



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년09월30일
 (11) 등록번호 10-1444732
 (24) 등록일자 2014년09월19일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 H02M 7/155 (2006.01) H02M 7/02 (2006.01)
 H02M 1/08 (2006.01) H02M 1/14 (2006.01)
 (21) 출원번호 10-2013-0045362
 (22) 출원일자 2013년04월24일
 심사청구일자 2013년04월24일
 (56) 선행기술조사문헌
 KR100163702 B1*
 US7492616 B2
 US5504667 A
 JP2000217367 A
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
한국전기연구원
 경상남도 창원시 성산구 불모산로10번길 12 (성주동)
 (72) 발명자
김홍주
 경상남도 창원시 성산구 유니온 빌리지 108동 801호
권순만
 경상남도 창원시 성산구 대암로 272 (대방동, 대방2차덕산타운) 205동 902호
천종민
 경남 창원시 성산구 가음정로 73, 6동 209호 (가음동, 동방아파트)
 (74) 대리인
한라특허법인

전체 청구항 수 : 총 12 항

심사관 : 배진용

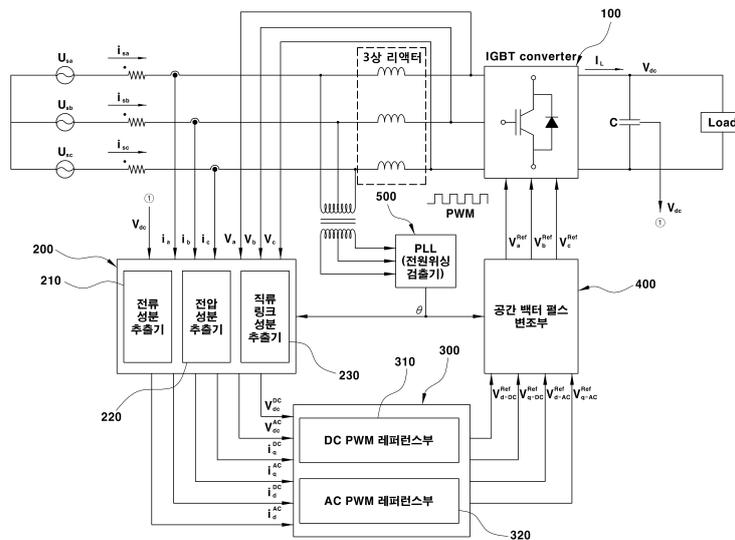
(54) 발명의 명칭 **계통 연계형 컨버터 및 이의 제어방법**

(57) 요약

본 발명은 계통 연계형 컨버터에서 3상 불평형 시 직류 링크 리플을 줄이는 제어장치 및 이의 제어방법에 관한 것으로, 3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 전원 성분 추출기, 전원 성분 추출기의 교류 및 직류 성분을 입력받아 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 기준 전압 생성기, 기준 전압 생성기로부터 교류 및 직류의 기준 전압을 입력받아 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 공간 벡터 펄스 변조부, 공간 벡터 펄스 변조 제어부에서 출력한 게이트 전압을 입력받아 3상 교류 전원을 직류 전압으로 변환하는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지를 포함하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

본 발명에 따르면, 3상 계통 전압이 불평형일 경우에도 직류(DC) 링크 전압의 리플을 최소한으로 제어함으로써 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT)에 흐르는 전류를 일정 레벨 이하로 제어 가능하다.

대표도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 전원 성분 추출기;

상기 전원 성분 추출기의 교류 및 직류 성분을 입력받아, 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 기준 전압 생성기;

상기 기준 전압 생성기로부터 교류 및 직류의 기준 전압을 입력받아, 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 공간 벡터 펄스 변조부; 및

상기 공간 벡터 펄스 변조 제어부에서 출력한 게이트 전압을 입력받아 3상 교류 전원을 직류 전압으로 변환하는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지;

를 포함하고,

상기 전원 성분 추출기는 직류성분추출기와 교류성분추출기를 포함하며, 상기 직류성분추출기와 상기 교류성분추출기는 정지좌표변환기, 회전좌표변환기 및 직교류추출기를 포함하는 계통 연계형 컨버터.

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 직교류추출기는 대역제거필터와 덧셈기를 포함하는 계통 연계형 컨버터.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 기준 전압 생성기는 비례적분제어기로 구성된 전압제어기와 d축 전류제어기, q축 전류제어기 및 덧셈기를 포함하는 계통 연계형 컨버터.

청구항 5

3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 단계;

상기 교류 및 직류 성분을 이용하여 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 단계;

상기 기준 전압을 이용하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 단계;

를 포함하고,

3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 단계는 3상 전원을 3상 전원의 주파수의 2배가 되는 차단주파수를 지닌 대역제거필터를 거쳐 직류 성분을 추출하고, 상기 직류 성분을 상기 3상 전원과 더하여 교류 성분을 추출하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 6

제5항에 있어서,

3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 단계 이전에, 3상 전원을 정지좌표계로 변환하고 회전좌표

계로 변환하는 단계를 더 포함하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 7

삭제

청구항 8

제5항에 있어서,

교류 및 직류 성분을 이용하여 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 단계는 상기 3상 전원에서 추출된 직류 성분을 이용하여 직류 기준값을 생성하고, 상기 3상 전원에서 추출된 교류 성분을 이용하여 교류 기준값을 생성하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 직류 기준값을 생성하는 방법 중 q축 직류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 목표 직류 링크 전압과 직류 링크 센서의 전압값의 차를 비례적분하여 영(0)으로 만드는 q축 전류 기준값을 만들고, 상기 q축 전류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 q축 직류 전류 성분간의 차를 비례적분하고, 피드포워드된 전원 값과 d축 직류 전류 성분이 q축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 q축 직류 PWM 기준 전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 10

제8항에 있어서,

상기 직류 기준값을 생성하는 방법 중 d축 직류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 영(0)으로 설정된 d축 전류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 d축 직류 전류 성분간의 차이를 비례적분하고 q축 직류 전류 성분이 d축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 d축 직류 PWM 기준전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 11

제8항에 있어서,

상기 교류 기준값을 생성하는 방법 중 q축 교류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 목표 교류 링크 전압값을 영(0)으로 설정하고, 직류 링크 센서의 전압값과의 차를 비례적분하여 영(0)으로 만드는 q축 교류 기준값을 만들고, 상기 q축 교류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 q축 교류 전류 성분간의 차를 비례적분하고, 피드포워드된 전원 값과 d축 교류 전류 성분이 q축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 q축 교류 PWM 기준 전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 12

제8항에 있어서,

상기 교류 기준값을 생성하는 방법 중 d축 교류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 영(0)으로 설정된 d축 교류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 d축 교류 전류 성분간의 차이를 비례적분하고 q축 교류 전류 성분이 d축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 d축 교류 PWM 기준전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 13

제8항에 있어서,

기준 전압을 이용하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 단계는 직류 링크에 목적하는 전압에 상기 3상 전원에서 추출된 직류 및 교류 성분 값을 더하여 직류 및 교류의 PWM 기준전압을 구하고, 직류 PWM 기준전압에 교류 PWM 기준전압을 더하여 최종 PWM 기준전압을 구한뒤, 이를 다시 정지좌표계로 변환하고 다시 3상 전원 값으로 변환하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 직류 PWM 기준전압에 교류 PWM 기준전압을 더하여 최종 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 상기 직류 및 교류 PWM 기준 전압을 d축과 q축의 전압으로 나누고, 상기 직류 및 교류 PWM 기준전압을 d축과 q축 성분별로 더하여 d축과 q축별로 최종 PWM 기준전압을 생성하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 3상 교류 전원을 직류(DC) 전압으로 변환하는 계통 연계형 컨버터에 관한 것으로, 보다 상세하게는 3상 불평형 상태에서도 안정적으로 동작이 가능한 계통 연계형 컨버터에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 계통 연계형 컨버터는 3상 교류 계통 전압으로부터 직류(DC)링크라고 하는 캐패시터에 직류 전압을 형성하는 기기로 회생형 모터 구동 드라이버, 계통 연계형 풍력발전기 등 광범위하게 사용되는 구성품으로, 발전기나 전동기측 인버터는 직류(DC) 링크 전압을 사용하여 제어 목적을 달성하는 교류(AC) 전압의 진폭과 주파수를 생성하게 된다.

[0003] 도면 13도는 기존의 계통 연계형 컨버터 시스템의 구성도이다.

[0004] 종래의 계통 연계형 컨버터는 크게 3상 전원(10)으로부터 위상을 감지하는 피엘엘(Phase Locked Loop,20)과 스위칭을 통하여 직류(DC)링크 전압을 형성하는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bride,40), 직류(DC)링크의 전압 제어를 위한 전압 제어부(DC Link Voltage Control,50), 직류(DC)링크 캐패시터를 충전하기 위한 전류를 제어하는 전류 제어부(Current Control,60), 그리고 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bride,40)에 스위칭에 필요한 게이트 신호를 인가하는 PWM제어부(Pulse Width Modulation,70)으로 구성되어 있다. 여기서, 인덕터(30)은 DC 링크 전압을 승압하기 위해서 사용된다.

[0005] 이러한 기존의 계통 연계형 컨버터는 3상 전원이 평형한 상태를 가정하여 제어기를 구성하기 때문에 3상 불평형 조건에서 직류(DC)링크 전압의 리플이 크게 발생하면, 불평형 정도에 따라 제어가 불가능한 상황이 발생하기도 한다. 직류(DC) 링크 전압의 리플이 커지는 상황에서 직류(DC) 링크 전압이 목표 값보다 작아지면 캐패시터 전압을 충전하기 위해 계통측 컨버터는 계통에서 전력을 직류(DC) 링크 쪽으로 끌어 오며, 직류(DC) 링크 전압이 목표값보다 커지면 캐패시터 전압을 방전하기 위해 계통으로 전력을 보내는 동작을 하기 때문에 리플이 커지면 절연 게이트 양극성 트랜지스터 (IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor])로 과전류가 흘러 전력 소자가 파괴될 위험성이 커지며 소자를 보호하기 위한 보호동작 제어가 작동하여 제어가 중지되어 컨버터 동작의 가용성이 떨어진다.

[0006] 또한, 직류(DC) 링크 전압을 이용하는 인버터의 제어에도 악영향을 미치는 문제점이 있다.

선행기술문헌

특허문헌

- [0007] (특허문헌 0001) 한국등록특허 20-0416152
- (특허문헌 0002) 한국공개특허 10-2009-0053009

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0008] 본 발명은 상기와 같은 문제점을 해결하기 위해 안출된 것으로, 3상 계통 전압 불평형이 발생하더라도 직류(DC) 링크 전압의 리플을 최소화하는 계통 연계형 컨버터를 제공하고자 한다.
- [0009] 또한, 3상 계통 전압에 불평형이 발생하더라도 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT)에 흐르는 전류를 작게 제어함으로써, 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT)에 과도한 전류가 흘러 전력소자를 파괴하는 것을 방지할 수 있는 계통 연계형 컨버터를 제공하고자 한다.

과제의 해결 수단

- [0010] 상기한 과제 해결을 위해, 본 발명에서는 3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 전원 성분 추출기; 상기 전원 성분 추출기의 교류 및 직류 성분을 입력받아, 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 기준 전압 생성기; 상기 기준 전압 생성기로부터 교류 및 직류의 기준 전압을 입력받아, 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 공간 벡터 펄스 변조부; 및 상기 공간 벡터 펄스 변조 제어부에서 출력한 게이트 전압을 입력받아 3상 교류 전원을 직류 전압으로 변환하는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지;를 포함하는 계통 연계형 컨버터를 제공한다.
- [0011] 또한, 상기 전원 성분 추출기는 직류성분추출기와 교류성분추출기를 포함하며, 상기 직류성분추출기와 상기 교류성분추출기는 정지좌표변환기, 회전좌표변환기 및 직교류추출기를 포함하는 계통 연계형 컨버터를 제공한다.
- [0012] 또한, 상기 직교류추출기는 대역제거필터와 덧셈기를 포함하는 계통 연계형 컨버터를 제공한다.
- [0013] 또한, 상기 기준 전압 생성부는 비례적분제어기로 구성된 전압제어기와 d축 전류제어기, q축 전류제어기 및 덧셈기를 포함하는 계통 연계형 컨버터를 제공한다.
- [0014] 또한, 본 발명은 3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 단계; 상기 교류 및 직류 성분을 이용하여 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 단계; 상기 기준 전압을 이용하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 단계;를 포함하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.
- [0015] 또한, 3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 단계 이전에, 3상 전원을 정지좌표계로 변환하고 회전좌표계로 변환하는 단계를 더 포함하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.
- [0016] 또한, 3상 교류 전원에서 교류 및 직류 성분을 추출하는 단계는 3상 전원을 3상 전원의 주파수의 2배가 되는 차단주파수를 지닌 대역제거필터를 거쳐 직류 성분을 추출하고, 상기 직류 성분을 상기 3상 전원과 더하여 교류 성분을 추출하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.
- [0017] 또한, 교류 및 직류 성분을 이용하여 교류 및 직류의 기준 전압을 생성하는 단계는 상기 3상 전원에서 추출된 직류 성분을 이용하여 직류 기준값을 생성하고, 상기 3상 전원에서 추출된 교류 성분을 이용하여 교류 기준값을 생성하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.
- [0018] 또한, 상기 직류 기준값을 생성하는 방법 중 q축 직류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 목표 직류 링크 전압과 직류 링크 센서의 전압값의 차를 비례적분하여 영(0)으로 만드는 q축 전류 기준값을 만들고, 상기 q축 전류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 q축 직류 전류 성분간의 차를 비례적분하고, 피드포워드된 전원 값과 d축 직류 전류 성분이 q축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 q축 직류 PWM 기준 전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.

[0019] 또한, 상기 직류 기준값을 생성하는 방법 중 d축 직류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 영(0)으로 설정된 d축 전류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 d축 직류 전류 성분간의 차이를 비례적분하고 q축 직류 전류 성분이 d축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 d축 직류 PWM 기준전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.

[0020] 또한, 상기 교류 기준값을 생성하는 방법 중 q축 교류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 목표 교류 링크 전압값을 영(0)으로 설정하고, 직류 링크 센서의 전압값과의 차를 비례적분하여 영(0)으로 만드는 q축 교류 기준값을 만들고, 상기 q축 교류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 q축 교류 전류 성분간의 차를 비례적분하고, 피드포워드된 전류 값과 d축 교류 전류 성분이 q축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 q축 교류 PWM 기준 전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.

[0021] 또한, 상기 교류 기준값을 생성하는 방법 중 d축 교류 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 영(0)으로 설정된 d축 교류 기준값과 상기 3상 전원에서 추출된 d축 교류 전류 성분간의 차이를 비례적분하고 q축 교류 전류 성분이 d축에 영향을 미치는 리액터 값을 반영하여 d축 교류 PWM 기준전압을 구하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.

[0022] 또한, 기준 전압을 이용하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가할 전압을 조정하는 단계는 직류 링크에 목적하는 전압에 상기 3상 전원에서 추출된 직류 및 교류 성분 값을 더하여 직류 및 교류의 PWM 기준전압을 구하고, 직류 PWM 기준전압에 교류 PWM 기준전압을 더하여 최종 PWM 기준전압을 구한뒤, 이를 다시 정지좌표계로 변환하고 다시 3상 전류 값으로 변환하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.

[0023] 또한, 상기 직류 PWM 기준전압에 교류 PWM 기준전압을 더하여 최종 PWM 기준전압을 생성하는 방법은 상기 직류 및 교류 PWM 기준 전압을 d축과 q축의 전압으로 나누고, 상기 직류 및 교류 PWM 기준전압을 d축과 q축 성분별로 더하여 d축과 q축별로 최종 PWM 기준전압을 생성하는 계통 연계형 컨버터의 제어 방법을 제공한다.

발명의 효과

[0024] 이상에서 설명한 바와 같이 본 발명에 따른 계통 연계형 컨버터 및 이의 제어방법에 의하면, 3상 계통 전압이 불평형일 경우에도 직류(DC) 링크 전압의 리플을 최소한으로 제어함으로써 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT)에 흐르는 전류를 일정 레벨 이하로 제어 가능하다. 따라서, 본 발명이 적용되지 않는 제어 방법에서 발생하는 과전류를 방지하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT) 전력 소자를 보호하고 제어 중단이 발생하지 않아 시스템의 가용성을 증대시킨다.

[0025] 또한, 계통 연계형 컨버터의 제어불능의 경우를 해소하여 가용성을 증가시킬 수 있다. 그러므로, 신뢰성 및 안정성이 높아지는 효과가 있다.

[0026] 또한, 기존의 계통 연계형 컨버터에 최소한의 구성을 추가하므로 비용이 증가하지 않으면서도, 고효율, 소형화가 가능한 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

[0027] 도면 1도는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 계통 연계형 컨버터의 블록도이다.
 도면 2도는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge)의 내부 구성을 보여주는 도면이다.
 도면 3도는 전원성분추출기의 내부의 전류성분추출기와 전압성분추출기의 작동을 보여주는 블록 다이어그램도이다.
 도면 4도는 도면 2의 전원성분추출기가 사용할 전압과 전류를 정의하는 도면이다.
 도면 5도는 정지좌표변환기와 회전좌표변환기가 행렬(Matrix)식 또는 복소수(Complex Number) 벡터(Vector)를 이용하여 정지 좌표계(Stationary Reference Frame)로 변환하고 다시 이를 회전 좌표계(Rotating Reference Frame)으로 변환하는 과정을 보여주는 도면이다.
 도면 6도는 평형상태인 3상 전원을 d-q 변환하였을 때의 파형이다.

도면 7도는 불평형 상태의 전류나 전압의 d-q 변환 결과를 보여주는 파형이다.

도면 8도는 d-q 변환 후의 교류(AC)성분과 직류(DC) 성분을 분리하는 역할을 수행하는 직교류추출기의 내부 구성 블록도이다.

도면 9도는 d-q 변환된 전원이 직교류추출기를 거친 후의 직류(DC), 교류(AC)의 성분 값을 보여주는 도면이다.

도면 10도는 직류(DC) PWM 레퍼런스부의 구조를 보여주는 블록도이다.

도면 11도는 기준 전압 생성기의 AC PWM 레퍼런스부의 구조를 보여주는 블록도이다.

도면 12도는 공간 벡터 펄스 변조부(400)의 내부 구조도를 나타내는 블록도이다.

도면 13도는 기존의 계통 연계형 컨버터 시스템의 구성도이다.

도면 14도는 기존의 계통 연계형 컨버터 제어기의 동작을 보여주는 파형이다.

도면 15도는 3상 불평형 상태에서의 기존의 컨버터 제어기의 동작을 보여주는 도면이다.

도면 16도는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 계통 연계형 컨버터가 3상 불평형 전원 상태에서 동작하였을 때의 동작 파형이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0028] 본 발명에서는 3상 전원의 불평형을 보상하는 제어기를 구성하여 3상 계통 전압 불평형에 따른 직류(DC) 링크 전압 리플을 줄이는 방법을 제안하고자 한다. 즉 3상 전압 센서의 값을 이용하여 이를 수학적 변환과정을 통해 변환 결과를 직류 성분과 교류 성분으로 구분한다. 그리고, 이로부터 기준 전압을 생성하여 공간벡터변조부가 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지의 게이트에 인가하는 전압을 조절하여 직류(DC) 링크 전압의 리플을 최소한으로 줄이고자 한다.

[0029] 이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 실시예들에 대해 상세히 설명한다. 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 형태를 가질 수 있는바, 특정 실시예들은 도면에 예시하고 본문에 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 개시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.

[0030] 도면 1도는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 계통 연계형 컨버터의 블록도이다.

[0031] 본 발명의 계통 연계형 컨버터는 3상 계통의 위상을 감지하는 피엘엘(PLL;Phase Locked Loop,500), 3상 교류 전원을 직류 전압으로 변환하는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bride,100)와 3상 교류 전원으로부터 직류 및 교류 성분의 전압과 전류를 추출하는 전원성분추출기(200), 전원 성분 추출기가 생성한 d축과 q축의 전압과 전류를 입력받아 기준 전압을 생성하는 기준 전압 생성기(300), 기준 전압 생성기(300)으로부터 직류(DC)와 교류(AC)의 기준 전압을 입력받아 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)의 게이트에 인가할 전압 신호를 생성하여 (DC) 링크 전압을 조절하는 공간 벡터 펄스 변조부(400)로 구성되어 있다.

[0032] 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)는 스위칭을 통하여 직류(DC) 링크 전압을 형성한다. 이러한 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)은 부하 쪽에서 전력이 필요할 때는 계통에서 직류(DC) 링크로 전력을 전해주고, 부하 쪽에서 전력이 직류(DC) 링크로 넘어 올 때도 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)을 제어하여 계통으로 전력을 보내는 역할을 수행한다.

[0033] 그러나, 기존의 계통 연계형 컨버터는 부하와 계통 간의 전력을 이동시키는 과정에서 리플이 커지면, 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge)로 과전류가 흘러 전력 소자가 파괴될 위험성이 있다.

[0034] 이를 해결하기 위하여 본 발명은 3상 전원으로부터 직류 및 교류 성분을 추출하고, 이들의 기준전압을 생성하여 공간 벡터 펄스 변조부(400)가 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)에 인가할 전압을 조절하도록 한다.

[0035] 도면 2도는 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)의 내부 구성을 보여주는 도면이다.

[0036] 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)는 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor],110)와 다이오드(Diode,120)을 조합

을 1쌍으로 6개의 쌍으로 구성되어 있다. 각각의 3상 전원 V_a, V_b, V_c 마다 1쌍은 다이오드의 애노드(Anode)가 3상 전원에 연결되고, 나머지 1쌍은 다이오드의 캐소드(Cathode)가 3상 전원에 연결된다. 이렇게 총 6쌍이 3상 전원에 연결된다.

[0037] 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor],110)은 다이오드(Diode,120)와 병렬로 연결되어 게이트 구동회로에서 인가되는 신호에 따라 다이오드(Diode,120)의 도통을 결정하게 목표전압을 형성하게 된다.

[0038] 도면 3도는 전원성분추출기(200)의 내부의 전류성분추출기(210)와 전압성분추출기(220), 직류(DC)링크 성분추출기(230)의 작동을 보여주는 블럭 다이어그램도이고, 도면 4도는 도면 2도의 전원성분추출기(200)가 사용할 전압과 전류를 정의하는 도면이다.

[0039] 도면 4에서 u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} 는 3상 전원에서 각 상의 전원을 나타내는 기호이고, v_{an}, v_{bn}, v_{cn} 은 중성점과 a상, b상 및 c상과의 상전압을 나타낸다. 그리고, 3상 교류 전원에서 나오는 선전류를 i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} , 직류(DC)링크 캐패시터 양단의 전압을 V_{dc} , 부하단으로 빠지는 전류를 i_L 이라고 정의한다. 여기서, v_{an}, v_{bn}, v_{cn} 은 각각 V_a, V_b, V_c 에 대응되며, i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} 는 i_a, i_b, i_c 에 대응될 수 있다.

[0040] 도면 3에서, 전원성분추출기(200)는 시변함수인 3상 전원을 정지좌표계로 변환하는 정지좌표변환기(211), 정지좌표계를 다시 회전좌표계로 변환하는 회전좌표변환기(212), d-q 변환된 전원에서부터 직류(DC)성분과 교류(AC)성분을 추출하는 직교류추출기(213)로 구성되어 있다.

[0041] 이러한 전원성분추출기(200)가 3상 전압과 전류를 인가받으면, 인가받은 3상 전압, 전류는 각각 전압 성분추출기(220)와 전류성분추출기(210)으로 나누어져서 인가되게 된다. 전압성분추출기(220) 내로 인가된 3상 전압은 정지좌표변환기(211)와 회전좌표변환기(212)를 거쳐서 d-q축의 전압식으로 변환되게 된다. 마찬가지로 전류성분추출기(210)내로 인가된 3상 전류도 정지좌표변환기(211)와 회전좌표변환기(212)를 거쳐서 d-q축의 전류식으로 변환되게 된다. 이렇게 변환된 전압과 전류는 다시 직류(DC)와 교류(AC)성분을 검출하기 위하여 최종적으로 직교류추출기(213)으로 들어가게 된다. 또한, 직류(DC)링크 성분추출기(230)는 직류(DC) 링크 캐패시터 양단의 전압을 받아들여 직류(DC) 링크쪽의 직류(DC) 성분과 교류(AC) 성분을 추출하는 역할을 한다. 이러한 직류(DC)링크 성분추출기(230)는 직교류추출기(213)과 동일한 구조로 구성된다.

[0042] 도면 3에서 3상 전원을 d-q좌표축으로 변환하는 이유는 3상 전원에서 나오는 성분값을 빠르게 해석하기 위함이다. 3상 전원을 발생시키는 발전기에서 두 권선간 자속의 쇄교 정도를 나타내는 상호 인덕턴스(Mutual Inductance)는 회전자 속도의 함수로서, 시변(Time Varying)함수이다. 이러한 시변 특성으로 인하여 3상 전원을 발생시키는 발전기는 아래의 수식 1과 같이 시변 계수를 갖는 미분 방정식(Time Varying Differential Equation)으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{수식 1})$$

[0044] 여기서, 정지좌표변환기(211)와 회전좌표변환기(212)를 거치면 수식 1에서 시변 계수가 제거되어 그

해석을 쉽게 할 수 있다. 또한, 이러한 좌표 변환을 통하여 abc 3상으로 표현되는 발전기의 물리량들이 d와 q 축으로 이루어진 직교 좌표계의 값으로 변환되는데, 이를 바탕으로 벡터 제어 기법을 도입하면 교류 발전기에서 나오는 전원 값을 빠르게 분석할 수가 있다.

[0045] 도면 5도는 정지좌표변환기(211)와 회전좌표변환기(212)가 행렬(Matrix)식 또는 복소수(Complex Number) 벡터(Vector)를 이용하여 정지 좌표계(Stationary Reference Frame)로 변환하고 다시 이를 회전 좌표계(Rotating Reference Frame)으로 변환하는 과정을 보여주는 도면이다.

[0046] 정지좌표변환기(211)는 3상으로 표현된 식의 전원을 각주파수 ω 로 회전하는 2상 좌표계로 표현하면 각 상태 변수들을 직류(DC)량으로 표현되기 때문에 다루기 편리하다.

[0047] 정지좌표변환기(211)의 변환식은 행렬(Matrix)로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \\ n \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \tag{수식 2}$$

[0048]

[0049] 여기서, 중성축 또는 영상분 축인 n을 제외하고 a와 β 값을 다시 회전좌표변환기(212)로 입력하게 되면,

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \tag{수식 3}$$

[0050]

[0051] 식을 거쳐서, d-q축의 전압과 전류로 변환되게 된다.

[0052] 이렇게 d-q축의 회전좌표계로 변환된 전압과 전류값은 이제 직류(DC)값과 교류(AC)값을 추출하기 위하여 직교류추출기(213)으로 입력된다.

[0053] 도면 6도는 평형상태인 3상 전원을 d-q 변환하였을 때의 파형이다.

[0054] 3상 평형상태일때는 도면에서 보는 바와 같이 6-2의 d축 값은 '0'이고 q축 값은 6-1과 같이 3상 전원의 피크 값인 $220\sqrt{2}$ 로 일정한 값을 갖는 것을 알 수 있다.

[0055] 반면, 이와 다르게 불평형 상태에서의 3상 전원을 d-q 변환하였을 때의 파형을 나타내는 도면 7도를 보면, 불평형 상태의 전류나 전압의 d-q 변환 결과는 도면 6도와 같이 일정한 값을 가지지 않고 진동하는 파형을 가지는 것을 볼 수 있다. 즉, d축의 7-1은 '0' 근처에서 리플을 가지며 진동하는 파형이고, q축은 7-2에 서와 같이 크게 진동한다.

[0056] 이와 같은, 리플은 직류(DC)링크의 전압값과 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor])에 흐르는 전류의 값을 발산하게 하는 원인이 된다. 따라서, 본 발명에서는 3상 평형 상태에서뿐만 아니라 3상 불평형 상태에서도 안정적인 동작이 가능한 계통 연계형 컨버터 및 그의 제어 방법을 제공하고자 한다.

[0057] 도면 8도는 d-q 변환 후의 교류(AC)성분과 직류(DC) 성분을 분리하는 역할을 수행하는 직교류추출기의 내부 구성 블럭도이다. 직교류추출기(213)는 그 내부에 대역제거필터(213-1)와 덧셈기(213-2)로 구성되어 있다

[0058] 이렇게 d-q 변환 후의 전원에서 다시 교류(AC)성분과 직류(DC) 성분을 분리하는 이유는 제어의 용이

성을 위함이다. 반시계 방향으로 ω_s 로 회전하는 (dq^+) 축에서

$$V_{dq}^+ = V_{dq}^{DC} + V_{dq}^{AC}$$

[0059]

$$= V_{dq+}^+ + V_{dq}^- e^{-j2\omega_s t} \quad (\text{수식 4})$$

[0060]

[0061] 여기서, V_{dq}^- 는 시계방향으로 ω_s 로 회전하는 $(dq)^-$ 축에서의 음(negative sequence)의 값이다. 따라서 직교류추출기(213)의 대역제거필터(213-1)을 사용하여 수식 4의 음(negative sequence)의 값을 없애주면 직류(DC)성분과 교류(AC)성분으로 분류할 수 있다.

[0062]

직교류추출기(213)는 그 내부에 대역제거필터(213-1)와 덧셈기(213-2)로 구성되어 있다. d-q 변환된 전압 V_{dq}^+ 가 중심주파수 $2\omega_s$ 인 대역제거필터(Band Stop Filter, 213-1)을 통과하면 직류(DC)성분을 얻을 수 있다. 이를 다시 덧셈기(213-2)를 통하여 처음 신호인 V_{dp}^+ 에서 빼주면 교류(AC)성분을 얻을 수 있다. 여기서, ω_s 는 3상 전원의 주파수이다.

[0063]

d-q 변환된 전류로부터 직류(DC)와 교류(AC)를 추출하는 과정도 도면 8의 과정과 동일하다.

[0064]

본 발명에서 사용된 대역제거필터(213-1)의 전달함수 식 $G(s)$ 는 아래와 같다.

$$G(s) = \frac{k(s^2 + \omega_c^2)}{s^2 + Bs + \omega_c^2}$$

[0065]

[0066] 그러나 위와 같은 전달함수는 본 발명의 일실시예에 따른 전달함수이고, 발명이 적용에 따라 여러 가지로 변환이 가능하다.

[0067]

도면 9도는 d-q 변환된 전원이 직교류추출기(213)를 거친 후의 직류(DC), 교류(AC)의 성분 값을 보여주는 도면이다.

[0068]

9-1은 직류(DC)성분이며, 9-2는 교류(AC)성분이다.

[0069]

이제 앞에서 구한 이들 값들을 이용하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge, 100)의 게이트에 인가할 전압을 결정하는 기준 전압 생성기(300)에 대하여 설명한다.

[0070]

도면 1도의 기준 전압 생성기(300)는 직류(DC) PWM 레퍼런스부(310), 교류(AC) PWM 레퍼런스부(320)로 구성되어 있다.

[0071]

도면 10도는 직류(DC) PWM 레퍼런스부(310)의 구조를 보여주는 블록도이다.

[0072]

전원성분추출기(200)에서 추출된 d-q 변환된 전류와 전압이 직류(DC) PWM 레퍼런스부(310)로 입력되면 내부 연산 과정을 거쳐 d-q 축의 직류(DC)전압의 레퍼런스 전압 V_{d-DC}^{Ref} , V_{q-DC}^{Ref} 을 생

성하게 된다. 여기서, V_{d-DC}^{Ref} , V_{q-DC}^{Ref} 은 계통 연계형 컨버터가 변환하고자 하는 직류 전압의 목적 값이다.

[0073]

직류(DC) PWM 레퍼런스부(310)에서 V_{d-DC}^{Ref} , V_{q-DC}^{Ref} 전압을 생성하는 과정은 다음과 같다.

[0074]

먼저, 직류(DC) 링크 레퍼런스 값 V_{dc}^{Ref} (10-1), 직류(DC)링크의 센서 값 V_{dc}^{DC} (10-2)는 덧셈기(311)로 입력된 후, 비례적분제어기(Proportional-Integral Controller, 312)로 입력되게 된다. 첫 번째 비례적분제어기(Proportional-Integral Controller)를 전압제어기(312)라고 한다. 전압제어기(312)는

$V_{dc}^{Ref} - V_{dc}^{DC}$ 의 신호를 적분(integral)하여 제어신호를 만든다. 이때, 전압제어기(312)의 전달함

수는 $K_{P, V_{DC}} + \frac{K_{IV_{DC}}}{s}$ 이다. 이러한 전압제어기(312)는 V_{dc}^{Ref} 와 V_{dc}^{DC} 의 차이값을 0으로 만드는 q축의 전류 레퍼런스(10-4)를 구하게 된다. 이런 q축의 전류 레퍼런스(10-4)는 전원성분추출기

(200)에서 생성한 i_q^{DC} 와 다시 덧셈기(311)에서 더해지고 그 결과 q축의 전류 레퍼런스(10-4)와

i_q^{DC} 가 다시 q축 전류제어기(314)로 입력되어 적분 제어신호를 만든다. 이 전류제어기(314)에서 출력

된 값은 d축에서 q축으로의 간섭분 $-\omega L i_d^{DC}$ 와 더해지고 여기에 전원전압 성분 E_q 도 피드포워드 보상이 된다. 따라서, 전압제어기(312)에서 출력은 q축 전류의 기준 지령치가 되고, 실제 q축 전류와 비교된

편차가 q축 전류제어기(314)에 의해 q축 전압지령 V_{q-DC}^{Ref} 를 생성하게 되는 것이다. 이때, q축 전류

제어기(314)의 전달함수는 $K_{P, i_q} + \frac{K_{I, i_q}}{s}$ 이다.

[0075]

d축의 전류 레퍼런스(10-3)도 직류(DC) PWM 레퍼런스부(310)으로 입력되는데, 이 때의 값은 0이다.

이는 d축 전류는 유효한 전력을 발생시키지 않기 때문이다. d축 전류 지령과 실제 d축 전류 i_d^{DC} 의 편

차는 $K_{P, i_d} + \frac{K_{I, i_d}}{s}$ 의 전달함수를 갖는 d축 전류제어기(313)에 입력되어 d축의 전압지령을 만든다.

이 과정에서 앞에서 살핀 바와 같이, q축에서 d축으로 간섭분 $\omega L_s i_q$ 가 더해져서, 최종적으로 d축 전압

지령 V_{d-DC}^{Ref} 를 생성하게 된다.

[0076]

이를 수식으로 간단히 살펴보면, 직류(DC) 링크 캐패시터의 전압은

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad \text{(수식 3)}$$

[0077]

이다. 이 수식 3을 d-q축 변환하면,

[0078]

$$V_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad \text{(수식 4)}$$

[0079]

이 된다.

[0080]

[0081] 수식 4에서 i_d 를 0으로 제어하면 캐패시터 전압은 i_q 에 의해서 결정된다. 따라서, V_{dc} 의 목표값과 현재의 V_{dc} 값의 차이값을 0으로 만드는 i_q 값을 비례 적분하여 V_{q-DC}^{Ref} 를 만든다. 그리고, 수식 4에서 i_d 를 0으로 만드는 PI 제어기에서 V_{sd} 값을 계산하여 PWM 레퍼런스를 만든다.

[0082] 도면 11도는 기준 전압 생성기(300)의 AC PWM 레퍼런스부(320)의 구조를 보여주는 블록도이다.

[0083] AC PWM 레퍼런스부(320)도 DC PWM 레퍼런스부(310)과 동일한 구조로 이루어져 있다. 다만, d축 전류의 교류(AC) 성분인 i_d^{AC} (11-1)와 q축 전류의 교류(AC)성분인 i_q^{AC} (11-2), 직류(DC) 링크 전압의 교류(AC) 성분인 V_{dc}^{AC} (11-5)를 이용하여 d축 전류의 레퍼런스(11-3)과 직류(DC)링크 전압의 교류(AC)성분의 목표 값, 즉 레퍼런스 값을 0으로 하여 V_{d-AC}^{Ref} (11-6)과 V_{q-AC}^{Ref} (11-7)의 교류(AC) PWM 레퍼런스를 구한다.

[0084] 도면 12도는 공간 벡터 펄스 변조부(400)의 내부 구조도를 나타내는 블록도이다.

[0085] 공간 벡터 펄스 변조부(400)은 d축에서의 교류(AC) 성분의 전압 레퍼런스인 V_{d-AC}^{Ref} , V_{q-AC}^{Ref} 에 직류(DC) 성분의 전압 레퍼런스 값인 V_{d-DC}^{Ref} , V_{q-DC}^{Ref} 를 더하는 덧셈기(311)과 회전좌표변환기의 역변환기(420), 정지좌표변환기의 역변환기(430), 공간벡터변조기(SVPWM[Space Vector Pulse Width Modulation], 410)으로 구성되어 있다.

[0086] 공간 벡터 펄스 변조부(400)에서 전원성분추출기(200)와는 반대로 공간벡터변조기(SVPWM[Space Vector Pulse Width Modulation],410)이 사용할 수 있도록 2상의 회전좌표계의 제어기 결과 값을 다시 3상으로 복원한다. 이를 위하여, 회전좌표계의 역변환과 정지좌표계의 역변환을 거쳐서 2상의 제어기 결과 값으로부터 3상의 V_a^{Ref} , V_b^{Ref} , V_c^{Ref} 를 구한 다음, 공간벡터변조기(SVPWM[Space Vector Pulse Width Modulation],410)으로 인가된다. 공간벡터변조기(SVPWM[Space Vector Pulse Width Modulation],410)은 입력된 V_a^{Ref} , V_b^{Ref} , V_c^{Ref} 값에 따라 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)의 게이트에 인가할 전압을 조절하게 된다.

[0087] 따라서, 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,100)의 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor],111)가 다이오드(Diode,120)을 통하여 도통하는 3상 교류 전원의 값을 조정하여 직류(DC) 링크 캐패시터의 전압값을 조절하게 되는 것이다. 즉, 부하쪽에서 직류(DC)링크 쪽으로 전류가 넘어와도, 여기서 발생한 리플값을 측정하여 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor] Bridge,110)의 게이트에 인가되는 신호를 능동적으로 조절하여 직류(DC) 링크의 전압을 일정하게 유지하도록 하게 하는 것이다.

[0088] 이러한 본 발명에 따른 계통 연계형 컨버터가 기존의 계통 연계형 컨버터에 비해 가지는 장점은 다음 그래프를 통하여 알 수 있다.

[0089] 도면 14도는 도면 13도의 기존의 계통 연계형 컨버터가 3상 평형인 조건에서의 동작하였을 때의 결과를 나타내는 도면이다.

[0090] 도면 14도에서 A 그래프는 직류(DC) 링크의 전압을 나타내는 그래프이고, B 그래프는 부하에서 직류(DC)링크로 들어오는 전류값을 나타내는 그래프이며, C 그래프는 인덕터(inductor) 전류, D 그래프는 3상 전원을 나타

낸다. A, B, C 그래프에서 14-3 부분은 초기 과도 상태를 나타내는 것이므로 해석의 범주에 넣지 않으며, 이하 3상 평형상태에서 부하 측과 직류(DC)링크간의 전압과 전류의 관계를 살펴본다. D 그래프에서 각 상의 전원이 일정한 크기와 위상으로 평형을 이루어서 인가되고 있는 것을 볼 수 있다. 따라서 현재 계통 연계형 컨버터는 3상 평형의 상태에서 동작중인 것을 확인할 수 있다. 이러한 상태에서, B 그래프의 14-1 시점을 보면 부하의 전류가 일시적으로 증가하여 직류(DC) 링크 쪽으로 흘러 들어가는 것을 볼 수 있다. 그 결과, 직류(DC) 링크의 전압을 나타내는 A 그래프도 14-4 시점에서 일시적으로 상승하게 되지만 제어 동작에 의해 일정 시간 후에는 안정적인 값을 유지한다. C 그래프의 10-7 시점에서 인덕터(Inductor) 전류로 부하쪽에서 직류(DC) 링크 쪽으로 넘어오는 전류를 계통으로 보내는 동작 파형이다. 또한, B 그래프의 14-2 시점은 직류(DC) 링크 쪽에서 부하 쪽으로 전류가 흘러 나오는 것을 보여준다. 그 결과, A 그래프도 14-5 시점에서 일시적으로 직류(DC)링크 전압이 하강 하지만 제어 동작에 의해 일정 시간 후 원래의 값을 유지하는 것을 볼 수 있다. C 그래프의 10-8 시점은 인덕터(Inductor) 전류가 직류(DC)링크로 부하를 보내기 위한 파형이다. 위에서 살펴본 바와 같이, 3상 전원이 평형 상태에 있을 때에는 부하에서의 전류의 방향이 바뀌는 과도 상태에서도 직류(DC) 링크가 약 10[V] 정도의 변동 후 다시 일정한 값으로 제어됨을 알 수 있다.

[0091] 도면 15도는 3상 불평형 상태에서의 기존의 컨버터 제어기의 동작을 보여주는 도면이다.

[0092] A, B, C 그래프는 도면 10에서와 마찬가지로 각각 직류(DC) 링크의 전압을 나타내는 그래프, 부하전류 그래프, 인덕터(inductor) 전류 그래프, 3상 전원의 그래프를 나타낸다. 도면 11에서 15-1 시점은 초기 과도 상태이므로 역시 해석의 범주에 넣지 않는다. D 그래프에서 각 상의 진폭과 위상이 일정하지 않으므로 인가되는 3상 전원이 불평형 상태인 것을 알 수 있다. 부하 전류의 그래프를 나타내는 B 그래프에서 15-2 시점에서 부하쪽에서 DC 링크 쪽으로 전류가 넘어오면, A 그래프의 15-5 시점에서는 DC 링크 쪽으로 넘어오는 전류 때문에 A 그래프의 15-5와 같이 DC 링크 전압이 일시적으로 상승한 후 작은 리플을 생성하면서 제어되지만, C 그래프의 15-4 시점에서 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor])에 흐르는 전류가 도면 14도와 비교해서 더 커짐을 알 수 있다.

[0093] B 그래프의 15-3 시점에서 직류(DC) 링크로부터 부하로 전류가 넘어오면 A 그래프의 15-6과 같이 약 50[V] 정도의 전압변동으로 크게 진동하는 것을 볼 수 있다. 이와 더불어, 인덕터(inductor) 전류를 나타내는 C 그래프는 15-5 시점에서 크게 진동하는 것을 볼 수 있으며, 15-5 시점에서는 약 100[A] 정도의 전류가 흐르면서 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor])에 스트레스를 주게 된다.

[0094] 따라서, 3상 전원이 불평형 상태에서는 DC 링크 전압의 작은 리플의 발생만으로도 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor])가 쉽게 파괴될 위험성이 있고 보호 모드의 동작으로 제어가 중단될 염려가 있다.

[0095] 이에 반하여, 도면 16도는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 계통 연계형 컨버터가 3상 불평형 전원 상태에서 동작하였을 때의 동작 파형이다.

[0096] D 그래프와 같은 3상 불평형 계통 전압 조건에서 16-2 시점 부분은 초기 과도 구간으로 해석에서 제외한다. 부하에서의 직류(DC) 링크로 넘어오는 전류를 나타내는 B 그래프의 16-5의 시점에서, A 그래프의 직류(DC) 링크 전압도 일시적으로 20[V]가 상승하게 된다. 그러나 일정시간 지난 후 700[V]로 일정하게 유지된다.

[0097] B 그래프에서 직류(DC) 링크에서 부하쪽으로 전류가 넘어가는 16-6 시점에서는 A 그래프의 직류(DC) 링크의 전압값이 40[V] 하강한다. 그러나, 일정 시간 후에 다시 700[V]로 일정하게 유지되어 리플이 크게 감소한 것을 알 수 있다.

[0098] 또한, 인덕터를 흐르는 전류를 나타내는 C 그래프도 일정한 범위 안에서 제어됨을 볼 수 있다. 이는 도면 15에서 C 그래프가 시간이 지나면서 큰 값으로 발산하는 것과는 다르다는 것을 알 수 있다. 따라서, 이러한 파형 값에 비추어 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 계통 연계형 컨버터가 3상 불평형 상태에서도 직류(DC) 링크의 전압이나 절연 게이트 양극성 트랜지스터(IGBT[Insulated Gate Bipolar Transistor])에 흐르는 전류가 발산하지 않고 일정한 범위내에서 유지되도록 함으로써 안정적인 동작을 보장함을 확인할 수 있다.

[0099] 상술한 바와 같이, 본 발명의 바람직한 실시예들에 참조하여 설명하였지만 해당 기술 분야의 숙련된 당업자라면 하기의 특허 청구의 범위에 기재된 본 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

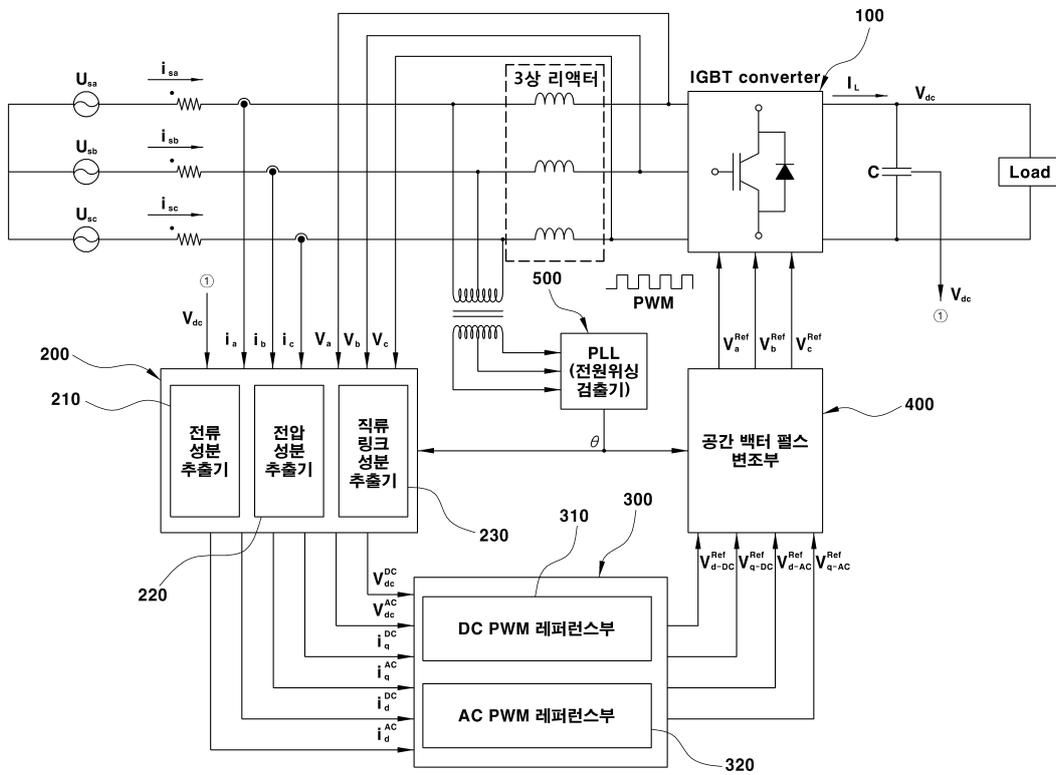
부호의 설명

[0100]

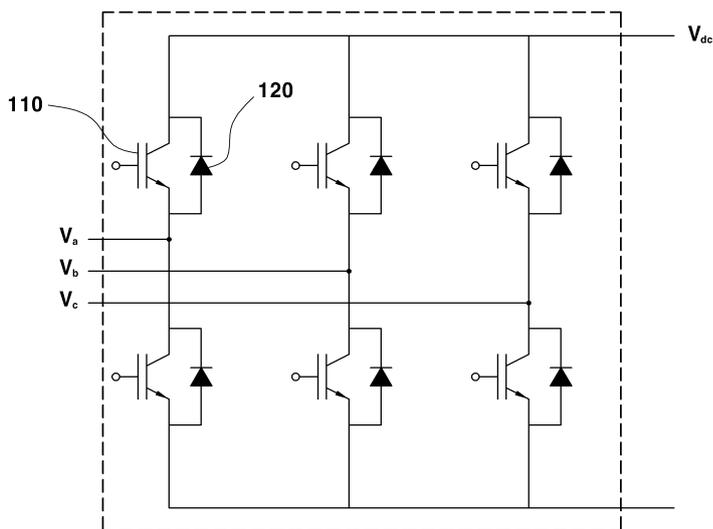
- 10 : 3상 전원
- 20 : 피엘엘
- 30 : 인덕터
- 40 : 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지
- 50 : 전압 제어부
- 60 : 전류 제어부
- 70 : PWM 제어부
- 100 : 절연 게이트 양극성 트랜지스터 브릿지
- 110 : 절연 게이트 양극성 트랜지스터
- 120 : 다이오드
- 200 : 전원성분추출기
- 210 : 전류성분추출기
- 211 : 정지좌표변환기
- 212 : 회전좌표변환기
- 213 : 직교류추출기
- 213-1 : 대역제거필터
- 213-2 : 덧셈기
- 220 : 전압성분추출기
- 230 : 직류링크성분추출기
- 300 : 기준 전압 생성기
- 311 : 덧셈기
- 312 : 전압제어기
- 313 : d축 전류제어기
- 314 : q축 전류제어기
- 400 : 공간 벡터 펄스 변조부
- 410 : 공간벡터변조기
- 420 : 회전좌표변환기의 역변환기
- 430 : 정지좌표변환기의 역변환기
- 500 : 전원 위상 검출기

도면

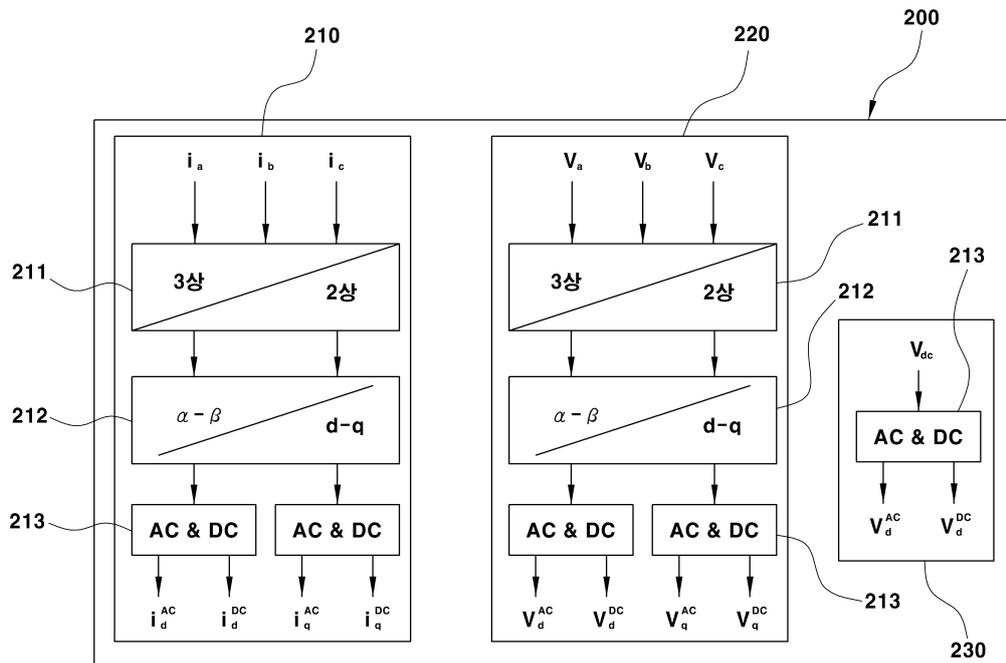
도면1



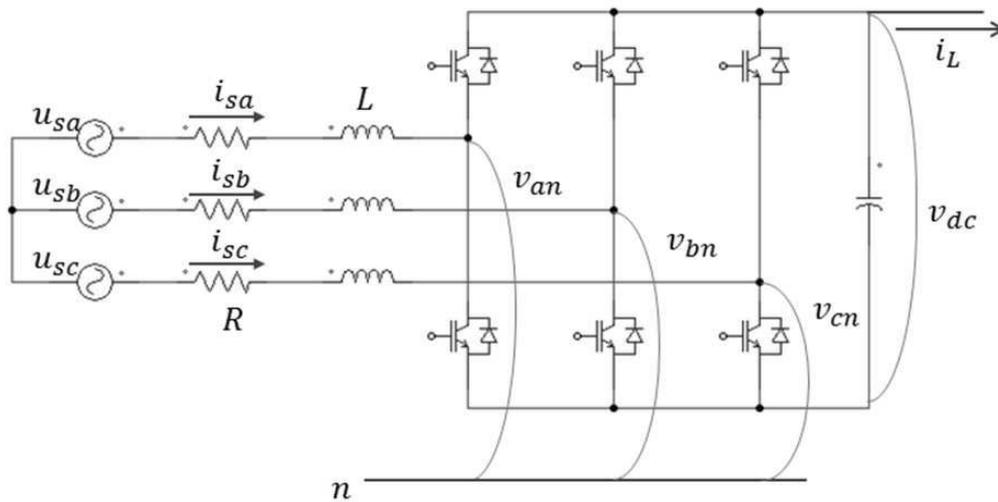
도면2



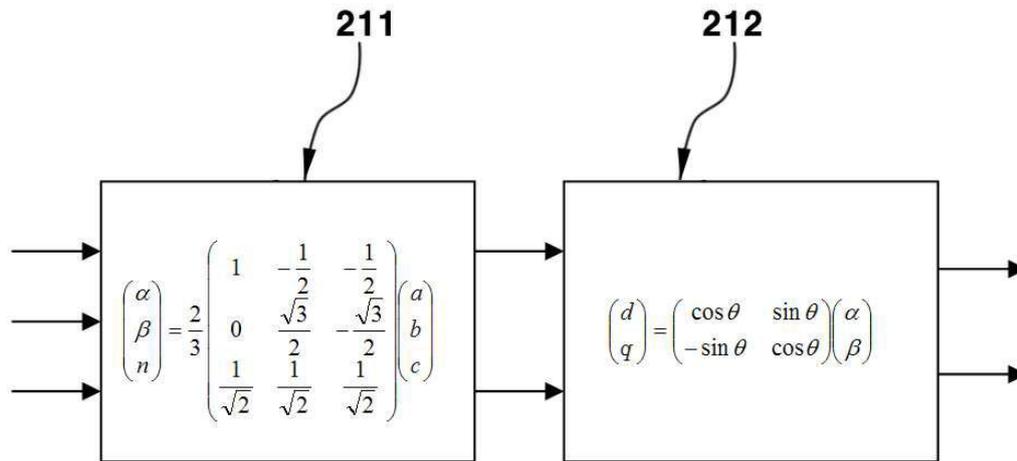
도면3



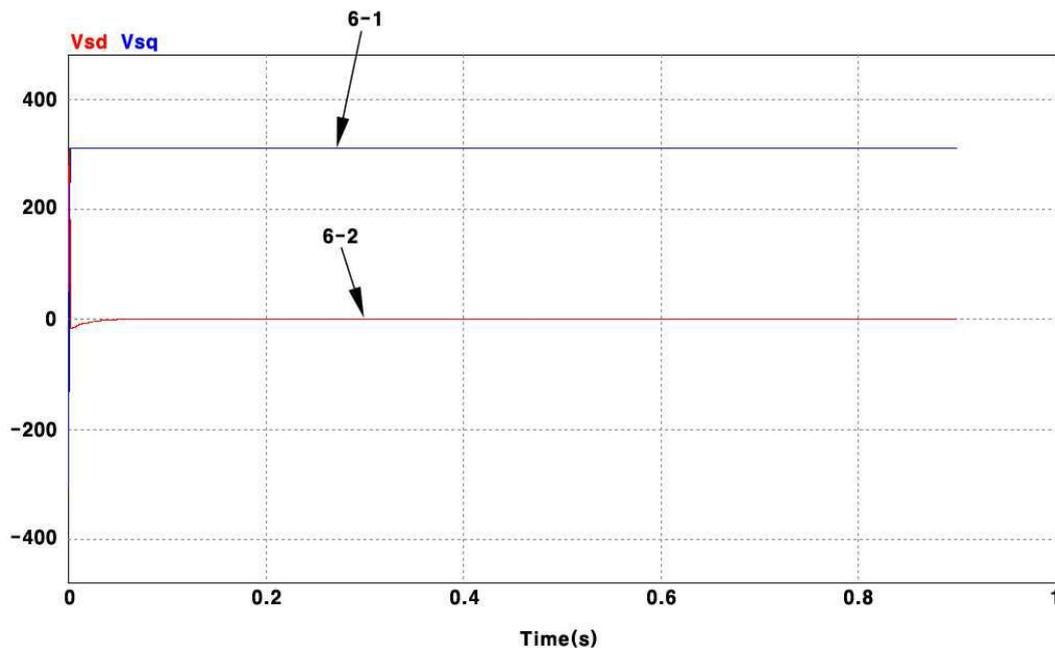
도면4



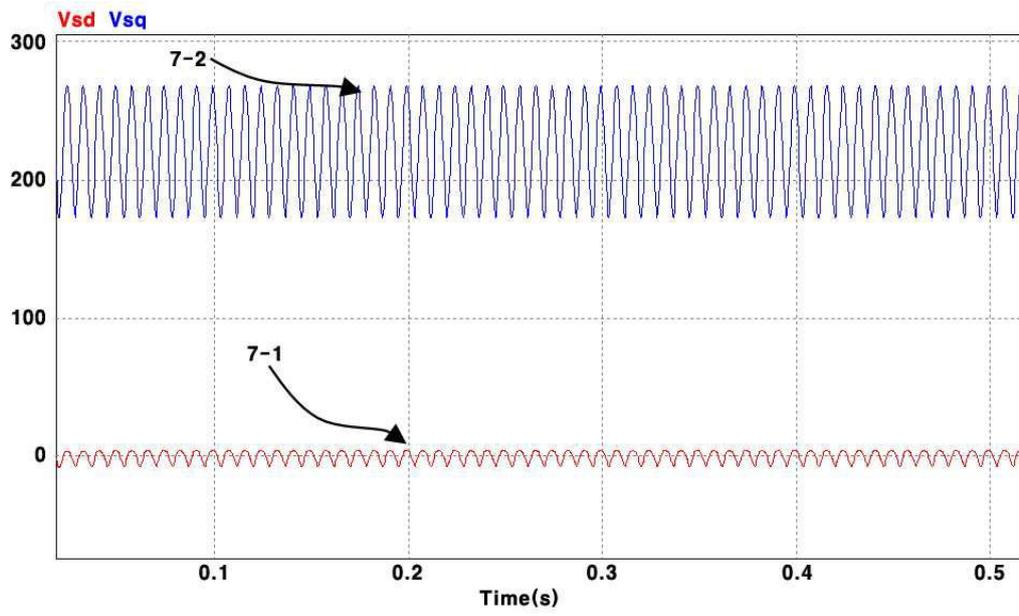
도면5



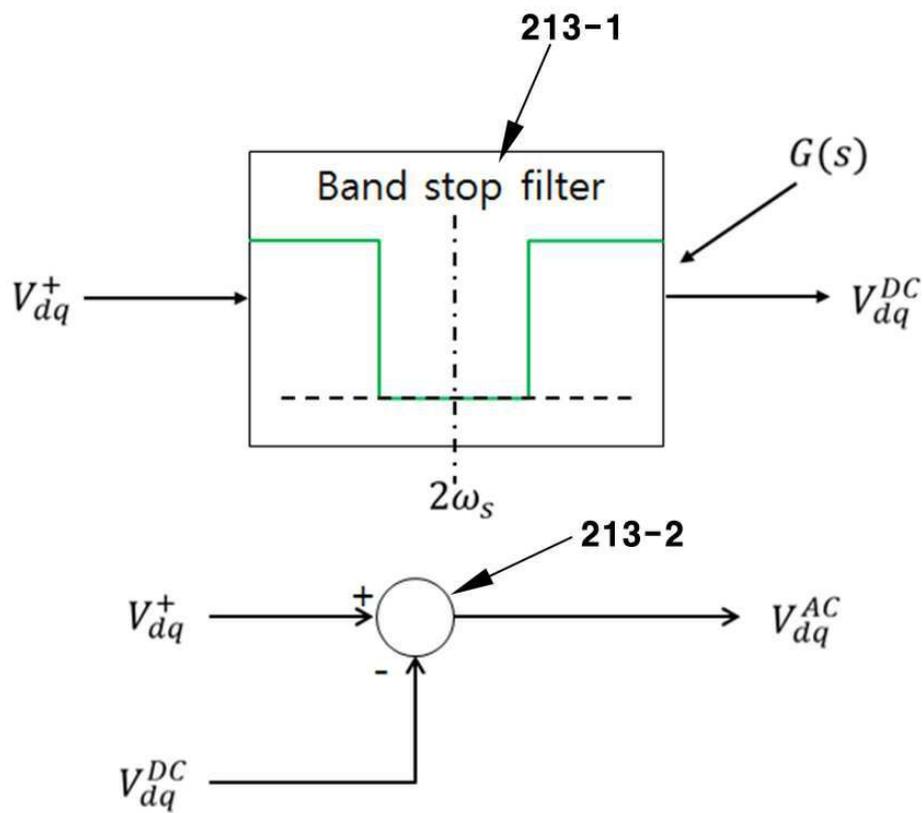
도면6



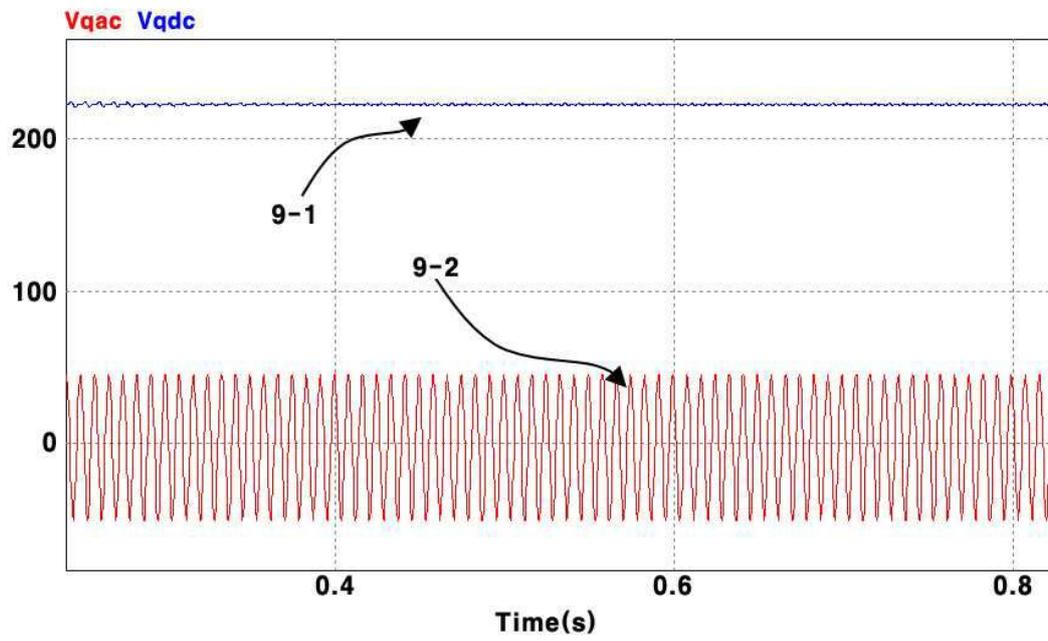
도면7



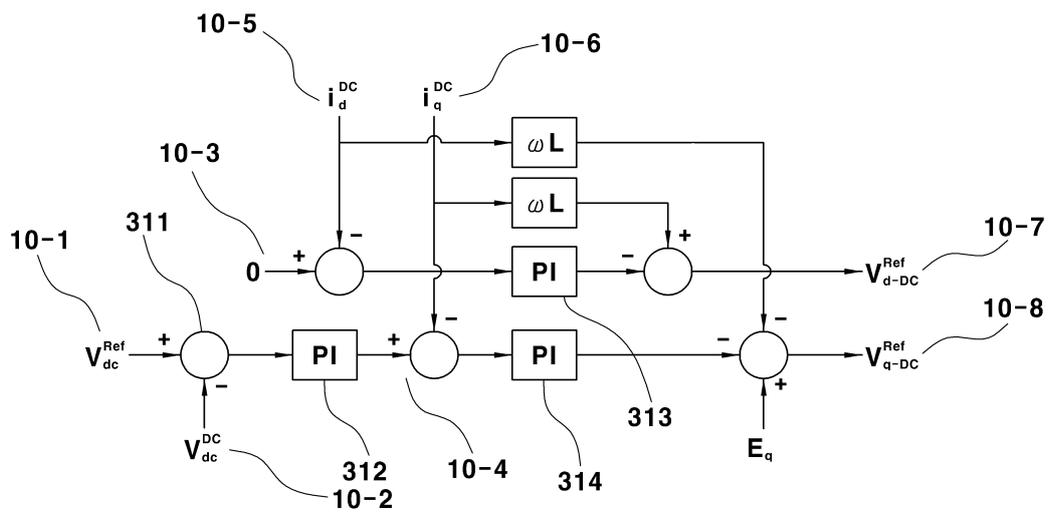
도면8



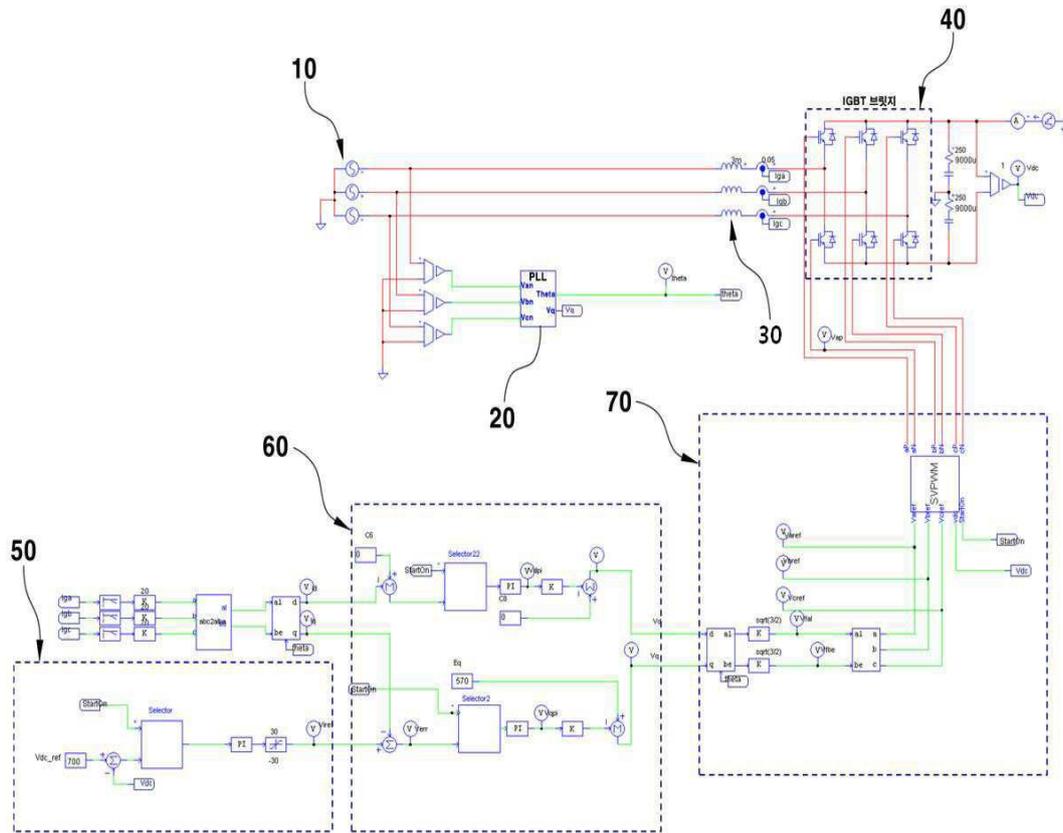
도면9



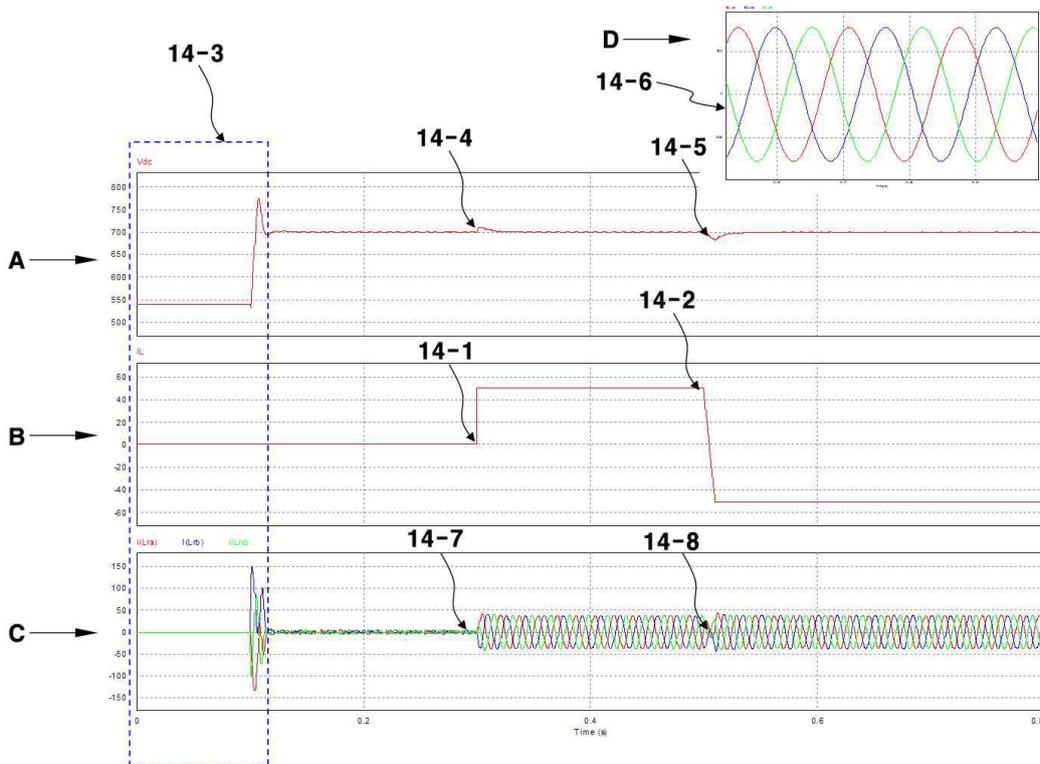
도면10



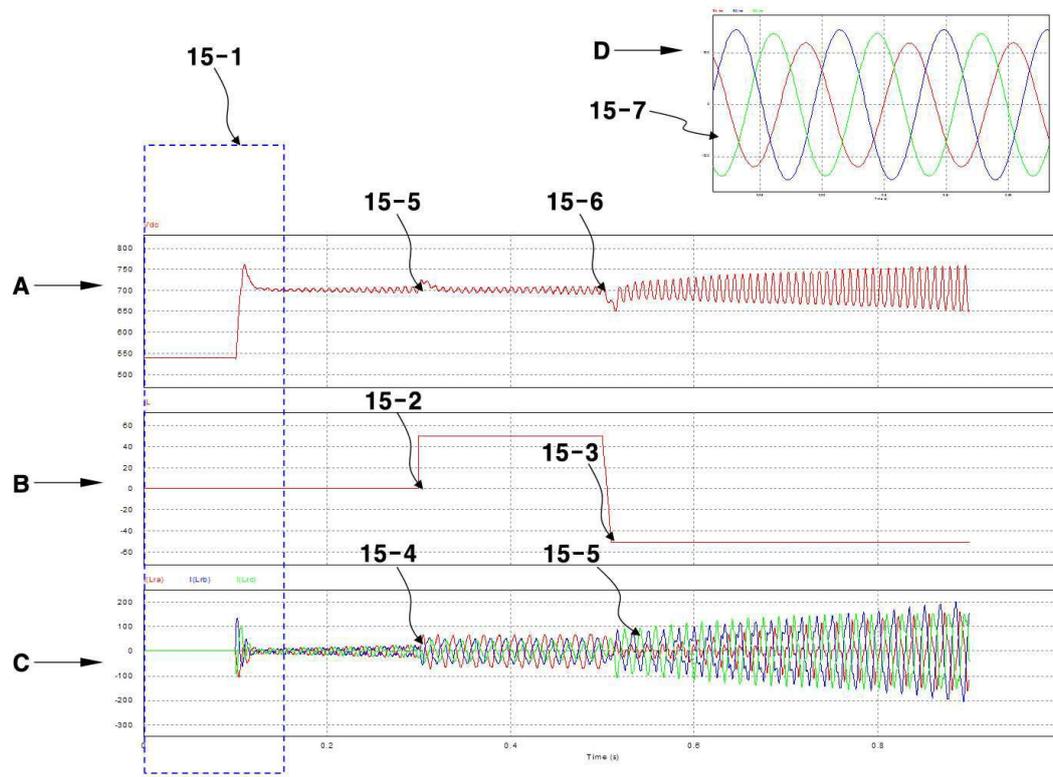
도면13



도면14



도면15



도면16

