



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2025-0090618
(43) 공개일자 2025년06월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 5/458 (2006.01) H02M 1/00 (2007.01)
(52) CPC특허분류
H02M 5/458 (2013.01)
H02J 3/01 (2023.08)
(21) 출원번호 10-2023-0180446
(22) 출원일자 2023년12월13일
심사청구일자 2023년12월13일

(71) 출원인
울산과학기술원
울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
(72) 발명자
정지훈
울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
허경욱
울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
(74) 대리인
특허법인 무한

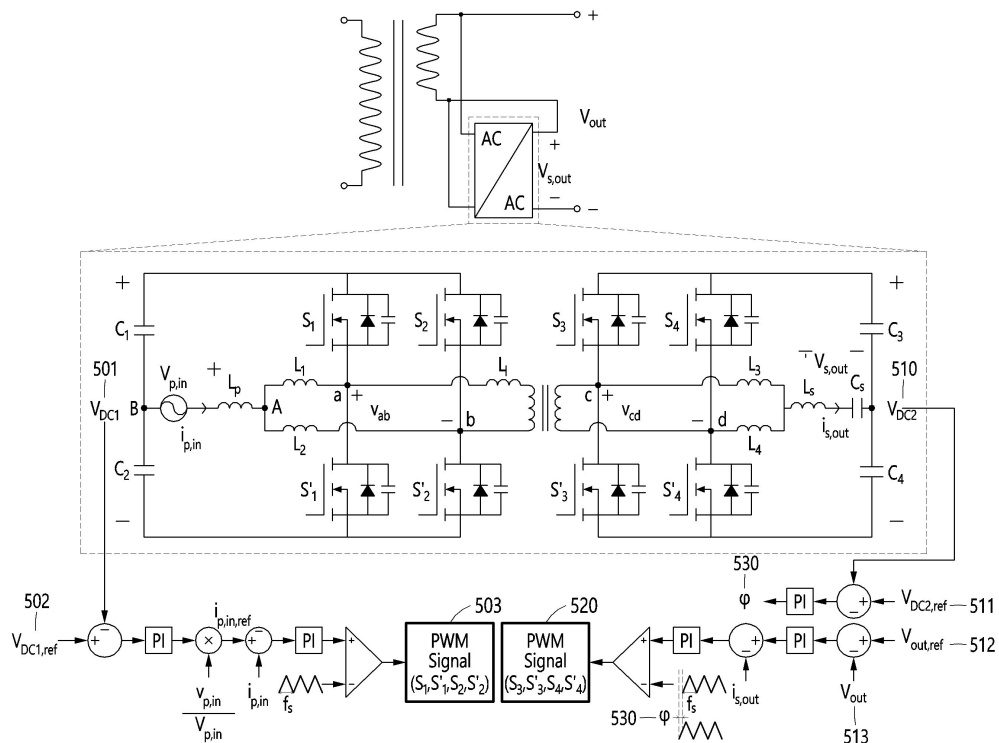
전체 청구항 수 : 총 18 항

(54) 발명의 명칭 단일 단계 전력 변환을 수행하는 AC/AC 컨버터를 포함하는 하이브리드 변압기 및 하이브리드 변압기의 제어 방법

(57) 요약

일 실시예에 따른 하이브리드 변압기는, 저주파 변압기; 및 AC/AC 컨버터를 포함하고, 상기 AC/AC 컨버터는, 제1 펄스 신호로 동작하는 제1 리딩 레그(leading leg) 및 상기 제1 펄스 신호보다 지연된 제2 펄스 신호로 동작하는 제1 래깅 레그(lagging leg)를 포함하고, 상기 제1 리딩 레그 및 상기 제1 래깅 레그를 이용하여 교류 입력으로 (뒷면에 계속)

대표도



부터 1차측 전압을 생성하는 제1 풀브리지 회로(full bridge circuit); 상기 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압을 전달하는 고주파 변압기(transformer); 제3 펄스 신호로 동작하는 제2 리딩 레그 및 상기 제3 펄스 신호보다 지연된 제4 펄스 신호로 동작하는 제2 래깅 레그를 포함하고, 상기 제2 리딩 레그 및 상기 제2 래깅 레그를 이용하여 상기 2차측 전압으로부터 교류 출력을 전달하는 제2 풀브리지 회로; 및 상기 1차측 전압 및 상기 2차측 전압 간의 상기 위상차가 목표위상차이에 도달하도록, 상기 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하고, 상기 저주파 변압기와 상기 AC/AC 컨버터에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는, 제어 회로를 포함할 수 있다.

(52) CPC특허분류

H02M 1/007 (2021.05)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1415186930
과제번호	2022202090010B
부처명	산업통상자원부
과제관리(전문)기관명	한국에너지기술평가원
연구사업명	에너지수요관리핵심기술개발(에특)
연구과제명	(세부2) 산업체 최적 전압관리를 위한 제어설비 기술개발 및 실증
기 여 율	1/1
과제수행기관명	부흥시스템
연구기간	2023.01.01 ~ 2023.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

하이브리드 변압기(Hybrid transformer)에 있어서,

저주파 변압기; 및

AC/AC 컨버터

를 포함하고,

상기 AC/AC 컨버터는,

제1 펄스 신호로 동작하는 제1 리딩 레그(leading leg) 및 상기 제1 펄스 신호보다 지연된 제2 펄스 신호로 동작하는 제1 래깅 레그(lagging leg)를 포함하고, 상기 제1 리딩 레그 및 상기 제1 래깅 레그를 이용하여 교류 입력으로부터 1차측 전압을 생성하는 제1 풀브리지 회로(full bridge circuit);

상기 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압을 전달하는 고주파 변압기(transformer);

제3 펄스 신호로 동작하는 제2 리딩 레그 및 상기 제3 펄스 신호보다 지연된 제4 펄스 신호로 동작하는 제2 래깅 레그를 포함하고, 상기 제2 리딩 레그 및 상기 제2 래깅 레그를 이용하여 상기 2차측 전압으로부터 교류 출력을 전달하는 제2 풀브리지 회로; 및

상기 1차측 전압 및 상기 2차측 전압 간의 상기 위상차가 목표위상차이에 도달하도록, 상기 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비(duty ratio)를 결정하고, 상기 저주파 변압기와 상기 AC/AC 컨버터에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는, 제어 회로

를 포함하는

하이브리드 변압기.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제1 풀브리지 회로는,

상기 제1 리딩 레그의 듀티비 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비에 기초하여,

상기 1차측 전압을 생성하는

하이브리드 변압기.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 제1 리딩 레그의 듀티비 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비는 동일한,

하이브리드 변압기.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 제어 회로는,

상기 제1 직류 전압 및 제1 기준 전압(reference voltage) 간의 오차에 기초하여, 상기 제1 직류 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하는,

하이브리드 변압기.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 제어 회로는,

상기 제1 직류 전압에 대한 PI 제어 결과 및 상기 교류 입력의 전압의 위상 값에 기초하여, 상기 제1 풀브리지 회로에 인가되는 상기 교류 입력의 입력 전류 및 입력 전압의 위상을 일치시키는,

하이브리드 변압기.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 제어 회로는,

상기 제2 풀브리지 회로에 기초한 제2 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여, 상기 목표위상차이를 결정하는,

하이브리드 변압기.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 제어 회로는,

상기 제2 직류 전압 및 제2 기준 전압(reference voltage) 간의 오차에 기초하여, 상기 제2 직류 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 목표위상차이를 결정하는,

하이브리드 변압기.

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 제어 회로는,

상기 출력 전압 및 출력 기준 전압 간의 오차에 기초하여, 상기 출력 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는

하이브리드 변압기.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 제어 회로는,

상기 출력 전압에 대한 PI 제어 결과에 기초하여, 상기 출력 전압 및 출력 전류의 위상을 일치시키는,

하이브리드 변압기.

청구항 10

하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서,

저주파 변압기의 2차측과 연결되고, 제1 펄스 신호로 동작하는 제1 리딩 레그(leading leg) 및 상기 제1 펄스 신호보다 지연된 제2 펄스 신호로 동작하는 제1 래깅 레그(lagging leg)를 포함하며, 고주파 변압기의 1차측과 연결된 제1 풀브리지 회로(full bridge circuit)에 의해 상기 제1 리딩 레그 및 상기 제1 래깅 레그를 이용하여 교류 입력으로부터 1차측 전압을 생성하는 단계;

상기 생성된 1차측 전압에 기초하여, 상기 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압을 상기 고주파 변압기

의 2차측에 전달하는 단계;

제3 펄스 신호로 동작하는 제2 리딩 레그 및 상기 제3 펄스 신호보다 지연된 제4 펄스 신호로 동작하는 제2 래깅 레그를 포함하고, 상기 고주파 변압기의 2차측과 연결된 제2 풀브리지 회로에 의해 상기 제2 리딩 레그 및 상기 제2 래깅 레그를 이용하여 상기 2차측 전압으로부터 교류 출력을 전달하는 단계;

상기 1차측 전압 및 상기 2차측 전압 간의 상기 위상차가 목표위상차이에 도달하도록, 상기 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압에 대한 PI제어에 기초하여 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비(duty ratio)를 결정하는 단계; 및

상기 저주파 변압기와 상기 교류 출력에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계;

를 포함하는

전력 제어 방법.

청구항 11

제10항에 있어서,

상기 1차측 전압을 생성하는 단계는,

상기 제1 리딩 레그의 듀티비 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비에 기초하여, 상기 1차측 전압을 생성하는 단계를 포함하는,

전력 제어 방법.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 제1 리딩 레그의 듀티비 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비는 동일한,

전력 제어 방법.

청구항 13

제10항에 있어서,

상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는,

상기 제1 직류 전압 및 제1 기준 전압(reference voltage) 간의 오차에 기초하여, 상기 제1 직류 전압을 PI 제어하는 단계

를 포함하는

전력 제어 방법.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는,

상기 제1 직류 전압에 대한 PI 제어 결과 및 상기 교류 입력의 전압의 위상 값에 기초하여, 상기 제1 풀브리지 회로에 인가되는 상기 교류 입력의 입력 전류 및 입력 전압의 위상을 일치시키는 단계

를 포함하는

전력 제어 방법.

청구항 15

제10항에 있어서,

상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는,
상기 제2 폴브리지 회로에 기초한 제2 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여, 상기 목표위상차이를 결정하는 단계
를 포함하는
전력 제어 방법.

청구항 16

제15항에 있어서,
상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는,
상기 제2 직류 전압 및 제2 기준 전압 간의 오차에 기초하여, 상기 제2 직류 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 목표위상차이를 결정하는 단계
를 포함하는
전력 제어 방법.

청구항 17

제10항에 있어서,
상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는
상기 출력 전압 및 출력 기준 전압 간의 오차에 기초하여, 상기 출력 전압을 PI 제어하는 단계
를 포함하는,
전력 제어 방법.

청구항 18

제17항에 있어서,
상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는,
상기 출력 전압에 대한 PI 제어 결과에 기초하여, 상기 출력 전압 및 출력 전류의 위상을 일치시키는 단계
를 포함하는
전력 제어 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 이하에서는, 전력전자 기술을 기반으로, 저주파수 변압기 및 컨버터를 직렬로 연결한 하이브리드 변압기를 통한 전력 변환에 대한 기술이 제공된다.

배경 기술

[0003] 전력 전달에 있어서, 전력의 품질을 유지하기 위해, 자동 탭 절환 장치(OLTC, On Load Tap Changer)와 전력 반도체 스위치를 기반으로 하는 무효전력보상장치(STATCOM), DVR(Dynamic Voltage Restorer), UPQC(Unified Power Quality Conditioner) 등이 사용될 수 있다. 자동 탭 절환 장치의 경우 수명이 길다는 장점이 있으나, 변압기 탭을 통해 제어하기 때문에 정교한 제어 또는 신속한 제어에 어려움이 있다. 그러나, 무효전력보상장치, DVR, 및 UPQC는 반도체 스위치를 포함하기 때문에, 자동 탭 절환 장치와 달리, 반도체 스위치의 고속 스위칭을 통한 정교하고 정확한 제어 및 전력 변환 장치의 부피를 감소시킬 수 있다. 그러나 반도체

스위치가 사용됨으로써 기존 보상 장치들에 비해 낮은 전력변환 신뢰성을 갖는다. 이러한 낮은 신뢰성 문제를 해결하기 위해, 하이브리드 변압기가 제안되었다. 하이브리드 변압기란, 기존 저주파 변압기에 별도의 컨버터가 직렬 또는 병렬로 연결된 변압기를 의미한다. 대부분의 전력은 저주파 변압기를 통해 전달되므로, 저주파 변압기와 연결된 별도의 컨버터로 인한 전력 변환 손실을 최소화 할 수 있다. 또한, 컨버터가 고장 나더라도 저주파 변압기에 의해 전력 전달이 가능하므로 신뢰성 측면에서 우수할 수 있다. 이에, 기존 저주파 변압기와 결합하는 컨버터의 크기를 줄이고, 해당 컨버터에 의한 전력 변환 효율을 높이기 위한 방안이 요구된다.

발명의 내용

과제의 해결 수단

- [0005] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기(Hybrid transformer)는 저주파 변압기; 및 AC/AC 컨버터를 포함하고, 상기 AC/AC 컨버터는, 제1 펄스 신호로 동작하는 제1 리딩 레그(leading leg) 및 상기 제1 펄스 신호보다 지연된 제2 펄스 신호로 동작하는 제1 래깅 레그(lagging leg)를 포함하고, 상기 제1 리딩 레그 및 상기 제1 래깅 레그를 이용하여 교류 입력으로부터 1차측 전압을 생성하는 제1 풀브리지 회로(full bridge circuit); 상기 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압을 전달하는 고주파 변압기(transformer); 제3 펄스 신호로 동작하는 제2 리딩 레그 및 상기 제3 펄스 신호보다 지연된 제4 펄스 신호로 동작하는 제2 래깅 레그를 포함하고, 상기 제2 리딩 레그 및 상기 제2 래깅 레그를 이용하여 상기 2차측 전압으로부터 교류 출력을 전달하는 제2 풀브리지 회로; 및 상기 1차측 전압 및 상기 2차측 전압 간의 상기 위상차가 목표 위상차이 값에 도달하도록, 상기 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하고, 상기 저주파 변압기와 상기 AC/AC 컨버터에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는, 제어 회로를 포함할 수 있다.
- [0006] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제1 풀브리지 회로는, 상기 제1 리딩 레그의 듀티비(duty ratio) 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비에 기초하여, 상기 1차측 전압을 전달할 수 있다.
- [0007] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제1 리딩 레그의 듀티비 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비는 동일할 수 있다.
- [0008] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제어 회로는 상기 제1 직류 전압 및 제1 기준 전압(reference voltage) 간의 오차에 기초하여, 상기 제1 직류 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다.
- [0009] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제어 회로는, 상기 제1 직류 전압에 대한 PI 제어 결과 및 상기 교류 입력 전압의 위상 값에 기초하여, 상기 제1 풀브리지 회로에 인가되는 상기 교류 입력의 입력 전류 및 입력 전압의 위상을 일치시킬 수 있다.
- [0010] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제어 회로는, 상기 제2 풀브리지 회로에 기초한 제2 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여, 상기 목표 위상차이를 결정할 수 있다.
- [0011] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제어 회로는, 상기 제2 직류 전압 및 제2 기준 전압(reference voltage) 간의 오차에 기초하여, 상기 제2 직류 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 목표위상차이를 결정할 수 있다.
- [0012] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제어 회로는, 상기 출력 전압 및 출력 기준 전압 간의 오차에 기초하여, 상기 출력 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다.
- [0013] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 상기 제어 회로는, 상기 출력 전압에 대한 PI 제어 결과에 기초하여, 상기 출력 전압 및 출력 전류의 위상을 일치시킬 수 있다.
- [0014] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법은, 저주파 변압기의 2차측과 연결되고, 제1 펄스 신호로 동작하는 제1 리딩 레그(leading leg) 및 상기 제1 펄스 신호보다 지연된 제2 펄스 신호로 동작하는 제1 래깅 레그(lagging leg)를 포함하며, 고주파 변압기의 1차측과 연결된 제1 풀브리지 회로(full bridge circuit)에 의해 상기 제1 리딩 레그 및 상기 제1 래깅 레그를 이용하여 교류 입력으로부터 1차측 전압을 생성하는 단계; 상기 생성된 1차측 전압에 기초하여, 상기 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압을 상기 고

주파 변압기의 2차측에 전달하는 단계; 제3 펄스 신호로 동작하는 제2 리딩 레그 및 상기 제3 펄스 신호보다 지연된 제4 펄스 신호로 동작하는 제2 래깅 레그를 포함하고, 상기 고주파 변압기의 2차측과 연결된 제2 풀브리지 회로에 의해 상기 제2 리딩 레그 및 상기 제2 래깅 레그를 이용하여 상기 2차측 전압으로부터 교류 출력을 전달하는 단계; 상기 1차측 전압 및 상기 2차측 전압 간의 상기 위상차가 목표위상차이 값에 도달하도록, 상기 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계; 및 상기 저주파 변압기와 상기 교류 출력에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계를 포함할 수 있다.

[0015] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서, 상기 1차측 전압을 생성하는 단계는, 상기 제1 리딩 레그의 듀티비(duty ratio) 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비에 기초하여, 상기 1차측 전압을 생성하는 단계를 포함할 수 있다.

[0016] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서, 상기 제1 리딩 레그의 듀티비 및 상기 제1 래깅 레그의 듀티비는 동일할 수 있다.

[0017] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서 상기 제1 펄스 신호 및 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는, 상기 제1 직류 전압 및 제1 기준 전압(reference voltage) 간의 오차에 기초하여, 상기 제1 직류 전압을 PI 제어하는 단계를 포함할 수 있다.

[0018] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서 상기 제1 펄스 신호 및 상기 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는, 상기 제1 직류 전압에 대한 PI 제어 결과 및 상기 교류 입력 전압의 위상 값에 기초하여, 상기 제1 풀브리지 회로에 인가되는 상기 교류 입력의 입력 전류 및 입력 전압의 위상을 일치시키는 단계를 포함할 수 있다.

[0019] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는, 상기 제2 풀브리지 회로에 기초한 제2 직류 전압에 대한 PI 제어에 기초하여, 상기 목표위상차이를 결정하는 단계를 포함할 수 있다.

[0020] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는, 상기 제2 직류 전압 및 제2 기준 전압 간의 오차에 기초하여, 상기 제2 직류 전압에 대한 PI 제어로부터, 상기 목표위상차이를 결정하는 단계를 포함할 수 있다.

[0021] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는 상기 출력 전압 및 출력 기준 전압 간의 오차에 기초하여, 상기 출력 전압을 PI 제어하는 단계를 포함할 수 있다.

[0022] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기에 의한 전력 제어 방법에 있어서 상기 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는 단계는, 상기 출력 전압에 대한 PI 제어 결과에 기초하여, 상기 출력 전압 및 출력 전류의 위상을 일치시키는 단계를 포함할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0024] 도 1a 내지 도 1c는 비교 실시예에 해당하는 하이브리드 변압기를 도시한다.

도 2는 일 실시예에 따른 제안된 하이브리드 변압기의 구조를 나타낸다.

도 3 은 도 2에 도시된 하이브리드 변압기에 포함된 AC/AC 컨버터의 구체적인 회로구조를 나타낸다.

도 4는 도 3에 도시된 AC/AC 컨버터의 등가회로를 나타낸다.

도 5는 일 실시예에 따른 제어 회로를 통한 AC/AC 컨버터의 동작 제어 블록도를 나타낸다.

도 6a 내지 도 6f는 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 동작을 통한 결과 그래프를 나타낸다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0025] 실시예들에 대한 특정한 구조적 또는 기능적 설명들은 단지 예시를 위한 목적으로 개시된 것으로서, 다양한 형태로 변경되어 구현될 수 있다. 따라서, 실제 구현되는 형태는 개시된 특정 실시예로만 한정되는 것이 아니며,

본 명세서의 범위는 실시예들로 설명한 기술적 사상에 포함되는 변경, 균등물, 또는 대체물을 포함한다.

- [0026] 제1 또는 제2 등의 용어를 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 이런 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 해석되어야 한다. 예를 들어, 제1 구성요소는 제2 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성요소는 제1 구성요소로도 명명될 수 있다.
- [0027] 어떤 구성요소가 다른 구성요소에 "연결되어" 있다고 언급된 때에는, 그 다른 구성요소에 직접적으로 연결되어 있거나 또는 접속되어 있을 수도 있지만, 중간에 다른 구성요소가 존재할 수도 있다고 이해되어야 할 것이다.
- [0028] 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 명세서에서, "포함하다" 또는 "가지다" 등의 용어는 설명된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것이 존재함으로써 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.
- [0029] 다르게 정의되지 않는 한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 모든 용어들은 해당 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 가진다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥상 가지는 의미와 일치하는 의미를 갖는 것으로 해석되어야 하며, 본 명세서에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.
- [0030] 이하, 실시예들을 첨부된 도면들을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부 도면을 참조하여 설명함에 있어, 도면 부호에 관계없이 동일한 구성 요소는 동일한 참조 부호를 부여하고, 이에 대한 중복되는 설명은 생략하기로 한다.
- [0032] 도 1a 내지 도 1c는 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 비교 실시예를 도시한다.
- [0033] 도 1a는 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 비교 실시예(100a)를 나타낸다.
- [0034] 참고로, 하이브리드 변압기는, 저주파 변압기(110a)의 2차측에 컨버터(120a)가 병렬로 연결되고 및 해당 컨버터(120a)의 출력이 저주파 변압기(130a)를 통해 저주파 변압기(110a)의 2차측과 직렬로 연결됨으로써, 저주파 변압기(110a)의 2차측에 전달되는 전압을 조절하는 장치일 수 있다.
- [0035] 비교 실시예(100a)는 하이브리드 변압기로 저주파 변압기(110a)의 2차측에 직렬로 연결된 컨버터(120a) 및 저주파 변압기(130a)를 포함할 수 있다. 비교 실시예(100a)에서, 저주파 변압기(110a)의 2차측에 연결된 컨버터(120a) 및 저주파 변압기(130a)는 자기 결합 방식으로 연결된 구조를 나타낼 수 있다. 예를 들어, 자기 결합 방식의 비교 실시예(100a)는 AC/DC, DC/AC의 백투백 컨버터(120a)의 2단 전력 변환 구조 뿐만 아니라 추가 저주파 변압기(130a)를 포함할 수 있다. 비교 실시예(100a)에서, 컨버터(120a)는 저주파 변압기(110a)의 2차측 전압 중 일부를 공급받아, AC전압을 DC전압으로 변환하고, 변환된 DC 전압을 AC 전압으로 변환하는 2단계 전력 변환을 수행할 수 있다. 2단계 전력 변환된 전압은 저주파 변압기(130a)의 1차측과 2차측의 턴 수(또는 권선수)에 따라 저주파 변압기(110a)의 2차측에 전달될 수 있다. 비교 실시예(100a)에 의한 전력 변환 효율은 아래 수식 1을 통해 계산될 수 있다. 참고로 변압기의 전력 변환 효율은 변압기에 대한 입력 전력 대비 출력 전력의 비율을 나타낼 수 있으며, 해당 효율 값을 통해 변압기에 의한 전력 변환(전달)시 손실되는 전력을 확인할 수 있다.

수학식 1

$$\eta_{total} = \alpha \eta_{LFT} \eta_{PE} + (1 - \alpha) \eta_{LFT}$$

[0037]

- [0039] 수학식 1에서, η_{LFT} 는 저주파 변압기(110a)의 효율을 나타낼 수 있다. η_{PE} 는 컨버터(120a)의 효율을 나타낼 수 있다. α 는 P_{PE}/P_{in} 를 나타낼 수 있으며, 저주파 변압기(110a)에 입력되는 전력에 대한 컨버터(120a)에 의해 처리되는 처리 비율을 나타낼 수 있다. 다시 말해, P_{in} 은 저주파 변압기(110a)에 대한 입력 전력, P_{PE} 는 컨버터로 전달되는 전력을 나타낼 수 있다. 예를 들어, 비교 실시예(100a)에 입력되는 전력에 대한, 컨버터(120a) 및 저주파 변압기(130a)의 처리 비율이 10%인 경우, α 는 0.1의 값에 대응할 수 있다. 예를 들어, α 는 0.1이고, 저주파 변압기(110a)의 효율이 99%, 컨버터(120a) 및 저주파 변압기(130a)의 효율이 96%에 대응할 때, 비교 실시예(100a)의 효율은 98.6%에 대응할 수 있다. 다시 말해, 컨버터(120a) 및 저주파 변압기(130a)에 의해 처리되는 전력 비율인 α 가 작을수록 저주파 변압기(110a)의 높은 전력 변환 효율에 가깝게 동작할 수 있다. 따라서, 컨버터(120a)에 의한 전력 변환 비율이 커질수록, 비교 실시예(100a)의 효율은 감소할 수 있다.
- [0040] 비교 실시예(100a)에서는 컨버터(120a)의 2단 전력 변환이 수행되기 때문에 전력 변환 효율 및 전력 밀도가 떨어질 수 있고, 저주파 변압기(130a)가 차지하는 부피로 인해 비교 실시예(100a) 전체가 차지하는 부피가 커질 수 있다.
- [0042] 도 1b는 도 1a의 비교 실시예에 포함된 백투백 컨버터의 구체적인 회로도다.
- [0043] 비교 실시예(100a)에 포함된 백투백 컨버터(120a)는 AC 입력을 DC로 변환하고, 변환된 DC를 다시 AC 출력으로 변환하는 장치를 포함할 수 있다. 백투백 컨버터(120a)는 1차측(150b) 풀 브리지 회로, 1차측(150b) 풀브리지 회로와 연결된 DC 링크(160b), 및 DC 링크(160b)와 연결된 2차측(170b) 풀브리지 회로를 포함할 수 있다. 백투백 컨버터(120a)는 1차측(150b)에 입력 AC 전원 및 AC 전원과 연결된 복수의 스위치들을 포함할 수 있다. 예를 들어, 백투백 컨버터(120a)는 1차측(150b)에 AC 전원(예: $V_{p,in}$)과 연결된 스위치들(예: S_1, S_2, S_3, S_4)을 포함할 수 있다. 백투백 컨버터(120a)에 포함된 스위치들은 고속 스위칭이 가능한 반도체 스위치를 포함할 수 있다. 백투백 컨버터(120a)는 1차측(150b)의 스위치들의 듀티비를 제어함으로써, AC 전원에 의한 전압을 DC로 변환하여 DC 링크(160b)에 저장할 수 있다. DC 링크(160b)는 예를 들어, 커패시터를 포함할 수 있으나 이에 제한되는 것은 아니다. 백투백 컨버터(120a)는 DC 링크(160b)에 저장된 DC 전압을 2차측(170b)에 공급할 수 있다. 백투백 컨버터(120a)의 2차측(170b)은 복수의 스위치들(예: S_5, S_6, S_7, S_8)을 포함할 수 있다. 백투백 컨버터(120a)는 2차측(170b) 스위치들의 듀티비를 제어함으로써, DC 링크(160b)에 의해 공급된 DC 전압을 AC 출력 전압(예: $V_{p,out}$)으로 변환할 수 있다.
- [0044] 다시 말해, 백투백 컨버터(120a)는 AC 전원을 DC로 변환하고, DC를 다시 AC로 변환하는 2단계 전력변환을 수행할 수 있으므로, 전력 효율이 떨어질 수 있다.
- [0046] 도 1c는 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 비교 실시예(100c)를 나타낸다.
- [0047] 비교 실시예(100c)는 저주파 변압기(110c) 및 저주파 변압기(110c)의 2차측 출력에 직렬로 연결된 컨버터(120c)를 포함할 수 있다. 비교 실시예(100c)는 저주파 변압기(110c)와 컨버터(120c)가 직접 결선 방식으로 연결된 구조를 나타낼 수 있다. 컨버터(120c)는 AC/DC 컨버터, DC/DC 컨버터(130c) 및 DC/AC 컨버터를 포함할 수 있다. 컨버터(120c)에서, DC/DC 컨버터(130c)를 기준으로 좌측과 우측이 절연될 수 있다. 비교 실시예(100c)에서 컨버터(120c)는 3단의 전력 변환을 수행할 수 있다. 도 1a에서 설명한 수학식 1에 따르면, 전력 변환 단계가 많아질수록 비교 실시예(100c)의 전력 변환 효율은 감소할 수 있다.
- [0048] 따라서, 이하에서는 비교 실시예들(100a, 100c)과 달리 단일 전력 변환을 반복하는 컨버터가 저주파 변압기와 연결되고, 비교 실시예(100a)와 달리 별도의 저주파 변압기(130a)를 추가로 부착하지 않은 하이브리드 변압기

구조가 제안된다.

- [0050] 도 2는 일 실시예에 따른 제안된 하이브리드 변압기의 구조를 나타낸다.
- [0051] 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기(200)는 1차측에서 공급받은 입력 전압을 2차측에 전달하는 장치를 포함할 수 있다. 하이브리드 변압기(200)는 AC/AC 컨버터(220)의 입력부가 저주파 변압기(210)의 2차측과 병렬로 연결되고, AC/AC 컨버터(220)의 출력부가 저주파 변압기(210)의 2차측과 직렬로 연결된 회로를 포함할 수 있다. 하이브리드 변압기(200)는 AC/AC 컨버터(220)의 출력 전압을 조절(또는 제어)함으로써, 하이브리드 변압기(200)의 2차측 전체 출력 전압을 조절하는 장치를 포함할 수 있다.
- [0052] 저주파 변압기(210)는 60Hz 이하의 전압을 입력으로 하는 변압기를 포함할 수 있으나, 이에 제한되는 것은 아니다.
- [0053] AC/AC 컨버터(220)는 저주파 변압기(210)의 1차측으로부터 2차측으로 전달된 AC 입력 중 일부를 단일 단계 전력 변환함으로써 변환된 AC 출력을 생성할 수 있다. AC/AC 컨버터(220)는 도 1a에 도시된 비교 실시예(100a)와 달리, AC/DC 컨버터와 DC/AC 사이에 배열된 DC 링크 커패시터가 제거된 컨버터 구조를 포함할 수 있다. 예를 들어, AC/AC 컨버터(220)는 DC 링크 커패시터를 제거함으로써 AC 입력에 대한 단일 전력 변환을 수행할 수 있다. DC 링크 커패시터를 제거한 AC/AC 컨버터(220)의 구조는 일 실시예에 불과하며 이에 제한되지 않는다. 다만, 이하에서는 DC 링크 커패시터가 제거된 구조에 기초하여 AC/AC 컨버터(220)를 설명한다.
- [0054] 예를 들어, 하이브리드 변압기(200)에서 저주파 변압기(210)의 2차측에 전달된 전압(예: $V_{p,in}$)이 AC/AC 컨버터(220)에 입력될 수 있다. 하이브리드 변압기(200)는 2차측에 전달된 전압에 기초하여, 전달된 일부 전력을 AC/AC 컨버터(220)를 통해 제어함으로써, 하이브리드 변압기(200)의 2차측에 원하는 출력 전압(예: V_{out})을 생성할 수 있다. 하이브리드 변압기(200)에 포함된 AC/AC 컨버터(220)의 구체적인 회로 구성에 대하여 이하, 도 3에서 구체적으로 설명한다.
- [0056] 도 3은 도 2에 도시된 하이브리드 변압기에 포함된 AC/AC 컨버터의 구체적인 회로구조를 나타낸다.
- [0057] 일 실시예에 따른 AC/AC 컨버터(220)는 제1 펄스 신호로 동작하는 제1 리딩 레그(310)(leading leg) 및 제1 펄스 신호보다 지연된 제2 펄스 신호로 동작하는 제1 래깅 레그(311)(lagging leg)를 포함하고, 제1 리딩 레그(310) 및 제1 래깅 레그(311)를 이용하여 교류 입력으로부터 1차측 전압을 생성하는 제1 풀브리지 회로(312)(full bridge circuit)를 포함할 수 있다.
- [0058] 제1 풀브리지 회로(312)는 제1 리딩 레그(310) 및 제1 래깅 레그(311)에 포함된 스위치들의 동작 제어에 기초하여, 교류 입력을 정류할 수 있다. 예를 들어, 제1 풀브리지 회로(312)는 교류 입력을 정류하여, 제1 풀브리지 회로(312)의 커패시터에 직류 전압을 생성할 수 있다.
- [0059] 제1 풀브리지 회로(312)의 제1 리딩 레그(310)는 고주파 변압기(350)의 일단과 노드(a)에서 연결될 수 있고, 제1 래깅 레그(311)는 고주파 변압기(350)의 타단과 노드(b)에서 연결될 수 있다.
- [0060] 제1 풀브리지 회로(312)는 제1 리딩 레그(310)에 복수의 스위치를 포함할 수 있다. 예를 들어, 제1 풀브리지 회로(312)의 제1 리딩 레그(310)는 2개의 스위치(예: S_1 , S_1')를 포함할 수 있다. 제1 리딩 레그(310)에서 스위치(S_1) 및 스위치(S_1')는 노드(a)에서 직렬로 연결될 수 있다. 참고로, 스위치들(S_1 , S_1' , S_2 , S_2')은 반도체 스위치를 포함할 수 있다. 예를 들어, 스위치들(S_1 , S_1' , S_2 , S_2')은 각각 MOSFET, 다이오드, 커패시터가 병렬로 연결된 소자로 모델링 될 수 있다. 예시적으로, 스위치의 드레인 단자는 다이오드의 캐소드 및 커패시터의 일단과 병렬 연결되고, 스위치의 소스 단자는 다이오드의 애노드 및 커패시터의 타단과 병렬로 연결될 수 있다. 이는 일 예에 불과할 뿐, 스위치들의 구조를 이로 한정하는 것은 아니다. 제1 리딩 레그(310)의 스위치들은 이하에서 설명하는 제어 회로를 통해 미리 결정된 듀티비(duty ratio)로 제어될 수 있다. 예를 들어, 제1 리딩 레그(310)의 스위치(예: S_1)는 ' d_1 '의 듀티비로 제어될 수 있다. ' d_1 '의 듀티비로 제어되는 스위치(S_1)는 주기(예: T_1) 내에서 d_1 에 대응하는 구간(예: $T_1 \times d_1$)에서 턴온(turn on)될 수 있다. 예를 들어, d_1 은 0 이상 1 이하의 실수 일 수 있다. 제1 리딩 레그(310)의 스위치들은 펄스 신호에 기초하여 제어될 수 있으며, 펄스 신호는 주기 동안 d_1 에 대응하는 구간에서 하이 레벨을 나타내고, 그 외의 구간에서 로우 레벨을 나타낼 수 있다.

제1 리딩 레그(310)의 스위치(예: S_1')는 ' $1-d_1$ '의 듀티비로 제어될 수 있다. 스위치(예: S_1)가 ' d_1 '의 듀티비로 제어되고, 스위치(예: S_1')가 ' $1-d_1$ '의 듀티비로 제어되는 경우, S_1 이 ON되면, S_1' 은 OFF되고, S_1 이 OFF되면, S_1' 은 ON될 수 있다. 다만, 제1 리딩 레그(310)에 포함된 스위치들의 동작 듀티비는 이에 제한되는 것은 아니다.

[0061] 제1 풀브리지 회로(312)는 제1 래깅 레그(311)에 복수의 스위치를 포함할 수 있다. 예를 들어, 제1 래깅 레그(311)는 2개의 스위치들(예: S_2, S_2')을 포함할 수 있다. 제1 래깅 레그(311)의 스위치들은 이하에서 설명하는 제어 회로를 통해 미리 결정된 듀티비로 제어될 수 있다. 예를 들어, 제1 래깅 레그(311)의 스위치(예: S_2)는 ' d_2 '의 듀티비로 제어될 수 있고, 스위치(예: S_2')는 ' $1-d_2$ '의 듀티비로 제어될 수 있다. 예를 들어, 제1 리딩 레그(310)의 듀티비 및 제1 래깅 레그(311)의 듀티비는 동일할 수 있다. 다른 예를 들어, 제1 리딩 레그(310)의 듀티비 및 제1 래깅 레그(311)의 듀티비는 서로 다를 수 있으나, 이하에서는 듀티비가 동일한 경우를 주로 설명한다. 제1 래깅 레그(311)에 포함된 스위치들의 듀티비에 따른 동작은 위에서 설명한 제1 리딩 레그(310)와 중복되므로 생략한다.

[0062] 제1 래깅 레그(311)의 스위치들은 제1 리딩 레그(310)와 위상차를 두고 작동될 수 있다. 예를 들어, 제1 리딩 레그(310) 및 제1 래깅 레그(311)의 스위치들은 180도의 위상차로 작동될 수 있다. 예를 들어, 제1 리딩 레그(310)의 스위치(예: S_1)의 동작 위상이 ' a '에 대응하는 경우, 제1 래깅 레그(311)의 스위치(예: S_2)의 동작 위상은 ' $a+180^\circ$ '에 대응할 수 있다. AC/AC 컨버터(220)는 제어 회로를 통해 제1 리딩 레그(310) 및 제1 래깅 레그(311)를 180도 위상차로 동작함으로써 입력 전류 리플을 저감할 수 있다. 참고로, 제1 리딩 레그(310)와 제1 래깅 레그(311)이 위상차로 동작한다는 것은 시간 간격을 두고 스위치가 온, 오프되는 동작을 포함할 수 있으나, 이는 일 예에 불과할 뿐, 한정하는 것은 아니다.

[0063] 제1 풀브리지 회로(312)는 저주파 변압기의 2차측으로부터, 교류 입력을 공급받을 수 있다. 예를 들어, 제1 풀브리지 회로(312)는 교류 전압 $V_{p,in}$ 및 교류 전류 $i_{p,in}$ 에 대응하는 교류 입력을 저주파 변압기의 2차측으로부터 공급받을 수 있다. 제1 풀브리지 회로(312)는 공급된 교류 입력에 기초하여, 커패시터에 제1 직류 전압(315)을 생성할 수 있다. 예를 들어, 제1 풀브리지 회로(312)는 고주파 변압기(350)의 1차측(301)에 연결된 커패시터들(예: C_1, C_2)에 V_{DC1} 에 대응하는 제1 직류 전압(315)을 생성할 수 있다.

[0064] AC/AC 컨버터(220)에 대한 순시 입력 전압은 제1 풀브리지 회로(312)에 기초하여 생성된 제1 직류 전압(315), 제1 리딩 레그(310)의 듀티비, 및 제1 래깅 레그(311)의 듀티비에 기초하여 아래의 수학적식 2로 계산될 수 있다.

수학적식 2

$$v_{AB}(t) = \frac{V_{DC1}}{2} [1 - d_1(t) - d_2(t)] = \frac{V_{DC1}}{2} [1 - 2d_{12}(t)]$$

[0066]

[0067] 수학적식 2에서, $v_{AB}(t)$ 는 AC/AC 컨버터(220)에 대한 순시 입력 전압을 나타낼 수 있다. V_{DC1} 은 제1 풀브리지 회로(312)에 기초하여 생성된 제1 직류 전압(315)을 나타낼 수 있다. $d_1(t)$ 는 제1 리딩 레그(310)에 포함된 스위치(예: S_1)의 동작 듀티비를 나타낼 수 있고, $d_2(t)$ 는 제1 래깅 레그(311)에 포함된 스위치(예: S_2)의 동작 듀티비를 나타낼 수 있다. 수학적식 2에서는 제1 리딩 레그(310)의 듀티비 및 제1 래깅 레그(311)의 듀티비가 동일한 경우를 가정하여 설명한다. 따라서, $d_1(t)$ 및 $d_2(t)$ 는 모두 $d_{12}(t)$ 로 표현될 수 있다.

[0069] 또한, AC/AC 컨버터(220)에 대한 순시 입력 전압은 페이지 다이어그램을 통해 아래 수학적식 3으로 계산될 수 있

다.

수학식 3

$$v_{AB}(t) = V_{AB}(t) \cdot \sin(\omega_g t + \phi)$$

[0071]

[0073] 수학식 3에서, $v_{AB}(t)$ 는 AC/AC 컨버터(220)에 대한 순시 입력 전압을 나타낼 수 있다. 수학식 3에서, V_{AB} 는 $\sqrt{V_{p,in}^2 + (\omega_g L_p I_{L_p})^2}$ 를 나타낼 수 있다. 또한, 수학식 3에서, ϕ 는 $\tan^{-1}(-\omega_g L_p I_{L_p} / V_{p,in})$ 를 나타낼 수 있다. 이 때, ω_g 는 계통의 각주파수, $V_{p,in}$ 및 I_{L_p} 각각은 교류 입력 전압의 피크 값 및 교류 입력에 의한 인덕터(예: L_p)에 흐르는 전류의 피크 값을 나타낼 수 있다.

[0075]

위의 수학식 2 및 3에 기초하여, 듀티비는 아래 수학식 4로 계산될 수 있다.

수학식 4

$$d(t) = d_{12}(t) = \frac{1}{2} - \frac{M_f \sin(\omega_g t + \phi)}{2}$$

[0076]

[0077] 수학식 4에서, M_f 는 $V_{p,in}/(V_{DC1}/2)$ 와 같은 값으로, 모듈레이션 인덱스를 나타낼 수 있다. 수학식 4에 따르면, AC/AC 컨버터(220)는 듀티비를 제어함으로써, 제1 직류 전압(315)을 제어할 수 있다. 다시 말해, AC/AC 컨버터(220)는 제1 풀브리지 회로(312)의 제1 리딩 레그(310) 및 제1 래깅 레그(311)의 동작 듀티비를 제어함으로써, 제1 직류 전압(315)을 제어할 수 있고, 제1 직류 전압(315)을 제어함으로써 1차측 전압(예: V_{ab})을 생성할 수 있다.

[0078]

일 실시예에 따른 AC/AC 컨버터(220)는 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압을 전달하는 고주파 변압기(350)를 포함할 수 있다. 예를 들어, 고주파 변압기(350)의 1차측(301)은, 제1 풀브리지 회로(312) 및 커패시터들(예: C_1 , C_2)가 직렬 연결된 회로와 연결될 수 있다. 고주파 변압기(350)는 1차측(301)에서 제1 직류 전압(315)에 기초하여 생성된 1차측 전압을 공급받을 수 있다.

[0079]

고주파 변압기(350)는 1차측(301)에 인덕터를 포함할 수 있다. 예를 들어, 고주파 변압기(350)는 1차측(301)에 인덕턴스 값이 L_l 에 대응하는 인덕터를 포함할 수 있다. 고주파 변압기(350)는 1차측에 포함된 인덕터에 기초하여, 교류 입력으로부터 1차측(301)에 저장했다가 2차측(302)로 에너지를 전달할 수 있다. 고주파 변압기(350)는 1차측(301) 1차측 전압에 기초하여, 2차측(302)에 1차측 전압보다 위상차만큼 지연된 2차측 전압(예: V_{cd})을 생성할 수 있다. 고주파 변압기(350)가 1차측(301)에서 2차측(302)으로 에너지(또는 전압)을 전달함으로써 2차측 전압을 생성하는 방법에 대하여 도 4에서 구체적으로 설명한다.

[0080]

참고로, 일 실시예에 따른 고주파 변압기(350)는 100kHz 이상에서 동작하는 변압기를 포함할 수 있으나, 이에

제한되는 것은 아니다.

- [0081] 일 실시예에 따른 AC/AC 컨버터(220)는 제3 펄스 신호로 동작하는 제2 리딩 레그(320) 및 제3 펄스 신호보다 지연된 제4 펄스 신호로 동작하는 제2 래깅 레그(321)를 포함하고, 제2 리딩 레그(320) 및 제2 래깅 레그(321)를 이용하여 2차측 전압으로부터 교류 출력을 전달하는 제2 폴브리지 회로(322)를 포함할 수 있다.
- [0082] 제2 폴브리지 회로(322)는 제1 폴브리지 회로(312)와 고주파 변압기(350)를 기준으로 대칭적인 구조일 수 있다. 예를 들어, 제2 폴브리지 회로(322)는 제2 리딩 레그(320)에 2개의 스위치(예: S_3, S_3')를 포함할 수 있다. 또한, 제2 폴브리지 회로(322)는 제2 래깅 레그(321)에 2개의 스위치(예: S_4, S_4')를 포함할 수 있다. 제2 폴브리지 회로(322)에 포함된 스위치들은 이하에서 설명하는 제어 회로를 통해 미리 결정된 듀티비로 제어될 수 있다. 예를 들어, 제2 리딩 레그(320)에 포함된 스위치 S_3 와 S_3' 은 제어 회로를 통해 각각 ' d_3 ' 및 ' $1-d_3$ '의 듀티비로 제어될 수 있다. 동시에 제2 래깅 레그(321)에 포함된 스위치 S_4 와 S_4' 은 제어 회로를 통해 각각 ' d_4 ' 및 ' $1-d_4$ '의 듀티비로 제어될 수 있다. 예를 들어, 제2 리딩 레그(320)의 듀티비 및 제2 래깅 레그(321)의 듀티비는 동일할 수 있다.
- [0083] 제2 래깅 레그(321)의 스위치들은 제2 리딩 레그(320)와 위상차를 두고 제어될 수 있다. 예를 들어, 제2 리딩 레그(320) 및 제2 래깅 레그(321)의 스위치들은 180도의 위상차로 제어될 수 있다. 예를 들어, 제2 리딩 레그(320)의 스위치(예: S_3)의 동작 위상이 ' b '에 대응하는 경우, 제2 래깅 레그(321)의 스위치(예: S_4)의 동작 위상은 ' $b+180^\circ$ '에 대응할 수 있다. AC/AC 컨버터(220)는 제어 회로를 통해 제2 리딩 레그(320) 및 제2 래깅 레그(321)를 180도 위상차로 동작함으로써 출력 전류 리플을 저감할 수 있다.
- [0084] 제2 폴브리지 회로(322)는 고주파 변압기(350)의 2차측(302)과 연결될 수 있다. 제2 폴브리지 회로(322)는 2차측(302)으로부터 수신된 2차측 전압으로부터, 제2 리딩 레그(320) 및 제2 래깅 레그(321)의 동작을 제어 회로를 통해 제어함으로써 교류 출력을 생성할 수 있다. 예를 들어, 제2 폴브리지 회로(322)는 2차측 전압에 기초하여, 커패시터에 제2 직류 전압(325)을 생성할 수 있다. 예를 들어, 제2 폴브리지 회로(322)는 커패시터들(예: C_3, C_4)에 V_{DC2} 에 대응하는 제2 직류 전압(325)을 생성할 수 있다. AC/AC 컨버터(220)는 제2 리딩 레그(320) 및 제2 래깅 레그(321)의 듀티비를 제어함으로써 제2 직류 전압(325)을 제어할 수 있다. 또한 AC/AC 컨버터(220)는 제2 직류 전압(325)을 제어함으로써, 2차측 전압(예: v_{cd})으로부터 교류 전압 $v_{s,out}$ 및 교류 전류 $i_{s,out}$ 에 대응하는 교류 출력을 생성할 수 있다.
- [0085] 일 실시예에 따른, AC/AC 컨버터(220)는 1차측 전압 및 2차측 전압 간의 위상차가 목표 위상차이 값에 도달하도록, 제1 폴브리지 회로(312)에 기초한 제1 직류 전압(315)에 대한 PI 제어에 기초하여 제1 펄스 신호 및 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하고, 저주파 변압기와 AC/AC 컨버터(220)에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 제3 펄스 신호 및 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는, 제어 회로(미도시)를 포함할 수 있다. 제어 회로에 대하여 이하 도 5에서 구체적으로 설명한다.
- [0087] 도 4는 도 3에 도시된 AC/AC 컨버터의 등가회로를 나타낸다.
- [0088] 일 실시예에 따른 AC/AC 컨버터(220)의 등가회로는 1차측 전압(410) 값을 가지는 전원, 인덕터(401), 및 2차측 전압(420) 값을 가지는 전원으로 구성될 수 있다. 다시 말해, AC/AC 컨버터(220)는 누설 인덕턴스(예: L_l)를 갖는 인덕터와 2개의 전원이 연결된 등가회로로 간략화 할 수 있다. 1차측 전압(410)의 1차 하모닉 및 2차측 전압(420)의 1차 하모닉을 고려하면, 각각 아래 수식식 5 및 수식식 6으로 계산될 수 있다.

수학식 5

$$v_{ab}(t) = \frac{4V_{DC1} \sin(\frac{\Delta\theta}{2})}{\pi} \sin(\omega_s t)$$

[0090]

수학식 6

$$v_{cd}(t) = \frac{4V_{DC2} \sin(\frac{\Delta\theta}{2})}{\pi} \sin(\omega_s t + \varphi)$$

[0091]

[0092] 수학식 5 및 6에서, $v_{ab}(t)$ 및 $v_{cd}(t)$ 는 각각 1차측 전압(410) 및 2차측 전압(420)을 나타낼 수 있다. ω_s 는 스위칭 각주파수를 나타낼 수 있다. φ 는 1차측 전압(410) 및 2차측 전압(420) 간의 위상차를 나타낼 수 있다. 참고로, 1차측 전압(410) 및 2차측 전압(420) 간의 위상차는 제1 풀브리지 회로의 제1 리딩 레그에 포함된 스위치의 동작 위상과 제2 풀브리지 회로의 제2 리딩 레그에 포함된 스위치의 동작 위상간의 위상차에 대응할 수 있다. $\Delta\theta$ 는 아래 수학식 7과 같이, 제1 풀브리지 회로와 제2 풀브리지 회로 각각에 포함된 스위치들의 듀티비에 관한 식으로 표현될 수 있다. 참고로, 제1 풀브리지 회로의 제1 리딩 레그 및 제1 래깅 레그에 포함된 스위치들의 듀티비는 동일하고, 제2 풀브리지 회로의 제2 리딩 레그 및 제2 래깅 레그에 포함된 스위치들의 듀티비는 동일한 것으로 가정할 수 있다.

수학식 7

$$\Delta\theta(d(t)) = \begin{cases} 2\pi d(t), 0 < d \leq 0.5 \\ 2\pi(1-d(t)), 0.5 < d \leq 1 \end{cases}$$

[0093]

[0095] 수학식 5 내지 수학식 7에 기초하면, 1차측 전압(410) 및 2차측 전압(420) 각각의 RMS 값이 아래 수학식 8 및 수학식 9로 계산될 수 있다.

수학식 8

$$V_{ab} = \frac{2\sqrt{2}V_{DC1} \sin(\pi d_{12})}{\pi}$$

[0096]

수학식 9

$$V_{cd} = \frac{2\sqrt{2}V_{DC2} \sin(\pi d_{34})}{\pi}$$

[0097]

[0099] 수학식 8 및 수학식 9에 기초하여, 인덕터(401)에 흐르는 RMS 전류를 I_{LI} 이라 가정하면, 평균 전력은 아래 수학식 10으로 계산될 수 있다.

수학식 10

$$P = V_{ab} I_{L_l} \cos(\alpha)$$

[0100]

[0101] 수학식 10에서, P는 하이브리드 변압기를 통해 로드(load)로 전달되는 평균 전력을 나타낼 수 있고, α 는

$$P = V_{ab} I_{L_l} \cos(\alpha) \quad \text{와} \quad P = V_{ab} I_{L_l} \cos(\alpha)$$

간의 위상차를 나타낼 수 있다.

[0102] 1차측 전압(410)에 기초하여 인덕터(401)에 인가되는 피크 전압을 V_{LI} 라 하는 경우, 아래 수학식 11과 같은 관계가 성립할 수 있다.

수학식 11

$$V_{L_l} \cos(\alpha) = V_{cd} \sin(\varphi) = X_{L_l} I_{L_l} \cos(\alpha)$$

[0103]

[0104] 수학식 11에서, X_{LI} 은 스위칭 각주파수 및 인덕터(401)의 인덕턴스 값에 기초하는 리액턴스인 $\omega_s L_l$ 을 나타낼 수 있다.

[0106] 수학식 10 및 수학식 11에 기초하여, AC/AC 컨버터(220)에서 고주파 변압기의 1차측에서 2차측으로 전달하는 평균 전력 P는 아래 수학식 11과 같이 계산될 수 있다.

수학식 12

$$P = \frac{V_{ab} V_{cd}}{X_{L_l}} \sin(\varphi)$$

[0107]

- [0108] 위에서 설명한 바와 같이, 수학적 식 12에서 φ 는 1차측 전압(410) 및 2차측 전압(420) 간의 위상차를 나타낼 수 있다. 수학적 식 12에 기초하면, AC/AC 컨버터(220)는 아래에서 설명하는 제어 회로를 통해, 1차측 전압(410) 및 2차측 전압(420) 간의 위상차를 제어(또는 결정)함으로써 고주파 변압기에 의해 1차측에서 2차측으로 전달되는 전력을 제어할 수 있다.
- [0110] 도 5는, 일 실시예에 따른 제어 회로를 통한 AC/AC 컨버터의 동작 제어 블록도를 나타낸다.
- [0111] 일 실시예에 따른 AC/AC 컨버터는 1차측 전압(예: v_{ab}) 및 2차측 전압(예: v_{cd}) 간의 위상차가 목표위상차이(530)에 도달하도록, 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압(501)에 대한 PI 제어에 기초하여 제1 펄스 신호 및 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정하고, 저주파 변압기와 AC/AC 컨버터에 기초한 출력 전압에 대한 PI 제어에 기초하여 제3 펄스 신호 및 상기 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정하는, 제어 회로(미도시)를 포함할 수 있다.
- [0112] 일 실시예에 따른 제어 회로는, 전압 제어기 및 전류 제어기를 포함할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 전압 제어기 및 전류 제어기를 직렬 연결한 구조로 구성될 수 있다.
- [0113] 제어 회로는 제1 풀브리지 회로에 기초한 제1 직류 전압(501)에 대한 PI(proportional-Integral) 제어에 기초하여 AC/AC 컨버터가 저주파 변압기로부터 공급받는 입력 전압(예: $v_{p,in}$) 및 입력 전류(예: $i_{p,in}$) 간의 단위 역률 제어를 수행할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는, 제1 직류 전압(501) 및 제1 기준 전압(reference voltage)(502) 간의 오차에 기초하여, 제1 직류 전압(501)에 대한 PI 제어를 수행할 수 있다. 제어 회로는 제1 직류 전압(501)에 대한 PI 제어 결과에 기초하여, 제1 직류 전압(501)이 제1 기준 전압(502)을 추종하도록 제어할 수 있다.
- [0114] 참고로, 일 예로서 제1 기준 전압(502)은 일반적으로 AC 전압 220V가 인가되는 것을 가정하여, $220\sqrt{2}$ 이상으로 결정될 수 있다.
- [0115] 제어 회로는 제1 직류 전압(501)에 대한 PI 제어 결과 및 교류 입력의 위상 값에 기초하여, 제1 풀브리지 회로에 인가되는 교류 입력의 입력 전류 및 입력 전압의 위상을 일치시킬 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 제1 직류 전압(501)에 대한 PI 제어에 기초하는 출력 값에, 입력 전압을 입력 전압의 피크 값으로 나눈 값을 곱해줌으로써 지령 입력 전류를 생성할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 제1 직류 전압(501)에 대한 PI 제어에 기초하는 출력 값에 $(v_{p,in} / V_{p,in})$ 을 곱함으로써 입력 전압의 위상 정보가 부가된 Sine 파형의 지령 입력 전류(예: $i_{p,in,ref}$)를 생성할 수 있다. 제어 회로는 지령 입력 전류 및 입력 전류 간의 오차에 기초하여 입력 전류를 PI 제어함으로써 단위 역률 제어를 수행할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 지령 입력 전류(예: $i_{p,in,ref}$)와 입력 전류(예: $i_{p,in}$) 간의 오차를 PI 제어기에 입력하고, 해당 오차가 감소하는 방향으로 $i_{p,in}$ 값을 제어함으로써, $i_{p,in}$ 및 $v_{p,in}$ 의 위상을 일치 시키는 단위 역률 제어를 수행할 수 있다. 제어 회로는 제1 직류 전압(501) 및 단위 역률 제어에 기초하여 생성된 PI 출력과 삼각파(캐리어) 간의 비교를 통해 제1 펄스 신호 및 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 f_s 주파수를 갖는 삼각파와 PI 출력 간의 오차에 기초하여, 삼각파 보다 PI 출력이 큰 경우 로직 하이(예: 1)에 대응하고, 삼각파 보다 PI 출력이 작은 경우 로직 로우(예: 0)에 대응하는 펄스 신호를 생성할 수 있다. 다만, 이는 펄스 신호를 생성하는 예시에 불과하며, 삼각파와 PI 출력을 비교함으로써 펄스 신호를 구현하는 방식은 삼각파 보다 PI 출력이 큰 경우 로직 로우에 대응하는 반대의 경우도 포함할 수 있고, 펄스 신호를 생성하는 방법은 위의 예시들에 제한되는 것은 아니다.
- [0116] 예를 들어, 펄스 신호는, PWM 신호(503)에 대응할 수 있고, 제어회로는 PWM 신호(503)에 기초하여, 제1 리딩 레그와 제1 래그 레그의 위상차에 대응하는 제1 펄스 신호와 제2 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다.
- [0117] 종합하면, 제어 회로는 고주파 변압기의 1차측에서 제1 직류 전압(501)을 제1 기준 전압을 추종하도록 제어하고, 입력 전류의 위상을 입력 전압의 위상과 같도록 단위 역률 제어를 수행함으로써, 제1 리딩 레그 및 제2 래그 레그에 포함된 스위치를 PWM 신호(503)를 통해 제1 펄스 신호 및 제2 펄스 신호의 듀티비로 동작할 수 있다.
- [0119] 일 실시예에 따른 제어 회로는 제2 풀브리지 회로에 기초한 제2 직류 전압(510)에 대한 PI 제어에 기초하여, 목

표위상차이(530)를 결정할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 제2 직류 전압(510) 및 제2 기준 전압(521) 간의 오차에 기초하여, 제2 직류 전압(510)에 대한 PI 제어로부터, 목표위상차이(530)를 결정할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 제2 직류 전압(510)에 대응하는 V_{DC2} 와 제2 기준 전압(521)에 대응하는 $V_{DC2,ref}$ 간의 오차를 PI 제어기에 입력함으로써 목표위상차이(530)에 대응하는 ϕ 를 결정할 수 있다. 위의 수학적 식에서 설명한 바와 같이, AC/AC 컨버터는 ϕ 에 기초하여, 1차측에서 2차측으로 전달되는 전력을 제어할 수 있다. 제어 회로는 제1 풀브리지 회로에 포함된 스위치를 제어하기 위한 PWM 신호(503)를 생성하는데 이용되는 삼각파(캐리어) 및 제2 풀브리지 회로에 포함된 스위치를 제어하기 위한 PWM 신호(520)를 생성하는데 이용되는 삼각파(캐리어) 간의 위상차를 통해, 목표위상차이(530)를 구현할 수 있다.

[0120] 참고로, 목표위상차이(530)는 고주파 변압기의 1차측에 인가되는 1차측 전압과 2차측에 출력되는 2차측 전압 간의 위상차를 나타낼 수 있고, 또한, 목표위상차이(530)는 1차측 제1 풀브리지 회로에 포함된 스위치와 2차측 제2 풀브리지 회로에 포함된 스위치의 레그 간 동작 위상차를 나타낼 수 있다. 예를 들어, 목표위상차이(530)는 제1 리딩 레그에 포함된 스위치와 제2 리딩 레그에 포함된 스위치 간의 동작 위상차를 나타낼 수 있다.

[0121] 일 실시예에 따른 제어 회로는 저주파 변압기와 AC/AC 컨버터에 기초한 출력 전압(513)에 대한 PI 제어에 기초하여 제3 펄스 신호 및 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다. 제어 회로는 다시 말해, 하이브리드 변압기의 출력 전압(513)에 기초하여, 제2 풀브리지 회로에 포함된 스위치들을 동작하는 PWM 신호(520)를 제어함으로써, 제3 펄스 신호 및 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다. 제어 회로는 출력 전압(513) 및 출력 기준 전압(512) 간의 오차에 기초하여, 출력 전압(513)에 대한 PI 제어로부터, 제3 펄스 신호 및 제4 펄스 신호의 듀티비를 결정할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 V_{out} 에 대응하는 출력 전압(513) 및 $V_{out,ref}$ 에 대응하는 출력 기준 전압(512) 간의 오차를 PI 제어기에 입력함으로써, V_{out} 이 $V_{out,ref}$ 를 추종하도록 제어할 수 있다. 제어 회로는, 출력 전압(513)에 대한 PI 제어 결과에 기초하여, 출력 전압(513) 및 출력 전류의 위상을 일치시킬 수 있다. 제어 회로는 출력 전압(513) 및 출력 기준 전압(512) 간의 오차에 기초하는 PI 제어 결과와 출력 전류 간의 오차를 PI 제어기에 입력함으로써 출력 전류에 대한 PI 제어를 수행할 수 있다. 예를 들어, 제어 회로는 출력 전압(513) 및 출력 기준 전압(512) 간의 오차에 대한 PI 제어 결과와 $i_{s,out}$ 에 대응하는 출력 전류 간의 오차를 PI 제어기에 입력함으로써, 출력 전류의 위상을 출력 전압의 위상과 일치시키는 단위 역률 제어를 수행할 수 있다.

[0122] 종합하면, 제어 회로는 제2 직류 전압(510)에 기초하여 목표위상차이(530)를 결정함으로써 하이브리드 변압기의 전력 제어를 수행할 수 있고, 동시에 출력 전압(513)에 기초하여, 출력 전압(513) 및 출력 전류(예: $i_{s,out}$)를 단위 상으로 제어하는 단위 역률 제어를 수행할 수 있다.

[0124] 도 6a 내지 도 6f는 일 실시예에 따른 하이브리드 변압기의 동작을 통한 결과 그래프를 나타낸다.

[0125] 도 6a 내지 도 6f는 아래 표 1에 기초하여 설계된 하이브리드 변압기의 동작 결과 그래프이다.

표 1

[0126]

파라미터			
P	3kW	L_l	100 μ H
f_s	50kHz	고주파 변압기 턴 비	7:2
저주파 변압기 턴 비	1:1	입력 전압	220VAC
1차측		2차측	
V_{DC1}	700VDC	V_{out}, V_{DC2}	200VDC
L_p	0 μ H	L_s, C_s	700 μ H, 16 μ F
L_1, L_2	1.2mH	L_3, L_4	1.2mH
C_1, C_2	470 μ F	C_3, C_4	680 μ H

[0127] 위의 표 1에 포함된 파라미터들은 도 3의 AC/AC 컨버터(220)에 포함된 파라미터에 각각 대응하는 값들을 나타낼

수 있으며, 이하에서는 도 3의 AC/AC 컨버터(220)를 위의 표 1에 기초하여 설계된 것으로 가정하여 설명한다. 도 6a는 표 1에 기초하여 설계된 하이브리드 변압기에서, AC/AC 컨버터에 대한 입력 전압 및 입력 전류의 결과 그래프(600a)를 나타낸다. 그래프(600a)는 하이브리드 변압기에 의해 입력 전류 및 입력 전압이 동위상으로 제어된 결과를 도시하며, 단위 역률 제어 결과를 나타낼 수 있다.

[0128] 도 6b는 하이브리드 변압기에 포함된 고주파 변압기 1차측 전압과 2차측 전압 간의 위상차로 제어된 그래프(600b)를 도시한다. 그래프(600b)에서, 1차측 전압(예: V_{ab}) 및 2차측 전압(예: V_{cd})은 위상차가 존재하는 것을 파악할 수 있다.

[0129] 도 6c는 하이브리드 변압기에 포함된 AC/AC 컨버터의 출력 전압 및 출력 전류에 대한 그래프(600c)를 도시한다. 그래프(600c)는 출력 전압(예: $V_{s,out}$) 및 출력 전류(예: $i_{s,out}$)가 동위상으로 제어된 결과를 도시한다.

[0130] 도 6d는 하이브리드 변압기의 출력 전압 및 출력 전류에 대한 그래프(600d)다.

[0131] 도 6e는 AC/AC 컨버터에 포함된 제1 풀브리지의 커패시터에 생성되는 제1 직류 전압 및 제2 풀브리지의 커패시터에 생성되는 제2 직류 전압에 대한 그래프(600e)다.

[0132] 도 6f는 하이브리드 변압기에 의해 로드로 전달되는 출력 전력 그래프(600f)다.

[0133] 종합하면, 도 6a 내지 도 6f는 3kW 하이브리드 변압기 시뮬레이션 결과 그래프를 나타낸다. 표 1에 기초하여 설계된 하이브리드 변압기에서 AC/AC 컨버터는 저주파 변압기로부터 220VAC(피크 311V)를 공급받아, V_{DC1} 및 V_{DC2} 를 700VDC와 200VDC로 제어할 수 있다. 이와 동시에 AC/AC 컨버터는 전류 제어를 수행함으로써 AC/AC 컨버터의 입출력 뿐만 아니라 하이브리드 변압기의 출력을 단위 역률로 제어할 수 있다. 하이브리드 변압기의 출력에 대한 단위 역률 제어는 제1 풀브리지 회로에 포함된 스위치 및 제2 풀브리지 회로에 포함된 스위치의 듀티 제어 및 위상 제어를 통해 수행될 수 있다. 제1 풀브리지 회로에 포함된 스위치들 및 제2 풀브리지 회로에 포함된 스위치들의 듀티 제어로 인해 고주파 변압기에 인가되는 전압은 3레벨의 형태를 가질 수 있다. 표 1에 기초하여 설계된 AC/AC 컨버터의 출력 전압은 21.5VAC(피크 30.4V)로 제어되고, 하이브리드 변압기의 출력 전압은 242VAC(피크 342V)로 제어됨으로써 하이브리드 변압기는 부하에 3kW를 공급할 수 있다.

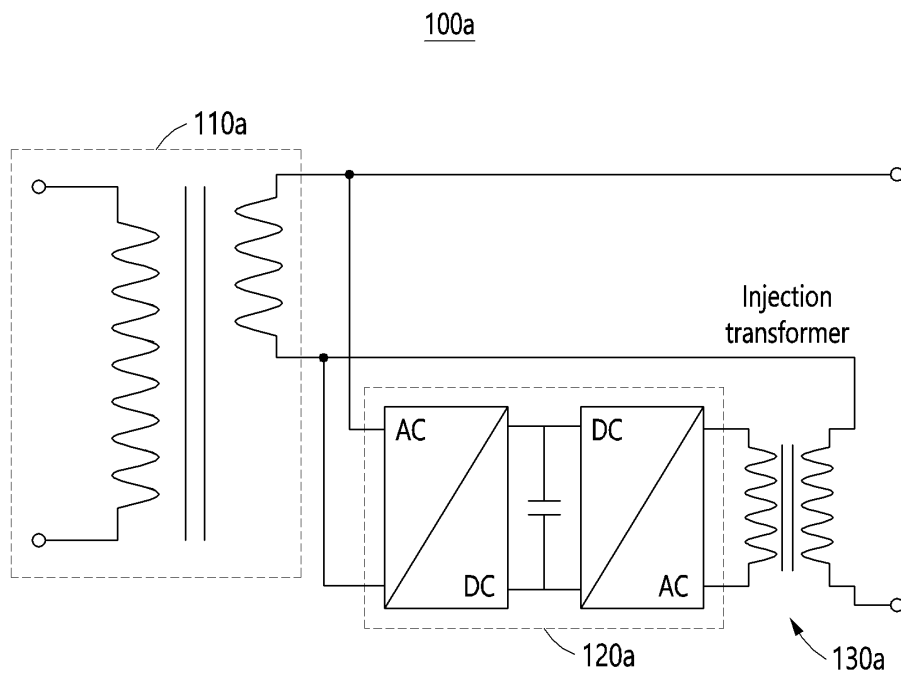
[0135] 본 문서에서, "A 또는 B", "A 및 B 중 적어도 하나", "A 또는 B 중 적어도 하나", "A, B 또는 C", "A, B 및 C 중 적어도 하나", 및 "A, B, 또는 C 중 적어도 하나"와 같은 문구들 각각은 그 문구들 중 해당하는 문구에 함께 나열된 항목들 중 어느 하나, 또는 그들의 모든 가능한 조합을 포함할 수 있다.

[0136] 이상과 같이 실시예들이 비록 한정된 도면에 의해 설명되었으나, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 이를 기초로 다양한 기술적 수정 및 변형을 적용할 수 있다. 예를 들어, 설명된 기술들이 설명된 방법과 다른 순서로 수행되거나, 및/또는 설명된 시스템, 구조, 장치, 회로 등의 구성요소들이 설명된 방법과 다른 형태로 결합 또는 조합되거나, 다른 구성요소 또는 균등물에 의하여 대치되거나 치환되더라도 적절한 결과가 달성될 수 있다.

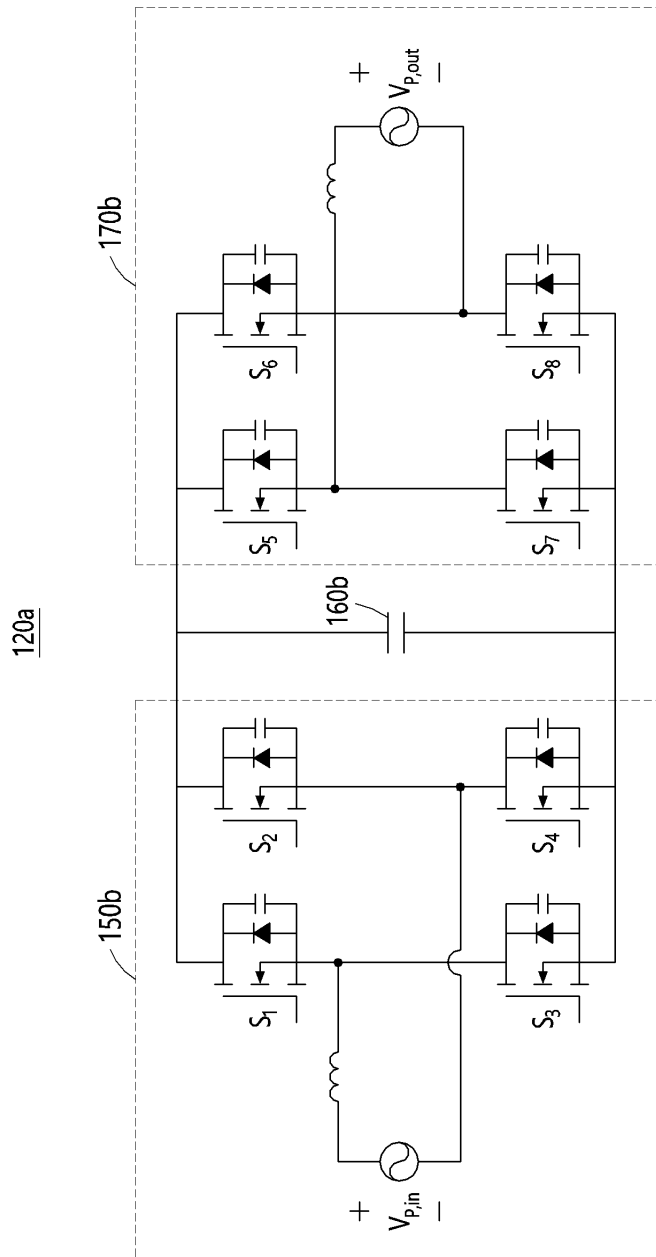
[0137] 그러므로, 다른 구현들, 다른 실시예들 및 특허청구범위와 균등한 것들도 후술하는 특허청구범위의 범위에 속한다.

도면

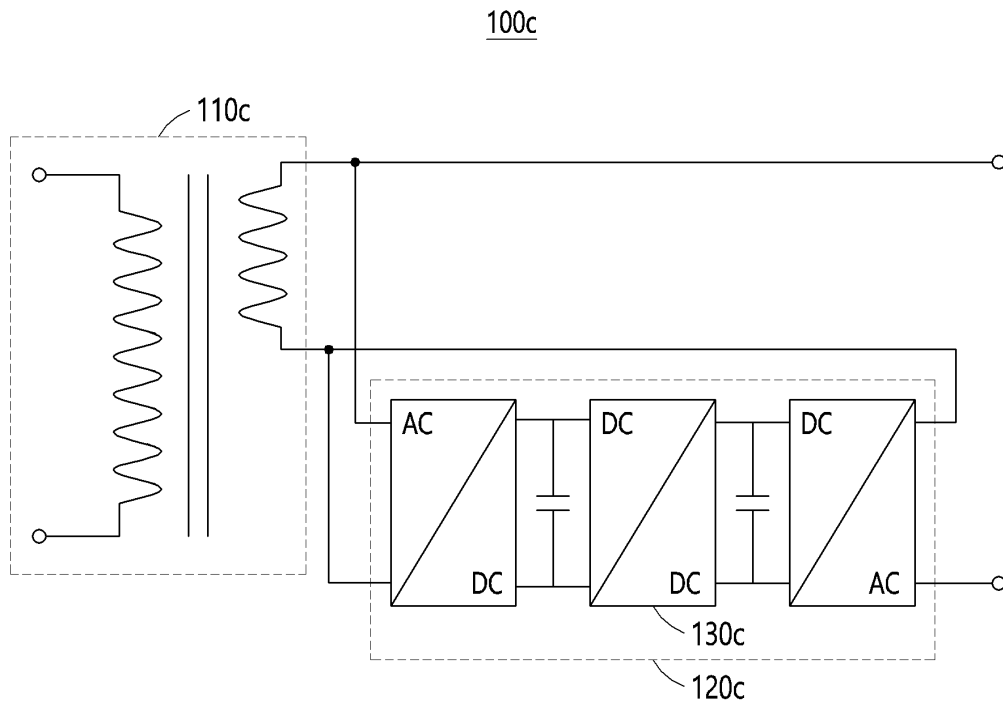
도면1a



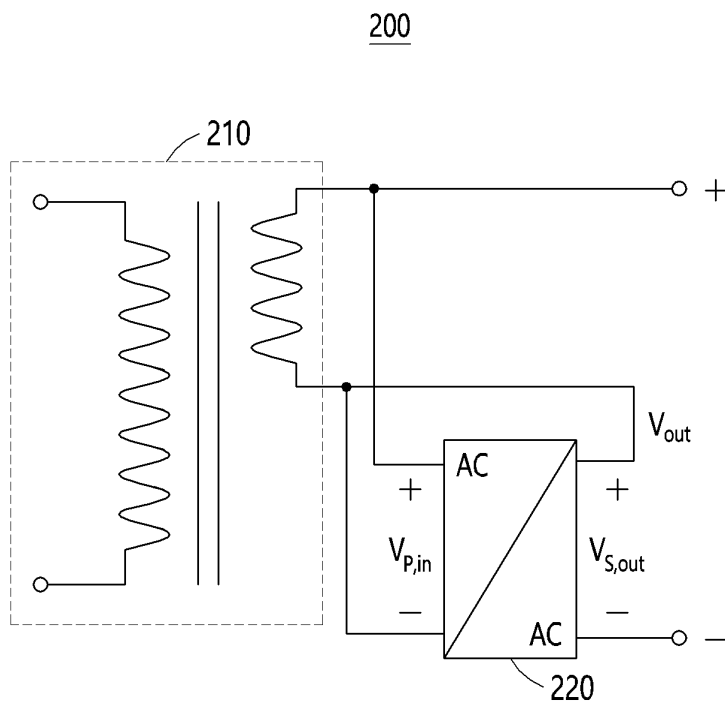
도면1b



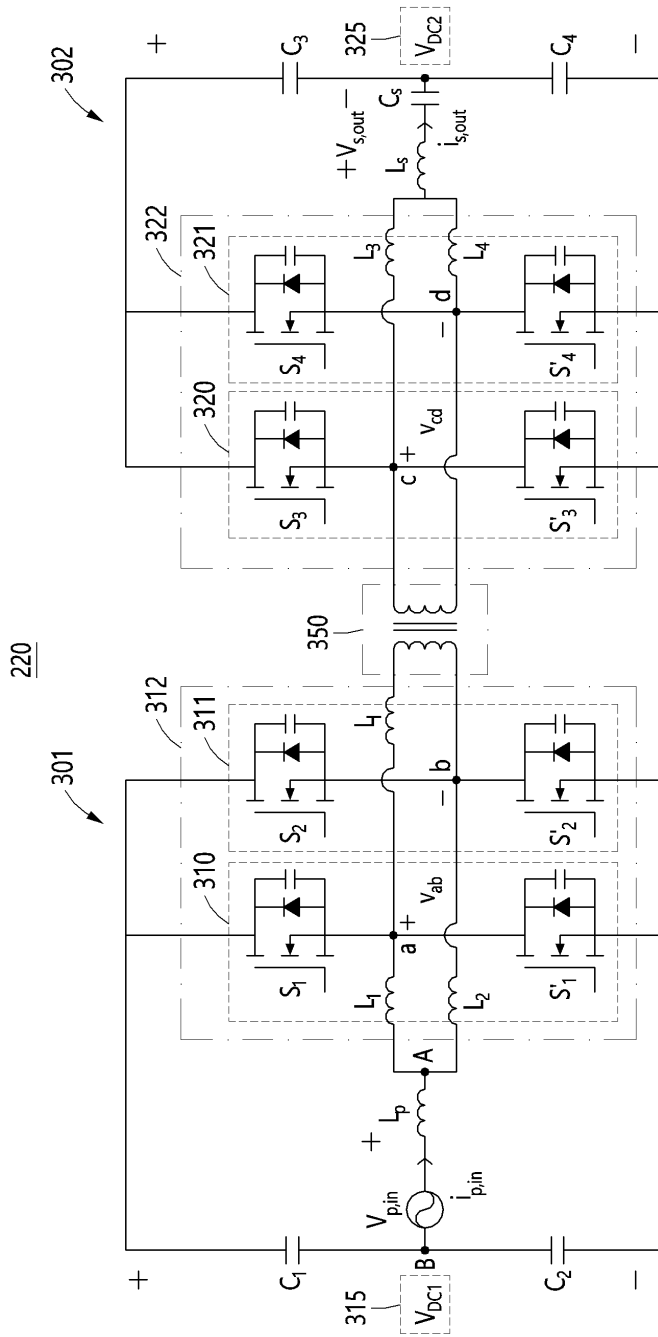
도면1c



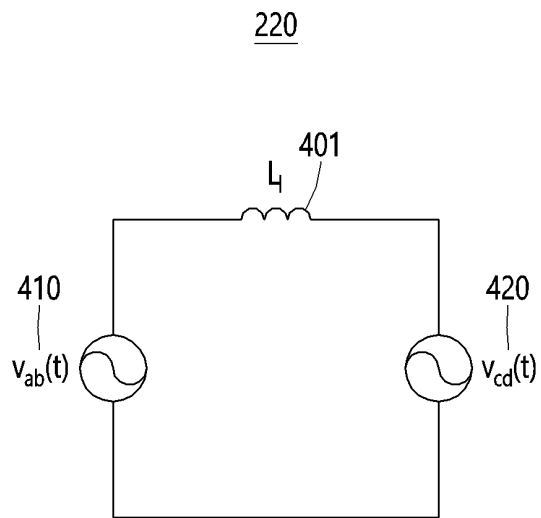
도면2



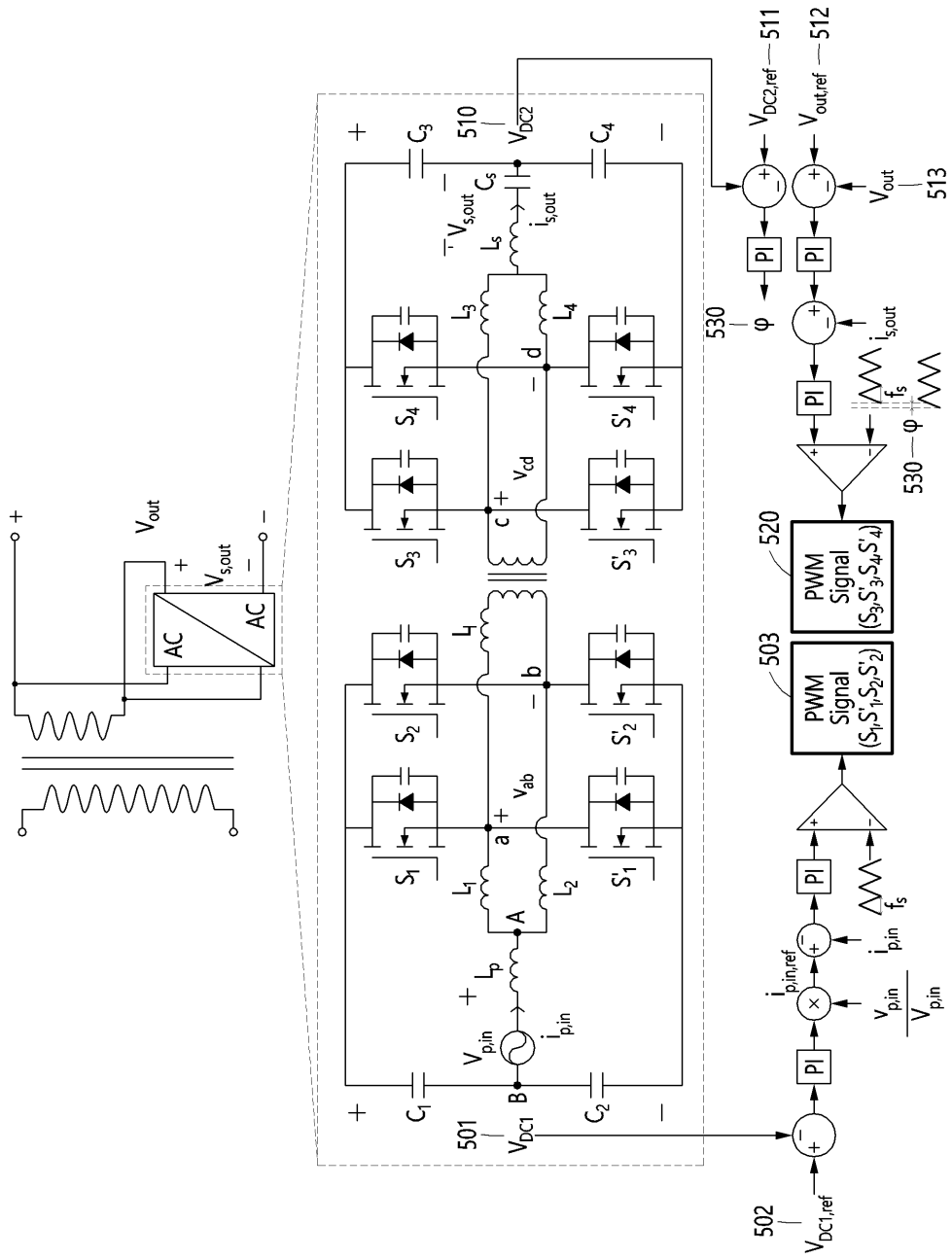
도면3



도면4

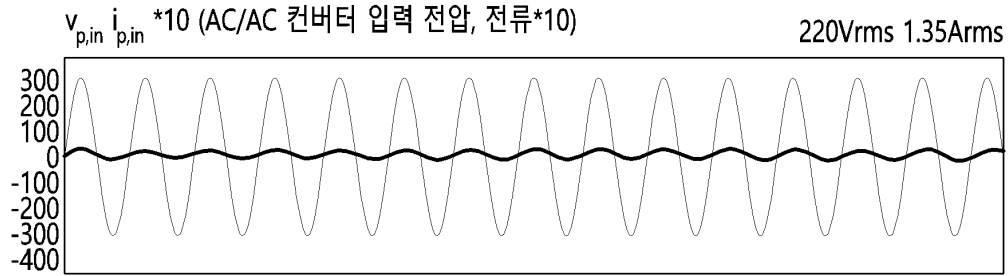


도면5



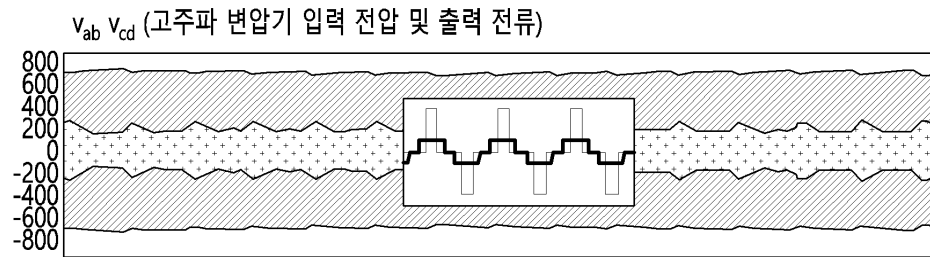
도면6a

600a



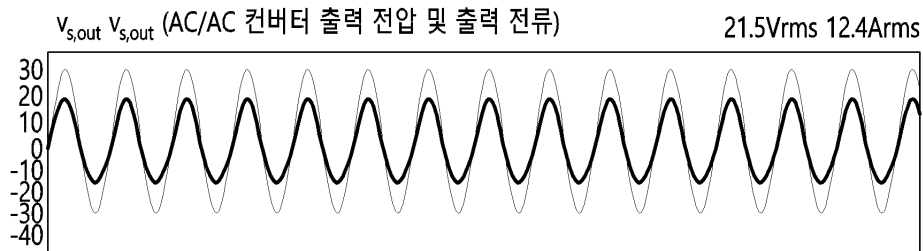
도면6b

600b



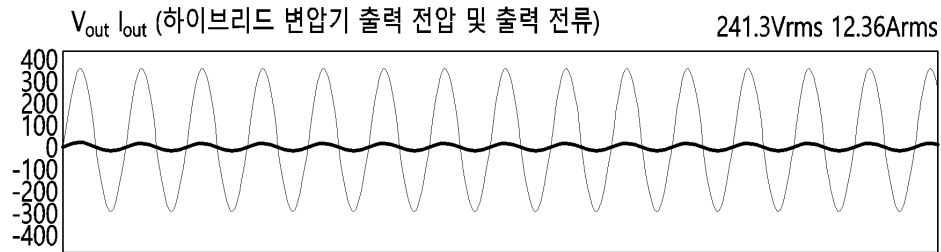
도면6c

600c



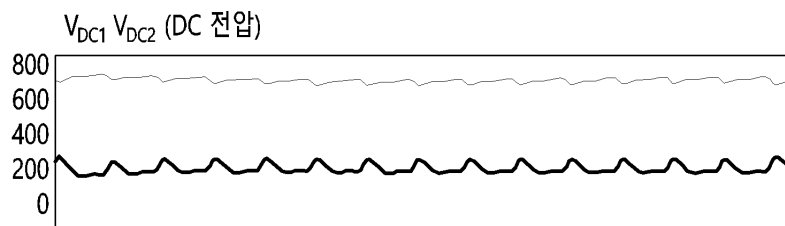
도면6d

600d



도면6e

600e



도면6f

600f

