및 제공하는 것이다.

[0012] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 송수신 시스템의 손실을 분석하여 최적화된 효율을 갖는 IPT 컨버터 및 BM 컨버터를 설계하는 방법을 제공하는 것이다.

[0013] 본 발명이 해결하고자 하는 과제들은 이상에서 언급된 과제로 제한되지 않으며, 언급되지 않은 또 다른 과제들은 아래의 기재로부터 통상의 기술자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

[0014] 상술한 과제를 해결하기 위한 본 발명의 일 면에 따른 무선 전력 송수신 장치는, 역률개선을 수행하는 PFC 컨버터; 전자기유도방식으로 송신측에서 수신측으로 전력을 전송하는 IPT 컨버터; 및 배터리의 잔존용량에 따라 출력을 제어하는 BM 컨버터를 포함하고, 상기 IPT 컨버터는, 송신부 및 수신부를 포함하며, 상기 IPT 컨버터는, 상기 송신부 및 수신부의 손실 분석에 근거하여 도출된 최적 출력전압에 근거하여 설계된 보상회로를 포함하고, 상기 BM 컨버터는, 상기 IPT 컨버터의 결합계수 변동 범위에 따른 최적 출력전압의 변동 범위 및 배터리 충전전압 범위에 근거하여 설계되는 것을 특징으로 한다.

[0015] 실시 예에 있어서, 상기 IPT 컨버터의 송신부는, 풀 브리지 인버터, 제1 보상회로 및 송신 패드를 포함하고, 상기 IPT 컨버터의 수신부는, 수신 패드, 제2 보상회로 및 정류기를 포함 한다.

[0016] 실시 예에 있어서, 상기 제1 보상회로 및 상기 제2 보상회로는, DC-L_ink 전압, 출력전압, 공진 주파수 및 송신패드와 수신패드 사이의 LCT 파라미터에 근거하여 결정되는 것을 특징으로 한다.

[0017] 실시 예에 있어서, 상기 IPT 컨버터의 송신부에 흐르는 전류는, IPT 컨버터의 출력전압에 비례하고, 상기 IPT 컨버터의 수신부에 흐르는 전류는, 상기 IPT 컨버터의 출력전압에 반비례하는 것을 특징으로 한다.

[0018] 실시 예에 있어서, 상기 최적 출력전압은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압에 따라 상기 송신부의 손실과 상기 수신부의 손실을 비교 및 분석하여, 부하에 따라 최대효율을 갖도록 설정된 출력전압인 것을 특징으로 한다.

[0019] 실시 예에 있어서, 상기 송신부에 포함된 제1 보상회로는, 인덕터, 제1 캐패시터 및 제2 캐패시터를 포함하고, 상기 송신부의 손실은, 상기 인덕터의 손실, 상기 제1 캐패시터의 손실, 상기 제2 캐패시터의 손실 및 상기 송신 패드의 손실을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0020] 실시 예에 있어서, 상기 송신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압의 크기에 비례하여 증가하는 것을 특징으로 한다.

[0021] 실시 예에 있어서, 상기 수신부에 포함된 제2 보상회로는, 제3 캐패시터를 포함하고, 상기 수신부의 손실은, 상기 제3 캐패시터의 손실 및 상기 수신 패드의 손실을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0022] 실시 예에 있어서, 상기 수신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압의 크기에 비례하여 감소하는 것을 특징으로 한다.

[0023] 실시 예에 있어서, 상기 수신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터에 걸리는 부하증가에 따라 증가하는 것을 특징으로 한다.

[0024] 실시 예에 있어서, 상기 BM 컨버터는, 배터리의 충전전압 범위가 상기 IPT 컨버터의 출력전압보다 전 구간에서 큰 경우, 승압 컨버터인 부스트 컨버터가 사용되는 것을 특징으로 한다.

[0025] 실시 예에 있어서, 상기 BM 컨버터는, 승강압이 가능하도록 출력전압을 제어하는 버크-부스트 컨버터인 것을 특징으로 한다.

[0026] 본 발명의 기타 구체적인 사항들은 상세한 설명 및 도면들에 포함되어 있다.

발명의 효과

[0027] 본 발명에 따르면, 무선충전시스템에서 LCC-S 공진방식이 적용된 IPT 컨버터의 최적 출력전압을 도출하고, 이에 따라 IPT 컨버터 및 BM 컨버터를 설계함으로써, 무인운반기 및 전기자동차와 같은 무선충전시스템의 최적설계가 가능하다는 효과를 갖는다.

[0028] 본 발명의 효과들은 이상에서 언급된 효과로 제한되지 않으며, 언급되지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 통상의 기술자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[0029] 도 1은 본 발명의 무선 전력 송수신 장치를 나타낸 개념도이다.

도 2는 본 발명의 IPT 컨버터를 나타낸 회로도이다.

도 3은 본 발명의 무선 전력 송수신 장치를 설계하는 방법을 나타낸 흐름도이다.

도 4는 IPT 컨버터의 출력전압에 따른 LCC-S 보상 성분 및 전류를 나타낸 그래프이다.

도 5는 IPT 컨버터의 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 손실을 나타낸 그래프이다.

도 6은 케이스별로 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 손실 및 효율을 나타낸 그래프이다.

도 7은 최소결합계수일 때의 케이스별 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 효율을 나타낸 그래프이다.

도 8은 최소결합계수일 때의 각 케이스별 실험 파형을 나타낸 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0030] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나, 본 발명은 이하에서 개시되는 실시예들에 제한되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 수 있으며, 단지 본 실시예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하고, 본 발명이 속하는 기술 분야의 통상의 기술자에게 본 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다.

[0031] 본 명세서에서 사용된 용어는 실시예들을 설명하기 위한 것이며 본 발명을 제한하고자 하는 것은 아니다. 본 명세서에서, 단수형은 문구에서 특별히 언급하지 않는 한 복수형도 포함한다. 명세서에서 사용되는 "포함한다(comprises)" 및/또는 "포함하는(comprising)"은 언급된 구성요소 외에 하나 이상의 다른 구성요소의 존재 또는

추가를 배제하지 않는다. 명세서 전체에 걸쳐 동일한 도면 부호는 동일한 구성 요소를 지칭하며, "및/또는"은 언급된 구성요소들의 각각 및 하나 이상의 모든 조합을 포함한다. 비록 "제1", "제2" 등이 다양한 구성요소들을 서술하기 위해서 사용되나, 이들 구성요소들은 이들 용어에 의해 제한되지 않음은 물론이다. 이들 용어들은 단지 하나의 구성요소를 다른 구성요소와 구별하기 위하여 사용하는 것이다. 따라서, 이하에서 언급되는 제1 구성요소는 본 발명의 기술적 사상 내에서 제2 구성요소일 수도 있음은 물론이다.

[0032] 다른 정의가 없다면, 본 명세서에서 사용되는 모든 용어(기술 및 과학적 용어를 포함)는 본 발명이 속하는 기술분야의 통상의 기술자에게 공통적으로 이해될 수 있는 의미로 사용될 수 있을 것이다. 또한, 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 용어들은 명백하게 특별히 정의되어 있지 않는 한 이상적으로 또는 과도하게 해석되지 않는다.

[0033] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 상세하게 설명한다.

[0034] 도 1은 본 발명의 무선 전력 송수신 장치를 나타낸 개념도이다.

[0035] 본 발명의 일 실시 예에 따른 무선 전력 송수신 장치(또는 무선충전시스템)은, 전자기 유도 방식을 이용할 수 있다.

[0036] 도 1에 도시된 것과 같이, 전자기 유도 방식을 이용한 무선 전력 송수신 장치는 역률개선 (Power Factor Correction)을 수행하는 PFC 컨버터, 전자기유도방식(Inductive Power Transfer, IPT)으로 송신측에서 수신측으로 전력을 전송하는 IPT 컨버터 및 배터리의 잔존용량 (State of Charge, SOC)에 따라 출력을 제어하는 배터리 관리 (Battery Management, BM) 컨버터로 구성된다.

[0037] 상기 IPT 컨버터는, 송신부 및 수신부를 포함할 수 있다.

[0038] 상기 IPT 컨버터는, 상기 송신부 및 수신부의 손실 분석에 근거하여 도출된 최적 출력전압에 근거하여 설계된 보상회로를 포함할 수 있다.

[0039] LCC-S 보상회로가 적용된 IPT 컨버터는 입력 DC-L_ink 전압과 출력전압 및 송수신 PAD 파라미터에 따라 보상회로가 설계될 수 있다.

[0040] 따라서 일정한 DC-L_ink 전압에서 보상회로를 다르게 설계하여 다양한 IPT 컨버터의 출력전압 특성을 가질 수 있다.

[0041] 일반적으로, IPT 컨버터의 출력전압은 BM 컨버터의 입력전압과 송수신 패드의 결합계수 범위를 중심으로 설계될 수 있다.

[0042] LCC-S 보상방식을 적용한 IPT 컨버터의 출력전압은 송신측 전류로부터 유기되므로 출력전압 설정에 따라 송수신 PAD(패드) 및 보상회로의 손실이 달라지는 것을 예상할 수 있다.

[0043] 이에 따라, 본 발명은 IPT 컨버터의 출력전압에 따라 송수신 시스템(IPT 컨버터의 송신부 및 수신부)의 손실을 분석하여 동일한 정격 전력 갖는 시스템에서 경부하, 중간 부하, 중부하 시 최대 효율을 갖는 출력전압을 각각 도출할 수 있다.

[0044] 또한, 도출된 출력전압과 결합계수의 변동범위 및 배터리의 충전전압을 고려하여 BM 컨버터를 선정할 수 있다.

[0045] 구체적으로, 본 발명의 무선 전력 송수신 장치에 포함된 BM 컨버터는, 상기 IPT 컨버터의 결합계수 변동 범위에 따른 최적 출력전압의 변동 범위 및 배터리 충전전압 범위에 근거하여 설계될 수 있다.

[0046] 본 발명에서는, 본 명세서에서 설명한 설계방법이 타당한지 여부를 3.3kW 급 H/W를 제작하여 검증하였다.

[0047] 실험 결과, 경부하 시 최대 효율을 갖도록 설계된 IPT 컨버터 및 BM 컨버터의 효율은 820W에서 최대 90.1%, 중간부하 시 최대효율을 갖도록 설계된 시스템은 1435W에서 최대 91.7%, 중부하 시 최대효율을 갖도록 설계된 시스템은 2800W에서 93.0% 의 최대효율을 갖는 것을 확인하였다.

[0048] 이하에서는, 최대효율을 갖도록 무선 전력 송수신 장치를 설계하는 방법 및 이에 따른 무선 전력 송수신 장치에 대하여 첨부된 도면을 참조하여 보다 구체적으로 설명하기로 한다.

[0049] 도 2는 본 발명의 IPT 컨버터를 나타낸 회로도이고, 도 3은 본 발명의 무선 전력 송수신 장치를 설계하는 방법을 나타낸 흐름도이다.

[0050] 본 발명은, LCC-S 보상방식의 IPT 컨버터를 포함할 수 있다.

[0051] 도 2를 참조하면, IPT 컨버터의 송신부는, 풀 브리지 인버터, 제1 보상회로 및 송신 패드를 포함하고, 상기 IPT 컨버터의 수신부는, 수신 패드, 제2 보상회로 및 정류기를 포함할 수 있다.

[0052] 구체적으로, LCC-S 보상회로가 적용된 IPT 컨버터는 풀 브리지 인버터, 제1 보상회로 및 송신 패드(PAD)로 구성된 송신부 및 수신 패드(PAD)와 제2 보상회로 및 정류기로 구성된 수신부를 포함할 수 있다.

[0053] 보상회로의 경우, DC-L_ink 전압과 출력전압, 공진 주파수 및 송수신 패드(PAD)의 LCT 파라미터에 의해 결정될 수 있다.

[0054] 즉, 제1 보상회로 및 제2 보상회로는, DC-L_ink 전압, 출력전압, 공진 주파수 및 송신패드와 수신패드 사이의 LCT 파라미터에 근거하여 결정(또는 설계)될 수 있다.

[0055] IPT 컨버터의 각 전류의 크기 또한 입출력전압과 송?수신 PAD 파라미터에 의해 수학식 1 내지 4와 같이 결정될 수 있다.

수학식 1

[0056] $$I_{in} = \frac{P_{out}}{U_{DC-link}}$$

수학식 2

[0057] $$I_{cp} = \frac{P_{out}}{U_{DC-link}} + j\frac{U_{ab}}{wM}$$

수학식 3

[0058] $$I_p = \frac{U_{ab}}{jwM}$$

수학식 4

[0059] $$I_s = \frac{P_{out}}{U_{ab}}$$

[0060] U_ab의 크기에 관계없이 출력전력(P_out)과 비례하는 I_in을 제외하고, 송신부 (시스템)의 전류는 모두 IPT 컨버터의 출력전압(U_ab)에 비례한다.

[0061] 반대로 수신부의 전류 I_s는 IPT 컨버터의 출력전압에 반비례한다.

[0062] 따라서 IPT 컨버터의 출력전압에 따라 송신부 및 수신부의 손실을 분석하고 비교하여 부하에 따라 최대효율을 갖는 최적의 IPT 컨버터의 출력전압을 도출할 수 있다.

[0063] 즉, IPT 컨버터의 송신부에 흐르는 전류(I_C_p, I_p)는, IPT 컨버터의 출력전압에 비례하고, IPT 컨버터의 수신부에 흐르는 전류는, 상기 IPT 컨버터의 출력전압에 반비례할 수 있다.

[0064] 또한, 상기 최적 출력전압은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압에 따라 상기 송신부의 손실과 상기 수신부의 손실을 비교 및 분석하여, 부하에 따라 최대효율을 갖도록 설정된 출력전압일 수 있다.

[0065] 본 발명에서는 IPT 컨버터의 출력전압과 BM 컨버터의 출력전압을 구분하기 위해 IPT 컨버터의 출력전압을 출력전압이라고 기술하고, BM 컨버터의 출력전압을 배터리 충전전압으로 명명하기로 한다.

[0066] 도 3을 참조하면, 본 발명의 무선 전력 송수신 장치의 설계 방법은, IPT 컨버터의 전기 사양을 지정하는 단계(S310), LCT의 모양, 치수 및 파라미터를 설계하는 단계(S320), 손실 분석에 근거하여 보상회로를 이용한 IPT 컨버터를 설계하는 단계(S330) 및 IPT 컨버터의 결합계수 변동범위에 따른 최적 출력전압의 변동범위, 배터리 충전전압 범위에 근거하여 BM 컨버터를 설계하는 단계(S340)를 포함할 수 있다.

[0067] 도 4는 IPT 컨버터의 출력전압에 따른 LCC-S 보상 성분 및 전류를 나타낸 그래프이다.

[0068] IPT 컨버터의 송신부 손실 분석은 다음과 같다.

[0069] IPT 컨버터의 송신부는 풀 브리지 인버터와 송신측 보상회로(제1 보상회로) 및 송신 PAD로 구성된다.

[0070] 풀 브리지 인버터의 손실은 도통손실과 스위칭 손실, 기생 커패시터 손실, 다이오드 손실 등으로 구성된다.

[0071] 즉, 상기 송신부의 손실은, 상기 인덕터의 손실, 상기 제1 캐패시터의 손실, 상기 제2 캐패시터의 손실 및 상기 송신 패드의 손실을 포함할 수 있다.

[0072] I_in에 비례하는 도통 손실과 스위칭 손실은 인버터 손실에 가장 큰 부분을 차지한다. I_in의 경우 도 3과 같이 ZPA에서 동작 시 출력전압과 상관없이 출력전력에 비례한다. 따라서 인버터의 손실은 출력전압과 무관한 것을 알 수 있다.

[0073] 송신측 보상회로(송신부에 포함된 제1 보상회로)는 인덕터(L_in)과 제1 캐패시터(C_p) 및 제2 캐패시터(C_f)로 구성된다.

[0074] 인덕터의 손실은 동손과 철손으로 구분된다. 동일한 litz wire와 코어를 통해 인덕터를 설계할 시 I_in과 인덕턴스 크기에 비례하여 인덕터의 손실이 결정된다. 출력전압에 따라 I_in은 일정하고 L_in은 출력전압에 반비례하여 인덕턴스의 값이 결정되므로 인덕터의 손실은 출력전압에 반비례한다.

[0075] 커패시터의 손실은 리액턴스(Xc) 성분과 등가 직렬 저항의 비율인 Dissipation Factor (DF)를 통해 계산할 수 있다.

[0076] 제1 캐패시터(C_p)의 경우 출력전압에 비례하여 증가하므로 등가직렬 저항의 값은 감소는 것을 예상할 수 있다.

[0077] 반면, I_cp는 식 (2)과 같이 출력전압에 비례하여 증가한다. 따라서 C_p의 손실은 출력전압에 따라 증가하지만 반비례하는 등가직렬 저항크기에 의해 증가하는 폭이 크지 않은 것을 알 수 있다.

[0078] 제2 캐패시터(C_f)의 경우 출력전압에 반비례하여 감소하므로 등가직렬 저항의 값은 증가한다. 또한 Ip는 식 (3)과 같이 출력전압에 비례하여 증가하므로 C_f의 손실은 출력전압에 따라 증가하고 C_p의 손실보다 증가하는 폭이 더욱 큰 것을 알 수 있다.

[0079] 송신측 PAD(송신 패드)의 손실은 동손과 철손으로 구분된다.

[0080] 고주파수에서 동작하는 무선충전시스템의 경우 표피효과와 근접효과로 인한 동손을 최소화하기 위해 사용되는 Litz wire의 동손은 코일에 저항으로 인한 손실과 표피효과 및 근접효과로 인한 추가적인 손실로 구분될 수 있다. 하지만 Litz wire를 사용 할 경우 100kHz의 주파수 대역까지는 표피효과로 인해 추가되는 손실량이 굉장히 미소하므로 본 발명에서는 코일의 저항으로 인한 손실과 근접효과로 인한 손실만 다룬다.

[0081] 따라서 동손의 경우 송신코일 전류 크기에 비례하여 증가하므로 출력전압에 비례하는 것을 알 수 있다.

[0082] 철손의 경우 송수신 PAD가 자기적으로 결합되어 있으므로 송신부와 수신부의 철손을 동시에 분석할 필요가 있다.

[0083] 각 PAD의 철손은 Steinmetz Equation을 통해 도출 될 수 있다. kcore와 α, β의 경우 실험적으로 구해지는 값이며. 통상 제조사에서 데이터를 제공한다. 본 논문은 PC95를 사용했으므로 철손 계수는 각각 0.074, 1.43과 2.85이다. 일반적인 변압기와 달리 누설자속이 상당히 많은 무선충전시스템의 경우 정확한 철손 계산을 위해 FEM 시뮬레이션을 이용하여 자속밀도의 크기 및 코어의 손실을 알 수 있다.

수학식 5

$$P_{core} = k_{core} f^{\alpha} B_{peak}^{\beta}$$

[0084]

[0085] 하지만 송수신측의 자기인덕턴스와 상호인덕턴스, 턴 수 및 전류를 통해 송수신 측 자속의 크기는 도출 될 수 있다.

[0086] 송신측의 자속은 송신측 누설자속과 수신측과 결합되는 상호자속으로 수학식 6과 같이 구분 될 수 있다.

[0087] 수신측의 자속 또한, 수신측 누설자속과 송신측과 결합되는 상호자속으로 수학식 7과 같이 구분 될 수 있다.

[0088] 각 누설 자속의 경우 변압기 모델을 이용하여 도출된 누설 인덕턴스와 턴 수 및 전류 크기를 이용하여 수학식 8과 같이 도출 될 수 있다. 상호자속 또한 변압기 모델을 통해 도출 된 자화 인덕턴스를 이용하여 턴 수 및 자화 전류를 통해 수학식 9와 같이 도출될 수 있다.

수학식 6

$$\Phi_p = \Phi_{p,leakage} + \Phi_m$$

[0089]

수학식 7

$$\Phi_s = \Phi_{s,leakage} + \Phi_m$$

[0090]

수학식 8

$$\Phi_{p,leakage} = \frac{L_{p,leakage} I_p}{N_p} \quad \Phi_{s,leakage} = \frac{L_{s,leakage} I_s}{N_s}$$

[0091]

수학식 9

$$\Phi_m = \frac{L_m I_m}{N_p}$$

[0092]

[0093] 상호자속 또한 자화전류의 크기에 비례하고 동일한 위상은 가지므로 송신측과 수신측의 총 자속을 벡터 합을 통해 송신측 자속과 수신측 자속은 도출될 수 있다.

[0094] 송신측 자속의 경우, 출력전압에 따라 송신측 누설자속과 상호자속이 증가하므로 송신측 PAD의 철손은 출력전압에 비례하는 것을 알 수 있다.

[0095] 또한, 부하변동에 따라 송신측 자속의 큰 부분을 차지하는 누설자속의 크기는 일정하고 상호자속은 증가한다. 따라서 부하변동에 따라 송신측 PAD의 철손의 증가폭이 크지 않은 것을 알 수 있다.

[0096] 수신측 자속의 경우, 수신측 자속의 큰 부분을 차지하는 누설자속은 출력전압에 따라 반비례하고 상호자속은 비례하여 증가하는 것을 알 수 있다.

[0097] 따라서 출력전압에 따라 수신측 PAD의 철손은 반비례하는 것을 알 수 있다. 또한 부하변동에 따라 수신측 누설자속은 급격히 변동되므로 수신측 PAD의 철손은 부하증가에 따라 급격히 증가하는 것을 알 수 있다.

[0098] 즉, 송신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압의 크기에 비례하여 증가할 수 있다.

[0099] 이하에서는, IPT 컨버터의 수신부 손실 분석에 대하여 살펴본다.

[0100] IPT 컨버터의 수신부는 수신패드(수신코일 PAD)와 제2 보상회로 및 정류기로 구성된다.

[0101] 수신부에 포함된 제2 보상회로는, 제3 캐패시터(C_s)를 포함할 수 있다.

[0102] 상기 수신부의 손실은, 상기 제3 캐패시터의 손실 및 상기 수신 패드의 손실을 포함할 수 있다.

[0103] 제3 캐패시터(C_s)의 경우 출력전압과 상관없이 일정한 크기를 가지고 I_s는 수학식 4와 같이 출력전압에 반비례하는 것을 알 수 있다.

[0104] 따라서 제3 캐패시터(C_s)의 손실은 출력전압에 반비례하는 것을 알 수 있다.

[0105] 다이오드 정류회로의 손실은 도통 손실과 역회복 손실로 구분될 수 있다.

[0106] 하지만, 본 발명에서는 쇼트키 다이오드를 사용했으므로 역회복 손실이 매우 작아 수학식 10과 같이 도통 손실만 고려한다. 정류기의 손실 또한, 출력전압에 반비례하는 I_s로 인해 출력전압과 반비례하는 것을 알 수 있다.

수학식 10

[0107] $$P_{Diode,cond} = V_{TH} I_{s,avg} + R_D I_s^2$$

[0108] 도 5는 IPT 컨버터의 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 손실을 나타낸 그래프이다.

[0109] 도 5에 도시된 바와 같이, 송신부의 경우 제2 캐패시터(C_f)와 송신 PAD의 손실이 송신부 손실 중 가장 큰 부분을 차지하고 출력전압 설정에 따라 가장 민감하게 변동될 수 있다.

[0110] 반면, 수신부의 경우 출력전압 설정에 따라 모든 소자들의 손실이 민감하게 변동된다.

[0111] 상기 수신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터의 출력전압의 크기에 비례하여 감소할 수 있다.

[0112] 또한, 상기 수신부의 손실은, 상기 IPT 컨버터에 걸리는 부하증가에 따라 증가할 수 있다.

[0113] 송신부 및 수신부의 전체 손실은 출력전압 설정에 따라 각각 반비례하는 관계를 가지므로 출력되는 전력에 따라 최적 출력전압이 다르게 설정될 수 있다.

[0114] 본 발명에서는, 이러한 분석을 바탕으로, 주 운전영역에 따른 IPT 컨버터의 최적 출력전압을 선정 및 설계할 수 있다.

[0115] 예를 들어, 본 발명에서는, 위의 분석을 바탕으로 3.3kW 급 IPT 컨버터의 손실을 분석하고 최적의 출력전압을 선정하여 보상회로를 설계할 수 있다. 또한 결합계수 변동범위에 따른 최적 출력전압 변동 범위와 배터리 충전전압 범위를 고려하여 BM 컨버터를 설계할 수 있다.

[0116] IPT 컨버터의 전기적 사양은 표 1과 동일하고 IPT 컨버터의 스위치는 C3M0030090K Mosfet 소자를 사용하였으며, 정류기의 Diode 소자는 IDW20G120C5B 쇼트키 다이오드를 사용하였다.

표 1

Electrical Specification of THE IPT SYSTEM

Parameters	Value
DC-Link Voltage	380[V]
Rated Output Power	3300[W]
Resonant Frequency	85kHz
LCT parameters	$L_p = 216uH, L_s = 237uH,$ $k_{min} = 0.08$

[0117]

[0118] 본 발명에서는 배터리 충전 방법으로 고정된 공진 주파수에서 BM 컨버터를 통해 충전이 이루어지도록 설계한다. 송수신 PAD의 전기적 Parameter 및 결합계수 변동 범위는 표 2와 같다.

표 2

Designed dimensional Parameters of the LCT

Parameters	Value
Vertical distance Horizontal distance	100mm ±150mm(X), ±100mm(Y)
Turn per coil	N_p : 14 N_s : 22
Primary coil dimension Secondary coil dimension	540mm x 370mm x 5mm 240mm x 240mm x 3mm
Primary ferrite dimension Secondary ferrite dimension	600mm x 440mm x 4mm 240mm x 240mm x 4mm
LCT parameters	$L_p = 216uH, L_s = 237uH$ $k = 0.08 - 0.14$ $R_{p_coil} = 54m\Omega, R_{s_coil} = 93m\Omega$

[0119]

[0120] 출력전력에 따라 IPT 컨버터의 최적 출력전압이 달라지므로 주로 운전되는 지점에 따라 출력전압을 다르게 선정할 필요가 있다. 따라서 표 3과 같이 정격 출력 3.3kW를 갖고 820W에서 주로 운전되는 경부하 조건의 Case 1, 1435W에서 주로 운전되는 중간부하 조건의 Case 2, 2800W에서 주로 운전되는 중부하 조건의 Case 3로서 Case를 분류하여 각 주된 운전지점에서 출력전압에 따른 손실을 분석하고, IPT 컨버터의 효율을 도 6과 같이 예상 할 수 있다. 도 6은 케이스별로 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 손실 및 효율을 나타낸 그래프이다.

표 3

IPT converter Cases according to Main Operating Point

	Case1	Case2	Case3
Main Operating Point	820[W]	1435[W]	2800[W]

[0121]

[0122] 손실 분석을 통해 820W에서 주로 운전되는 Case 1의 최적 출력전압은 130V, 1435W에서 주로 운전되는 Case 2의 최적 출력전압은 170V, 2800W에서 주로 운전되는 Case 3의 최적 출력전압은 220V을 도출 할 수 있다.

[0123] 도출된 출력전압과 배터리의 충전전압을 고려하여 BM 컨버터를 선정할 수 있다.

[0124] Case1의 경우 배터리의 충전전압 범위가 IPT 컨버터의 출력전압보다 전 구간에서 크므로 승압 컨버터인 Boost 컨버터를 사용할 수 있다. 즉, 상기 BM 컨버터는, 배터리의 충전전압 범위가 상기 IPT 컨버터의 출력전압보다 전 구간에서 큰 경우, 승압 컨버터인 부스트(Boost) 컨버터가 사용될 수 있다.

[0125] Case2, 3의 경우 Buck-Boost 컨버터를 이용하여 승강압이 가능하도록 출력전압을 제어해야한다. 즉, 상기 BM 컨버터는, 승강압이 가능하도록 출력전압을 제어하는 버크-부스트(Buck-Boost) 컨버터일 수 있다.

[0126] 도 7은 최소결합계수일 때의 케이스별 출력전압에 따른 IPT 컨버터의 효율을 나타낸 그래프이고, 도 8은 최소결합계수일 때의 각 케이스별 실험 파형을 나타낸 도면이다.

[0127] 실험을 통한 검증을 살펴보면 다음과 같다.

[0128] 최소결합계수를 기준으로 공진주파수와 DC-link 전압은 고정한 상태에서 각 Case에 따른 3.3kW 정격의 IPT 컨버터를 제작하고 출력전압과 배터리 충전전압을 고려하여 BM 컨버터를 제작하였다. 보상 인덕터 설계 시 모든 Case에서 동일한 Litz wire 및 PC95 Core를 사용하였으며 커패시터 설계 시 2.2nF의 Ceramic 커패시터를 직·병렬로 조합하여 사용하였다.

[0129] 도 7은 각 Case 별 전체 부하 구간에서 IPT 컨버터와 BM 컨버터의 효율 및 IPT 컨버터 출력전압을 보여준다. 최소결합계수 지점에서 Case 1의 경우 820W에서 최대 90.1%의 효율, Case 2의 경우 1435W에서 최대 91.7%의 효율, Case 3의 경우 2800W에서 최대 93.0%의 효율을 달성하는 것을 알 수 있다.

[0130] 도 8은 각 Case 별 최대 효율지점에서 인버터의 출력전압과 출력전류 및 IPT 컨버터의 출력전압과 출력전류를 나타낸다. Case 1의 경우 820W에서 출력전압이 130V, Case 2의 경우 1435W에서 출력전압이 170V, Case 3의 경우 2800W에서 출력전압이 220V를 나타내고 모든 Case에서 ZVS(Zero Voltage Switching)을 만족하는 것을 알 수 있다.

[0131] 이에 따라, 본 발명에서는, 무선충전시스템에서 LCC-S 공진방식이 적용된 IPT 컨버터의 최적 출력전압을 도출하기 위해 송신부와 수신부의 손실을 비교 및 분석할 수 있다.

[0132] 제안하는 손실 분석 방법을 통해 주된 운전영역에 따라 최적 출력전압을 도출하고 이에 따라 IPT 컨버터 및 BM 컨버터를 설계할 수 있다.

[0133] 실험결과, 출력전압의 크기에 비례하여 IPT 컨버터 송신부의 손실은 증가하고 수신부의 손실은 감소하는 것을 알 수 있다.

[0134] 또한, 부하증가에 따라 송신부의 손실은 거의 변동하지 않는 반면, 수신부의 손실은 크게 증가하는 것을 확인할 수 있다.

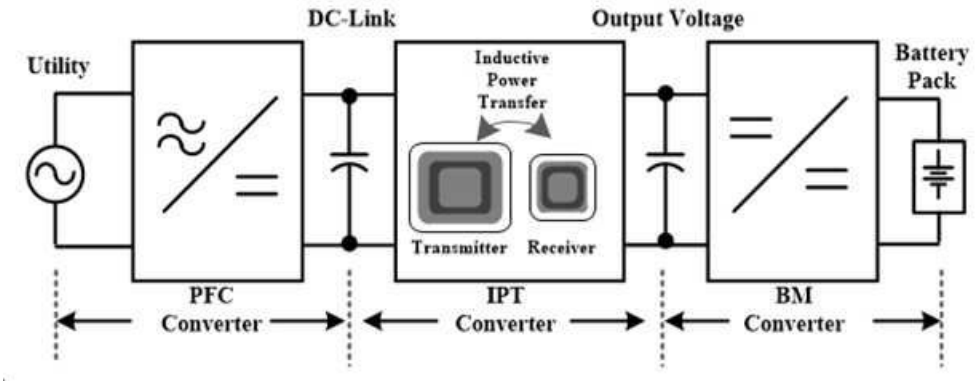
[0135] 따라서 본 발명에서 제안하는 최적 출력전압 설계방법을 통해 무인운반기 및 전기자동차와 같은 무선충전시스템의 최적설계가 가능하다는 효과를 갖는다.

[0136] 본 발명의 실시예와 관련하여 설명된 방법 또는 알고리즘의 단계들은 하드웨어로 직접 구현되거나, 하드웨어에 의해 실행되는 소프트웨어 모듈로 구현되거나, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다. 소프트웨어 모듈은 RAM(Random Access Memory), ROM(Read Only Memory), EPROM(Erasable Programmable ROM), EEPROM(Electrically Erasable Programmable ROM), 플래시 메모리(Flash Memory), 하드 디스크, 착탈형 디스크, CD-ROM, 또는 본 발명이 속하는 기술 분야에서 잘 알려진 임의의 형태의 컴퓨터 판독가능 기록매체에 상주할 수도 있다.

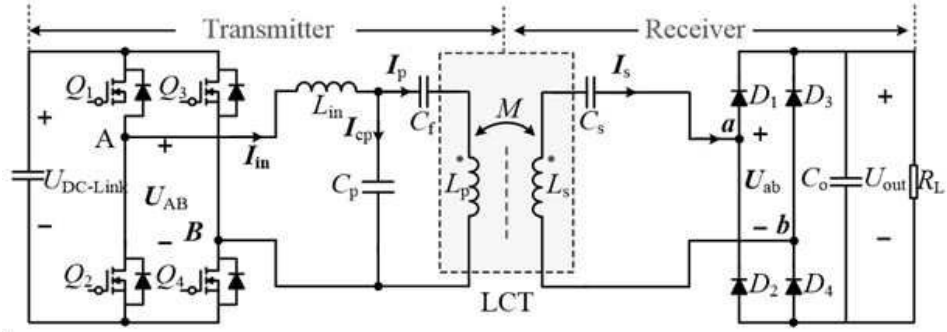
[0137] 이상, 첨부된 도면을 참조로 하여 본 발명의 실시예를 설명하였지만, 본 발명이 속하는 기술분야의 통상의 기술자는 본 발명이 그 기술적 사상이나 필수적인 특징을 변경하지 않고서 다른 구체적인 형태로 실시될 수 있다는 것을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로, 이상에서 기술한 실시예들은 모든 면에서 예시적인 것이며, 제한적이 아닌 것으로 이해해야만 한다.

도면

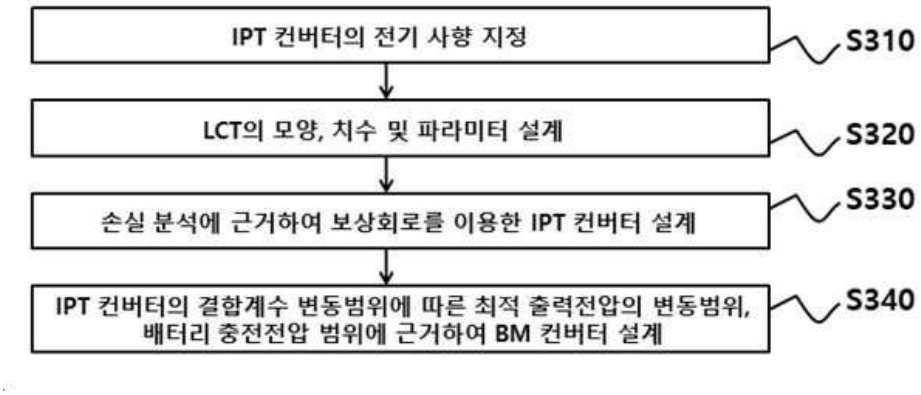
도면1



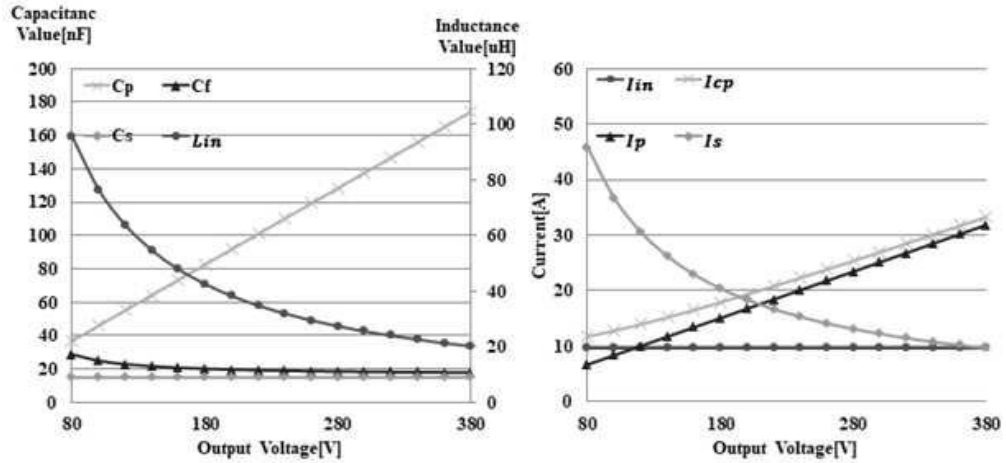
도면2



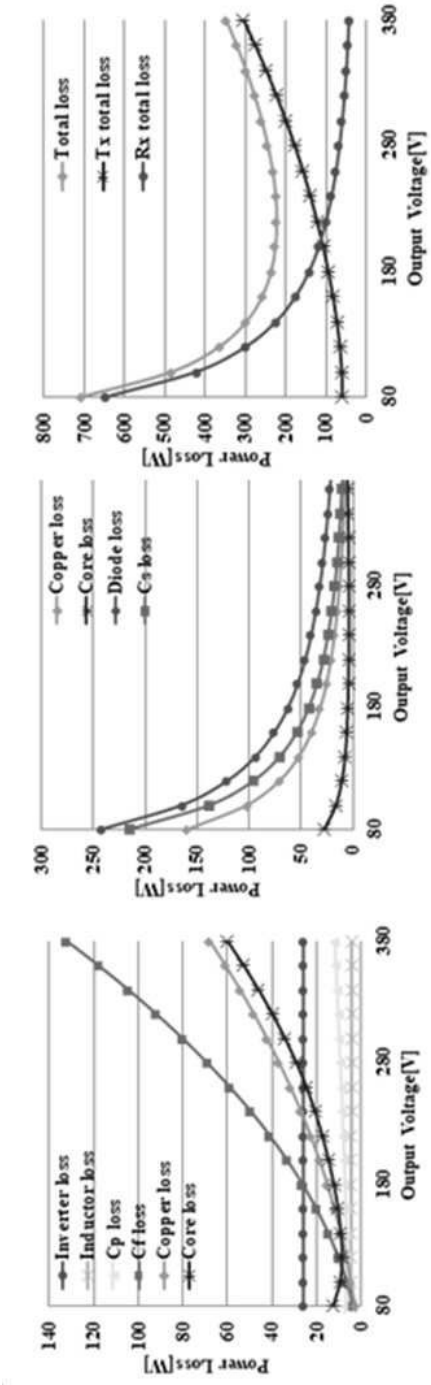
도면3



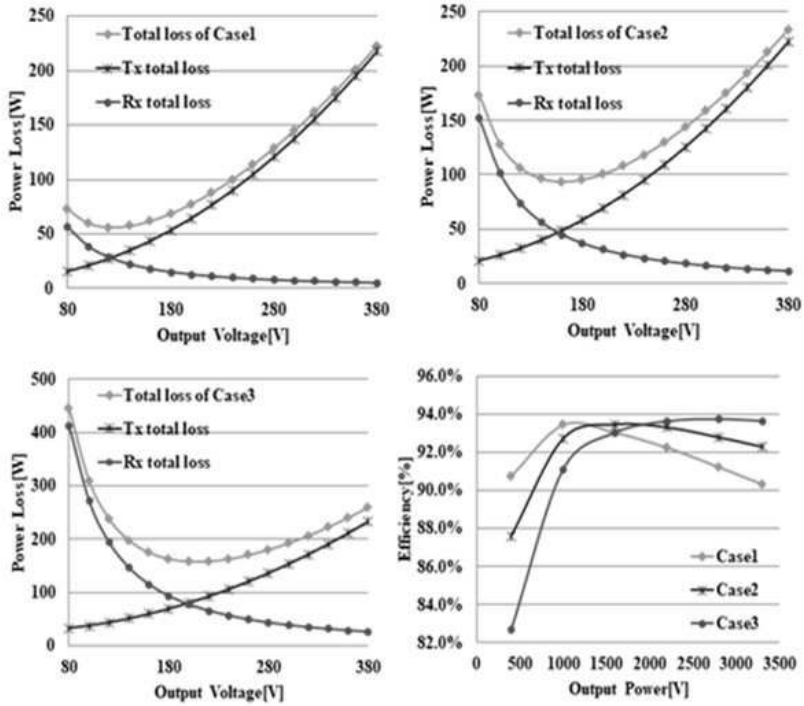
도면4


Capacitanc Value[nF]
Inductance Value[uH]
Cp
Cf
Cs
Lin
Output Voltage[V]
Iin
Icp
Ip
Is
Current[A]
Output Voltage[V]

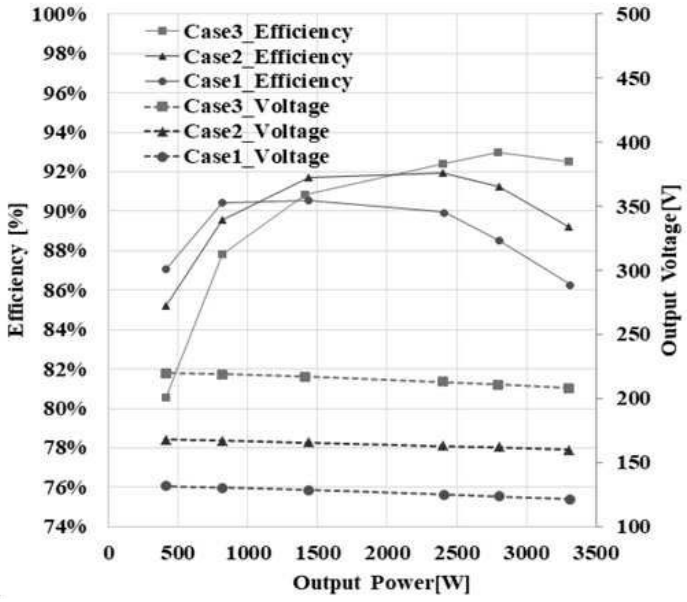
도면5


Total loss
Tx total loss
Rx total loss
Power Loss[W]
Output Voltage[V]
Copper loss
Core loss
Diode loss
Cs loss
Power Loss[W]
Output Voltage[V]
Inverter loss
Inductor loss
Cp loss
Cf loss
Copper loss
Core loss
Power Loss[W]
Output Voltage[V]

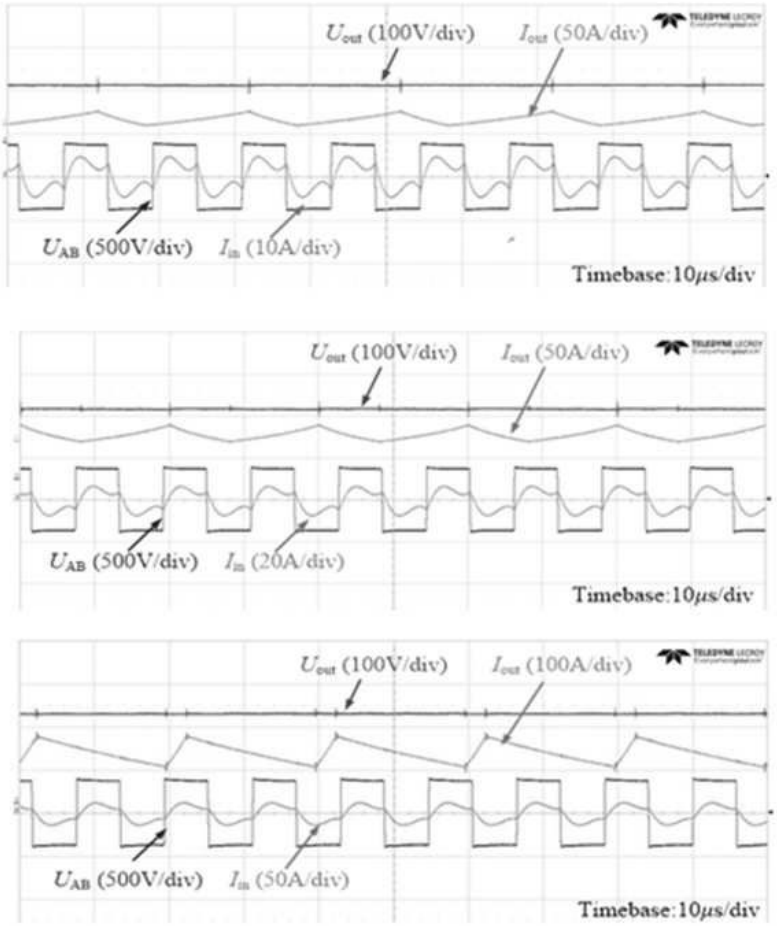
도면6


Total loss of Case1
Tx total loss
Rx total loss
Power Loss[W]
Output Voltage[V]
Total loss of Case2
Tx total loss
Rx total loss
Power Loss[W]
Output Voltage[V]
Total loss of Case3
Tx total loss
Rx total loss
Power Loss[W]
Output Voltage[V]
Efficiency[%]
Case1
Case2
Case3
Output Power[V]

도면7


Case3_Efficiency
Case2_Efficiency
Case1_Efficiency
Case3_Voltage
Case2_Voltage
Case1_Voltage
Efficiency [%]
Output Voltage[V]
Output Power[W]

도면8


U_{out} (100V/div)
I_{out} (50A/div)
U_{AB} (500V/div)
I_{in} (10A/div)
Timebase:10μs/div
U_{out} (100V/div)
I_{out} (50A/div)
U_{AB} (500V/div)
I_{in} (20A/div)
Timebase:10μs/div
U_{out} (100V/div)
I_{out} (100A/div)
U_{AB} (500V/div)
I_{in} (50A/div)
Timebase:10μs/div