



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0067446
(43) 공개일자 2016년06월14일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 3/28 (2006.01) H02M 1/08 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2014-0172857
(22) 출원일자 2014년12월04일
심사청구일자 2014년12월04일

(71) 출원인
울산과학기술원
울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50
(72) 발명자
정지훈
울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50 유니스트 교수아파트 402동 504호
최현준
서울특별시 노원구 공릉로 232 서울과학기술대학교 불암학사 208호 (공릉동)
(74) 대리인
특허법인충현

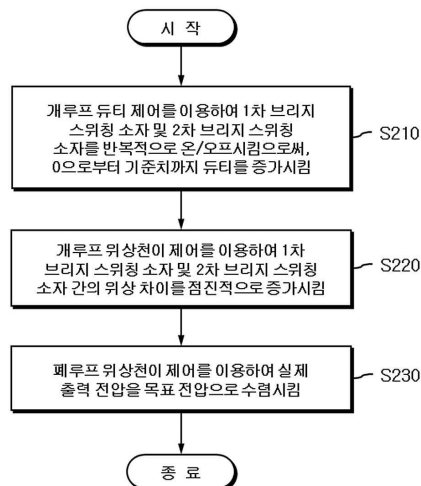
전체 청구항 수 : 총 17 항

(54) 발명의 명칭 DAB 컨버터의 소프트 기동 제어 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 DAB 컨버터의 소프트 기동 제어 방법 및 장치에 관한 것으로, 1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자를 구비하는 제 1 전원 회로, 2차 브리지 스위칭 소자를 구비하는 제 2 전원 회로 및 변압기를 포함하여 형성되는 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 기동을 제어하는 방법은, 개루프 듀티(open-loop duty) 제어를 이용하여 1차 브리지 스위칭 소자 및 2차 브리지 스위칭 소자를 반복적으로 온(on)/오프(off)시킴으로써, 0으로부터 기준치까지 듀티를 증가시키고, 개루프 위상천이 제어를 이용하여 1차 브리지 스위칭 소자 및 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 점진적으로 증가시키며, 폐루프(closed-loop) 위상천이 제어를 이용하여 실제 출력 전압을 목표 전압으로 수렴시킨다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1345205558

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 일반연구자지원(미래부)

연구과제명 지능형 전력망을 위한 SOLID STATE TRANSFORMER용 양방향 전력변환장치 개발

기 여 율 1/1

주관기관 한국연구재단

연구기간 2014.06.01 ~ 2015.05.31

명세서

청구범위

청구항 1

1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자를 구비하는 제 1 전원 회로, 2차 브리지 스위칭 소자를 구비하는 제 2 전원 회로 및 상기 제 1 전원 회로와 상기 제 2 전원 회로 사이에 위치하는 변압기를 포함하여 형성되는 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 기동을 제어하는 방법에 있어서,

개루프 듀티(open-loop duty) 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자를 반복적으로 온(on)/오프(off)시킴으로써, 0으로부터 기준치까지 듀티를 증가시키는 단계;

개루프 위상천이 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 점진적으로 증가시키는 단계; 및

폐루프(closed-loop) 위상천이 제어를 이용하여 실제 출력 전압을 목표 전압으로 수렴시키는 단계;를 포함하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 개루프 위상천이 제어는,

상기 개루프 듀티 제어에 따른 출력 전압이 목표 전압이 아닌 제 1 소정값으로 수렴하는 경우 시작되는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 개루프 위상천이 제어는,

상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 시간에 비례하여 점진적으로 증가시킴으로써, 출력 전압을 증가시키고, 과도 전류의 피크(peak) 값을 감소시키는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 개루프 듀티 제어의 듀티 및 상기 개루프 위상천이 제어의 위상 차이는 각각 선형적으로 또는 비선형적으로 증가시키는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 폐루프 위상천이 제어는,

상기 개루프 위상천이 제어에 따른 출력 전압이 제 2 소정값에 도달한 경우 시작되는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 폐루프 위상천이 제어는,

상기 개루프 위상천이 제어 과정의 종료점으로부터 10% 내지 30% 앞선 시점에 시작되며, 상기 실제 출력 전압과

상기 목표 전압 간의 에러(error)를 축적하여 피드백(feedback) 제어를 수행하는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 미리 설정된 제 1 전압 구간인 경우, 상기 개루프 듀티 제어를 수행하고,

상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 1 전압 구간보다 큰 제 2 전압 구간인 경우, 상기 개루프 위상천이 제어를 수행하며,

상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 2 전압 구간보다 큰 제 3 전압 구간인 경우, 상기 폐루프 위상천이 제어를 수행하는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터의 기동 제어 방법.

청구항 8

1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자를 구비하는 제 1 전원 회로;

2차 브리지 스위칭 소자를 구비하는 제 2 전원 회로; 및

상기 제 1 전원 회로와 상기 제 2 전원 회로 사이에 위치하는 변압기;를 포함하되,

개루프 듀티(open-loop duty) 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자를 반복적으로 온(on)/오프(off)시킴으로써, 0으로부터 기준치까지 듀티를 증가시키고,

개루프 위상천이 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 점진적으로 증가시키며,

폐루프(closed-loop) 위상천이 제어를 이용하여 실제 출력 전압을 목표 전압으로 수렴시킴으로써 기동을 제어하는 DAB 컨버터.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자는,

MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 또는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)로 형성되며,

스위칭 제어 신호에 따라 인덕터(inductor)에 제 1 방향으로 전류를 흐르게 하는 스위치와 상기 인덕터에 제 2 방향으로 전류를 흐르게 하는 스위치를 포함하는 풀브릿지 구조로 구성되는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 10

제 8 항에 있어서,

상기 개루프 듀티 제어는,

상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 중 제 1 방향 스위치를 온(on)시킴으로써 인덕터를 통해 제 1 방향으로 흐르는 전류의 양을 증가시키고,

상기 제 1 방향 스위치를 오프(off)시킴으로써 상기 인덕터의 전류를 감소시키고,

상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 중 제 2 방향 스위치를 온(on)시킴으로써 상기 인덕터를 통해 제 2 방향으로 흐르는 전류의 양을 증가시키며,

상기 제 2 방향 스위치를 오프(off)시킴으로써 상기 인덕터의 전류를 감소시키는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 11

제 8 항에 있어서,

상기 개루프 위상천이 제어는,

상기 개루프 듀티 제어에 따른 출력 전압이 목표 전압이 아닌 제 1 소정값으로 수렴하는 경우 시작되는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 12

제 8 항에 있어서,

상기 개루프 위상천이 제어는,

상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 시간에 비례하여 점진적으로 증가시킴으로써, 출력 전압을 증가시키고, 과도 전류의 피크(peak) 값을 감소시키는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 13

제 8 항에 있어서,

상기 개루프 듀티 제어의 듀티 및 상기 개루프 위상천이 제어의 위상 차이는 각각 선형적으로 또는 비선형적으로 증가시키는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 14

제 8 항에 있어서,

상기 개루프 위상천이 제어 및 상기 폐루프 위상천이 제어는,

위상천이 폴브릿지(phase shift full bridge)의 동작 원리에 따르는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 15

제 8 항에 있어서,

상기 폐루프 위상천이 제어는,

상기 개루프 위상천이 제어에 따른 출력 전압이 제 2 소정값에 도달한 경우 시작되는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 16

제 8 항에 있어서,

상기 폐루프 위상천이 제어는,

상기 개루프 위상천이 제어 과정의 종료점으로부터 10% 내지 30% 앞선 시점에 시작되며, 상기 실제 출력 전압과 상기 목표 전압 간의 에러(error)를 축적하여 피드백(feedback) 제어를 수행하는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

청구항 17

제 8 항에 있어서,

출력 전압을 측정하는 전압 측정 수단;을 더 포함하되,

상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 미리 설정된 제 1 전압 구간인 경우, 상기 개루프 듀티 제어를 수행하고,

상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 1 전압 구간보다 큰 제 2 전압 구간인 경우, 상기 개루프 위상천이 제어를 수행하며,

상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 2 전압 구간보다 큰 제 3 전압 구간인 경우, 상기 폐

루프 위상천이 제어를 수행하는 것을 특징으로 하는 DAB 컨버터.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 기동 기술에 관한 것으로서, 특히 전력전자(Power Electronics) 기술을 기반으로 하는 절연형 양방향 DC-DC 컨버터인 DAB 컨버터의 소프트 기동(Soft Start)을 제어하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 화석 연료로 지구온난화, 미세먼지 등 환경오염이 심해지면서 친환경에너지가 각광받고 있다. 특히, 최근 들어 스마트 그리드(Smart Grids) 분야에서 활발한 연구가 이루어지고 있다. 현재 스마트 그리드 산업으로 인하여 신재생 에너지의 활용이 중시되고 있는데, 신재생 에너지를 더욱 효율적이고 안정적으로 사용하기 위해서 에너지 저장 장치의 필요성이 부각되고 있다.

[0003] 신재생 에너지원의 출력은 자연조건 및 외부요인에 의해 상당한 영향을 받기 때문에 신재생 에너지를 포함하는 분산형 발전은 계통에 안정적인 출력을 공급하기 위해 배터리와 같은 에너지 저장장치를 달게 한다. 또한, 이들 에너지 저장장치를 사용하기 위해서 필수적으로 충/방전회로가 구성되어야 하며, 이를 위해 통상 양방향 DC-DC 컨버터가 사용된다.

[0004] 스마트 그리드를 구현함에 있어서 반도체 변압기는 필수적인 기능을 담당하는 기기로, 과거 수동형 변압기를 절연형 DC-DC 컨버터를 사용함으로써 부피와 무게를 줄이고, 동시에 능동적으로 전력을 제어함으로써 전력의 품질을 향상시킬 수 있다는 장점을 가진다. 지능형 변압기를 구현하기 위해서는 반드시 절연형 양방향 컨버터 기술이 필요하다. 이하에서 제시되는 선행기술문헌에는 절연형 양방향 DC-DC 컨버터에 관한 제반 기술들이 소개되어 있다.

[0005] 양방향 DC-DC 컨버터는 절연 형태에 따라 비절연형, 절연형으로 구분되며, 대부분의 시스템에서는 안정성을 위하여 절연형 DC-DC컨버터를 선호하고 있다. 비절연형으로는 주로 비절연형 벡부스트(Buck-Boost) 방식이 많이 적용되고 있다. 절연형 양방향 DC-DC 컨버터는 현재 많은 연구가 진행되고 있으며, 주로 위상천이(Phase-shifted) ZVS(Zero voltage switching, 영 전압 스위칭) 컨버터와 절연된 부스트(Isolated Boost) 컨버터가 결합된 방식, DAB(Dual Active Bridge) 컨버터 방식, 그리고 LLC 공진형 컨버터 방식 등이 많이 사용되고 있다.

[0006] 이러한 절연형 양방향 컨버터 중 DAB 컨버터는 전력변환방향 전환의 용이성과 제어의 편의성으로 인하여 지능형 변압기에서 가장 널리 사용되고 있는 토폴로지(Topology) 중 하나로서, 스위칭 손실이 작다는 장점을 갖는다.

선행기술문헌

비특허문헌

[0007] (비특허문헌 0001) 절연형 양방향 DC-DC 컨버터에 관한 연구, 배성식, 경남대학교 대학원 전기공학과, 1994.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제는, DAB 컨버터의 기동 상태에서 과도 전류가 발생하는 제어 문제를 해결하고, 종래의 위상 제어 방법에서 스위치의 전류 스트레스로 인하여 컨버터가 부적절한 동작하게 되고 이로 인해 기동 및 과도 상태에서부터 정상 상태에 도달할 수 없었던 한계를 극복하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0009] 상기 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자를 구비하는 제 1 전원 회로, 2차 브리지 스위칭 소자를 구비하는 제 2 전원 회로 및 상기 제 1 전원 회로와 상기 제 2 전원 회로 사이에 위치하는 변압기를 포함하여 형성되는 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 기동을 제

어하는 방법은, 개루프 듀티(open-loop duty) 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자를 반복적으로 온(on)/오프(off)시킴으로써, 0으로부터 기준치까지 듀티를 증가시키는 단계; 개루프 위상천이 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 점진적으로 증가시키는 단계; 및 폐루프(closed-loop) 위상천이 제어를 이용하여 실제 출력 전압을 목표 전압으로 수렴시키는 단계;를 포함한다.

- [0010] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터의 기동 제어 방법에서, 상기 개루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 듀티 제어에 따른 출력 전압이 목표 전압이 아닌 제 1 소정값으로 수렴하는 경우 시작될 수 있다.
- [0011] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터의 기동 제어 방법에서, 상기 개루프 위상천이 제어는, 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 시간에 비례하여 점진적으로 증가시킴으로써, 출력 전압을 증가시키고, 과도 전류의 피크(peak) 값을 감소시킨다.
- [0012] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터의 기동 제어 방법에서, 상기 개루프 듀티 제어의 듀티 및 상기 개루프 위상천이 제어의 위상 차이는 각각 선형적으로 또는 비선형적으로 증가시킬 수 있다.
- [0013] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터의 기동 제어 방법에서, 상기 폐루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 위상천이 제어에 따른 출력 전압이 제 2 소정값에 도달한 경우 시작될 수 있다.
- [0014] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터의 기동 제어 방법에서, 상기 폐루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 위상천이 제어 과정의 종료점으로부터 10% 내지 30% 앞선 시점에 시작되며, 상기 실제 출력 전압과 상기 목표 전압 간의 에러(error)를 축적하여 피드백(feedback) 제어를 수행할 수 있다.
- [0015] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터의 기동 제어 방법에서, 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 미리 설정된 제 1 전압 구간인 경우, 상기 개루프 듀티 제어를 수행하고, 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 1 전압 구간보다 큰 제 2 전압 구간인 경우, 상기 개루프 위상천이 제어를 수행하며, 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 2 전압 구간보다 큰 제 3 전압 구간인 경우, 상기 폐루프 위상천이 제어를 수행할 수 있다.
- [0016] 상기 기술적 과제를 해결하기 위하여, 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터는, 1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자를 구비하는 제 1 전원 회로; 2차 브리지 스위칭 소자를 구비하는 제 2 전원 회로; 및 상기 제 1 전원 회로와 상기 제 2 전원 회로 사이에 위치하는 변압기;를 포함하되, 개루프 듀티(open-loop duty) 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자를 반복적으로 온(on)/오프(off)시킴으로써, 0으로부터 기준치까지 듀티를 증가시키고, 개루프 위상천이 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 점진적으로 증가시키며, 폐루프(closed-loop) 위상천이 제어를 이용하여 실제 출력 전압을 목표 전압으로 수렴시킨다.
- [0017] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자는, MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 또는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)로 형성되며, 스위칭 제어 신호에 따라 인덕터(inductor)에 제 1 방향으로 전류를 흐르게 하는 스위치와 상기 인덕터에 제 2 방향으로 전류를 흐르게 하는 스위치를 포함하는 풀브릿지 구조로 구성된다.
- [0018] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 개루프 듀티 제어는, 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 중 제 1 방향 스위치를 온(on)시킴으로써 인덕터를 통해 제 1 방향으로 흐르는 전류의 양을 증가시키고, 상기 제 1 방향 스위치를 오프(off)시킴으로써 상기 인덕터의 전류를 감소시키고, 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 중 제 2 방향 스위치를 온(on)시킴으로써 상기 인덕터를 통해 제 2 방향으로 흐르는 전류의 양을 증가시키며, 상기 제 2 방향 스위치를 오프(off)시킴으로써 상기 인덕터의 전류를 감소시킨다.
- [0019] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 개루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 듀티 제어에 따른 출력 전압이 목표 전압이 아닌 제 1 소정값으로 수렴하는 경우 시작될 수 있다.
- [0020] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 개루프 위상천이 제어는, 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 시간에 비례하여 점진적으로 증가시킴으로써, 출력 전압을 증가시키고, 과도 전류의 피크(peak) 값을 감소시킨다.
- [0021] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 개루프 듀티 제어의 듀티 및 상기 개루프 위상천이 제어의 위상

차이는 각각 선형적으로 또는 비선형적으로 증가시킬 수 있다.

- [0022] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 개루프 위상천이 제어 및 상기 페루프 위상천이 제어는, 위상천이 폴브릿지(phase shift full bridge)의 동작 원리에 따른다
- [0023] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 페루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 위상천이 제어에 따른 출력 전압이 제 2 소정값에 도달한 경우 시작될 수 있다.
- [0024] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 상기 페루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 위상천이 제어 과정의 종료 점으로부터 10% 내지 30% 앞선 시점에 시작되며, 상기 실제 출력 전압과 상기 목표 전압 간의 에러(error)를 추적하여 피드백(feedback) 제어를 수행할 수 있다.
- [0025] 일 실시예에 따른 상기 DAB 컨버터에서, 출력 전압을 측정하는 전압 측정 수단;을 더 포함하되, 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 미리 설정된 제 1 전압 구간인 경우, 상기 개루프 듀티 제어를 수행하고, 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 1 전압 구간보다 큰 제 2 전압 구간인 경우, 상기 개루프 위상천이 제어를 수행하며, 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 2 전압 구간보다 큰 제 3 전압 구간인 경우, 상기 페루프 위상천이 제어를 수행할 수 있다.

발명의 효과

- [0026] 본 발명의 실시예들은, DAB 컨버터가 기동 상태에서 동작할 때 발생할 수 있는 과도 전류를 제한하여 컨버터를 구성하는 능동 혹은 수동 소자들의 스트레스(Stress)를 감소시키고 안정적으로 출력 전압이 충전될 수 있도록 유도하며, 순차적인 제어 알고리즘의 전환 과정을 통해 각각의 제어 알고리즘 간의 이동 시 발생할 수 있는 급격한 과도 전압 및 전류를 제한할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0027] 도 1은 본 발명의 실시예들이 구현되는 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 기본 구조를 예시한 회로도이다.
- 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터의 소프트 기동 제어 방법을 도시한 흐름도이다.
- 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 도 2의 소프트 기동 제어 방법에서 개루프 듀티 제어에 따른 듀티 증가 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 4a 및 도 4b는 본 발명의 일 실시예에 따른 도 2의 소프트 기동 제어 방법에서 개루프 듀티 제어의 스위칭 과정을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 5는 도 4a 및 도 4b의 개루프 듀티 제어에 따른 각 소자의 동작을 예시한 타이밍도이다.
- 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 개루프 듀티 제어에 따라 듀티를 증가시키는 경우 나타나는 출력 전압과 입력 전류를 예시한 도면이다.
- 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 도 2의 소프트 기동 제어 방법에서 개루프 위상천이 제어에 따른 위상 이동 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 개루프 위상천이 제어에 따른 각 소자의 동작을 예시한 타이밍도이다.
- 도 9는 개루프 위상천이 제어를 사용하여 제어하는 경우 나타나는 출력 전압과 입력 전류를 예시한 도면이다.
- 도 10a 및 도 10b는 각각 본 발명의 일 실시예에 따른 페루프 위상천이 제어의 시작점을 달리할 경우의 차이를 비교하여 설명하기 위한 도면이다.
- 도 11은 도 10b의 페루프 위상천이 제어에 따라 나타나는 출력 전압과 입력 전류의 전체 파형을 예시한 도면이다.
- 도 12는 본 발명의 다른 실시예에 따른 DAB 컨버터의 소프트 기동 제어 방법을 구간별로 도시한 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0028] 본 발명의 실시예들을 설명하기에 앞서, DAB 컨버터의 특징과 기동 과정에서 나타나는 약점을 간략히 소개한 후, 이러한 문제점을 해결하기 위해 본 발명의 실시예들이 채택하고 있는 기술적 수단을 순차적으로 제시하도록 한다.

- [0029] 도 1은 본 발명의 실시예들이 구현되는 DAB(Dual Active Bridge) 컨버터의 기본 구조를 예시한 회로도로서, 1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자(S_1, S_2, S_3, S_4)를 구비하는 제 1 전원 회로(10), 2차 브리지 스위칭 소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)를 구비하는 제 2 전원 회로(20) 및 상기 제 1 전원 회로(10)와 상기 제 2 전원 회로(20) 사이에 위치하는 변압기를 포함한다.
- [0030] DAB 컨버터는 절연형 양방향 DC-DC 컨버터 중 하나로, CLLC 컨버터와 같은 양방향 공진형 컨버터와는 달리 부하 전류의 방향 전환이 매끄럽고, 위상천이에 의한 전력 방향 제어가 용이하다는 장점이 있다. 그러나 공진형 컨버터에 비하여 전류의 실효값과 순환전류가 커서 도통손실이 증가하고, 저부하 영역에서 ZVS가 이루어지지 않는 등 전력변환효율이 감소하는 단점이 있다. 일반적인 DAB 컨버터의 제어 방법은 정상상태에서 스위치에 0.5 듀티(Duty)를 인가하고, 위상천이를 이용하여 출력 전압을 제어하는 방식이다.
- [0031] 그러나 이러한 출력 전압 제어는 정상상태에 국한된 방법으로서, 출력 캐패시터에 전압이 전혀 인가되지 않은 초기 상태에서 컨버터가 동작을 시작하는 소위 '기동(start) 상태'에서는 DAB 컨버터의 위상천이 상태와 상관없이 출력 전압이 빠르게 상승하면서 전류가 과도하게 흐르는 현상이 발생한다. 이는 컨버터를 구성하는 소자들의 전류 스트레스를 증가시키고 파손을 야기할 수 있어 컨버터의 기동 시 발생하는 과도 전류를 억제해야 할 필요가 있다.
- [0032] 예를 들어, 기동 상태에서 기존의 DAB 컨버터 제어방식을 통해 DAB 컨버터에 나타나는 출력전압과 입력전류의 파형을 살펴보면, 기동 시간 동안 컨버터에 과도한 전류가 흐르는 것을 확인되었다. 특히, 스위치에 시작부터 0.5로 고정된 듀티가 인가되고, 위상의 차이를 이용하여 출력 전압을 제어할 경우, DAB 컨버터의 동작시 출력전압은 0 V이기 때문에 처음부터 위상의 차이가 가장 크게 벌어져 있게 된다. 따라서 동작이 시작되는 시점부터 스위치를 통해 큰 전류가 흐르게 된다. 이는 스위치에 스트레스를 유발시키는 동시에 발열을 유도하며, 결국 스위치 파손의 원인이 된다.
- [0033] 또한, 단순히 위상천이를 지연시키더라도 출력 전압이 매우 낮은 기동 상태에서는 위상천이 정도와 상관없이 2차측으로 급격한 전력 전달이 일어나게 된다. 이러한 동작은 기존의 풀브릿지(Full-bridge) 컨버터의 전력 전달과 유사하며, 위상천이의 지연 이외에도 과도한 전류를 제한할 수 있는 추가적인 제어 알고리즘이 필요하다는 것을 알 수 있다.
- [0034] 따라서, 이하에서 기술되는 본 발명의 실시예들에서는 순간적으로 흐르는 과도 전류를 제한하여 컨버터를 구성하는 소자들의 스트레스를 줄이는 제어 알고리즘을 제시하고자 한다. 즉, 본 발명의 실시예들은 DAB 컨버터의 기동 상태에서 과도 전류를 제한할 수 있는 소프트 기동(Soft Start) 제어 알고리즘을 제시함으로써, 종래의 위상 제어 방법에서 문제가 되었던 스위치의 전류 스트레스를 감소시켜 컨버터가 적절한 동작환경에서 기동 및 과도 상태에서부터 정상 상태에 도달할 수 있도록 스위치 동작을 제어하고자 한다.
- [0035] 상기된 목표를 달성하기 위하여, 본 발명의 실시예들이 제안하는 소프트 기동 제어 알고리즘은 다음과 같이 크게 3가지의 시퀀스로 구분된다.
- [0036] 1) 개루프 듀티(Open-loop Duty) 제어
- [0037] 2) 개루프 위상천이(Open-loop Phase-shifted) 제어
- [0038] 3) 폐루프 위상천이(Closed-loop Phase-shifted) 제어
- [0039] 이하에서는 도면을 참조하여 본 발명의 실시예들과 각각의 제어 과정을 구체적으로 설명하도록 한다. 다만, 하기의 설명 및 첨부된 도면에서 본 발명의 요지를 흐릴 수 있는 공지 기능 또는 구성에 대한 상세한 설명은 생략한다. 또한, 도면 전체에 걸쳐 동일한 구성 요소들은 가능한 한 동일한 도면 부호로 나타내고 있음에 유의하여야 한다.
- [0040] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 DAB 컨버터의 소프트 기동 제어 방법을 도시한 흐름도로서, 앞서 소개한 도 1의 DAB 컨버터를 기반으로 다음과 같은 제어 과정을 수행한다.
- [0041] 도 2에서, DAB 컨버터는 1차 브리지 스위칭(bridge switching) 소자(S_1, S_2, S_3, S_4)를 구비하는 제 1 전원 회로(10), 2차 브리지 스위칭 소자(Q_1, Q_2, Q_3, Q_4)를 구비하는 제 2 전원 회로(20) 및 상기 제 1 전원 회로(10)와 상기 제 2 전원 회로(20) 사이에 위치하는 변압기(30)를 포함한다. 또한, 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자는, MOSFET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) 또는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)로 형성될 수 있으며, 스위칭 제어 신호에 따라 인덕터(inductor)에 제 1 방향으로

전류를 흐르게 하는 스위치와 상기 인덕터에 제 2 방향으로 전류를 흐르게 하는 스위치를 포함하는 풀브릿지 구조로 구성되는 것이 바람직하다.

[0042] S210 단계에서는, 개루프 듀티(open-loop duty) 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자를 반복적으로 온(on)/오프(off)시킴으로써, 0으로부터 기준치까지 듀티를 증가시킨다. 예를 들어, 이 과정에서는 듀티를 0에서부터 0.5까지 증가시키면서, 1차 브리지 스위칭 소자(S_1 , S_2 , S_3 , S_4)와 2차 브리지 스위칭 소자(Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4)를 동시에 온/오프시키는 풀브릿지(full-bridge) 컨버터와 유사하게 동작하게 된다. 이러한 과정을 통해 DAB 컨버터의 초기 기동으로부터 과도 전류의 발생을 방지하면서, 듀티가 커질수록 전력이 많이 전달되는 특성이 나타나게 된다.

[0043] S220 단계에서는, 개루프 위상천이 제어를 이용하여 상기 1차 브리지 스위칭 소자 및 상기 2차 브리지 스위칭 소자 간의 위상 차이를 점진적으로 증가시킨다. 이러한 개루프 위상천이 제어는 위상천이 풀브릿지(phase shift full bridge)의 동작 원리에 따라 수행된다. 예를 들어, 이 과정에서는 위상천이가 순간적으로 이루어지는 것을 방지하기 위해 시간의 흐름에 따라 듀티가 0.5까지 점진적으로 증가하도록 유도하게 된다.

[0044] S230 단계에서는, 폐루프(closed-loop) 위상천이 제어를 이용하여 실제 출력 전압을 목표 전압으로 수렴시킨다. 이러한 폐루프 위상천이 제어는 위상천이 풀브릿지의 동작 원리에 따라 수행된다. 이 과정에서는 실제 출력 전압과 목표 전압과의 차이를 축적한 에러(error) 값을 이용하여 피드백(feedback) 제어를 통해 출력에 따른 위상천이가 제어되게 된다.

[0045] 이하에서는 세부 도면을 참조하여 각각의 과정을 보다 구체적으로 기술하도록 한다.

[0046] 1) 개루프 듀티(Open-loop Duty) 제어

[0047] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 도 2의 소프트 기동 제어 방법에서 개루프 듀티 제어에 따른 듀티 증가 알고리즘을 설명하기 위한 도면으로서, 예를 들어 스위치(S_1 , S_4 및 S_2 , S_3)에 처음부터 0.5 듀티를 인가하지 않고, 듀티를 0에서부터 0.5까지 서서히 증가시키는 알고리즘을 간단히 나타내었다. 물론, 듀티가 0.5가 된 후, 다음 과정인 개루프 위상천이 방식으로 제어를 변경한다. 상기된 개루프 듀티 제어의 알고리즘은 기존의 풀브릿지 컨버터의 전력 전달과 유사하다.

[0048] 한편, 듀티를 증가시키는 방법으로는 선형적 방법과 비선형적 방법으로 크게 2가지 방법으로 나눌 수 있는데, 시뮬레이션 결과 큰 차이가 발견되지 않았으나, 실제 구현에 있어서는 양자 모두 채택이 가능하다. 즉, 개루프 듀티 제어의 듀티는 선형적으로 또는 비선형적으로 증가시킬 수 있다.

[0049] 도 4a 및 도 4b는 본 발명의 일 실시예에 따른 도 2의 소프트 기동 제어 방법에서 개루프 듀티 제어의 스위칭 과정을 설명하기 위한 도면으로서, 스위치 제어에 따라 전류의 흐름을 부가하여 표시하였다.

[0050] 도 4a를 참조하면, 먼저 제 1 방향 스위치(S_1 , S_4 및 Q_1 , Q_4)에 게이트 신호를 인가하면, 1차 측의 스위치(S_1 , S_4)가 켜지면서, 동시에 2차 측의 스위치(Q_1 , Q_4)가 켜지게 된다. 인덕터에 인가되는 전압이 양(positive) 입력 전압이기 때문에 인덕터를 통해 흐르는 전류의 양이 증가하게 된다. 이후, 스위치가 꺼지게 되면 인덕터의 특성에 따라 순간적으로 많은 전류의 변화량이 생기지 않으며, 스위치의 내부 다이오드를 통해 전류가 같은 방향으로 흐르면서 점차 감소하게 된다.

[0051] 도 4b를 참조하면, 제 2 방향 스위치(S_2 , S_3 및 Q_2 , Q_3)에 턴온(turn-on) 신호가 인가되면 스위치가 켜지게 되고, 이에 의해 인덕터의 전류는 반대 방향으로 흐르게 된다. 이때, 스위치 S_1 에 인가되는 전압은 입력전압과 같고, Q_2 에 인가되는 전압은 $n \cdot V_s$ (입력전압)이다.

[0052] 요약하건대, 개루프 듀티 제어는, 1차 브리지 스위칭 소자(S_1 , S_2 , S_3 , S_4) 및 2차 브리지 스위칭 소자(Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4) 중 제 1 방향 스위치(S_1 , S_4 및 Q_1 , Q_4)를 온(on)시킴으로써 인덕터를 통해 제 1 방향(순방향이라고 하자.)으로 흐르는 전류의 양을 증가시키고, 상기 제 1 방향 스위치(S_1 , S_4 및 Q_1 , Q_4)를 오프(off)시킴으로써 상기 인덕터의 전류를 감소시킨다. 그런 다음, 1차 브리지 스위칭 소자(S_1 , S_2 , S_3 , S_4) 및 2차 브리지 스위칭 소자(Q_1 , Q_2 , Q_3 , Q_4) 중 제 2 방향 스위치(S_2 , S_3 및 Q_2 , Q_3)를 온(on)시킴으로써 상기 인덕터를 통해 제 2 방향(역

방향이라고 하자.)으로 흐르는 전류의 양을 증가시키며, 상기 제 2 방향 스위치(S_2 , S_3 및 Q_2 , Q_3)를 오프(off)시킴으로써 상기 인덕터의 전류를 감소시킨다.

[0053] 도 5는 도 4a 및 도 4b의 개루프 듀티 제어에 따른 각 소자의 동작을 예시한 타이밍도이다.

[0054] 510 구간(도 4a에 대응된다.)을 참조하면, 앞서 설명한 제 1 방향 스위치(S_1 , S_4 및 Q_1 , Q_4)의 턴온에 의해 제 1 방향으로 전류가 흐르게 되고, 오프 신호에 의해 인덕터의 전류(I_{pri1})가 감소하게 됨을 알 수 있다. 또한, 520 구간(도 4b에 대응된다.)을 참조하면, 앞서 설명한 제 2 방향 스위치(S_2 , S_3 및 Q_2 , Q_3)의 턴온에 의해 제 2 방향으로 전류가 흐르게 되고, 오프 신호에 의해 인덕터의 전류(I_{pri1})가 감소하게 됨을 알 수 있다.

[0055] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 개루프 듀티 제어에 따라 듀티를 증가시키는 경우 나타나는 출력 전압과 입력 전류를 예시한 도면으로서, 듀티를 선형적으로 증가시킬 때 관측되는 파형을 도시하였다. 도 6에서 입력 전류를 살펴보면 종래의 기동 상태에서 나타나는 과도 전류와는 달리 전류가 부드럽게 증가했다가 감소하는 것을 볼 수 있고, 전류의 피크(peak)와 RMS(Root Mean Square)가 모두 감소한 것을 확인할 수 있다.

[0056] 이상적인 경우 출력전압은 원하는 값으로 제어되어야 한다. 하지만 수동소자의 기생성분에 의한 영향으로 원하는 값으로 수렴하지 않고, 최대 출력 전압보다 낮은 특정 값으로 수렴하게 된다. 이 경우 원하는 출력전압을 얻기 위해서 제어를 해야 하고, 제어 방법이 바뀌게 된다. 즉, 이하에서 소개하는 개루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 듀티 제어에 따른 출력 전압이 목표 전압이 아닌 일정한 값으로 수렴하는 경우 시작되는 것이 바람직하다.

[0057] 2) 개루프 위상천이(Open-loop Phase-shifted) 제어

[0058] 앞서 살펴본 도 6에 따르면 개루프 듀티 제어는 선형적으로 듀티를 증가시키기는 하지만 문제점을 가지고 있다. 개루프 듀티 제어 이후에 바로 폐루프 위상천이 제어를 사용할 경우 스위치에 0.5 듀티가 인가되자마자, 곧바로 원하는 출력 전압을 만족시키기 위해 위상천이 제어가 시작된다. 동상이던 듀티의 위상이 순간적으로 이동하게 되고, 이는 컨버터 내에 순간적인 과도 전류를 야기한다. 도 6에서 1초 시점에 발생하는 과도 전류가 바로 이러한 현상이다. 따라서, 이러한 문제를 방지하기 위해, 개루프 위상천이 제어를 활용하고자 한다.

[0059] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 도 2의 소프트 기동 제어 방법에서 개루프 위상천이 제어에 따른 위상 이동 알고리즘을 설명하기 위한 도면이다. 개루프 위상천이 제어는 위상의 차이를 순간적으로 변화시키지 않고, 시간에 비례하여 의도적으로 조금씩 늘려준다. 이러한 개루프 위상천이 제어방법을 사용하면 출력전압이 증가하고, 동시에 과도 전류의 피크값이 매우 감소하게 된다. 도 7은 위상의 차이를 시간에 따라서 부드럽게 늘려주는 알고리즘을 나타내고 있다. 이때, 시뮬레이션 결과 위상을 선형적으로 늘리거나 비선형적으로 늘리는 것은 결과값에 거의 영향을 주지 않는다는 사실을 발견할 수 있었다.

[0060] 요약하건대, 개루프 위상천이 제어는, 1차 브리지 스위칭 소자(예를 들어, S_1 , S_4) 및 2차 브리지 스위칭 소자(예를 들어, Q_1 , Q_4) 간의 위상 차이를 시간에 비례하여 점진적으로 증가시킴으로써, 출력 전압을 증가시키고, 과도 전류의 피크(peak) 값을 감소시킬 수 있다. 또한, 이러한 개루프 위상천이 제어의 위상 차이는 선형적으로 또는 비선형적으로 증가시킬 수 있다.

[0061] 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 개루프 위상천이 제어에 따른 각 소자의 동작을 예시한 타이밍도이다. 도 8을 참조하면, 먼저 1차 측 스위치(S_1 , S_4)과 2차 측 스위치(Q_1 , Q_4) 간에 위상 차이가 유도되었음을 확인할 수 있으며, 또한 연속하여 1차 측 스위치(S_2 , S_3)과 2차 측 스위치(Q_2 , Q_3) 간에 위상 차이가 유도되었음을 확인할 수 있다. 물론 이러한 위상 차이를 유도함에 있어서 그 차이가 순간적으로 변화하는 것이 아니라 시간에 비례하여 점진적으로 증가시켜야만 한다. 특히, 도 8을 통해 약 1초를 기준으로 수행된 시뮬레이션 결과를 예시하였으나, 본 발명의 실시예들이 제안하고 있는 개루프 위상천이 제어 방법을 사용할 경우, 위상 차이를 유도하는 시간과 관계없이(예를 들어, 1초 이상의 시간에서도) 동일한 효과를 얻을 수 있었다.

[0062] 도 9는 개루프 위상천이 제어를 사용하여 제어하는 경우 나타나는 출력 전압과 입력 전류의 파형을 예시한 도면이다. 도 9를 참조하면, 위상이 조금씩 벌어지면서 전류의 크기가 조금씩 증가하게 되고, 동시에 출력 전압도 서서히 증가하는 것을 확인할 수 있다. 제어하고자 하는 출력 전압이 원하는 값에 다다른 시점에서 개루프 위상천이 제어를 끝낸다. 즉, 이하에서 기술될 폐루프 위상천이 제어는, 상기 개루프 위상천이 제어에 따른 출력

전압이 일정한 값에 도달한 경우 시작되는 것이 바람직하다.

[0063] **3) 폐루프 위상천이(Closed-loop Phase-shifted) 제어**

[0064] 이상에서 개루프 위상천이 제어를 끝낸 후에는, 원하는 출력 전압을 얻기 위해 실제 출력 전압과 원하는 목표 출력 전압의 차이를 이용한 피드백 제어를 사용하게 된다. 특히 이러한 폐루프 위상천이 제어에서는 제어의 시작점을 어디로 둘지, 즉 개루프 위상천이 제어 과정과 폐루프 위상천이 제어 과정을 연결하는 방식을 결정하는 것이 중요하다. 예를 들어, 하나의 과정(개루프 위상천이 제어)이 완전히 종료된 후, 해롭게 다음의 과정(폐루프 위상천이 제어)을 시작할 수도 있고, 양자를 일부 중첩되게 제어 방식을 운영하는 것도 가능하다.

[0065] 도 10a 및 도 10b는 각각 본 발명의 일 실시예에 따른 폐루프 위상천이 제어의 시작점을 달리할 경우의 차이를 비교하여 설명하기 위한 도면이다. 도 10a는 개루프 위상천이가 완전히 종료된 직후 폐루프 위상천이의 제어가 시작되는 경우의 출력 전압과 입력 전류를 예시한 파형이다. 이에 반해, 도 10b는 개루프 위상천이가 완전히 종료되기 전 폐루프 위상천이의 제어가 시작되는 경우의 출력 전압과 입력 전류를 예시한 파형이다. 특히, 도 10b에 예시된 파형은 개루프 위상천이의 전체 과정 중 약 80% 정도 진행된 시점에서 폐루프 위상천이의 제어를 시작하여, 제어기가 에러값을 축적한 뒤, 축적된 데이터를 바탕으로 개루프 위상천이 제어가 종료된 후 제어를 진행한 경우에 해당한다. 양자를 비교하면, 도 10b의 경우 도 10a에 비해 전류 파형의 모양은 거의 유사하고 피크 전류가 감소하였다는 장점이 발견되었다.

[0066] 도 11은 도 10b의 폐루프 위상천이 제어에 따라 나타나는 출력 전압과 입력 전류의 전체 파형을 예시한 도면이다. 개루프 위상천이 제어가 끝난 후, 폐루프 위상천이 제어가 부드럽게 연결되고, 결국 원하는 값으로 출력 전압이 수렴하는 것을 볼 수 있다. 또한 제어 방식이 변동할 때 발생하는 과도 전류의 크기가 줄어든 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 종래의 기동 제어 방법에서 전류가 순간적으로 스위치를 통해 흐르는 것을 막을 수 있다.

[0067] 요약하건대, 폐루프 위상천이 제어는, 개루프 위상천이 제어 과정의 종료점으로부터 일정 비율만큼 앞선 시점에 시작되며, 실제 출력 전압과 목표 전압 간의 에러(error)를 축적하여 피드백(feedback) 제어를 수행하는 것이 바람직하다. 이때, 시뮬레이션을 통해 검증해 본 바, 상기 일정 비율은 10% 내지 30%일 경우, 과도 전류의 크기를 크게 낮출 수 있는 것으로 확인되었으며, 이러한 비율은 개루프 위상천이 제어와 폐루프 위상천이 제어의 중첩 구간을 의미한다.

[0068] 이제, 이상에서 설명한 각각의 제어 방법의 전환 과정을 하나의 구현 예를 통해 설명하도록 한다.

[0069] 도 12는 본 발명의 다른 실시예에 따른 DAB 컨버터의 소프트 기동 제어 방법을 구간별로 도시한 흐름도로서, DAB 컨버터는 출력 전압(V_{out})을 측정하는 전압 측정 수단을 더 포함하는 것이 바람직하며, S1210 단계를 통해 감지된 출력 전압은 디지털 신호 처리(DSP) 모듈에 의해 다음의 각 과정에 따른 분기 제어의 역할을 수행하게 된다.

[0070] S1220 단계에서, DAB 컨버터는 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 미리 설정된 제 1 전압 구간(예를 들어, 0V 이상 340V 미만)인 경우, 상기 개루프 듀티 제어(S1230 단계)를 수행한다.

[0071] S1240 단계에서, DAB 컨버터는 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 1 전압 구간보다 큰 제 2 전압 구간(예를 들어, 340V 이상 370V 미만)인 경우, 상기 개루프 위상천이 제어(S1250 단계)를 수행한다.

[0072] S1260 단계에서, DAB 컨버터는 상기 전압 측정 수단을 통해 측정된 출력 전압이 상기 제 2 전압 구간보다 큰 제 3 전압 구간(예를 들어, 370V 이상)인 경우, 상기 폐루프 위상천이 제어(S1270 단계)를 수행하되, 미리 설정된 출력 전압(예를 들어, 380V)에 도달한 경우, 제어를 종료하게 된다.

[0073] 상기된 본 발명의 실시예들에 따르면, DAB 컨버터가 기동 상태에서 동작할 때 발생할 수 있는 과도 전류를 제한하여 컨버터를 구성하는 능동 혹은 수동 소자들의 스트레스(Stress)를 감소시키고 안정적으로 출력 전압이 충전될 수 있도록 유도하며, 순차적인 제어 알고리즘의 전환 과정을 통해 각각의 제어 알고리즘 간의 이동 시 발생할 수 있는 급격한 과도 전압 및 전류를 제한할 수 있다.

[0074] 이상에서 본 발명에 대하여 그 다양한 실시예들을 중심으로 살펴보았다. 본 발명에 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 개시된 실시예들은 한정적인 관점이 아니라 설명적인 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 전술한 설명이 아니라 특허청구범위에 나타나 있으며, 그와 동등한 범위 내에 있

는 모든 차이점은 본 발명에 포함된 것으로 해석되어야 할 것이다.

부호의 설명

[0075]

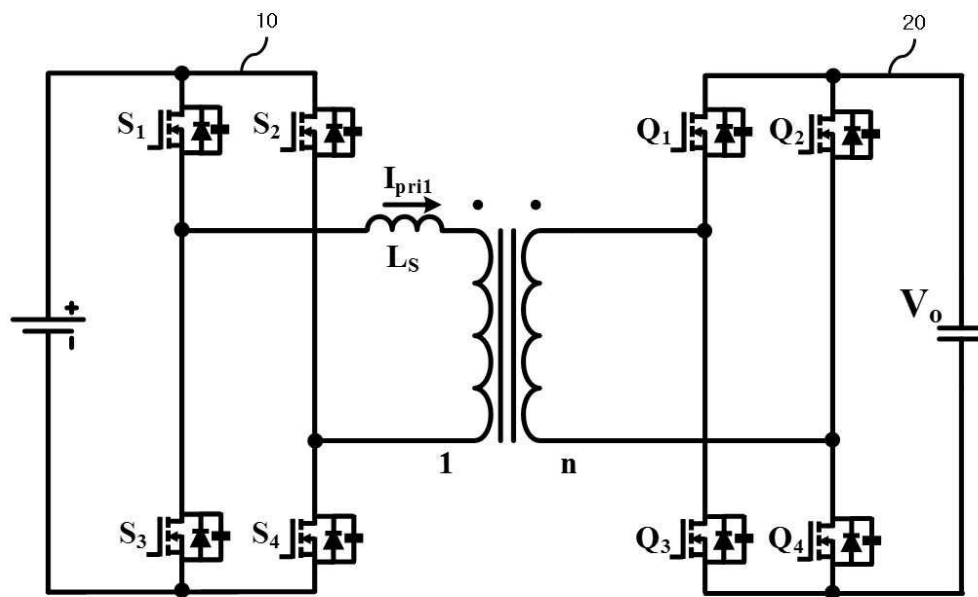
10 : 제 1 전원 회로

20 : 제 2 전원 회로

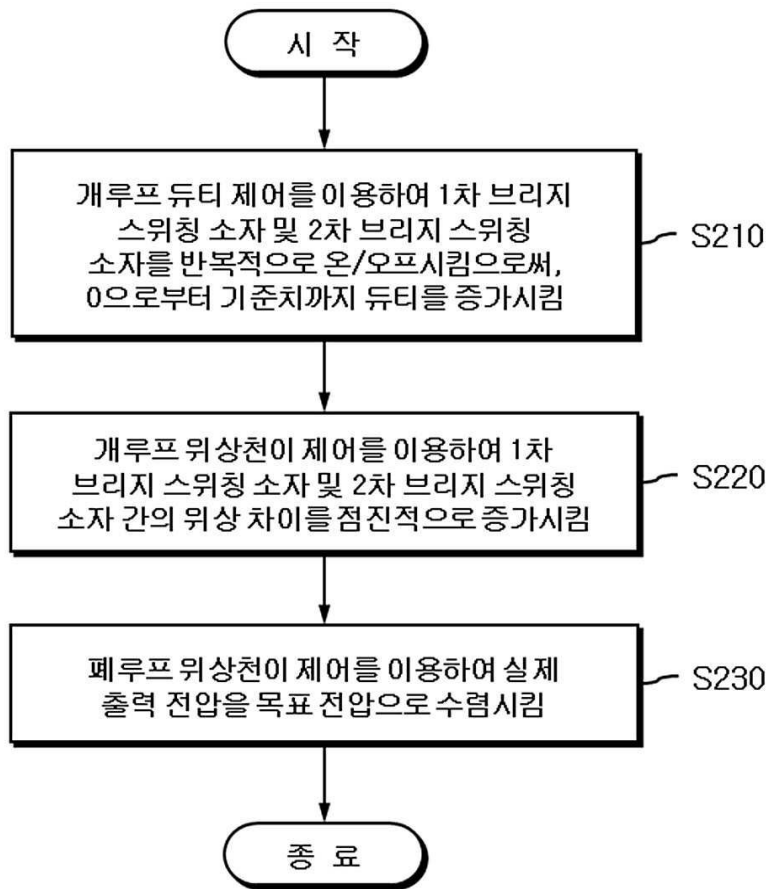
30 : 변압기

도면

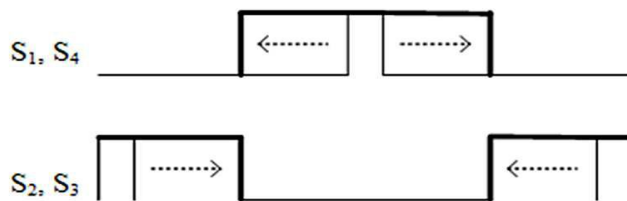
도면1



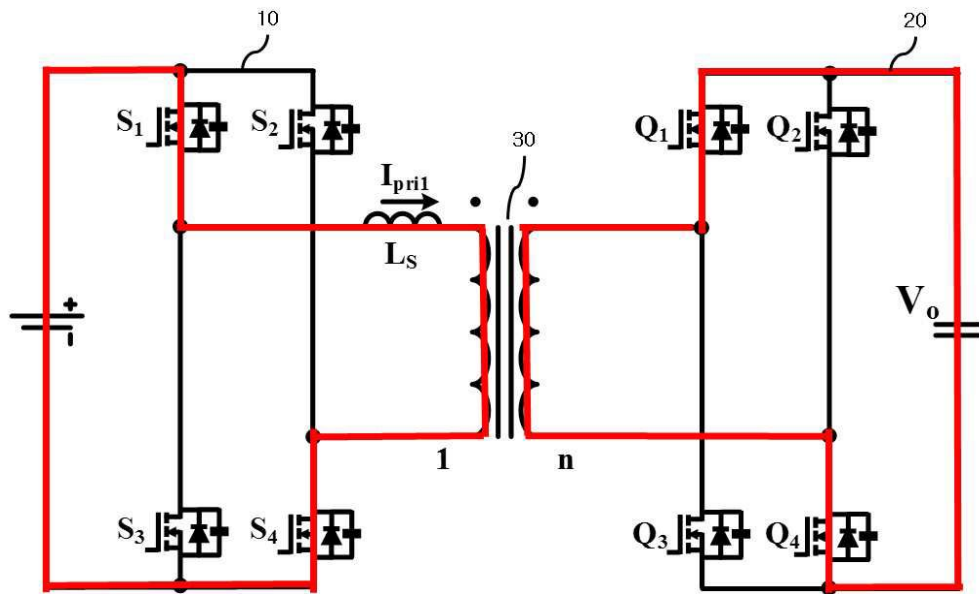
도면2



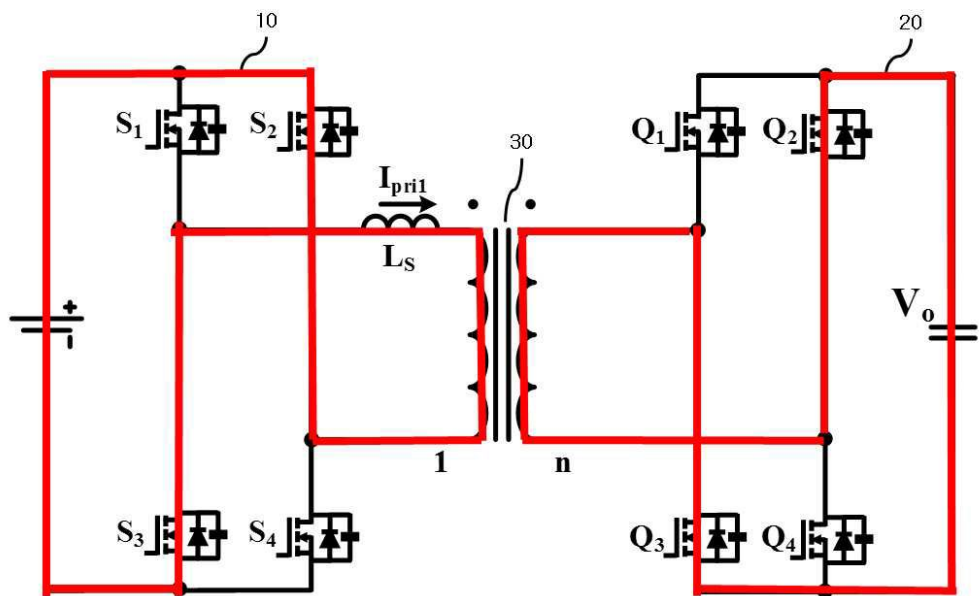
도면3



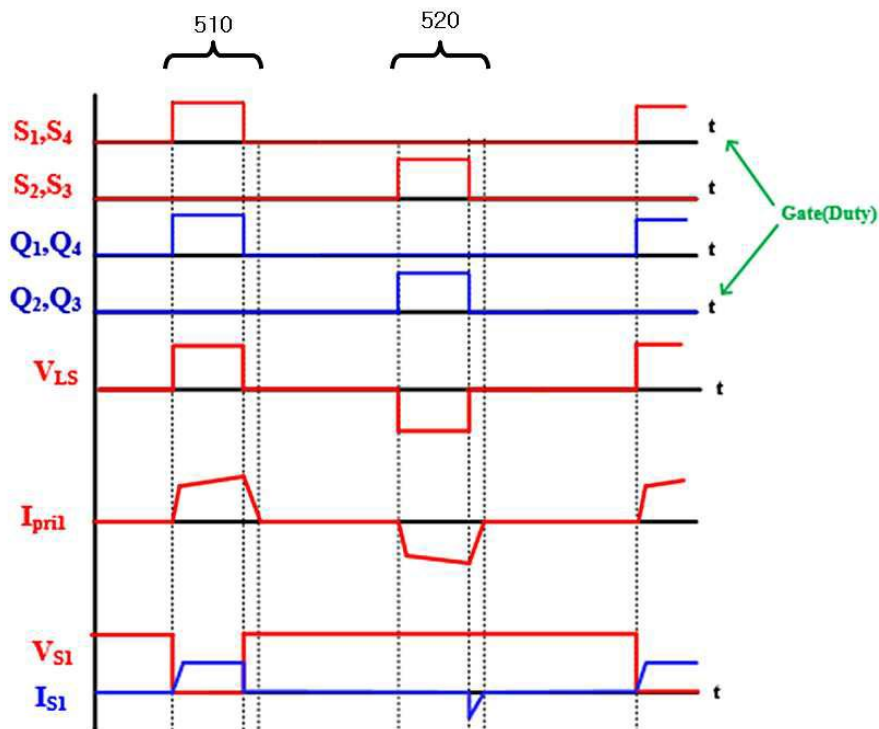
도면4a



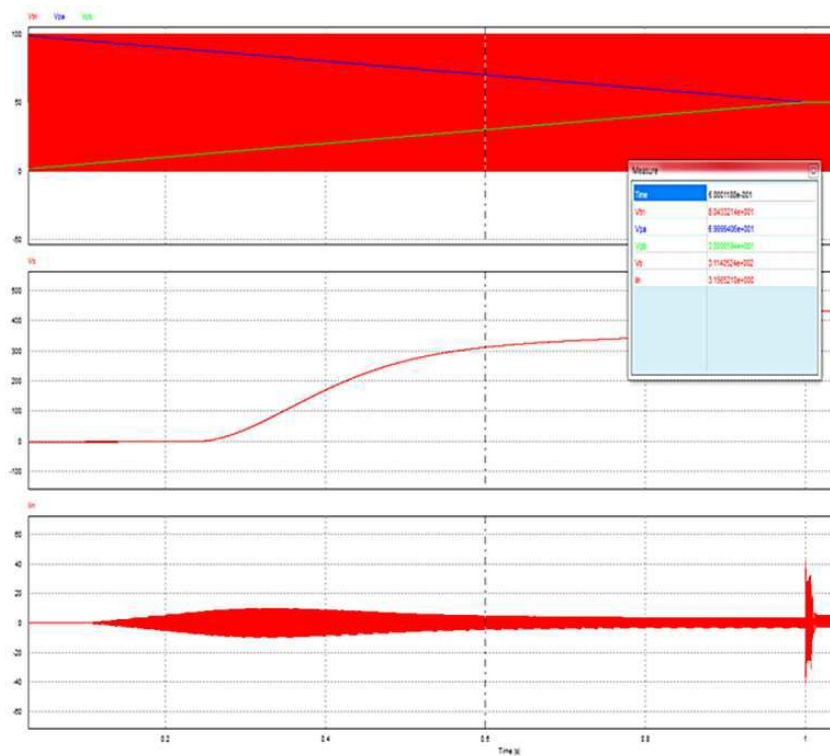
도면4b



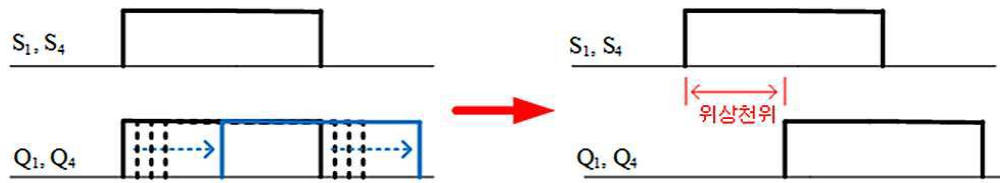
도면5



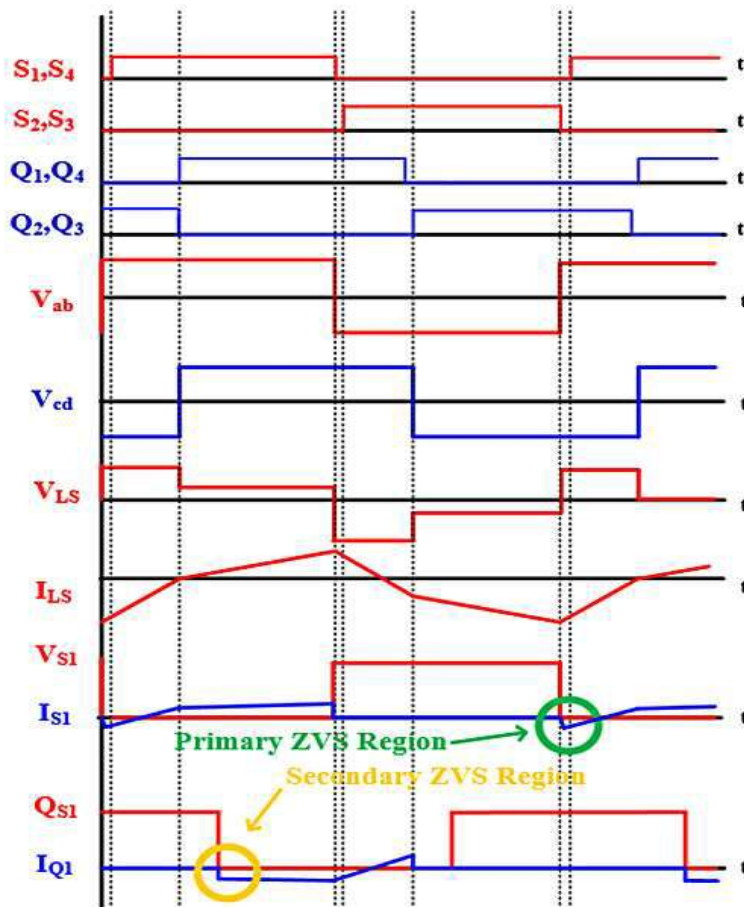
도면6



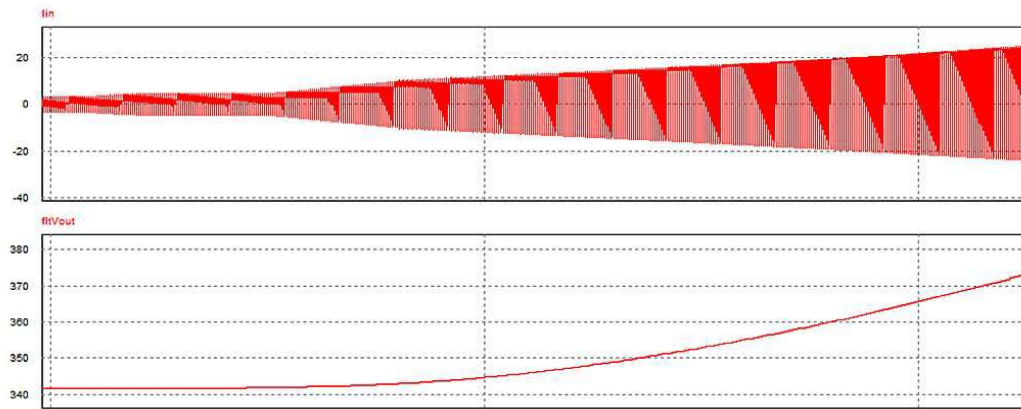
도면7



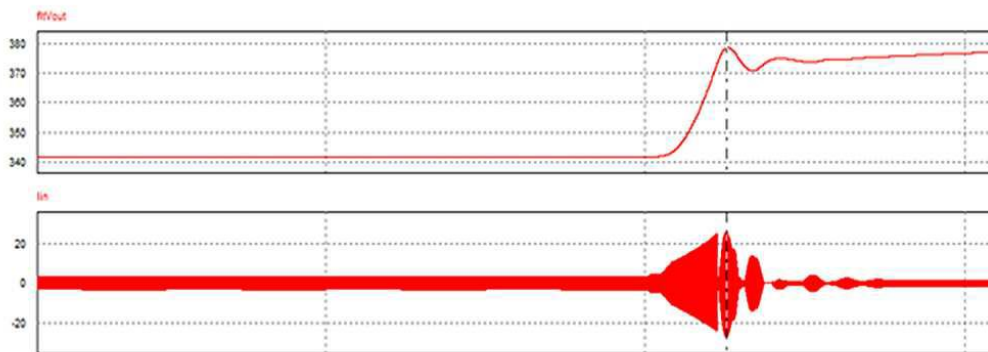
도면8



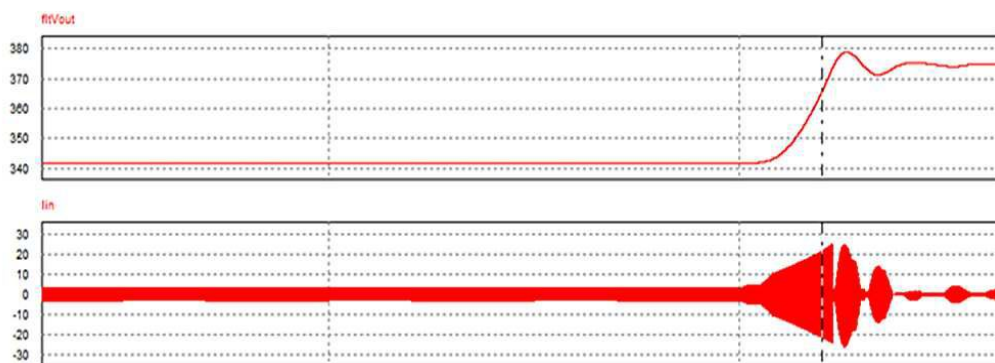
도면9



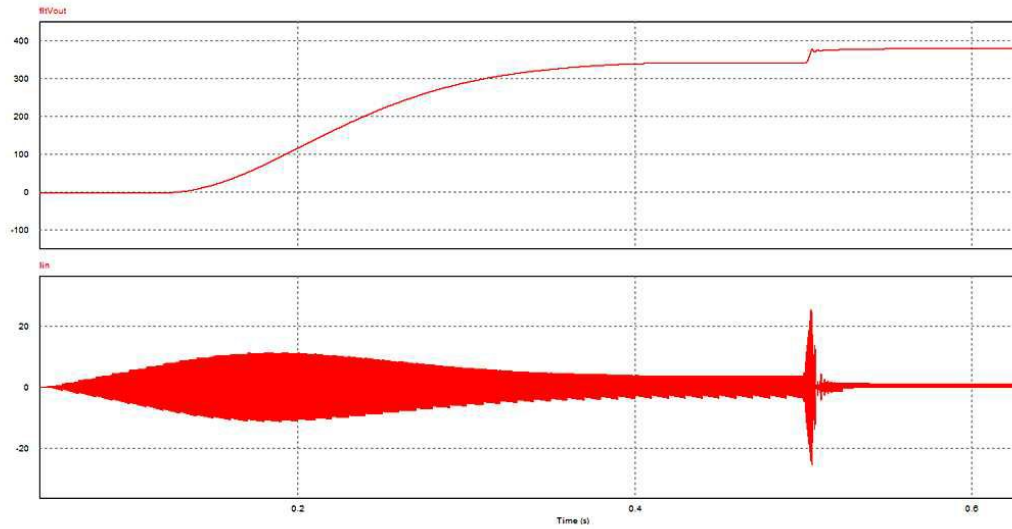
도면10a



도면10b



도면11



도면12

