



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년01월09일
 (11) 등록번호 10-1937013
 (24) 등록일자 2019년01월03일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 H02M 1/42 (2007.01) H02M 1/08 (2006.01)
 H02M 3/335 (2006.01) H02M 5/12 (2006.01)
 H03K 5/01 (2006.01)
 (52) CPC특허분류
 H02M 1/4225 (2013.01)
 H02M 1/08 (2013.01)
 (21) 출원번호 10-2017-0016875
 (22) 출원일자 2017년02월07일
 심사청구일자 2017년02월07일
 (65) 공개번호 10-2018-0091543
 (43) 공개일자 2018년08월16일
 (56) 선행기술조사문헌
 JP2016046959 A*
 KR1020150101877 A*
 KR1020050041716 A*
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
명지대학교 산학협력단
 경기도 용인시 처인구 명지로 116 (남동, 명지대학교)
 (72) 발명자
이준영
 경기도 용인시 기흥구 죽현로 12, 302동 602호(보정동, 죽현마을동원로얄듀크아파트)
최승원
 경기도 안산시 상록구 안산대학로 112, 301호 (일동)
 (뒷면에 계속)
 (74) 대리인
송인호, 최관락

전체 청구항 수 : 총 4 항

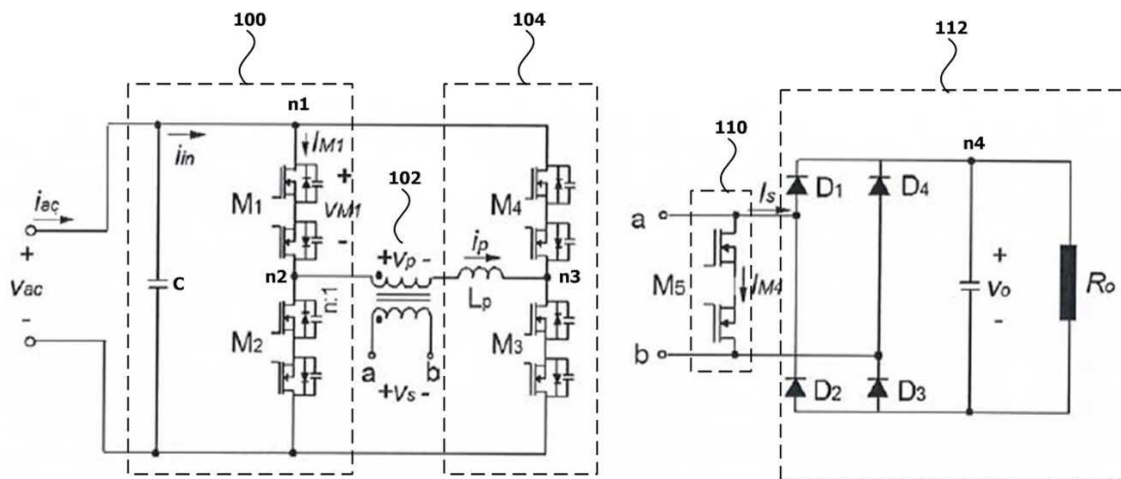
심사관 : 최창락

(54) 발명의 명칭 **역률 개선 컨버터**

(57) 요약

고내압 스위치를 사용하지 않으면서 효율을 최대화할 수 있는 절연형 전압원 역률 개선 컨버터가 개시된다. 상기 역률 개선 컨버터는 변압기, 상기 변압기의 1차측 전단에 사용되는 전단 회로 및 상기 변압기의 1차측 후단에 사용되는 후단 회로를 포함한다. 여기서, 상기 전단 회로는 인덕터를 포함하지 않고 상기 후단 회로는 인덕터를 사용한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류

H02M 3/335 (2013.01)
H02M 5/12 (2013.01)
H03K 5/01 (2013.01)
H03K 7/08 (2013.01)
Y02B 70/126 (2013.01)

이병권

충청남도 천안시 서북구 서부1길 57 (성정동)

(72) 발명자

김윤재

경기도 용인시 처인구 포곡로5번길 28, 가동 202호
(유방동, 한미빌라)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	20162020107590
부처명	산업통상자원부
연구관리전문기관	한국에너지기술평가원
연구사업명	산업기술혁신사업
연구과제명	전기차용 고효율 LDC 기능을 내장한 소형 경량화 OBC 개발 기술 개발
기 여 율	1/1
주관기관	명지대학교 산학협력단
연구기간	2016.06.29 ~ 2016.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

변압기;

상기 변압기의 1차측 전단에 사용되는 전단 회로; 및

상기 변압기의 1차측 후단에 사용되는 후단 회로를 포함하며,

상기 전단 회로는,

캐패시터; 및

상기 캐패시터와 병렬로 연결된 제 1 스위치 및 제 2 스위치를 포함하고,

상기 후단 회로는,

상기 변압기의 1차측의 타단자에 연결된 인덕터; 및

제 3 스위치 및 제 4 스위치를 포함하되,

상기 전단 회로는 인덕터를 포함하지 않고 상기 후단 회로는 상기 인덕터를 사용하고, 상기 제 1 스위치 및 상기 제 2 스위치 사이의 노드는 상기 변압기의 1차측의 일 단자에 연결되며, 상기 전단 회로는 인덕터를 포함하지 않고 상기 후단 회로는 인덕터를 사용하고, 상기 제 1 스위치 또는 상기 제 2 스위치는 스위치들이 직렬로 연결된 Back-to-Back 구조를 가지며, 상기 전단 회로는 브리지 다이오드로 이루어진 정류기를 사용하지 않으며, 상기 제 3 스위치와 상기 제 4 스위치 사이의 노드는 상기 인덕터의 일단에 연결되며, 상기 제 1 스위치와 상기 제 3 스위치는 동일하게 동작하고, 상기 제 2 스위치와 상기 제 4 스위치가 동일하게 동작하며, 상기 제 3 스위치 또는 상기 제 4 스위치는 스위치들이 직렬로 연결된 Back-to-Back 구조를 가지는 것을 특징으로 하는 역률 개선 컨버터.

청구항 2

삭제

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 변압기의 2차측에 연결된 변압기 제어부;

상기 변압기 제어부에 연결된 브리지 다이오드를 포함하되,

상기 변압기 제어부는 제 5 스위치로서 상기 변압기의 동작을 제어하고, 상기 제 5 스위치는 고정 주파수로 동작하며, 상기 제 5 스위치가 고정 주파수로 동작함에 따라 상기 변압기의 1차측에 흐르는 전류가 불연속 모드 (Discontinuous mode, DCM)로 동작하는 것을 특징으로 하는 역률 개선 컨버터.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 변압기 제어부를 제어하며, 전압 제어기 및 PWM 회로를 가지는 스위치 제어부를 더 포함하되,

상기 PWM 회로는 상기 전압 제어기의 출력을 PWM 신호로 변환하여 상기 제 5 스위치의 제어 신호로 출력시키는 것을 특징으로 하는 역률 개선 컨버터.

청구항 7

제6항에 있어서, 상기 스위치 제어부는,
 파형 조절기(WAVESHAPER)를 더 포함하되,
 상기 파형 조절기는 상기 전압 제어기의 출력의 파형을 조절하는 것을 특징으로 하는 역률 개선 컨버터.

청구항 8

삭제

청구항 9

삭제

청구항 10

삭제

청구항 11

삭제

청구항 12

삭제

청구항 13

삭제

청구항 14

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 역률 개선 컨버터에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 종래 충전기는 역률 개선을 위하여 절연형 DC/DC 컨버터를 주로 사용한다. 이러한 절연형 DC/DC 컨버터는 넓은 범위의 배터리 전압에 대응하도록 설계되나, 배터리의 최고점에서도 충전이 되도록 설계되어 변압기의 2차측 권선비가 높아지고 이로 인하여 스위치 전류 스트레스 및 2차측 정류기 전압 스트레스가 증가한다. 결과적으로, 절연형 DC/DC 컨버터의 최대 효율이 역률 개선을 고려하면 실제 92%를 넘기지 못한다.

[0003] 이를 개선하기 위하여 절연형 부스트 컨버터가 등장하였다. 그러나, 이러한 절연형 부스트 컨버터는 변압기의 누설로 인하여 스위치 전압 스트레스가 증가되어 고내압의 스위치를 필요로 하였으며, 변압기의 누설에 의한 전압 서지를 억제하기 위하여 스너버 회로를 추가하여야 해서 컨버터의 효율이 저하될 수밖에 없다.

선행기술문헌

특허문헌

[0004] (특허문헌 0001) KR 10-1675846 B

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 본 발명은 고내압 스위치를 사용하지 않으면서 효율을 최대화할 수 있는 절연형 전압원 역률 개선 컨버터를 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0006] 상기한 바와 같은 목적을 달성하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 역률 개선 컨버터는 변압기; 상기 변압기의 1차측 전단에 사용되는 전단 회로; 및 상기 변압기의 1차측 후단에 사용되는 후단 회로를 포함한다. 여기서, 상기 전단 회로는 인덕터를 포함하지 않고 상기 후단 회로는 인덕터를 사용한다.

[0007] 본 발명의 다른 실시예에 따른 역률 개선 컨버터는 변압기; 상기 변압기의 1차측 전단에 사용되는 전단 회로; 및 상기 변압기의 1차측 후단에 사용되는 후단 회로를 포함한다. 상기 전단 회로는 적어도 하나의 제 1 스위치를 포함하고 상기 후단 회로는 적어도 하나의 제 2 스위치를 포함한다. 여기서, 상기 제 1 스위치 및 상기 제 2 스위치는 각기 스위치들이 직렬로 연속적으로 연결된 Back-to-Back 구조를 가지며, 상기 전단 회로는 브리지 다이오드를 사용하지 않는다.

[0008] 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 역률 개선 컨버터는 변압기; 상기 변압기의 1차측 회로; 및 상기 변압기의 2차측 회로를 포함한다. 여기서, 상기 1차측 회로는 적어도 하나의 제 1 스위치를 가지고 상기 2차측 회로는 적어도 하나의 제 2 스위치를 가진다. 상기 제 1 스위치는 시비율로 가지고 고정 주파수로 제어되고, 상기 제 2 스위치는 상기 변압기의 동작을 제어한다.

[0009] 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 3상 역률 개선 컨버터에서, 각 상은 변압기; 상기 변압기의 1차측 전단에 사용되는 전단 회로; 및 상기 변압기의 1차측 후단에 사용되는 후단 회로를 포함한다. 여기서, 상기 전단 회로는 인덕터를 포함하지 않고 상기 후단 회로는 인덕터를 사용한다.

발명의 효과

[0010] 본 발명에 따른 역률 개선 컨버터는 인덕터를 변압기의 1차측 전단에 위치시키지 않고 1차측 후단에 위치시키는 회로로 구현한다. 결과적으로, 고내압의 스위치가 필요치 않고 일반 스위치를 사용할 수 있으며, 스너버 회로가 필요치 않아서 컨버터의 효율이 향상될 수 있다.

[0011] 또한, 변압기의 1차측 스위치를 Back-to-Back(B2B) 구조로 구현하여 1차측에 브리지 다이오드를 사용하지 않을 수 있다.

[0012] 게다가, 3상 구조인 경우, 3상이 변압기의 2차측 회로를 공통으로 사용하고 특정 상에만 출력 캐패시터 및 부하를 추가하는 회로 구조를 사용한다. 결과적으로, 컨버터의 사이즈가 감소하고 출력 캐패시터로 필름 캐패시터의 사용이 가능하다.

도면의 간단한 설명

- [0014] 도 1은 본 발명의 제 1 실시예에 따른 절연형 전압원 PFC 컨버터를 도시한 회로도이다.
- 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 스위치를 제어하는 회로를 도시한 도면이다.
- 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 입력 전압의 양의 반주기 동안의 동작 파형을 도시한 도면이다.
- 도 4는 도 3의 파형에 따른 PFC 컨버터의 동작을 도시한 도면이다.
- 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 입력 전압의 음의 반주기 동안의 동작 파형을 도시한 도면이다.
- 도 6은 도 5의 파형에 따른 PFC 컨버터의 동작을 도시한 도면이다.
- 도 7은 WAVESHAPER가 없을 때와 존재할 때의 입력 전류 첨두치와 AC 전류 파형을 도시한 도면이다.

도 8은 모의 실험 결과로서 PFC 컨버터의 입력 전류, 인덕터 전류 및 출력 전압 과정을 도시한 도면이다.

도 9는모의 실험 결과로서 입력 전압 양의 반주기에서의 스위칭 파형(a)과 음의 반주기에서의 스위칭 파형(b)을 도시한 도면이다.

도 10은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 절연형 전압원 PFC 컨버터를 도시한 회로도이다.

도 11은 본 발명의 제 3 실시예에 따른 절연형 전압원 PFC 컨버터를 도시한 회로도이다.

도 12는 도 11의 파형을 도시한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0015] 본 명세서에서 사용되는 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 명세서에서, "구성된다" 또는 "포함한다" 등의 용어는 명세서상에 기재된 여러 구성 요소들, 또는 여러 단계들을 반드시 모두 포함하는 것으로 해석되지 않아야 하며, 그 중 일부 구성 요소들 또는 일부 단계들은 포함되지 않을 수도 있고, 또는 추가적인 구성 요소 또는 단계들을 더 포함할 수 있는 것으로 해석되어야 한다. 또한, 명세서에 기재된 "...부", "모듈" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어 또는 소프트웨어로 구현되거나 하드웨어와 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.
- [0017] 본 발명은 절연형 전압원 역률 개선(Power Factor Correction, PFC) 컨버터, 예를 들어 전기 자동차용 PFC 컨버터에 관한 것으로서, 고내압 스위치를 사용하지 않으면서도 높은 효율을 구현할 수 있다.
- [0018] 일 실시예에 따르면, 본 발명의 PFC 컨버터는 인덕터를 변압기의 1차측 전단에 위치시키지 않고 1차측 후단에 위치시키는 구조를 사용할 수 있다.
- [0019] 만일, 인덕터를 변압기의 1차측 전단에 위치시키면, 변압기의 누설에 의해 스위치 전압 스트레스가 증가되어 고내압의 스위치가 필요하게 되며, 변압기 누설에 의한 전압 서지를 억제하기 위하여 스너버(snubber) 회로가 추가되어야 해서 높은 효율을 실현할 수가 없다.
- [0020] 반면에, 본 발명의 PFC 컨버터는 인버터를 변압기의 1차측 후단에 위치시켜 사용하므로, 고내압의 스위치가 아닌 일반 스위치를 사용할 수 있고, 스너버 회로가 필요하지 않아서 높은 효율을 실현할 수가 있다.
- [0021] 다른 실시예에 따르면, 본 발명의 PFC 컨버터는 변압기의 1차측 스위치를 Back-to-Back(B2B) 구조로 구현하여 1차측에 브리지 다이오드를 사용하지 않을 수 있다.
- [0023] 이하, 본 발명의 다양한 실시예들을 첨부된 도면을 참조하여 상술하겠다.
- [0024] 도 1은 본 발명의 제 1 실시예에 따른 절연형 전압원 PFC 컨버터를 도시한 회로도이고, 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 스위치를 제어하는 회로를 도시한 도면이다.
- [0025] 도 1을 참조하면, 본 실시예의 절연형 전압원 PFC 컨버터는 전단 회로(100), 변압기(102), 후단 회로(104), 변압기 제어부(110) 및 출력단(112)을 포함할 수 있다.
- [0026] 전단 회로(100)는 변압기(102)의 1차측의 전단(전압원에 가까운 위치)에 위치하는 회로들을 의미하며, 캐패시터(C) 및 스위치들(M1 및 M2)을 포함할 수 있다. 전단 회로(100)의 입력원으로는 전압이 사용된다.
- [0027] 캐패시터(C)는 전압원과 연결되며, 스위치들(M1 및 M2)에 대하여 병렬로 연결된다.
- [0028] 스위치(M1)는 노드(n1), 즉 캐패시터(C)의 일단에 연결되고, 스위치(M2)는 노드(n1)을 기준으로 하여 스위치(M1)와 직렬로 연결되며 변압기(104)를 기준으로 하여 스위치(M1)와 병렬로 연결될 수 있다.
- [0029] 일 실시예에 따르면, 스위치들(M1 및 M2)은 시비율을 가지고 고정 주파수로 동작할 수 있으며, 예를 들어 각기 50% 듀티비(Duty ratio)를 가지고 동작할 수 있다. 결과적으로, 입력 전류(i_{ac})의 흐름 경로에 위치하는 회로들이 고주파로 동작할 수 있으며, 따라서 변압기(102)로 고주파 변압기를 사용할 수 있다.
- [0030] 또한, 스위치들(M1 및 M2)은 상보적으로 동작할 수 있다. 예를 들어, 스위치(M1)가 온(ON)일 때 스위치(M2)는 오프(OFF)일 수 있고, 스위치(M1)가 오프일 때 스위치(M2)는 온일 수 있다.
- [0031] 일 실시예에 따르면, 스위치들(M1 및 M2)은 도 1에 도시된 바와 같이 각기 Back-to-Back(B2B) 구조로 구현될 수 있으며, 그 결과 캐패시터(C) 전단에 브리지 다이오드로 이루어진 정류기를 사용하지 않을 수 있다. 즉, 변압기

(102)의 1차측 스위치들(M1 및 M2)의 전단에 캐패시터(C)만 존재하는 Voltage-fed input 구조를 가질 수 있다.

- [0032] 변압기(102)의 1차측 일 단자는 스위치들(M1 및 M2) 사이의 노드(n2)에 연결되며, 1차측 타 단자는 인덕터(Lp)에 연결될 수 있다. 즉, 인덕터(Lp)가 변압기(102)의 1차측 후단(전압원으로부터 먼 위치)에 위치할 수 있다.
- [0033] 일 실시예에 따르면, 변압기(102)는 변압기 제어부(110)에 의해 제어될 수 있다.
- [0034] 변압기 제어부(110)는 변압기(102)의 2차측에 연결되며, 도 1에 도시된 바와 같이 Back-to-Back(B2B) 구조를 가지는 스위치(M5)로 이루어질 수 있다. 여기서, 스위치(M5)는 풀 브리지 다이오드의 전단에 연결된다.
- [0035] 본 발명의 PFC 컨버터는 특히 스위치(M5)로 변압기(102)를 제어하는 구조를 사용한다. 결과적으로, 스위치(M5)가 온/오프됨에 따라 변압기(102)의 1차측 전압이 달라지게 된다. 따라서, 변압기(102)의 1차측에 흐르는 전류가 불연속 모드(Discontinuous mode, DCM)로 흐르게 된다. 이 경우, 입력 전류의 하모닉을 제어할 필요가 없게 되며, 즉 하모닉을 제어하기 위한 추가 회로가 필요치 않다.
- [0036] 따라서, 스위치(M5)를 제어하는 스위치 제어부는 도 2의 (A)에 도시된 바와 같이 하모닉을 제어하는 회로없이 충전을 제어하는 전압 제어기(200) 및 PWM 회로(204)만을 포함하여도 된다.
- [0037] PWM 회로(204)는 전압 제어기(200)의 출력을 PWM 신호로 변환하여 스위치(M5)로 제공하며, 그 결과 스위치(M5)가 특정 주파수로 스위칭하게 된다.
- [0038] 일 실시예에 따르면, 상기 스위치 제어부는 파형 조절기(WAVESHAPER, 202)를 더 포함할 수 있다. 파형 조절기(202)는 전압 제어기(200)의 출력의 파형을 조절하여 입력 전압과 배터리 전압 정보로부터 입력 전류를 이상적인 정현파로 실현시키며, 그 결과 0.96 이상의 고역률을 실현할 수가 있다.
- [0039] 후단 회로(104)는 변압기(102)의 1차측 후단에 위치하며, 인덕터(Lp) 및 복수의 스위치들(M3 및 M4)을 포함할 수 있다.
- [0040] 인덕터(Lp)의 일단은 변압기(102)의 1차측 타단자에 연결되며, 타단은 스위치들(M3 및 M4) 사이의 노드(n3)에 연결된다.
- [0041] 스위치들(M3 및 M4)은 시비율을 가지고 고정 주파수로 동작할 수 있으며, 예를 들어 각기 50% 듀티비를 가지고 동작할 수 있다.
- [0042] 일 실시예에 따르면, 스위치들(M3 및 M4)은 각기 Back-to-Back(B2B) 구조를 가질 수 있으며, 상보적으로 동작할 수 있다. 예를 들어, 스위치(M3)가 온일 때 스위치(M4)는 오프일 수 있고, 스위치(M3)가 오프일 때 스위치(M4)는 온일 수 있다.
- [0043] 일 실시예에 따르면, 스위치들(M3 및 M4)은 도 2의 (B)에 도시된 바와 같이 스위치들(M1 및 M2)과 상보적으로 동작할 수 있다. 이러한 상보적 동작인 인버터(212)에 의해 수행될 수 있다.
- [0044] 출력단(112)은 풀 브리지 다이오드, 출력 캐패시터(예를 들어, 배터리) 및 부하(R₀)로 이루어질 수 있다.
- [0045] 상기 풀 브리지 다이오드는 다이오드들(D1 내지 D4)로 이루어지며 정류 기능을 수행할 수 있다. 물론, 풀 브리지 다이오드 대신 하프 브리지 다이오드가 사용될 수도 있다.
- [0046] 상기 출력 캐패시터 및 부하(R₀)는 풀 브릿지 다이오드에 병렬로 연결된다.
- [0047] 정리하면, 본 실시예의 PFC 컨버터는 인덕터(Lp)를 변압기(102)의 1차측 후단에 위치시키고 스위치들(M1 및 M2)의 전단에는 캐패시터(C)만 존재하도록 구현한다. 결과적으로, 고내압의 스위치가 아닌 일반 스위치를 사용할 수 있고 높은 효율을 실현할 수가 있다.
- [0048] 한편, 도시하지는 않았지만 변압기(102)에 인가되는 전압의 DC 바이어스 성분을 제거하기 위하여 변압기(102)와 직렬로 DC-coupling 캐패시터를 추가할 수도 있다. 이 경우, 변압기(102)의 포화가 방지될 수 있다.
- [0050] 이하, 이러한 구조를 가지는 PFC 컨버터의 동작을 첨부된 도면들을 참조하여 살펴보겠다.
- [0051] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 입력 전압의 양의 반주기 동안의 동작 파형을 도시한 도면이고, 도 4는 도 3의 파형에 따른 PFC 컨버터의 동작을 도시한 도면이다. 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 입력 전압의 음의 반주기 동안의 동작 파형을 도시한 도면이고, 도 6은 도 5의 파형에 따른 PFC 컨버터의 동작을 도시한 도면이다. 도 7은 WAVESHAPER가 없을 때와 존재할 때의 입력 전류 첨두치와 AC 전류 파형을 도시한 도면이다.

- [0052] 우선, 도 3 및 도 4를 참조하여 입력 전압의 양의 반주기 동안의 동작을 살펴보겠다.
- [0053] 모드 1($t_0 \sim t_1$)에서, t_0 시점에서 스위치들(M1 및 M3)이 턴-온되고, 스위치들(M2 및 M4)은 오프 상태를 유지한다. 또한, 스위치(M5)는 스위치들(M1 및 M3)의 활성화 시점에 맞춰서 동시에 턴-온된다.
- [0054] 결과적으로, 인덕터 전류(i_p)가 스위치(M1), 변압기(102) 및 스위치(M3)를 경유하여 흐르게 된다. 이 때, 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)은 0이 되며 인덕터 전류(i_p)는 하기 수학적 식 1(입력 전류)에서 보여지는 같이 (V_{in}/L_r)의 기울기를 가지고 선형적으로 증가한다. 또한, 다이오드들(D1 내지 D4)이 비활성화되므로 출력 캐패시터에서 부하로 방전 동작만 일어나게 된다.

수학적 식 1

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{L_r}(t-t_0)$$

- [0055]
- [0056] 모드 2($t_1 \sim t_2$)에서, t_1 시점에서 스위치들(M1 및 M3)이 온 상태를 유지하면서 스위치(M5)만 턴-오프된다. 결과적으로, 다이오드들(D1 및 D3)이 활성화되어 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)으로 (V_0/n)가 인가된다. 여기서, (V_0/n)는 입력 전압보다 큰 전압이며, n 은 권선비이다. 따라서, 인덕터 전류(i_p)는 ($V_{in}-V_0/n$)/ L_r 의 기울기를 가지고 선형적으로 감소하며, 이는 수학적 식 2의 입력 전류에 표현되어 있다. 이 때, 출력 캐패시터(배터리)는 충전 동작 및 방전 동작이 동시에 이루어진다.

수학적 식 2

$$I_{in} = \frac{(V_{in} - V_0/n)}{L_r}(t-t_1)$$

- [0057]
- [0058] 모드 3($t_2 \sim t_3$)에서, 모드 2에서 입력 전류(i_{in})가 0까지 떨어지면 모드 3이 시작되고 컨버터의 동작이 중지된다.
- [0059] 모드 4($t_3 \sim t_4$)에서, t_3 시점에서 스위치들(M2 및 M4)이 턴-온되고, 스위치들(M1 및 M3)은 턴-오프된다. 또한, 스위치(M5)는 스위치들(M2 및 M4)의 활성화 시점에 맞춰서 동시에 턴-온된다.
- [0060] 결과적으로, 인덕터 전류(i_p)가 스위치(M4), 변압기(102) 및 스위치(M2)를 경유하여 흐르게 된다. 이 때, 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)은 0이 되며 인덕터 전류(i_p)는 수학적 식 1에서 보여지는 바와 같이 (V_{in}/L_r)의 기울기를 가지고 선형적으로 감소한다. 또한, 다이오드들(D1 내지 D4)이 비활성화되므로 배터리로는 전류가 흐르지 않는다.
- [0061] 모드 5($t_4 \sim t_5$)에서, t_4 시점에서 스위치들(M2 및 M4)이 온 상태를 유지하면서 스위치(M5)만 턴-오프된다. 결과적으로, 다이오드들(D2 및 D4)이 활성화되어 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)으로 $-(V_0/n)$ 가 인가된다. 여기서, (V_0/n)는 입력 전압보다 큰 전압이다. 따라서, 인덕터 전류(i_p)는 ($V_{in}-V_0/n$)/ L_r 의 기울기를 가지고 선형적으로 증가하며, 이는 수학적 식 2의 입력 전류에 표현되어 있다. 이 때, 출력 캐패시터, 즉 배터리는 충전 동작과 방전 동작이 동시에 이루어진다.
- [0062] 모드 6($t_5 \sim t_6$)에서, 모드 5에서 입력 전류(i_{in})가 0까지 상승하면 모드 6이 시작되고 컨버터의 동작이 중지된다.
- [0064] 다음으로, 도 5 및 도 6을 참조하여 입력 전압의 음의 반주기 동안의 동작을 살펴보겠다.
- [0065] 모드 1($t_0 \sim t_1$)에서, t_0 시점에서 스위치들(M1 및 M3)이 턴-온되고, 스위치들(M2 및 M4)은 오프 상태를 유지한

다. 또한, 스위치(M5)는 스위치들(M1 및 M3)의 활성화 시점에 맞춰서 동시에 턴-온된다.

[0066] 결과적으로, 인덕터 전류(i_p)가 스위치(M3), 변압기(102) 및 스위치(M1)를 경유하여 흐르게 된다. 이 때, 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)은 0이 되며 인덕터 전류(i_p)는 수학식 1(입력 전류)에서 보여지는 같이 (V_{in}/L_r)의 기울기를 가지고 선형적으로 증가한다. 또한, 다이오드들(D1 내지 D4)이 비활성화되므로 출력 캐패시터에서 부하로 방전 동작만 일어나게 된다.

[0067] 모드 2($t_1 \sim t_2$)에서, t_1 시점에서 스위치들(M1 및 M3)이 온 상태를 유지하면서 스위치(M5)만 턴-오프된다. 결과적으로, 다이오드들(D2 및 D4)이 활성화되어 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)으로 $-(V_0/n)$ 가 인가된다. 여기서, (V_0/n)는 입력 전압보다 큰 전압이다. 따라서, 인덕터 전류(i_p)는 $(V_{in}-V_0/n)/L_r$ 의 기울기를 가지고 선형적으로 감소하며, 이는 수학식 2의 입력 전류에 표현되어 있다. 이 때, 출력 캐패시터(배터리)는 충전 동작 및 방전 동작이 동시에 이루어진다.

[0068] 모드 3($t_2 \sim t_3$)에서, 모드 2에서 입력 전류(i_{in})가 0까지 상승하면 모드 3이 시작되고 컨버터의 동작이 중지된다.

[0069] 모드 4($t_3 \sim t_4$)에서, t_3 시점에서 스위치들(M2 및 M4)이 턴-온되고, 스위치들(M1 및 M3)은 턴-오프된다. 또한, 스위치(M5)는 스위치들(M2 및 M4)의 활성화 시점에 맞춰서 동시에 턴-온된다.

[0070] 결과적으로, 인덕터 전류(i_p)가 스위치(M2), 변압기(102) 및 스위치(M4)를 경유하여 흐르게 된다. 이 때, 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)은 0이 되며 인덕터 전류(i_p)는 수학식 1에서 보여지는 바와 같이 (V_{in}/L_r)의 기울기를 가지고 선형적으로 감소한다. 또한, 다이오드들(D1 내지 D4)이 비활성화되므로 배터리로는 전류가 흐르지 않는다.

[0071] 모드 5($t_4 \sim t_5$)에서, t_4 시점에서 스위치들(M2 및 M4)이 온 상태를 유지하면서 스위치(M5)만 턴-오프된다. 결과적으로, 다이오드들(D1 및 D3)이 활성화되어 변압기(102)의 1차측 전압(V_p)으로 (V_0/n)가 인가된다. 여기서, (V_0/n)는 입력 전압보다 큰 전압이다. 따라서, 인덕터 전류(i_p)는 $(V_{in}-V_0/n)/L_r$ 의 기울기를 가지고 선형적으로 증가하며, 이는 수학식 2의 입력 전류에 표현되어 있다. 이 때, 출력 캐패시터, 즉 배터리는 충전 동작과 방전 동작이 동시에 이루어진다.

[0072] 모드 6($t_5 \sim t_6$)에서, 모드 5에서 입력 전류(i_{in})가 0까지 상승하면 모드 6이 시작되고 컨버터의 동작이 중지된다.

[0074] 다음으로, 파형 조절기(WAVESHAPER)가 없을 때와 존재할 때의 AC 전류의 파형을 살펴보겠다.

[0075] 파형 조절기가 없는 경우, 도 7의 (a)에 도시된 바와 같이 입력 전류(i_{in})의 첨두치가 입력 전압을 추종하지만 AC 전류(i_{ac})는 왜곡된다.

[0076] 반면에, 파형 조절기를 사용하는 경우, 도 7의 (b)에 도시된 바와 같이 입력 전류(i_{in})의 첨두치가 왜곡되지만 AC 전류(i_{ac})는 왜곡없는 정현파를 형성할 수 있다. 입력 전류(i_{in})를 이상적인 정현파로 형성하기 위한 듀티비는 하기 수학식 3과 같다.

수학식 3

$$D = D_0 \times \sqrt{1 - \frac{|V_{dc}|}{V_0/n}}$$

[0077]

[0078] 수학식 3에서 보여지는 바와 같이, PWM을 통해 발생하는 최종 듀티비는 부하 조건에 따른 항 D_0 와 입력 전압과 배터리 전압을 이용한 Waveshaping항의 곱으로 표현된다.

[0079] 도 8은 모의 실험 결과로서 PFC 컨버터의 입력 전류, 인덕터 전류 및 출력 전압 파형을 도시한 도면이고, 도 9

는모의 실험 결과로서 입력 전압 양의 반주기에서의 스위칭 파형(a)과 음의 반주기에서의 스위칭 파형(b)을 도시한 도면이다. 여기서, L_r 를 25 μ H로 하고, 변압기(102)의 권선비를 1:1.1로 하였다. 도 8 및 도 9에서 보여지는 바와 같이, 입력 전류(i_{in})는 이상적인 정현파를 가짐을 확인할 수 있다.

[0080] 도 10은 본 발명의 제 2 실시예에 따른 절연형 전압원 PFC 컨버터를 도시한 회로도이다.

[0081] 도 10을 참조하면, 본 실시예의 PFC 컨버터는 전단 회로(1000), 변압기(1002), 후단 회로(1004) 및 변압기 제어부 및 출력단(1010)을 포함한다.

[0082] 제 1 실시예에서와 달리, 후단 회로(1004)는 스위치들이 아닌 캐패시터들(C1 및 C2)로 구성되어 있다. 여기서, 캐패시터들(C1 및 C2)은 인덕터(L_p)의 일단, 즉 노드(n3)에 병렬로 연결된다.

[0083] 또한, 출력단은 풀 브리지 다이오드가 아닌 하프 브리지 다이오드를 사용한다.

[0084] 나머지 회로들은 제 1 실시예에서와 유사하므로, 설명을 생략한다.

[0085] 한편, 입력 전류(i_{in})를 이상적인 정현파로 형성하기 위한 듀티비는 하기 수학적 식 4와 같다.

수학적 식 4

$$D = D_0 \times \sqrt{1 - \frac{|V_{in}|/2}{V_o/n}}$$

[0086]

[0088] 도 11은 본 발명의 제 3 실시예에 따른 절연형 전압원 PFC 컨버터를 도시한 회로도이고, 도 12는 도 11의 파형을 도시한 도면이다.

[0089] 각 상의 변압기의 1차측 회로 구조는 도 1에서와 동일하다. 다만, 변압기의 2차측 회로 구조에서, 출력단들(1210, 1212 및 1214)이 상호 연결되어 있다. 즉, 각 상들의 2차측 회로가 공통으로 사용된다.

[0090] 구체적으로는, 풀 브리지 다이오드의 출력단들이 상호 연결되어 있다. 이 경우에는, 출력 캐패시터(배터리, C_0) 및 부하(R_0)가 공통적으로 사용될 수 있다. 즉, 3상 중 특정 상의 풀 브리지 다이오드의 출력단에만 출력 캐패시터(배터리, C_0) 및 부하(R_0)가 형성되고, 나머지 상들의 풀 브리지 다이오드의 출력단에는 출력 캐패시터(배터리, C_0) 및 부하(R_0)가 별도로 형성되지 않고 특정 상의 출력 캐패시터(배터리, C_0) 및 부하(R_0)를 사용한다.

[0091] 물론, 각 상별로 출력단들을 독립적으로 형성할 수도 있지만, PFC 컨버터의 사이즈가 증가될 수밖에 없다.

[0092] 반면에, 각 상들의 변압기의 2차측 회로들을 공통으로 사용하면, 출력 캐패시터(C_0)의 리플(Ripple) 주파수가 6배의 라인 주파수가 되어 출력 캐패시터(C_0)를 작게 설계할 수 있다. 따라서, 출력 캐패시터(C_0)가 클 필요가 없으므로, 필름 캐패시터의 사용이 가능하여지며, 그 결과 PFC 컨버터의 수명이 늘어날 수 있어서 상기 PFC 컨버터가 자동차용 대용량 충전기에 적합하게 사용될 수 있다.

[0093] 한편, 모의 실험에서는 출력 캐패시터(C_0)를 50 μ F로 사용하였고 용량을 11kW로 진행하였으며, 결과 파형은 도 12에 보여진다.

[0095] 한편, 전술된 실시예의 구성 요소는 프로세스적인 관점에서 용이하게 파악될 수 있다. 즉, 각각의 구성 요소는 각각의 프로세스로 파악될 수 있다. 또한 전술된 실시예의 프로세스는 장치의 구성 요소 관점에서 용이하게 파악될 수 있다.

산업상 이용가능성

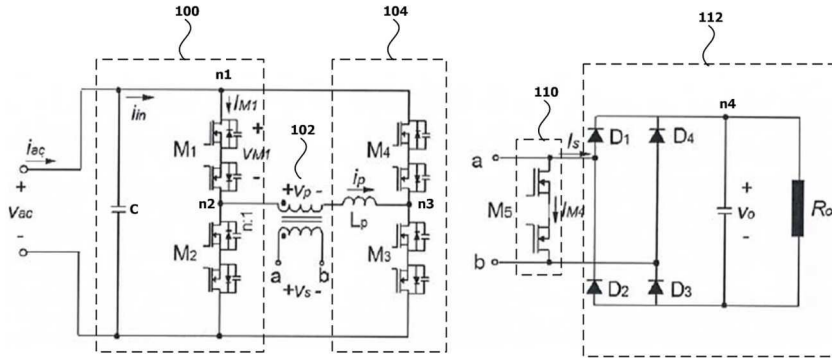
[0096] 상기한 본 발명의 실시예는 예시의 목적을 위해 개시된 것이고, 본 발명에 대한 통상의 지식을 가지는 당업자라면 본 발명의 사상과 범위 안에서 다양한 수정, 변경, 부가가 가능할 것이며, 이러한 수정, 변경 및 부가는 하기의 특허청구범위에 속하는 것으로 보아야 할 것이다.

부호의 설명

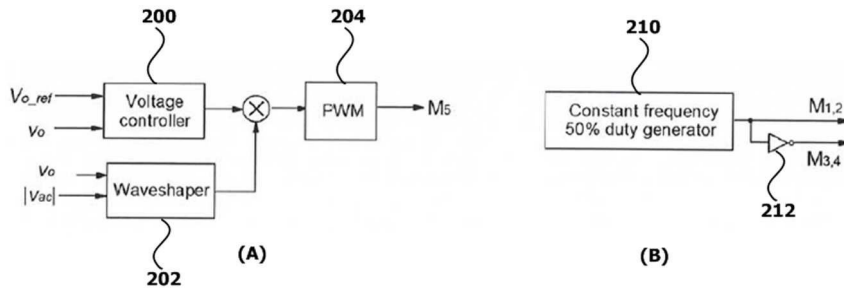
- [0097]
- 100 : 전단 회로
 - 102 : 변압기
 - 104 : 후단 회로
 - 110 : 변압기 제어부
 - 112 : 출력단
 - 200 : 파형 조절기
 - 204 : PWM 회로
 - 210 : 고정 주파수 듀티 생성기

도면

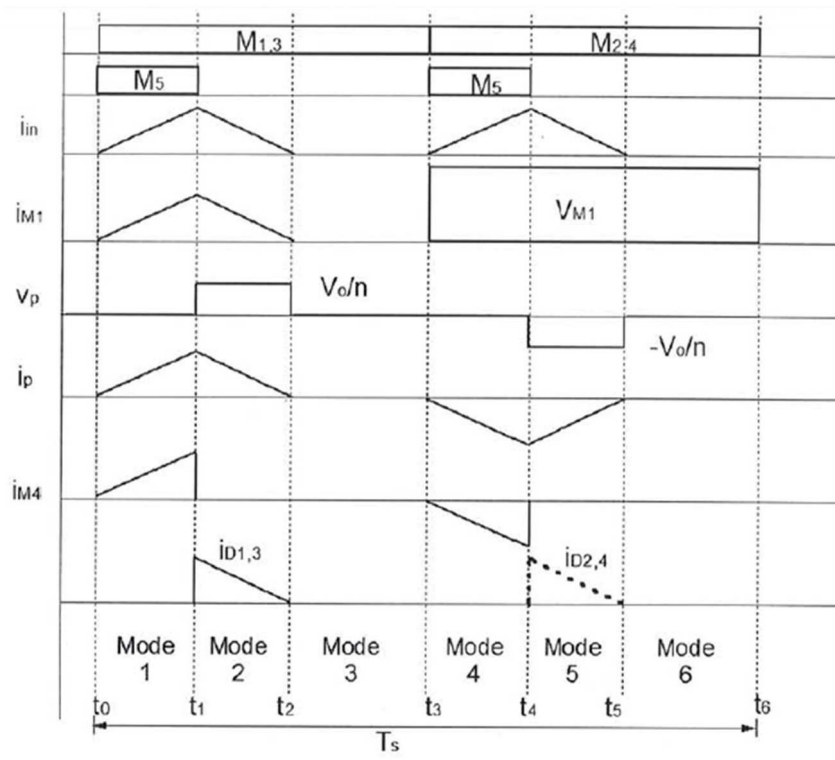
도면1



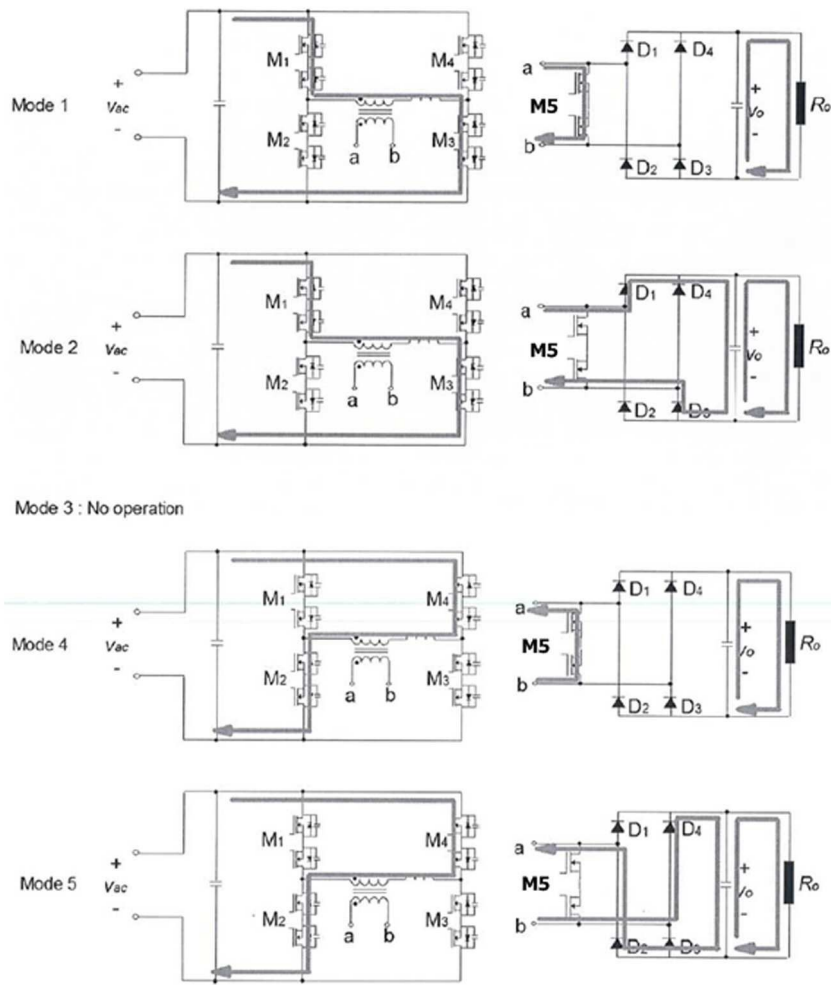
도면2



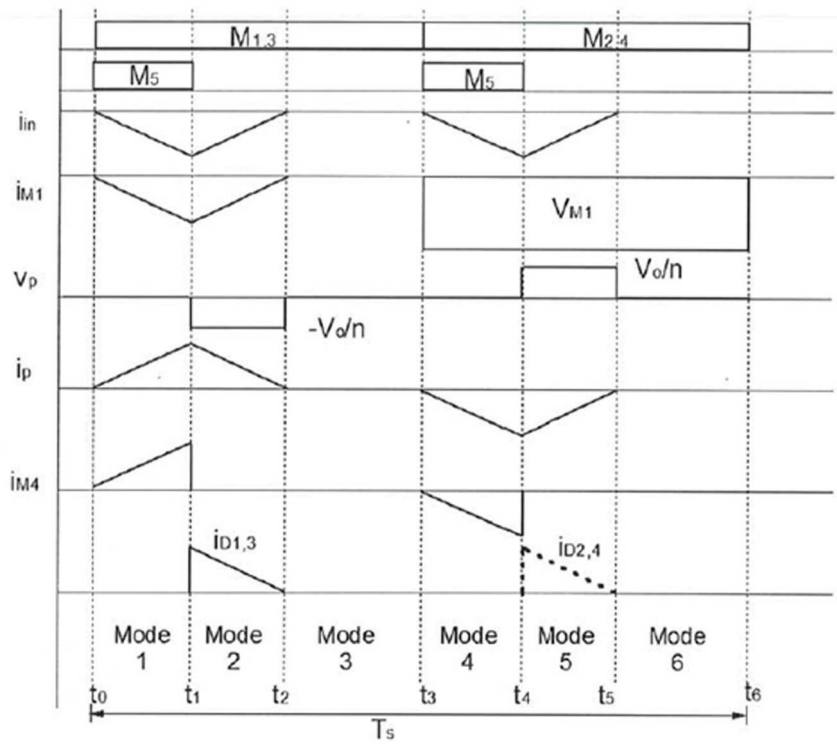
도면3



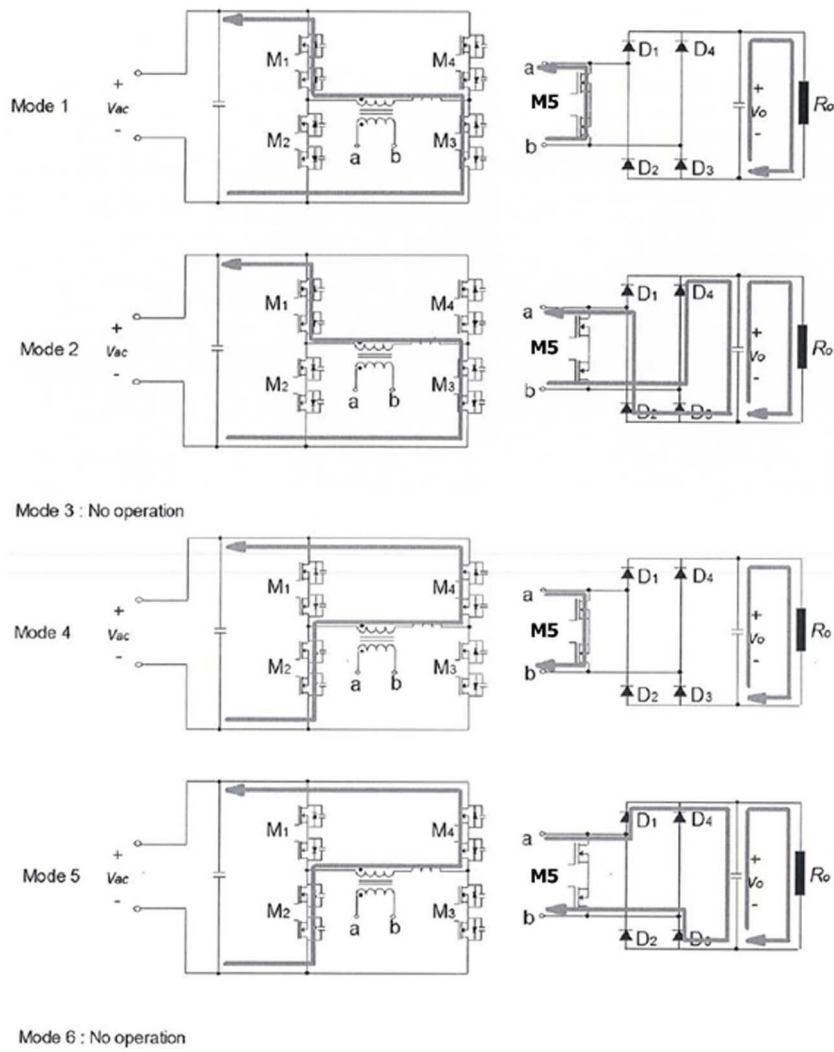
도면4



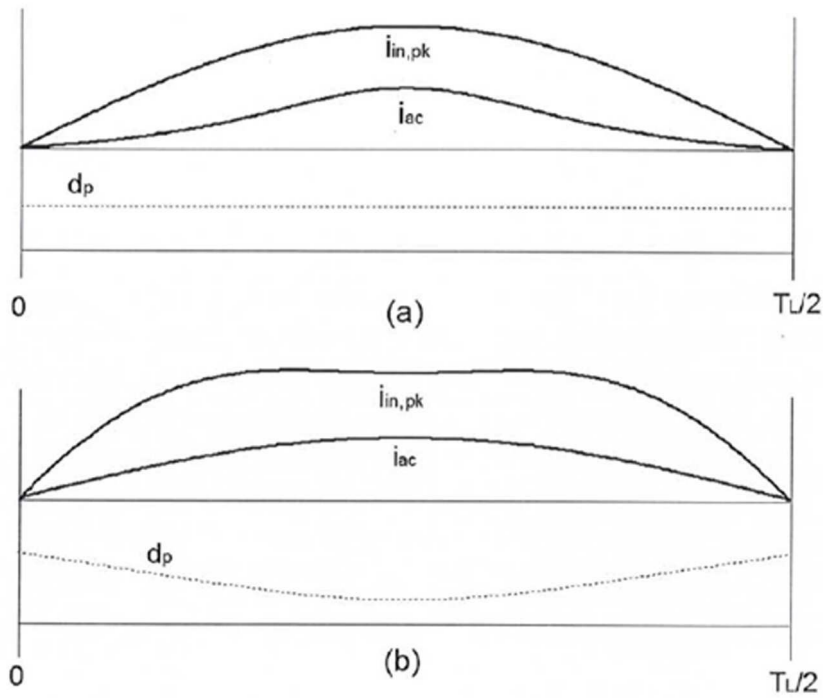
도면5



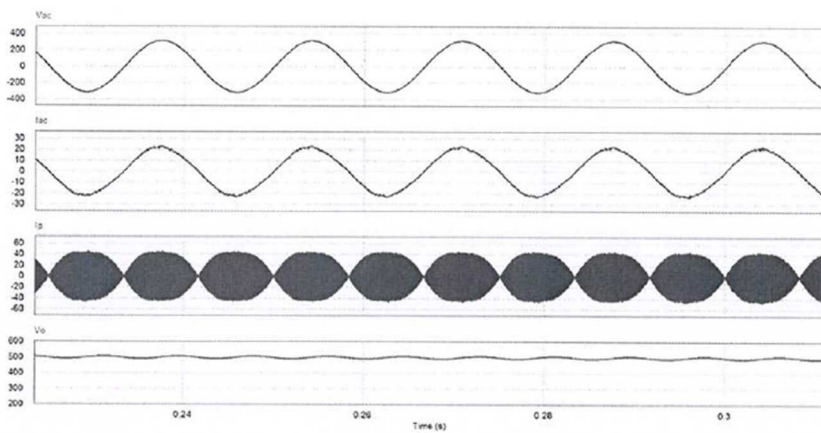
도면6



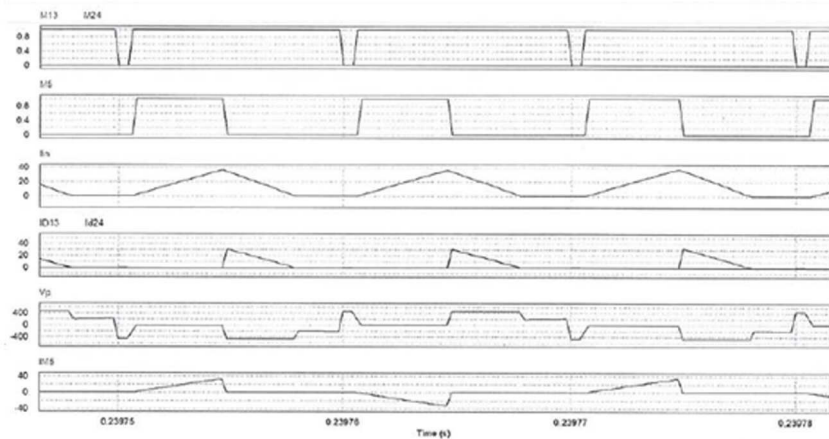
도면7



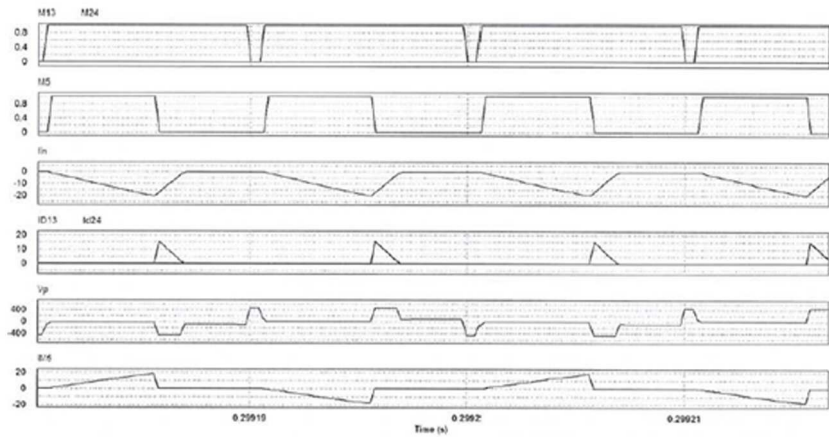
도면8



도면9

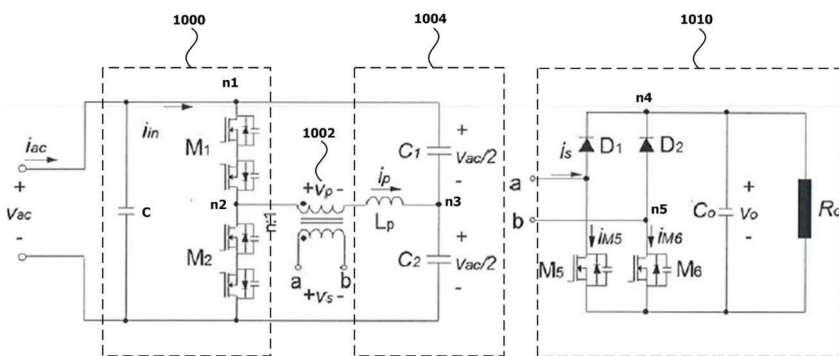


(a)

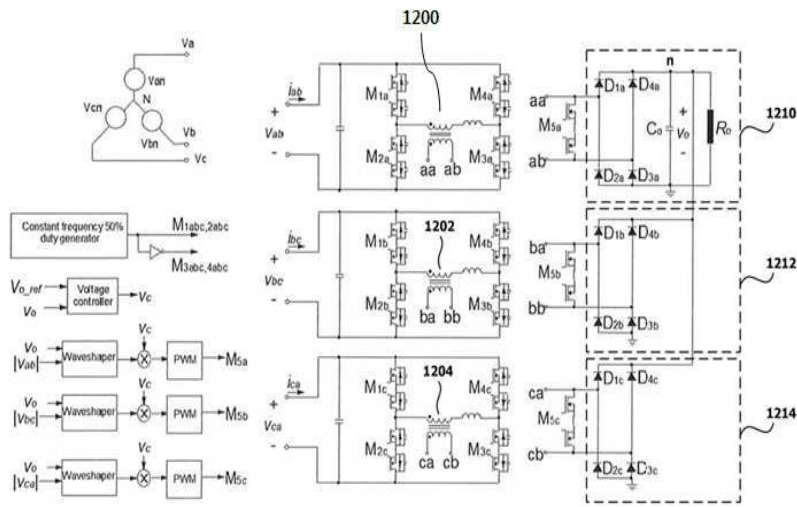


(b)

도면10



도면11



도면12

