



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0022882
(43) 공개일자 2017년03월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 1/04 (2006.01) H02M 1/00 (2007.01)
H02M 5/04 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02M 1/047 (2013.01)
H02M 5/04 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2016-0101443
(22) 출원일자 2016년08월09일
심사청구일자 2016년08월09일
(30) 우선권주장
1020150117780 2015년08월21일 대한민국(KR)

(71) 출원인
경상대학교산학협력단
경상남도 진주시 진주대로 501 (가좌동)
(72) 발명자
김태웅
경상남도 진주시 금산면 중천로 82, 101동 1501호
(금산아이파크아파트)
조춘호
경상남도 진주시 진주대로942번길 16, 210호 (칠
암동, 칠암대덕아파트)
(74) 대리인
정홍식, 김태현

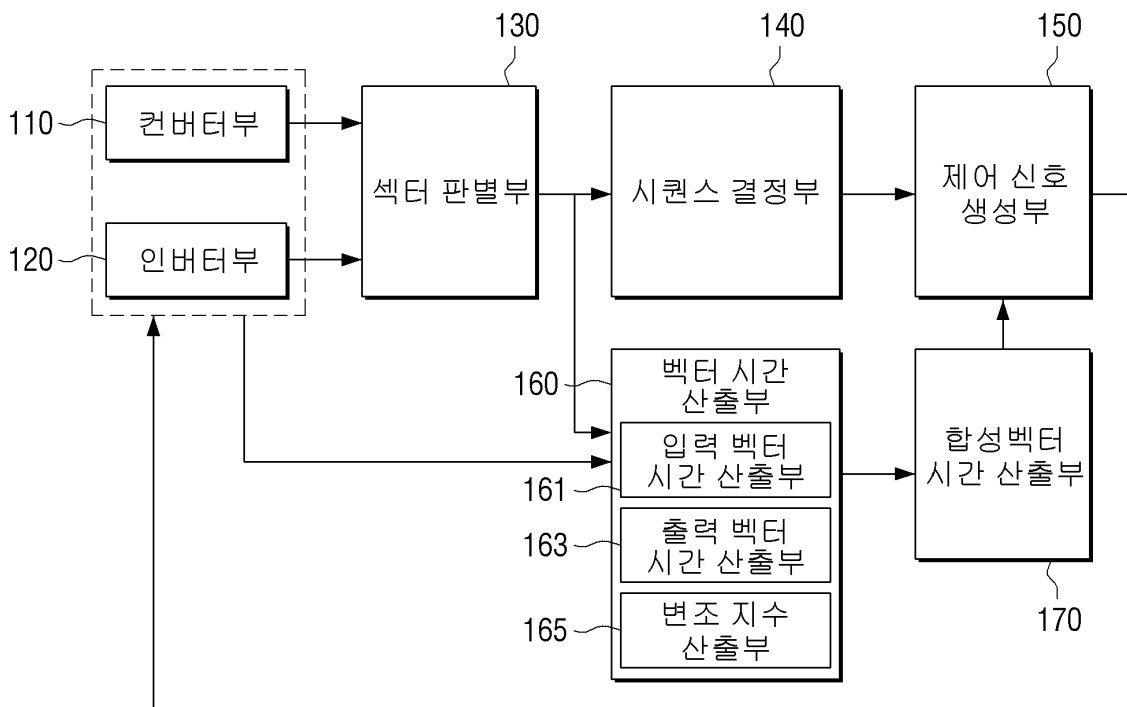
전체 청구항 수 : 총 11 항

(54) 발명의 명칭 스위칭 제어를 위한 전력 변환 장치 및 방법

(57) 요약

스위칭 제어를 위한 전력 변환 장치가 개시된다. 본 발명에 따르면, 전력 변환 장치는, 입력측 컨버터부, 출력측 인버터부, 컨버터부의 입력 전류 및 인버터부의 출력 전압에 대한 복수의 섹터를 판별하는 섹터 판별부, 컨버터부의 입력 전류, 인버터부의 출력 전압 및 변조 지수(MI) 중 적어도 하나를 이용하여 합성 벡터 시간을 산출하 (뒷면에 계속)

대표도 - 도1



는 합성 벡터 시간 산출부, 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 컨버터부의 스위칭 시퀀스 및 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하는 시퀀스 결정부 및 컨버터부 및 인버터부의 스위칭 시퀀스와, 합성 벡터 시간에 기초하여 컨버터부 및 인버터부의 스위칭 동작을 수행하기 위한 제어 신호를 생성하는 제어 신호 생성부를 포함하며, 컨버터부의 스위칭 시퀀스는, 영벡터를 포함하지 않는다. 이에 따라, 전력 변환 장치는 입력측 컨버터 및 출력측 인버터의 스위칭 시퀀스의 간소화를 통해 스위칭 절환이 최소화시킴으로써, 스위칭 시퀀스에 따라 스위칭 절환 시 발생하는 전력 손실을 최소화할 수 있다.

(52) CPC특허분류

H02M 2001/0058 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

전력 변환 장치에 있어서,

입력측 컨버터부;

출력측 인버터부;

상기 컨버터부의 입력 전류 및 상기 인버터부의 출력 전압에 대한 복수의 섹터를 판별하는 섹터 판별부;

상기 컨버터부의 입력 전류, 상기 인버터부의 출력 전압 및 변조 지수(MI) 중 적어도 하나를 이용하여 합성 벡터 시간을 산출하는 합성 벡터 시간 산출부;

상기 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하는 시퀀스 결정부; 및

상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스와, 상기 합성 벡터 시간에 기초하여 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 동작을 수행하기 위한 제어 신호를 생성하는 제어 신호 생성부;를 포함하며,

상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스는,

영벡터를 포함하지 않는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 전력 변환 장치가 3상 직접형 전력 변환 장치이면,

상기 컨버터부는 3상 교류를 직류로 변환하기 위한 전류형 컨버터로써 6개의 양방향 스위치;를 포함하며,

상기 인버터부는 상기 직류를 3상 교류로 변환하기 위한 전압형 컨버터로써 역병렬 다이오드를 포함하는 6개의 스위치;

를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 시퀀스 결정부는,

상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 상기 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 5단계 스위칭 시퀀스로 결정하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 시퀀스 결정부는,

상기 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 상기 전력 변환 장치가 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하며,

상기 6단계의 스위칭 시퀀스는,

제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제1 영벡터, 제2 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 순서의 스위칭 시퀀스를 가지는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 5

제 2 항에 있어서,

상기 시퀀스 결정부는,

상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영백터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영백터 및 유효백터를 포함하는 7단계 스위칭 시퀀스로 결정하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 시퀀스 결정부는,

상기 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 7단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 상기 전력 변환 장치가 8단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 상기 입력측 컨버터부 및 상기 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 7

제 6 항에 있어서,

상기 8단계의 스위칭 시퀀스는,

상기 판별된 복수의 섹터가 홀수이면, 기설정된 제1 조건에 기초하여 제1 영백터, 제1 유효백터, 제2 유효백터, 제2 영백터, 제3 영백터, 제3 유효백터, 제4 유효백터 및 제4 영백터 순서의 스위칭 시퀀스를 가지며,

상기 판별된 복수의 섹터가 짝수이면, 기설정된 제2 조건에 기초하여 제1 영백터, 제2 유효백터, 제1 유효백터, 제2 영백터, 제3 영백터, 제4 유효백터, 제3 유효백터 및 제4 영백터 순서의 스위칭 시퀀스를 가지는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 전력 변환 장치가 3상/단상 직접형 전력 변환 장치이면,

상기 컨버터부는 3상 교류 전압을 직류로 변환하기 위한 전류형 컨버터로써 6개의 양방향 스위치;를 포함하며,

상기 인버터부는 상기 직류를 단상 교류로 변환하기 위한 전압형 컨버터로써 역병렬 다이오드를 포함하는 4개의 스위치;

를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 시퀀스 결정부는,

상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영백터가 없는 2 단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영백터 및 유효백터를 포함하는 5단계 스위칭 시퀀스로 결정하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 10

제 9항에 있어서,

상기 시퀀스 결정부는,

상기 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 상기 전력 변환 장치가 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하며,

상기 6단계의 스위칭 시퀀스는,

제1 영백터, 제2 유효백터, 제2 영백터, 제3 영백터, 제1 유효백터 및 제4 영백터 순서의 제1 스위칭 시퀀스와, 제1 영백터, 제1 유효백터, 제2 영백터, 제3 영백터, 제2 유효백터 및 제4 영백터 순서의 제2 스위칭 시퀀스 중 하나인 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

청구항 11

제 1 항에 있어서,

상기 합성 백터 시간 산출을 위한 유효 백터 시간 및 영백터 시간을 산출하는 백터 시간 산출부;를 더 포함하며,

상기 백터 시간 산출부는,

상기 컨버터부의 입력 전류 섹터 및 입력 전류 위상을 이용하여 입력 유효 백터 시간을 산출하는 입력 백터 시간 산출부;

상기 인버터부의 출력 전압 섹터, 출력 전압 위상 및 상기 변조 지수(MI)를 이용하여 출력 유효 백터 시간 및 출력 영백터 시간을 산출하는 출력 백터 시간 산출부; 및

상기 인버터부의 출력 전압을 이용하여 상기 변조 지수(MI)를 산출하는 변조 지수 산출부;

를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력 변환 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 스위칭 제어를 위한 직류 링크 회로가 없는 직접형 AC/AC 전력 변환 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 컨버터부의 영전류 스위칭이 가능한 전력 변환 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 일반적으로 2 단계 직접형 전력 변환 시스템TSDPC(Two Stage Direct Power Converter)과 같은 전력 변환 장치는 간접형 AC/AC 전력변환시스템의 직류링크회로를 가상의 직류링크회로로 구성하여 대용량 시스템의 소형화 및 긴수명에 대한 장점을 가지고 있다.

[0003] 일반적으로 3상 전력 변환 장치는 입력측 컨버터의 6개의 양방향 스위칭 소자와 출력측 인버터의 역병렬 다이오드가 달린 6개의 스위칭 소자를 제어하기 때문에 전체적으로 제어해야 할 반도체 전력 스위칭 소자는 18개가 된다. 이 같은 전력 스위칭 소자를 제어하는 제어기법은 9단계 혹은 11단계 스위칭 시퀀스를 일반적으로 사용한다.

[0004] 그러나, 이 같은 9단계 혹은 11단계 스위칭 시퀀스를 통해 입력측 컨버터 및 출력측 인버터의 스위칭 소자를 제어할 경우, 각 단계의 스위칭 절환에 따른 전력 손실이 발생되는 문제가 있다.

발명의 내용

[0005] 상술한 문제점을 해결하기 위해 안출된 것으로, 본 발명의 목적은, 나아가, 본 발명은 전력 변환 장치의 입력측 컨버터 및 출력측 인버터의 스위칭 시퀀스의 간소화를 통해 스위칭 절환이 최소화되도록 함을 목적으로 한다.

[0006] 나아가, 본 발명은 전력 변환 장치의 입력측 컨버터 및 출력측 인버터에서 스위칭 시퀀스에 따라 스위칭 절환시 발생하는 전력 손실을 최소화하는 것을 목적으로 한다.

[0007] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 전력 변환 장치는, 입력측 컨버터부, 출력측 인버터부, 상기 컨버터부의 입력 전류 및 상기 인버터부의 출력 전압에 대한 복수의 섹터를 판별하는 섹터 판별부, 상기 컨버터부의 입력 전류, 상기 인버터부의 출력 전압 및 변조 지수(MI) 중 적어도 하나를 이용하여 합성 백터 시간을 산출하는 합성 백터 시간 산출부, 상기 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하는 시퀀스 결정부 및 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스와, 상기 합성 백터 시간에 기초하여 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 동작을 수행하기 위한 제어 신호를 생성하는 제어 신호 생성부를 포함하며, 상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스는, 영백터를 포함하지 않는다.

- [0008] 그리고, 상기 전력 변환 장치가 3상 직접형 전력 변환 장치이면, 상기 컨버터부는 3상 교류를 직류로 변환하기 위한 전류형 컨버터로써 6개의 양방향 스위치를 포함하며, 상기 인버터부는 상기 직류를 3상 교류로 변환하기 위한 전압형 컨버터로써 역병렬 다이오드를 포함하는 6개의 스위치를 포함할 수 있다.
- [0009] 또한, 상기 시퀀스 결정부는, 상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 상기 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 5단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다.
- [0010] 그리고, 상기 시퀀스 결정부는, 상기 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 상기 전력 변환 장치가 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하며, 상기 6단계의 스위칭 시퀀스는, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제1 영벡터, 제2 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 순서의 스위칭 시퀀스를 가질 수 있다.
- [0011] 또한, 상기 시퀀스 결정부는, 상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 7단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다.
- [0012] 그리고, 상기 시퀀스 결정부는, 상기 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 7단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 상기 전력 변환 장치가 8단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 상기 입력측 컨버터부 및 상기 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.
- [0013] 또한, 상기 8단계의 스위칭 시퀀스는, 상기 판별된 복수의 섹터가 홀수이면, 기설정된 제1 조건에 기초하여 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 스위칭 시퀀스를 가지며, 상기 판별된 복수의 섹터가 짝수이면, 기설정된 제2 조건에 기초하여 제1 영벡터, 제2 유효벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제4 유효벡터, 제3 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 스위칭 시퀀스를 가질 수 있다.
- [0014] 그리고, 상기 전력 변환 장치가 3상/단상 직접형 전력 변환 장치이면, 상기 컨버터부는 3상 교류 전압을 직류로 변환하기 위한 전류형 컨버터로써 6개의 양방향 스위치를 포함하며, 상기 인버터부는 상기 직류를 단상 교류로 변환하기 위한 전압형 컨버터로써 역병렬 다이오드를 포함하는 4개의 스위치를 포함할 수 있다.
- [0015] 또한, 상기 시퀀스 결정부는, 상기 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2 단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 5단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다.
- [0016] 그리고, 상기 시퀀스 결정부는, 상기 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 상기 인버터부의 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 상기 전력 변환 장치가 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 상기 컨버터부 및 상기 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정하며, 상기 6단계의 스위칭 시퀀스는, 제1 영벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제1 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 제1 스위칭 시퀀스와, 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제2 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 제2 스위칭 시퀀스 중 하나일 수 있다.
- [0017] 또한, 상기 합성 벡터 시간 산출을 위한 유효 벡터 시간 및 영벡터 시간을 산출하는 벡터 시간 산출부를 더 포함하며, 상기 벡터 시간 산출부는, 상기 컨버터부의 입력 전류 섹터 및 입력 전류 위상을 이용하여 입력 유효 벡터 시간을 산출하는 입력 벡터 시간 산출부, 상기 인버터부의 출력 전압 섹터, 출력 전압 위상 및 상기 변조 지수(MI)를 이용하여 출력 유효 벡터 시간 및 출력 영벡터 시간을 산출하는 출력 벡터 시간 산출부 및 상기 인버터부의 출력 전압을 이용하여 상기 변조 지수(MI)를 산출하는 변조 지수 산출부를 포함할 수 있다.
- [0018] 상술한 바와 같이, 본 발명의 다양한 실시예에 따르면, 본 발명에 따른 전력 변환 장치는 입력측 컨버터 및 출력측 인버터의 스위칭 시퀀스의 간소화를 통해 스위칭 절환이 최소화시킴으로써, 스위칭 시퀀스에 따라 스위칭 절환 시 발생하는 전력 손실을 최소화할 수 있는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

- [0019] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 전력 변환 장치의 블록도,
 도 2(a)는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 제1 회로도,
 도 2(b)는 본 발명의 일 실시예에 따른 클램프 보호 회로가 부착된 3상 직접형 전력 변환 장치의 제2 회로도,
 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 클램프 보호 회로가 부착된 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 회로도,

- 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 입력측 컨버터부의 양방향 스위칭 소자의 예시도,
- 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 및 3상/단상 직접형 전력 변환 장치에서 입력측 컨버터부 및 출력측 인버터부의 공간벡터를 나타내는 예시도,
- 도 6은 종래의 전력 변환 장치의 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도,
- 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 컨버터부의 부분 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도,
- 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 전력 변환 장치의 컨버터부의 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도,
- 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 파형을 나타내는 예시도,
- 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도,
- 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전류 및 입력측 컨버터부의 스위칭 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도,
- 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 출력선간 전압 및 출력 전류의 파형을 나타내는 예시도,
- 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 파형을 나타내는 예시도,
- 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도,
- 도 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압 및 입력측 컨버터부의 스위칭 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도,
- 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 출력선간 전압 및 출력 전류의 파형을 나타내는 예시도,
- 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도,
- 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전류 변환 장치에서 시뮬레이션 수행에 따른 출력 전류 및 출력선간전압의 파형을 나타내는 예시도,
- 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전류 변환 장치에서 시뮬레이션 수행에 따른 직류링크전류 및 스위칭 신호의 파형을 나타내는 예시도,
- 도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전류 변환 장치에서 시뮬레이션 수행에 따른 ZCS 동작 파형을 나타내는 예시도,
- 도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치에서 한 주기 동안의 기존 제어기법과 부분 영전류 스위칭 절환 횟수 비교 결과를 나타내는 예시도,
- 도 22는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치에서 한 주기 동안의 기존 제어기법과 영전류 스위칭 절환 횟수 비교 결과를 나타내는 예시도,
- 도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 전력 변환 장치의 스위치 제어 방법의 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0020] 이하에서, 첨부된 도면을 이용하여 본 발명에 대하여 구체적으로 설명한다.

[0021] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 전력 변환 장치의 블록도이다.

[0022] 도 1에 도시된 바와 같이, 전력 변환 장치는 직류 링크 회로 없이 3상 교류 입력을 변환하는 AC/AC 전력 변환

장치이다. 이 같은 전력 변환 장치는 실시예에 따라, 3상 직접형 전력 변환 장치이거나 또는 3상/단상 직접형 전력 변환 장치가 될 수 있다.

- [0023] 3상 직접형 전력 변환 장치는 직류 링크 회로 없이 3상 교류 입력을 3상 교류 출력으로 직접 변환하여 출력하는 장치가 될 수 있다. 그리고, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 직류 링크 회로 없이 3상 교류 입력을 단상 교류 출력으로 직접 변환하여 출력하는 장치가 될 수 있다.
- [0024] 이하에서는, 3상 직접형 전력 변환 장치로 이루어진 전력 변환 장치 및 3상/단상 직접형 전력 변환 장치로 이루어진 전력 변환 장치에 대해서 상세히 설명하도록 한다.
- [0025] 도 2(a)는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 제1 회로도이며, 도 2(b)는 본 발명의 일 실시예에 따른 클램프 보호 회로가 부착된 3상 직접형 전력 변환 장치의 제2 회로도이다.
- [0026] 도 2(a)에 도시된 바와 같이, 3상 직접형 전력 변환 장치는 직류 링크 회로 없이 3상 교류 입력을 3상 교류 출력으로 직접 변환하는 AC/AC 전력 변환 장치이다. 이 같은 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부(110), 출력측 인버터부(120), 섹터 판별부(130), 시퀀스 결정부(140) 및 제어 신호 생성부(150)를 포함한다.
- [0027] 입력측 컨버터부(110)는 4상한 운전을 위한 6개의 양방향 스위칭 소자를 포함하며, 출력측 인버터부(120)는 일반적인 전압형 인버터의 구조로 이루어진다. 여기서, 출력측 인버터부(120)는 가령 2개의 스위칭 소자가 서로 직렬 연결되어 하나의 폴(pole)을 형성하며, 3개의 폴이 서로 병렬 연결되어 구성될 수 있다. 이때, 3상의 교류 전압을 출력하기 위하여, 하나의 폴과 이웃하는 폴의 스위치 소자들은 상보적으로 동작하는 것이 바람직하다.
- [0028] 여기서, 상보적이란 하나의 폴에서 상단 스위칭 소자와 인접하는 폴의 하단 스위칭 소자를 동시에 턴 온 및 턴 오프시키되, 각각의 폴에서의 상단 스위칭 소자와 하단 스위칭 소자는 교차하여 턴 온 및 턴 오프시키는 것을 의미한다.
- [0029] 한편, 입력측 컨버터부(110) 및 출력측 인버터부(120) 사이에 전류 방향 검출 회로가 형성된다. 여기서, 전류 방향 검출 회로는 회생구간에서 스위칭 절환이 달라지는 회생구간을 파악하기 위한 회로로써, 이 같은 전류 방향 검출 회로는 가상의 직류 링크 회로에 설치되는 것이 바람직하다.
- [0030] 한편, 도 2(b)에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치는 소자 안정화 회로부(170)를 더 포함할 수 있다. 이 같은 소자 안정화 회로부(170)는 입력 라인의 서지(Surge), 스위칭 절환에 따른 과전압 발생, 그리고 부하 셧다운에 의한 서지(Surge)로부터 전력 변환 장치의 스위칭 소자를 보호해 주는 역할을 수행한다.
- [0031] 한편, 양방향 스위칭 소자는 다음과 같은 타입으로 구현될 수 있다.
- [0032] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 클램프 보호 회로가 부착된 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 회로도이다.
- [0033] 도 3에 도시된 바와 같이, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 직류 링크 회로 없이 3상 교류 입력을 단상 교류 출력으로 직접 변환하는 AC/AC 전력 변환 장치이다. 이 같은 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 상술한 3상 직접형 전력 변환 장치와 마찬가지로 입력측 컨버터부(110), 출력측 인버터부(120), 섹터 판별부(130), 시퀀스 결정부(140) 제어 신호 생성부(150) 및 소자 안정화 회로부(170)를 포함한다.
- [0034] 입력측 컨버터부(110)는 4상한 운전을 위한 6개의 양방향 스위칭 소자를 포함하며, 출력측 인버터부(120)는 일반적인 단상 전압형 인버터의 구조로 이루어진다. 즉, 출력측 인버터부(120)는 6개의 양방향 스위칭 소자를 포함하는 입력측 컨버터부(110)와 단상 계통 연결을 위한 4개의 단방향 스위칭 소자를 포함할 수 있다.
- [0035] 한편, 입력측 컨버터부(110) 및 출력측 인버터부(120) 사이에 전류 방향 검출 회로가 형성된다. 여기서, 전류 방향 검출 회로는 회생구간에서 스위칭 절환이 달라지는 회생구간을 파악하기 위한 회로로써, 이 같은 전류 방향 검출 회로는 가상의 직류 링크 회로에 설치되는 것이 바람직하다.
- [0036] 소자 안정화 회로부(170)는 입력 라인의 서지(Surge), 스위칭 절환에 따른 과전압 발생, 그리고 부하 셧다운에 의한 서지(Surge)로부터 전력 변환 장치의 스위칭 소자를 보호해 주는 역할을 수행한다.
- [0037] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 입력측 컨버터부의 양방향 스위칭 소자의 예시도이다.
- [0038] 일반적으로, 양방향 스위칭 소자는 기존의 스위칭 소자(파워 MOSFET, IGBT 등)를 이용하여 구현할 수 있다.
- [0039] 도 4의 (a)는 제1 타입의 양방향 스위칭 소자로써, 4개의 다이오드와 1개의 IGBT로 구성되고, 양방향 전류가 하

나의 스위치로 도통하므로 다른 타입의 양방향 스위칭 소자에 비해 각 양방향 스위치에 하나의 게이트 드라이버만 요구되는 장점이 있다. 반면, 제1 타입의 양방향 스위칭 소자의 각 도통경로에는 세 개의 스위치가 있기 때문에 다른 타입의 양방향 스위칭 소자에 비해 스위칭 손실이 가장 크며, 스위치에 흐르는 전류의 방향을 제어할 수 없는 단점이 있다.

[0040] 도 4의 (b) 및 (c)는 제2 타입의 양방향 스위칭 소자로서, 2개의 다이오드와 2개의 IGBT를 조합하여 공통 이미터 혹은 공통 컬렉터로 구성되며, IGBT 각각은 역방향 전압에 대한 파괴를 막기 위한 다이오드가 역병렬로 연결된다. 각 도통경로에는 2개의 스위치가 존재하므로 제1 타입의 양방향 스위칭 소자에 비해 스위칭 손실이 적다.

[0041] 한편, 도 4의 (b) 및 (c)의 양방향 스위칭 소자의 각 IGBT가 역방향 전압을 견딜 수 있을 경우, 도 3의 (d)와 같이, 2개의 IGBT로 양방향 스위칭 소자를 구성할 수 있으며, 이 경우, 나머지 타입의 양방향 스위칭 소자에 비해 스위칭 손실을 가장 최소화할 수 있다.

[0042] 한편, 섹터 판별부(130)는 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류 및 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 복수의 섹터를 판별한다. 구체적으로, 입력측 컨버터부(110)는 위상 고정 루프(Phase locked loop : PLL)를 이용하여 입력측 컨버터부(110)에 입력된 3상의 전압으로부터 입력 위상을 검출하고, 출력측 인버터부(120)는 입력된 임의의 지령 전압으로부터 출력 위상을 검출한다. 이 같이, 입력 위상 및 출력 위상이 검출되면, 섹터 판별부(130)는 입력 전류에 대한 공간벡터를 이용하여 기검출된 입력 위상으로부터 입력 전류에 대한 섹터를 판별하고, 출력 전압에 대한 공간벡터를 이용하여 기검출된 출력 위상으로부터 출력 전압에 대한 섹터를 판별한다.

[0043] 벡터 시간 산출부(160)는 합성 벡터 시간 산출을 위한 유효 벡터 시간 및 변조 지수를 산출한다. 그리고, 합성 벡터 시간 산출부(170)는 벡터 시간 산출부(160)로부터 산출된 유효 벡터 시간 및 변조 지수에 기초하여 합성 벡터 시간을 산출한다. 구체적으로, 합성 벡터 시간 산출을 위한 유효 벡터 시간 및 변조 지수 중 적어도 하나를 산출하는 벡터 시간 산출부(160)는 입력 벡터 시간 산출부(161), 출력 벡터 시간 산출부(163) 및 변조 지수 산출부(165)를 포함할 수 있다.

[0044] 입력 벡터 시간 산출부(161)는 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류에 대한 섹터 및 입력 전류의 위상을 이용하여 입력 유효 벡터 시간을 산출한다. 그리고, 출력 벡터 시간 산출부(163)는 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 섹터 및 출력 전압의 위상을 이용하여 출력 유효 벡터 시간을 산출한다. 그리고, 변조 지수 산출부(165)는 입력 벡터 시간 산출부(161)로부터 산출된 입력 유효 벡터 시간과 출력 벡터 시간 산출부(163)로부터 산출된 출력 유효 벡터 시간과 함께 합성 벡터 시간을 산출하기 위한 변조 지수를 산출한다.

[0045] 따라서, 합성 벡터 시간 산출부(170)는 입력 벡터 시간 산출부(161)로부터 산출된 입력 유효 벡터 시간, 출력 벡터 시간 산출부(163)로부터 산출된 출력 유효 벡터 시간 및 변조 지수 산출부(165)로부터 산출된 변조 지수(MI)를 이용하여 합성 벡터 시간을 산출할 수 있다.

[0046] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 및 3상/단상 직접형 전력 변환 장치에서 입력측 컨버터부 및 출력측 인버터부의 공간벡터를 나타내는 예시도이다.

[0047] 도 5의 (a)에 도시된 바와 같이, 3상 직접형 전력 변환 장치에서 섹터 판별부(130)는 입력 전류에 대한 공간벡터를 이용하여 6개의 전류 섹터를 구분할 수 있다. 또한, 섹터 판별부(130)는 도 5의 (b)에 도시된 바와 같이, 출력 전압에 대한 공간벡터를 이용하여 6개의 전압 섹터를 구분할 수 있다. 이와 같이, 본 발명에 따른 전력 변환 장치를 공간벡터 변조방식(SVPWM) 기법을 통해 제어할 경우, 입력측 컨버터부(110)와 출력측 인버터부(120)는 6개의 전류 섹터와 6개의 전압 섹터로 각각 구분될 수 있다.

수학식 1

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3} (i_a + i_b e^{j2\pi/3} + i_c e^{j4\pi/3}) = I_i e^{j\theta_i}$$

[0048]

[0049] 그리고, 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 공간벡터는 출력측 인버터부(120)가 3상으로 이루어질 경우

(이하 3상 출력측 인버터부라 함) <수학식 2>과 같은 수식으로 표현될 수 있다.

수학식 2

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3}(v_{ob} + v_{oc}e^{j2\pi/3} + v_{oc}e^{j4\pi/3}) = V_o e^{j\theta_o}$$

[0050]

[0051] 여기서, <수학식 2>는 3상 출력측 인버터부(120)의 공간벡터를 나타내는 수식으로써, θ_1 은 입력 전류에 대한 공간벡터의 위상이며, θ_0 은 출력 전압에 대한 공간벡터의 위상이다.

[0052] 한편, 본 발명에 따른 전력 변환 장치는 입력 전류의 위상각과 출력 전압의 위상각을 동시에 고려한 섹터 정보가 필요하며, 이를 위해 입력측 컨버터부(110)의 전류 섹터와 3상 출력측 인버터부(120)의 전압 섹터를 합성하여 36개의 합성 섹터로 나누어 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)를 각각 제어할 수 있다. 입력측 컨버터부(110)의 전류 섹터와 3상 출력측 인버터부(120)의 전압 섹터에 따른 합성 섹터 구성은 아래 <표 1>와 같다.

표 1

[0053]

컨버터부 입력전류 섹터	인버터부 출력전류 섹터	합성섹터
1 ~ 6	1	1 ~ 6
1 ~ 6	2	7 ~ 12
1 ~ 6	3	13 ~ 18
1 ~ 6	4	19 ~ 24
1 ~ 6	5	25 ~ 30
1 ~ 6	6	31 ~ 36

[0054] 한편, 전술한 <수학식 1,2>로부터 입력 전류 및 출력 전압에 대한 공간벡터가 산출되면, 산출된 입력 전류 및 출력 전압에 대한 공간벡터에 기초하여 변조기법을 구현하기 위한 유효벡터 인가시간을 산출할 수 있다. 변조기법을 구현하기 위한 유효벡터 인가시간은 아래 <수학식 3>과 같이 표현될 수 있다. 즉, 입력 벡터 시간 산출부(161)와 출력 벡터 시간 산출부(163)는 <수학식 3>을 통해 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류에 대한 입력 유효 벡터 시간 및 3상 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 출력 유효 벡터 시간을 산출할 수 있다.

수학식 3

$$\begin{aligned} T_{i1} &= \sin[(\theta_i - 30^\circ) - (i-1)60^\circ] \\ T_{i2} &= \sin[(\theta_i + 30^\circ) - (i-1)60^\circ] \\ T_{v1} &= \sin[\theta_o - (k-1)60^\circ] \\ T_{v2} &= \sin[(60^\circ - \theta_o) - (k-1)60^\circ] \end{aligned}$$

[0055]

[0056] 여기서, T_{i1} , T_{i2} 는 입력 유효 벡터 시간이며, T_{v1} , T_{v2} 는 출력 벡터 시간이다.

[0057] 이 같이, 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류에 대한 입력 유효 벡터 시간 및 3상 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 출력 유효 벡터 시간을 산출되면, 합성 벡터 시간 산출부(170)는 아래 <수학식 4>를 통해 전력 변환 장치의 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)에 사용될 합성 벡터 시간을 산출할 수 있다.

수학식 4

$$\begin{aligned} T_0 &= T_s - (T_1 + T_2 + T_3 + T_4) \\ T_1 &= MI \cdot \sin[60^\circ - \theta_0 + (k-1)60^\circ] \cdot \sin[60^\circ - \theta_i - (i-1)60^\circ] \\ T_2 &= MI \cdot \sin[\theta_0 + (k-1)60^\circ] \cdot \sin[60^\circ - \theta_i - (i-1)60^\circ] \\ T_3 &= MI \cdot \sin[\theta_0 + (k-1)60^\circ] \cdot \sin[\theta_i - (i-1)60^\circ] \\ T_4 &= MI \cdot \sin[(60^\circ - \theta_0) + (k-1)60^\circ] \cdot \sin[\theta_i - (i-1)60^\circ] \end{aligned}$$

[0058]

[0059]

여기서, T_s 는 제어주기, $T_1 \sim T_4$ 는 합성 벡터 시간, T_0 는 합성 영벡터 인가시간, MI 는 변조 지수, k 는 출력섹터, i 는 입력섹터이다.

[0060]

한편, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치에서 출력측 인버터부(120)가 단상으로 이루어질 경우(이하 단상 출력측 인버터부라 함), 도 5의 (c)에 도시된 바와 같이, 섹터 판별부(130)는 입력 전류에 대한 공간 벡터를 이용하여 6개의 전류 섹터를 구분할 수 있다. 또한, 섹터 판별부(130)는 도 5의 (d)에 도시된 바와 같이, 출력 전압에 대한 가상의 공간벡터를 만들고, 가상의 공간 벡터를 이용하여 2개의 섹터를 구분할 수 있다. 여기서, 가상의 공간 벡터를 통해 구분된 2개의 섹터는 지령 전압의 상태양(+)과 음(-)에 따라 180도 위상차를 갖는 것이 바람직하다.

[0061]

따라서, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류에 대한 공간벡터는 3상 직접형 전력 변환 장치의 입력측 컨버터부(110)와 동일한 <수학식 1>과 같이 표현될 수 있으며, 단상 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 공간벡터는 아래 <수학식 5>와 같이 표현될 수 있다.

수학식 5

$$\begin{aligned} i_i &= \frac{2}{3}(i_r + i_s e^{j2\pi/3} + i_t e^{j4\pi/3}) = I_i e^{j\theta_i} \\ v_o &= (v_{ab} + |v_{ba} e^{j2\pi/3}|) = V_o e^{j\theta_o} \end{aligned}$$

[0062]

[0063]

한편, 전술한 <수학식 1,5>로부터 입력 전류 및 출력 전압에 대한 공간벡터가 산출되면, 산출된 입력 전류 및 출력 전압에 대한 공간벡터에 기초하여 변조기법을 구현하기 위한 유효벡터 인가시간을 산출할 수 있다. 변조기법을 구현하기 위한 유효벡터 인가시간은 아래 <수학식 6>과 같이 표현될 수 있다. 즉, 입력 벡터 시간 산출부(161)와 출력 벡터 시간 산출부(163)는 아래 <수학식 6>을 통해 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류에 대한 입력 유효 벡터 시간 및 단상 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 출력 유효 벡터 시간을 산출할 수 있다.

수학식 6

$$\begin{aligned} T_{i1} &= \sin[(\theta_i - 30^\circ) - (i-1) \times 60^\circ] \\ T_{i2} &= \sin[(\theta_i + 30^\circ) - (i-1) \times 60^\circ] \\ T_v &= MI \times \sin[(180^\circ - \theta_o - (k-1) \times 180^\circ] \end{aligned}$$

[0064]

[0065] 이 같이, 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류에 대한 입력 유효 벡터 시간 및 3상 출력측 인버터부(120)의 출력 전압에 대한 출력 유효 벡터 시간을 산출되면, 합성 벡터 시간 산출부(170)는 아래 <수학식 7>을 통해 전력 변환 장치의 입력측 컨버터부(110) 및 단상 출력측 인버터부(120)에 사용될 합성 벡터 시간을 산출할 수 있다.

수학식 7

$$\begin{aligned} T_0 &= T_g - (T_1 + T_2) \\ T_1 &= MI \times \sin[(180^\circ - \theta_o - (k-1) \times 180^\circ] \cdot \sin[(\theta_i - 30^\circ) - (n-1) \times 60^\circ] \\ T_2 &= MI \times \sin[(180^\circ - \theta_o - (k-1) \times 180^\circ] \cdot \sin[(\theta_i + 30^\circ) - (n-1) \times 60^\circ] \end{aligned}$$

[0066]

[0067] 이 같이, 입력측 컨버터부(110)와, 3상 혹은 단상 출력측 인버터부(120)에 대한 합성 벡터 시간이 산출되면, 제어 신호 생성부(150)는 합성 벡터 시간 산출부(170)로부터 산출된 합성 벡터 시간 및 영벡터 인가시간 동안 시퀀스 결정부(140)에 의해 결정된 입력측 컨버터부(110)와 3상 혹은 단상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스에 따라 동작을 수행하기 위한 제어 신호를 생성한다.

[0068] 먼저, 3상 직접형 전력 변환 장치의 경우, 시퀀스 결정부(140)는 섹터 판별부(130)에 의해 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 결정한다. 시퀀스 결정부(140)에 의해 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120) 각각에 대한 스위칭 시퀀스가 결정되면, 제어 신호 생성부(150)는 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스와, 기산출된 합성 벡터 시간에 따라 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 동작을 수행하기 위한 제어 신호를 생성한다. 이에 따라, 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)는 제어 신호 생성부(150)를 통해 생성된 제어 신호에 따라 스위칭 동작을 수행할 수 있다.

[0069] 한편, 전술한 시퀀스 결정부(140)는 다음과 같은 실시예를 통해 입력측 컨버터부(110) 및 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.

[0070] 먼저, 3상 직접형 전력 변환 장치에서 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 결정하는 동작에 대해서 설명하도록 한다.

[0071] 일 실시예에 따라, 시퀀스 결정부(140)는 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 5단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다. 이 경우, 시퀀스 결정부(140)는 입력측 컨버터부(110)의 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부(120)의 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 전력 변환 장치가 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.

[0072] 여기서, 6단계의 스위칭 시퀀스는, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제1 영벡터, 제2 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 순서의 스위칭 시퀀스를 가질 수 있으며, 복수의 섹터별로 동일한 패턴으로 이루어질 수 있다.

[0073] 또다른 실시예에 따라, 시퀀스 결정부(140)는 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 7단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다. 이 경우, 시퀀스 결정부(140)는 입력측 컨버터부(110)의 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부(120)의 7단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 전력 변환 장치가 8단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.

[0074] 이때, 시퀀스 결정부(140)는 1부터 36까지의 식별 정보가 부여된 복수의 섹터의 식별 정보에 기초하여 8단계의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다. 구체적으로, 시퀀스 결정부(140)는 섹터 판별부(130)에 의해 판별된 복수의 섹터가 홀수이면, 제1 조건에 기초하여 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 8단계 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다. 한편, 시퀀스 결정부(140)는 섹터 판별부(130)에 의해 판별된 복수의 섹터가 짝수이면, 제2 조건에 기초하여 제1 영벡터, 제2 유효

벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제4 유효벡터, 제3 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 8단계 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.

[0075] 도 6은 종래의 전력 변환 장치의 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도이다.

[0076] 일반적으로, 중간에 전력 버퍼 회로가 없이 입출력이 직접 연결된 전력 변환 장치는 입력과 출력의 벡터 인가시간을 합성하여 입출력의 제어가 동시에 이루어져야 한다. 이를 위해, 합성된 벡터 인가시간은 4개의 유효벡터와 1개의 영벡터로 구성된다. 따라서, 종래의 전력 변환 장치는 11분할의 스위칭 시퀀스의 제어기법 또는 9분할의 스위칭 시퀀스의 제어기법이 이용된다.

[0077] 도 6의 (a)는 종래의 11분할 스위칭 시퀀스의 제어기법을 나타낸 것으로써, 제1 구간, 제6 구간 및 제11 구간에 영벡터가 이루어지며, 제2 내지 제5 구간 및 제7 내지 제10 구간에 유효 벡터가 이루어지는 형태의 시퀀스이다. 따라서, 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)는 11분할 스위칭 시퀀스에 따라 11번의 스위칭 절환을 수행한다. 도 6의 (b)는 종래의 9분할 스위칭 시퀀스의 제어기법을 나타낸 것으로써, 제1 내지 제4 구간 및 제6 내지 제9 구간에 유효 벡터가 이루어지며, 제5 구간에 영벡터가 이루어지는 형태의 시퀀스이다. 따라서, 입력측 컨버터부(110) 및 3상 출력측 인버터부(120)는 9분할 스위칭 시퀀스에 따라 9번의 스위칭 절환을 수행함으로써, 11분할 스위칭 시퀀스 제어기법에 비해 스위칭 절환 횟수가 감소되는 것을 알 수 있다.

[0078] 그러나, 종래의 이 같은 스위칭 시퀀스 제어기법은 본 발명에 비해 스위칭 횟수가 많아 전력 손실이 발생하는 문제가 있다.

[0079] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 컨버터부의 부분 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도이다.

[0080] 도 7에 도시된 스위칭 시퀀스는 입력측 컨버터부(110)의 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부(120)의 영벡터 및 유효벡터에 대한 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 생성된 6단계 스위칭 시퀀스이다. 이 같은 6단계 스위칭 시퀀스는 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제1 영벡터, 제2 영벡터, 제3 유효벡터 및 제4 유효벡터 순서의 시퀀스를 가진다.

[0081] 이 경우, 제1 섹터에 대한 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 패턴과 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴은 아래 <표 2 및 표 3>와 같으며, 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 패턴과 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴의 조합에 따른 6단계 스위칭 시퀀스는 아래 <표 4>와 같다.

표 2

[0082]

	Ti1	Ti2
phase a	1	1
phase b	0	-1
phase c	-1	0

표 3

[0083]

	Tv1/2	Tv2/2	Tv0	Tv2/2	Tv1/2
phase a	1	1	1	1	1
phase b	0	1	1	1	0
phase c	0	0	1	0	0

표 4

[0084]

	T1	T2	T0/2	T0/2	T2	T1
input a	1	1	1	1	1	1
input b	0	0	0	-1	-1	-1
input c	-1	-1	-1	0	0	0
output a	1	1	1	1	1	1
output b	0	1	1	1	1	0
output c	0	0	1	1	0	0

[0085] 위 <표 4>의 제1 및 제2 영벡터(T0/2) 구간에서 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 절환이 일어날 경우, 부분 영전류 스위칭(Partial Zero Current Switching : PZCS) 동작을 수행하여 스위칭 절환시 발생하는 전력 손실을 최소화할 수 있으며, 나아가, 종래에 비해 스위칭 절환 횟수가 줄어들어 그에 따른 전력 손실을 최소화할 수 있다.

[0086] 뿐만 아니라, <표 4>의 제1 또는 제4 유효벡터(T1) 구간과 연속되는 이전 섹터 혹은 다음 섹터의 벡터 구간에서 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 절환이 일어날 경우, 부분 영전류 스위칭(Partial Zero Current Switching : PZCS) 동작을 수행함으로써, 전체 섹터별 스위칭 절환시 발생하는 전력 손실을 최소화할 수 있으며, 나아가, 종래에 비해 전체 섹터별 스위칭 절환 횟수가 줄어들어 그에 따른 전력 손실을 최소화할 수 있다.

[0087] 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 전력 변환 장치의 컨버터부의 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도이다.

[0088] 전술한 바와 같이, 시퀀스 결정부(140)는 섹터 판별부(130)에 의해 판별된 복수의 섹터의 개수에 기초하여 입력측 컨버터부(110)의 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부(120)의 영벡터 및 유효벡터에 대한 7단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 8단계의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.

[0089] 구체적으로, 도 8의 (a)에 도시된 바와 같이, 복수의 섹터가 홀수인 경우, 스위칭 패턴<표 2>과 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴<표 3>의 조합에 따른 8단계 스위칭 시퀀스는 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 시퀀스를 가진다.

[0090] 복수의 섹터가 홀수인 경우, 제1 섹터에 있어서의 8단계 스위칭 시퀀스는 아래 <표 5>와 같다.

표 5

	T0/4	T2	T1	T0/4	T0/4	T4	T3	T0/4
input a	1	1	1	1	1	1	1	1
input b	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1
input c	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0
output a	0	1	1	1	1	1	1	0
output b	0	0	1	1	1	0	0	0
output c	0	0	0	1	1	0	0	0

[0092] 한편, 도 8의 (b)에 도시된 바와 같이, 복수의 섹터가 짝수인 경우, 스위칭 패턴<표 2>과 3상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴<표 3>의 조합에 따른 8단계 스위칭 시퀀스는 제1 영벡터, 제2 유효벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제4 유효벡터, 제3 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 시퀀스를 가진다.

[0093] 복수의 섹터가 짝수인 경우인 경우, 섹터 7에 있어서의 8단계 스위칭 시퀀스는 아래 <표 6>과 같다.

표 6

	T0/4	T2	T1	T0/4	T0/4	T4	T3	T0/4
input a	1	1	1	1	1	1	1	1
input b	0	0	0	0	-1	-1	-1	-1
input c	-1	-1	-1	-1	0	0	0	0
output a	0	0	1	1	1	1	0	0
output b	0	1	1	1	0	0	0	0
output c	0	0	0	1	1	0	0	0

[0095] 위 <표 5 및 표 6>의 제2 및 제3 영벡터(T0/4) 구간에서 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 절환이 일어날 경우, 영전류 스위칭(Zero Current Switching : ZCS) 동작을 수행하여 스위칭 절환시 발생하는 전력 손실을 최소화할 수 있다. 한편, 본 발명에 따른 부분 영전류 스위칭(PZCS) 기법을 이용하여 전력 변환 장치를 구동할 경우, 입력측 컨버터부(110)와 3상 출력측 인버터부(120)의 하드 스위칭 절환 및 부분 영전류 스위칭 기반으로 동작할 수 있으며, 이 같은 부분 영전류 스위칭 기법(PZCS)에 따른 스위칭 절환 횟수는 아래 <수학식 8>로부터 도출될 수 있다.

수학식 8

$$N_{fout} = \frac{N_{prd}}{f_{out} \times T_{prd}} + N_{sc}$$

$$N_{ins} = \frac{6}{f_{in}} \times f_{out}$$

$$N_{outs} = 6$$

$$N_{sc} = 4 \times (N_{ins} + N_{outs})$$

$$N_{prd} = N_{in} + N_{out}$$

$$N_{zcs} = \frac{N_{in}}{2}$$

$$N_{esl} = N_{fout} - N_{zcs}$$

[0096]

[0097]

여기서, N_{in} 은 입력측 스위칭 절환 횟수, N_{out} 은 출력측 스위칭 절환 횟수, N_{prd} 는 제어 주기 시간당 스위칭 절환 횟수, N_{fout} 는 출력 주파수 시간당 스위칭 절환 횟수, N_{ins} 는 입력 섹터 전환 횟수, N_{outs} 는 출력 섹터 전환 횟수, N_{sc} 는 섹터 전환시 스위칭 절환 횟수(출력 주기 시간), N_{ZCS} 는 영전류 스위칭 횟수(출력 주기 시간), T_{prd} 는 제어 주기 시간, N_{esl} 은 영전류 스위칭을 제외한 전력 변환 장치의 스위칭 전환 횟수(출력 주기 시간)가 될 수 있다.

[0098]

아래 <표 7>은 기존 제어 기법 및 본 발명에 따른 부분 영전류 스위칭 기법에 따른 스위칭 절환 횟수에 대한 비교 관계를 나타낸 것이다.

표 7

[0099]

항목		스위칭 절환 횟수	
		제어주기(1μs)	출력 주파수(50Hz)
기존 제어기법	전체 스위칭 절환 횟수	28	5624
제안 제어기법	전체 스위칭 절환 횟수	20	3248
	소프트 스위칭 횟수를 제외한 전체 스위칭 절환 횟수	12	2424

[0100]

아래 <표 8>은 입력 상용 주파수와 출력 주파수에 따른 기존 제어 기법 및 본 발명에 따른 부분 영전류 스위칭 기법에서의 스위칭 횟수의 관계를 나타내 것이다.

표 8

[0101]

출력 주파수	입력 상용 주파수에 따른 스위칭 절환 횟수					
	50Hz			60Hz		
	case1	case2		case1	case2	
		case21	case22		case21	case22
10Hz	28004	16028	12024	28004	16028	12024
20Hz	14008	8032	6024	14008	8032	6024
30Hz	9345	5369	4024	9345	5369	4024

40Hz	7016	4040	3024	7016	4040	3028
50Hz	5624	3248	2424	5620	3244	2428
60Hz	4695	2718	2024	4691	2714	2028
70Hz	4032	2341	1738	4028	2337	1742
80Hz	3538	2062	1524	3532	2056	1530
90Hz	3155	1845	1357	3147	1837	1363
100Hz	2848	1672	1224	2840	1664	1232

[0102] 여기서, case1은 기존 제어기법인 경우에 대한 스위칭 절환 횟수이며, case21은 제안 제어기법인 경우에 대한 전체 스위칭 절환 횟수이며, case22는 제안 제어기법인 경우에 부분 영전류 스위칭 절환 횟수를 제외한 나머지 스위칭 절환 횟수이다.

[0103] 그리고, 영전류 스위칭 기법을 이용하여 전력 변환 장치를 구동할 경우, 입력측 컨버터부(110)의 모든 스위칭 절환은 영전류 스위칭 기반으로 동작할 수 있으며, 이 같은 부분 영전류 스위칭 기법(PZCS) 및 영전류 스위칭 기법(ZCS)에 따른 스위칭 절환 횟수는 아래 <수학식 9>으로부터 도출될 수 있다.

수학식 9

$$N_{fout} = \frac{N_{prd}}{f_{out} \times T_{prd}} + N_{sc}$$

$$N_{ins} = \frac{6}{f_{in}} \times f_{out}$$

$$N_{outs} = 6$$

$$N_{sc} = 4 \times (N_{ins} + N_{outs})$$

$$N_{prd} = N_{in} + N_{out}$$

$$N_{scg} = N_{in} + N_{sc}$$

$$N_{esl} = N_{fout} - N_{scg}$$

[0104]

[0105] 여기서, Nin은 입력측 스위칭 절환 횟수, Nout은 출력측 스위칭 절환 횟수, Nprd는 제어 주기 시간당 스위칭 절환 횟수, Nfout는 출력 주파수 시간당 스위칭 절환 횟수, Nins는 입력 섹터 전환 횟수, Nouts은 출력 섹터 전환 횟수, Nsc는 섹터 전환시 스위칭 절환 횟수(출력 주기 시간), NZCS는 영전류 스위칭 횟수(출력 주기 시간), Tprd는 제어 주기 시간, Nesl은 영전류 스위칭을 제외한 전력 변환 장치의 스위칭 전환 횟수(출력 주기 시간)가 될 수 있다. 아래 <표 9>는 기존 제어 기법 및 본 발명에 따른 영전류 스위칭 기법에 따른 스위칭 절환 횟수에 대한 비교 관계를 나타낸 것이다.

표 9

[0106]

항목		스위칭 절환 횟수	
		제어주기(1μs)	출력 주파수(50Hz)
기존 제어기법	전체 스위칭 절환 횟수	28	5624
제안 제어기법	전체 스위칭 절환 횟수	20	3248
	소프트 스위칭 횟수를 제외한 전체 스위칭 절환 횟수	12	2400

[0107] 아래 <표 10>은 입력 상용 주파수와 출력 주파수에 따른 기존 제어 기법 및 본 발명에 따른 영전류 스위칭 기법

에서의 스위칭 횟수의 관계를 나타내 것이다.

표 10

[0108]

출력 주파수	입력 상용 주파수에 따른 스위칭 절환 횟수					
	50Hz			60Hz		
	case1	case2		case1	case2	
		case21	case22		case21	case22
10Hz	28004	20004	12000	28004	20004	12000
20Hz	14008	10008	6000	14008	10008	6000
30Hz	9345	6678	4000	9345	6678	4000
40Hz	7016	5016	3000	7016	5016	3000
50Hz	5624	4024	2400	5620	4020	2400
60Hz	4695	3361	2000	4691	3357	2000
70Hz	4032	2889	1714	4028	2885	1714
80Hz	3538	2538	1500	3532	2532	1500
90Hz	3155	2266	1333	3147	2258	1333
100Hz	2848	2048	1200	2840	2040	1200

[0109]

여기서, case1은 기존 제어기법인 경우에 대한 스위칭 절환 횟수이며, case21은 제안 제어기법인 경우에 대한 전체 스위칭 절환 횟수이며, case22는 제안 제어기법인 경우에 영전류 스위칭 절환 횟수를 제외한 나머지 스위칭 절환 횟수이다.

[0110]

<시뮬레이션 해석 및 실험 해석>

[0111]

본 발명에 따른 소프트 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM) 제어기법의 유효성을 검증하기 위하여 전류 변환 장치의 전체 회로 구성은 전술한 도 2와 같으며, 시뮬레이션 사양 조건은 아래 <표 11>과 같이 설정하였다.

표 11

[0112]

item		value
input power		3 pahse AC 50V/50Hz
switching device	IGBT	18ea
	diode	18ea
load	resistance	5mH
	inductance	5ohm
control frequency		10kHz

[0113]

<표 11>의 시뮬레이션 사용 조건을 이용하여 본 발명에 따른 소프트 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM) 제어기법으로 시뮬레이션 한 결과, 가상 직류링크회로의 전압과 입력측 컨버터부(110)의 게이트 신호의 휴지기간 전후에 따라 가상 직류링크전압과 게이트신호 사이에 2가지 패턴으로 스위칭 절환이 이루어지며, 2가지 패턴으로 스위칭 절환이 이루어지는 입력측 컨버터부(110)의 3 상에 영전류 스위칭 동작이 이루어지는 것을 알 수 있다.

[0114]

도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 파형을 나타내는 예시도이며, 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도이며, 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전류 및 입력측 컨버터부의 스위칭 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도이며, 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 부분 영전류 스위칭 모드에서 출력선간 전압 및 출력 전류의 파형을 나타내는 예시도이다.

[0115]

<표 11>의 시뮬레이션 사용 조건을 이용하여 본 발명에 따른 부분 영전류 스위칭 기반의 2단계 3상 직접형 전력

변환 장치(TSDPC)의 스위칭 제어 기법으로 시뮬레이션 한 결과, 도 9에 도시된 바와 같이, 상단에는 가상링크전압 및 전류와 하단에는 입력측 컨버터부(110)의 a상(R상)의 상단 게이트신호(q1)에 대한 출력 파형이 나타나는 것을 알 수 있다. 그리고, 도 9와 관련하여 시뮬레이션된 출력 파형으로부터 도 10과 같이, 상단에는 가상링크전압 및 전류와 하단에는 입력측 컨버터부(110)의 a상(R상)의 상단 게이트신호(q1)에 대한 확대된 출력 파형이 나타나는 것을 알 수 있다.

[0116] 또한, 도 11에 도시된 바와 같이, 도 9와 관련하여 시뮬레이션된 출력 파형으로부터 상단에는 가상링크전류 및 하단에는 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 게이트 신호에 대한 확대된 출력 파형이 나타나는 것을 알 수 있다. 또한, 부분 영전류 스위칭 기반의 2단계 직접형 전력 변환 장치(TSDPC)의 스위칭 제어 기법으로 시뮬레이션 한 결과, 도 12의 (a) 및 (b)에 도시된 바와 같이, 출력전간 전압 및 출력 전류의 파형이 나타나는 것을 알 수 있다.

[0117] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 파형을 나타내는 예시도이며, 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압, 전류 및 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도이며, 도 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 가상 직류 링크 전압 및 입력측 컨버터부의 스위칭 게이트 신호의 확대 파형을 나타내는 예시도이며, 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 모드에서 출력전간 전압 및 출력 전류의 파형을 나타내는 예시도이다.

[0118] 위 <표 11>의 시뮬레이션 사용 조건을 이용하여 본 발명에 따른 소프트 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM) 제어기법으로 시뮬레이션 한 결과, 도 13에 도시된 바와 같이, 상단에는 가상링크전압 및 전류와 하단에는 입력측 컨버터부(110)의 a상(R상)의 상단 게이트신호(q1)에 대한 출력 파형이 나타나며, 게이트신호(q1)의 휴지기간 전후에 따라 가상 직류링크전압과 게이트신호(q1) 사이에 2가지 패턴으로 스위칭 절환(A 영역, B 영역)이 일어나는 것을 알 수 있다.

[0119] 그리고, 도 14의 (a) 및 (b)에 도시된 바와 같이, 도 13과 관련하여 시뮬레이션된 출력 파형으로부터 A 영역에 대한 확대된 출력 파형 및 B 영역에 대한 출력 파형이 나타나는 것을 알 수 있다.

[0120] 또한, 도 15에 도시된 바와 같이, 도 13과 관련하여 시뮬레이션된 출력 파형으로부터 상단에는 가상링크전류 및 하단에는 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 게이트 신호에 대한 확대된 출력 파형이 나타나는 것을 알 수 있다. 또한, 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM) 제어기법으로 시뮬레이션 한 결과, 도 16의 (a) 및 (b)에 도시된 바와 같이, 출력전간 전압 및 출력 전류의 파형이 나타나는 것을 알 수 있다. 이 같은 가상 직류링크전압과 게이트신호(q1) 사이에 스위칭 절환이 이루어진 A 영역 및 B 영역에서 영전류 스위칭 동작을 수행하는 것을 알 수 있으며, 이에 따라, A 영역 및 B 영역에서 입력측 컨버터부(110)의 모든 스위칭 절환이 영전류 스위칭 동작을 수행하는 것을 알 수 있다.

[0121] 이하에서는, 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 결정하는 동작에 대해서 상세히 설명하도록 한다.

[0122] 도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭을 구현하기 위한 스위칭 시퀀스를 나타내는 예시도이다.

[0123] 도 17에 도시된 스위칭 시퀀스는 입력측 컨버터부(110)의 2단계 스위칭 시퀀스 및 단상 출력측 인버터부(120)의 영벡터 및 유효벡터에 대한 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 생성된 6단계 스위칭 시퀀스이다.

[0124] 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 패턴과 단상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴은 아래 <표 12 및 표 13>과 같다.

표 12

[0125]

	T1			T2		
	phase R	phase S	phase T	phase R	phase S	phase T
sector1	1	0	-1	1	-1	0
sector2	1	-1	0	0	-1	1
sector3	0	-1	1	-1	0	1
sector4	-1	0	1	-1	1	0
sector5	-1	1	0	0	1	-1

sector6	0	1	-1	1	0	-1
---------	---	---	----	---	---	----

표 13

	T0/4		T1		T0/2		T2		T0/4	
	phase A	phase B	phase A	phase B	phase A	phase B	phase A	phase B	phase A	phase B
sector1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0
sector2	0	0	0	1	1	1	0	1	0	0

위 <표 12 및 표 13>과 같이, 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 패턴과 단상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴으로부터 다음과 같은 6단계의 스위칭 시퀀스가 결정될 수 있다.

실시예에 따라, 제1 섹터의 경우, 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 패턴과 단상 출력측 인버터부(120)의 스위칭 패턴으로부터 결정된 6단계의 스위칭 시퀀스는 제1 영벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제1 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 제1 스위칭 시퀀스 및 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제2 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 제2 스위칭 시퀀스 중 하나일 수 있다.

제1 스위칭 시퀀스인 경우, 아래 <표 14>와 같은 6단계의 스위칭 시퀀스로 이루어질 수 있다.

표 14

	T0/4	T1	T0/4	T0/4	T2	T0/4
phase R	1	1	1	0	0	0
phase S	-1	-1	-1	-1	-1	-1
phase T	0	0	0	1	1	1
phase A	0	1	1	1	1	0
phase B	0	0	1	1	0	0

한편, 제2 스위칭 시퀀스인 경우, 아래 <표 15>와 같은 6단계의 스위칭 시퀀스로 이루어질 수 있다.

표 15

	T0/4	T2	T0/4	T0/4	T1	T0/4
phase R	1	1	1	0	0	0
phase S	-1	-1	-1	-1	-1	-1
phase T	0	0	0	1	1	1
phase A	0	1	1	1	1	0
phase B	0	0	1	1	0	0

즉, 위 <표 14 및 표 15>와 같이, 단상 출력측 인버터부(120)는 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 절환이 일어나는 시점에 영벡터 구간을 만들어 준다. 이에 따라, 단상 출력측 인버터부(120)에 영벡터 스위칭 상태로 제어되는 시점에 입력측 컨버터부(110)와 단상 출력측 인버터부(120) 사이에 전력 공급이 차단됨으로써, 출력측 컨버터부(110)는 모든 스위칭 동작이 영전류 스위칭되어 전류 방향 검출 없이 양방향 전력 제어를 할 수 있다.

이하에서는, 시뮬레이션 결과를 통해 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM)의 제어 기법에 대한 유효성을 검증하도록 한다.

도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전류 변환 장치에서 시뮬레이션 수행에 따른 출력 전류 및 출력전압의 파형을 나타내는 예시도이며, 도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전류 변환 장치에서 시뮬레이션 수행에 따른 직류링크전류 및 스위칭 신호의 파형을 나타내는 예시도이며, 도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상/단상 직접형 전류 변환 장치에서 시뮬레이션 수행에 따른 ZCS 동작 파형을 나타내는 예시도이다.

<시뮬레이션 해석 및 실험 해석>

본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM)의 제어 기

법에 대한 유효성을 검증하기 위해서 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 전체 회로 구성을 아래 <표 16>과 같은 시뮬레이션 사양 조건을 설정하였다.

표 16

item	simulation value
input voltage	3-phase, 220V, 50Hz
semiconductor switching devices	16-IGBYs with freewheeling diodes
load	100 ohm, 10 mH
output frequency	50Hz
switching sequence	6-step
control frequency	10kHz

위 <표 16>의 시뮬레이션 사용 조건을 이용하여 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치를 시뮬레이션 한 결과, 도 18의 (a) 내지 (c)와 같은 출력 전류, 출력선간전압 및 출력선간전압(LPF)의 파형이 출력되는 것을 알 수 있다. 즉, 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 입력측 컨버터(110)는 가상의 직류 링크 전류가 0인 경우, 도 18에 도시된 바와 같이, 스위칭 온/오프 동작을 수행하는 것을 알 수 있다.

그리고, 위 <표 16>의 시뮬레이션 사용 조건을 이용하여 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치를 시뮬레이션한 결과, 도 19의 (a) 내지 (c)와 같은 질류링크 전류, q1 스위칭 신호 및 스위칭 시퀀스 파형과 도 20의 (a) 내지 (c)와 같은 ZCS 동작이 파형이 출력되는 것을 알 수 있다. 이 같은 출력 파형을 통해 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 입력측 컨버터부(110)에서 ZCS 동작이 수행되고 있음을 알 수 있다.

이와 같이, 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치의 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM)의 제어 기법을 통해 입력측 컨버터부(110)의 양방향 스위칭 소자들의 스위칭 손실을 최소화시킬 수 있으며, 기존의 전류방향 검출회로를 이용하지 않고도 입력측 컨버터부(110)의 양방향 스위칭 소자에 대한 스위칭 절환을 수행할 수 있다. 나아가, 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부(110)의 모든 스위칭 절환이 영전류 스위칭으로 동작함으로써, 스위칭 손실을 최소화하여 전체 시스템의 효율을 높일 수 있다.

도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치에서 한 주기 동안의 기존 제어기법과 부분 영전류 스위칭 절환 횟수 비교 결과를 나타내는 예시도이다.

도 21에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 부분 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(TSDPC) 제어기법을 이용하여 3상 직접형 전력 변환 장치를 구동할 경우, 스위칭 절환 횟수가 종래의 제어 기법인 9 단계 스위칭 절환 기법에 비해 약 30 % 이상 감소되는 것을 알 수 있다. 나아가, 본 발명에 따른 부분 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(TSDPC) 제어기법을 이용할 경우, 3상 직접형 전력 변환 장치의 효율 향상이 기대되며, 특히, 출력 주파수가 낮은 환경에서 더욱 큰 효과를 기대할 수 있다.

도 22는 본 발명의 일 실시예에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치에서 한 주기 동안의 기존 제어기법과 영전류 스위칭 절환 횟수 비교 결과를 나타내는 예시도이다.

도 21에 도시된 바와 같이, 본 발명에서 제안한 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM) 제어기법을 이용하여 3상 직접형 전력 변환 장치를 구동할 경우, 입력측 컨버터부(110)의 모든 스위칭 절환은 영전류 스위칭 동작으로 이루어지며, 제어주기에 따른 전체 스위칭 전환 횟수와 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 절환 횟수, 및 한 주기(50Hz)의 전체 스위칭 절환 횟수와 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 절환 횟수가 종래에 비해 감소되어 스위칭 절환에 따른 전력 손실이 종래에 비해 약 40% 이상 감소되며, 특히, 출력 주파수가 낮은 환경에서보다 큰 효과를 기대할 수 있다. 나아가, 본 발명에 따른 영전류 스위칭 기반의 공간벡터 변조방식(SVPWM) 제어기법을 이용할 경우, 전력 변환 장치의 구성 및 제어 기법이 단순화되어, 전력 변환 장치의 안정화 및 신뢰성을 향상시킬 수 있다.

이하에서는 본 발명에 따른 전력 변환 장치의 스위칭 제어 방법에 대해서 상세히 설명하도록 한다.

도 23은 본 발명의 일 실시예에 따른 전력 변환 장치의 스위치 제어 방법의 흐름도이다.

도 23에 도시된 바와 같이, 전력 변환 장치는 직류 링크 회로 없이 3상 교류 입력을 변환하는 AC/AC 전력 변환 장치이다. 이 같은 전력 변환 장치는 실시예에 따라, 3상 직접형 전력 변환 장치이거나 또는 3상/단상 직접형

전력 변환 장치가 될 수 있다.

- [0149] 이 같은 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 입력 전류 및 출력측 인버터부의 출력 전압에 대한 복수의 섹터를 판별한다(S2310). 이후, 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부(110)의 입력 전류, 출력 인버터부(120)의 출력 전압 및 변조 지수(MI) 중 적어도 하나를 이용하여 합성 벡터 시간을 산출한다(S2320). 이후, 전력 변환 장치는 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 입력측 컨버터부(110)의 스위칭 시퀀스 및 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스를 결정한다(S2330). 이후, 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부(110) 및 출력측 인버터부(120)의 스위칭 시퀀스와, 합성 벡터 시간에 기초하여 입력측 컨버터부(110) 및 출력측 인버터부(120)의 스위칭 동작을 수행하기 위한 제어 신호를 생성하고, 생성된 제어 신호에 기초하여 입력측 컨버터부(110) 및 출력측 인버터부(120)의 스위칭 동작을 제어한다(S2340).
- [0150] 실시예에 따라, 전력 변환 장치가 3상 직접형 전력 변환 장치인 경우, 입력측 컨버터는 4상한 운전을 위한 6개의 양방향 스위칭 소자를 포함하며, 출력측 인버터부(120)는 일반적인 전압형 인버터의 구조로 이루어진다. 여기서, 출력측 인버터부(120)는 가령 2개의 스위칭 소자가 서로 직렬 연결되어 하나의 폴(pole)을 형성하며, 3개의 폴이 서로 병렬 연결되어 구성될 수 있다. 이때, 3상의 교류 전압을 출력하기 위하여, 하나의 폴과 이웃하는 폴의 스위치 소자들은 상보적으로 동작하는 것이 바람직하다.
- [0151] 한편, 전력 변환 장치가 3상/단상 직접형 전력 변환 장치인 경우, 입력측 컨버터부(110)는 4상한 운전을 위한 6개의 양방향 스위칭 소자를 포함하며, 출력측 인버터부(120)는 일반적인 단상 전압형 인버터의 구조로 이루어진다. 즉, 출력측 인버터부(120)는 6개의 양방향 스위칭 소자를 포함하는 입력측 컨버터부(110)와 단상 계통 연결을 위한 4개의 단방향 스위칭 소자를 포함할 수 있다.
- [0152] 구체적으로, 전력 변환 장치가 3상 직접형 전력 변환 장치인 경우, 입력측 컨버터부의 입력 전류에 대한 공간벡터를 이용하여 6개의 전류 섹터를 구분하고, 출력측 인버터부(이하 3상 출력측 인버터부라 함)의 출력 전압에 대한 공간벡터를 이용하여 6개의 전압 섹터를 구분할 수 있다. 이후, 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 입력 전류, 3상 출력측 인버터부의 출력 전류 및 변조 지수(MI) 중 적어도 하나에 기초하여 합성 벡터 시간을 산출한다.
- [0153] 구체적으로, 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 입력 전류에 대한 섹터 및 입력 전류의 위상을 이용하여 입력 유효 벡터 시간을 산출한다. 그리고, 3상 직접형 전력 변환 장치는 3상 출력측 인버터부의 출력 전압에 대한 섹터 및 출력 전압의 위상을 이용하여 출력 유효 벡터 시간을 산출한다. 입력 유효 벡터 시간 및 출력 유효 벡터 시간이 산출되면, 3상 직접형 전력 변환 장치는 기산출된 입력 유효 벡터 시간 및 출력 유효 벡터 시간과, 변조 지수(MI)를 이용하여 합성 벡터 시간을 산출할 수 있다.
- [0154] 이후, 3상 직접형 전력 변환 장치는 단계 S2310을 통해 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 입력측 컨버터부의 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정한다. 이후, 3상 직접형 전력 변환 장치는 합성 벡터 시간 및 합성 영벡터 인가시간 동안 각 섹터별 결정된 입력측 컨버터부 및 3상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스에 따라 입력측 컨버터부 및 3상 출력측 인버터부의 스위칭 동작을 수행한다.
- [0155] 일 실시예에 따라, 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 3상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 5단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다. 이 경우, 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부의 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 3상 직접형 전력 변환 장치가 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 입력측 컨버터부 및 3상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.
- [0156] 여기서, 6단계의 스위칭 시퀀스는, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제1 영벡터, 제2 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 순서의 스위칭 시퀀스를 가질 수 있으며, 복수의 섹터별로 동일한 패턴으로 이루어질 수 있다.
- [0157] 또다른 실시예에 따라, 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스로 결정하며, 3상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 영벡터 및 유효벡터를 포함하는 7단계 스위칭 시퀀스로 결정할 수 있다. 이 경우, 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부의 7단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 전력 변환 장치가 8단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 입력측 컨버터부 및 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.
- [0158] 실시예에 따라, 3상 직접형 전력 변환 장치는 판별된 복수의 섹터가 홀수이면, 제1 조건에 기초하여 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제3 유효벡터, 제4 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 8단계 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다. 한편, 3상 직접형 전력 변환 장치는 판별된 복수의 섹터가 짝수

이면, 제2 조건에 기초하여 제1 영벡터, 제2 유효벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제4 유효벡터, 제3 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 8단계 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다. 그러나, 본 발명은 이에 한정되지 않으며, 8단계의 스위칭 시퀀스는 복수의 섹터별로 동일한 패턴으로 이루어질 수 있다.

[0159] 이와 같이, 본 발명에 따른 3상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 영벡터가 없는 2단계 스위칭 시퀀스 및 3상 출력측 인버터부의 영벡터 및 유효벡터에 대한 5단계 스위칭 시퀀스 조합으로 생성된 6단계 스위칭 시퀀스 혹은 7단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 생성된 8단계 스위칭 시퀀스에 따라 입력측 컨버터부 및 3상 출력측 인버터부의 스위칭 동작을 수행한다. 이에 따라, 3상 직접형 전력 변환 장치는 영벡터 구간에서 입력측 컨버터부의 스위칭 절환이 일어날 경우, 부분 영전류 스위칭(Partial Zero Current Switching : PZCS) 동작을 수행하여 스위칭 절환시 발생하는 전력 손실을 최소화할 수 있으며, 종래에 비해 스위칭 절환 횟수가 줄어들어 그에 따른 전력 손실을 최소화할 수 있다.

[0160] 한편, 전력 변환 장치가 3상/단상 직접형 전력 변환 장치인 경우, 출력 전압에 대한 가상의 공간벡터를 만들고, 가상의 공간벡터를 이용하여 2개의 섹터를 구분할 수 있다. 여기서, 가상의 공간 벡터를 통해 구분된 2개의 섹터는 지령 전압의 상태양(+)과 음(-)에 따라 180도 위상차를 갖는 것이 바람직하다.

[0161] 즉, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 전술한 <수학식 1,5>로부터 입력 전류 및 출력 전압에 대한 공간벡터가 산출되면, 산출된 입력 전류 및 출력 전압에 대한 공간벡터에 기초하여 입력측 컨버터부의 입력 전류에 대한 입력 유효 벡터 시간 및 단상 출력측 인버터부의 출력 전압에 대한 출력 유효 벡터 시간을 산출할 수 있다.

[0162] 이후, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 전술한 <수학식 7>에 기초하여 입력측 컨버터부 및 단상 출력측 인버터부에 사용될 합성 벡터 시간을 산출한다. 이후, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 단계 S2310을 통해 판별된 복수의 섹터 각각에 대해 입력측 컨버터부의 스위칭 시퀀스 및 단상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정한다. 이후, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 각 섹터별 결정된 입력측 컨버터부 및 단상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스에 따라 입력측 컨버터부 및 단상 출력측 인버터부의 스위칭 동작을 수행한다.

[0163] 실시예에 따라, 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 입력측 컨버터부의 2단계 스위칭 시퀀스 및 단상 출력측 인버터부의 영벡터 및 유효벡터에 대한 5단계 스위칭 시퀀스의 조합으로 생성된 6단계의 스위칭 시퀀스를 가지도록 입력측 컨버터부 및 단상 출력측 인버터부의 스위칭 시퀀스를 결정할 수 있다.

[0164] 실시예에 따라, 제1 섹터의 경우, 입력측 컨버터부의 스위칭 패턴과 단상 출력측 인버터부의 스위칭 패턴으로부터 결정된 6단계의 스위칭 시퀀스는 제1 영벡터, 제2 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제1 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 제1 스위칭 시퀀스 및 제1 영벡터, 제1 유효벡터, 제2 영벡터, 제3 영벡터, 제2 유효벡터 및 제4 영벡터 순서의 제2 스위칭 시퀀스 중 하나일 수 있다.

[0165] 이와 같이, 본 발명에 따른 3상/단상 직접형 전력 변환 장치는 단상 출력측 인버터부에 영벡터 스위칭 상태로 제어되는 시점에 입력측 컨버터부와 단상 출력측 인버터부 사이의 전력 공급을 차단시킴으로써, 출력측 컨버터부(110)의 모든 스위칭 동작이 영전류 스위칭되어 전류 방향 검출 없이 양방향 전력 제어를 할 수 있다.

[0166] 이제까지 본 발명에 대하여 그 바람직한 실시예들을 중심으로 살펴보았다.

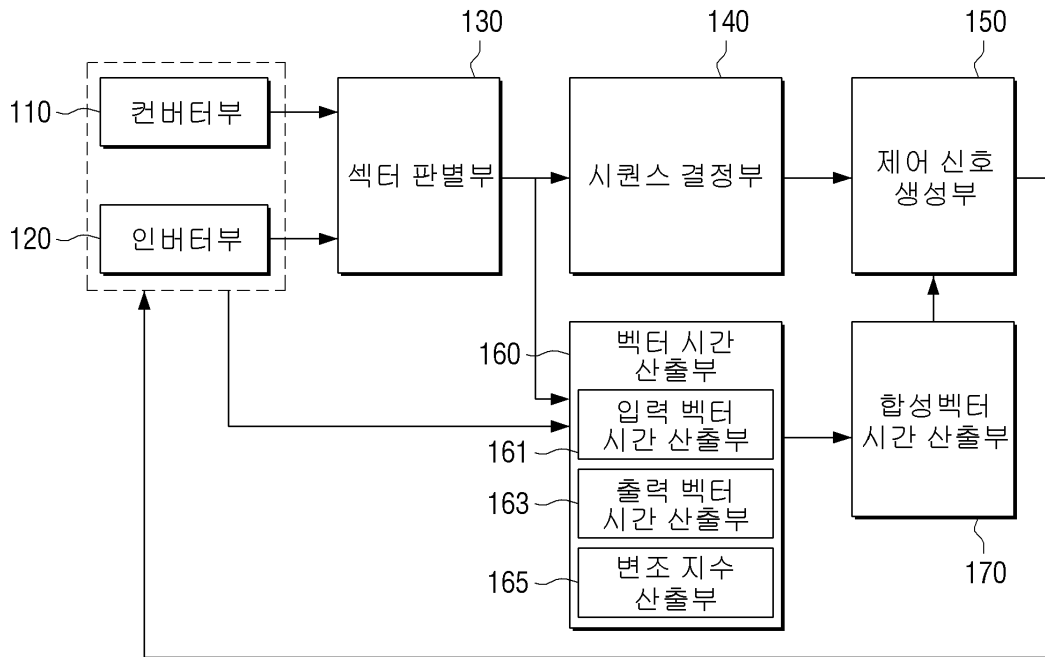
[0167] 이상에서는 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 본 발명은 상술한 특징의 실시예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 다양한 변형실시가 가능한 것은 물론이고, 이러한 변형실시들은 본 발명의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해되어져서는 안될 것이다.

부호의 설명

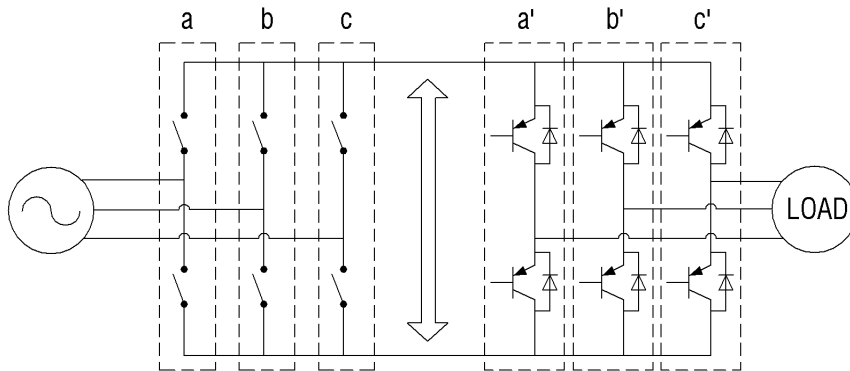
[0168] 110 : 컨버터부 120 : 인버터부
130 : 섹터 판별부 140 : 시퀀스 결정부
150 : 제어 신호 생성부 160 : 벡터 시간 산출부
161 : 입력 유효 벡터 시간 산출부 163 : 출력 유효 벡터 시간 산출부
165 : 변조 지수부 170 : 합성 벡터 시간 산출부

도면

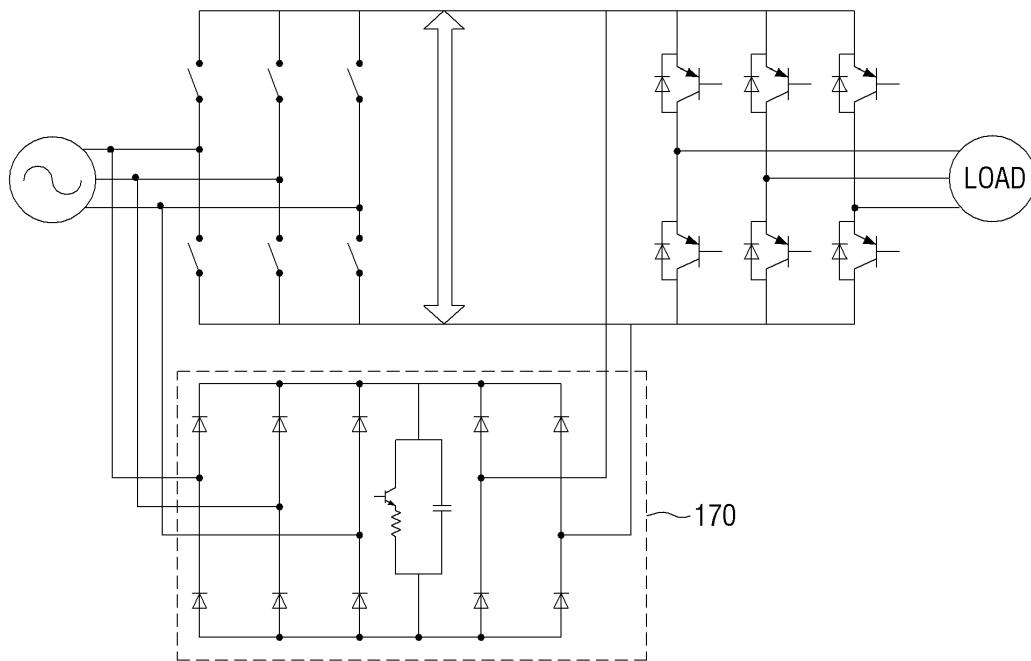
도면1



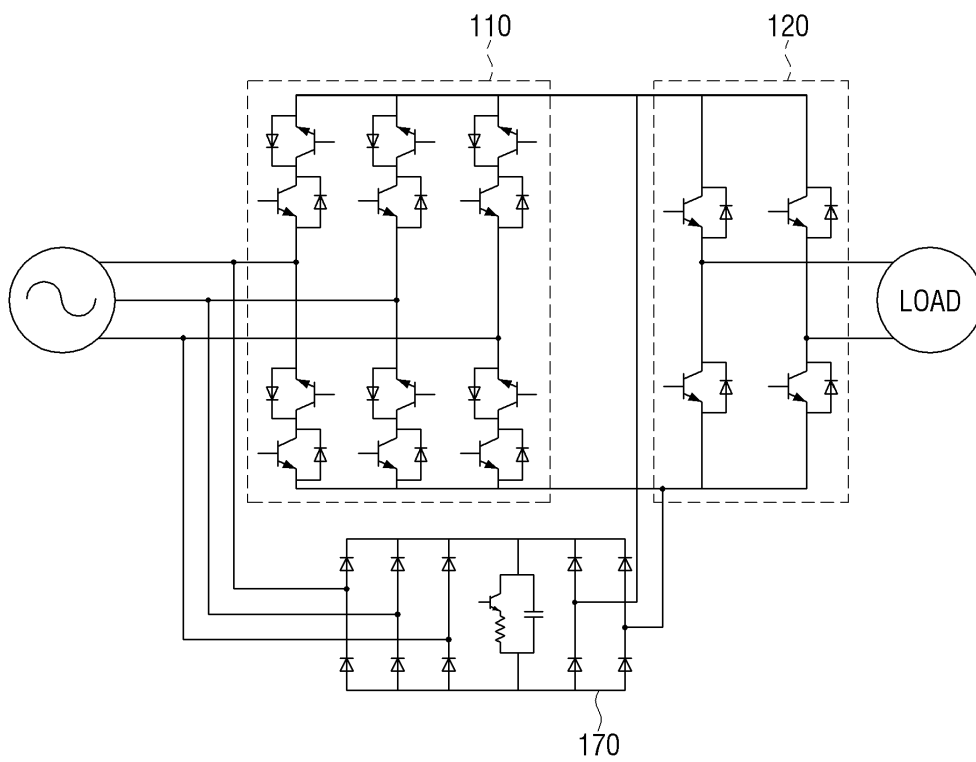
도면2a



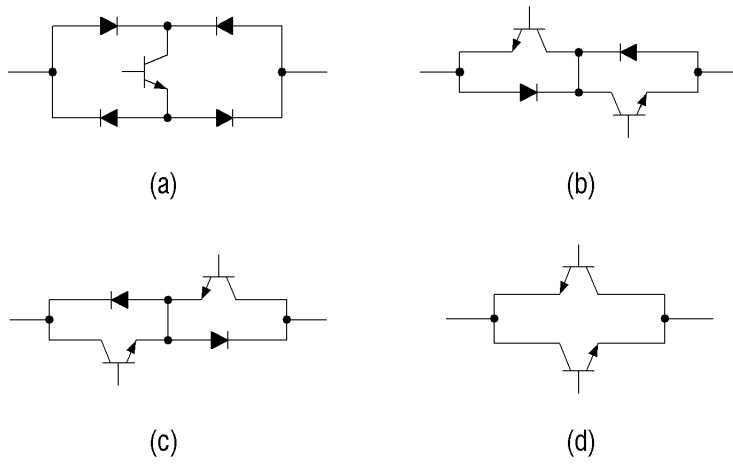
도면2b



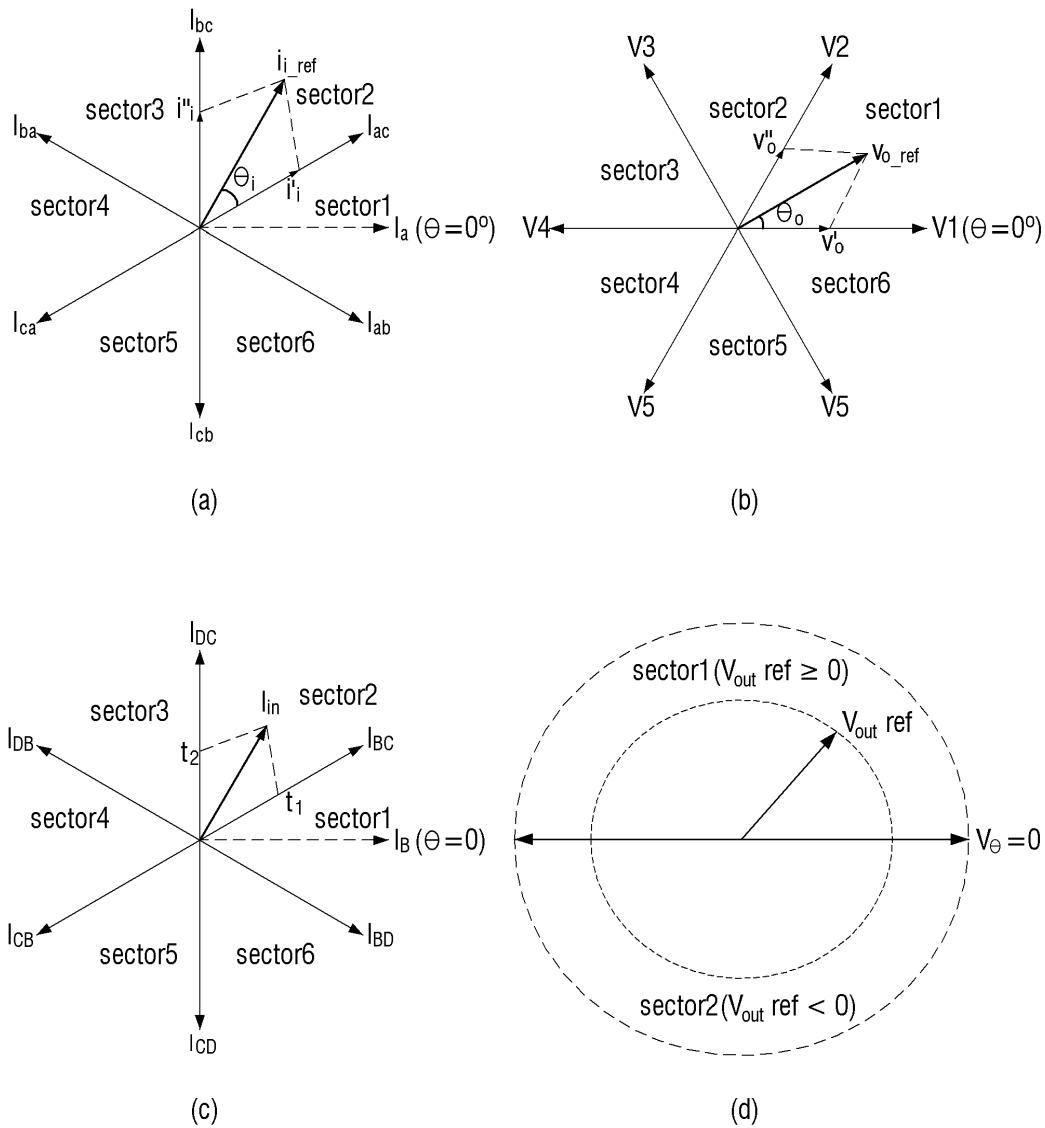
도면3



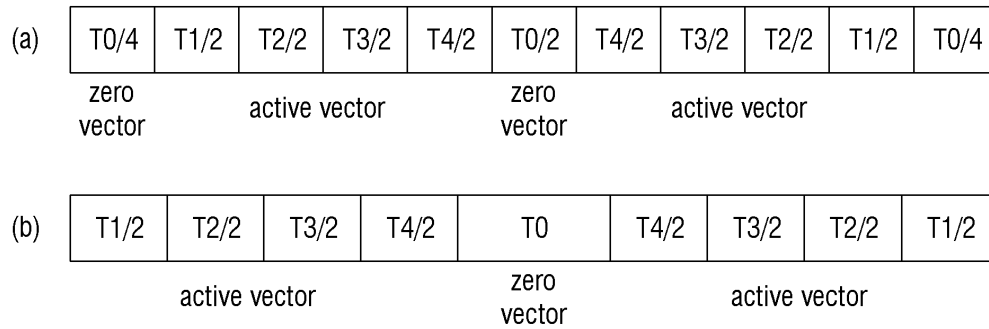
도면4



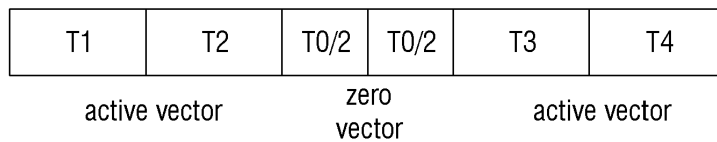
도면5



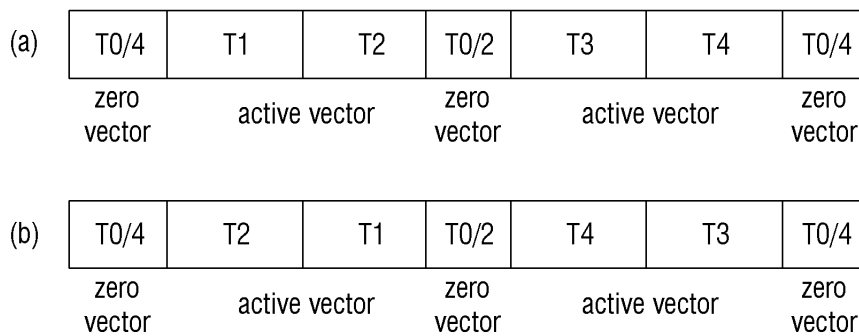
도면6



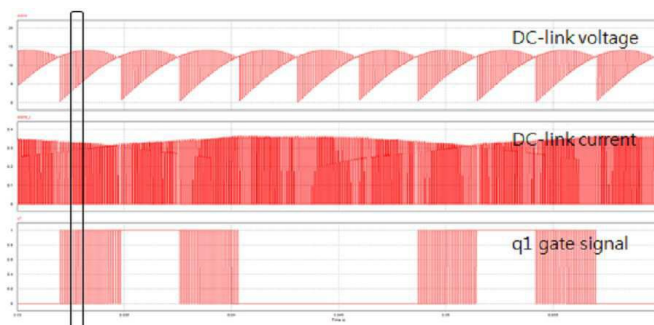
도면7



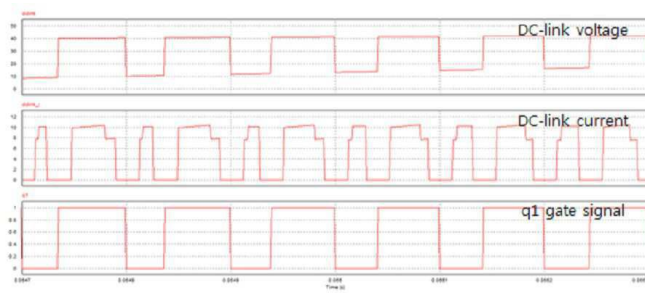
도면8



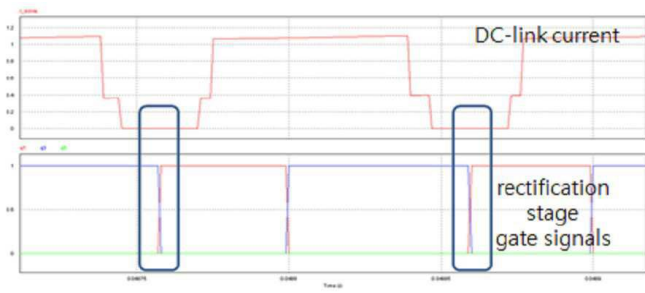
도면9



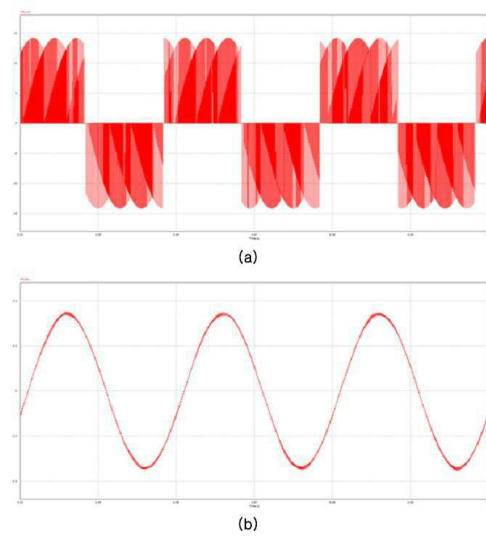
도면10



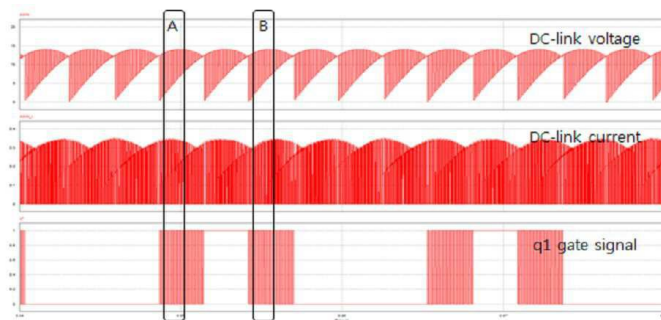
도면11



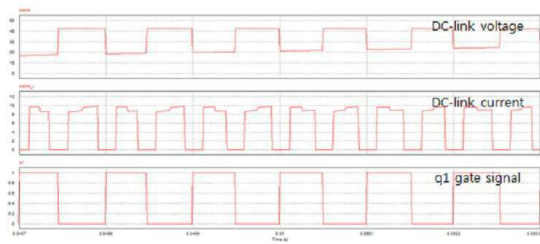
도면12



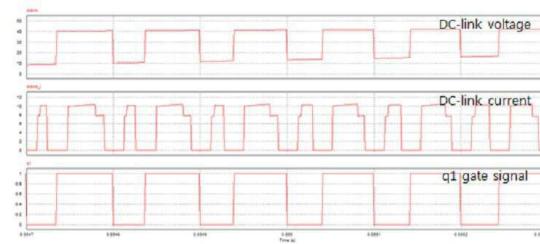
도면13



도면14

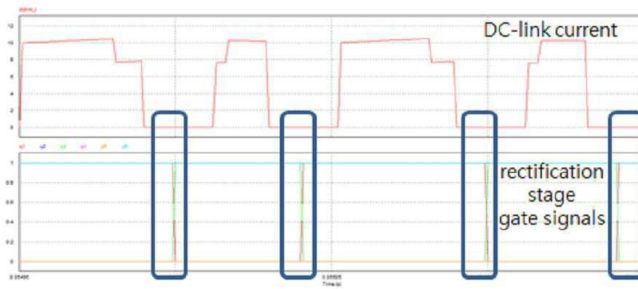


(a)

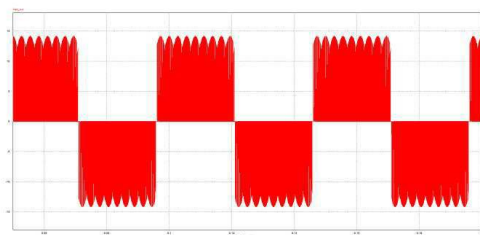


(b)

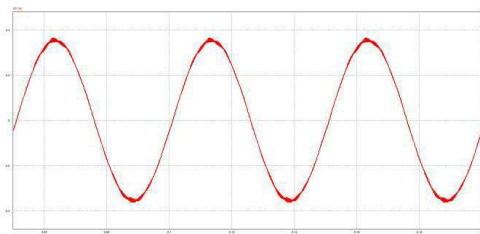
도면15



도면16

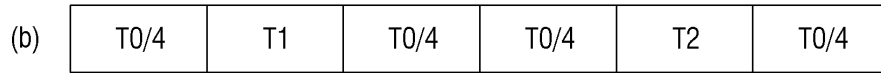
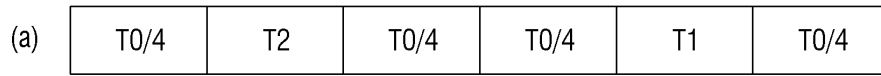


(a)

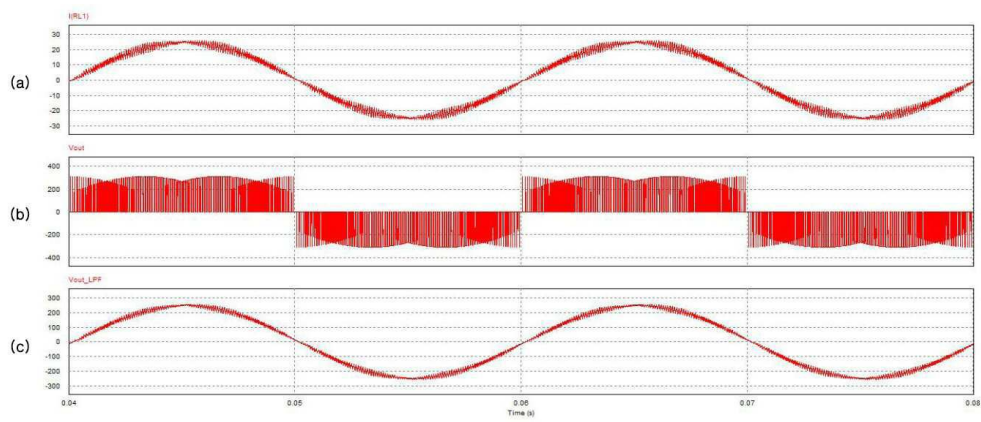


(b)

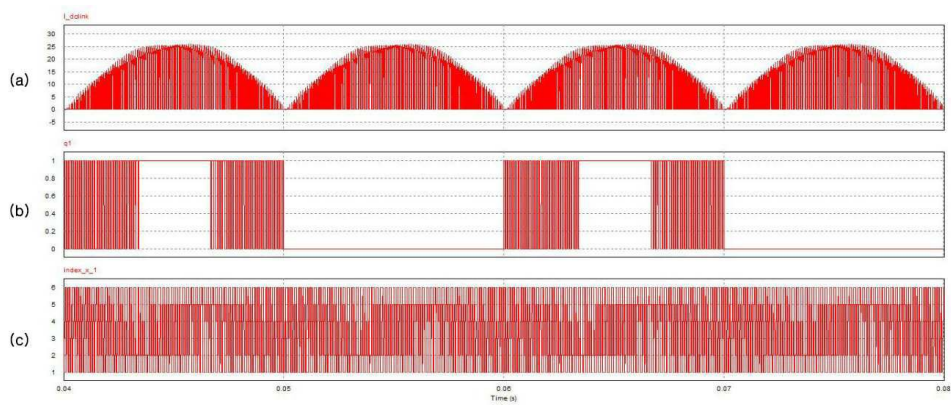
도면17



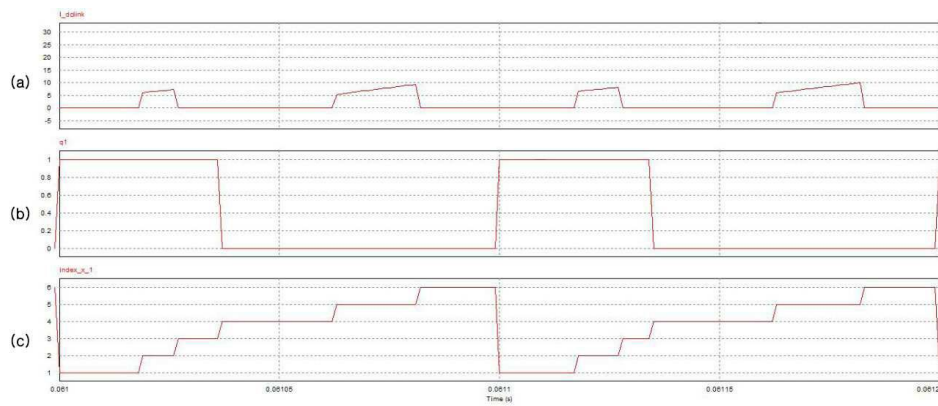
도면18



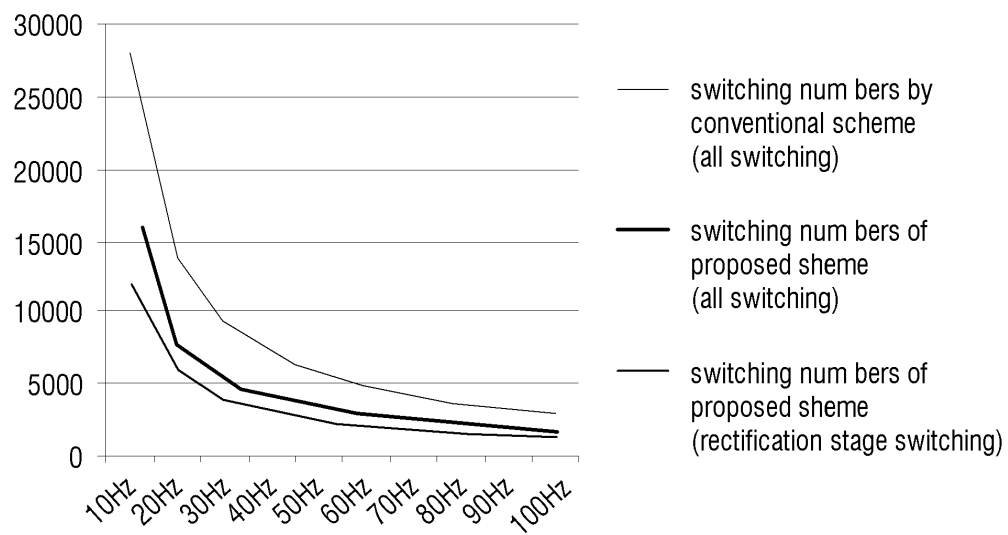
도면19



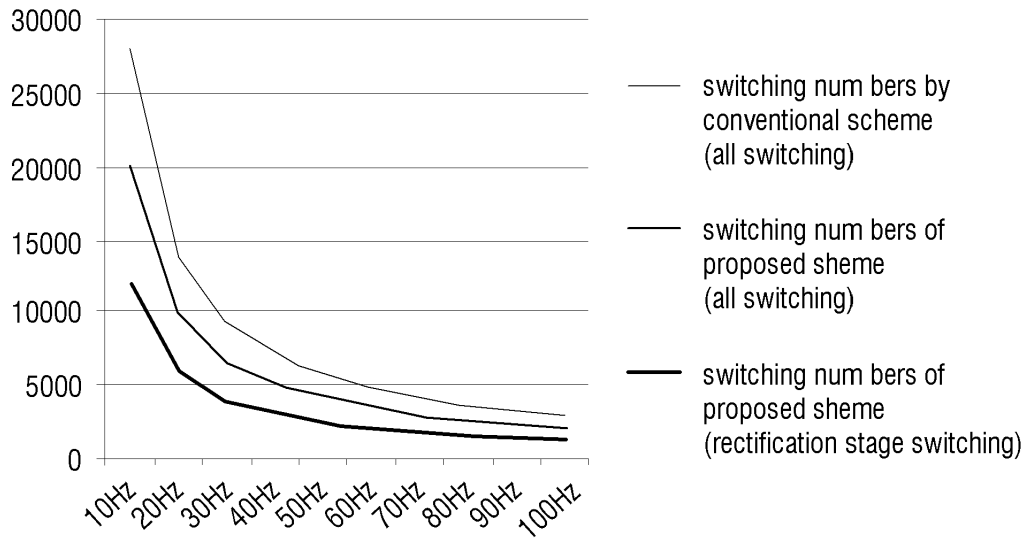
도면20



도면21



도면22



도면23

