



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2011-0014465
(43) 공개일자 2011년02월11일

(51) Int. Cl.

H02M 7/48 (2007.01)

(21) 출원번호 10-2009-0072149

(22) 출원일자 2009년08월05일

심사청구일자 2010년01월08일

(71) 출원인

울산대학교 산학협력단

울산 남구 무거2동 산29

(72) 발명자

이흥희

울산광역시 울주군 범서읍 구영리 구영2차푸르지
오아파트 504동 1401호

전태원

부산광역시 금정구 구서2동 부영벽산아파트 102동
1703호

원민항

경남 울산시 남구 무거2동 산 29번지 울산대학교

(74) 대리인

이현수, 김종선, 김태현, 정홍식

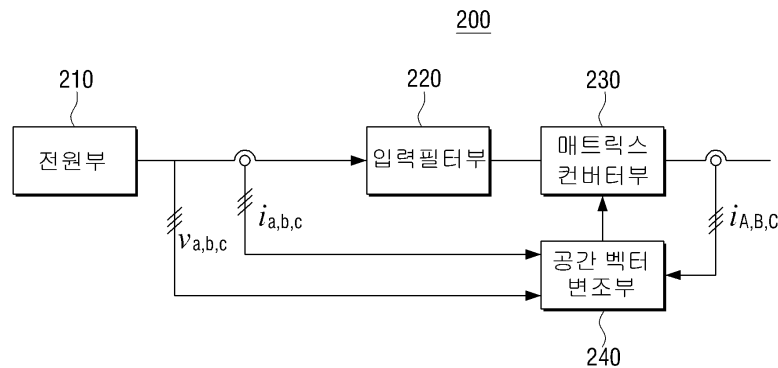
전체 청구항 수 : 총 8 항

(54) 매트릭스 컨버터의 공간벡터변조방법 및 그에 따른 시스템

(57) 요약

매트릭스 컨버터의 공간벡터변조방법이 개시된다. 매트릭스 컨버터의 공간벡터변조방법은, 출력전압벡터 및 입력 전류벡터의 상태 공간을 0° 을 기준으로 복수의 구간으로 구분하는 단계 및 복수의 구간 각각에 대해 가능한 스위칭 형태를 구하는 단계를 포함한다. 이에 따라 매트릭스 컨버터의 성능을 개선할 수 있게 된다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 RIC 06-03-09

부처명 지식경제부

연구관리전문기관

연구사업명 지역혁신센터(RIC) 네트워크 기반 자동화연구

연구과제명 네트워크 기반 자동화연구

기여율

주관기관 울산대학교 산학협력단

연구기간 2002년 07월 01일 ~ 2012년 02월 28일

특허청구의 범위

청구항 1

매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법에 있어서,
출력전압벡터 및 입력전류벡터의 상태 공간을 0° 을 기준으로 복수의 구간으로 구분하는 단계; 및
상기 복수의 구간 각각에 대해 가능한 스위칭 형태를 구하는 단계;를 포함하는 공간 벡터 변조 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,
상기 복수의 구간은 0° 를 기준으로 60° 단위로 구분된 6개의 영역인 것을 특징으로 하는 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법.

청구항 3

제1항 또는 제2항에 있어서
상기 스위칭 형태를 구하는 단계는,
상기 복수의 구간 중 소정 구간에 위치한 출력전압벡터의 인접한 벡터 성분인 기준 출력전압벡터를 검출하는 단계; 및
상기 입력전류벡터의 위치를 고려하여 상기 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들을 선택하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법.

청구항 4

제3항에 있어서,
상기 기준 출력전압벡터는 상기 출력전압벡터의 인접한 벡터 성분인 제1 기준 출력전압벡터 및 제2 기준 출력전압벡터를 포함하며, 상기 제1 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들은 제1 및 제2 스위칭 벡터이며, 상기 제2 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들은 제3 및 제4 스위칭 벡터인 것을 특징으로 하는 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법.

청구항 5

제4항에 있어서,
상기 제1 내지 제4 스위칭 벡터에 대한 스위칭 인가 시간 d_1 , d_2 , d_3 , d_4 는 각각 아래 수식에 의해 산출되고,

$$d_1 = \frac{2q \sin[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_0] \sin[\frac{\pi}{6} - (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]}{\sqrt{3}}$$

$$d_2 = \frac{2q \sin[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_0] \sin[(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3}) + \frac{\pi}{2}]}{\sqrt{3}}$$

$$d_3 = \frac{2q \sin[\alpha_0 - (k_v - 1) \frac{\pi}{3}] \sin[\frac{\pi}{6} - (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]}{\sqrt{3}}$$

$$d_4 = \frac{2q \sin[\alpha_0 - (k_v - 1) \frac{\pi}{3}] \sin[(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3}) + \frac{\pi}{2}]}{\sqrt{3}}$$

영 스위칭 벡터가 인가되는 스위칭 인가시간 d_5 는 아래 수식에 의해 산출되는 것을 특징으로 하는 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법:

$$d_5 = 1 - 2q \cos[\frac{\pi}{6} + (\alpha_0 - k_v \frac{\pi}{3})] \cos[\frac{\pi}{6} + (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]$$

여기서, α_0 는 출력전압벡터의 위상, β_i 는 입력전류벡터의 위상, k_v 는 출력전압벡터가 위치하는 구간, k_{is} 는 입력전류벡터가 위치하는 구간, q 는 전압변환률(V_o/V_m)이다.

청구항 6

제1항 또는 제2항에 있어서,

선택된 스위칭 벡터들은 반주기를 기준으로 대칭적으로 배치되고, 선택된 스위칭 벡터에 따라 스위칭 손실을 최소로 하는 순서로 적용되는 것을 특징으로 하는 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법.

청구항 7

매트릭스 컨버터 시스템에 있어서,

출력전압벡터 및 입력전류벡터의 상태 공간을 0° 을 기준으로 60° 단위로 6개의 구간으로 구분하고, 상기 복수의 구간 각각에 대해 가능한 스위칭 형태를 구하는 공간 벡터 변조부; 및

상기 스위칭 형태를 이용하여 스위칭을 수행하는 매트릭스 컨버터부;를 포함하는 매트릭스 컨버터 시스템.

청구항 8

제9항에 있어서,

선택된 스위칭 형태들은 반주기를 기준으로 대칭적으로 배치되고, 선택된 스위칭 벡터에 따라 스위칭 손실을 최소로 하는 순서로 적용되는 것을 특징으로 하는 매트릭스 컨버터 시스템.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법 및 그에 따른 시스템에 관한 것으로, 보다 상세하게는 0.5 이하의 전압 변환율을 갖는 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법 및 그에 따른 시스템에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 전력용 소자의 발달과 함께 전력변환기의 효율과 성능 향상을 위한 노력은 꾸준히 계속되어 왔다. 전력변환기 가운데 매트릭스 컨버터는 일정 교류전원을 사용해 가변 주파수와 전압을 공급함에 있어 기존의 인버터와는 달리 상용 교류전원을 직류로 변환하는 과정이 없기 때문에 제어기술과 전력용 반도체소자의 발달과 함께 인버터를 대체할 수 있는 차세대 전력변환기로 주목받고 있다.

[0003] 도 1은 종래의 매트릭스 컨버터의 구성을 나타내는 회로도이다.

[0004] 매트릭스 컨버터(130)는 상용 교류전원(110)으로부터 직접 가변 교류로 변환하기 때문에 정류기와 평활용 콘덴서가 필요하지 않아 시스템의 부피와 무게를 현저히 줄일 수 있을 뿐만 아니라 고온에서의 동작도 용이하고 변환 효율 향상과 함께 수명도 연장시킬 수 있다는 장점이 있다. 이외에도 매트릭스 컨버터(130)는 별도의 부가장치 없이 입력 전류를 정현파로 유지할 수 있고 양방향 전력제어가 가능하며, 입력 역률을 1로 만드는 것이 가능하다. 또한, 전동기를 제어할 경우 특정 전력소자에 전류가 집중되지 않아 저속상태로 오랫동안 운전해도 소자에 무리를 주지 않는다는 등의 장점이 있다.

[0005] 매트릭스 컨버터(130)는 도 1에서 알 수 있는 바와 같이 자기 소호 기능을 가진 9개의 양방향성 전력용 반도체로 구성되어 있으며 전력용 반도체의 고속 스위칭으로 발생하는 고조파 성분의 잡음이 주전원단에 미치는 영향을 제거하려면 입력필터(110)를 설치해야 한다. 이러한 목적으로 주로 LC 필터가 사용된다. 하지만, 입력 필터(110)의 사용에도 불구하고 입력전류에서 원하는 고조파 성분을 완벽히 제거하기란 쉽지 않다.

[0006] 또한, 기존의 매트릭스 컨버터(130)는 입력단과 출력단의 직접적 연결로 인한 입력전압파형의 왜곡이 발생하며, 스위칭 손실이 발생한다는 문제점도 있다.

[0007] 이에 따라 상술한 문제점을 해결할 수 있는 새로운 공간벡터 변조 방법이 요구된다.

[0008]

발명의 내용

[0009] 본 발명은 상술한 문제점을 해결하기 위한 것으로 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법 및 그에 따른 시스템을 제공하는 것을 목적으로 한다.

[0010] 이상과 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시 예에 따른 매트릭스 컨버터의 공간 벡터 변조 방법은, 출력전압벡터 및 입력전류벡터의 상태 공간을 0° 을 기준으로 복수의 구간으로 구분하는 단계 및, 상기 복수의 구간 각각에 대해 가능한 스위칭 형태를 구하는 단계를 포함한다.

[0011] 이 경우, 상기 복수의 구간은 0° 를 기준으로 60° 단위로 구분된 6개의 영역이 될 수 있다.

[0012] 또한, 상기 스위칭 형태를 구하는 단계는, 상기 복수의 구간 중 소정 구간에 위치한 출력전압벡터의 인접한 벡터 성분인 기준 출력전압벡터를 검출하는 단계 및, 상기 입력전류벡터의 위치를 고려하여 상기 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들을 선택하는 단계를 포함할 수 있다.

[0013] 또한, 상기 기준 출력전압벡터는 상기 출력전압벡터의 인접한 벡터 성분인 제1 기준 출력전압벡터 및 제2 기준

출력전압벡터를 포함하며, 상기 제1 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들은 제1 및 제2 스위칭 벡터이며, 상기 제2 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들은 제3 및 제4 스위칭 벡터가 될 수 있다.

[0014] 또한, 상기 제1 내지 제4 스위칭 벡터에 대한 스위칭 인가 시간 d1 내지 d4는 각각 아래 수식에 의해 산출될 수 있다.

$$d_1 = \frac{2q \sin[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_0] \sin[\frac{\pi}{6} - (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]}{\sqrt{3}}$$

[0015]

$$d_2 = \frac{2q \sin[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_0] \sin[(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3}) + \frac{\pi}{2}]}{\sqrt{3}}$$

[0016]

$$d_3 = \frac{2q \sin[\alpha_0 - (k_v - 1) \frac{\pi}{3}] \sin[\frac{\pi}{6} - (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]}{\sqrt{3}}$$

[0017]

$$d_4 = \frac{2q \sin[\alpha_0 - (k_v - 1) \frac{\pi}{3}] \sin[(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3}) + \frac{\pi}{2}]}{\sqrt{3}}$$

[0018]

[0019] 여기서, α_0 는 출력전압벡터의 위상, β_i 는 입력전류벡터의 위상, k_v 는 출력전압벡터가 위치하는 구간, k_{is} 는 입력전류벡터가 위치하는 구간, q 는 전압변환률(V_o/V_m)이다.

[0020] 또한, 영 스위칭 벡터가 인가되는 스위칭 인가시간 d5는 아래 수식에 의해 산출될 수 있다.

$$d_5 = 1 - 2q \cos[\frac{\pi}{6} + (\alpha_0 - k_v \frac{\pi}{3})] \cos[\frac{\pi}{6} + (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]$$

[0021]

- [0022] 여기서, α_0 는 출력전압벡터의 위상, β_i 는 입력전류벡터의 위상, k_v 는 출력전압벡터가 위치하는 구간, k_{is} 는 입력전류벡터가 위치하는 구간, q 는 전압변환률(V_o/V_m)이다.
- [0023] 또한, 선택된 스위칭 벡터들은 반주기를 기준으로 대칭적으로 배치되고, 선택된 스위칭 벡터에 따라 스위칭 손실을 최소로 하는 순서로 적용될 수 있다.
- [0024] 한편, 본 발명의 일 실시 예에 따른 매트릭스 컨버터 시스템은, 출력전압벡터 및 입력전류벡터의 상태 공간을 0° 을 기준으로 60° 단위로 구분된 6개의 구간으로 구분하고, 상기 복수의 구간 각각에 대해 가능한 스위칭 형태를 구하는 공간 벡터 변조부 및, 상기 스위칭 형태를 이용하여 스위칭을 수행하는 매트릭스 컨버터부를 포함한다.
- [0025] 또한, 선택된 스위칭 형태들은 반주기를 기준으로 대칭적으로 배치되고, 선택된 스위칭 벡터에 따라 스위칭 손실을 최소로 하는 순서로 적용될 수 있다.
- [0026] 이에 따라, 매트릭스 컨버터의 성능을 개선할 수 있게 된다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

- [0027] 이하에서, 첨부된 도면을 참고하여 본 발명에 대하여 자세하게 설명한다.
- [0028] 도 2는 본 발명의 일 실시 예에 따른 매트릭스 컨버터 시스템의 구성을 나타내는 블록도이다. 도 2에 따르면, 매트릭스 컨버터 시스템(200)은 전원부(210), 입력필터부(220), 매트릭스 컨버터부(230), 및 공간벡터변조부(240)를 포함한다. 한편, 본 발명에 따른 전원부(210), 입력필터부(220) 및 매트릭스 컨버터부(230)의 회로 구조는 도 1에 도시된 바와 동일하므로 회로 구조와 관련하여서는 도 1에 도시된 회로도들을 참고하여 설명하도록 한다.
- [0029] 전원부(210)는 교류 전원으로 구성되어, 가변 주파수와 전압을 공급한다. 구체적으로, 전원부(210)는 3상 교류 전원으로 구성될 수 있다. 3상 교류원으로부터의 3상 입력전류는 각각 3상 교류원으로부터 입력필터부(220)를 거쳐 매트릭스 컨버터부(230)로 입력된다.
- [0030] 입력필터부(220)는 매트릭스 컨버터부(230)에 구비된 9개의 양방향성 전력용 반도체의 고속 스위칭으로 발생하는 고조파 성분의 잡음이 주전원단에 미치는 영향을 제거하는 기능을 한다.
- [0031] 입력필터부(220)는 소자의 무효 에너지를 최소화하면서 입력 전류의 리플을 줄이도록 설계될 수 있다. 예를 들어, 입력필터부(220)는 도 1에 도시된 입력필터(120)와 같이 LC 저역통과필터로 구현될 수 있으며, 경우에 따라 더 높은 감쇄율을 필요할 때는 다단 필터로 구현되는 것도 가능하다.
- [0032] 입력필터부(220)의 차단 주파수는 스위칭 주파수보다 낮아야 하며, 매트릭스컨버터부(230)의 출력이 작을 때라도 입력역률을 최대로 유지해야 하고, 정격전류가 흐를 때 인덕터에 전압강하가 작도록 입력필터부(220)를 설계해야 한다.
- [0033] 매트릭스 컨버터부(230)는 도 1에 도시된 바와 같이 9개의 양방향 스위치로 구성되며, 각각의 양방향 스위치는 입력과 출력을 연결하는 구조이다. 매트릭스 컨버터부(230)는 9개의 양방향 스위치의 게이트(gate)를 스위칭 제어 즉, 온/오프(ON/OFF) 제어함에 따라 가변 전압, 가변 주파수를 공급할 수 있게 된다.
- [0034] 도 3은 도 1 및 도 2에 도시된 입력필터의 상당(per phase)등가 회로를 나타내는 회로도이다.
- [0035] 도 3에 도시된 입력필터부(220)의 입력과 출력 사이의 전압 및 전류 관계식들은 아래의 수학적 식 1 내지 3과 같다.

수학적 식 1

$$v_i = v_s - L(di_s/dt)$$

[0036]

수학식 2

$$i_{fc}=C(dV_i/dt)$$

수학식 3

$$i_i=i_s-i_{fc}$$

전원전압 및 전류의 정상상태 값을 아래의 수학식 4와 같이 위상각이 같은 정현파로 가정하면 수학식 1 내지 3에서 매트릭스 컨버터부(230)에 인가되는 정상상태 기본파 전압값 및 전류값은 수학식 5, 6과 같다.

수학식 4

$$V_s=V_se^{j0}$$

수학식 5

$$V_i=V_s-j\omega LI_s=\sqrt{V_s^2+(\omega LI_s)^2}e^{-j\tan^{-1}\frac{\omega LI_s}{V_s}}$$

수학식 6

$$I_i=I_s-I_{fc}=(1-\omega^2 LC)I_s-j\omega CV_s=\sqrt{[(I_s-j\omega^2 LC)I_s]^2+(\omega CV_s)^2}e^{-j\tan^{-1}\frac{\omega CV_s}{(1-\omega^2 LC)I_s}}$$

여기서, ω 는 입력전원 주파수이다. 또한, 수학식 5에서 입력필터부(220)의 필터 인덕터 L에 의한 전압강하는 일반적으로 무시할 수 있을 정도로 작으므로 아래의 수학식 7이 성립한다.

수학식 7

$$V_i \approx V_s$$

공간벡터변조부(240)는 매트릭스 컨버터(230)의 스위칭을 제어하기 위한 직접공간벡터변조(Direct Space Vector Modulation:DSVM)를 수행하는 기능을 한다.

구체적으로, 공간벡터변조부(240)는 공간벡터변조를 위한 상태 공간을 복수의 영역으로 구분한다. 구체적으로, 출력전압벡터 및 입력전류벡터의 상태 공간을 0° 를 기준으로 60° 단위로 6개의 영역으로 구분할 수 있다.

또한, 공간벡터변조부(240)는 입력전류벡터가 위치한 구간을 고려하여 복수의 구간 중 소정 구간에 위치한 출력전압벡터의 인접한 벡터 성분인 기준 출력전압벡터를 검출할 수 있다. 이어서, 검출된 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들을 선택하고, 선택된 스위칭 벡터들을 이용하여 각 스위칭 벡터의 스위칭 인가 시간

을 산출할 수 있게 된다.

[0048] 이하에서는, 매트릭스 컨버터부(230) 및 공간벡터변조부(240)의 구성을 중심으로 매트릭스 컨버터 시스템(200)의 상세한 구성을 설명하도록 한다.

[0049] 매트릭스 컨버터부(230)는 도 1에 도시된 바와 같이 9개의 양방향 스위치를 구비한다. 설명의 편의를 위하여 매트릭스 컨버터부(230)의 입력단에서의 전압 및 전류는 소문자 a, b, c를 이용하여 표시되며, 출력단은 대문자 A, B, C를 이용하여 표시된다.

[0050] 매트릭스 컨버터부(230)의 9개의 양방향 스위치의 스위칭 형태는 전부 27가지가 존재하고, 각각의 경우에 대한 출력전압벡터 및 입력전류벡터는 표 1(매트릭스 컨버터(MC)의 스위칭 형태)과 같다.

표 1

Group	Vector	A B C	v_0	α_0	i_i	β_i
I	+1	a b b	$2/3v_{ab}$	0	$2/3i_{sa}$	$-\pi/6$
	-1	b a a	$-2/3v_{ab}$	0	$-2/3i_{sa}$	$-\pi/6$
	+2	b c c	$2/3v_{bc}$	0	$2/3i_{sa}$	$\pi/2$
	-2	c b b	$-2/3v_{bc}$	0	$-2/3i_{sa}$	$\pi/2$
	+3	c a a	$2/3v_{ca}$	0	$2/3i_{sa}$	$7\pi/6$
	-3	a c c	$-2/3v_{ca}$	0	$-2/3i_{sa}$	$7\pi/6$
	+4	b a b	$2/3v_{ab}$	$2\pi/3$	$2/3i_{sb}$	$-\pi/6$
	-4	a b a	$-2/3v_{ab}$	$2\pi/3$	$-2/3i_{sb}$	$-\pi/6$
	+5	c b c	$2/3v_{bc}$	$\pi/3$	$2/3i_{sb}$	$\pi/2$
	-5	b c b	$-2/3v_{bc}$	$2\pi/3$	$-2/3i_{sb}$	$\pi/2$
	+6	a c a	$2/3v_{ca}$	$2\pi/3$	$2/3i_{sb}$	$7\pi/6$
	-6	c a c	$-2/3v_{ca}$	$2\pi/3$	$-2/3i_{sb}$	$7\pi/6$
	+7	b b a	$2/3v_{ab}$	$4\pi/3$	$2/3i_{sc}$	$-\pi/6$
	-7	a a b	$-2/3v_{ab}$	$4\pi/3$	$-2/3i_{sc}$	$-\pi/6$
	+8	c c b	$2/3v_{bc}$	$4\pi/3$	$2/3i_{sc}$	$\pi/2$
	-8	b b c	$-2/3v_{bc}$	$4\pi/3$	$-2/3i_{sc}$	$\pi/2$
	+9	a a c	$2/3v_{ca}$	$4\pi/3$	$2/3i_{sc}$	$7\pi/6$
	-9	c c a	$-2/3v_{ca}$	$4\pi/3$	$-2/3i_{sc}$	$7\pi/6$
II	0a	a a a	0	-	0	-
	0b	b b b	0	-	0	-
	0c	c c c	0	-	0	-
III	x	a b c	x	x	x	x
	x	a c b	x	x	x	x
	x	b c a	x	x	x	x
	x	b a c	x	x	x	x
	x	c a b	x	x	x	x
	x	c b a	x	x	x	x

[0051]

[0052] 표 1에서 매트릭스 컨버터부(230)의 스위칭 형태는 3개의 그룹(I 내지 III)로 나눌 수 있는데, 그룹 I은 2개의 출력단자가 한 개의 입력단자에 연결된 경우이고, 그룹 II는 모든 출력 단자가 한 개의 입력 단자에 연결된 경우이며, 그룹 III는 모든 출력단자가 서로 다른 입력단자에 연결된 경우를 나타낸다.

[0053] 한편, 그룹 III는 각 출력선간전압이 각 입력선간전압과 직접 연결되고, 입력선간전압에 따라서 출력선간전압이 변동하게 되며, 입력선간전류도 출력선간전류의 영향을 받게 된다. 따라서, 출력선간전압의 공간벡터위치(α_0)는

입력선간전압의 공간벡터 위치(α_i)에 의존하고, 입력선간전류의 공간벡터위치(β_i)도 출력선간전류의 공간벡터 위치(β_o)에 의존하게 된다. 공간벡터변조의 목적은 출력선간전압과 입력선간전류를 제어하기 위한 것이기 때문에 그룹 III는 공간벡터방식에 적합하지 않으므로 제외하기로 한다.

[0054] 그룹 I 은 두 개의 출력선간전압은 한 개의 입력선간전압과 연결되고, 하나의 출력선간전압은 0이다. 그룹 I 에 속하는 18개의 스위칭 배열은 그룹 III와 달리 입력선간전압과 출력선간전압에 독립적으로 출력선간전압과 입력선간전류의 공간벡터 6개의 위치를 결정한다. 따라서, 그룹 I 은 공간벡터변조방식에 유효한 스위칭 배열이 된다.

[0055] 그룹 II는 세 개의 출력선간전압이 한 개의 입력선간전압과 직접 연결되므로 모든 출력선간전압이 0이 된다. 영스위칭 벡터 구간 동안에 입력 전류는 모두 0이고, 부하전류는 매트릭스 컨버터부(230)의 스위칭을 통해 환류하게 된다. 따라서, 그룹 II는 공간벡터변조방식에 유효한 스위칭 배열이 된다.

[0056] 결과적으로, 그룹 I 에 속하는 18개의 non-제로(non-zero) 공간벡터($\pm 1, \pm 2, \dots, \pm 9$)와 그룹 II에 속하는 3개의 제로 공간 벡터($0_a, 0_b, 0_c$)가 본 발명에 따른 공간벡터변조에 이용될 수 있다.

[0057] 도 4a 및 도 4b는 매트릭스 컨버터(230)의 입력전압이 아래의 수학식 8과 같을 경우 스위칭 형태에 따른 출력상전압벡터와 입력전류벡터의 관계를 보여주며, 상태공간을 6개의 구간으로 나눌 경우 각각의 구간에서 존재하는 전압벡터, 전류벡터는 인접한 공간벡터를 이용하여 표현할 수 있게 된다.

수학식 8

$$v_a = V_m \cos(\omega_i t)$$

$$v_b = V_m \cos(\omega_i t - 2\pi/3)$$

$$v_c = V_m \cos(\omega_i t - 4\pi/3)$$

따라서, 매트릭스 컨버터부(230)의 공간벡터변조를 위한 입력전압벡터 및 출력전압벡터는 수학식 9와 같이 표현할 수 있게 된다.

수학식 9

$$\vec{v}_i = \frac{2}{3} \left(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = V_i e^{j\alpha_i}$$

$$\vec{v}_o = \frac{2}{3} \left(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = V_o e^{j\alpha_o}$$

동일한 방법으로, 매트릭스 컨버터부(230)의 공간벡터변조를 위한 입력전류벡터 및 출력전류벡터는 수학식 10과 같이 표현할 수 있게 된다.

수학식 10

$$\vec{i}_i = \frac{2}{3} \left(i_a + i_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = I_i e^{j\beta_i}$$

$$\vec{i}_o = \frac{2}{3} \left(i_A + i_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) = I_o e^{j\beta_o}$$

[0066]

[0067]

도 4a 및 도 4b는 본 발명의 일 실시 예에 따른 공간 벡터 변조부(240)의 공간벡터변조방식을 설명하기 위한 도면들이다.

[0068]

도 4a 및 도 4b와 같이 정의된 상태 공간 상에서 매트릭스 컨버터부(230)의 적합한 스위칭 패턴을 구하고자 한다. 해석의 편의를 위해 출력전압벡터와 입력전류벡터가 구간 $1(0 \leq \alpha_o \leq \pi/3, 0 \leq \beta_i \leq \pi/3)$ 에 있다고 가정한다. 이 경우 출력전압벡터의 기준 벡터는 구간 1에 위치하며, 입력전류벡터의 기준 벡터는 구간 1b 및 2a에 위치한다.

[0069]

먼저 출력전압벡터의 인정한 벡터 성분인 제1 기준 출력전압벡터 $v_{o'}$ 및 제2 기준 출력전압벡터 $v_{o''}$ 를 선택한다.

[0070]

이 후, 제1 기준 출력전압 $v_{o'}$ 를 생성하기에 적합한 제1 및 제2 스위칭 벡터를 선택하고, 제2 기준 출력전압 $v_{o''}$ 를 생성하기에 적합한 제3 및 제4 스위칭 벡터를 구한다.

[0071]

도 4a에 도시된 바와 같이 제1 기준 출력전압 $v_{o'}$ 의 벡터 방향을 매칭하기 위해 $v_{o'}$ 와 동일한 방향을 갖는 6개의 스위칭 벡터($\pm 7, \pm 8, \pm 9$) 중 도 4b에 도시된 입력 전류 벡터와의 관계를 고려하여 제1 및 제2 스위칭 벡터로 -7, -8이 선택된다.

[0072]

또한, 유사한 방법으로 제2 기준 출력전압 $v_{o''}$ 를 생성하기 위한 제3 및 제4 스위칭 벡터로 +1, +2가 선택된다.

[0073]

여기에 전체 샘플링 주기를 맞추기 위하여 영 스위칭 벡터(제5 스위칭 벡터)가 선택된다.

[0074]

여기서, 영 스위칭 벡터의 선정은 표 1의 Group II에 있는 3개의 영 벡터 가운데 스위칭 회수를 최소로 할 수 있는 영 스위칭 벡터를 선정한다.

[0075]

상술한 방법으로 각 기준 벡터의 위치에 따라 표 2와 같은 스위칭 형태가 획득될 수 있다.

표 2

			Output Voltage Reference Vector Sector					
Input Current Reference Vector Sector	ki	kv	1	2	3	4	5	6
	1a	6	-2-3+8+9	+8+9-5-6	-5-6+2+3	+2+3-8-9	-8-9+5+6	+5+6-2-3
	1b	1	+1+2-7-8	-7-8+4+5	+4+5-1-2	-1-2+7+8	+7+8-4-5	-4-5+1+2
	2a		+1+2-7-8	-7-8+4+5	+4+5-1-2	-1-2+7+8	+7+8-4-5	-4-5+1+2
	2b	2	-3-1+9+7	+9+7-6-4	-6-4+3+1	+3+1-9-7	-9-7+6+4	+6+4-3-1
	3a		-3-1+9+7	+9+7-6-4	-6-4+3+1	+3+1-9-7	-9-7+6+4	+6+4-3-1
	3b	3	+2+3-8-9	-8-9+5+6	+5+6-2-3	-2-3+8+9	+8+9-5-6	-5-6+2+3
	4a		+2+3-8-9	-8-9+5+6	+5+6-2-3	-2-3+8+9	+8+9-5-6	-5-6+2+3
	4b	4	-1-2+7+8	+7+8-4-5	-4-5+1+2	+1+2-7-8	-7-8+4+5	+4+5-1-2
	5a		-1-2+7+8	+7+8-4-5	-4-5+1+2	+1+2-7-8	-7-8+4+5	+4+5-1-2
	5b	5	+3+1-9-7	-9-7+6+4	+6+4-3-1	-3-1+9+7	+9+7-6-4	-6-4+3+1
	6a		+3+1-9-7	-9-7+6+4	+6+4-3-1	-3-1+9+7	+9+7-6-4	-6-4+3+1
	6b	6	-2-3+8+9	+8+9-5-6	-5-6+2+3	+2+3-8-9	-8-9+5+6	+5+6-2-3

[0076]

[0077]

한편, 각각의 제1 스위칭 벡터 및 제2 스위칭 벡터(상술한 예에서 V_{-7} 과 V_{-8})이 인가되는 스위칭 인가시간(스위칭 싸이클) d_1, d_2 은 수학적식 11, 12의 조건을 만족한다.

수학식 11

$$d_1 = \frac{2q \sin[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_0] \sin[\frac{\pi}{6} - (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]}{\sqrt{3}}$$

[0078]

수학식 12

$$d_2 = \frac{2q \sin[k_v \frac{\pi}{3} - \alpha_0] \sin[(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3}) + \frac{\pi}{2}]}{\sqrt{3}}$$

[0079]

[0080] 여기서, α_0 는 출력전압벡터의 위상, β_i 는 입력전류벡터의 위상, k_v 는 출력전압벡터가 위치하는 구간, k_{is} 는 입력전류벡터가 위치하는 구간, q 는 전압변환률(V_o/V_m)이다.

[0081] 또한, 제3 및 제4 스위칭 벡터(상술한 예에서 V_{+1} 과 V_{+2})에 대한 스위칭 인가 시간 d_3 , d_4 는 각각 수학식 13, 14에 의해 산출될 수 있다.

수학식 13

$$d_3 = \frac{2q \sin[\alpha_0 - (k_v - 1) \frac{\pi}{3}] \sin[\frac{\pi}{6} - (\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3})]}{\sqrt{3}}$$

[0082]

수학식 14

$$d_4 = \frac{2q \sin[\alpha_0 - (k_v - 1) \frac{\pi}{3}] \sin[(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3}) + \frac{\pi}{2}]}{\sqrt{3}}$$

[0083]

[0084] 한편, 영 스위칭 벡터에 대한 스위칭 인가 시간 d_5 는 수학식 15에 의해 산출될 수 있다.

수학식 15

$$d_5 = 1 - 2q \cos \left[\frac{\pi}{6} + \left(\alpha_0 - k_v \frac{\pi}{3} \right) \right] \cos \left[\frac{\pi}{6} + \left(\beta_i - k_{is} \frac{\pi}{3} \right) \right]$$

[0085]

[0086]

[0087] 여기서, 수학식 15에 따르면, $d_5 \geq 0$ 여야 하므로 전압변환률(V_o/V_m) $q \leq 0.5$ 이어야 한다.

[0088] 도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 공간 벡터 변조 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0089] 도 5에 도시된 공간 벡터 변조 방법에 따르면, 우선 공간벡터변조를 위한 상태 공간을 복수의 영역으로 구분한다(S510). 예를 들어, 도 4a, 4b에 도시된 바와 같이 출력전압벡터와 입력전류벡터의 상태공간을 6개의 영역으로 구분할 수 있다. 특히, 입력전류벡터의 상태공간은 도 4b에 도시된 바와 같이 0° 를 기준으로 60° 단위로 6개의 영역으로 구분될 수 있다.

[0090] S510 단계에서 구분된 복수의 구간 중 소정 구간에 위치한 출력전압벡터의 인접한 벡터성분인 기준출력전압벡터를 검출한다(S520). 여기서, 기준 출력전압벡터는 출력전압벡터 $\mathbf{v}_o$ 의 인접한 벡터 성분인 제1 기준 출력전압벡터 $\mathbf{v}'_o$ 및 제2 기준 출력전압벡터 $\mathbf{v}''_o$ 를 포함할 수 있다.

[0091] 이어서, 각 기준 출력전압벡터를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들을 선택한다(S530). 여기서, 제1 기준 출력전압벡터 $\mathbf{v}'_o$ 를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들은 제1 및 제2 스위칭 벡터이며, 제2 기준 출력전압벡터 $\mathbf{v}''_o$ 를 생성할 수 있는 스위칭 벡터들은 제3 및 제4 스위칭 벡터가 될 수 있다.

[0092] S530 단계에서 선택된 스위칭 벡터들을 이용하여 각 스위칭 벡터들의 스위칭 인가시간을 산출한다(S540). 구체적으로, 제1 기준 출력전압벡터 $\mathbf{v}'_o$ 에 대한 제1 및 제2 스위칭 벡터에 대한 스위칭 인가시간을 산출하고, 제2 기준 출력전압벡터 $\mathbf{v}''_o$ 에 대한 제3 및 제4 스위칭 벡터들에 대한 스위칭 인가시간을 산출한다. 스위칭 벡터들에 대한 스위칭 인가시간의 구체적인 산출방법은 도 1 내지 4b에 대한 설명, 표 1 내지 2, 수학식 1 내지 15에 대한 설명부분에서 상술하였으므로 자세한 설명은 생략하도록 한다.

[0093] 도 6 및 도 7은 본 발명에 따른 공간벡터변조방식의 스위칭 패턴을 설명하기 위한 도면이다.

[0094] 도 6에 따르면, 매트릭스 컨버터는 유도 전동기(induction motor)에 연결된 구성이 도시된다.

[0095] 도 6에서 전동기의 중심 포인트와 그라운드 사이의 누설 임피던스는 Z_L 로 도시된다. 이 경우, 유도 전동기를 입력 변환기의 제2측의 중심 포인트로 연결하고, 전동기 프레임을 동일한 그라운드로 연결하는 것이 일반적이다. 여기서, 공통 모드 전압 $\mathbf{v}_{sg}$ 는 다음 수학식 16과 같다.

수학식 16

$$\mathbf{v}_A - \mathbf{v}_{sg} = R i_A + L (di_A/dt)$$

[0096]

$$\mathbf{v}_B - \mathbf{v}_{sg} = R i_B + L (di_B/dt)$$

[0097]

$$\mathbf{v}_C - \mathbf{v}_{sg} = R i_C + L (di_C/dt)$$

[0098]

[0099] 한편, 유도 전동기가 각 상에 대해서 대칭적(symmetric)인 동일한 저항 및 인덕턴스를 갖는다고 가정한다. 그 결과, $i_A + i_B + i_C = 0$ 이고, 누설 전류는 0이다. 이 경우 공통 모드 전압은 수학식 17과 같다.

수학식 17

$$v_{sg} = (v_A + v_B + v_C) / 3$$

[0100]

[0101] 수학식 17에 따르면, v_{sg} 는 표 1에 도시된 서로 다른 스위칭 형태에 따라 변하게 된다.

[0102] 본 발명의 일 실시 예에 따른 공간 벡터 변조 방법에서 스위칭 형태를 선택하는 방법에 따르면, 스위칭 형태는 도 7에 도시된 바와 같이 반주기에 대해 대칭적으로 배열되고, 그 순서는 선정된 스위치 형태에 따라 스위칭 손실을 최소화 하는 형태, 즉, 한 스위칭 형태로부터 다른 스위칭 형태로 바뀔 경우 1개의 스위칭 소자만이 상태가 바뀔 수 있도록 배치될 수 있다.

[0103] 이 경우 선택된 영 스위칭 벡터는 세 개의 가능한 영 벡터 중 스위칭 교환 수를 최소화 하는 0_b 이다. 여기서, 스위칭 교환 수는 최소 8이 된다.

[0104] 예를 들어, 출력전압벡터가 구간 2($k_v=2$)에 있고, 입력전류벡터가 구간 3에 있는 경우($k_{is}=3$), 표 2에서 선택된 제1 내지 제4 스위칭 벡터는 -8, -9, +5, +6이 되고, 도통 기간은 각각 d_1, d_2, d_3, d_4 이며, 영 스위칭 벡터는 0_c 가 된다. 이 경우, 선택된 스위칭 형태는 -8, +5, 0_c , -9, +6, +6, -9, 0_c , +5, -8의 순서로 스위칭 손실을 최소화 할 수 있도록 도통될 수 있다.

[0105] 도 8은 본 발명의 일 실시 예에 따라 선택된 영 스위칭 벡터를 설명하기 위한 도면이다.

[0106] 도 8에 도시된 바와 같이, 선택된 영 스위칭 벡터들은 3개의 입력 전압들 중 중앙의 최소값을 취한다. 그 결과, 본 발명에 따른 공간 벡터 변조 기법은 이상적으로 적절한 영 스위칭 벡터를 이용하여 수학식 18로부터 산출된 가장 작은 공통 코드 전압을 생성한다. 공통 모드 전압의 피크 값은 종래에 비해 42% 정도 줄어든다.

[0107] 도 9는 본 발명의 일 실시 예에 따른 선간 출력 전압의 THD를 설명하기 위한 도면이다.

[0108] 선로 간 전압에 대한 THD(total harmonic distortion)는 시스템 성능을 평가하는데 유용하다.

[0109] 한편, THD는 수학식 18에 의해 산출될 수 있다.

수학식 18

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^j (p_i)^2}}{P_1}$$

[0110]

[0111] 여기서, p_1 은 기본 전압의 진폭, p_i 는 i 번째 고조파의 진폭이며, j 는 고려될 수 있는 가장 높은 고조파이다.

[0112] 도 9에 도시된 바와 같이 본 발명의 일 실시 예에 따른 공간 벡터 변조 기법으로 획득된 선간 출력 전압에 대한 THD는 기존의 공간 벡터 변조 기법으로 획득된 THD보다 작은 것을 확인할 수 있다.

[0113] 한편, PSIM 6.0 소프트웨어를 이용하여 본 발명에서 제안된 공간벡터변조기법의 타당성을 검증하였으며, 시뮬레이션에서 사용된 부하 및 제정수는 다음과 같다.

[0114] • 입력전압 : 3상 100sV/60Hz

[0115] • 3상 RL 부하 : $R = 26 \Omega$, $12mH$

[0116] • 입력필터 : $L = 1.4mH$, $C = 22.5 \mu F$

[0117] • 이상적인 2방향 스위치를 갖는 매트릭스 컨버터

[0118] 시뮬레이션은 일정한 전압 대 주파수 비율을 갖고 수행되었으며, PWM 샘플링 주파수는 10_kHz이다.

[0119] 도 10a 및 도 10b는 본 발명에 따른 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 비교 설

명하기 위한 도면들이다.

- [0120] 도 10a는 주어진 조건($q=0.25$, $f_0=40_Hz$)에서 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 나타내며, 도 10b는 주어진 조건($q=0.25$, $f_0=40_Hz$)에서 본 발명에 따른 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 나타낸다.
- [0121] 도 10a 및 도 10b에 따르면, 본 발명에 따른 공간벡터변조방식에서 공통 모드 전압의 피크값은 기존의 공간벡터변조방식보다 42%가 감소한 것을 확인할 수 있다.
- [0122] 도 11a 및 도 11b는 도 10a 및 도 10b와 다른 조건에서 본 발명에 따른 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 비교 설명하기 위한 도면들이다.
- [0123] 도 11a는 최대 전압 변환율($q=0.5$, $f_0=80_Hz$)에서 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 나타내며, 도 11b는 최대 전압 변환율($q=0.5$, $f_0=80_Hz$)에서 본 발명에 따른 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 나타낸다.
- [0124] 한편, 공통 모드 전압 파형의 FFT 분석은 모든 경우에 대해 본 발명에 따른 공간벡터변조방식에서 더 적은 고조파 성분을 나타낸 것을 확인할 수 있다.
- [0125] 도 12a 및 도 12b는 본 발명에 따른 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식 각각에 대한 입/출력측의 전류 및 전압을 나타낸다.
- [0126] 도 12a는 최대 전압 변환율($q=0.5$, $f_0=80_Hz$)에서 기존의 공간벡터변조방식에 대한 입/출력측 전류 및 전압을 나타내며, 도 12b는 최대 전압 변환율($q=0.5$, $f_0=80_Hz$)에서 본 발명에 따른 공간벡터변조방식에 대한 입/출력측 전류 및 전압을 나타낸다.
- [0127] 도 12b에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 공간벡터변조방식은 출력 기준 커맨드를 만족하고, 입력측에서 거의 사인과 형태의 동일한 전류 및 전압 파형을 갖으며, 서로 다른 입력 전류 파형(Ia)을 갖는 것을 확인할 수 있다.
- [0128] 또한, 제안된 공간벡터변조방식의 선간 출력 전압의 FFT 분석은 기존의 공간벡터변조방식보다 더 적은 고조파를 발생하고, 더 좋은 파워 퀄리티를 갖는 점을 확인할 수 있다.
- [0129] 한편, 제안된 발명 및 시뮬레이션을 증명하기 위하여 실험을 수행하였다. 실험에서 사용된 부하 및 제정수는 다음과 같다.
- [0130] • 입력전압 : 3상 100sV/60Hz
- [0131] • 3상 RL 부하 : $R = 26\Omega$, 12mH
- [0132] • 입력필터 : $L = 1.4mH$, $C = 22.5\mu F$
- [0133] • Eupec MC 모듈(FM35R12KE13)
- [0134] 본 실험에서 공간벡터변조기법은 양방향 스위칭 패턴을 갖고 10_kHz에서 동작한다.
- [0135] 도 13은 본 발명에 따른 공간벡터변조방식의 성능을 측정하기 위한 하드웨어 시스템의 블록도이다.
- [0136] 도 13에 따르면, 본 하드웨어 시스템은 dual-port RAM(CY7C028)을 통해 서로 통신하는 두 개의 TMS320F2812로 구성된다.
- [0137] 도 13에서 제1 DSP는 메인 컨트롤러이고, 제2 DSP는 PWM 신호 생성 전용이다. 또한, 하드웨어는 4 단계 통신 및 논리 보호 연산(logical protection circuits)을 위한 12-비트 4-채널 AD 컨버터(AD7864AS)를 이용하는 아날로그 모드, Alter EPM7218를 이용하는 EPGA 보드를 포함한다.
- [0138] 또한, 메인 컨트롤러의 모든 제어 모드 및 명령은 SCI 표준을 통해 PC에서 GUI에 의해 전부 모니터링되고, 제어 데이터 전부가 CAN 네트워크를 통한 PC나 SPI 표준을 통한 오실로스코프에 의해 관찰될 수 있다.
- [0139] 도 14a 및 14b는 제안된 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식에 따른 매트릭스 컨버터의 입력/출력 파형을 나타내는 도면들이다.
- [0140] 도 14a는 출력 레퍼런스($q=0.5$, $f_0=80_Hz$)에서 기존의 공간벡터변조방식에 따른 매트릭스 컨버터의 입력/출력 파형을 나타내며, 도 14b는 출력 레퍼런스($q=0.5$, $f_0=80_Hz$)에서 본 발명에 따른 공간벡터변조방식에 따른 매트

릭스 컨버터의 입력/출력 파형을 나타낸다.

[0141] 도 15a 및 도 15b는 제안된 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압 파형 및 FFT 분석을 나타낸다.

[0142] 도 15a는 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압 파형 및 FFT 분석을 나타내며, 도 15b는 제안된 공간벡터 변조방식의 공통 모드 전압 파형 및 FFT 분석을 나타낸다.

[0143] 도 15a 및 도 15b에 도시된 바와 같이 제안된 공간벡터변조방식은 기존의 공간벡터변조방식에 비해 공통 모드 전압 피크 값이 42% 더 낮으며, 더 작은 고조파 성분을 갖는 것을 확인할 수 있다.

[0144] 실험결과에서 알 수 있는 바와 본 발명에 따른 공간벡터변조방식을 사용할 경우 공통 모드 전압 피크값이 42% 정도 감소하고, 고조파 성분도 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 스위칭 손실도 감소하는 것을 확인할 수 있었다. 이에 따라 더 나은 파워 퀄리티를 제공할 수 있게 된다.

[0145] 한편, 본 실시 예에서는 입력필터(220)가 본 매트릭스 컨버터 시스템(200)의 일 구성요소인 것으로 설명하였으나, 입력필터(220)가 없는 경우에도 동일한 원리가 적용될 수 있다.

[0146] 또한, 이상에서는 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 도시하고 설명하였지만, 본 발명은 상술한 특정의 실시예에 한정되지 아니하며, 청구범위에서 청구하는 본 발명의 요지를 벗어남이 없이 당해 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진자에 의해 다양한 변형실시가 가능한 것은 물론이고, 이러한 변형실시들은 본 발명의 기술적 사상이나 전망으로부터 개별적으로 이해되어져서는 안될 것이다.

도면의 간단한 설명

[0147] 도 1은 종래의 매트릭스 컨버터의 구성을 나타내는 회로도이다.

[0148] 도 2는 본 발명의 일 실시 예에 따른 매트릭스 컨버터 시스템의 구성을 나타내는 블록도이다.

[0149] 도 3은 도 1 및 도 2에 도시된 입력필터의 상당(per phase) 등가 회로를 나타내는 회로도이다.

[0150] 도 4a 및 도 4b는 본 발명의 일 실시 예에 따른 공간 벡터 변조부의 공간벡터변조방식을 설명하기 위한 도면들이다.

[0151] 도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 공간 벡터 변조 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0152] 도 6 및 7은 본 발명에 따른 공간벡터변조방식의 스위칭 패턴을 설명하기 위한 도면이다.

[0153] 도 8은 본 발명의 일 실시 예에 따라 선택된 영 스위칭 벡터를 설명하기 위한 도면이다.

[0154] 도 9는 본 발명의 일 실시 예에 따른 선간 출력 전압의 THD를 설명하기 위한 도면이다.

[0155] 도 10a 및 도 10b는 본 발명에 따른 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 비교 설명하기 위한 도면들이다.

[0156] 도 11a 및 도 11b는 도 10a 및 도 10b와 다른 조건에서 본 발명에 따른 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압을 비교 설명하기 위한 도면들이다.

[0157] 도 12a 및 도 12b는 본 발명에 따른 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식 각각에 대한 입/출력측의 전류 및 전압을 나타낸다.

[0158] 도 13은 본 발명에 따른 공간벡터변조방식의 성능을 측정하기 위한 하드웨어 시스템의 블록도이다.

[0159] 도 14a 및 14b는 제안된 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식에 따른 매트릭스 컨버터의 입력/출력 파형을 나타내는 도면들이다.

[0160] 도 15a 및 도 15b는 제안된 공간벡터변조방식과 기존의 공간벡터변조방식의 공통 모드 전압 파형 및 FFT 분석을 나타낸다.

[0161] * 도면 주요 부분에 대한 부호의 설명 *

[0162] 210 : 전원부 220 : 입력필터부

[0163]

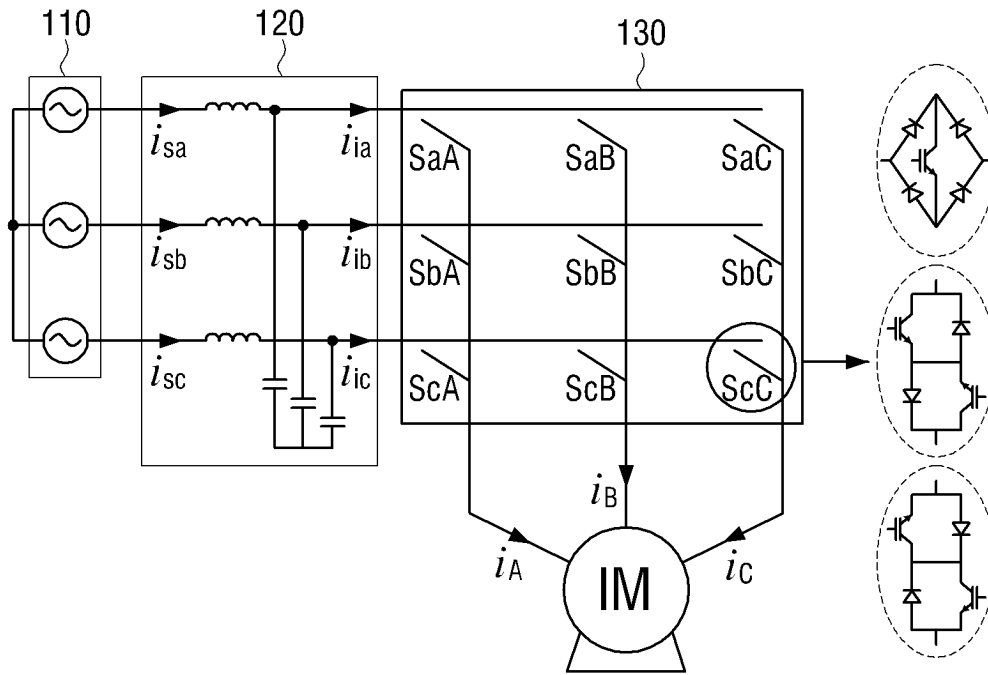
230 : 매트릭스 컨버터부

240 : 공간벡터변조부

도면

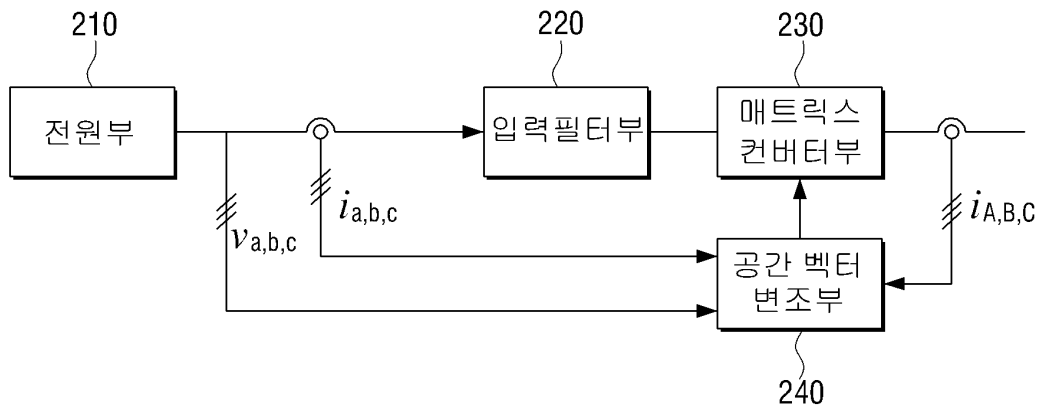
도면1

100

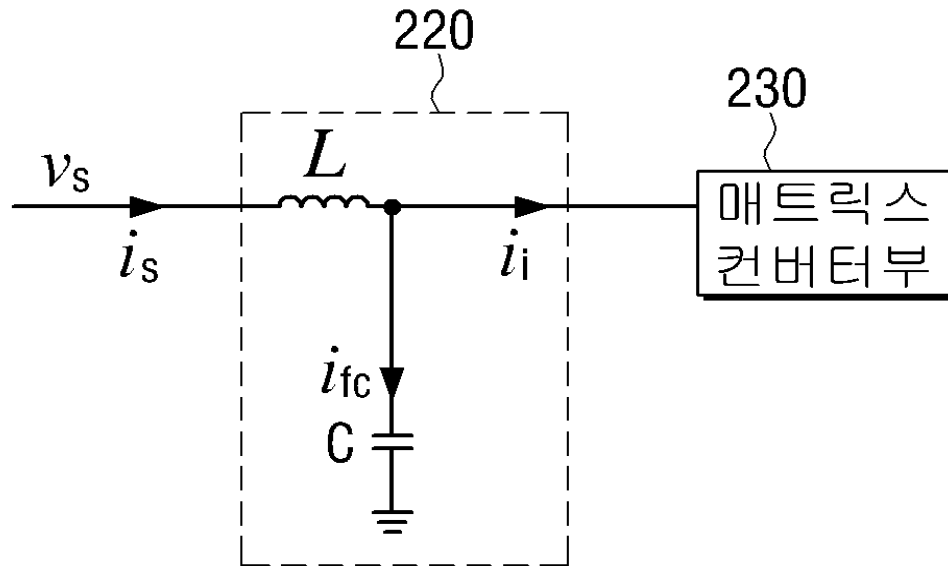


도면2

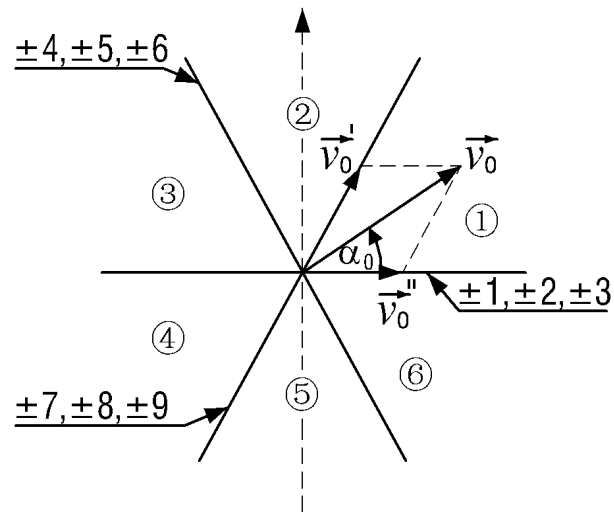
200



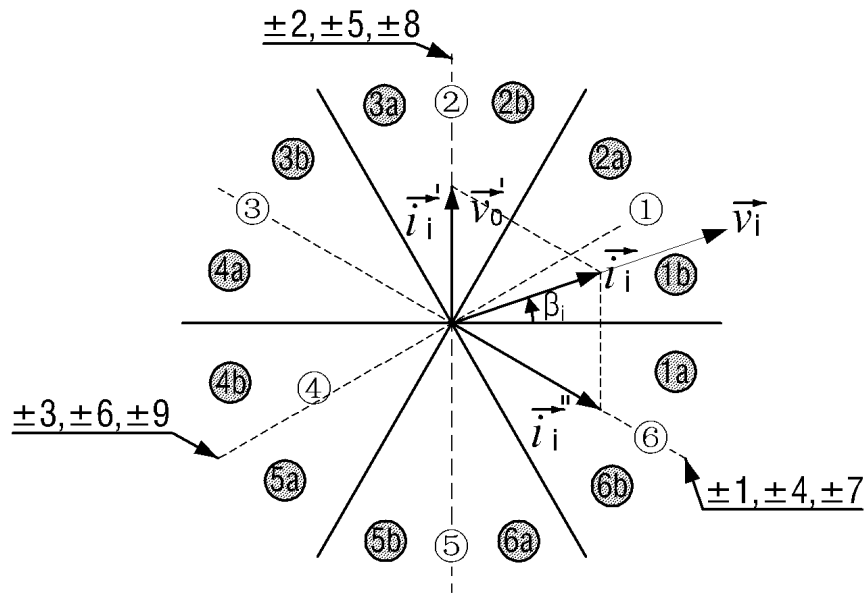
도면3



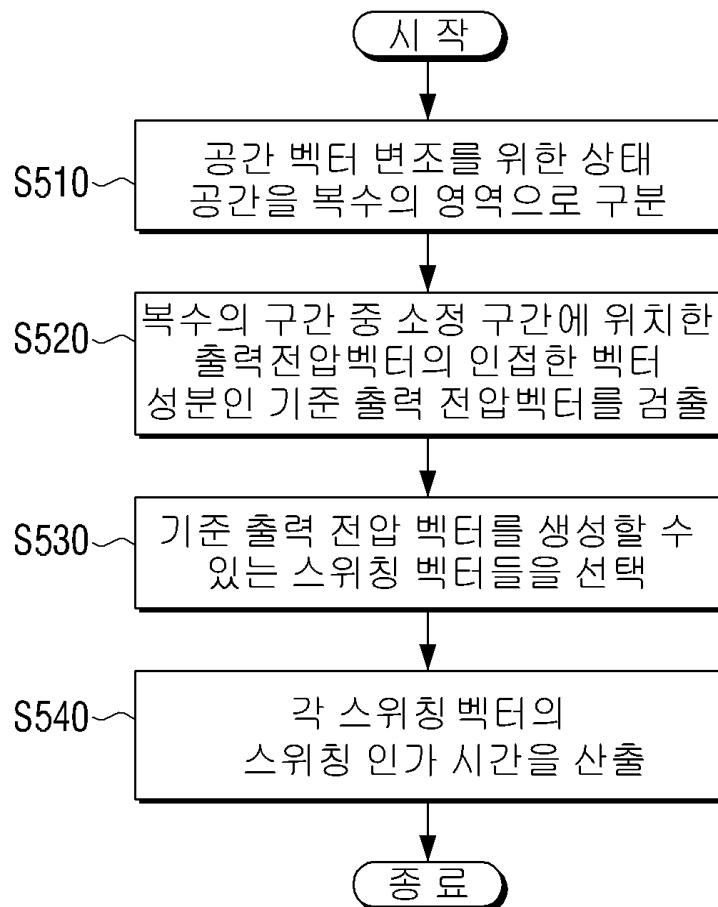
도면4a



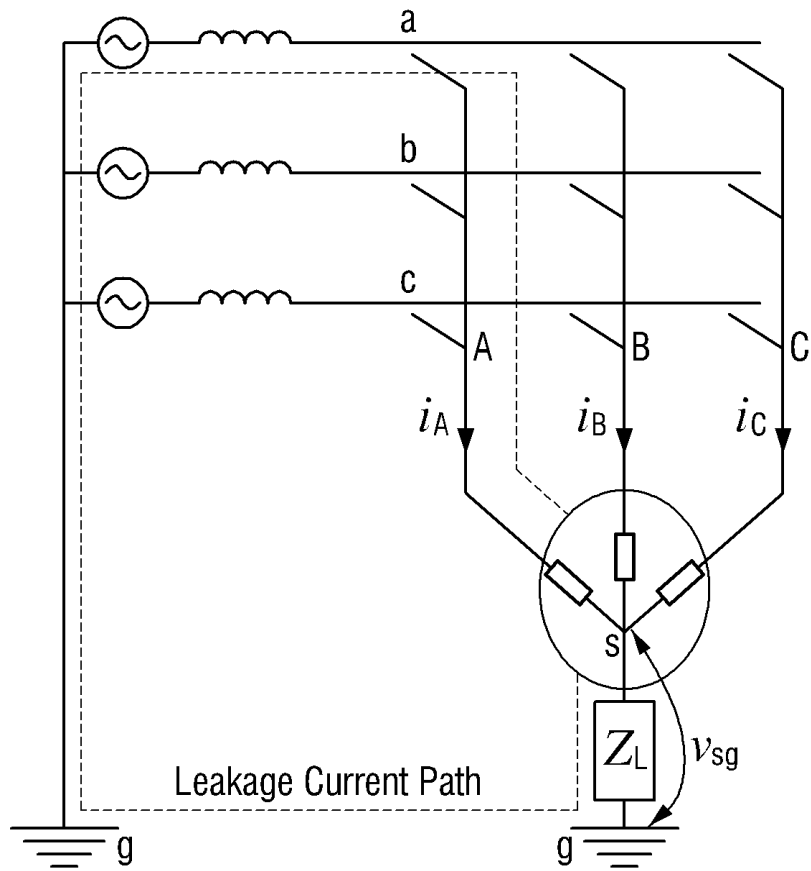
도면4b



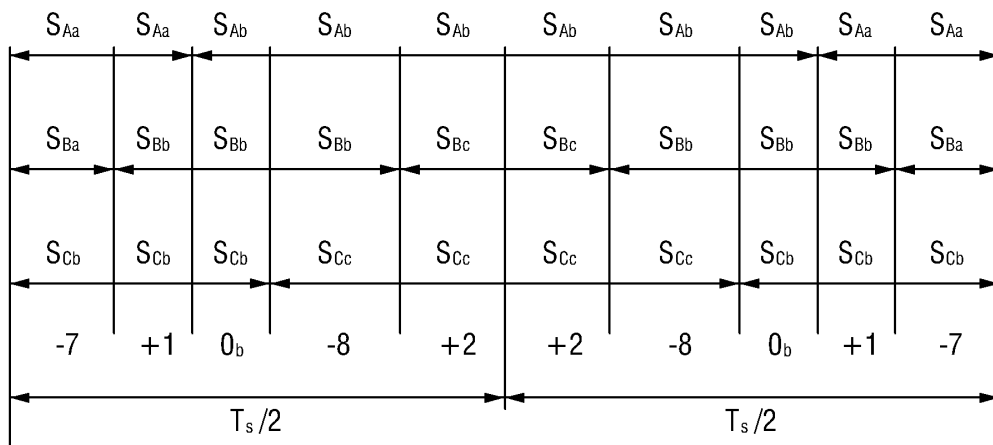
도면5



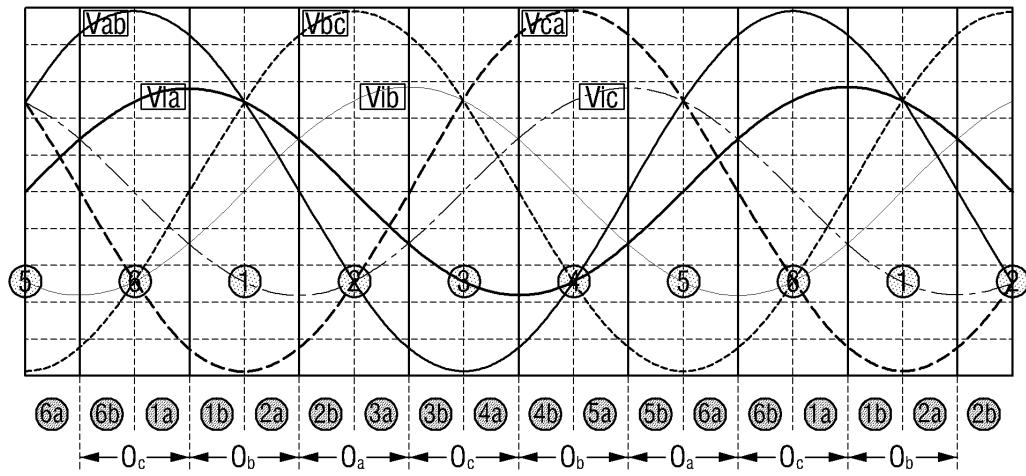
도면6



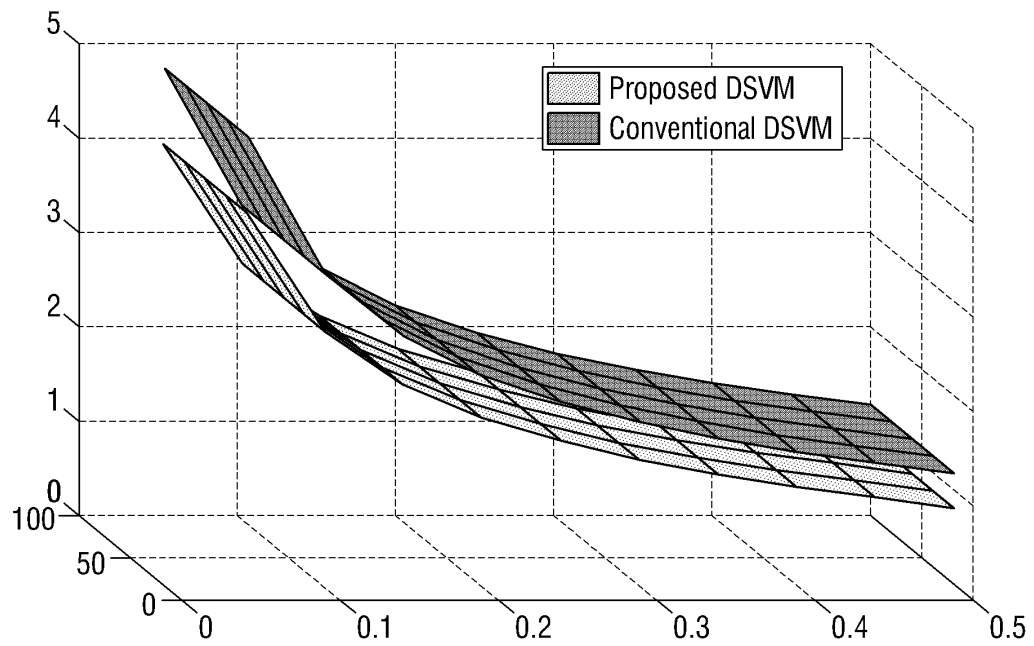
도면7



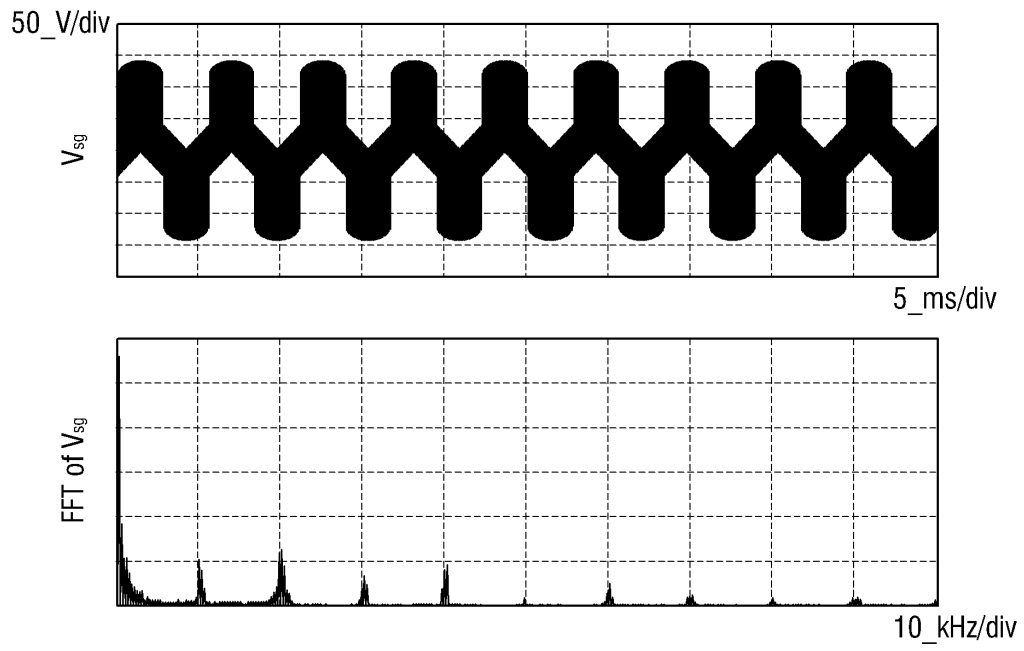
도면8



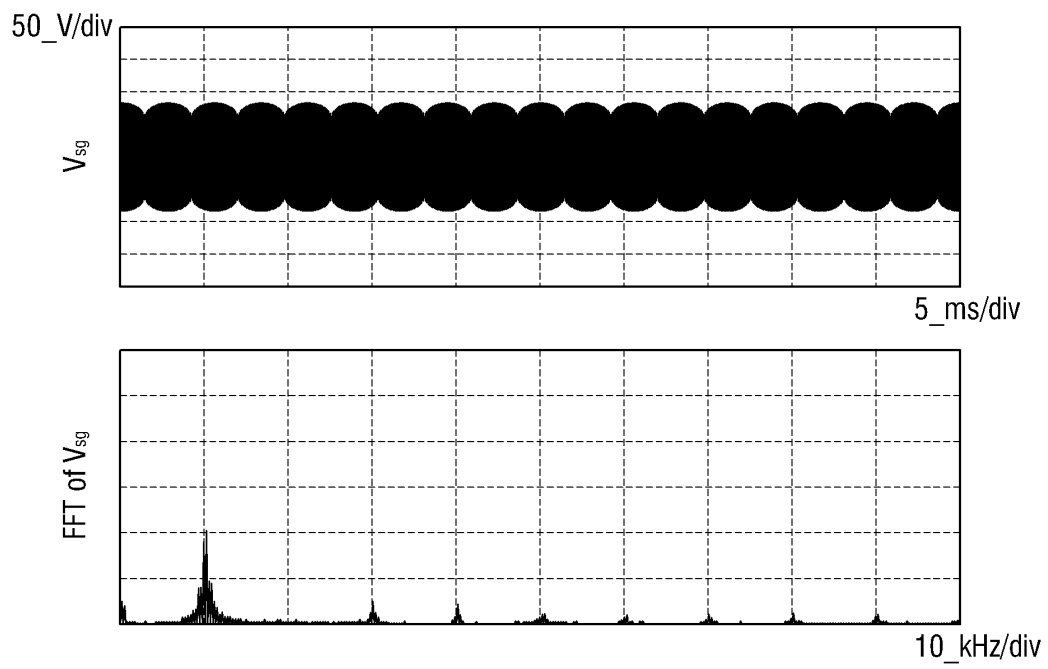
도면9



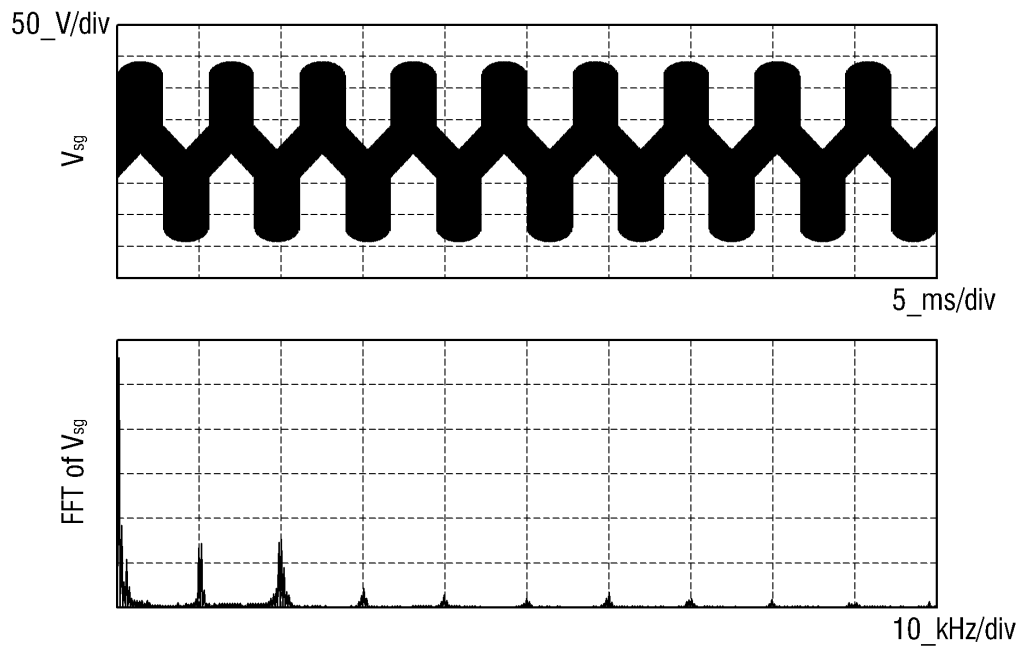
도면10a



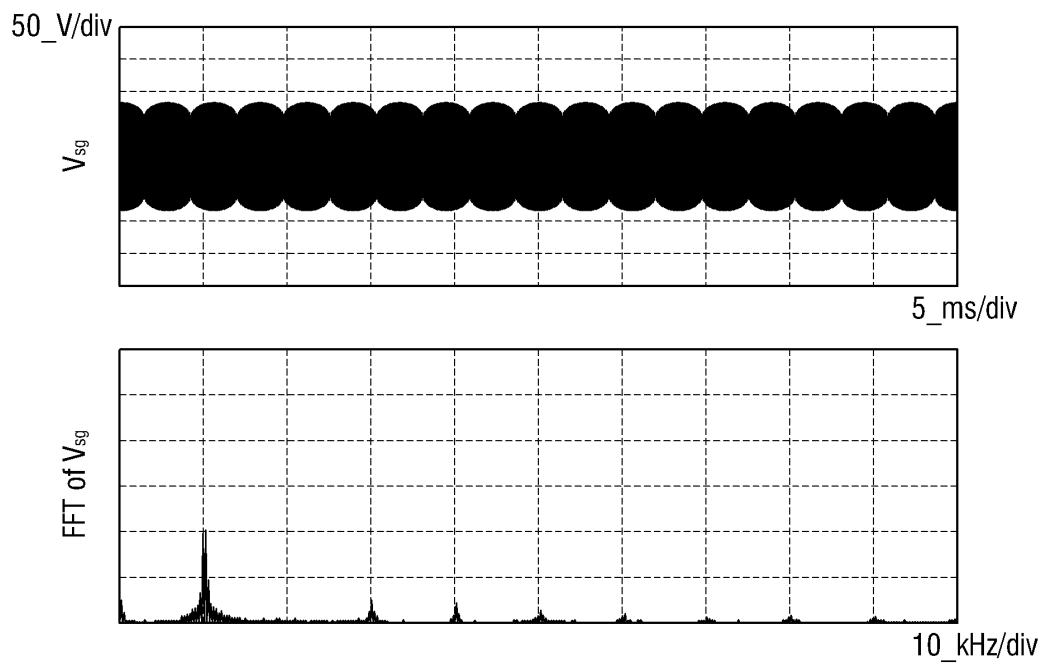
도면10b



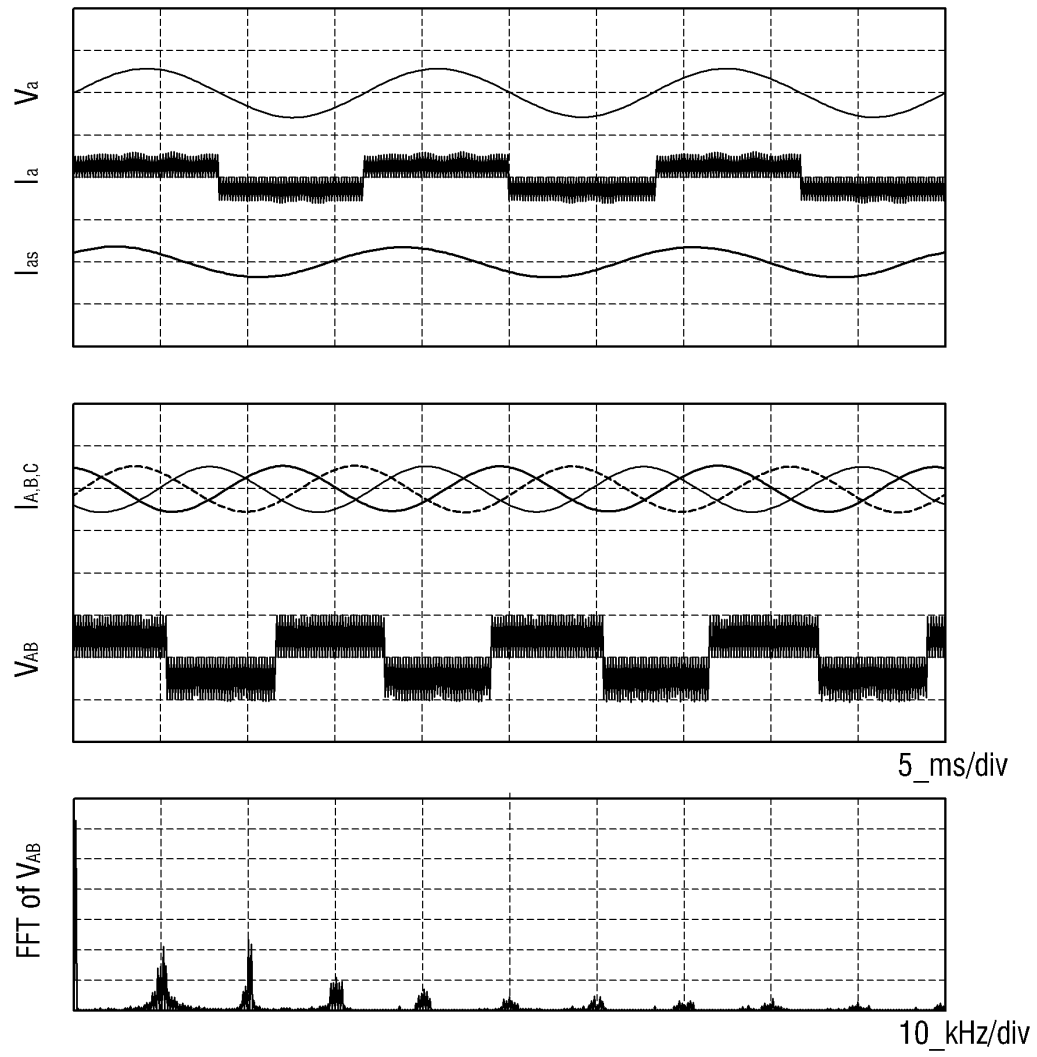
도면11a



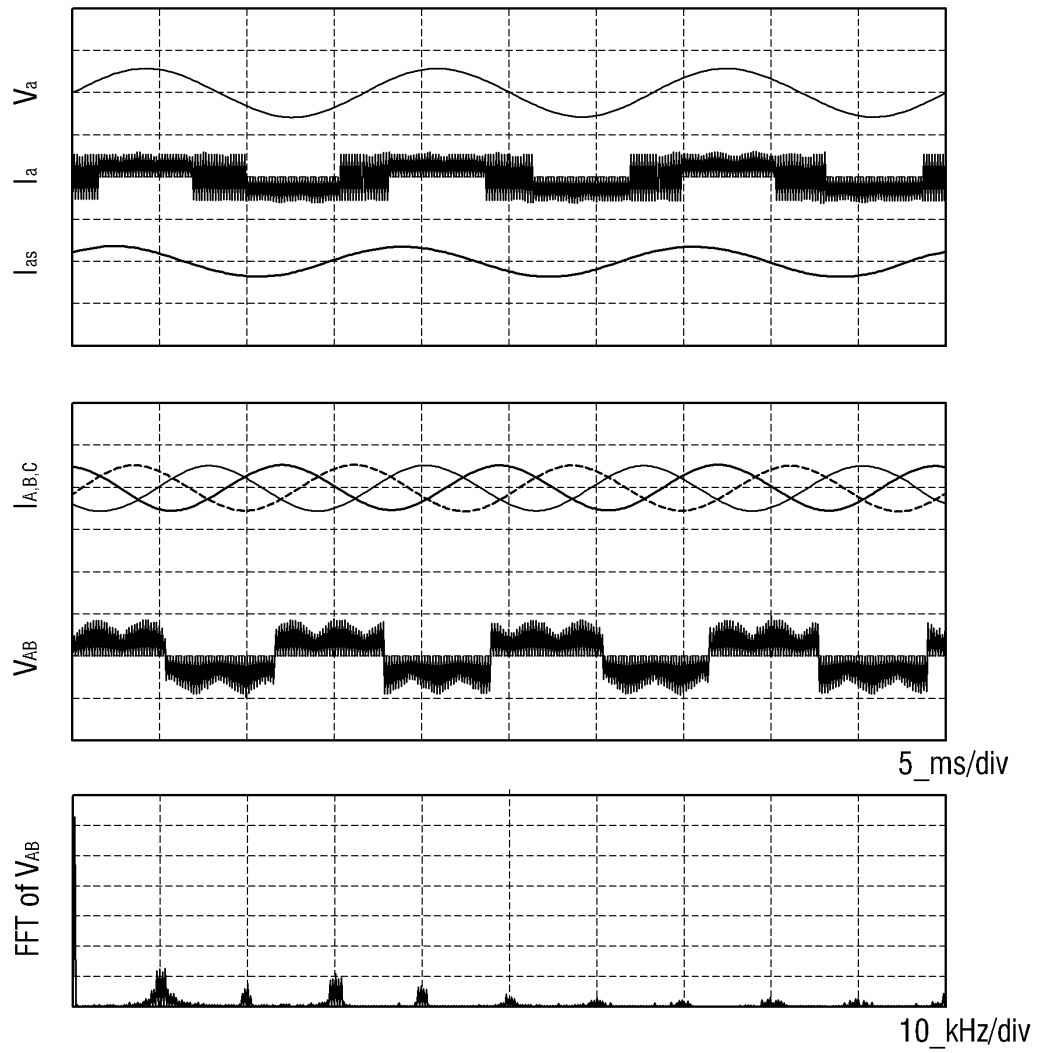
도면11b



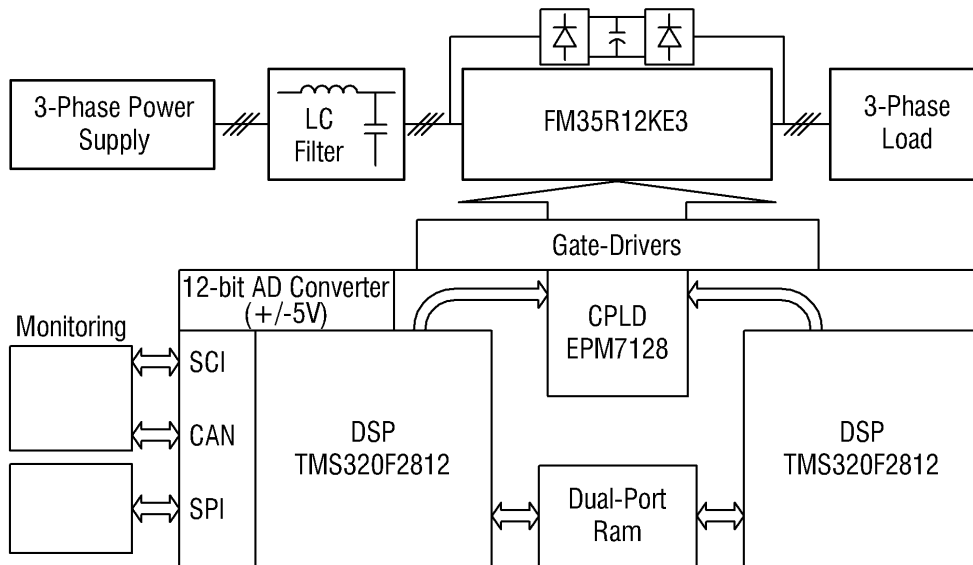
도면12a



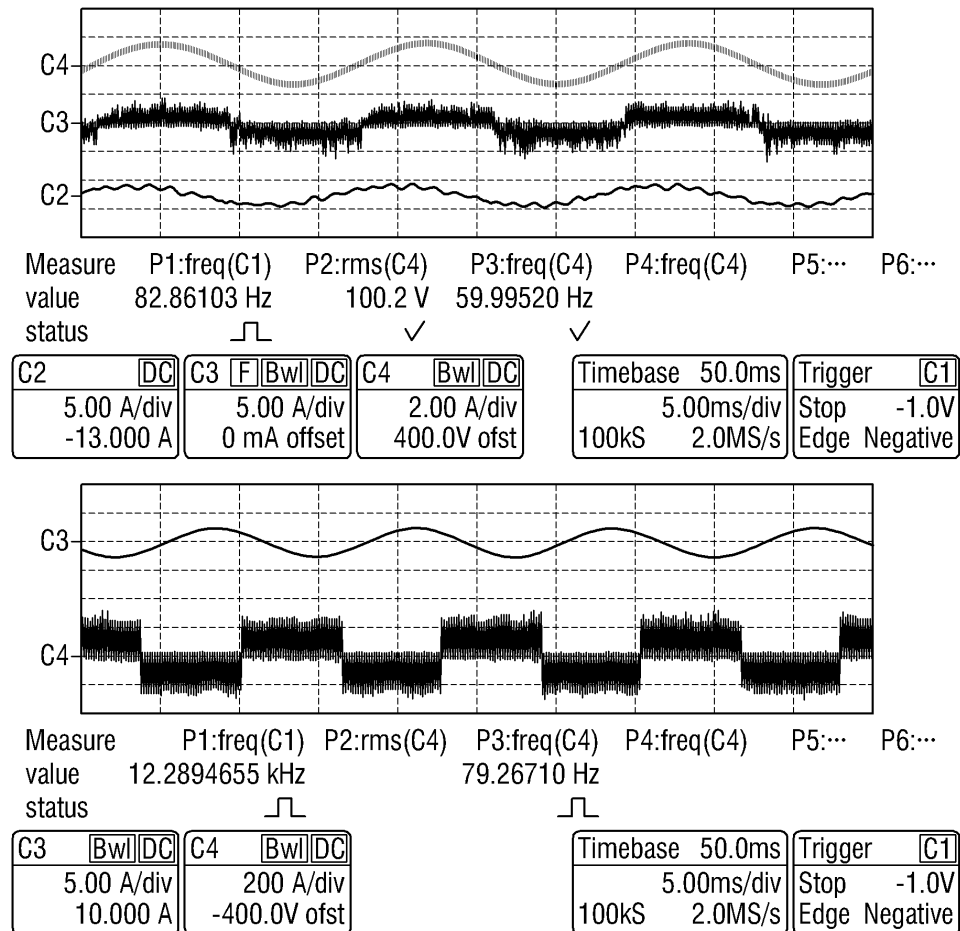
도면12b



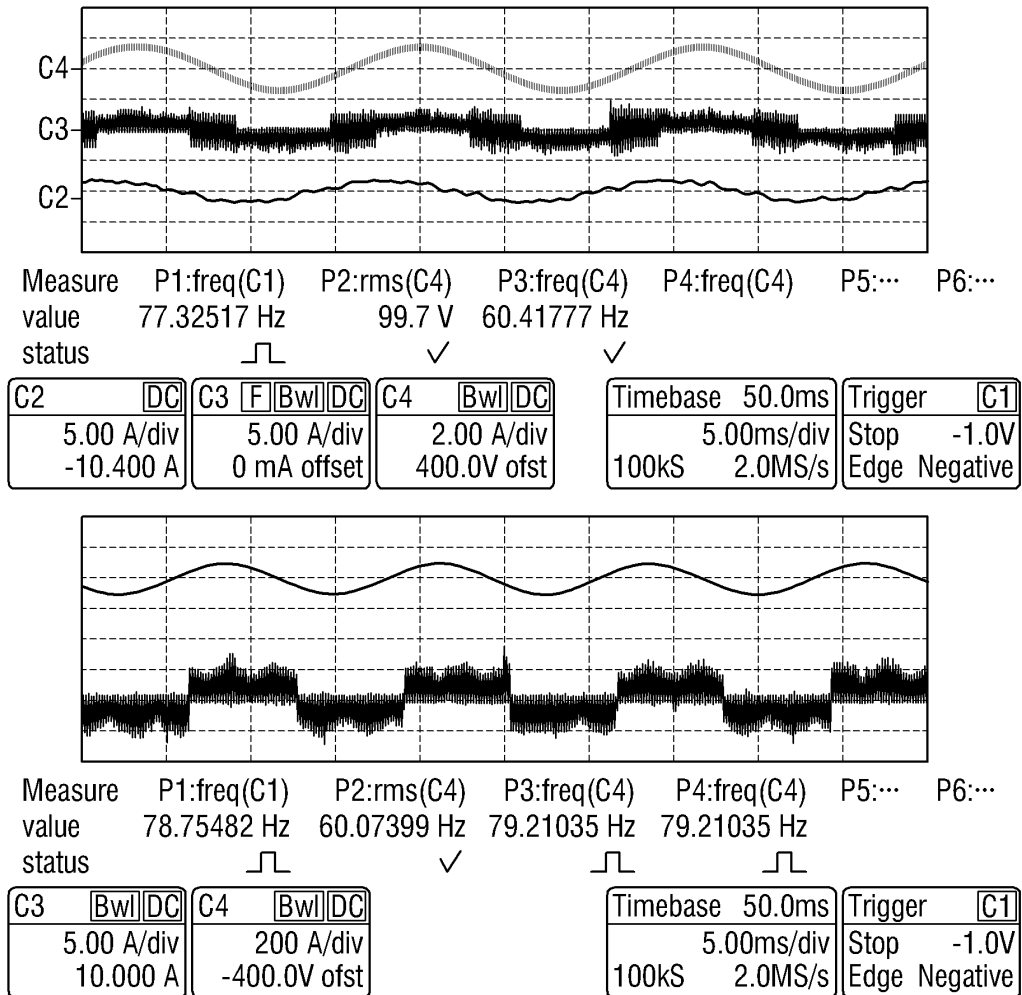
도면13



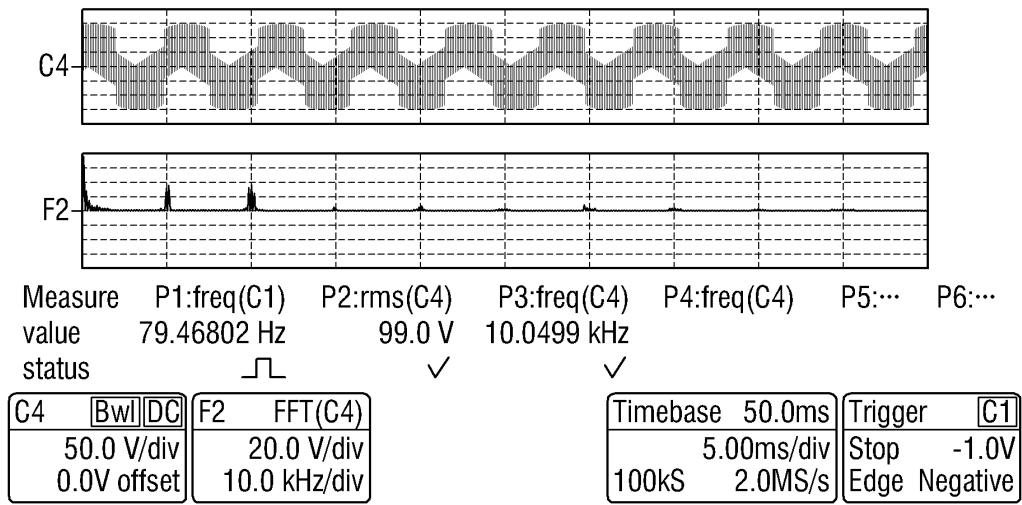
도면14a



도면14b



도면15a



도면15b

