



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년05월29일
(11) 등록번호 10-1983591
(24) 등록일자 2019년05월23일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H02M 7/483 (2007.01)

(52) CPC특허분류

H02M 7/483 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2017-0029863

(22) 출원일자 2017년03월09일

심사청구일자 2017년03월09일

(65) 공개번호 10-2018-0103238

(43) 공개일자 2018년09월19일

(56) 선행기술조사문헌

김태운 외 1인, "T형 3레벨 인버터 중성점 전압의
모델 예측 제어", 전력전자학회, 전력전자학술대
회논문지, 2015.11

(뒷면에 계속)

(73) 특허권자

한경대학교 산학협력단

경기도 안성시 중앙로 327(석정동)

(72) 발명자

이우철

경기도 의왕시 내손중앙로 11, 1101동 703호(내손
동, 대림e편한세상아파트)

김태훈

경기도 광명시 광일로34번길 24, 가동 201호(광명
동, 젤라빌라)

(74) 대리인

특허법인 이노

전체 청구항 수 : 총 2 항

심사관 : 최창락

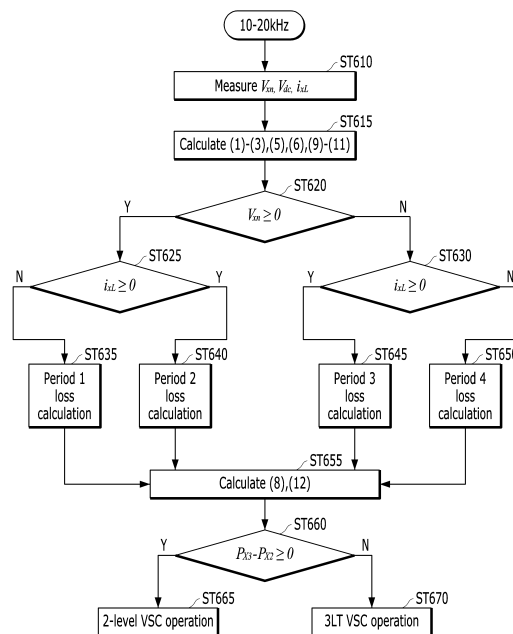
(54) 발명의 명칭 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법

(57) 요약

본 발명은 2레벨 전압 소스 컨버터의 회로 구성과 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 회로 구성을 내포한 3레벨 T타입 인버터를 동작시키는 3레벨 T타입 인버터 동작 방법에 관한 것으로, (a) 상기 3레벨 T타입 인버터의 동작 주기마다 각 상에서의 출력 전압(V_{xn}), DC 링크 전압(V_{dc}), 및 인덕터 전류(i_{xL})를 측정하는 단계; (b) 상기 단계

(뒷면에 계속)

대표도 - 도6



에서 측정된 파라미터를 이용하여 상기 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실(P_{xsw2}) 및 전도 손실(P_{xcon2})을 연산하고, 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실(P_{xsw3}) 및 전도 손실(P_{xcon3})을 연산하는 단계; (c) 상기 동작 주기 각각에서 상기 2레벨 전압 소스 컨버터의 총 손실(P_{x2})와 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 총 손실(P_{x3})를 비교하는 단계; 및 (d) 상기 P_{x3} 가 상기 P_{x2} 이상이면 상기 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작시키며, 상기 P_{x3} 가 상기 P_{x2} 미만이면 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작시키는 단계를 포함하는 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법을 제공한다.

$$P_{x2} = P_{xsw2} + P_{xcon2} \quad \text{수식(8)}$$

$$P_{x3} = P_{xsw3} + P_{xcon3} \quad \text{수식(12)}$$

여기서, P_{x2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터의 총 손실이고, P_{xsw2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이고, P_{xcon2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 전도 손실이고, P_{x3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 총 손실이고, P_{xsw3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이고, P_{xcon3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이다.

본 발명에 따르면, 스위칭 동작 주기 각각에서 3LT VSC로 동작할 때의 스위칭 손실 및 전도 손실과 2레벨 VSC로 동작할 때의 스위칭 손실 및 전도 손실을 연산하고, 연산 결과에 기반하여 양자의 총 손실을 비교하고, 비교 결과에 따라 3LT VSC와 2레벨 VSC 간에 동작 모드를 전환함으로써, 각각의 개별 동작과 대비하여 손실을 최소화하고 효율을 향상시킬 수 있으며, 각 토폴로지의 동작 분석을 토대로 연산 시간을 줄임으로써 빠른 레벨 전환을 가능하게 하는 효과가 있다.

(56) 선행기술조사문헌

김태훈 외 1인, "T-type 3-레벨 인버터 제어를 위한 예측제어 방법", 전력전자학회, 전력전자학술대회 논문지, 2015.07

김태훈 외 1인, "예측제어를 이용한 T-형 3-레벨 인버터의 중성점 전압제어", 대한전기학회, 전기학회 논문지65(2), 2016.02

JP2016119739 A

KR101505556 B1

KR1020140148106 A

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 GRRC한경2011-B04

부처명 경기도

연구관리전문기관 경기도지역협력연구센터

연구사업명 경기도지역협력연구센터(GRRC)사업

연구과제명 클린 및 농식품 물류센터를 위한 에너지 절약형 전력변환장치 상용화 개발

기 여 율 1/1

주관기관 한경대학교 산학협력단

연구기간 2016.07.01 ~ 2017.06.30

명세서

청구범위

청구항 1

2레벨 전압 소스 컨버터의 회로 구성과 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 회로 구성을 내포한 3레벨 T타입 인버터를 동작시키는 3레벨 T타입 인버터 동작 방법에 있어서,

- (a) 상기 3레벨 T타입 인버터의 동작 주기마다 각 상에서의 출력 전압(V_{xn}), DC 링크 전압(V_{dc}), 및 인덕터 전류(i_{xL})를 측정하는 단계;
 - (b) 상기 단계에서 측정된 파라미터를 이용하여 상기 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실(P_{xsw2}) 및 전도 손실(P_{xcon2})을 연산하고, 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실(P_{xsw3}) 및 전도 손실(P_{xcon3})을 연산하는 단계;
 - (c) 상기 동작 주기 각각에서 상기 2레벨 전압 소스 컨버터의 총 손실(P_{x2})와 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 총 손실(P_{x3})을 비교하는 단계; 및
 - (d) 상기 P_{x3} 가 상기 P_{x2} 이상이면 상기 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작시키며, 상기 P_{x3} 가 상기 P_{x2} 미만이면 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작시키는 단계
- 를 포함하는 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법.

$$P_{x2} = P_{xsw2} + P_{xcon2} \quad \text{수식(8)}$$

$$P_{x3} = P_{xsw3} + P_{xcon3} \quad \text{수식(12)}$$

여기서, P_{x2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터의 총 손실이고, P_{xsw2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이고, P_{xcon2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 전도 손실이고, P_{x3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 총 손실이고, P_{xsw3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이고, P_{xcon3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 전도 손실이다.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 3레벨 T타입 인버터 내에 포함된 스위치의 스위칭 주파수(f_s)는 10kHz 내지 20kHz인 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법.

청구항 3

삭제

발명의 설명

기술 분야

본 발명은 3레벨 T타입 인버터를 2레벨 전압 소스 컨버터 동작 모드와 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터 동작 모드로 레벨 전환하여 전도 손실을 최소화하고 효율을 향상시킨 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법에 관한 것이다.

[0001]

배경기술

- [0002] 일반적으로, 다중 레벨 인버터는 2레벨 전압 소스 컨버터(VSC: Voltage Source Converter)에 비해 많은 장점이 있다. 스위치의 스위칭 전압이 DC 링크 전압의 절반에 해당하므로 스위칭 및 고조파 손실이 감소하고 고품질의 출력 전압을 생성할 수 있다. 중성점 고정 방식(NPC: Neutral-Point-Clamped) 및 능동 NPC 방식의 다중 레벨 인버터는 중간 전압 측면에서 이점이 있다.
- [0003] 그러나 다중 레벨 인버터 토폴로지는 반도체의 수가 증가함에 따라 높은 전도 손실이 발생한다는 단점을 갖는다. 이러한 단점에 의해 저전압 응용에는 적합하지 않다.
- [0004] 예를 들어, 대한민국 공개특허 10-2014-0013863호는 3레벨 NPC 인버터의 도통 손실 및 스위칭 손실을 저감시키기 위해 주 스위칭 소자의 전압 전격을 낮추는 방안을 제안하고 있다. 하지만, 클램핑 다이오드 역회복 전류를 최소화하는 방안으로서, NPC 방식이 갖는 기본적인 문제는 해결하지 못하고 있으며 여전히 높은 도통 손실이 발생하고 있다.
- [0005] 이러한 단점을 극복하기 위해서, 3레벨 인버터를 저전압 어플리케이션에 적용하기 위해 3레벨 T형(3-Level T-Type) VSC(3LT VSC)가 제안되었다. 3LT VSC는 NPC와 같은 기존의 다중 레벨 토폴로지와 비교하여 스위치 및 절연 게이트 드라이버의 수를 줄임으로써 전도 손실을 낮출 수 있는 장점을 갖는다.
- [0006] 예를 들어, 3LT VSC는 저전압 조건 하에서 그리고 스위칭 주파수가 10kHz 이상인 경우, 2레벨 VSC와 비교하여도 낮은 스위칭 손실 특성을 가지며 높은 효율을 달성한다.
- [0007] 그런데, 3LT VSC의 효율은 스위칭 주파수와 DC 링크 전압이 동일하면 진폭 변조 지수(MI)에 따라 달라진다. 만약 MI가 작으면(즉, 0에 가까우면), 전도 손실이 증가되어 3LT VSC의 효율이 감소하는 문제점이 있다.
- [0008] 전도 손실은 중성점 스위치의 턴 온 비율과 MI에 의해 의존된다. 하지만, 2레벨 VSC는 중성점 스위치를 포함하지 않으므로, 낮은 MI에서 3LT VSC보다 높은 효율을 보인다. 따라서 3LT VSC의 효율을 향상시키기 위한 방안이 요구된다.

선행기술문헌

특허문헌

- [0009] (특허문헌 0001) 대한민국 공개특허 10-2014-0013863호

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0010] 본 발명은 3레벨 T타입 VSC가 기존의 2레벨 VSC와 비교하여 동일한 회로에 추가로 2개의 중성점 스위치가 부가된 유사한 구성을 갖는다는 점에 착안한 것으로서, 소정 제어 주기 상에서 3레벨 T타입 VSC와 2레벨 VSC 각각에서의 손실을 연산하고, 연산 결과에 기반하여 3레벨 T타입 VSC로 동작할 것인지 2레벨 VSC로 동작할 것인지를 결정함으로써, 전도 손실을 최소화하고 효율을 향상시킨 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법을 제공함에 그 목적이 있다.

과제의 해결 수단

- [0011] 본 발명의 일실시예에 따른 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법은, 2레벨 전압 소스 컨버터의 회로 구성과 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 회로 구성을 내포한 3레벨 T타입 인버터를 동작시키는 3레벨 T타입 인버터 동작 방법에 있어서, (a) 상기 3레벨 T타입 인버터의 동작 주기마다 각 상에서의 출력 전압(V_{xn}), DC 링크 전압(V_{dc}), 및 인덕터 전류(i_{xl})를 측정하는 단계; (b) 상기 단계에서 측정된 파라미터를 이용하여 상기 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실(P_{xsw2}) 및 전도 손실(P_{xcon2})을 연산하고, 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실(P_{xsw3}) 및 전도 손실(P_{xcon3})을 연산하는 단계; (c) 상기 동작 주기 각각에서 상기 2레벨 전압 소스 컨버터의 총 손실(P_{x2})와 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 총 손실(P_{x3})을 비교

하는 단계; 및 (d) 상기 P_{x3} 가 상기 P_{x2} 이상이면 상기 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작시키며, 상기 P_{x3} 가 상기 P_{x2} 미만이면 상기 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작시키는 단계를 포함한다.

$$P_{x2} = P_{xsw2} + P_{xcon2} \quad \text{수식(8)}$$

$$P_{x3} = P_{xsw3} + P_{xcon3} \quad \text{수식(12)}$$

여기서, P_{x2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터의 총 손실이고, P_{xsw2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이고, P_{xcon2} 는 2레벨 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 전도 손실이고, P_{x3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터의 총 손실이고, P_{xsw3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이고, P_{xcon3} 은 3레벨 T타입 전압 소스 컨버터로 동작할 때의 스위칭 손실이다.

본 발명의 또 다른 실시예에 따른 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법은, 상기 3레벨 T타입 인버터 내에 포함된 스위치의 스위칭 주파수(f_s)는 10kHz 내지 20kHz이다.

삭제

삭제

삭제

삭제

삭제

삭제

삭제

삭제

삭제

삭제

발명의 효과

본 발명의 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법에 따르면, 스위칭 동작 주기 각각에서 3LT VSC로 동작할 때의 스위칭 손실 및 전도 손실과 2레벨 VSC로 동작할 때의 스위칭 손실 및 전도 손실을 연산하고, 연산 결과에 기반하여 양자의 총 손실을 비교하고, 비교 결과에 따라 3LT VSC와 2레벨 VSC 간에 동작 모드를 전환함으로써, 각각의 개별 동작과 대비하여 손실을 최소화하고 효율을 향상시킬 수 있으며, 각 토폴로지의 동작 분석

을 토대로 연산 시간을 줄임으로써 빠른 레벨 전환을 가능하게 하는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

- [0028] 도 1은 3LT 인버터에서 A상에서의 출력 전압과 인덕터 전류의 위상각에 기초한 동작 영역을 예시한 파형도,
 도 2는 2레벨 VSC의 회로도,
 도 3은 2레벨 VSC의 모든 영역에서의 동작 중 스위칭 손실과 전도 손실 방정식을 예시한 표,
 도 4는 3LT VSC의 회로도,
 도 5는 3LT VSC의 모든 영역에서의 동작 중 스위칭 손실과 전도 손실 방정식을 보여주는 표,
 도 6은 본 발명에 따른 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법을 예시한 흐름도,
 도 7은 본 발명에 따른 동작 방법을 검증하기 위해 PSIM 시뮬레이션 파형을 예시한 도면,
 도 8은 도 7과 같은 시뮬레이션을 수행한 결과를 보여주는 표,
 도 9 내지 11은 본 발명에 따른 레벨 전환을 이용한 3LT 인버터 동작 방법의 실험 결과를 보여주는 그래프, 및
 도 12는 도 9 내지 11에 의한 실험 결과에 따르는 효율 비교를 보여주는 표이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0029] 이하에서는 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 구체적인 실시예가 설명된다. 그러나 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대하여 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물, 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.
- [0030] 명세서 전체에 걸쳐 유사한 구성 및 동작을 갖는 부분에 대해서는 동일한 도면 부호를 붙였다. 그리고 본 발명에 첨부된 도면은 설명의 편의를 위한 것으로서, 그 형상과 상대적인 척도는 과장되거나 생략될 수 있다.
- [0031] 실시예를 구체적으로 설명함에 있어서, 중복되는 설명이나 당해 분야에서 자명한 기술에 대한 설명은 생략되었다. 또한, 이하의 설명에서 어떤 부분이 다른 구성요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 기재된 구성요소 외에 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다.
- [0032] 또한, 명세서에 기재된 "~부", "~기", "~모듈" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다. 또한, 어떤 부분이 다른 부분과 전기적으로 연결되어 있다고 할 때, 이는 직접적으로 연결되어 있는 경우뿐만 아니라 그 중간에 다른 구성을 사이에 두고 연결되어 있는 경우도 포함한다.
- [0033] 제1, 제2 등과 같이 서수를 포함하는 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성요소들은 상기 용어들에 의해 한정되지는 않는다. 상기 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다. 예를 들어, 본 발명의 권리 범위를 벗어나지 않으면서 제2 구성요소는 제1 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제1 구성요소도 제2 구성요소로 명명될 수 있다.
- [0034] 본 발명은 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터의 동작 방법에 관한 것으로서, 3레벨 T타입 인버터를 2레벨 전압 소스 컨버터(VSC: Voltage Source Converter)와 3-Level T-type(이하 '3LT'라 칭함) 전압 소스 컨버터(이하 'VSC'라 칭함)로 동작 모드를 전환하여 동작시키는 방법에 관한 것이다. 이하의 설명에서는 10 ~ 20 kHz의 제어 주기 상에서 3LT VSC와 2레벨 VSC 각각에서의 손실을 연산하고, 손실 연산을 기반으로 3LT VSC로 동작할 것인지 2레벨 VSC로 동작할 것인지 결정하는 과정을 예시하여 설명하겠으나, 본 발명에 따른 기술사상을 기반으로 다른 제어 주기 상에서도 동일한 효율 향상의 효과를 기대할 수 있음은 물론이다.
- [0035] 도 1은 3LT 인버터에서 A상에서의 출력 전압과 인덕터 전류의 위상각에 기초한 동작 영역을 예시한 파형도이다.
- [0036] 스위칭 손실 및 전도 손실은 DC 링크 전압(V_{dc})과, 출력 전압(V_{an})과, 인덕터 전류(i_{aL})로부터 얻을 수 있다. 도 1에 도시된 바와 같이 동작 영역은 4개로 나누어지며(영역1 ~ 영역4), 각 영역마다 동작 모드에 따라 스위칭 손실과 전도 손실이 분석된다.
- [0037] 도 2는 2레벨 VSC의 회로도를 보여준다.

[0038] 도 2를 참조하면, 모든 영역에서 제1 스위칭부(110)를 구성하는 스위치 S_{xH} 는 제2 스위칭부(120)를 구성하는 스위치 S_{xL} 에 대한 상보적인 스위치로서 동작한다. 영역 1 및 4에서, 하나의 스위칭 사이클 내에서의 스위칭 손실은 S_{xH} 의 턴 온 손실(P_{xon2}) 및 턴 오프 손실(P_{xoff2})을 포함한다. S_{xL} 의 다이오드 역회복 손실(P_{xrr2})도 발생한다. 각각의 스위칭 손실은 아래의 수식(1) 내지 (3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{xon2} = \frac{V_{dc}}{V_{data}} A |i_{xL}| \quad \text{수식(1)}$$

$$P_{xoff2} = \frac{V_{dc}}{V_{data}} B |i_{xL}| \quad \text{수식(2)}$$

$$P_{xrr2} = \frac{V_{dc}}{V_{data}} C |i_{xL}| \quad \text{수식(3)}$$

[0042] 여기서, 인덕터 전류(i_{xL})는 다음의 수식(4)와 같다.

$$i_{xL} = I_{xL} \sin(\omega t + \phi) \quad \text{수식(4)}$$

[0044] 여기서, V_{dc} 는 DC 링크 전압이고, V_{data} 는 데이터 시트의 기준 스위칭 전압이다. 2레벨 VSC의 스위칭 전압은 V_{dc} 와 동일하다. A 와 B 는 IGBT 스위칭 에너지 손실을 컬렉터 전류의 함수로 얻은 상수이고, C 는 데이터 시트의 컬렉터 전류의 함수로서 다이오드 역회복 에너지 손실에서 얻은 상수이다. 또한, ϕ 는 출력 전압과 인덕터 전류 i_{xL} 사이의 위상 지연이다.

[0045] IGBT의 다이오드 전도 손실(P_{xd})과 IGBT의 트랜지스터 전도 손실(P_{xtr})은 다음의 수식(5) 및 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$P_{xtr} = (V_{tr0} + R_{tr} |i_{xL}|) |i_{xL}| \quad \text{수식(5)}$$

$$P_{xd} = (V_{d0} + R_d |i_{xL}|) |i_{xL}| \quad \text{수식(6)}$$

[0048] 여기서, V_{tr0} 및 V_{d0} 은 IGBT가 턴 온 되지만 전류가 존재하지 않을 때 IGBT의 컬렉터와 이미터 사이의 온 상태 포화 전압이다. R_{tr} 은 IGBT의 온 상태에서 컬렉터와 이미터 사이의 저항이고 R_d 는 IGBT의 온 상태에서 역병렬 연결된 다이오드 양단의 저항이며, 이는 데이터 시트의 IGBT와 역병렬 다이오드의 I_c - V_{ce} 특성으로부터 얻어진다.

[0049] 하나의 제어 주기에서 전도 손실은 듀티 비(duty ratio)에 따라 변한다. 영역 1에서, S_{xH} 가 온 상태이면 전류 i_{xL} 이 S_{xH} 의 다이오드로 흐르고 턴 온 비율에 따라 다이오드 전도 손실이 발생한다. 스위칭 시간 동안 역회복 에너지 손실이 발생한다. S_{xH} 의 듀티비(D)는 다음의 수식(7)로 표현된다.

$$D = \frac{|V_{xm} \sin \omega t|}{\frac{V_{dc}}{2}} \quad \text{수식(7)}$$

[0051] 따라서 듀티 비는 출력 전압에 따라 달라진다. 전도 손실을 연산할 때 각 스위치의 듀티 비를 고려해야 한다. S_{aH} 가 턴 오프되고 S_{aL} 이 온 상태이면, 현재의 i_{aL} 은 S_{aL} 의 트랜지스터를 통해 흐를 것이다. 스위칭 시간 동안 S_{xL} 에서 턴 온 및 턴 오프 손실(P_{xon2} , P_{xoff2})이 발생한다. S_{aL} 의 듀티 비는 $(1-D)$ 가 된다.

[0052] 도 3은 2레벨 VSC의 모든 영역에서의 동작 중 스위칭 손실과 전도 손실 방정식을 예시한 표이다.

[0053] 도 3을 참조하면, 2레벨 VSC에서 P_{xsw2} 는 스위칭 손실을 나타내며 P_{xcon2} 는 전도 손실을 나타낸다. 전류가 하나의 IGBT 트랜지스터와 하나의 IGBT 역병렬 다이오드를 통해 흐르기 때문에, 각 영역에서 P_{xsw2} 는 동일한 방정식을 사용한다. 그러나 전도 손실은 듀티 비를 고려해야하기 때문에, 각 영역에서 P_{xcon2} 는 다른 방정식을 사용한다. 2

레벨 VSC의 총 손실은 다음의 수식(8)로 나타낼 수 있다.

$$P_{x2} = P_{xsw2} + P_{xcon2} \quad \text{수식(8)}$$

도 4는 3LT VSC의 회로도를 보여준다.

도 4를 참조하면, 제1 스위칭부(110)를 구성하는 S_{x_H} 및 제3 스위칭부(130)를 구성하는 S_{x_N2} 은 상보적 스위칭 동작을 수행하며, 제3 스위칭부(130)를 구성하는 S_{x_N1} 및 제2 스위칭부(120)를 구성하는 S_{x_L} 역시 상보적 스위칭 동작을 수행한다. 단일 사이클에서, 3LT VSC의 출력 전압은 0에서 $V_{dc}/2$ 까지 또는 $(-V_{dc}/2)$ 에서 0까지이다. 스위치의 턴 온/오프 전압이 감소하기 때문에 스위칭 손실과 고조파가 감소될 수 있다. 3LT VSC의 IGBT 턴 온 및 턴 오프 손실(P_{xon3} , P_{xoff3})과 다이오드 역회복 손실(P_{xrr3})은 각각 다음의 수식(9) 내지 (11)로 표현된다.

$$P_{xon3} = \frac{\frac{V_{dc}}{2}}{V_{data}} A |i_{xL}| \quad \text{수식(9)}$$

$$P_{xoff3} = \frac{\frac{V_{dc}}{2}}{V_{data}} B |i_{xL}| \quad \text{수식(10)}$$

$$P_{xrr3} = \frac{\frac{V_{dc}}{2}}{V_{data}} C |i_{xL}| \quad \text{수식(11)}$$

여기서 $V_{dc}/2$ 는 3LT VSC의 스위칭 전압과 동일하다.

전류가 IGBT의 중성점 (S_{x_N1} , S_{x_N2})을 통해 흐를 때, 트랜지스터 및 다이오드에서 모두 전도 손실이 발생하기 때문에, 전도 손실은 2레벨 VSC의 2배로 증가한다. 따라서 S_{x_N1} 과 S_{x_N2} 의 듀티 비가 충분히 높으면 3LT VSC의 전도 손실은 2 레벨 VSC의 전도 손실보다 높게 될 것이다.

3LT VSC의 동작은 도 1에 도시된 영역들에 기초하여 분리된다. 영역1 및 3에서, S_{a_N1} 은 온 상태를 유지하고, S_{a_L} 은 오프 상태를 유지하는 반면, S_{a_H} 및 S_{a_N2} 는 상보적인 스위칭 동작을 수행한다. 영역 1에서와 S_{a_H} 온 상태에서, S_{a_H} 다이오드를 통해 전류가 흐르고 다이오드 전도 손실이 발생한다. 또한, S_{a_H} 스위칭 시간에, 다이오드 역회복 손실이 발생한다. S_{a_L} 온 상태에서, 전류는 S_{a_L} 트랜지스터를 통해 흐른다. 따라서 트랜지스터 전도 손실이 발생한다. 스위칭 시간 동안, S_{x_L} 턴 온 및 턴 오프 손실이 발생한다.

도 5는 3LT VSC의 모든 영역에서의 동작 중 스위치 손실과 전도 손실 방정식을 보여주는 표이다.

도 5를 참조하면, 전류가 하나의 IGBT 트랜지스터와 하나의 IGBT 역병렬 다이오드를 통해 흐르기 때문에, 3LT VSC 스위칭 손실(P_{xsw3})은 각 영역에서 동일한 방정식을 사용한다. 3LT VSC 전도 손실(P_{xcon3})은 두 개의 스위치가 중성점에 있기 때문에 3개 텀(terms)의 합이다. 각 영역에서의 전도 손실은 각 스위치의 듀티 비에 따라 다르다. 3LT VSC 총 손실은 다음의 수식(12)로 표현될 수 있다.

$$P_{x3} = P_{xsw3} + P_{xcon3} \quad \text{수식(12)}$$

도 6은 본 발명에 따른 레벨 전환을 이용한 3레벨 T타입 인버터 동작 방법을 예시한 흐름도이다.

본 발명에 따른 3LT 인버터 동작 방법은 최적의 효율을 위해 2레벨 VSC 및 3LT VSC 간의 모드 전환 방식을 제안한다. 수식(8)과 수식(12)의 연산 결과를 비교하고, 즉시 어떤 동작 모드가 높은 효율을 산출하는지를 결정한다. 손실 연산 결과에 영향을 미치는 매개 변수는 듀티 비(DC 링크 전압과 출력 전압의) 및 인덕터 전류이다. 본 발에 따른 동작 방법은 2레벨 VSC 또는 3LT VSC 각각에 비하여 높은 효율을 달성할 수 있다.

도 6의 시퀀스는 10 ~ 20 kHz의 매 제어 주기마다 수행된다. 도 6을 참조하면, 파라미터 값(V_{xn} , V_{dc} , i_{xL})을 측

정하는 것으로 단계가 시작된다(ST610). 파라미터 값은 각 상에서의 출력 전압(V_{xn})과, DC 링크 전압(V_{dc})과, 인덕터 전류(i_{xl})이다.

[0069] 다음으로, 2레벨 VSC 동작 모드에서의 스위칭 손실 및 전도 손실(P_{xsw2} , P_{xcon2})과, 3LT VSC 동작 모드에서의 스위칭 손실 및 전도 손실(P_{xsw3} , P_{xcon3})을 연산한다(ST615 ~ ST650).

[0070] 각각의 동작 모드에서의 손실 연산은 도 6의 시퀀스 상에서 출력 전압(V_{xn})과 인덕터 전류(i_{xl})에 따라 각 영역별로 연산된다. 그리고 각 영역에서 2레벨 VSC 동작 모드에서의 스위칭 손실 및 전도 손실(P_{xsw2} , P_{xcon2})은 도 3에 도시된 표에 주어진 손실 방정식을 기반으로 연산되며, 각 영역에서 3LT VSC 동작 모드에서의 스위칭 손실 및 전도 손실(P_{xsw3} , P_{xcon3})은 도 5에 도시된 표에 주어진 손실 방정식을 기반으로 연산된다. 손실 방정식 상에 표시된 각 상에서의 스위칭 손실 및 전도 손실은 전술한 수식(1)-(3), (5), (6), 및 (9)-(11)에 의해 구할 수 있다.

[0071] 예를 들어, 단계 ST620에서 V_{xn} 이 0 이상인지를 판단하고, 0 이상인 경우에는 단계 ST625에서 i_{xl} 이 0 이상인지를 판단한다. V_{xn} 이 0 미만이라면, 단계 ST630에서 i_{xl} 이 0 이상인지를 판단한다. 단계 ST625에서 i_{xl} 이 0 이상으로 판단되면, 영역1에서의 손실을 연산한다(ST635). 이와 같은 방식으로 단계 ST640에서 영역2에서의 손실을, 단계 ST645에서 영역3에서의 손실을, 단계 ST650에서 영역4에서의 손실을 연산한다.

[0072] 그리고 전술한 수식(8)을 이용하여 2레벨 VSC 동작 모드에서의 총 손실(P_{x2})을 연산하고, 수식(12)를 이용하여 3LT VSC 동작 모드에서의 총 손실(P_{x3})을 연산한다(ST655). 단계 ST655에서 연산된 각 동작 모드에서의 총 손실을 비교한다(ST660).

[0073] 만약 P_{x3} 이 P_{x2} 이상이라면, 단계 ST665로 진행하여 2레벨 VSC 동작 모드로 선택된다. 그렇지 않으면, 단계 ST670으로 진행하여 3LT VSC 동작 모드가 선택된다.

[0074] 도 7은 본 발명에 따른 동작 방법을 검증하기 위해 PSIM 시뮬레이션 파형을 예시한 도면이다. 도 7은 스위칭 주파수(f_s) 10kHz, 부하 저항 48Ω에서 측정한 파형이며, 도 7의 (a)는 출력 전압 V_{an} , V_{bn} , V_{cn} 의 파형을 나타내고 있고, (b)는 인덕터 전류 i_{aL} , i_{bL} , i_{cL} 의 파형을 나타내고 있고, (c)는 2레벨 VSC의 A상 손실(P_{a2})과 3LT VSC의 A상 손실(P_{a3})을 비교한 파형이고, (d)는 손실 차이($P_{a3} - P_{a2}$)를 나타낸 파형이다.

[0075] 인버터의 동작과 사용된 수식의 연산은 DLL 기능을 이용하여 수행되었다. 연산 결과를 확인하기 위하여 PSIM 내의 열 모듈(Thermal Module)이 이용되었다. 아래의 <표1>은 시뮬레이션과 실험에 사용된 파라미터를 나타내고 있다.

표 1

시스템 파라미터

Parameter	Value
DC-link volatage(V_{dc})	700[V]
Output volatage(V_{xn})	220[V]
Switching frequency(f_s)	10, 15, 20[kHz]
Resistor load(R_{load})	24, 48[Ω]
Filter inductor(L_f)	1[mH]
Filter capacitor(C_f)	100[uF]

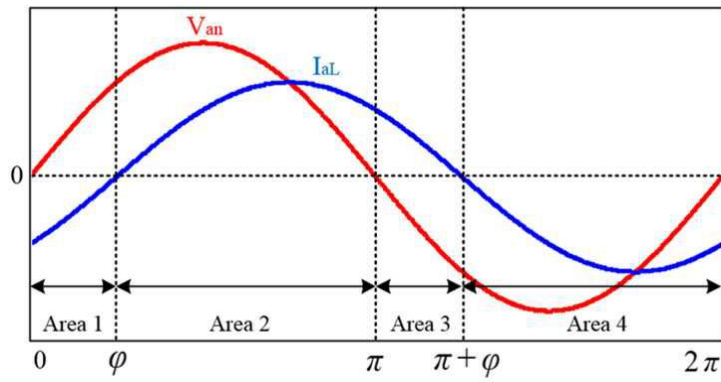
[0077] 도 7은 PSIM 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 각 방법에서의 동작 손실은 열 모듈로부터 얻을 수 있는 총 손실에 의해 식별된다. 총 손실의 평균 값(AVG)이 평균적인 손실을 식별하기 위해 이용된다.

[0078] 도 7의 (c)에서와 같이 A상에서 2레벨 VSC의 총 손실(P_{a2})과 3LT VSC의 총 손실(P_{a3})이 시뮬레이션 파형에 의해 검증되었으며, (d)에서와 같이 ($P_{a3} - P_{a2}$)의 값을 나타낼 수 있다.

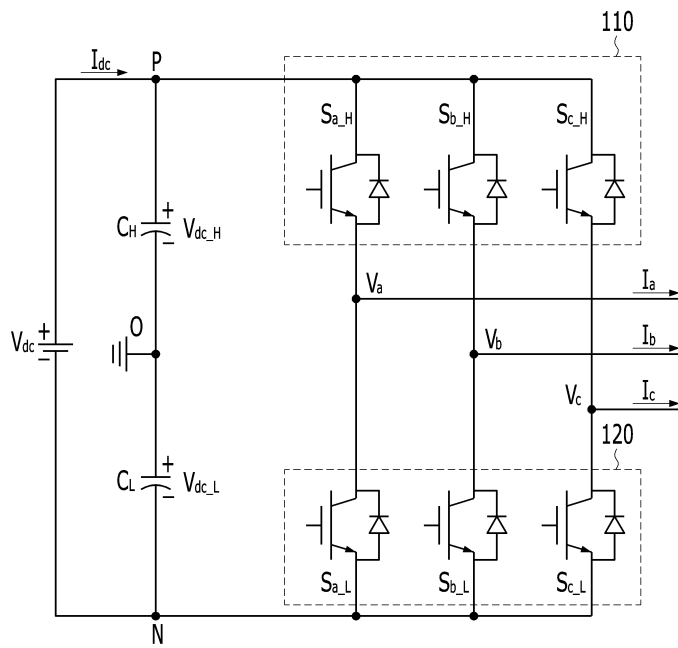
[0079] 도 8은 <표 1>의 파라미터를 조건으로 도 7과 같은 시뮬레이션을 수행한 결과를 보여주는 표이다. 도 8을 참조

도면

도면1



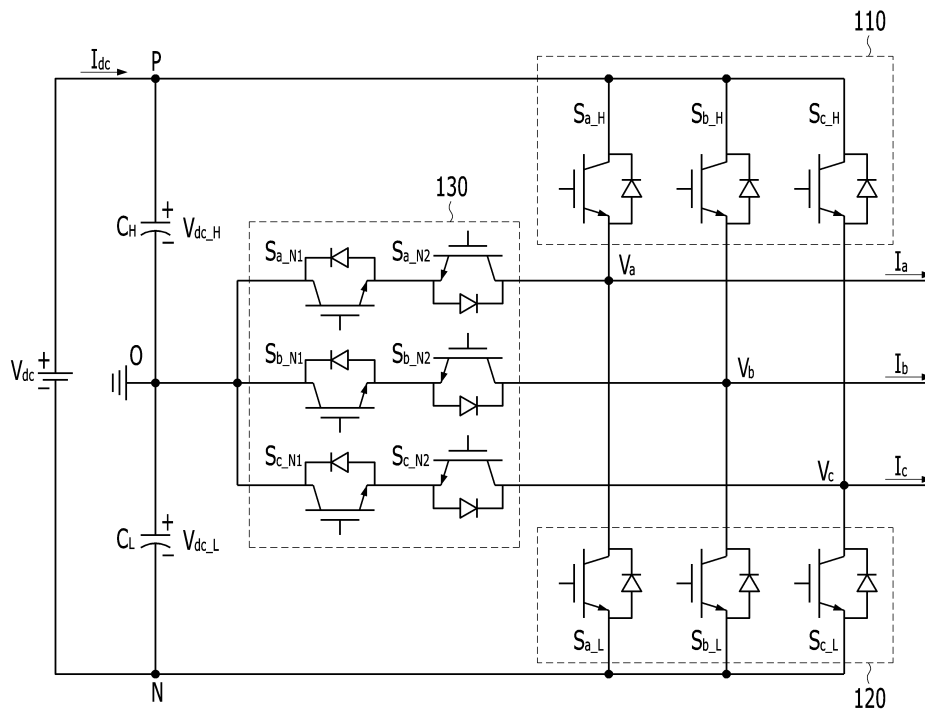
도면2



도면3

Period	Loss	switches	Loss equation
1	P_{xsw2}	D_{a_H}, S_{a_L}	$P_{xrr2} + P_{xon2} + P_{xoff2}$
	P_{xcon2}	D_{a_H}, S_{a_L}	$D P_{xd} + (1-D) P_{xtr} + (D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$
2	P_{xsw2}	S_{a_H}, D_{a_L}	$P_{xon2} + P_{xoff2} + P_{xrr2}$
	P_{xcon2}	S_{a_H}, D_{a_L}	$D P_{xtr} + (1-D) P_{xd} + (D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$
3	P_{xsw2}	S_{a_H}, D_{a_L}	$P_{xon2} + P_{xoff2} + P_{xrr2}$
	P_{xcon2}	S_{a_H}, D_{a_L}	$(1-D) P_{xtr} + D P_{xd} + (D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$
4	P_{xsw2}	D_{a_H}, S_{a_L}	$P_{xrr2} + P_{xon2} + P_{xoff2}$
	P_{xcon2}	D_{a_H}, S_{a_L}	$(1-D) P_{xd} + D P_{xtr} + (D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$

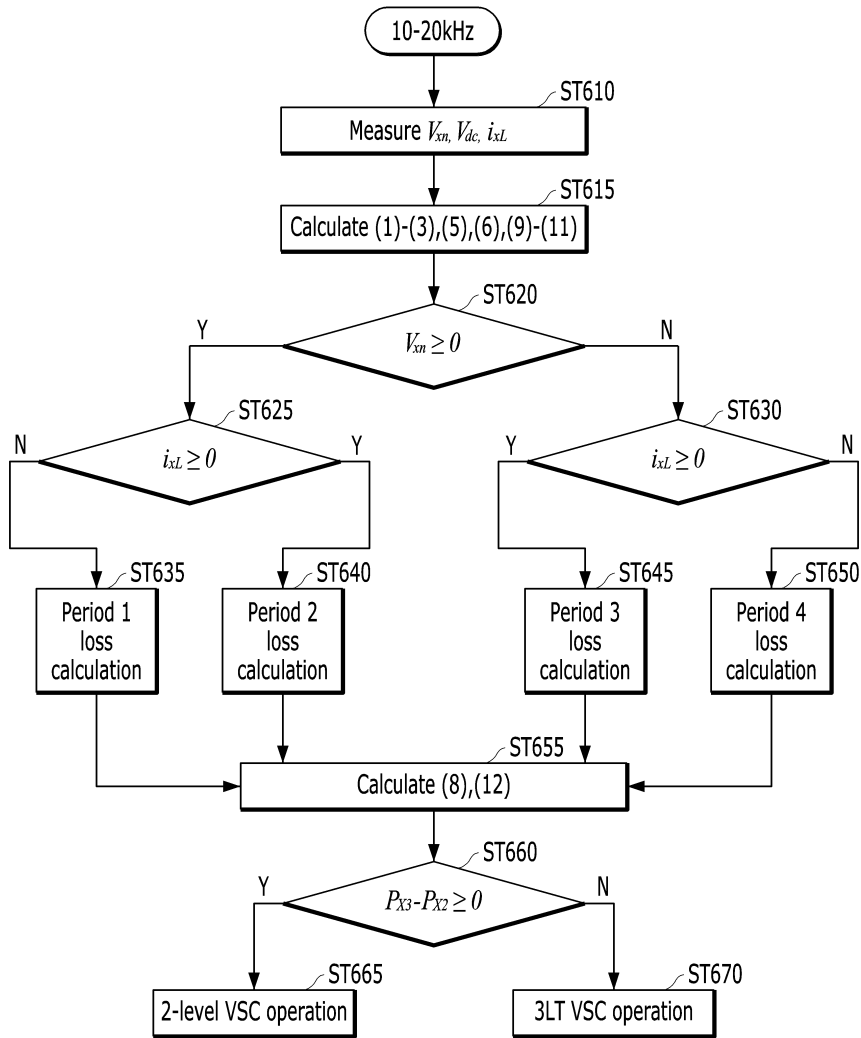
도면4



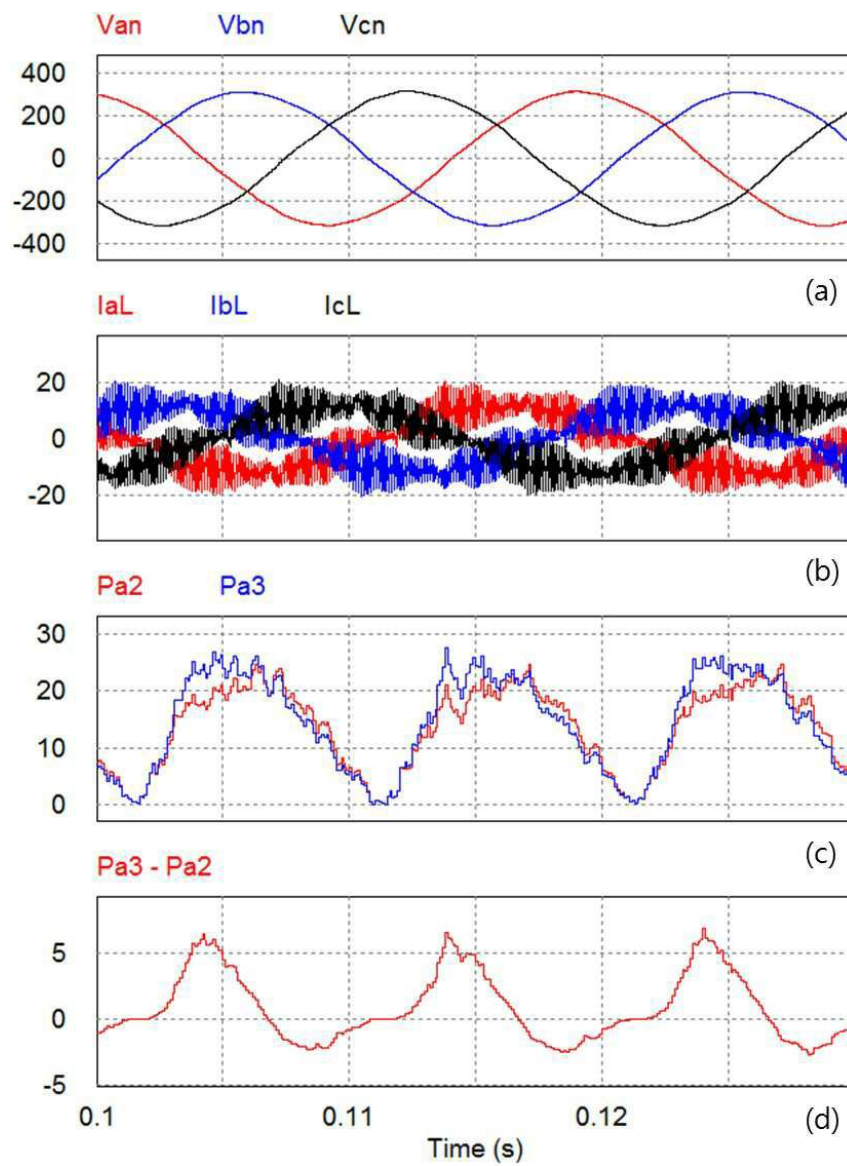
도면5

Period	Loss	switches	Loss equation
1	P_{xsw3}	$D_{x_H},$ S_{x_N2}	$P_{xrr3} + P_{xon3} + P_{xoff3}$
	P_{xcon3}	$D_{x_H},$ $D_{x_N1},$ S_{x_N2}	$D P_{xd} + (1-D) P_{xd} + (1-D) P_{xtr} +$ $(D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$
2	P_{xsw3}	$S_{x_H},$ D_{x_N2}	$P_{xon3} + P_{xoff3} + P_{xrr3}$
	P_{xcon3}	$S_{x_H},$ $S_{x_N1},$ D_{x_N2}	$D P_{xtr} + (1-D) P_{xtr} + (1-D) P_{xd} +$ $(D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$
3	P_{xsw3}	$S_{x_N1},$ D_{x_L}	$P_{xon3} + P_{xoff3} + P_{xrr3}$
	P_{xcon3}	$S_{x_N1},$ $D_{x_N2},$ D_{x_L}	$(1-D) P_{xtr} + (1-D) P_{xd} + D P_{xd} +$ $(D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$
4	P_{xsw3}	$D_{x_N1},$ S_{x_L}	$P_{xrr3} + P_{xon3} + P_{xoff3}$
	P_{xcon3}	$D_{x_N1},$ $S_{x_N2},$ S_{x_L}	$(1-D) P_{xd} + (1-D) P_{xtr} + D P_{xtr} +$ $(D/2)(P_{xd} - P_{xtr})$

도면6



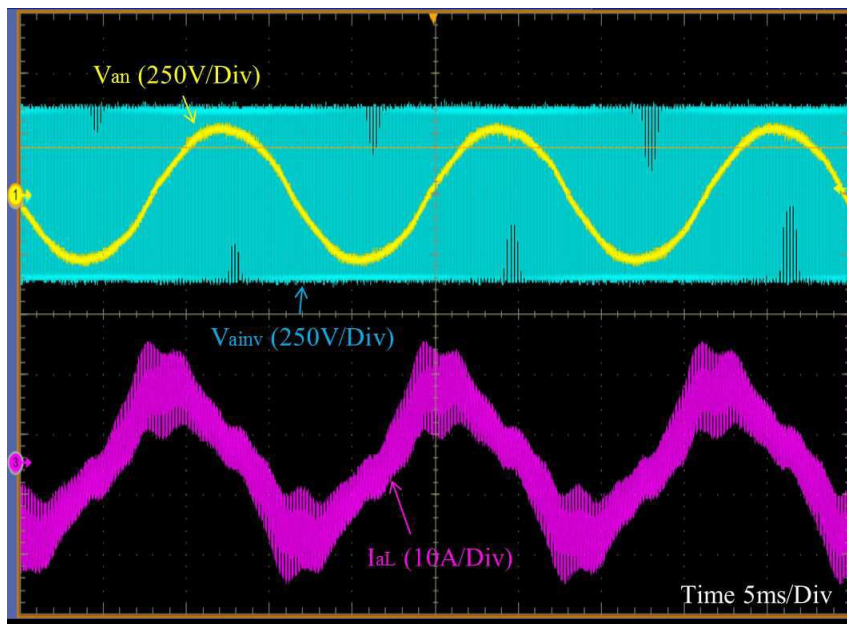
도면7



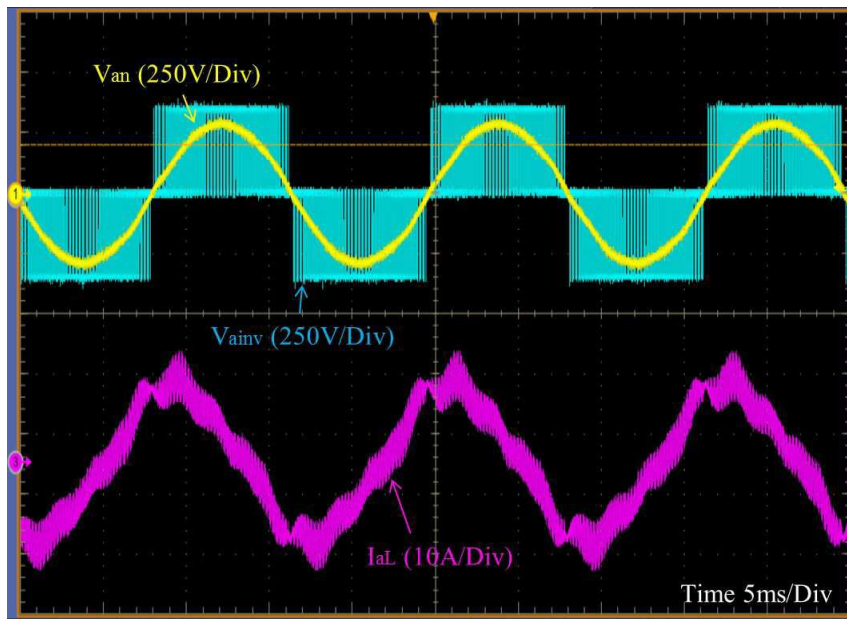
도면8

R_{load} [Ω]	f_s [kHz]	2-level VSC efficiency[%]	3LT VSC efficiency[%]	Proposed method efficiency[%]
24	10	99.16	99.05	99.2
	15	98.89	98.91	98.98
	20	98.71	98.84	98.87
48	10	98.81	98.51	98.81
	15	98.35	98.27	98.42
	20	98.09	98.2	98.25

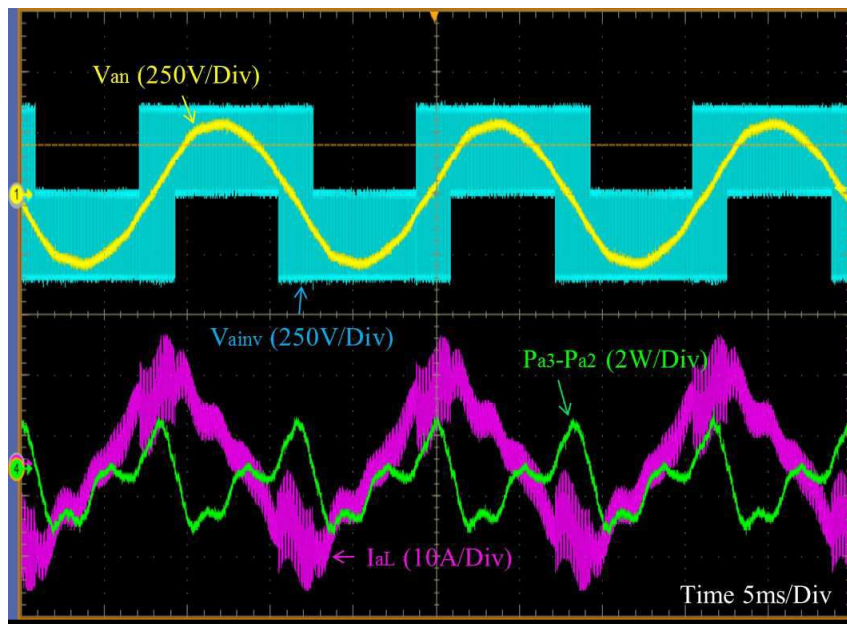
도면9



도면10



도면11



도면12

R_{load} [Ω]	f_s [kHz]	2-level VSC efficiency[%]	3LT VSC efficiency[%]	Proposed method efficiency[%]
24	10	98.17	98.21	98.37
	15	96.90	97.55	97.57
48	10	97.47	97.09	97.53
	15	95.67	96.08	96.14