



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2025-0085172
(43) 공개일자 2025년06월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/335 (2006.01) H02M 1/00 (2007.01)
H02M 1/08 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02M 3/335 (2013.01)
H02M 1/0043 (2023.05)
(21) 출원번호 10-2023-0174151
(22) 출원일자 2023년12월05일
심사청구일자 2023년12월05일

(71) 출원인
국립한밭대학교 산학협력단
대전광역시 유성구 동서대로 125 (덕명동)
(72) 발명자
한정규
대전광역시 유성구 계룡로46번길 66-1, 401호
이승원
대전광역시 유성구 학하서로121번길 71-26, 203호
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
특허법인 플러스

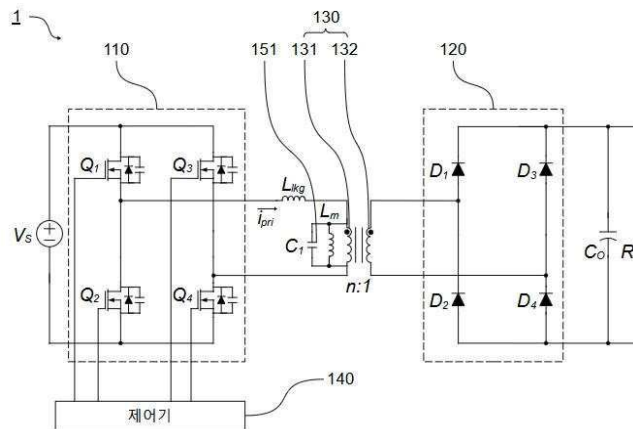
전체 청구항 수 : 총 14 항

(54) 발명의 명칭 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법

(57) 요약

본 발명은 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법에 관한 것으로, 제1 내지 4 스위치 소자를 포함하는 풀브릿지 회로, 제1 내지 4 다이오드 소자를 포함하는 정류회로, 1차측 권선과 2차측 권선이 풀브릿지 회로 및 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기, 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 제어기 및 1차측 권선 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도7



(52) CPC특허분류

H02M 1/083 (2013.01)

(72) 발명자

이은서

대전광역시 유성구 학하서로121번길 45-15, 207호

허대호

대전광역시 서구 신갈마로 46, 102동 401호

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1345370812

과제번호 2021RIS-004

부처명 교육부

과제관리(전문)기관명 한국연구재단

연구사업명 지자체-대학 협력기반지역혁신사업

연구과제명 (대전세종충남지역혁신플랫폼)충남대학교

기 여 율 1/1

과제수행기관명 (대전세종충남지역혁신플랫폼)충남대학교

연구기간 2023.04.01 ~ 2024.02.29

명세서

청구범위

청구항 1

제1 내지 4 스위치 소자를 포함하는 풀브릿지 회로;

제1 내지 4 다이오드 소자를 포함하는 정류회로;

1차측 권선과 2차측 권선이 상기 풀브릿지 회로 및 상기 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기;

상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 제어기; 및

상기 1차측 권선 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터;를 포함하는 것을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제1 커패시터의 값은 하기의 수식 1에 따라 결정되는 것

$$C_1 = \frac{L_{lk} \cdot I_{c1pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[수식 1]

(여기서, C1은 제1 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Ic1pk는 제1 커패시터에 흐르는 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압)

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 제1 커패시터의 값은 하기의 수식 2의 범위 내의 값을 가지는 것

$$\frac{L_{lk} \cdot I_{omax}^2}{100 \cdot n^2 \cdot V_s^2} \leq C_1 \leq \frac{L_{lk} \cdot I_{omax}^2}{n^2 \cdot V_s^2}$$

[수식 2]

(여기서, C1은 제1 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Iomax는 출력단의 최대 전류, n은 절연 변압기의 2차측 권선수를 1차측 권선수로 나눈 값, Vs는 전원 전압)

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 4

제1 내지 4 스위치 소자를 포함하는 풀브릿지 회로;

제1 내지 4 다이오드 소자를 포함하는 정류회로;

1차측 권선과 2차측 권선이 상기 풀브릿지 회로 및 상기 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기;

상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 제어기; 및

상기 2차측 권선 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제2 커패시터;를 포함하는 것을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 제2 커패시터의 값은 하기의 수식 3에 따라 결정되는 것

$$C_2 = \frac{L_{lk} \cdot I_{c2pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[수식 3]

(여기서, C2는 제2 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Ic2pk는 제2 커패시터에 흐르는 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압)

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 6

제4항에 있어서,

상기 제2 커패시터의 값은 하기의 수식 4의 범위 내의 값을 가지는 것

$$\frac{L_{lk} \cdot I_{omax}^2}{100 \cdot V_s^2} \leq C_2 \leq \frac{L_{lk} \cdot I_{omax}^2}{V_s^2}$$

[수식 4]

(여기서, C2는 제2 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Iomax는 출력단의 최대 전류, Vs는 전원 전압)

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 7

제1항 또는 제4항에 있어서,

상기 제1 스위치 소자의 일단은 상기 제3 스위치 소자의 일단에 연결되고,

상기 제2 스위치 소자의 일단은 상기 제4 스위치 소자의 일단에 연결되며,

상기 제1 스위치 소자의 타단 및 상기 제2 스위치 소자의 타단은 상기 1차측 권선의 일단에 연결되고

상기 제3 스위치 소자의 타단 및 상기 제4 스위치 소자의 타단은 상기 1차측 권선의 타단에 연결되는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 제어기는

상기 제1 및 4 스위치 소자와 상기 제2 및 3 스위치 소자가 상보적으로 동작하도록 상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 제어기는

상기 제1 및 4 스위치 소자와 상기 제2 및 3 스위치 소자가 동일한 온 듀티비를 가지도록 상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 10

제8항에 있어서,

상기 제어기는

상기 제1 내지 4 스위치 소자가 소정의 데드 타임을 갖도록 상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 11

제1항 또는 제4항에 있어서,

상기 제1 다이오드 소자의 캐소드는 상기 제3 다이오드 소자의 캐소드에 연결되고,

상기 제2 다이오드 소자의 애노드는 상기 제4 다이오드 소자의 애노드에 연결되며,

상기 제1 다이오드 소자의 애노드 및 상기 제2 다이오드 소자의 캐소드는 상기 2차측 권선의 일단에 연결되고

상기 제3 다이오드 소자의 애노드 및 상기 제4 다이오드 소자의 캐소드는 상기 2차측 권선의 타단에 연결되는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터.

청구항 12

제7항의 특징을 포함하는 절연형 DC/DC 컨버터의 제어 방법에 있어서,

상기 제어기는,

상기 제1 및 4 스위치 소자와 상기 제2 및 3 스위치 소자가 상보적으로 동작하도록 상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터의 제어 방법.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 제1 및 4 스위치 소자와 상기 제2 및 3 스위치 소자가 동일한 온 듀티비를 가지도록 상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것

을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터의 제어 방법.

청구항 14

제12항에 있어서,

상기 제1 내지 4 스위치 소자가 소정의 데드 타임을 갖도록 상기 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것
을 특징으로 하는 절연형 DC/DC 컨버터의 제어 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법에 관한 것으로서, 보다 상세히는 2차측 정류 회로에 구비되는 다이오드 소자의 전압 스트레스를 감소시킬 수 있으며, 1차측 전류의 피크 값을 낮춰서 도통 손실을 감소시킬 수 있는 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0003] 풀 브릿지 컨버터는 4개의 스위치 소자를 상보적으로 온 또는 오프하여 절연 변압기를 통해 출력단으로 전압을 전달하는 컨버터이다. 이 중에서, 위상 천이 풀 브릿지 컨버터는 스위치의 위상을 제어하여 2차측으로 흐르는 전류의 크기를 제어하는 컨버터이다. 이러한 컨버터를 이용하여 영전압 스위칭(Zero voltage Switching)이 가능하다.

[0004] 도 1은 종래의 위상 천이 풀브릿지(Phase-Shift Full Bridge) 컨버터의 회로도이며 도 2는 종래의 위상 천이 풀브릿지 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류의 그래프이다.

[0005] 종래의 위상 천이 풀 브릿지 회로의 경우, 출력 인덕터가 존재하기 때문에 공진 현상이 발생하여 다이오드에는 전압 링잉(Voltage Ringing)과 같은 진동이 발생하는데, 이 진동으로 인하여 다이오드에는 입력 전압의 2/n배의 전압이 인가되어 다이오드 소자가 손상될 수 있으므로 높은 전압을 견딜 수 있는 다이오드 소자를 사용해야하는 문제점이 있다.

[0006] 도 3은 종래의 위상 천이 풀브릿지 컨버터에서 출력 인덕터를 제거한 회로도이며 도 4는 종래의 위상 천이 풀브릿지 컨버터에서 출력 인덕터를 제거한 경우, 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류를 도시한 그래프이다.

[0007] 종래의 위상 천이 풀브릿지 컨버터에서 출력 인덕터를 제거하는 경우, 2차측 다이오드의 전압이 V_o 로 고정되는 점에서 다이오드에 전압 스트레스가 가해지지 않는다는 장점이 존재한다. 다만, 1차측 전류의 피크 값이 증가하므로, 1차측 전류의 RMS값 역시 증가하여 컨버터의 도통 손실이 증가하는 문제점이 존재한다. 또한, 다이오드에서 높은 전류를 흐르게 하다가 갑자기 꺼지게 되면 전류 링잉(Current Ringing)이 발생하여 다이오드에서도 손실이 발생하는 문제점이 존재한다.

[0008] 도 5는 종래의 스위치를 이용한 위상 천이 풀브릿지 컨버터의 회로도이며 도 6은 종래의 스위치를 이용한 위상 천이 풀브릿지 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류를 도시한 그래프이다.

[0009] 종래의 스위치를 이용한 위상 천이 풀브릿지 컨버터는 스위치 및 스위치와 직렬로 연결된 커패시터를 포함하고 스위치를 제어하여 선택적으로 커패시터를 2차측 권선과 병렬로 연결시킬 수 있다. 이 경우 1차측의 누설 인덕턴스와 공진 전류를 발생시켜서 1차측 전류의 피크 값이 낮다는 장점이 있다. 그러나, 종래의 스위치를 이용한 위상 천이 풀브릿지 컨버터는 스위치 소자를 2차측에도 별도로 구비해야므로 제조 비용이 높아지며, 2차측의 스위치 소자를 제어해야 하므로 제어 회로 및 이와 관련된 제어 방법이 복잡해지는 문제점이 존재한다.

선행기술문헌

특허문헌

[0011] (특허문헌 0001) 공개특허공보 제10-2019-0128815호(공개일 2019.11.19)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0012] 본 발명은 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위해 안출된 것으로서, 본 발명에 의한 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법의 목적은 1차측 또는 2차측 권선에 커패시터를 병렬로 연결하여 1차측의 누설 인덕턴스와 커패시터가 공진하여 1차측 전류를 유지시키는 것을 통해서, 1차측 전류의 피크 값을 낮추고 다이오드의 전압 스트레스를 감소시키고 컨버터의 도통 손실을 감소시킬 수 있는 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법을 제공함에 있다.

과제의 해결 수단

[0014] 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명에 의한 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법은, 제1 내지 4 스위치 소자를 포함하는 풀브릿지 회로, 제1 내지 4 다이오드 소자를 포함하는 정류회로, 1차측 권선과 2차측 권선이 풀브릿지 회로 및 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기, 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 제어기 및 1차측 권선 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0015] 또한, 제1 커패시터의 값은 하기의 수식 1에 따라 결정되는 것을 특징으로 한다.

$$C_1 = \frac{L_{lk} \cdot I_{C1pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[0016] [수식 1]

[0017] (여기서, C1은 제1 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Ic1pk는 제1 커패시터에 흐르는 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압)

[0018] 또한, 제1 커패시터의 값은 하기의 수식 2의 범위 내의 값을 가지는 것을 특징으로 한다.

$$\frac{L_{lk} \cdot I_{Omax}^2}{100 \cdot n^2 \cdot V_s^2} \leq C_1 \leq \frac{L_{lk} \cdot I_{Omax}^2}{n^2 \cdot V_s^2}$$

[0019] [수식 2]

[0020] (여기서, C1은 제1 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Iomax는 출력단의 최대 전류, n은 절연 변압기의 2차측 권선수를 1차측 권선수로 나눈 값, Vs는 전원 전압)

[0021] 본 발명의 일 실시예에 따른 절연형 DC/DC 컨버터는 제1 내지 4 스위치 소자를 포함하는 풀브릿지 회로, 제1 내지 4 다이오드 소자를 포함하는 정류회로, 1차측 권선과 2차측 권선이 풀브릿지 회로 및 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기, 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 제어기 및 2차측 권선 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제2 커패시터를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0022] 또한, 제2 커패시터의 값은 하기의 수식 3에 따라 결정되는 것을 특징으로 한다.

$$C_2 = \frac{L_{lk} \cdot I_{C2pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[0023] [수식 3]

[0024] (여기서, C2는 제2 커패시터, Llk는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Ic2pk는 제2 커패시터에 흐르는 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압)

[0026] 또한, 제2 커패시터의 값은 하기의 수식 4의 범위 내의 값을 가지는 것을 특징으로 한다.

$$L_{lk g} \cdot I_{Omax}^2 / 100 \cdot V_s^2 \leq C_2 \leq L_{lk g} \cdot I_{Omax}^2 / V_s^2$$

[0027] [수식 4]

[0028] (여기서, C2는 제2 커패시터, Llk g는 절연 변압기의 누설 인덕턴스, Iomax는 출력단의 최대 전류, n은 절연 변압기의 2차측 권선수를 1차측 권선수로 나눈 값, Vs는 전원 전압)

[0029] 또한, 제1 스위치 소자의 일단은 제3 스위치 소자의 일단에 연결되고, 제2 스위치 소자의 일단은 제4 스위치 소자의 일단에 연결되며, 제1 스위치 소자의 타단 및 제2 스위치 소자의 타단은 1차측 권선의 일단에 연결되고 제3 스위치 소자의 타단 및 제4 스위치 소자의 타단은 1차측 권선의 타단에 연결되는 것을 특징으로 한다.

[0030] 또한, 제어기는 제1 및 4 스위치 소자와 제2 및 3 스위치 소자가 상보적으로 동작하도록 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것을 특징으로 한다.

[0031] 또한, 제어기는 제1 및 4 스위치 소자와 제2 및 3 스위치 소자가 동일한 온 듀티비를 가지도록 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것을 특징으로 한다.

[0032] 또한, 제어기는 제1 내지 4 스위치 소자가 소정의 데드 타임을 갖도록 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것을 특징으로 한다.

[0033] 또한, 제1 다이오드 소자의 캐소드는 제3 다이오드 소자의 캐소드에 연결되고, 제2 다이오드 소자의 애노드는 제4 다이오드 소자의 애노드에 연결되며, 제1 다이오드 소자의 애노드 및 제2 다이오드 소자의 캐소드는 2차측 권선의 일단에 연결되고 제3 다이오드 소자의 애노드 및 제4 다이오드 소자의 캐소드는 2차측 권선의 타단에 연결되는 것을 특징으로 한다.

[0034] 본 발명의 일 실시예에 따른 절연형 DC-DC 컨버터의 제어 방법에서, 제어기는, 제1 및 4 스위치 소자와 제2 및 3 스위치 소자가 상보적으로 동작하도록 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것을 특징으로 한다.

[0035] 또한, 제1 및 4 스위치 소자와 제2 및 3 스위치 소자가 동일한 온 듀티비를 가지도록 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것을 특징으로 한다.

[0036] 또한, 제1 내지 4 스위치 소자가 소정의 데드 타임을 갖도록 제1 내지 4 스위치 소자를 제어하는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0038] 상기한 바와 같은 본 발명에 의한 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법에 의하면, 출력 인덕터를 구비하지 않으므로 2차측 정류 회로의 다이오드 소자 전압 링잉이 발생하지 않아 다이오드의 전압 스트레스를 감소시킬 수 있으며, 이로 인해 보다 저렴한 다이오드를 사용하는 것이 가능하다.

[0039] 또한, 1차측 전류의 피크 값이 감소하므로, 컨버터의 스위칭 도통 손실 역시 감소하게 된다.

도면의 간단한 설명

[0041] 도 1은 종래의 위상 천이 폴브릿지 컨버터의 회로도이고,

도 2는 종래의 위상 천이 폴브릿지 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류의 그래프이며,

도 3은 종래의 위상 천이 폴브릿지 컨버터에서 출력 인덕터를 제거한 회로도이고,

도 4는 종래의 위상 천이 폴브릿지 컨버터에서 출력 인덕터를 제거한 경우, 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류를 도시한 그래프이며,

도 5는 종래의 스위치를 이용한 위상 천이 폴브릿지 컨버터의 회로도이고,

도 6은 종래의 스위치를 이용한 위상 천이 폴브릿지 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류를 도시한 그래프이며,

도 7은 본 발명의 제1 커패시터를 포함하는 제1 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터의 회로도를 도시한 것이고,

도 8은 본 발명의 제2 커패시터를 포함하는 제2 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터의 회로도들 도시한 것이며, 도 9는 본 발명의 절연형 DC-DC 컨버터 작동 시 각 소자의 전압과 전류를 도시한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0042] 상술한 본 발명의 목적, 특징 및 장점은 첨부된 도면과 관련한 다음의 실시예를 통하여 보다 분명해질 것이다. 이하의 특정한 구조 내지 기능적 설명들은 단지 본 발명의 개념에 따른 실시예를 설명하기 위한 목적으로 예시된 것으로, 본 발명의 개념에 따른 실시예들은 다양한 형태로 실시될 수 있으며 본 명세서 또는 출원에 설명된 실시예들에 한정되는 것으로 해석되어서는 아니 된다. 본 발명의 개념에 따른 실시예는 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 형태를 가질 수 있으므로 특정 실시예들은 도면에 예시하고 본 명세서 또는 출원에 상세하게 설명하고자 한다. 그러나 이는 본 발명의 개념에 따른 실시예들을 특정한 개시 형태에 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 제1 및 /또는 제2 등의 용어는 다양한 구성 요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 구성 요소들은 용어들에 한정되지는 않는다. 용어들은 하나의 구성 요소를 다른 구성 요소들로부터 구별하는 목적으로만, 예컨대 본 발명의 개념에 따른 권리 범위로부터 이탈되지 않은 채, 제1 구성 요소는 제2 구성 요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성 요소는 제1 구성 요소로도 명명될 수 있다. 어떠한 구성 요소가 다른 구성 요소에 연결되어 있다거나 접속되어 있다고 언급된 때에는, 그 다른 구성 요소에 직접적으로 연결되어 있거나 또는 접속되어 있을 수도 있지만, 중간에 다른 구성 요소가 존재할 수도 있다고 이해되어야 할 것이다. 반면에, 어떠한 구성 요소가 다른 구성 요소에 직접 연결되어 있다거나 또는 직접 접속되어 있다고 언급된 때에는, 중간에 다른 구성 요소가 존재하지 않는 것으로 이해되어야 할 것이다. 구성요소들 간의 관계를 설명하기 위한 다른 표현들, 즉 ~사이에와 바로 ~사이에 또는 ~에 인접하는과 ~에 직접 인접하는 등의 표현도 마찬가지로 해석되어야 한다. 본 명세서에서 사용하는 용어는 단지 특정한 실시예를 설명하기 위해 사용된 것으로서, 본 발명을 한정하려는 의도가 아니다. 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 명세서에서 포함하다 또는 가지다 등의 용어는 실시된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성 요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성 요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다. 다르게 정의되지 않는 한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 모든 용어들은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 가지고 있다. 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. 이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써 본 발명을 상세히 설명하도록 한다. 각 도면에 제시된 동일한 참조부호는 동일한 부재를 나타낸다.
- [0043] 이하 첨부된 도면을 참고하여 본 발명에 의한 절연형 DC-DC 컨버터 및 이의 제어 방법의 바람직한 실시예에 관하여 상세히 설명한다.
- [0044] 본 발명의 절연형 DC/DC 컨버터는 풀브릿지 회로(110), 제1 내지 4 다이오드 소자(D1, D2, D3, D4)를 포함하는 정류회로, 1차측 권선과 2차측 권선(131, 132)이 풀브릿지 회로(110) 및 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기(130), 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 제어기(140) 및 1차측 또는 2차측 권선(132) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터(151) 또는 제2 커패시터(152)를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- [0045] 다음으로, 본 발명의 절연형 DC/DC 컨버터의 각 구성에 대해서 구체적으로 설명한다.
- [0046] 도 7은 본 발명의 제1 커패시터(151)를 포함하는 제1 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)의 회로도이고, 도 8은 본 발명의 제2 커패시터(152)를 포함하는 제2 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)의 회로도이며, 도 9는 본 발명의 절연형 DC-DC 컨버터(1) 작동 시 각 소자의 전압과 전류를 도시한 그래프이다. 각 실시예에서 중복되는 특징에 대해서는 동시에 설명하며, 각 실시예에서 다른 특징은 개별적으로 설명한다.
- [0047] 풀브릿지 회로(110)는 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 포함한다. 구체적으로, 풀브릿지 회로(110)는 입력단을 통해서 직류 전원(V_s)을 입력 받아 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 이용하여 출력단을 통해 교류 전압을 출력할 수 있다. 구체적으로, 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)의 연결 관계를 살펴보면, 제1 스위치 소자(Q1)의 일단은 제3 스위치 소자(Q3)의 일단에 연결되고, 제2 스위치 소자(Q2)의 일단은 제4 스위치 소자(Q4)의 일단에 연결되며, 제1 스위치 소자(Q1)의 타단 및 제2 스위치 소자(Q2)의 타단은 1차

측 권선(131)의 일단에 연결되고 제3 스위치 소자(Q3)의 타단 및 제4 스위치 소자(Q4)의 타단은 1차측 권선(131)의 타단에 연결되는 것을 특징으로 한다.

[0048] 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)는 트랜지스터 일 수 있으며, 구체적으로, MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor), IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)일 수 있다.

[0049] 여기서, 풀브릿지 회로(110)의 입력단은 제1 스위치 소자(Q1) 및 제3 스위치 소자(Q3)의 일단과 제2 스위치 소자(Q2) 및 제4 스위치 소자(Q4)의 일단일 수 있다. 또한, 풀브릿지 회로(110)의 출력단은 제1 스위치 소자(Q1) 및 제3 스위치 소자(Q3)의 타단과 제2 스위치 소자(Q2) 및 제4 스위치 소자(Q4)의 타단일 수 있다.

[0050] 풀브릿지 회로(110)의 입력단에는 전원(V_s)이 연결될 수 있다. 전원(V_s)은 직류 전압원일 수 있다.

[0051] 정류회로는 제1 내지 4 다이오드 소자(D1, D2, D3, D4)를 포함한다. 구체적으로, 정류회로는 입력단에서 입력되는 전압의 파형을 제1 내지 4 다이오드 소자(D1, D2, D3, D4)를 통해서 정류하여 출력단으로 직류 전압을 출력할 수 있는 회로이다. 구체적으로 제1 내지 4 다이오드 소자(D1, D2, D3, D4)의 연결 관계를 살펴보면, 제1 다이오드 소자(D1)의 캐소드는 제3 다이오드 소자(D3)의 캐소드에 연결되고, 제2 다이오드 소자(D2)의 애노드는 제4 다이오드 소자(D4)의 애노드에 연결되며, 제1 다이오드 소자(D1)의 애노드 및 제2 다이오드 소자(D2)의 캐소드는 2차측 권선(132)의 일단에 연결되고 제3 다이오드 소자(D3)의 애노드 및 제4 다이오드 소자(D4)의 캐소드는 2차측 권선(132)의 타단에 연결되는 것을 특징으로 한다.

[0052] 여기서, 정류 회로(120)의 입력단은 제1 다이오드 소자(D1)의 애노드 및 제2 다이오드 소자(D2)의 캐소드가 연결된 노드와 제3 다이오드 소자(D3)의 애노드 및 제4 다이오드 소자(D4)의 캐소드가 연결된 노드 사이일 수 있으며, 출력단은 제1 다이오드 소자(D1)의 캐소드 및 제3 다이오드 소자(D3)의 캐소드가 연결된 노드와 제2 다이오드 소자(D2)의 애노드 및 제4 다이오드 소자(D4)의 애노드가 연결된 노드 사이일 수 있다.

[0053] 정류 회로(120)의 출력단에는 출력 커패시터(C_o) 및 출력 저항(R_o)이 연결되어 있을 수 있다. 즉, 제1 다이오드 소자(D1)의 캐소드 및 제3 다이오드 소자(D3)의 캐소드가 연결된 노드와 제2 다이오드 소자(D2)의 애노드 및 제4 다이오드 소자(D4)의 애노드가 연결된 노드 사이에 출력 커패시터(C_o) 및 출력 저항(R_o)이 연결되어 있을 수 있다.

[0054] 절연 변압기(130)는 1차측 권선과 2차측 권선(131, 132)이 풀브릿지 회로(110) 및 정류회로와 각각 연결되어 있는 것을 특징으로 한다. 구체적으로 1차측 권선(131)이 풀브릿지 회로(110)의 출력단과 연결되어 있고, 2차측 권선(132)이 정류 회로(120)의 입력단에 연결되어 있는 것을 특징으로 한다. 절연 변압기(130)는 1차측에 누설 인덕턴스(L_{lk}) 및 자화 인덕턴스(L_m) 성분을 포함하고 있다. 구체적으로, 누설 인덕턴스(L_{lk})는 절연 변압기(130)와 직렬로 연결되어 있으며, 자화 인덕턴스(L_m)는 절연 변압기(130)와 병렬로 연결된다. 절연 변압기(130)의 권수비는 n 으로 정의하며, 구체적으로 1차측 권선비에서 2차측 권선비를 나눈 값을 말한다. 절연 변압기(130)의 존재로 인해서 본 발명의 절연형 DC-DC 변압기는 풀 브릿지 회로와 정류 회로(120)를 물리적으로 분리하므로, 절연형 DC-DC 변압기가 사용되는 시스템의 안정성이 향상되는 효과가 있다.

[0055] 제어기(140)는 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 것을 특징으로 한다. 구체적으로 제어기(140)는 마이크로 컨트롤러 유닛일 수 있다. 구체적으로, 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)가 트랜지스터 중 MOSFET인 경우, 제어기(140)는 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)의 게이트에 전압을 인가하는 방식으로 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 온 또는 오프 제어할 수 있다.

[0056] 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)와 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 상보적으로 동작하도록 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 것을 특징으로 한다. 구체적으로, 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)를 온 제어하는 경우, 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)는 오프 제어하며, 반대로, 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)를 온 제어하는 경우 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)는 오프 제어한다. 즉, 제어기(140)는 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 동시에 온 제어하지 않으며 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4) 또는 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3) 중 어느 한 쪽의 소자만 켜지도록 제어한다.

[0057] 도 9를 참고하면, 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)의 온 오프 주기를 T_s 라 할 때, 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T_1)동안, 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지도록 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)를 온 제어할 수 있다. 이 경우, 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T_1)동안에 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)는 오프 제어한다. 이와 반대로, 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T_1)이 경과한 경우, 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)를 오프 제어한다. 이후, 제어기(140)는 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 켜지는 시간(T_2) 동안, 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3) 소자가 켜지도록 제2 및 3 스위치 소

자(Q2, Q3)를 온 제어할 수 있다. 이 경우, 제어기(140)는 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 켜지는 시간(T2) 동안에 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)를 오프 제어한다.

[0058] 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)와 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 동일한 온 듀티비를 가지도록 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 것을 특징으로 한다. 구체적으로, 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간과 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 켜지는 시간이 동일하도록 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어할 수 있다. 일 예로, 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)와 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)는 50%의 온 듀티비를 가질 수 있다.

[0059] 도 9를 참고하면, 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T1)과 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3) 켜지는 시간(T2)은 동일한 값을 가질 수 있다.

[0060] 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)가 소정의 데드 타임(dead-time)을 갖도록 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 것을 특징으로 한다. 구체적으로, 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T1) 또는 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3) 켜지는 시간(T2) 중 어느 하나의 시간이 경과하는 경우, 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)가 모두 오프되는 시간인 데드 타임(dead-time)을 가지도록 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어한다. 한편, 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)가 모두 오프되는 시간인 데드 타임(dead-time)은 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T1) 또는 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 켜지는 시간(T2) 보다 작을 수 있다.

[0061] 도 9를 참고하면, 전술한 바와 같이 제어기(140)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T1)과 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3) 켜지는 시간(T2) 사이에 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)가 모두 켜지는 시간은 데드 타임(dead-time)을 가지도록 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어할 수 있다. 이 경우, 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)의 온 오프 주기(Ts)는 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지기 전의 데드 타임(dead-time), 제1 및 4 스위치 소자(Q1, Q4)가 켜지는 시간(T1), 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 켜지기 전의 데드 타임(dead-time) 및 제2 및 3 스위치 소자(Q2, Q3)가 켜지는 시간(T2)을 모두 더한 값일 수 있다.

[0062] 본 발명의 절연형 DC-DC 컨버터(1)의 제어 방법의 경우, 제어기(140)가 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 특징과 실질적으로 동일하므로, 구체적인 절연형 DC-DC 컨버터(1)의 제어 방법에 대해서는 생략한다.

[0063] 다음으로, 본 발명의 절연형 DC/DC 컨버터는 1차측 권선(131) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터(151) 또는 2차측 권선(132) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제2 커패시터(152)를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0064] 도 1을 참고하면, 종래의 출력 인덕터를 구비한 위상 전이 폴브릿지 컨버터의 경우, 출력 인덕터가 존재함으로써 인해서 2차측의 정류 회로(120)의 다이오드에 전압이 진동하는 현상인 전압 링잉이 발생한다. 이와 같은 전압 링잉에 의해 순간적으로 높은 전압이 인가되므로 다이오드의 전압 스트레스가 증가하는 문제가 발생하였다.

[0065] 또한, 이로 인한 문제로 인하여 도 3과 같이 출력 인덕터를 제거하는 경우, 도 4와 같이 1차측 전류(ipri)의 피크 값이 높아져 높은 도통 손실이 발생하는 문제점이 존재하였다.

[0066] 따라서, 본 발명의 절연형 DC/DC 컨버터는 1차측 권선(131)의 양단에 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터(151)를 포함하거나 2차측 권선(132) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제2 커패시터(152)를 포함하는 것을 통해서, 제1 커패시터(151) 또는 제2 커패시터(152)가 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(Llkg)와 공진하여 공진 전류를 발생시키고, 이로 인한 공진 전류가 1차측 전류(ipri)로 공급되어 1차측 전류(ipri)의 피크 값을 감소시킬 수 있는 효과가 존재한다.

[0067] 도 9를 참조하면, 제1 커패시터(151)가 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(Llkg) 성분과 공진하여 공진 전류(ic1)가 발생한다. 이러한 공진 전류로 인하여, 출력 인덕터를 구비하지 않고도 1차측 전류(ipri)는 높은 피크 값을 가지지 않으면서 1차측은 충분한 전류를 확보할 수 있다.

[0068] 다음으로, 1차측 권선(131)에 커패시터가 연결되는 제1 실시예, 2차측 권선(132)에 커패시터가 연결되는 제2 실시예에 대해서 각각 구체적으로 설명한다.

[0069] [제1 실시예]

[0070] 도 7은 본 발명의 1차측 권선(131)에 제1 커패시터(151)가 병렬로 연결된 제1 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버

터(1)를 도시한 것이다.

[0071] 본 발명의 제1 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)는 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 포함하는 풀브릿지 회로(110), 제1 내지 4 다이오드 소자(D1, D2, D3, D4)를 포함하는 정류회로, 1차측 권선과 2차측 권선(131, 132)이 풀브릿지 회로(110) 및 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기(130), 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 제어기(140) 및 1차측 권선(131) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터(151)를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0072] 제1 실시예의 특징은 1차측 권선(131) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제1 커패시터(151)를 구비하는 것에 있다. 풀브릿지 회로(110), 정류회로, 절연 변압기(130), 제어기(140)는 전술한바와 같으므로 이하에서는 생략한다.

[0073] 도 7에서 도시된 바와 같이, 제1 커패시터(151)는 1차측 권선(131) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함한다. 구체적으로, 제1 커패시터(151)는 절연 변압기(130)의 1차측 권선(131)에 병렬로 연결될 수 있다. 제1 커패시터(151)는 복수의 커패시터 소자가 연결되어 있는 형태일 수 있다.

[0074] 다음으로, 본 발명의 제1 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)에 포함되는 제1 커패시터(151)의 값에 대해서 설명한다.

[0075] 여기서, C1은 제1 커패시터(151), Llk는 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(Llk), Ic1pk는 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압, ic1는 제1 커패시터(151)에 흐르는 전류, Iomax는 출력단에 연결되는 부하의 최대 전류, n은 절연 변압기(130)의 변압비로서, 1차측 권선수를 N1, 2차측 권선수를 N2라 할 때, $n=N1/N2$ 인 것을 의미한다.

[0076] 제1 커패시터(151)의 값은 하기의 수식 1에 따라 결정되는 것을 특징으로 한다.

$$C_1 = L_{lk} \cdot I_{C1pk}^2 / 4 \cdot V_s^2$$

[0077] [수식 1]

[0078] (여기서, C1은 제1 커패시터(151), Llk는 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(Llk), Ic1pk는 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압)

[0079] 구체적으로, 제1 커패시터(151)를 절연 변압기(130)의 1차측 권선(131)에 연결하는 경우, 제1 커패시터(151)는 절연 변압기(130) 1차측의 누설 인덕턴스(Llk)와 공진하게 되며 제1 커패시터(151) 전류는 하기의 수식과 같은 값을 가지게 된다.

$$i_{C1} = 2 \cdot V_s \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_{lk}}} \cdot \sin(\omega t)$$

[0080] (단, t는 t0 보다 크고 t1보다 작은 값을 갖는다.)

[0081] 이 경우, 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 값을 가지게 된다.

$$I_{C1pk} = 2 \cdot V_s \cdot \sqrt{\frac{C_1}{L_{lk}}}$$

[0082]

[0083] 이 경우, 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 범위 내의 값을 가지도록 회로를 설계할 수 있다. 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값은 본 발명의 절연형 DC-DC 컨버터(1)가 사용되는 장치 또는 기기의 종류에 따라서 달라질 수 있다. 즉, 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 범위 내에서 임의로 선정이 가능한 값이다.

$$0.2 \cdot I_{Omax} / n \leq i_{C1pk} \leq 2 \cdot I_{Omax} / n$$

[0084]

[0085] 이 경우, 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값에 대한 수식을 제1 커패시터(151) 값에 대한 식으로 정리하면 하기의 수식 1을 얻을 수 있다.

$$C_1 = \frac{L_{lkg} \cdot I_{C1pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[0086] [수식 1]

[0087] 다음으로, 제1 커패시터(151)의 값의 범위에 대해서 설명한다.

[0088] 제1 커패시터(151)의 값은 하기의 수식 2의 범위 내의 값을 가지는 것을 특징으로 한다.

$$\frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{100 \cdot n^2 \cdot V_s^2} \leq C_1 \leq \frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{n^2 \cdot V_s^2}$$

[0089] [수식 2]

[0090] (여기서, C1은 제1 커패시터(151), L1kg는 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(L1kg), Iomax는 출력에 연결되는 부하의 최대 전류, n은 절연 변압기(130)의 2차측 권선수를 1차측 권선수로 나눈 값, Vs는 전원 전압)

[0091] 제1 커패시터(151) 값의 범위에 대해서 구체적으로 설명하면, 우선 전술하였듯이, 제1 커패시터(151) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 범위 내의 값을 가진다.

$$0.2 \cdot I_{Omax} / n \leq i_{C1pk} \leq 2 \cdot I_{Omax} / n$$

[0092]

[0093] 이 경우, 제1 커패시터(151)의 전류의 피크 값의 범위에 대한 수식과 수식 1의 제1 커패시터(151)의 값에 대한 수식을 이용하면 하기의 수식 2와 같이 제1 커패시터(151) 값의 범위를 얻을 수 있다.

$$\frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{100 \cdot n^2 \cdot V_s^2} \leq C_1 \leq \frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{n^2 \cdot V_s^2}$$

[0094] [수식 2]

[0095] [제2 실시예]

[0096] 도 8은 본 발명의 2차측 권선(132)에 제2 커패시터(152)가 병렬로 연결된 제2 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)를 도시한 것이다.

[0097] 본 발명의 제2 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)는 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 포함하는 풀브릿지 회로(110), 제1 내지 4 다이오드 소자(D1, D2, D3, D4)를 포함하는 정류회로, 1차측 권선과 2차측 권선(131, 132)이 풀브릿지 회로(110) 및 정류회로와 각각 연결된 절연 변압기(130), 제1 내지 4 스위치 소자(Q1, Q2, Q3, Q4)를 제어하는 제어기(140) 및 2차측 권선(132) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제2 커패시터(152)를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0098] 제2 실시예의 특징은 2차측 권선(132) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함하는 제2 커패시터(152)를 구비하는 것에 있다. 풀브릿지 회로(110), 정류회로, 절연 변압기(130), 제어기(140)는 전술한바와 같으므로 이하에서는 생략한다.

[0099] 도 8에서 도시된 바와 같이, 제2 커패시터(152)는 2차측 권선(132) 양단에 연결되는 적어도 하나의 커패시터를 포함한다. 구체적으로, 제2 커패시터(152)는 절연 변압기(130)의 2차측 권선(132)에 병렬로 연결될 수 있다. 제2 커패시터(152)는 복수의 커패시터 소자가 연결되어 있는 형태일 수 있다.

[0100] 다음으로, 본 발명의 제2 실시예에 의한 절연형 DC-DC 컨버터(1)에 포함되는 제2 커패시터(152)의 값에 대해서 설명한다.

[0101] 여기서, C2는 제2 커패시터(152), L1kg는 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(L1kg), Ic2pk는 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값, Vs는 전원 전압, ic2는 제2 커패시터(152)에 흐르는 전류, Iomax는 출력단에 연결되는 부하의 최대 전류, n은 절연 변압기(130)의 변압비로서, 1차측 권선수를 N1, 2차측 권선수를 N2라 할 때, n=N1/N2인 것을 의미한다.

[0102] 제2 커패시터(152)의 값은 하기의 수식 3에 따라 결정되는 것을 특징으로 한다.

$$C_2 = \frac{L_{lkg} \cdot I_{C2pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[0103] [수식 3]

[0104] (여기서, C2는 제2 커패시터(152), L1kg는 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(L1kg), Ic2pk는 제2 커패시터

(152) 전류의 피크 값, V_s 는 전원 전압)

[0105] 구체적으로, 제2 커패시터(152)를 절연 변압기(130)의 2차측 권선(132)에 연결하는 경우, 제2 커패시터(152)가 절연 변압기(130) 1차측의 누설 인덕턴스(L_{lkg})와 공진하게 되며 이로 인한 제2 커패시터(152) 전류는 하기의 수식과 같은 값을 가지게 된다.

$$i_{C2} = 2 \cdot V_s \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{lkg}}} \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{단, } t \text{는 } t_0 \text{ 보다 크고 } t_1 \text{보다 작은 값을 갖는다.})$$

[0107] 이 경우, 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 값을 가지게 된다.

$$I_{C2pk} = 2 \cdot V_s \cdot \sqrt{\frac{C_2}{L_{lkg}}}$$

[0109] 이 경우, 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 범위 내의 값을 가지도록 회로를 설계할 수 있다. 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값은 본 발명의 절연형 DC-DC 컨버터(1)가 사용되는 장치 또는 기기의 종류에 따라서 달라질 수 있다. 즉, 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 범위 내에서 임의로 선정이 가능한 값이다.

$$0.2 \cdot I_{Omax} \leq i_{C2pk} \leq 2 \cdot I_{Omax}$$

[0111] 결론적으로, 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값의 범위가 수식과 같을 때, 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값에 대한 수식을 제2 커패시터(152) 값에 대한 식으로 정리하면 하기의 수식 3을 얻을 수 있다.

$$C_2 = \frac{L_{lkg} \cdot I_{C2pk}^2}{4 \cdot V_s^2}$$

[0112] [수식 3]

[0113] 다음으로, 제2 커패시터(152)의 값의 범위에 대해서 설명한다.

[0114] 제2 커패시터(152)의 값은 하기의 수식 4의 범위 내의 값을 가지는 것을 특징으로 한다.

$$\frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{100 \cdot V_s^2} \leq C_2 \leq \frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{V_s^2}$$

[0115] [수식 4]

[0116] (여기서, C_2 는 제2 커패시터(152), L_{lkg} 는 절연 변압기(130)의 누설 인덕턴스(L_{lkg}), I_{Omax} 는 출력에 연결되는 부하의 최대 전류, V_s 는 전원 전압)

[0117] 제2 커패시터(152) 값의 범위에 대해서 구체적으로 설명하면, 전술하였듯이, 제2 커패시터(152) 전류의 피크 값은 하기의 수식의 범위 내의 값을 가진다.

$$0.2 \cdot I_{Omax} \leq i_{C2pk} \leq 2 \cdot I_{Omax}$$

[0118]

[0119] 이 경우, 제2 커패시터(152)의 전류의 피크 값의 범위에 대한 수식과 수식 1의 제2 커패시터(152)의 값에 대한 수식을 이용하면 하기의 수식 4와 같이 제2 커패시터(152) 값의 범위를 얻을 수 있다.

$$\frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{100 \cdot V_s^2} \leq C_2 \leq \frac{L_{lkg} \cdot I_{Omax}^2}{V_s^2}$$

[0120] [수식 4]

[0121] 제1 실시예의 제1 커패시터(151)의 값과 제2 실시예의 제2 커패시터(152)의 값이 하기의 수식의 조건을 만족하는 경우, 절연 변압기(130)의 1차측에 흐르는 전류는 같게 된다.

$$C_2 = n^2 \cdot C_1$$

[0122]

[0123] 결론적으로, 제1 실시예 및 제2 실시예에서 한정된 값이나 범위에 따른 제1 커패시터(151) 또는 제2 커패시터(152)를 사용함으로써, 출력 인덕터를 구비하지 않는 경우보다 1차측 전류(i_{pri}) 피크 값을 낮게 유지할 수 있

으며, 정류 회로(120)의 다이오드 소자의 전압 스트레스를 감소시킬 수 있는 효과가 있다.

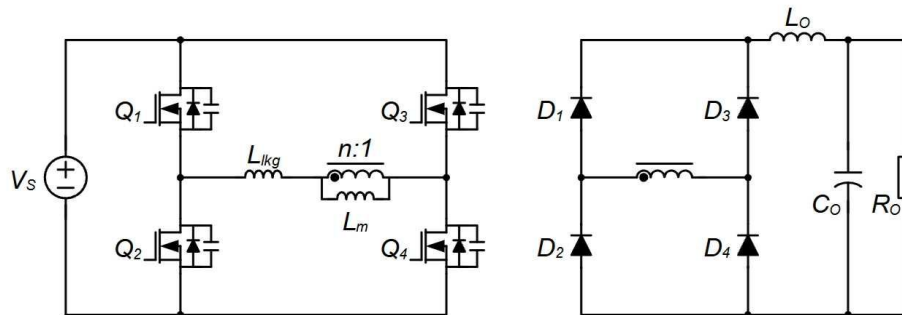
[0124] 본 발명의 상기한 실시 예에 한정하여 기술적 사상을 해석해서는 안된다. 적용범위가 다양함은 물론이고, 청구 범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당업자의 수준에서 다양한 변형 실시가 가능하다. 따라서 이러한 개량 및 변경은 당업자에게 자명한 것인 한 본 발명의 보호범위에 속하게 된다.

부호의 설명

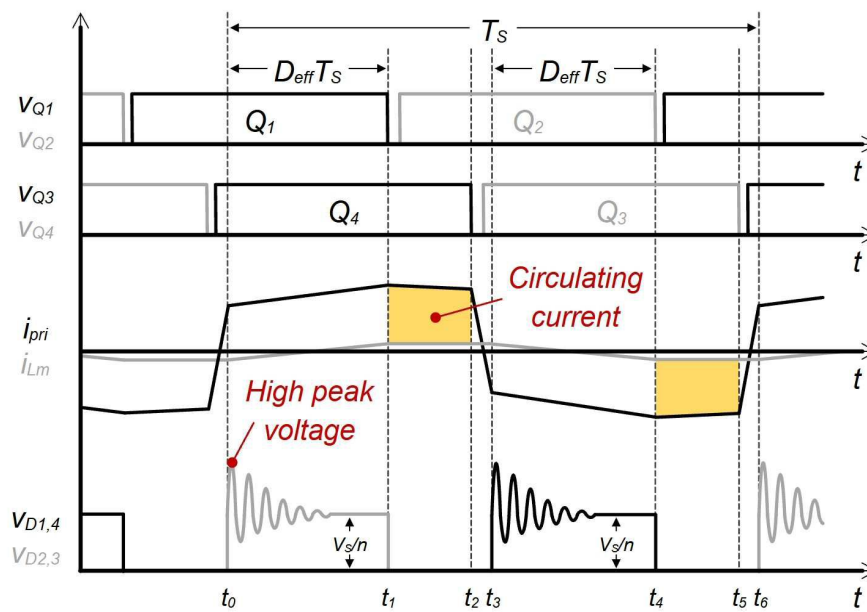
[0126] 1 : 절연형 DC-DC 컨버터
 110 : 풀브릿지 회로
 120 : 정류 회로
 130 : 절연 변압기
 131 : 1차측 권선
 132 : 2차측 권선
 140 : 제어기
 151 : 제1 커패시터
 152 : 제2 커패시터
 Vs : 전원
 Q1 ~ Q4 : 제1 내지 4 스위치 소자
 Llkg : 누설 인덕턴스
 Lm : 자화 인덕턴스
 Ipri : 1차측 전류
 C1 : 제1 커패시터
 C2 : 제2 커패시터
 D1 ~ D4 : 제1 내지 4 다이오드 소자
 Co : 출력 커패시터
 Ro : 출력 저항

도면

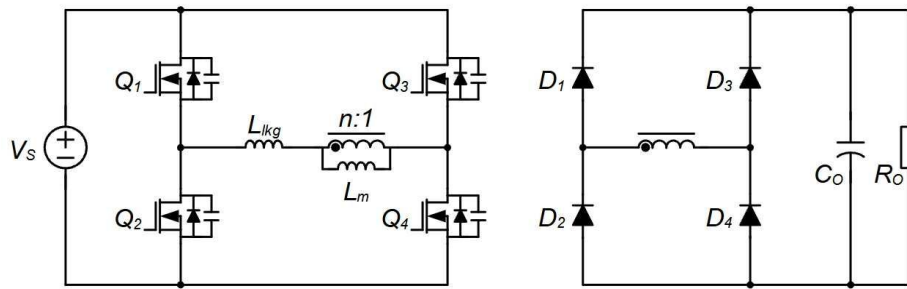
도면1



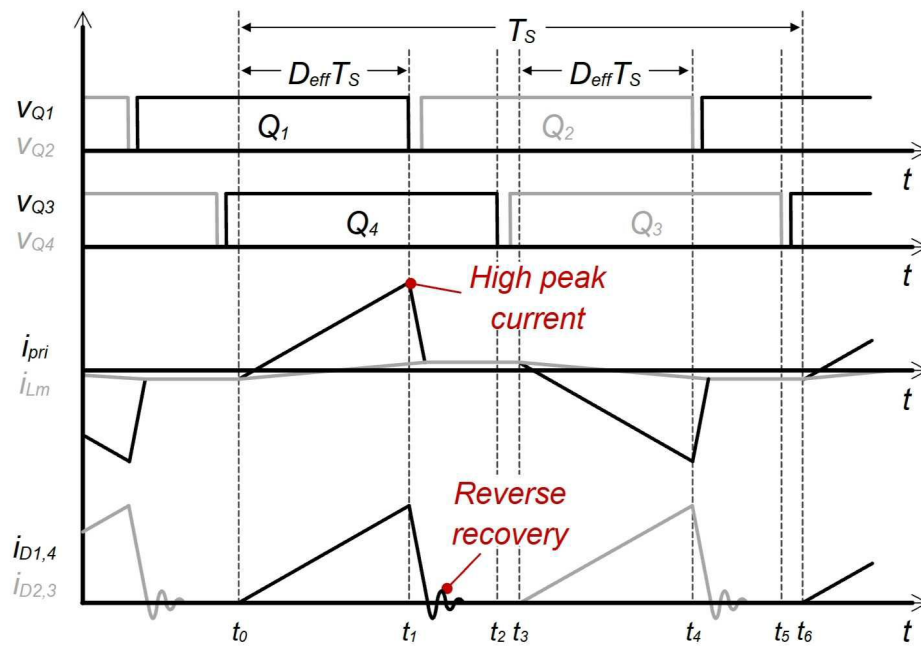
도면2



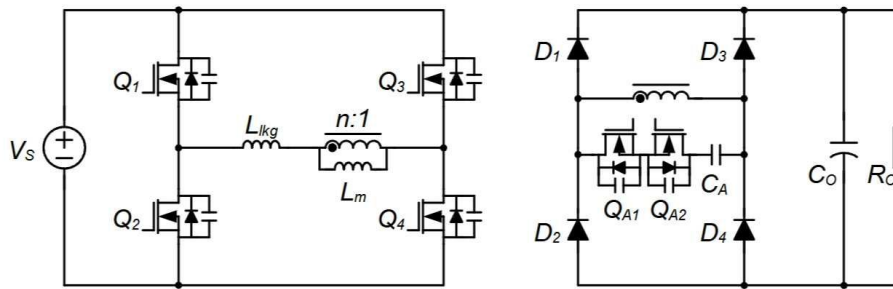
도면3



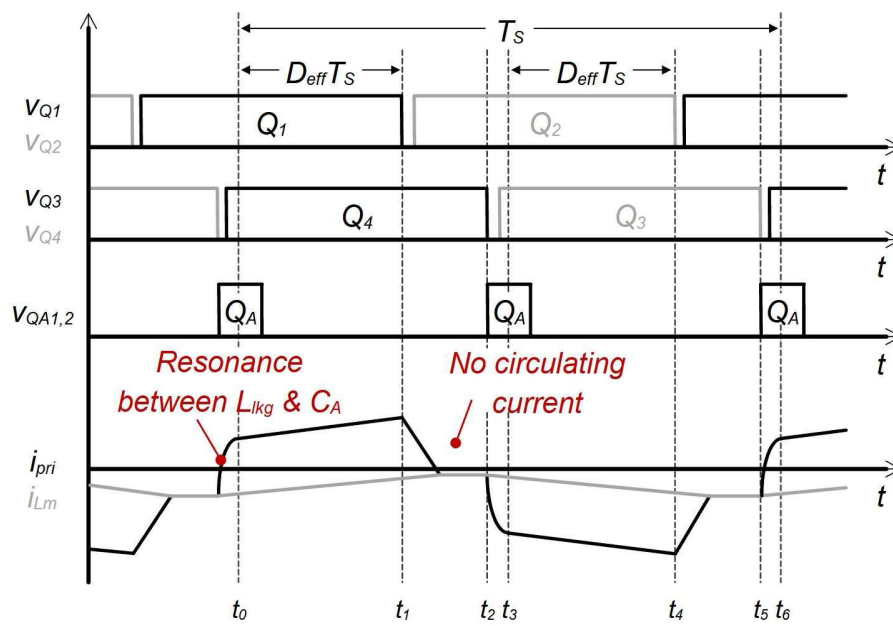
도면4



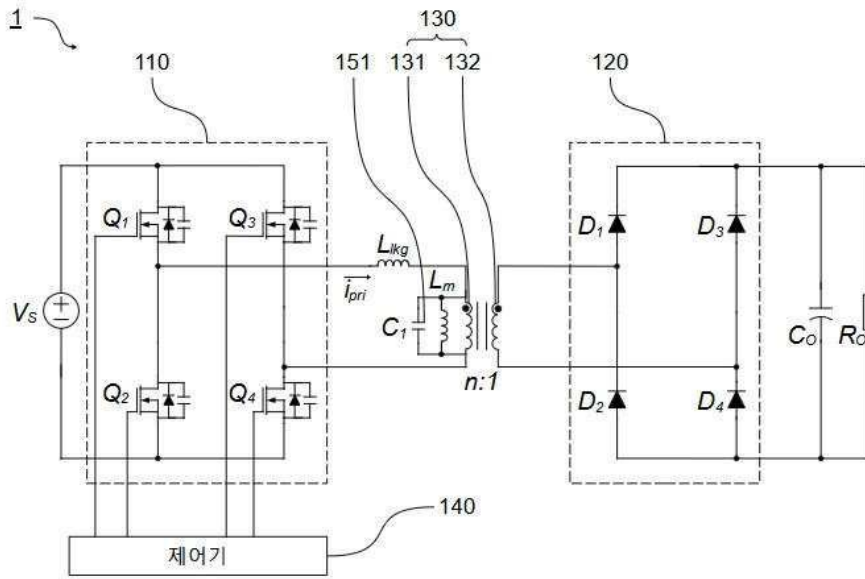
도면5



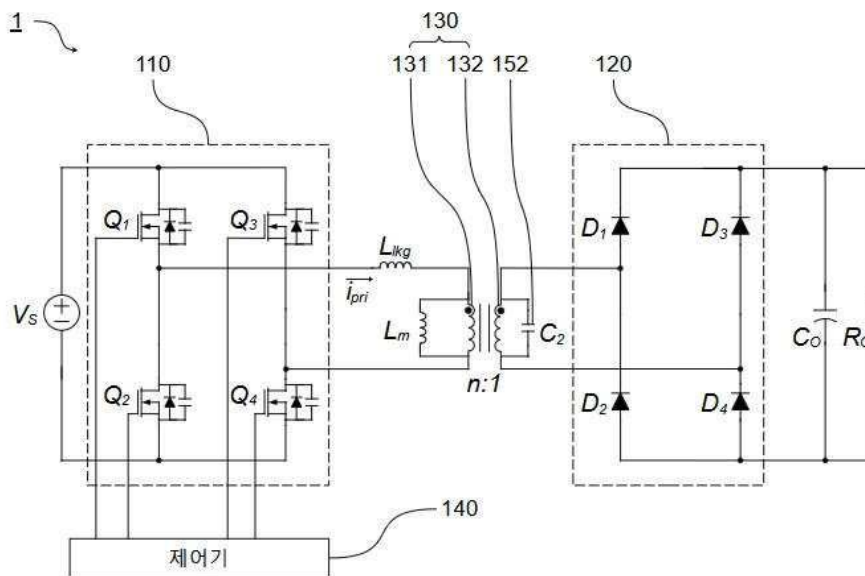
도면6



도면7



도면8



도면9

