(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년04월26일
(11) 등록번호 10-2244182
(24) 등록일자 2021년04월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H02M 7/483 (2007.01) *H02M 1/12* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H02M 7/483 (2013.01)
H02M 1/12 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2019-0072455
(22) 출원일자 2019년06월18일
심사청구일자 2019년06월18일
(65) 공개번호 10-2020-0001498
(43) 공개일자 2020년01월06일
(30) 우선권주장
1020180073666 2018년06월26일 대한민국(KR)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020170097398 A
KR1020160122378 A

(73) 특허권자
명지대학교 산학협력단
경기도 용인시 처인구 명지로 116 (남동, 명지대학교)
(72) 발명자
한병문
서울특별시 서초구 서리풀4길 8 (서초동, 상지리치빌 B동202호)
김용화
경기도 성남시 분당구 정자일로 120, 5층 B-501호(정자동, 삼성아데나루체)
김도현
경기도 수원시 권선구 금곡로140번길 73, 903동 1103호(호매실동, 칠보마을9단지)
(74) 대리인
송인호, 최관락

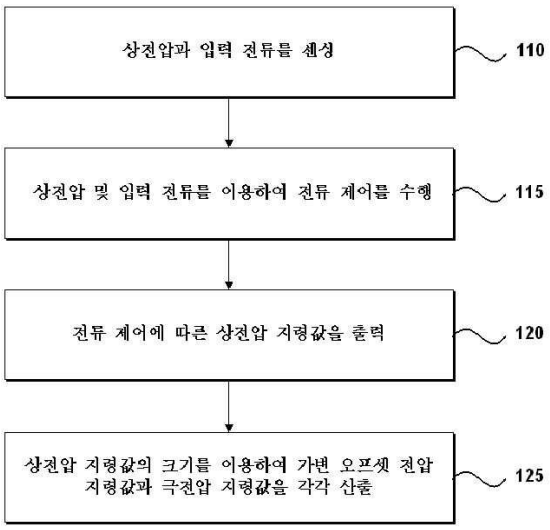
전체 청구항 수 : 총 8 항 심사관 : 백형열

(54) 발명의 명칭 **모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치**

(57) 요 약

모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치가 개시된다. 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법은, (a) 센싱된 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행하는 단계; (b) 상기 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력하는 단계; 및 (c) 상기 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 산출하되, 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 단계를 포함한다.

대 표 도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	20179310100050
부처명	산업통상자원부
과제관리(전문)기관명	한국에너지기술평가원
연구사업명	멀티터미널직류송배전시스템개발
연구과제명	전압형 HVDC용 전력기기 감시진단 기술개발
기 여 율	1/1
과제수행기관명	한국전기연구원
연구기간	2017.11.01 ~ 2018.10.31

공지예외적용 : 있음

명 세 서

청구범위

청구항 1

(a) 센싱된 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행하는 단계;

(b) 상기 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력하는 단계; 및

(c) 상기 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 산출하되, 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 단계를 포함하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법.

청구항 2

제1 항에 있어서,

상기 (c) 단계는,

상기 극전압의 최대 크기가 $V_{DC}/2$ 가 되도록 상기 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 것을 특징으로 하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법.

청구항 3

제1 항에 있어서,

상기 (c) 단계는,

상기 상전압 지령값의 크기에 따라 상이한 가중치가 적용되어 상기 가변 오프셋 전압 지령값이 산출되는 것을 특징으로 하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법.

청구항 4

제3 항에 있어서,

전압 변조 지수가 기준치 이상인 경우, 상기 가중치(α)는 하기 수학식을 이용하여 계산되는 것을 특징으로 하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법.

$$\alpha = 4 - \frac{4}{MI}$$

여기서, MI는 전압 변조 지수를 나타냄.

청구항 5

제3 항에 있어서,

전압 변조 지수가 기준치 미만인 경우, 상기 가중치(α)는 하기 수학식을 이용하여 계산되는 것을 특징으로 하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법.

$$\alpha = -\sqrt{\frac{4}{MI^2} - 3} + 1$$

여기서, MI는 전압 변조 지수를 나타냄.

청구항 6

모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치에 있어서,

센싱된 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행하고, 상기 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력하는 전류 제어부; 및

상기 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 산출하되, 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 계산부를 포함하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치.

청구항 7

제6 항에 있어서,

상기 계산부는,

상기 극전압의 최대 크기가 $V_{DC}/2$ 가 되도록 상기 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 것을 특징으로 하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치.

청구항 8

제6 항에 있어서,

상기 계산부는,

상기 상전압 지령값의 크기에 따라 상이한 가중치를 적용하여 상기 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 것을 특징으로 하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0003] 최근 화석연료의 고갈과 탄산가스배출의 저감을 위해 해상 풍력발전단지가 건설되면서 생산된 전력을 육지로 효율적으로 전송하기 위한 방안으로 고압 또는 중압 직류송전시스템이 설치 운영되고 있다.

[0004] 이러한 목적으로 사용 중인 직류송전시스템은 스위칭소자로 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)를 사용하는 전압형 컨버터로 구성되어 있다. 따라서 출력전압의 크기와 위상 제어가 가능하여 연계된 교류계통에서 소요되는 유·무효전력의 독립적인 제어가 가능하다. 직류송전용 전압형 컨버터는 초기에는 다수의 스위칭소자를 직결한 낮은 주파수의 PWM (Pulse Width Modulation)으로 동작하는 3-레벨 방식이 제안되었으나 높은 스위칭 손실과 고조파 레벨 때문에 시스템의 효율이 낮고 필터의 외형이 큰 단점을 나타내었다.

[0005] 이러한 단점을 해결하는 방안으로 2개 또는 4개의 IGBT와 커패시터를 가지고 반-브리지 또는 풀-브리지로 서브모듈 (SM: Sub-Module)을 구성한 후 다수의 SM을 직렬로 연결하여 구성한 모듈형 멀티레벨 컨버터 (MMC: Modular Multilevel Converter)가 제안되었다. MMC는 동작전압에 따라 직렬로 연결하는 SM의 개수를 증감할 수

있어 컨버터 구성에 유연성이 있고 직렬로 연결된 각 SM은 낮은 주파수로 스위칭이 가능하여 스위칭손실이 작고 또한 SM의 개수가 증가할 경우 형성되는 출력전압의 고조파가 대단히 낮은 장점을 갖는다. 따라서 고압과 중압 직류송전시스템에서 가장 적합한 컨버터로 알려져 최근 널리 활용되고 있다.

[0006] 고압 직류송전시스템에서 사용되는 MMC의 경우 직류전압이 200-320kV 이고 암(arm)당 SM의 개수가 대략 150-300에 달한다. 출력전압을 형성하는 컨버터의 모듈레이션 방식은 계단파형을 형성하는 근사레벨제어 (NLC: Nearest Level Control)를 사용한다. 반면에 중압 직류송전시스템에 사용되는 MMC의 경우 직류전압이 2.4-6.6kV 이고 암당 SM의 개수가 대략 10-50 정도이다. 출력전압을 형성하는 컨버터의 모듈레이션 방식은 암당 모듈 수에 따라 스위칭손실과 고조파레벨을 고려하여 위상쉬프팅 (Phase Shifting) PWM과 NLC를 사용한다.

[0007] NLC 방식은 구현이 간단하고 스위칭 주파수가 낮아 스위칭손실이 적은 장점을 갖지만 전압 변조지수(MI: Modulation Index)에 따라 출력전압의 동작레벨이 정해지므로 동작레벨이 낮을 경우 전고조파 왜형률 (THD: Total Harmonic Distortion)이 높은 단점을 갖는다. 특히 중압에서 사용되는 MMC의 경우 SM의 개수가 적어 더 큰 영향을 받는다.

선행기술문헌

특허문헌

[0009] (특허문헌 0001) (01) 대한민국공개특허 제10-2018-0010850호(2018.01.31)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0010] 본 발명은 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치를 제공하기 위한 것이다.

[0011] 또한, 본 발명은 극전압이 항상 최대크기가 되도록 가변 오프셋 전압을 이용한 NLC 기반 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치를 제공하기 위한 것이다.

[0012] 또한, 본 발명은 중압 직류송전용 모듈형 멀티레벨 컨버터의 출력전압 THD를 저감할 수 있는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치를 제공하기 위한 것이다.

과제의 해결 수단

[0014] 본 발명의 일 측면에 따르면, 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법이 제공된다.

[0015] 본 발명의 일 실시예에 따르면, (a) 센싱된 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행하는 단계; (b) 상기 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력하는 단계; 및 (c) 상기 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 산출하되, 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 단계를 포함하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법이 제공될 수 있다.

[0016] 상기 (c) 단계는, 상기 극전압의 최대 크기가 $V_{DC}/2$ 가 되도록 상기 가변 오프셋 전압 지령값을 산출할 수 있다.

[0017] 상기 (c) 단계는, 상기 상전압 지령값의 크기에 따라 상기 가변 오프셋 전압 지령값 산출을 위한 가중치가 상이하게 도출될 수 있다.

[0018] 상기 전압 변조 지수가 기준치 이상인 경우, 상기 가중치(α)는 하기 수학식을 이용하여 계산되되,

$$\alpha = 4 - \frac{4}{MI}$$

[0019] 여기서, MI는 전압 변조 지수를 나타낸다.

[0020] 상기 전압 변조 지수가 기준치 미만인 경우, 상기 가중치(α)는 하기 수학식을 이용하여 계산된다.

[0021] $$\alpha = -\sqrt{\frac{4}{MI^2} - 3 + 1}$$

[0023] 본 발명의 다른 측면에 따르면, 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치가 제공된다.

[0024] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치에 있어서, 센싱된 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행하고, 상기 전류 제어에 따른 상기 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력하는 전류 제어부; 및 상기 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 산출하되, 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출하는 계산부를 포함하는 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치가 제공될 수 있다.

[0025] 상기 계산부는, 상기 극전압이 $V_{DC}/2$ 가 되도록 상기 가변 오프셋 전압 지령값을 산출할 수 있다.

[0026] 상기 계산부는, 상기 상전압 지령값의 크기에 따라 상기 가변 오프셋 전압 지령값 산출을 위한 가중치를 상이하게 도출할 수 있다.

발명의 효과

[0028] 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 변조 방법 및 그 장치를 제공함으로써, 가변 오프셋 전압을 이용하여 극전압이 항상 최대 크기를 가지도록 할 수 있다.

[0029] 또한, 본 발명은 중압 직류송전용 모듈형 멀티레벨 컨버터의 출력전압 THD를 저감할 수 있는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0031] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 가변적인 오프셋 전압을 이용한 전압 변조 방법을 나타낸 순서도.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 구성을 개략적으로 도시한 도면.

도 3은 NLC에 의한 출력 전압이 형성되는 원리를 설명하기 위해 도시한 도면.

도 4는 SM의 개수에 따른 전고조파 왜형률을 나타낸 도면이고, 도 5는 오프셋 전압에 의해 극전압이 감소하는 구간에서의 극전압, 상전압, 및 오프셋 전압을 나타낸 그래프.

도 6은 오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 커지는 구간에서의 극전압, 상전압, 및 오프셋 전압을 나타낸 그래프.

도 7은 MI의 범위에 따른 오프셋 전압 지령값 산출을 위한 가중치(α)값을 나타낸 그래프.

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터에서 최대 출력전압의 레벨 수에 상응하는 THD를 나타낸 그래프.

도 9는 정현파 방식을 적용한 경우, MI의 변화에 따른 극전압, 상전압, 오프셋 전압 및 선간전압을 나타낸 그래프.

도 10은 공간벡터 방식을 적용한 경우로 MI의 변화에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 극전압, 상전압, 오프셋 전압 그리고 선간전압을 나타낸 그래프.

도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 MI의 변화에 따른 전압, 상전압, 오프셋 전압 그리고 선간전압을 나타낸 그래프.

도 12는 각각의 MI에서 주요 전압을 확대한 파형을 나타낸 그래프.

도 13은 정현파 방식을 적용한 경우로 MI를 에서 0.8까지 일정한 기울기로 감소하였을 때, 13-레벨 MMC에서 출력되는 극전압, 상전압 그리고 오프셋 전압을 나타낸 그래프.

도 14는 동일하게 MI 변화를 주었을 때, 공간벡터 방식을 적용한 경우의 실험 파형을 나타낸 그래프.

도 15는 동일하게 MI 변화를 주었을 때, 본 발명의 일 실시예에 따른 실험 파형을 나타낸 그래프.

도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 MI에서 출력전압의 파형을 나타낸 그래프.

도 17은 각 모듈레이션 기법에 따른 출력전압 파형의 THD를 분석 정리한 그래프.

도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치의 내부 구성을 개략적으로 도시한 블록도.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0032] 본 명세서에서 사용되는 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 명세서에서, "구성된다" 또는 "포함한다" 등의 용어는 명세서상에 기재된 여러 구성 요소들, 또는 여러 단계들을 반드시 모두 포함하는 것으로 해석되지 않아야 하며, 그 중 일부 구성 요소들 또는 일부 단계들은 포함되지 않을 수도 있고, 또는 추가적인 구성 요소 또는 단계들을 더 포함할 수 있는 것으로 해석되어야 한다. 또한, 명세서에 기재된 "...부", "모듈" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어 또는 소프트웨어로 구현되거나 하드웨어와 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.

[0033] 이하, 첨부된 도면들을 참조하여 본 발명의 실시예를 상세히 설명한다.

[0035] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 가변적인 오프셋 전압을 이용한 전압 변조 방법을 나타낸 순서도이며, 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 구성을 개략적으로 도시한 도면이고, 도 3은 NLC에 의한 출력 전압이 형성되는 원리를 설명하기 위해 도시한 도면이며, 도 4는 SM의 개수에 따른 전고조파 왜형률을 나타낸 도면이고, 도 5는 오프셋 전압에 의해 극전압이 감소하는 구간에서의 극전압, 상전압, 및 오프셋 전압을 나타낸 그래프이고, 도 6은 오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 커지는 구간에서의 극전압, 상전압, 및 오프셋 전압을 나타낸 그래프이며, 도 7은 MI의 범위에 따른 오프셋 전압 지령값 산출을 위한 가중치(α) 값을 나타낸 그래프이고, 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터에서 최대 출력전압의 레벨 수에 상응하는 THD를 나타낸 그래프이며, 도 9는 정현파 방식을 적용한 경우, MI의 변화에 따른 극전압, 상전압, 오프셋 전압 및 선간전압을 나타낸 그래프이며, 도 10은 공간벡터 방식을 적용한 경우로 MI의 변화에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 극전압, 상전압, 오프셋 전압 그리고 선간전압을 나타낸 그래프이고, 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 MI의 변화에 따른 전압, 상전압, 오프셋 전압 그리고 선간전압을 나타낸 그래프이며, 도 12는 각각의 MI에서 주요 전압을 확대한 파형을 나타낸 그래프이고, 도 13은 정현파 방식을 적용한 경우로 MI를 에서 0.8까지 일정한 기울기로 감소하였을 때, 13-레벨 MMC에서 출력되는 극전압, 상전압 그리고 오프셋 전압을 나타낸 그래프이며, 도 14는 동일하게 MI 변화를 주었을 때, 공간벡터 방식을 적용한 경우의 실험 파형을 나타낸 그래프이고, 도 15는 동일하게 MI 변화를 주었을 때, 본 발명의 일 실시예에 따른 실험 파형을 나타낸 그래프이고, 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 MI에서 출력전압의 파형을 나타낸 그래프이며, 도 17은 각 모듈레이션 기법에 따른 출력전압 파형의 THD를 분석 정리한 그래프이다.

[0036] 단계 110에서 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 상전압과 입력 전류를 센싱한다.

[0037] 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)의 상전압 및 입력 전류를 센싱하는 방법은 당업자에는 자명한 사항이므로 이에 대한 별도의 설명은 생략하기로 한다.

[0038] 단계 115에서 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행한다.

[0039] 단계 120에서 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력한다.

[0040] 단계 125에서 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 각각 산출한다.

[0041] 이때, 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출할 수 있다. 본 발명의 일 실시예에 따르면, 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 MI의 크기에 따라 극전압 지령값이 항상 최대 크기를 가지도록 오프셋 전압 지령값을 가변하여 산출할 수 있다. 이때, 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 MI의 크기에 따라 극전압 지령값이 항상 최대 크기를 가지도록 오프셋 전압 지령값을 산출하도록 가중치(α)값을 MI의 크기에 따라 상이하게 산출할 수 있다.

[0042] 이에 대해 하기의 설명에 의해 보다 명확하게 이해될 것이다.

[0043] 도 2에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터는 복수의 서브 모듈(SM: Sub-Module, 이하 SM이라 칭하기로 함)로 구성되되, 다수의 SM을 직렬로 연결하여 구성될 수 있다.

[0044] 도 2는 j상(j=a, b, c)에 대한 모듈형 멀티레벨 컨버터의 회로 구성을 도시한 것으로, 여러 개의 SM이 모여서 하나의 암을 형성하고, 각 상당 상단 및 하단 두개의 암과 두개의 암 리액터로 구성될 수 있다.

[0045] SM에 구성되어 있는 반도체 스위치의 온/오프 동작에 따라 계단 파형의 암 전력을 출력하고, 출력되는 상단 및 하단 암의 전압에 의해 최종적으로 각 상의 출력 전압을 형성한다.

[0046] SM의 동작에 따라 형성되는 상단 및 하단 암 전압은 수학식 1 및 수학식 2와 같이 정의된다. 상단 암의 전압(v_{jU})은 SM의 턴-온 개수(n_U)와 상단 전압(v_{cU})의 곱으로 표현된다. 하단 암의 전압(v_{jL})도 상단 암의 전압과 동일하게 나타낼 수 있다.

수학식 1

[0047] $$v_{jU} = n_U v_{cU}$$

수학식 2

[0048] $$v_{jL} = n_L v_{cL}$$

[0049] 상단 및 하단 암에 흐르는 전류는 i_{jU} 와 i_{jL} 로 정의되면, 각 상에 출력되는 전류(i_j)는 수학식 3과 같이 유도될 수 있다.

수학식 3

[0050] $$i_j = i_{jU} - i_{jL}$$

[0051] 상단 및 하단 암에 공통으로 흐르는 순환전류(i_{jcc})는 수학식 4와 같이 유도된다.

수학식 4

[0052] $$i_{jcc} = \frac{i_{jU} + i_{jL}}{2}$$

[0053] 수학식 3 및 수학식 4에 의해 상단 및 하단 암에 흐르는 전류를 상전류와 순환전류로 각각 나타내면, 수학식 5 및 수학식 6과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

[0054] $$i_{jU} = \frac{1}{2} i_j + i_{jcc}$$

수학식 6

[0055] $$i_{jL} = -\frac{1}{2} i_j + i_{jcc}$$

[0056] 도 2에서 키르히호프의 전압 법칙(KVL: Kirchhoffs Voltage Law)을 적용하면 수학식 7 및 수학식 8이 유도될 수 있다.

수학식 7

[0057] $$v_{jo} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{jU} - R_{arm} i_{jU} - L_{arm} \frac{di_{jU}}{dt}$$

수학식 8

[0058] $$v_{jo} = -\frac{V_{dc}}{2} + v_{jL} + R_{arm} i_{jL} + L_{arm} \frac{di_{jL}}{dt}$$

[0059] 수학식 3을 수학식 7 및 수학식 8에 대입하여 정리하면 수학식 9와 같다.

수학식 9

[0060] $$v_{jo} = \frac{v_{jL} - v_{jU}}{2} - \frac{1}{2}\left(R_{arm} + L_{arm} \frac{d}{dt}\right) i_j$$

[0061] 수학식 9에서 출력되는 극전압(v_{jo})은 암 리액터에 의한 전압 강하가 존재함을 알 수 있다. 위상은 하단 암 전압(v_{jL})과 동상이고, 상단 암 전압(v_{jU})과는 180° 의 위상차가 존재하는 것을 알 수 있다.

[0062] 모듈형 멀티레벨 컨버터가 상위 제어기에서 출력되는 전압 지령값과 동일한 형태의 출력 전압을 형성하기 위해서는 모듈레이션(변조 기법)이 필요하다. 본 발명의 일 실시예에서는 근사레벨제어(NLC: Nearest Level Control, NLC라 칭하기로 함) 기법을 이용하므로 이에 대해 설명하기로 한다.

[0063] 도 3은 NLC에 의한 출력 전압이 형성되는 원리를 설명하기 위해 도시한 도면이다. NLC는 반올림 함수를 적용하여 레벨이 변경되는 시점을 결정하여 계단 파형을 형성하는 방식으로 간단한 연산을 통해 정현파에 가까운 출력 전압을 형성한다.

[0064] NLC에서 전압 변조지수(MI: Modulation Index, 이하 MI라 칭하기로 함)의 대소에 따라 모듈형 멀티레벨 컨버터의 동작레벨이 결정된다. MI는 직류전압 대비 출력 가능한 교류전압의 비율, 유효 및 무효 전력량, 순환전류에

의한 전압 등과 같은 다양한 요소에 의해 결정된다.

[0065] MI는 수학식 10에 의해 산출될 수 있다.

수학식 10

$$MI = \frac{V_{ac\text{-}peak}}{V_{dc}/2}$$

[0066]

[0067] 상단 및 하단 암의 극전압 지령값은 교류 형태의 코사인 함수와 MI로 정의되며, 이는 수학식 11 및 수학식 12와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$v^{*}_{jU_pole} = \frac{V_{dc}}{2}[1 - MIcos(\omega t)]$$

[0068]

수학식 12

$$v^{*}_{jL_pole} = \frac{V_{dc}}{2}[1 + MIcos(\omega t)]$$

[0069]

[0070] 도 4는 모듈형 멀티레벨 컨버터에서 출력전압의 형성에 참여하는 SM의 범위를 $9 \leq N \leq 200$ 로 설정했을 때, SM의 개수에 따른 전고조파 왜형률(THD, 이하 THD라 칭하기로 함)을 연산하여 나타낸 것이다. 모듈형 멀티레벨 컨버터의 출력전압 레벨이 40이상일 경우 출력전압은 1%이하의 낮은 THD를 유지하기 때문에 시스템 성능에 큰 영향을 미치지 않지만 출력전압 레벨이 40 이하일 경우 출력전압의 THD는 크게 변동함을 알 수 있다.

[0071] 멀티레벨 컨버터의 출력 전압인 극전압(v_{abco})은 각 상의 SM 상태에 따라 결정되며, 상전압(v_{abcn})과 오프셋 전압(v_{no})의 합으로 이루어진다. 이를 수학식으로 나타내면, 수학식 13과 같다.

수학식 13

$$v_{abco} = v_{abcn} + v_{no}$$

[0072]

[0073] 오프셋 전압을 이용한 공간벡터를 구현하기 위해서는 수학식 14와 같이 최대 극전압과 최소 극전압의 절대값이 동일하게 되도록 설정해야 한다. 이로 인해 오프셋 전압은 수학식 15와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 14

$$v^{*}_{max} + v_{no} = -(v^{*}_{min} + v_{no})$$

[0074]

수학식 15

[0075] $$v_{no} = -\frac{v_{max}^{*} + v_{min}^{*}}{2}$$

[0076] 이러한 종래의 오프셋 전압을 이용한 공간벡터 변조방식은 MI를 선형적으로 $2/\sqrt{3}$까지 사용 가능하여 정현파 변조 방식에 비해 15.47% 증가된 선형 제어 영역을 가진다. 이는 기본파 성분의 1/6배 정도인 오프셋 전압을 이용하여 극전압의 크기를 낮추기 때문이다. 하지만 최대 MI 이외의 영역에서 극전압 크기의 감소로 인해 발생되는 모듈형 멀티레벨 컨버터 출력전압 레벨의 감소는 SM 평균 스위칭, 커패시터 맥동전압, 출력전압 성능 등의 다양한 문제를 유발한다.

[0077] 따라서, 본 발명의 일 실시예에서는 모듈형 멀티레벨 컨버터에 NLC를 적용할 때, 출력 전압 레벨 감소로 인해 발생되는 문제를 해결하기 위해 MI의 크기와 무관하게 항상 일정한 극전압을 출력하도록 가변 오프셋 전압을 제안하였다.

[0078] 가변 오프셋 전압 지령값은 수학식 16과 같이 계산될 수 있다.

수학식 16

[0079] $$v_{no} = -\alpha\frac{v_{max}^{*} + v_{min}^{*}}{2}$$

[0080] 여기서, α는 오프셋 전압의 가중치(크기 변수)를 나타낸다. 여기서, α는 극전압이 일정한 최대치를 유지하기 위한 가중치로 극전압의 최대값 방정식을 이용하여 산출 가능하며, MI의 영역에 의해 두 가지 영역으로 구분된다.

[0081] 즉, 오프셋 전압에 의해 극전압이 감소하는 제1 구간과, 오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 커지는 제2 구간을 구분하여 설명하기로 한다.

[0082] i) 제1 구간(오프셋 전압에 의해 극전압이 감소하는 구간)

[0083] $1 \leq MI \leq 2/\sqrt{3}$ 구간(영역)에서 가중치(α) 설정에 대해 분석하기로 한다.

[0084] 도 5는 제1 영역(구간)에서 극전압, 상전압, 및 오프셋 전압을 각각 나타낸다. 오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 작아지고 극전압 최대값의 위상이 가변하는 것을 알 수 있다.

[0085] 계통 전압의 상전압을 MI와 직류 전압으로 나타내면, 수학식 17 내지 수학식 19와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 17

[0086] $$v_{an} = MI \times \frac{V_{dc}}{2} sin(\omega t)$$

수학식 18

$$v_{bn} = MI \times \frac{V_{dc}}{2} sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$$

[0087]

수학식 19

$$v_{cn} = MI \times \frac{V_{dc}}{2} sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

[0088]

[0089] 본 발명의 일 실시예에 따른 MI의 크기와 무관하게 항상 일정한 극전압을 출력하도록 적용하면 극전압은 위상에 따라 4가지 경우의 수를 가지며, 이는 수학식 20 내지 수학식 23과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 20

$$v_{ao1} = v_{an} + \frac{\alpha}{2} v_{an} \ : at \left(0 \leq \omega t_1 \leq \frac{\pi}{6} \right)$$

[0090]

수학식 21

$$v_{ao2} = v_{an} + \frac{\alpha}{2} v_{cn} \ : at \left(\frac{\pi}{6} \leq \omega t_2 \leq \frac{\pi}{2} \right)$$

[0091]

수학식 22

$$v_{ao3} = v_{an} + \frac{\alpha}{2} v_{bn} \ : at \left(\frac{\pi}{2} \leq \omega t_3 \leq \frac{5\pi}{6} \right)$$

[0092]

수학식 23

$$v_{ao4} = v_{an} + \frac{\alpha}{2} v_{an} \ : at \left(\frac{5\pi}{6} \leq \omega t_4 \leq \pi \right)$$

[0093]

[0094] 극전압이 최대값을 가질때의 위상을 도출하기 위해 수학식 20 내지 수학식 23을 미분하면 수학식 24 내지 수학식 27과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 24

$$\frac{dv_{ao1}}{d(\omega t_1)} = MI\frac{V_{dc}(2+\alpha)}{4}cos(\omega t_1)$$

[0095]

수학식 25

$$\frac{dV_{ao2}}{d(\omega t_2)} = MI\frac{V_{dc}\sqrt{(\alpha-1)^2+3}}{4}cos(\omega t_2+\gamma)$$

[0096]

수학식 26

$$\frac{dv_{ao3}}{d(\omega t_3)} = MI\frac{V_{dc}\sqrt{(\alpha-1)^2+3}}{4}cos(\omega t_3-\gamma)$$

[0097]

수학식 27

$$\frac{dv_{ao4}}{d(\omega t_4)} = MI\frac{V_{dc}(2+\alpha)}{4}cos(\omega t_4) = 0$$

[0098]

[0099] 수학식 24 내지 수학식 27로부터 극전압이 최대값을 가지는 위상(ωt)은 수학식 28 내지 수학식 31과 같이 산출될 수 있다.

수학식 28

$$\omega t_1 = \frac{\pi}{2} \quad : at \left(0 \le \omega t_1 \le \frac{\pi}{6}\right)$$

[0100]

수학식 29

$$\omega t_2 = \frac{\pi}{2} - tan^{-1}\frac{\sqrt{3}\,\alpha}{4-\alpha} \quad : at \left(\frac{\pi}{6} \le \omega t_2 \le \frac{\pi}{2}\right)$$

[0101]

수학식 30

[0102] $$\omega t_3 = \frac{\pi}{2} + tan^{-1}\frac{\sqrt{3}\alpha}{4-\alpha} \quad : at\left(\frac{\pi}{2} \le \omega t_3 \le \frac{5\pi}{6}\right)$$

수학식 31

[0103] $$\omega t_4 = \frac{\pi}{2} \quad : at\left(\frac{5\pi}{6} \le \omega t_4 \le \pi\right)$$

[0104] 수학식 28 내지 수학식 31에서 위상 범위의 조건을 만족하는 수학식 29 및 20 구간에서의 극전압의 최대값이 존재하며, 해당 위상에서의 극전압 최대값은 수학식 32와 같다.

수학식 32

[0105] $$v_{ao.peak2} = v_{ao.peak3} = MI\frac{V_{dc}}{2}\frac{\sqrt{(\alpha-1)^2+3}}{4}$$

[0106] 여기서, 이 극전압의 최대값이 항상 최대 크기로 유지되도록 하기 위해 수학식 33과 같이 나타낼 수 있으며, 이때 가중치(α)값은 수학식 34와 같이 산출될 수 있다.

수학식 33

[0107] $$v_{ao.peak} = MI\frac{V_{dc}}{2}\frac{\sqrt{(\alpha-1)^2+3}}{4} = \frac{V_{dc}}{2}$$

수학식 34

[0108] $$\alpha = -\sqrt{\frac{4}{MI^2}-3}+1 \quad : at\left(1 \le MI \le \frac{2}{\sqrt{3}}\right)$$

[0110] ii) 제2 구간(오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 커지는 구간)

[0111] 오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 커지는 $0 < MI < 1$ 영역(구간)에서의 가중치(α)값 설정에 대해 설명하기로 한다.

[0112] 도 6은 오프셋 전압에 의해 극전압이 상전압보다 커지는 $0 < MI < 1$ 영역에서의 극전압, 상전압 및 오프셋 전압을 나타내며, 제1 구간에서는 극전압 최대값의 위상이 고정적이지 않은 반면, 제2 구간에서는 위상 $\omega t = \pi/2$ 에서 극전압이 항상 최대값으로 존재하는 것을 알 수 있다.

[0113] 제2 구간에서의 극전압 방정식은 수학식 35와 같이 정의될 수 있다.

수학식 35

$$v_{ao} = v_{an} + \frac{\alpha}{2} v_{bn} = v_{an} + \frac{\alpha}{2} v_{cn}$$
$$= MI \frac{V_{dc}\sqrt{(\alpha-1)^2+3}}{4} sin(\omega t \pm \gamma)$$

[0114]

[0115] 수학식 35에서 극전압이 항상 최대로 출력되는 위상을 적용한 극전압 최대값은 수학식 36과 같이 정의된다.

수학식 36

$$v_{ao.peak} = MI \frac{V_{dc}}{2} \times \frac{4-\alpha}{4}$$

[0116]

[0117] 극전압의 최대값이 항상 최대로 유지하기 위해 수학식 37과 같이 정의되고, 오프셋 전압 지령값 산출을 위한 가중치(α)값은 수학식 38과 같이 산출될 수 있다.

수학식 37

$$v_{ao.peak} = MI \frac{V_{dc}}{2} \times \frac{4-\alpha}{4} = \frac{V_{dc}}{2}$$

[0118]

수학식 38

$$\alpha = 4 - \frac{4}{MI} \ : at \ (0 < MI \leq 1)$$

[0119]

[0120] 도 7은 MI의 범위에 따른 오프셋 전압 지령값 산출을 위한 가중치(α)값을 나타낸 그래프이다. MI의 범위가 1을 기점으로 서로 다른 특성을 나타내며, 극전압의 크기를 항상 최대로 출력하기 위한 값을 나타낸다.

[0121] 따라서, 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행하며, 이를 통해 상전압 지령값을 출력할 수 있다. 이어, 출력된 상전압 지령의 크기를 기반으로 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령을 각각 산출할 수 있다.

[0123] 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터에서 최대 출력전압의 레벨 수에 상응하는 THD를 나타낸 그래프이다. 보다 상세하게 도 8은 모듈형 멀티레벨 컨버터에서 최대 출력전압의 레벨 수가 10 내지 25인 경우 MI의 변동범위를 $0.6 \leq MI \leq 1$ 로 하였을 때 THD를 연산한 결과를 나타낸 것이다. 출력전압의 레벨 수가 증가하면 THD는 감소하고 또한 모듈레이션 인덱스 MI가 증가함에 따라 THD는 감소하는 것을 알 수 있다. 그러나 특정 구간에서 비선형적으로 감소함을 알 수 있는데 이는 특정 구간에서 MI에 따라 출력전압의 레벨이 변동하기 때문이다. 이러한 변동이 일어나는 시점은 MI의 변동구간에 따라 수학식 39와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 39

$$N+1\ level\ : at\left(\frac{N-1}{N} \le MI\right)$$
$$N-1\ level\ : at\left(\frac{N-3}{N} \le MI < \frac{N-1}{N}\right)$$
$$N-3\ level\ : at\left(\frac{N-5}{N} \le MI < \frac{N-3}{N}\right)$$
$$\vdots$$

[0124]

[0126] 도 9는 정현파 방식을 적용한 경우, MI의 변화에 따른 극전압, 상전압, 오프셋 전압 및 선간전압을 나타낸 그래프이다.

[0127] MI를 에서 0.8까지 일정한 기울기로 감소시켰을 때, 출력전압 레벨은 모듈형 멀티레벨 컨버터의 전압 형성 특성상 수학식 40 및 수학식 42과 같이 나타낼 수 잇다. 시뮬레이션에서 모듈형 멀티레벨 컨버터를 13-레벨로 설계하였기 때문에 MI가 0.9167보다 작아지는 영역에서는 극전압의 출력 레벨이 11-레벨로 감소하게 된다.

수학식 40

$$N+1\ level\ : at\left(\frac{N-1}{N} \le MI\right)$$

[0128]

수학식 41

$$N-1\ level\ : at\left(\frac{N-3}{N} \le MI < \frac{N-1}{N}\right)$$

[0129]

[0130] 도 10은 공간벡터 방식을 적용한 경우로 MI의 변화에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 극전압, 상전압, 오프셋 전압 그리고 선간전압을 나타낸 그래프이다. 이 경우 MI의 영역에 따라 수학식 42 내지 수학식 44와 같이 출력 레벨이 결정된다. 시뮬레이션에서 모듈형 멀티레벨 컨버터를 13-레벨로 설계하였기 때문에 MI가 1.058보다 작아지는 영역에서는 극전압의 출력 레벨이 11-레벨로 출력되고, MI가 0.866보다 작아지는 영역에서는 극전압의 출력 레벨이 9-레벨로 출력된다.

수학식 42

$$N+1\ level\ : at\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{N-1}{N} \le MI\right)$$

[0131]

수학식 43

[0132] $$N-1\ level\ \ :at\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{N-3}{N}\leq MI<\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{N-1}{N}\right)$$

수학식 44

[0133] $$N-3\ level\ \ :at\left(\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{N-5}{N}\leq MI<\frac{2}{\sqrt{3}}\frac{N-3}{N}\right)$$

[0135] 도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 MI의 변화에 따른 전압, 상전압, 오프셋 전압 그리고 선간전압을 나타낸 그래프이다. 본 발명의 일 실시예에 따른 방식에 의해 MI의 변화에 따라 출력 극전압이 전 영역에서 일정한 최대레벨로 출력되고, 극전압과 오프셋 전압의 차로 상전압이 나타난다. 이로 인해 형성되는 상전압과 선간전압이 다른 방식들에 비해 선형적으로 형성하는 것을 알 수 있다.

[0137] 도 12는 각각의 MI에서 주요 전압을 확대한 파형을 나타낸 그래프이다. 도 12 (a)는 MI가 인 경우로 과변조 영역의 상전압을 오프셋 전압을 이용하여 선형적인 영역으로 극전압으로 형성한다. 도 12 (b)는 MI가 0.8인 경우로 극전압의 출력레벨을 13-레벨로 출력하기 위해 오프셋 전압을 이용하여 극전압의 최댓값을 직류단 전압의 절반에 해당되는 크기로 형성한다.

[0139] 도 13은 정현파 방식을 적용한 경우로 MI를 에서 0.8까지 일정한 기울기로 감소하였을 때, 13-레벨 MMC에서 출력되는 극전압, 상전압 그리고 오프셋 전압을 나타낸 그래프이다. 이때, 13-레벨의 MMC는 전압 형성 특성상 MI가 0.917보다 작아지는 경우에 11-레벨로 출력 전압이 형성되는 것을 확인 할 수 있다.

[0141] 도 14는 동일하게 MI 변화를 주었을 때, 공간벡터 방식을 적용한 경우의 실험 파형이다. 이때, 13-레벨의 MMC의 극전압은 전압 형성 특성상 MI가 1.058보다 작아지는 영역에서는 극전압의 출력 레벨이 11-레벨, MI가 0.866보다 작아지는 영역에서는 극전압의 출력 레벨이 9-레벨로 감소하는 것을 확인할 수 있다.

[0143] 도 15는 동일하게 MI 변화를 주었을 때, 본 발명의 일 실시예에 따른 실험 파형을 나타낸 그래프이다. 이때, 출력 극전압은 전 영역에서 일정한 최대레벨로 출력되고, 오프셋 전압과의 차로 상전압이 형성된다. 형성된 상전압은 다른 방식들에 비해 선형적 파형을 갖는다.

[0145] 도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 MI에서 출력전압의 파형을 나타낸 그래프이다. 도 16 (a)는 MI가 인 경우로 극전압은 13-레벨로 출력되고, 이에 의해 선간전압이 형성된다. 이때의 극전압과 선간전압의 THD는 각각 21.02%, 2.07%으로 극전압의 크기를 상전압의 크기보다 낮추기 위해 영상분 전압이 추가되어 있다. 도 16 (b)는 MI가 0.8인 경우로 극전압은 13-레벨로 출력되고 이에 의해 선간전압이 형성된다. 이때의 극전압과 선간전압의 THD는 각각 22.24%, 2.17%으로 극전압의 크기를 상전압의 크기보다 키우기 위해 영상분 전압이 추가되어 있다. 이 방식은 MI의 전 영역에서 일정한 최대 레벨로 극전압이 형성됨을 나타낸다.

[0147] 도 17은 각 모듈레이션 기법에 따른 출력전압 파형의 THD를 분석 정리한 그래프이다. 극전압의 THD에서 공간벡터 방식은 기본파 성분의 1/3정도에 해당되는 오프셋 전압을 가지고 있다. 반면 본 발명의 일 실시예에 따른 MI에 따라 변화되는 오프셋 전압으로 인해 THD가 변동 가능함을 알 수 있다. 이를 통해 형성되는 선간전압의 THD는 다른 방식들에 비해 개선됨을 알 수 있다.

[0149] 도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치의 내부 구성을 개략적으로 도시한 블록도이다.

[0150] 도 18을 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치(100)는 전류 제어부(1810) 및 계산부(1820)를 포함하여 구성된다.

[0151] 전류 제어부(1810)는 센싱된 상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행할 수 있다. 이때, 전류 제어부

(1810)는 전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력할 수 있다.

[0152] 계산부(1820)는 상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 산출하되, 극전압의 크기가 최대가 되도록 가변 오프셋 전압 지령값을 산출한다.

[0153] 이때, 계산부(1820)는 극전압이 항상 최대 크기를 가지도록 오프셋 전압 지령값을 가변적으로 산출할 수 있다. 이에 대해서는 이미 전술한 바와 같으므로 중복되는 설명은 생략하기로 한다.

[0155] 본 발명의 실시 예에 따른 장치 및 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 분야 통상의 기술자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media) 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다.

[0156] 상술한 하드웨어 장치는 본 발명의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

[0157] 이제까지 본 발명에 대하여 그 실시 예들을 중심으로 살펴보았다. 본 발명이 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 실시 예들은 한정적인 관점이 아니라 설명적인 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 전술한 설명이 아니라 특허청구범위에 나타나 있으며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명에 포함된 것으로 해석되어야 할 것이다.

부호의 설명

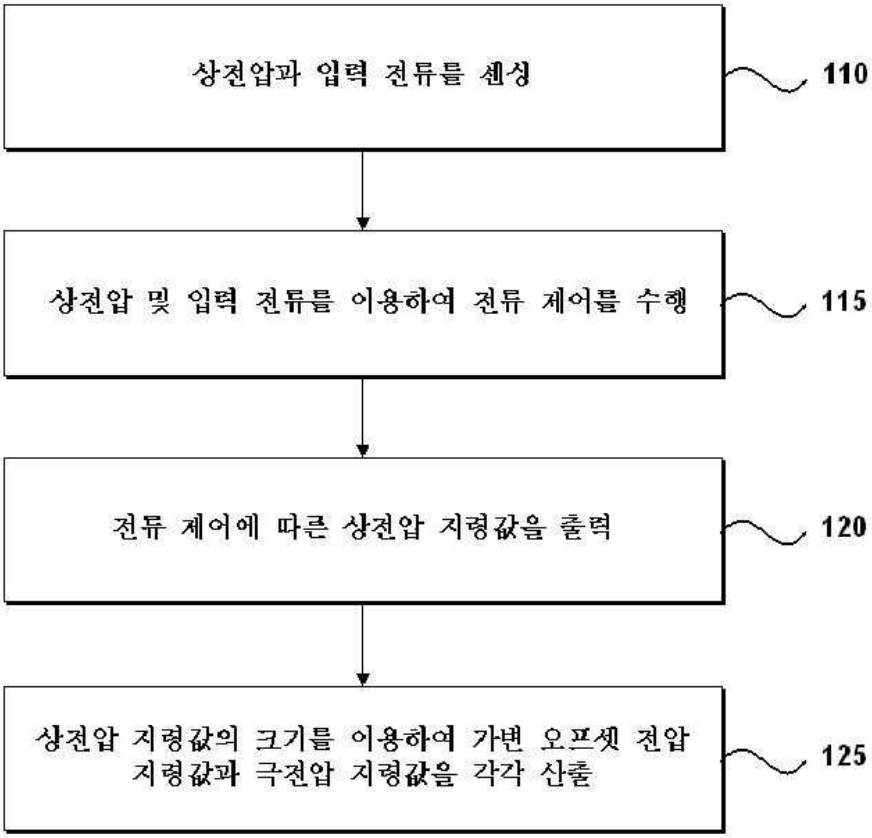
[0159] 100: 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 장치

1810: 전류 제어부

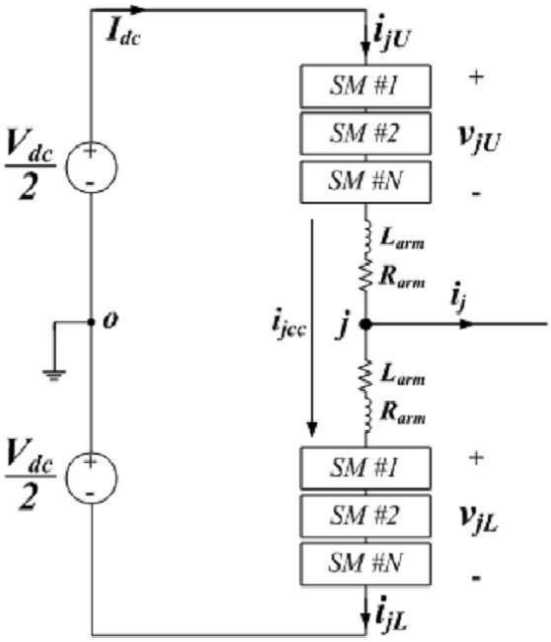
1820: 계산부

도면

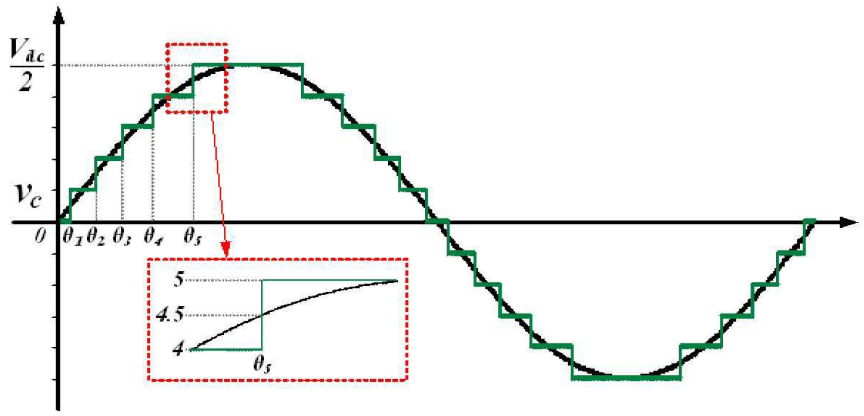
도면1


상전압과 입력 전류를 센싱
110
상전압 및 입력 전류를 이용하여 전류 제어를 수행
115
전류 제어에 따른 상전압 지령값을 출력
120
상전압 지령값의 크기를 이용하여 가변 오프셋 전압 지령값과 극전압 지령값을 각각 산출
125

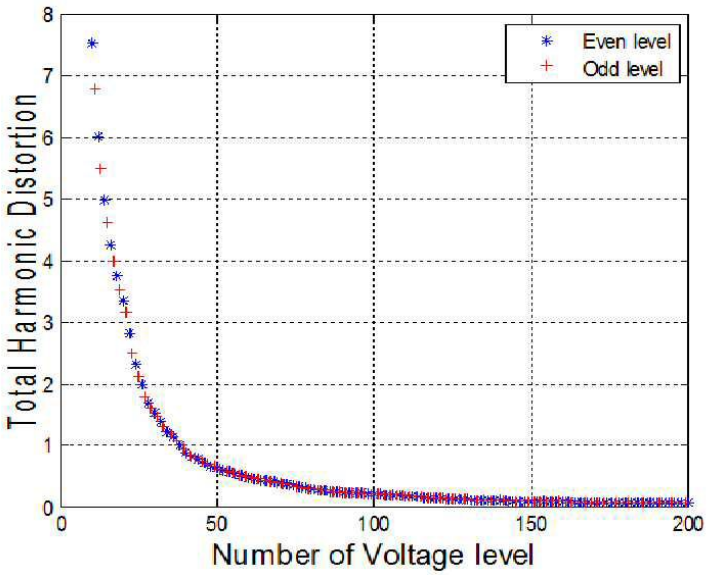
도면2


I_{dc}
i_{jU}
SM #1
SM #2
SM #N
+
v_{jU}
-
V_{dc} / 2
L_{arm}
R_{arm}
i_j
i_{jcc}
j
o
L_{arm}
R_{arm}
V_{dc} / 2
SM #1
SM #2
SM #N
+
v_{jL}
-
i_{jL}

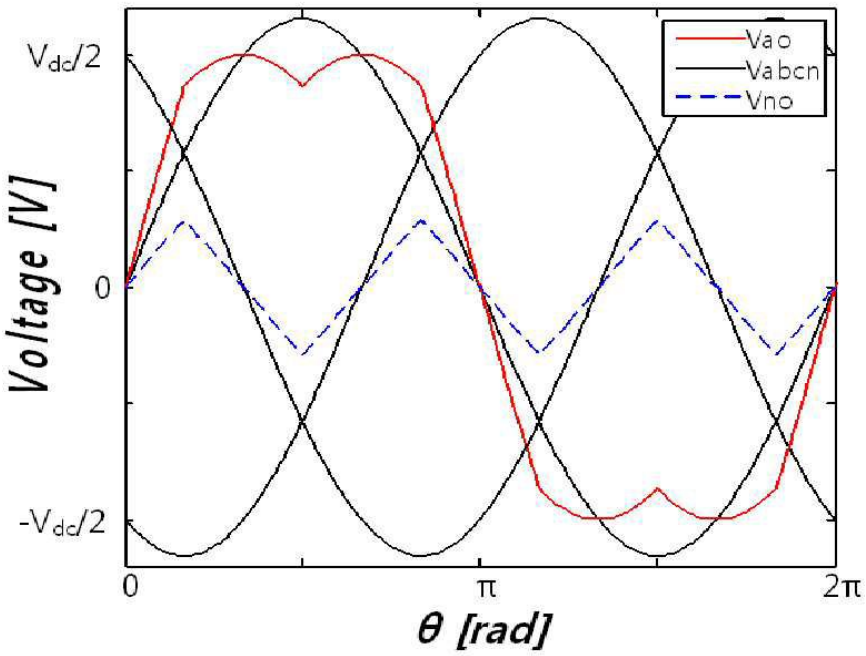
도면3


$\frac{V_{dc}}{2}$
V_C
0
θ_1 θ_2 θ_3 θ_4 θ_5
5
4.5
4
θ_5

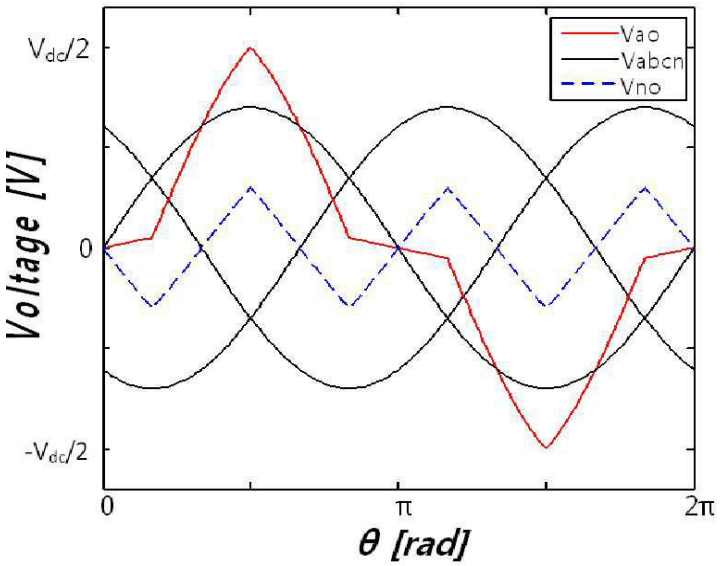
도면4


Even level
Odd level
Total Harmonic Distortion
Number of Voltage level
0
1
2
3
4
5
6
7
8
0
50
100
150
200

도면5


Vdc/2
0
-Vdc/2
Voltage [V]
0
π
2π
θ [rad]
Vao
Vabcn
Vno

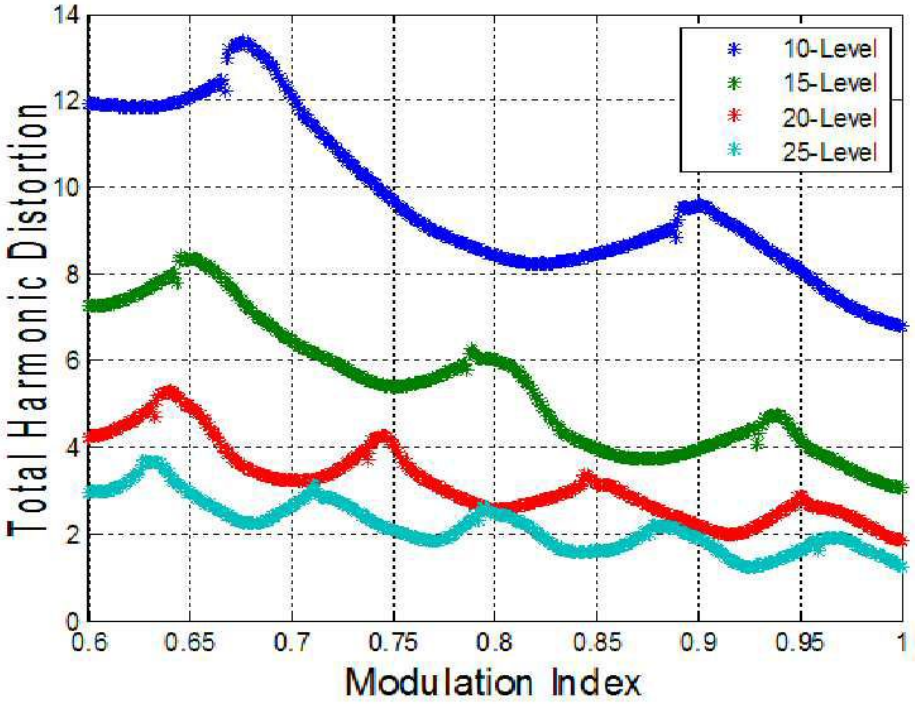
도면6


Vdc/2
0
-Vdc/2
Voltage [V]
0
π
2π
θ [rad]
Vao
Vabcn
Vno

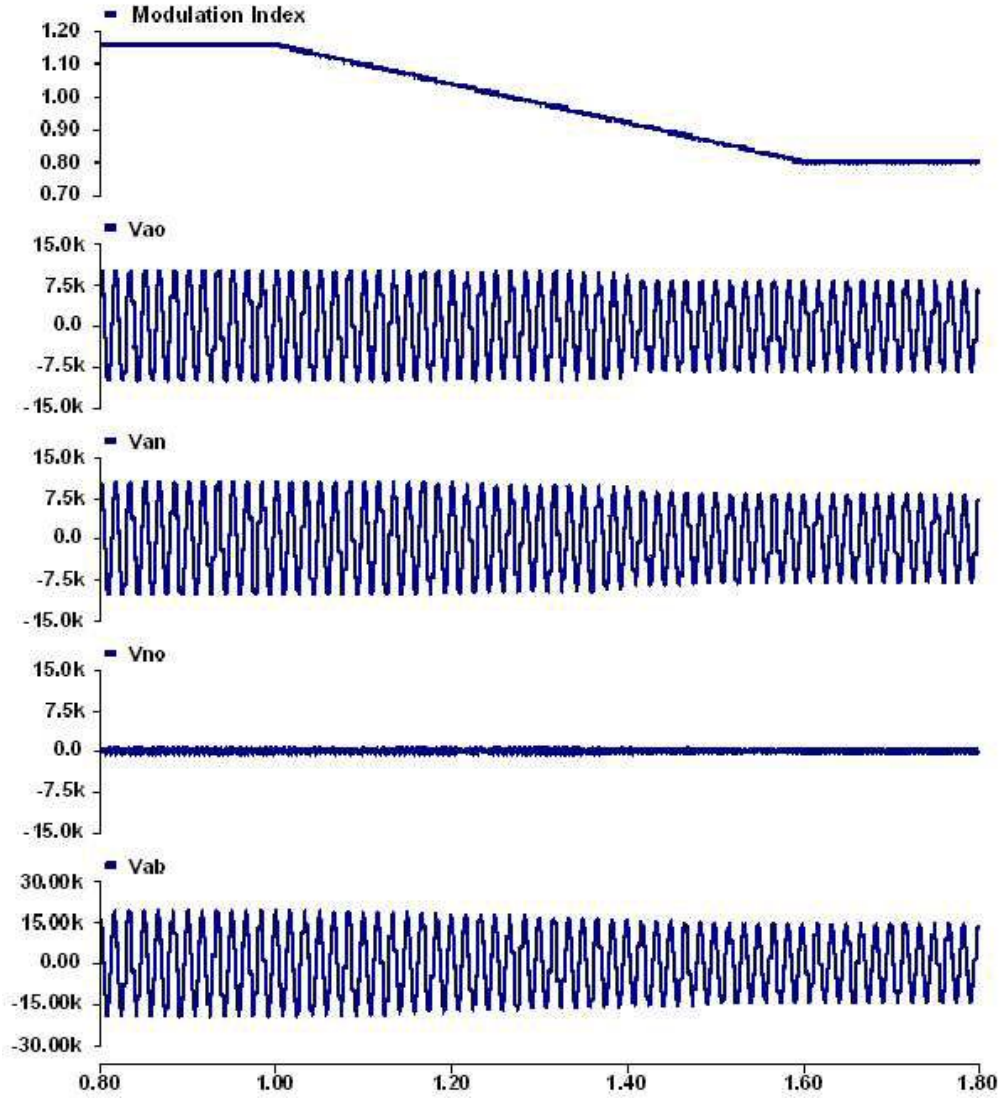
도면7

1
0
-1
-2
-3
-4
a
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1.0
1.1
1.1547
Modulation Index

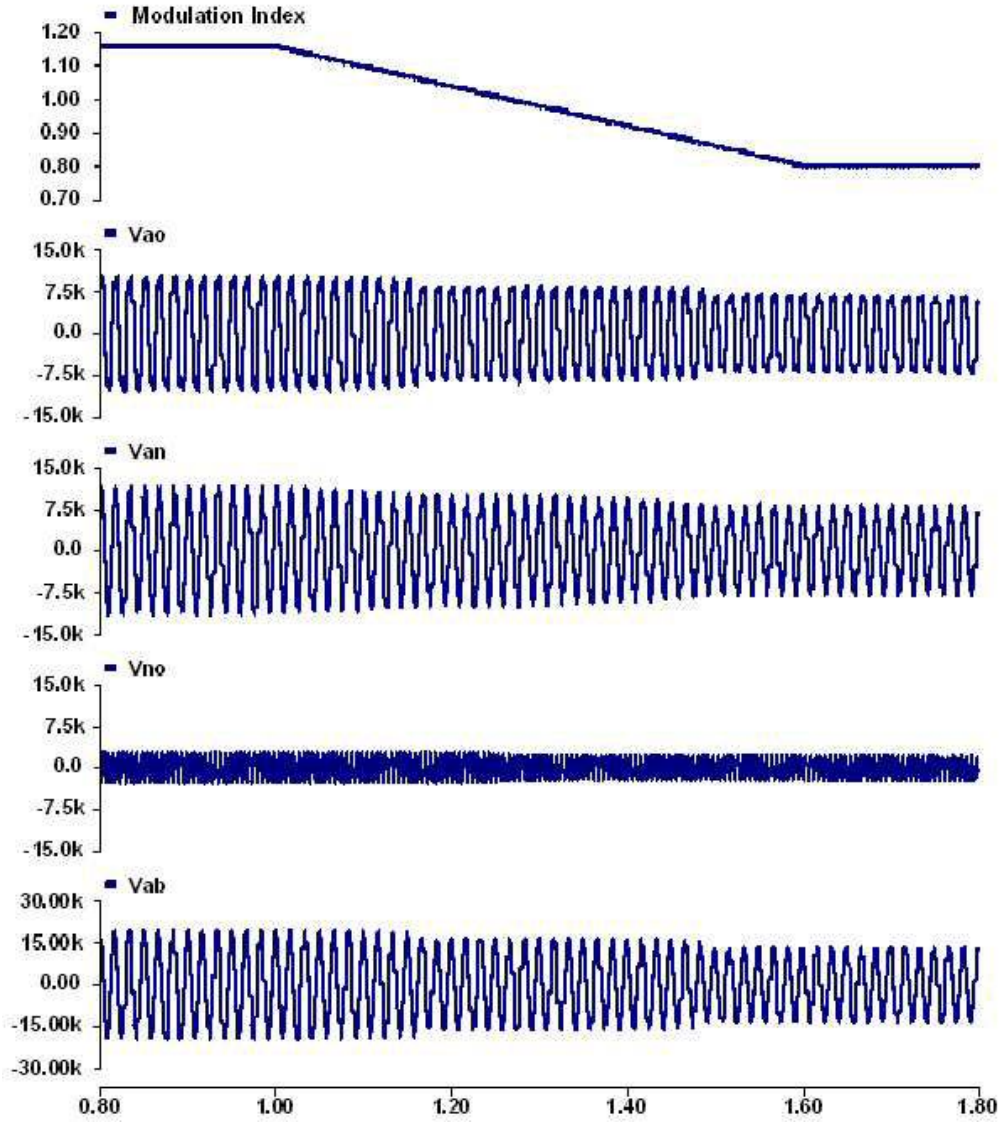
도면8


14
12
10
8
6
4
2
0
Total Harmonic Distortion
0.6
0.65
0.7
0.75
0.8
0.85
0.9
0.95
1
Modulation Index
10-Level
15-Level
20-Level
25-Level

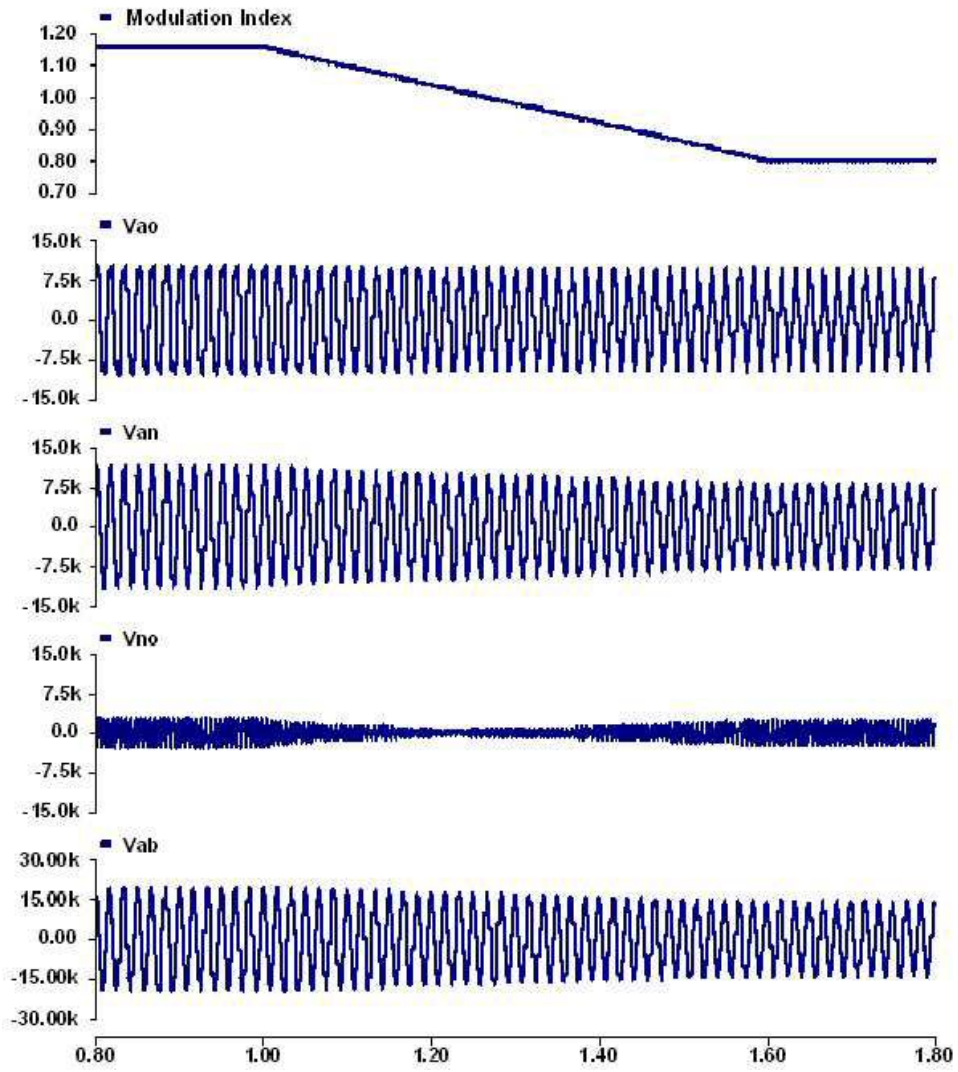
도면9


Modulation Index
1.20
1.10
1.00
0.90
0.80
0.70
Vao
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Van
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vno
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vab
30.00k
15.00k
0.00
-15.00k
-30.00k
0.80
1.00
1.20
1.40
1.60
1.80

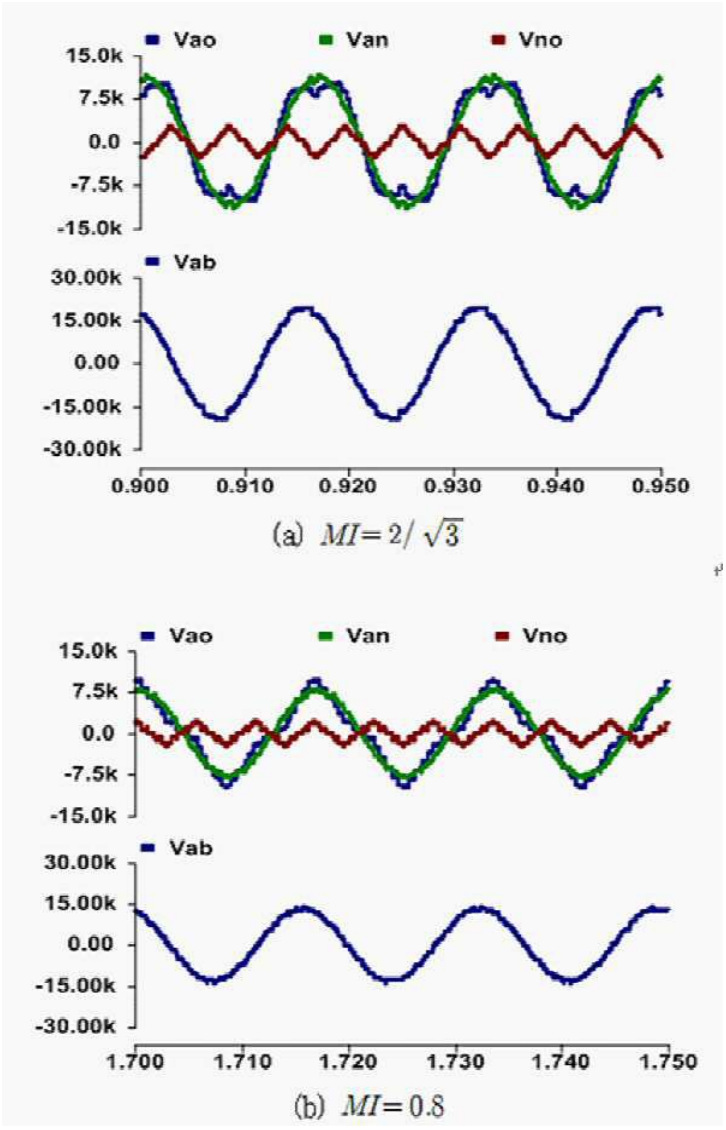
도면10


Modulation Index
1.20
1.10
1.00
0.90
0.80
0.70
Vao
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Van
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vno
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vab
30.00k
15.00k
0.00
-15.00k
-30.00k
0.80
1.00
1.20
1.40
1.60
1.80

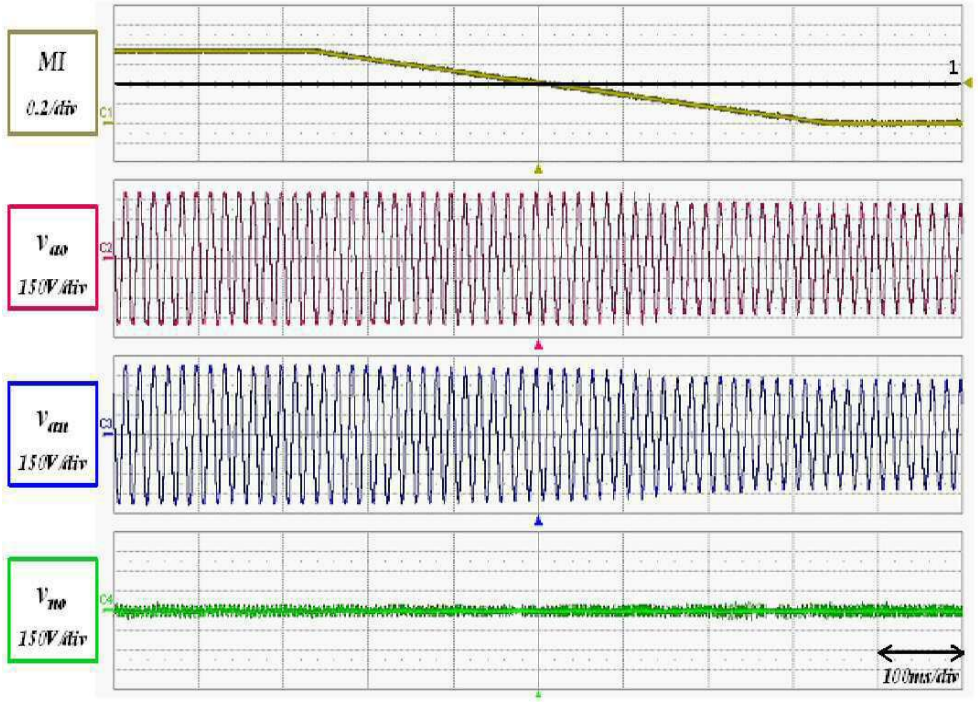
도면11


Modulation Index
1.20
1.10
1.00
0.90
0.80
0.70
Vao
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Van
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vno
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vab
30.00k
15.00k
0.00
-15.00k
-30.00k
0.80
1.00
1.20
1.40
1.60
1.80

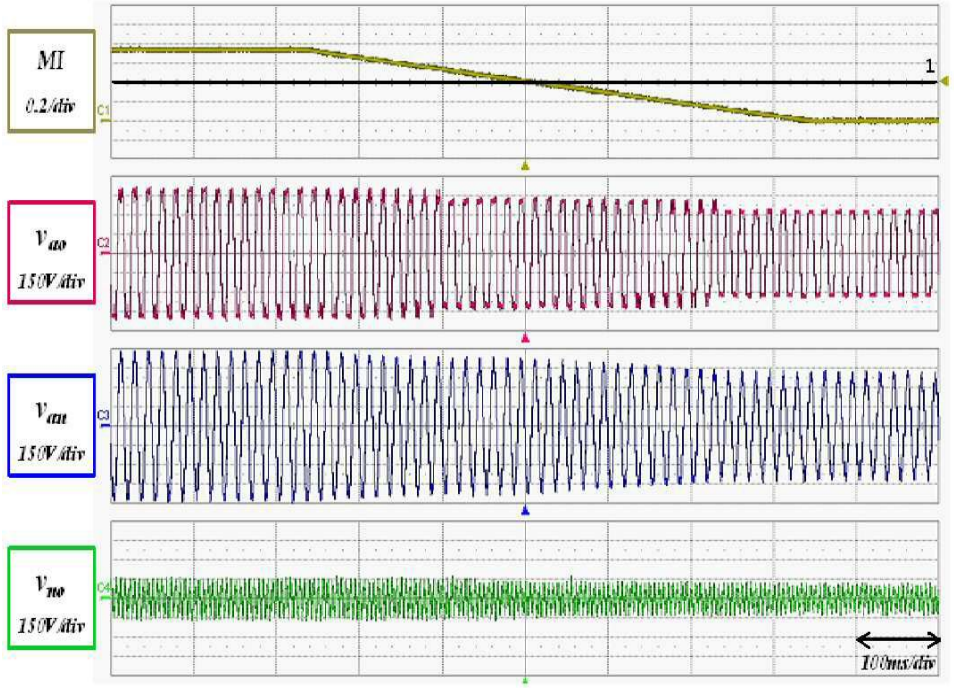
도면12


Vao
Van
Vno
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vab
30.00k
15.00k
0.00
-15.00k
-30.00k
0.900
0.910
0.920
0.930
0.940
0.950
(a) $MI = 2/\sqrt{3}$
Vao
Van
Vno
15.0k
7.5k
0.0
-7.5k
-15.0k
Vab
30.00k
15.00k
0.00
-15.00k
-30.00k
1.700
1.710
1.720
1.730
1.740
1.750
(b) $MI = 0.8$

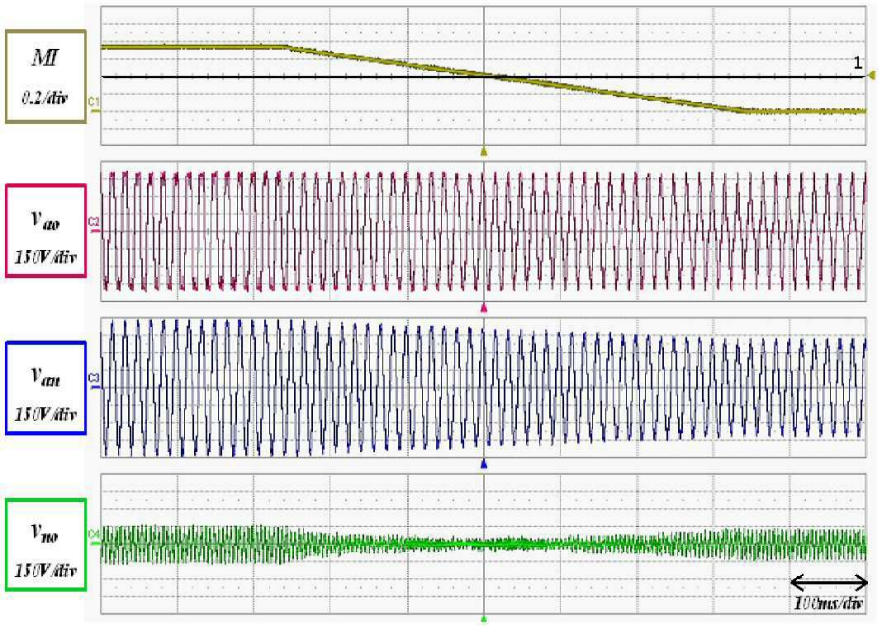
도면13


MI
0.2/div
C1
1
V_{ao}
150V/div
C2
V_{an}
150V/div
C3
V_{no}
150V/div
C4
100ms/div

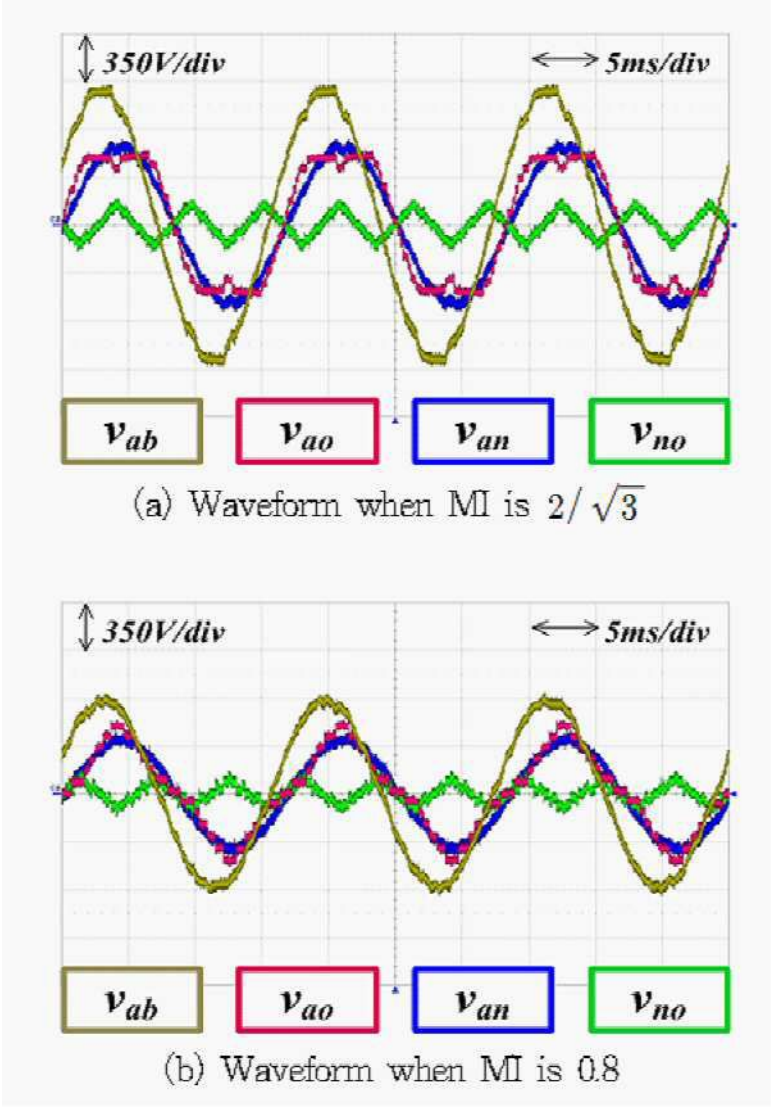
도면14


MI
0.2/div
C1
1
V_{ao}
150V/div
C2
V_{an}
150V/div
C3
V_{no}
150V/div
C4
100ms/div

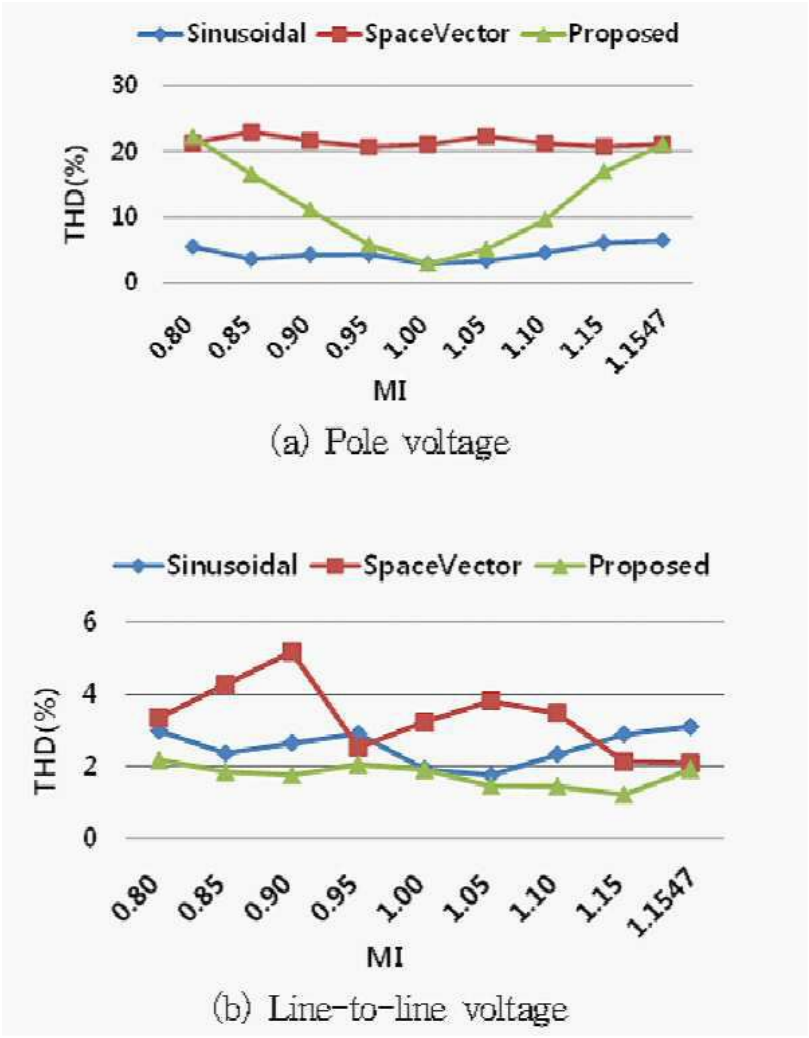
도면15



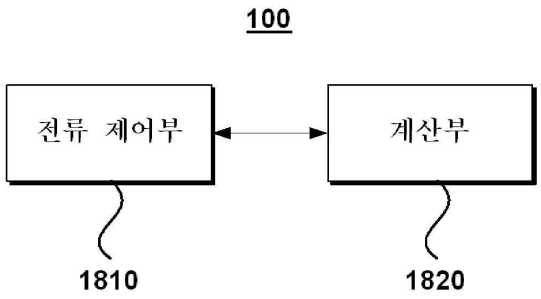
도면16


350V/div
5ms/div
v_{ab}
v_{ao}
v_{an}
v_{no}
(a) Waveform when MI is $2/\sqrt{3}$
350V/div
5ms/div
v_{ab}
v_{ao}
v_{an}
v_{no}
(b) Waveform when MI is 0.8

도면17


Sinusoidal
SpaceVector
Proposed
30
20
10
0
THD(%)
0.80
0.85
0.90
0.95
1.00
1.05
1.10
1.15
1.1547
MI
(a) Pole voltage
Sinusoidal
SpaceVector
Proposed
6
4
2
0
THD(%)
0.80
0.85
0.90
0.95
1.00
1.05
1.10
1.15
1.1547
MI
(b) Line-to-line voltage

도면18


100
전류 제어부
계산부
1810
1820