



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2025-0093880
(43) 공개일자 2025년06월25일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H02M 1/42 (2007.01) H02M 1/12 (2006.01)

H02M 1/44 (2007.01)

(52) CPC특허분류

H02M 1/42 (2013.01)

H02M 1/123 (2021.05)

(21) 출원번호 10-2023-0184190

(22) 출원일자 2023년12월18일

심사청구일자 없음

(71) 출원인

현대자동차주식회사

서울특별시 서초구 현릉로 12 (양재동)

기아 주식회사

서울특별시 서초구 현릉로 12 (양재동)

인천대학교 산학협력단

인천광역시 연수구 갯벌로 27, 인천대학교 이노베이션센터(송도동)

(72) 발명자

이예린

경상남도 사천시 금암길 57-2

이대우

인천광역시 남동구 구월로 192, 1309동 402호

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

(유)한양특허법인

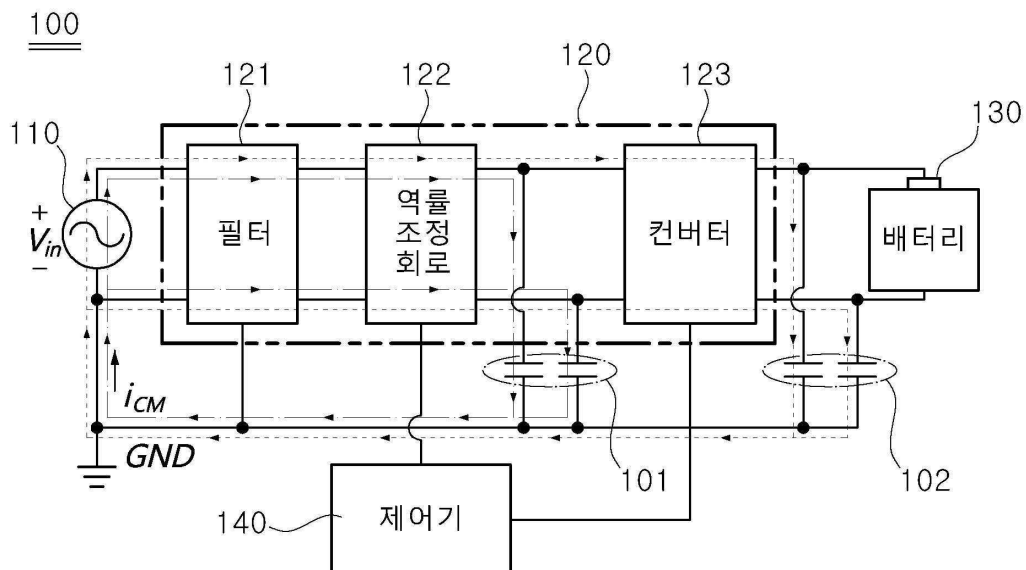
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법

(57) 요약

브릿지리스 역률 조정 회로 구조를 유지하면서도 인버터 제어를 적용할 수 있는 역률 조정 회로 스위칭 방법이 제공된다. 상기 역률 조정 회로 스위칭 방법은, 역률 조정 회로와 교류 전력이 연결됨에 따라, 제어기가 출력 커패시터의 초기 충전 동작을 수행하여 1차로 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계, 상기 제어기가 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달여부에 따라 2차로 상기 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계, 및 상기 제어기가 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달여부에 따라 상기 역률 조정 회로에 구성되는 제 1 및 제 2 폴을 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

H02M 1/44 (2013.01)

(72) 발명자

이기상

경기도 수원시 권선구 칠보로241번길 29

이지한

경기도 화성시 남양읍 시청로102번길 11, 202동 403호

이윤식

경기도 수원시 영통구 도청로 65, 5402동 2201호

이상윤

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 B동 247호

김원준

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 B동 247호

장근호

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 B동 247호

현예지

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 B동 247호

정성욱

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 B동 247호

윤한신

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 C동 441호

이동인

인천광역시 연수구 아카데미로 119, 8호관 C동 437호

명세서

청구범위

청구항 1

역률 조정 회로와 교류 전력이 연결됨에 따라, 제어기가 출력 커패시터의 초기 충전 동작을 수행하여 1차로 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계;

상기 제어기가 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달여부에 따라 2차로 상기 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계; 및

상기 제어기가 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달여부에 따라 상기 역률 조정 회로에 구성되는 제 1 및 제 2 폴을 서로 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계;

를 포함하는 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 1차로 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계는,

상기 제 1 폴 및 제 2 폴에 구성되는 제 1 내지 제 4 스위칭 소자의 역병렬 다이오드가 도통되어 상기 출력 커패시터의 출력 커패시터 전압이 상승하는 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 2차로 상기 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계는,

상기 제어기가 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달하는지를 확인하는 단계; 및

상기 확인 결과, 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달되면, 상기 제어기가 상기 제 1 폴 및 제 2 폴에 구성되는 제 1 내지 제 4 스위칭 소자를 모두 가변 시비율로 교번 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 폴을 서로 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계는,

상기 제어기가 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달하는지를 확인하는 단계; 및

상기 확인 결과, 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달되면, 상기 제어기가 AC(Alternating Current) 입력 라이브단과 연결되며, 상기 제 1 폴에 구성되는 제 1 및 제 2 스위칭 소자를 가변 시비율로 서로 교번 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 및 제 2 폴을 서로 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계는,

상기 제어기가 AC 입력 중성단과 연결되며, 상기 제 2 폴에 구성되는 제 3 및 제 4 스위칭 소자를 미리 설정되는 고정 시비율로 서로 교번 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 폴을 위한 제어 지령은 $0^\circ \sim 360^\circ$ 정현파이고, 상기 제 2 폴을 위한 제어 지령은 일정한 전압인 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 폴의 폴 전압은 $0^\circ \sim 360^\circ$ 정현파이고, 상기 제 2 폴의 폴 전압은 일정한 전압인 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

상기 제 1 폴의 폴 전압은 제 1 폴상에 있는 제 1 노드와 역률 조정 회로의 출력단상에 있는 제 3 노드 사이 전압인 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 9

제 7 항에 있어서,

상기 제 2 폴의 폴 전압은 제 2 폴상에 있는 제 2 노드와 역률 조정 회로의 출력단상에 있는 제 3 노드 사이 전압인 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 10

제 1 항에 있어서,

상기 역률 조정 회로의 출력단에서 상기 1차로 생성되는 출력 커패시터 전압 또는 상기 1차로 생성되는 출력 커패시터 전압은 상기 제 2 폴의 출력단의 상단에 구성되는 상단 Y-커패시터의 전압과 상기 제 2 폴의 출력단의 하단에 구성되는 하단 Y-커패시터의 전압을 합한 값인 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 11

제 10 항에 있어서,

상기 누설 전류는 AC 입력측 저주파 공통 모드 누설 전류이며, 하단 Y-커패시터, 제 2 폴 상에 형성되는 제 2 노드에 연결되는 인덕터, 상기 제 2 노드, 역률 조정 회로의 출력단에서 중심을 나타내는 제 3 노드, 및 하단 Y-커패시터로 이루어지는 KVL(Kirchhoff's Voltage Law) 루프를 이용하여 산출되는 것을 특징으로 하는 누설 전

류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

청구항 12

제 1 항에 있어서,

상기 역률 조정 회로는 브릿지리스 역률 조정 회로(PFC)인 것을 특징으로 하는 누설 전류 저감을 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 역률 조정 회로 스위칭 기술에 관한 것으로서, 더 상세하게는 비절연 차량 탑재형 충전기의 공통 모드 누설 전류를 저감하기 위한 역률 조정 회로 스위칭 방법에 대한 것이다.

배경 기술

[0002] 차량 탑재형 충전기는 일반적으로 PFC(Power Factor Correlation)단과 절연형 DC/DC(Direct Current/Direct Current) 단으로 구성된다. 이러한 절연형 DC/DC단의 변압기는 배터리 충전 과정에서 전력 손실을 유발하므로 충전 시간 단축의 제한 요소가 된다. 더욱이, 변압기는 전해 커패시터와 더불어 차량 탑재형 충전기 내에서 큰 부피를 차지하므로 부피 저감 측면에서도 단점이 되는 소자이다.

[0003] 변압기없는 비절연 차량 탑재형 충전기의 개발 및 탑재를 통해 상품성을 향상하는 것이 필요하다. 일반적으로, 이러한 비절연 차량 탑재형 충전기는 효율 향상과 부피 저감의 이점이 있으나, 절연형 대비 큰 공통 모드(Common Mode) 누설 전류가 발생한다는 문제점이 있다.

[0004] 부연하면, 비절연 차량 탑재형 충전기의 경우, 변압기 제거로 인해 ‘PFC 및 DC/DC 1차측’ 과 ‘DC/DC 2차측 및 고전압 배터리’가 전기적으로 분리되지 못한다. 이에 따라, ‘DC/DC 출력측 및 배터리’의 Y-커패시터가 ‘PFC 및 DC/DC 1차측’에 투영된다. 즉, ‘DC/DC 출력측 및 HV 배터리’의 Y-커패시터 전압이 PFC단의 영향을 받아 변동하여 차량 탑재형 충전기의 AC 입력단에 공통 모드 누설 전류가 발생한다.

[0005] 한편, 전력 공급 설비(EVSE: Electric Vehicle Supply Equipment) 또는 누전 차단기에서는 차량 탑재형 충전기에서 발생하는 공통 모드 누설 전류를 상시적으로 감지한다.

[0006] 이때, 일정 수준 이상의 공통 모드 누설 전류 감지시, EVSE 또는 누전 차단기에서 전력 공급을 차단하여 전기 차량의 배터리 충전이 중단된다. NFPA 70 미국 전기 공사 규정(NEC: National Electrical Code) 208.8에 따르면, 화장실, 차고 등에 GFCI(Ground Fault Circuit Interrupter)가 적용된다. 이 경우, UL943 표준 Class A 기준으로 누설 전류가 약 5mA로 제한된다.

[0007] 따라서, 비절연 차량 탑재형 충전기의 개발 및/또는 적용을 위해서는 공통 모드 누설 전류 저감이 반드시 필요하다.

[0008] 또한, 절연형 차량 탑재형 충전기에서는 브릿지리스(Bridgeless) 구조의 PFC 회로와 그 제어를 주로 적용하였으나, 비절연 OBC에서는 적용이 불가하다. 일반적으로, 브릿지리스(Bridgeless) PFC에서는 저속 스위칭 폴 중점과 AC(Alternating Current) 입력 중성(Neutral)단이 서로 연결된다.

[0009] 또한, 저속 스위칭 폴을 구성하는 두 스위치가 AC 입력 반주기마다 교번하여 On/Off 동작한다. 이에 따라, PFC 출력 및 DC/DC 출력 Y-커패시터의 전압이 AC 입력 반주기마다 급격히 변동하는 구형파 형태로 나타난다. 이러한 현상은, 인터리빙(interleaved Bridgeless) PFC에서도 동일하게 나타난다. 결과적으로, 입력 반주기마다 Y-커패시터 전압 급변으로 인한 큰 스파이크성 누설 전류가 발생한다.

[0010] 추가로, DC/DC 출력 Y-커패시터 전압이 일정한 값을 갖지 못함에 따라 BMS(Battery Management System)에서 절연 과피를 진단하여 EV 충전 동작이 중단된다. 따라서, 브릿지리스(Bridgeless) PFC가 아닌 다른 제어를 적용한 비절연 절연형 차량 탑재형 충전기의 구성이 필요하다.

[0011] 또한, 인버터 PFC에서는 Y-커패시터 전압이 급변하지는 않으나 AC 입력 주파수의 저주파 변동이 존재한다. 즉, 브릿지리스(Bridgeless) PFC의 스파이크성 누설 전류는 발생하지 않으나 저주파 누설 전류가 발생한다.

[0012] 저주파 누설 전류는 출력 Y-커패시터의 크기가 커질수록 증가하며, 비절연 PFC 고려시 고전압 배터리측 Y-커패시터가 투영되어 큰 누설 전류가 발생한다. 따라서, 일반적인 인버터 PFC가 아닌 새로운 인버터 제어를 적용한 비절연 차량 탑재형 충전기의 구성이 필요하다.

선행기술문헌

특허문헌

[0013] (특허문헌 0001) 1. 대한민국공개특허번호 제10-2017-0056797호

발명의 내용

해결하려는 과제

[0014] 본 발명은 위 배경기술에 따른 문제점을 해소하기 위해 제안된 것으로서, 브릿지리스 역률 조정 회로 구조를 유지하면서도 인버터 제어를 적용할 수 있는 역률 조정 회로 스위칭 방법을 제공하는데 그 목적이 있다.

[0015] 또한, 본 발명은 인버터 역률 조정 회로 제어 방식을 적용하여 비절연 차량 탑재형 충전기의 공통 모드 누설 전류 및 누전 차단 문제를 개선할 수 있는 역률 조정 회로 스위칭 방법을 제공하는데 또 다른 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0016] 본 발명은 위에서 제시된 과제를 달성하기 위해, 브릿지리스 역률 조정 회로 구조를 유지하면서도 인버터 제어를 적용할 수 있는 역률 조정 회로 스위칭 방법을 제공한다.

[0017] 상기 역률 조정 회로 스위칭 방법은,

[0018] 역률 조정 회로와 교류 전력이 연결됨에 따라, 제어기가 출력 커패시터의 초기 충전 동작을 수행하여 1차로 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계;

[0019] 상기 제어기가 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달여부에 따라 2차로 상기 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계; 및

[0020] 상기 제어기가 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달여부에 따라 상기 역률 조정 회로에 구성되는 제 1 및 제 2 폴을 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0021] 이때, 상기 1차로 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계는, 상기 제 1 폴 및 제 2 폴에 구성되는 제 1 내지 제 4 스위칭 소자의 역병렬 다이오드가 도통되어 상기 출력 커패시터의 출력 커패시터 전압이 상승하는 것을 특징으로 한다.

[0022] 또한, 상기 2차로 상기 출력 커패시터 전압을 상승시키는 단계는, 상기 제어기가 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달하는지를 확인하는 단계; 및 상기 확인 결과, 상기 1차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 1 기준 전압에 도달되면, 상기 제어기가 상기 제 1 폴 및 제 2 폴에 구성되는 제 1 내지 제 4 스위칭 소자를 모두 가변 시비율로 교번 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0023] 또한, 상기 제 1 및 제 2 폴을 서로 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계는, 상기 제어기가 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달하는지를 확인하는 단계; 및 상기 확인 결과, 상기 2차로 상승되는 출력 커패시터 전압이 상기 미리 설정되는 제 2 기준 전압에 도달되면, 상기 제어기가 AC(Alternating Current) 입력 라이드단과 연결되며, 상기 제 1 폴에 구성되는 제 1 및 제 2 스위칭 소자를 가변 시비율로 서로 교번 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0024] 또한, 상기 제 1 및 제 2 폴을 서로 다른 시비율로 스위칭 동작시키는 단계는,

[0025] 상기 제어기가 AC 입력 중성단과 연결되며, 상기 제 2 폴에 구성되는 제 3 및 제 4 스위칭 소자를 미리 설정되는 고정 시비율로 서로 교번 동작시키는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 한다.

- [0026] 또한, 상기 제 1 폴을 위한 제어 지령은 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ 정현파이고, 상기 제 2 폴을 위한 제어 지령은 일정한 전압인 것을 특징으로 한다.
- [0027] 또한, 상기 제 1 폴의 폴 전압은 $0^{\circ} \sim 360^{\circ}$ 정현파이고, 상기 제 2 폴의 폴 전압은 일정한 전압인 것을 특징으로 한다.
- [0028] 또한, 상기 제 1 폴의 폴 전압은 제 1 폴상에 있는 제 1 노드와 역률 조정 회로의 출력단상에 있는 제 3 노드 사이 전압인 것을 특징으로 한다.
- [0029] 또한, 상기 제 2 폴의 폴 전압은 제 2 폴상에 있는 제 2 노드와 역률 조정 회로의 출력단상에 있는 제 3 노드 사이 전압인 것을 특징으로 한다.
- [0030] 또한, 상기 역률 조정 회로의 출력단에서 상기 1차로 생성되는 출력 커패시터 전압 또는 상기 1차로 생성되는 출력 커패시터 전압은 상기 제 2 폴의 출력단의 상단에 구성되는 상단 Y-커패시터의 전압과 상기 제 2 폴의 출력단의 하단에 구성되는 하단 Y-커패시터를 합한 값인 것을 특징으로 한다.
- [0031] 또한, 상기 누설 전류는 AC 입력측 저주파 공통 모드 누설 전류이며, 하단 Y-커패시터, 제 2 폴상에 형성되는 제 2 노드에 연결되는 인덕터, 상기 제 2 노드, 역률 조정 회로의 출력단에서 중심을 나타내는 제 3 노드, 및 하단 Y-커패시터로 이루어지는 KVL(Kirchhoff's Voltage Law) 루프를 이용하여 산출되는 것을 특징으로 한다.
- [0032] 또한, 상기 역률 조정 회로는 브리짓리스 역률 조정 회로(PFC)인 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

- [0033] 본 발명에 따르면, 인버터 역률 조정 회로(Inverter power factor correlation)에서 발생하는 공통 모드 누설 전류의 주요 주파수 성분인 입력 AC(Alternating Current) 저주파 성분을 저감시킬 수 있다. 이를 바탕으로 전체 공통 모드 누설 전류의 크기를 저감할 수 있다.
- [0034] 또한, 본 발명의 다른 효과로서는 GFCI(Ground Fault Circuit Interrupter)_및 전력 공급 설비(EVSE: Electric Vehicle Supply Equipment)의 누전 차단을 방지하고, 차량 탑재형 충전기(OBC: On-Board Charger)의 정상적인 충전 동작 수행을 가능케 할 수 있다는 점을 들 수 있다. 추가적으로 전기 차량(EV: Electric Vehicle) 충전시 발생할 수 있는 사용자의 누전 감전 사고를 예방할 수 있다.
- [0035] 또한, 본 발명의 또 다른 효과로서는 Y-커패시터의 전압 평형을 성취하고 BMS(Battery Management System)의 배터리 절연 파괴 오진단 문제를 개선할 수 있다는 점을 들 수 있다.
- [0036] 또한, 본 발명의 또 다른 효과로서는 비절연 차량 탑재형 충전기 설계와 개발, 부피 저감과 효율 향상, 사용자 경험 향상에 크게 이바지할 수 있다는 점을 들 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0037] 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 역률 조정 회로 스위칭 장치의 구성 블록도이다.
- 도 2는 도 1에 도시된 필터를 포함한 역률 조정 회로의 회로도이다.
- 도 3은 도 1에 도시된 필터를 포함하지 않은 역률 조정 회로의 회로도이다.
- 도 4는 도 3에서 Y-커패시터 전압 계산을 위한 KVL(Kirchhoff's Voltage Law) 루프를 보여주는 도면이다.
- 도 5는 본 발명의 일실시예에 따른 폴 지령 전압 및 개별 폴 전압의 파형도이다.
- 도 6은 본 발명의 일실시예에 따른 Y-커패시터의 출력 전압 파형도이다.
- 도 7a는 본 발명의 일실시예에 따른 역률 조정 회로를 제어하는 과정을 보여주는 흐름도이다.
- 도 7b는 본 발명의 일실시예에 따른 동작 구간을 나타내는 도면이다.
- 도 8은 본 발명의 일실시예에 따른 역률 조정 회로의 누설 전류 시뮬레이션 실시예를 보여주는 그래프이다.
- 도 9 및 도 10은 본 발명의 일실시예에 따른 실험 결과를 보여주는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0038] 기술한 목적, 특징 및 장점은 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 후술되며, 이에 따라 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자가 본 발명의 기술적 사상을 용이하게 실시할 수 있을 것이다. 본 발명을 설명함에 있어서 본 발명과 관련된 공지 기술에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 상세한 설명을 생략한다.
- [0039] 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 상세히 설명하기로 한다. 도면에서 동일한 참조부호는 동일 또는 유사한 구성요소를 가리키는 것으로 사용된다.
- [0041] 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 역률 조정 회로 스위칭 장치(100)의 구성 블록도이다. 도 1을 참조하면, 역률 조정 회로 스위칭 장치(100)는, 외부의 교류 전력(110)을 공급받아 직류 전력으로 변환하는 충전기(120), 직류 전력을 충전하는 배터리(130), 역률 조정 회로(122) 및 컨버터(123)를 제어하는 제어기(140) 등을 포함하여 구성될 수 있다.
- [0042] 충전기(120)는 교류 전력(V_{in})에서 방해 전자파를 제거하는 필터(121), 교류 전력을 직류 전력으로 변환하고, 이 과정에서 생기는 손실을 조정하는 역률 조정 회로(122), 직류 전력을 승압 또는 감압하는 컨버터(123) 등을 포함하여 구성될 수 있다.
- [0043] 필터(121)는 교류 전력(V_{in})에서 방해 전자파를 제거하는 기능을 수행한다. 방해 전자파로는 EMI(Electro Magnetic Interference)를 들 수 있다. EMI(Electro Magnetic Interference)의 종류로는 전도 노이즈(Conducted Emission), 방사(복사) 노이즈(Radiated Emission)가 될 수 있다.
- [0044] 역률 조정 회로(122)는 방해 전자파가 제거된 교류 전력을 직류 전력으로 변환하고, 이 변환 과정에서 생기는 전력 손실을 줄이는 역할을 수행한다. 즉 역률 조정 회로(122)는 교류 전력(AC)을 직류 전력(DC)으로 변환하는 기능을 수행하는 인버터 구성과 역률을 개선하는 구성을 갖는다. 즉, 역률 조정 회로(122)는 인버터 타입 PFC가 될 수 있다.
- [0045] 컨버터(123)는 직류 전력을 승압하거나 강압하는 기능을 수행한다. 컨버터(123)는 DC-DC 컨버터가 될 수 있다.
- [0046] 배터리(130)는 배터리 셀(미도시)이 직렬 및/또는 병렬로 구성되며, 이 배터리 셀은 니켈 메탈 배터리 셀, 리튬 이온 배터리 셀, 리튬 폴리머 배터리 셀, 리튬황 배터리셀, 나트륨황 배터리 셀, 전고체 배터리 셀 등의 전기 차량용 고전압 배터리 셀이 될 수 있다.
- [0047] 일반적으로 고전압 배터리는 전기 차량을 움직이는 동력원으로 사용하는 배터리로서 100V 이상의 고전압을 말한다. 그러나, 이에 한정되지는 않으며, 저전압 배터리도 가능하다.
- [0048] 제어기(140)는 역률 조정 회로(122), 컨버터(123) 등을 제어하는 기능을 수행한다. 특히, 제어기(140)는 공통 모드 누설 전류를 저감하기 위해 역률 조정 회로(122)에 대한 스위칭 동작을 제어하는 스위칭 제어를 수행한다. 이를 위해 제어기(140)는 마이크로프로세서, 마이컴, 스위칭을 위한 변조 신호를 생성하는 변조 구동 회로 등을 포함하여 구성될 수 있다. 변조 신호는 PWM(Pulse Width Modulation), PFM(Pulse Frequency Modulation) 등이 될 수 있다.
- [0049] 제 1 출력 커패시터(101) 및 제 2 출력 커패시터(102)는 Y-Y 커패시터로서 그라운드(GND)와 역률 조정 회로(122)/컨버터(123)의 출력측에 연결된다. 이 경우, 큰 공통 모드 누설 전류(i_{CM})가 발생된다. 본 발명의 일실시예에서는 이러한 큰 공통 모드 누설 전류(i_{CM})를 저감하기 위해, 제어기(140)가 역률 조정 회로(122)에 대해 스위칭 제어를 수행한다.
- [0050] 도 2는 도 1에 도시된 필터(121)를 포함한 역률 조정 회로(122)의 회로도이다. 도 2를 참조하면, 필터(121)는 외부의 교류 전력(110)에 연결된다. 즉, 필터(121)의 양단은 AC(Alternating Current) 입력 중성단(201)과 AC 입력 라이브단(202)에 연결된다. 역률 조정 회로(122)는 브릿지리스 역률 조정 회로이다.
- [0051] 필터(121)의 출력단에 제 1 및 제 2 인덕터($L_{b1,PFC}$, $L_{b2,PFC}$)가 연결된다. 제 1 인덕터($L_{b1,PFC}$)에 전류($L_{b1,PFC}$)가 흐른다. 제 1 인덕터($L_{b1,PFC}$)는 제 1 폴(210)에 연결되고, 제 2 인덕터($L_{b2,PFC}$)는 제 2 폴(220)에 연결된다. 제 1 폴(210)에는 제 1 스위칭 소자(Q_1) 및 제 2 스위칭 소자(Q_2)가 일정 간격을 두고 직렬로 연결되고, 제 2 폴(220)에는 제 3 스위칭 소자(Q_3) 및 제 4 스위칭 소자(Q_4)가 일정 간격을 두고 직렬로 연결된다. 제 1 폴(210)

및 제 2 폴(220)은 병렬로 구성된다.

- [0052] 제 1 내지 제 4 스위칭 소자($Q_1 \sim Q_4$)는 전력 MOSFET(Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor)가 주로 사용되나, FET(Field Effect Transistor), IGBT(Insulated Gate Bipolar Mode Transistor) 등이 될 수 있다. 제 1 내지 제 4 스위칭 소자($Q_1 \sim Q_4$)의 커패시터 양단에는 각각 전압($V_{Q1}(t)$, $V_{Q1}(t)$, $V_{Q1}(t)$, $V_{Q1}(t)$)이 인가된다. 물론, 제 1 내지 제 4 스위칭 소자($Q_1 \sim Q_4$)에는 역병렬 다이오드가 구성된다. 이 역병렬 다이오드의 도통을 통해 출력 커패시터(101)의 출력 커패시터 전압이 상승한다.
- [0053] 제 2 폴(220)의 출력단에는 제 2 폴(220)의 출력단의 상단에 구성되는 상단 Y-커패시터(C_{YFPC1}) 및 제 2 폴(220)의 출력단의 하단에 구성되는 하단 Y-커패시터(C_{YFPC2})가 구성되고, 상단 Y-커패시터(C_{YFPC1}) 및 하단 Y-커패시터(C_{YFPC2})에 병렬로 상단 출력 커패시터(C_{PFC1}) 및 하단 출력 커패시터(C_{PFC2})가 구성된다. 물론, 상단 Y-커패시터(C_{YFPC1}) 및 하단 Y-커패시터(C_{YFPC2})의 중점은 그라운드(GND)에 연결된다. 이를 통해, 중점에서 AC 입력측으로 공통 모드 누설 전류($i_{CYFPC12}(t)$)가 흐른다.
- [0054] 상단 Y-커패시터(C_{YFPC1}) 및 하단 Y-커패시터(C_{YFPC2})에는 각각 전압($v_{CYFPC1}(t)$, $v_{CYFPC2}(t)$)이 인가된다. 물론, 상단 Y-커패시터(C_{YFPC1}) 및 하단 Y-커패시터(C_{YFPC2})를 따라 각각 전류($i_{CYFPC1}(t)$, $i_{CYFPC2}(t)$)가 흐른다.
- [0055] 상단 출력 커패시터(C_{PFC1}) 및 하단 출력 커패시터(C_{PFC2})는 유극성 커패시터로서 각각 출력 전압(즉, $0.5V_{PFC}$)이 된다.
- [0056] 도 3은 도 1에 도시된 필터(121)를 포함하지 않은 역률 조정 회로(122)의 회로도이다. 도 3을 참조하면, 해석의 편의를 위해 도 2에서 필터(121)를 제외하여 외부의 교류 전력($V_{in}(t)$)이 제 1 및 제 2 인덕터($L_{b1,PFC}$, $L_{b2,PFC}$)를 통해 각각 제 1 폴(210) 및 제 2 폴(220)에 연결된다. 제 1 인덕터($L_{b1,PFC}$)는 제 1 폴(210)의 제 1 노드(A)에 연결되고, 제 2 인덕터($L_{b2,PFC}$)는 제 2 폴(220)의 제 2 노드(B)에 연결된다. 또한, 브릿지리스 역률 조정 회로(122)의 출력단에서 중심을 나타내는 제 3 노드(O), 상단을 나타내는 제 4 노드(P), 하단을 나타내는 제 5 노드(N)가 가상으로 존재하는 것으로 가정한다.
- [0057] 도 4는 도 3에서 Y-커패시터 전압 계산을 위한 KVL(Kirchhoff's Voltage Law) 루프를 보여주는 도면이다. 도 4를 참조하면, KVL 루프는 $C_{YFPC2} \sim L_{b2,PFC} \sim$ 제 2 노드(B) $\sim$ 제 3 노드(O) $\sim C_{PFC2}$ 로 이루어진다. 즉, KVL 루프는 화살표와 점선을 따라 만들어지는 사각형을 의미한다. 부연하면, KVL 루프를 통해 해당 사각형 영역에서 각 소자의 전압관계를 계산한다.
- [0058] ① $\langle v_{Lb2,PFC}(t) \rangle_{Ts} = 0V$
- [0059] ② $\langle v_{CYFPC2}(t) \rangle_{Ts} = 0.5V_{PFC} + \langle v_{BO}(t) \rangle_{Ts} + \langle v_{Lb2,PFC}(t) \rangle_{Ts} = 0.5V_{PFC}$ (여기서, $v_{BO}(t)$ 는 제 3 노드(O)와 제 2 노드(B) 사이의 전압이다)
- [0060] ③ $\langle v_{CYFPC1}(t) \rangle_{Ts} = V_{PFC} - \langle v_{CYFPC2}(t) \rangle_{Ts} = 0.5V_{PFC}$
- [0061] ④ $i_{CM,LowFreq} \triangleq i_{CYFPC12}(t) = i_{CYFPC1}(t) - i_{CYFPC2}(t)$ (여기서, $i_{CM,LowFreq}$ 은 AC 입력측 저주파 공통 모드 누설 전류이다)
- [0062] ⑤
$$= C_{YFPC1} \frac{d \langle v_{CYFPC1}(t) \rangle}{dt} - C_{YFPC2} \frac{d \langle v_{CYFPC2}(t) \rangle}{dt} = 0A$$
- [0063] 위 수식에서 홀화살 괄호($\langle \rangle_{Ts}$)는 내부 변수 평균을 나타내는 평균 기호를 의미하며, 이후 수식에서도 간략하게 평균 기호($\langle \rangle$)을 의미한다.
- [0064] 위 ①은 KVL 루프에 의한 사각형 영역내에 있는 인덕터($L_{b2,PFC}$)의 전압인 $v_{Lb2,PFC}(t)$ 의 평균값을 의미한다. 인덕터 소자의 기본 성질에 의해 $v_{Lb2,PFC}(t)$ 의 평균전압은 0V이다.
- [0065] 위 ②는 위 ①의 사항을 고려하여, 사각형 영역의 전압 관계를 계산함을 의미한다. 점선 좌측과 우측에서 각각

의 화살표 방향을 따라 전압 관계가 계산된다.

- [0066] 부여하면, 우측의 제 5 노드(N)에서 시작되어 제 3 노드(O)와 제 2 노드(B)를 지나는 화살표 3개의 전압 $0.5V_{PFC}$, $V_{BO}(t)$, $V_{Lb2.PFC}(t)$ 을 모두 합친 값과 같다.
- [0067] 이 3개의 전압들은 평균으로 계산해야 하므로 평균 기호($\langle \rangle$)를 함께 표시하여 계산한다. 그러나, $0.5V_{PFC}$ 는 항상 일정한 값이므로 평균 기호를 표시할 필요가 없다. $V_{BO}(t)$ 및 $V_{Lb2.PFC}(t)$ 가 0V이므로, 최종적으로 $\langle V_{CYPFC2}(t) \rangle$ 는 $0.5V_{PFC}$ 와 같다.
- [0068] 위 ③의 경우, 제 3 노드(N)에서부터 제 4 노드(P)까지의 전압은 $0.5V_{PFC}$ 가 2개 이므로 이 둘을 합한 V_{PFC} 이다. 그런데, 제 3 노드(N)에서부터 제 4 노드(P)까지의 전압은 $V_{CYPFC1}(t)$ 와 $V_{CYPFC2}(t)$ 을 합한 것과도 같다. 이를 수학적 식으로 나타내면 다음과 같다.
- [0069]
$$V_{PFC} = \langle V_{CYPFC1}(t) \rangle_{T_s} + \langle V_{CYPFC2}(t) \rangle_{T_s}$$
- [0070] 위 식에서 $\langle V_{CYPFC2}(t) \rangle_{T_s}$ 를 이항하고, 앞선 식에서 $\langle V_{CYPFC2}(t) \rangle_{T_s}$ 는 $0.5V_{PFC}$ 가 되므로, 최종적으로 위 ③과 같은 수학적 식이 산출된다.
- [0071] 위 ④의 경우, 저주파 공통 모드 누설 전류($i_{CM.LowFreq}$)는 $i_{CYPFC12}(t)$ 와 근사적으로 같다. 한편, 저주파 공통 모드 누설 전류($i_{CM.LowFreq}$)는 전류 화살표 방향에 따라 $i_{CYPFC1}(t)$ 에서 $i_{CYPFC2}(t)$ 를 뺀 전류이다.
- [0072] 위 ⑤에서, $i_{CYPFC1}(t)$ 와 $i_{CYPFC2}(t)$ 는 제 1 Y-커패시터(C_{YPC1})와 제 2 Y-커패시터(C_{YPC2})에 흐르는 전류이며, 커패시터에 흐르는 전류는 커패시터의 기본적인 미분 수식인 $i = C (dv/dt)$ 을 따라 계산할 수 있다. 평균 전압을 가지고 계산함을 생각하여 평균 기호($\langle \rangle$)를 함께 표시하면 저주파 공통 모드 누설 전류($i_{CM.LowFreq}$)는 위 ⑤와 같이 표현된다.
- [0073] 위 ⑤에서 $V_{CYPFC1}(t)$ 과 $V_{CYPFC2}(t)$ 는 $0.5V_{PFC}$ 의 상수이므로, 미분 계산을 하면 0이 된다. 따라서, 저주파 공통 모드 누설 전류($i_{CM.LowFreq}$)는 0A가 된다.
- [0074] 도 5는 본 발명의 일실시예에 따른 폴 지령 전압 및 개별 폴 전압의 파형도이다. 도 5의 (a)는 폴 지령 전압의 파형도이고, 도 5의 (b)는 개별 폴 전압의 파형도이다.
- [0075] 도 5의 (a)를 참조하면, 제 1 및 제 2 폴(210, 220)은 같은 반송파를 공유하며, 제 1 폴(210)을 위한 제어 지령($V_{A.ref}(t)$)은 $0^\circ \sim 360^\circ$ 정현파로서, $+0.5V_{PFC}$ 와 $-0.5V_{PFC}$ 사이에서 움직인다. 또한, 제어 지령($V_{A.ref}(t)$)은 0V로부터 정현파의 마루까지의 크기($V_g(t)$)를 갖는다. 제 2 폴(220)을 위한 제어 지령($V_{B.ref}(t)$)은 일정한 전압(예를 들면, 0V)을 갖는다.
- [0076] 따라서, 제 1 폴(210)을 위한 제어 지령($V_{A.ref}(t)$)과 제 2 폴(220)을 위한 제어 지령($V_{B.ref}(t)$)은 서로 90° 의 위상차를 갖는다.
- [0077] 도 5의 (b)를 참조하면, 제 1 폴(210)의 폴 전압($\langle V_{A0}(t) \rangle_{T_s}$)은 $0^\circ \sim 360^\circ$ 정현파로서, $+0.5V_{PFC}$ 와 $-0.5V_{PFC}$ 사이에서 움직인다. 또한, 제 1 폴(210)의 폴 전압($\langle V_{A0}(t) \rangle_{T_s}$)은 0V로부터 정현파의 마루까지의 크기($V_g(t)$)를 갖는다. 제 2 폴(220)의 폴 전압($\langle V_{B0}(t) \rangle_{T_s}$)은 일정한 전압(예를 들면, 0V)을 갖는다.
- [0078] 제 1 폴(210)의 폴 전압($\langle V_{A0}(t) \rangle_{T_s}$)은 제 1 폴(210)상에 있는 제 1 노드(도 3의 A)와 역률 조정 회로(122)의 출력단상에 있는 제 3 노드(도 3의 O)사이 전압이고, 제 2 폴(220)의 폴 전압($\langle V_{B0}(t) \rangle_{T_s}$)은 제 2 폴(220)상에 있는 제 2 노드(B)와 역률 조정 회로(122)의 출력단상에 있는 제 3 노드(도 3의 O)사이 전압이다.
- [0079] 도 6은 본 발명의 일실시예에 따른 Y-커패시터의 출력 전압 파형도이다. 도 6을 참조하면, 역률 조정 회로(122)의 출력단에 연결되는 제 1 출력 커패시터(101)의 출력 전압이 도시된다. 출력 커패시터 전압(V_{PFC})은 상단 Y-커패시터(C_{YPC1})의 전압($V_{CYPFC1}(t)$)과 하단 Y-커패시터(C_{YPC2})의 전압($V_{CYPFC2}(t)$)을 합한 값이다. 즉, 상단 Y-커패시터(C_{YPC1})의 전압($V_{CYPFC1}(t)$)과 하단 Y-커패시터(C_{YPC2})의 전압($V_{CYPFC2}(t)$)은 각각 $0.5V_{PFC}$ 이다. 출력 커패시터 전

압(V_{PFC})은 0V인 제 3 노드(도 3의 N)로부터 증가된 전압이다.

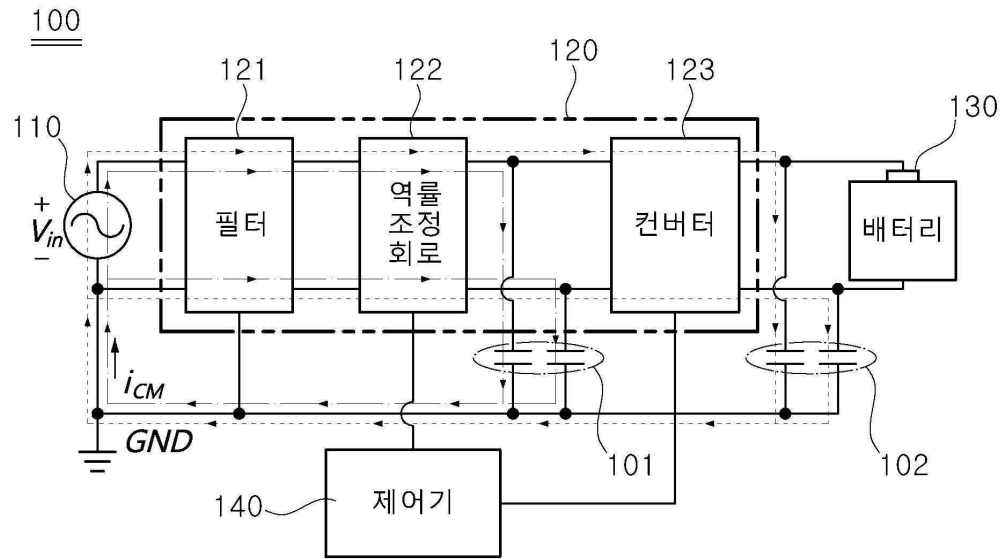
- [0080] 도 7a는 본 발명의 일실시예에 따른 역률 조정 회로(122)를 제어하는 과정을 보여주는 흐름도이다. 도 7 a를 참조하면, 외부의 교류 전력(110)을 충전기(120)에 연결되면, 제어기(140)는 출력 커패시터(101)의 초기 충전 동작을 수행하여 1차로 출력 커패시터 전압을 상승시킨다(단계 S710). 출력 커패시터(101)는 상단 Y-커패시터(C_{YPC1})와 하단 Y-커패시터(C_{YPC2})로 구성된다. 이때, 제 1 및 제 2 폴(210,220)은 스위칭되지 않는다. 다만, 제 1 내지 제 4 스위칭 소자(Q_1 내지 Q_4)의 역병렬 다이오드가 도통되어 1차로 출력 커패시터 전압이 상승한다. 상승한 출력 커패시터 전압의 크기는 약 311V이다.
- [0081] 이후, 제어기(140)는 1차로 상승한 출력 커패시터 전압이 제 1 기준 전압(약 311V)에 도달하는지를 확인한다(단계 S720).
- [0082] 단계 S720에서, 확인결과, 1차로 상승한 출력 커패시터 전압이 제 1 기준 전압(약 311V)에 도달하면, 제어기(140)는 역률 조정 회로(122)의 제 1 및 제 2 폴(210,220) 모두에 대해 수십 kHz의 고속 스위칭 동작을 수행하여 2차로 출력 커패시터 전압을 상승시킨다(단계 S730). 부연하면, 제 1 및 제 2 폴(210,220)에 구성되는 제 1 내지 제 4 스위칭 소자(Q_1 내지 Q_4)는 모두 가변 시비율로 교번 동작된다.
- [0083] 이와 달리, 단계 S720에서, 확인결과, 출력 커패시터 전압이 제 1 기준 전압(약 311V)에 도달하지 않으면, 단계 S710 내지 S720이 다시 진행된다.
- [0084] 단계 S730이후, 제어기(140)는 2차로 상승한 출력 커패시터 전압이 제 2 기준 전압(약 750V)에 도달하는 지를 확인한다(단계 S740).
- [0085] 단계 S740에서, 확인 결과, 2차로 상승한 출력 커패시터 전압이 제 2 기준 전압(약 750V)에 도달하면, 구성되는 제 1 및 제 2 폴(210,220)을 다른 시비율로 스위칭 동작시킨다(단계 S750, S760).
- [0086] 부연하면, 제어기(140)는 AC 입력 라이브단(202)과 연결된 제 1 및 제 2 스위칭 소자(Q_1 & Q_2)를 미리 설정되는 가변 시비율로 서로 교번 동작시킨다(단계 S750). 즉, 제 1 폴(210)의 경우, 가변 듀티 제어가 사용된다.
- [0087] 또한, 제어기(140)는 AC 입력 중성단(201)과 연결된 제 3 및 제 4 스위칭 소자(Q_3 & Q_4)를 미리 설정되는 고정 시비율로 서로 교번 동작시킨다(단계 S760). 즉, 제 2 폴(220)의 경우, 0.5 고정 듀티 제어가 사용된다.
- [0088] 물론, 단계 S750과 S760은 이해를 위해 구분하였으나, 단계 S750과 S760은 동시에 진행될 수 있다.
- [0089] 한편, 단계 S740에서, 확인 결과, 2차로 상승한 출력 커패시터 전압이 제 2 기준 전압에 도달하지 못하면, 단계 S730 내지 S740이 다시 진행된다.
- [0090] 도 7b는 본 발명의 일실시예에 따른 동작 구간을 나타내는 도면이다. 제 1 동작 구간(구간 1)은 단계 S710에 해당되며, 제 2 동작 구간(구간1)은 단계 S730에 해당되며, 제 3 동작 구간(구간3)은 단계 S750 및 S760에 해당된다.
- [0091] 도 8은 본 발명의 일실시예에 따른 역률 조정 회로의 누설 전류 시뮬레이션 실시예를 보여주는 그래프이다. 도 8을 참조하면, 위에서부터 제 1 폴(210)을 위한 지령 전압과 제 2 폴을 위한 지령 전압을 나타내는 지령 파형(810,820), 입력 전압(V_{in})을 나타내는 입력 전압 파형(830), 인덕터 전류를 나타내는 인덕터 전류 파형(840), 출력 커패시터 전압(V_{PFC}), 하단 Y-커패시터(C_{YPC2})의 양단 전압, 및 상단 Y-커패시터(C_{YPC1})의 양단 전압을 나타내는 출력 전압 파형(850,860,870), 누설전류(i_{cm})를 나타내는 전류 파형(880) 등이 도시된다.
- [0092] 누설 전류 실효값은 약 $2.6mA_{rms}$ 로서, 차량 탑재형 충전기(OBC)가 충전 동작을 정상적으로 수행하고 있음을 나타낸다. 또한, 누설전류(i_{cm})의 파형을 살펴보면, 저주파 누설 전류가 크게 저감되며, 고주파 성분만이 존재함을 나타낸다.
- [0093] 도 8의 경우, 시뮬레이션 주요 파라미터를 보면 다음과 같다.

표 1

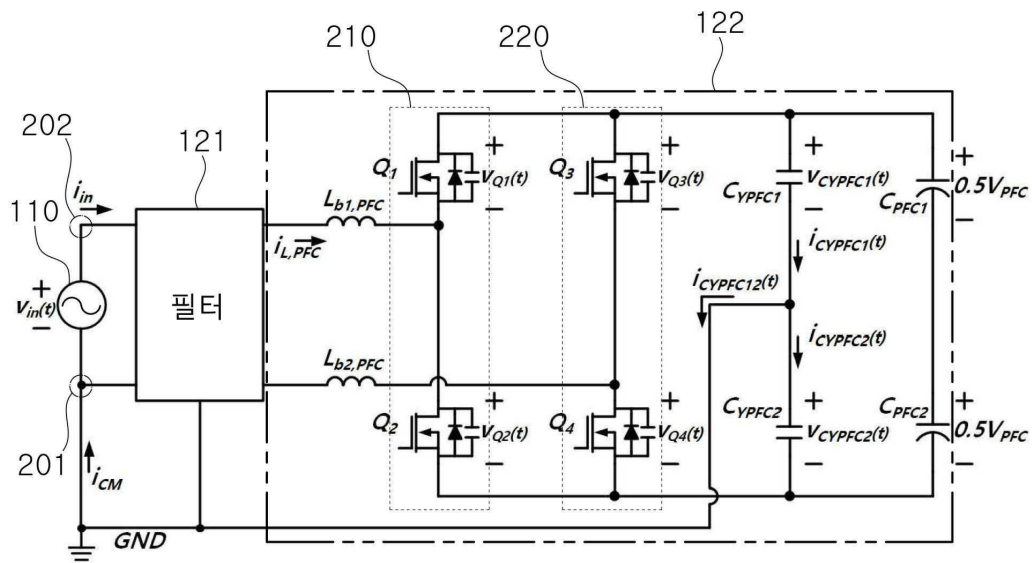
파라미터	값(value)
입력 전압(V_{in})	220V _{ac}

도면

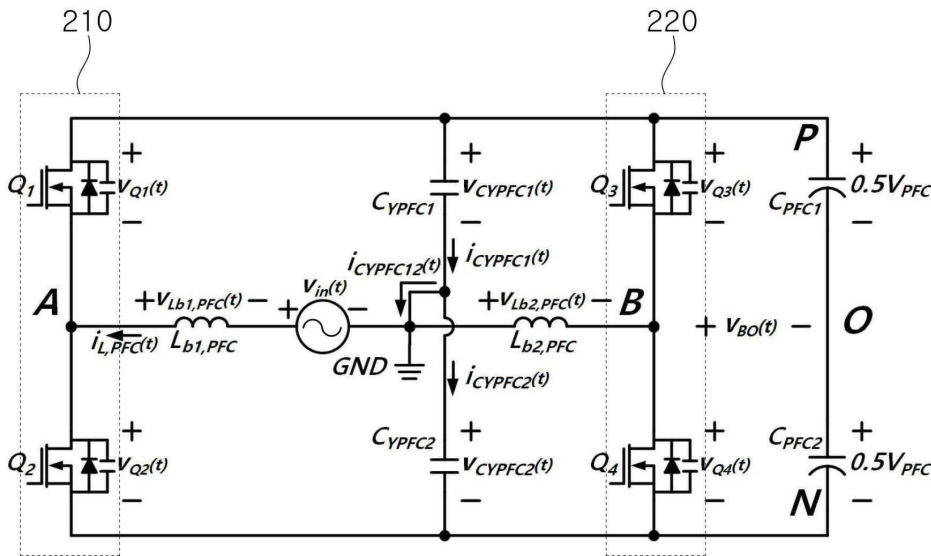
도면1



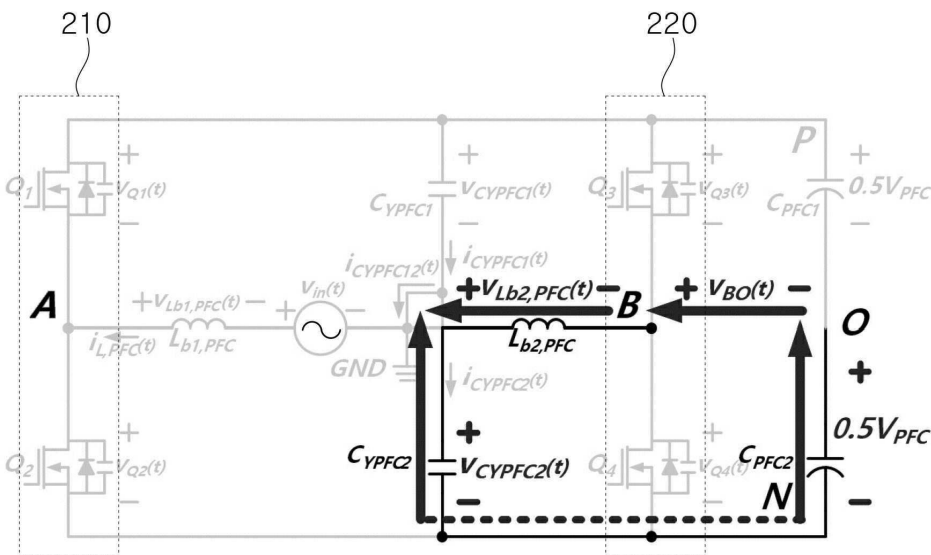
도면2



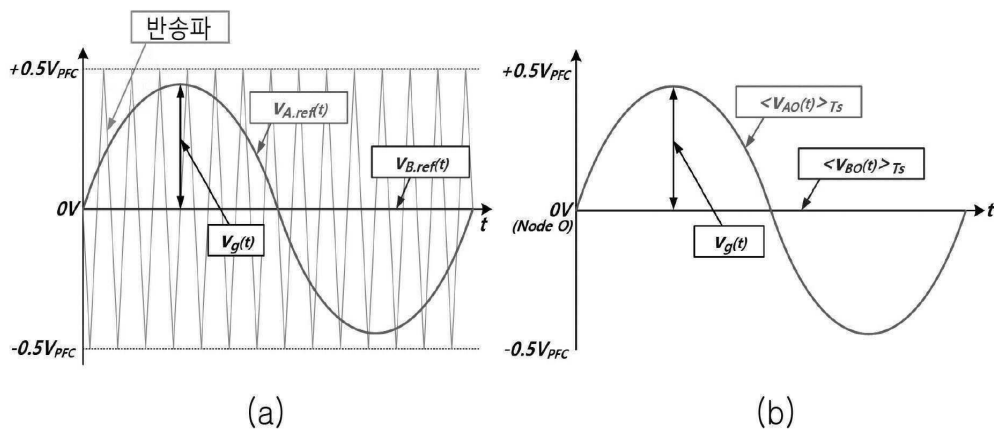
도면3



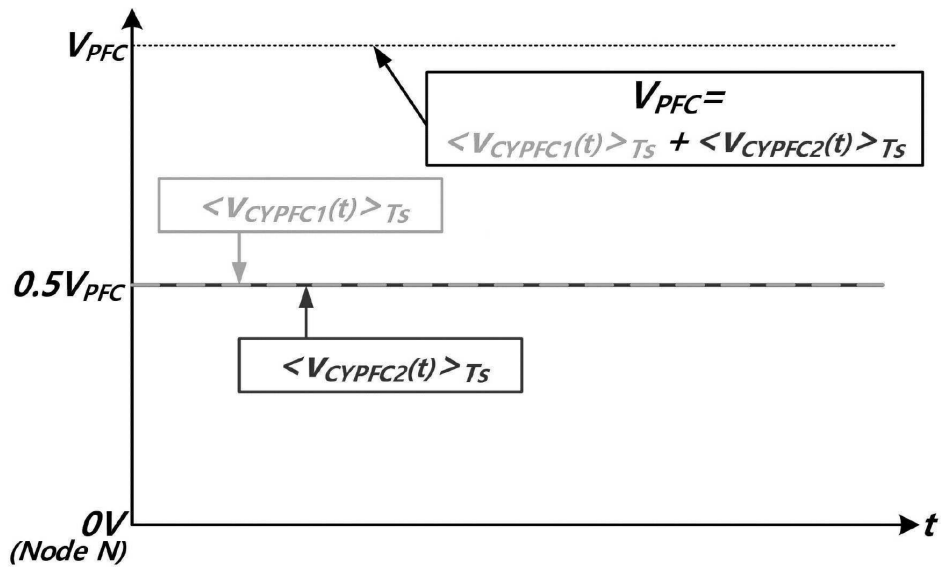
도면4



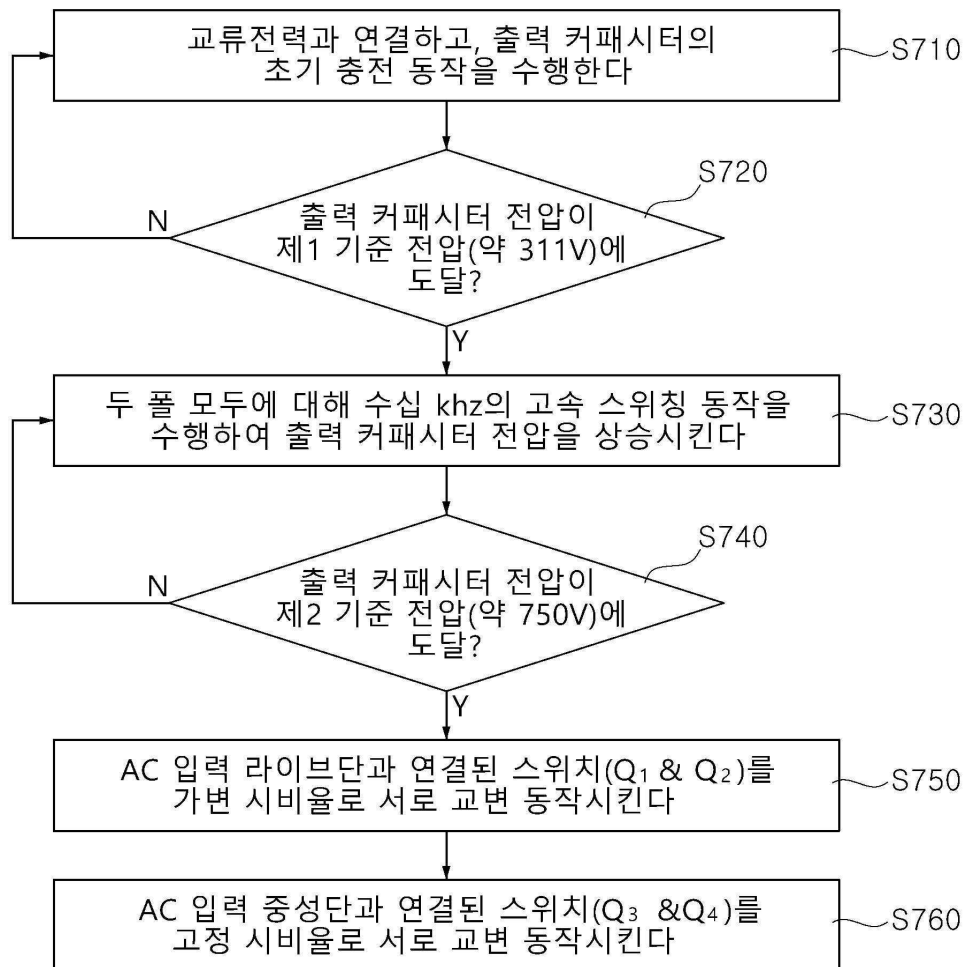
도면5



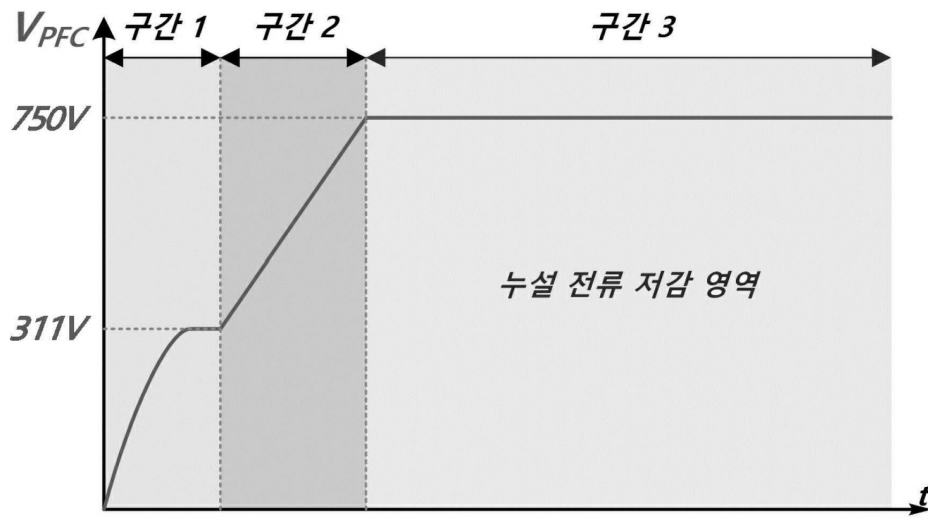
도면6



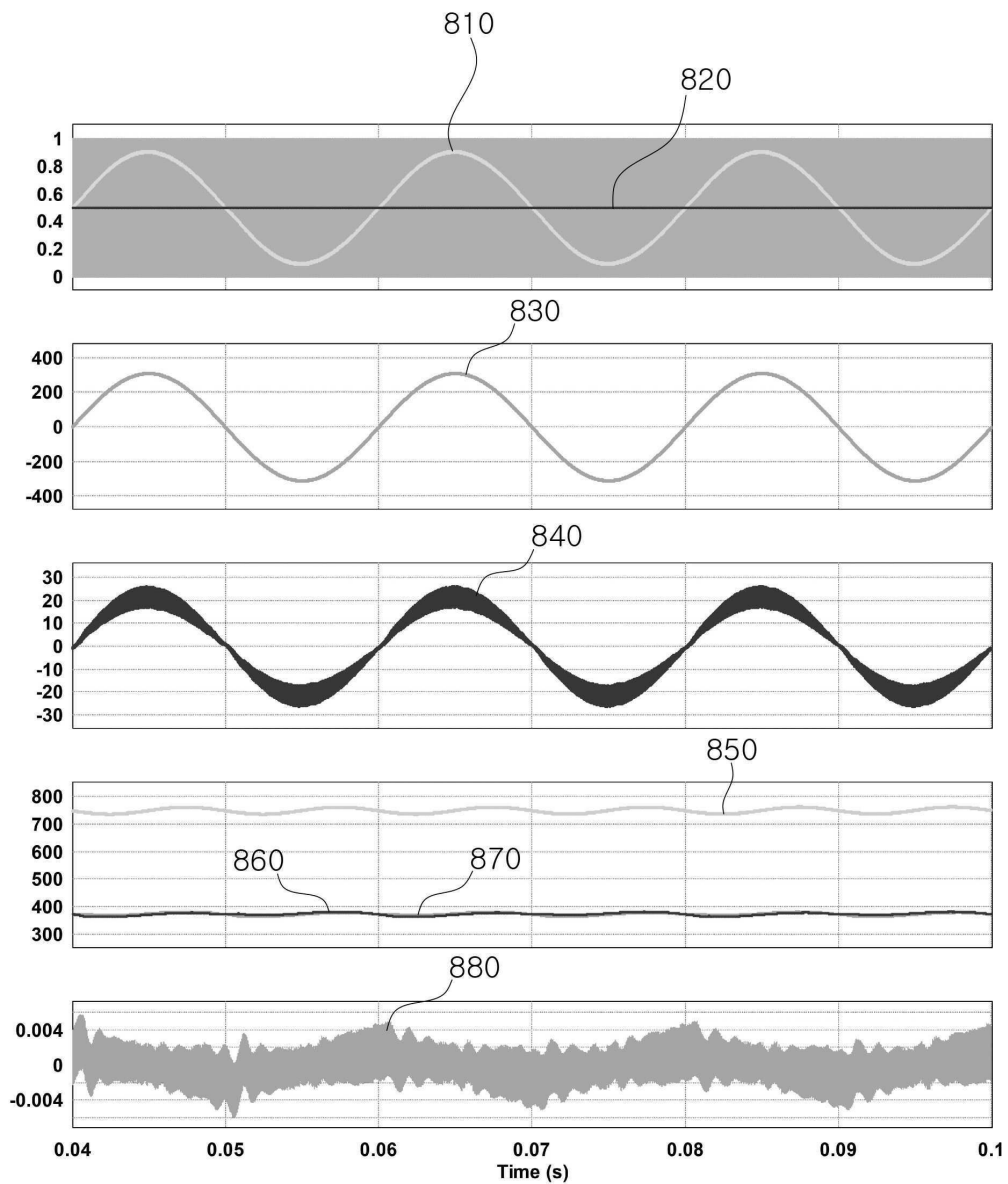
도면7a



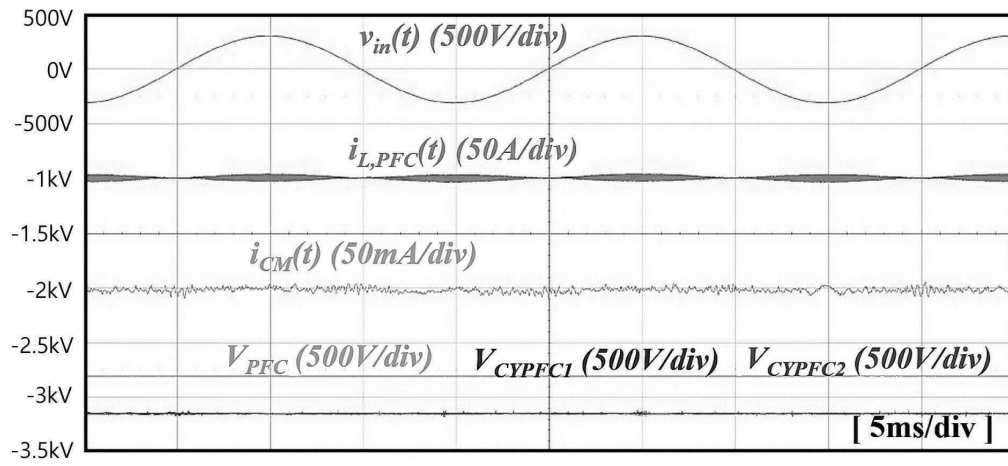
도면7b



도면8



도면9



도면10

