4스위치 3상 인버터의 직류 링크 중성점 전압 추정에 의한 출력전압 불평형 개선

논 문
58-9-14

Improvement of Output Voltage Waveforms by DC-Link Neutral Point Voltage Estimation for FSTPI

김 정 훈* · 조 인 철** · 이 홍 희†
(Jung-Hun Kim · In-Cheol Jo · Hong-Hee Lee)

Abstract - It is very important to maintain the balanced output voltage waveforms under the unbalanced DC-link voltages in the four-switch three-phase inverter(FSTPI). In this paper, the improvement of output voltage waveforms is proposed with the aid of DC-link voltage ripple estimation. The proposed method can be implemented without the additional voltage sensor. The proposed method applied to the permanent magnet synchronous motor (PMSM) is simulated and experimented in order to verify its feasibility.

Key Words : Four-Switch Three-Phase Inverter(FSTPI), Unbalanced Output, DC-link Voltage Ripple

1. 서 론

전력변환장치의 경우 변환 효율을 높이고 구동장치의 비용과 크기를 줄이기 위한 연구가 지속적으로 이루어져 왔으며, 그 중 하나가 4스위치 3상 인버터 (Four-Switch Three-Phase Inverter : FSTPI)에 관한 연구이다[1]-[3]. FSTPI는 3상 인버터를 구현하기 위해 4개 전력용 스위치만을 사용하고 있기 때문에 6개의 스위치를 사용하는 6스위치 3상 인버터 (Six-Switch Three-Phase Inverter : SSTPI)에 비해 경제적일뿐 아니라 스위칭 손실이 적고 부피도 줄일 수 있다는 장점이 있다. 그러나 FSTPI는 직류 링크 중성점 전류의 흐름에 따라 커패시터 전압의 맥동이 발생하고 이로 인해 출력 전압 벡터가 변하게 된다[4]. 이러한 출력 전압 벡터의 변형은 출력 전압을 불평형하게 만들고 고조파 성분을 증가시켜 부하의 제어특성을 저하시킨다. 특히 전동기 부하의 경우 고조파 성분의 존재는 토크 맥동을 유발하게 되므로 전동기의 정밀한 제어를 위해서는 출력 전압 파형을 개선하는 것이 매우 중요하다. 따라서 FSTPI의 경우 직류 링크 전압에서 맥동이 있더라도 출력 전압을 얼마나 평형하게 얻는 수 있느냐 하는 것이 FSTPI의 성능을 결정하는 중요한 특성 가운데 하나이다.

FSTPI에서 이러한 출력 불평형을 개선하는 방법으로는 직류 링크단의 커패시터 용량을 키우는 방법을 생각할 수 있으나 이 방법은 변환장치의 가격과 체적을 증대시켜 FSTPI의 본래의 취지와 맞지 않다. 다른 한 가지 방법은 공간벡터 PWM (Space Vector Pulse Width Modulation : SVPWM) 방식을 이용해 스위칭 신호를 실시간으로 보상하는 방법이다[4]-[7]. 이 방법들은 직류 링크 전압을 측정하여 FSTPI에서 얻을 수 있는 4개의 기본전압벡터를 이용해 출력 전압의 불평형을 보상할 수 있도록 스위칭 패턴을 만들어 내거나, 입력단의 정류기를 제어하여 직류 링크 전압의 불평형을 개선하는 방법이다. 이 경우 직류 링크 전압을 측정하기 위한 별도의 전압 측정 장치가 필요한데, 전압센서는 높은 전원전압과 낮은 제어전압 사이의 전기적 절연문제 때문에 그 가격이 비싸 제작 단가를 낮추기 위해 사용되는 FSTPI의 취지와는 거리가 있다.

본 논문에서는 직류 링크 전압 맥동을 추정할 수 있는 추정기를 제안하고, 공간전압벡터 변조기법에 직류 링크 전압 맥동성분을 반영하여 출력 전압의 불평형을 보상할 수 있는 기법을 제안한다. 제안된 방식은 기존의 벡터제어와 같이 불평형 출력전압을 개선하기 위한 별도의 센서 추가 없이 구현이 가능하고 기존 시스템과 달리 적응적으로 출력 전압 불평형을 보상할 수 있다.

2장에서 직류 링크 전압 맥동을 이용하여 기준벡터의 변형을 보상할 수 있는 공간전압벡터 변조기법을 소개한다. 3장에서는 공간전압벡터 제어기의 지령 전압 벡터와 전동기 단자 전압의 출력 벡터를 이용하여 기준벡터의 변화를 추정하고 이를 통해 커패시터 직류 전압의 맥동을 추정하는 방법을 제안한다. 그리고 4장과 5장에서 제안된 알고리즘을 영구자석 동기전동기(PMSM)에 적용하여 시뮬레이션과 실험을 수행했다.

2. SVPWM에 의한 FSTPI 출력전압 제어

그림 1은 PMSM 구동을 위해 FSTPI가 사용된 경우인데, 전동기의 상 b와 c는 인버터의 두 개의 암에 연결되어 있고 나머지 한 상 a는 커패시터의 중성점에 연결되어 있는 구조

* 정 회 원 : 두원중공업 연구원
** 준 회 원 : 울산대학교 공대 전기전자정보시스템공학과 석사과정
† 교신저자, 시니어회원 : 울산대 전기전자정보시스템공학과 교수
E-mail : hhlee@ulsan.ac.kr
접수일자 : 2009년 5월 25일
최종완료 : 2009년 7월 30일

이다. 각 상과 기준점 'o' 사이의 전압 v_{ao}, v_{bo}, v_{co}는 스위치 S_1, S_2, S_3, S_4의 상태에 의해 결정된다. 스위치 상태에 따른 각 상의 전압은 식 (1)과 같다.

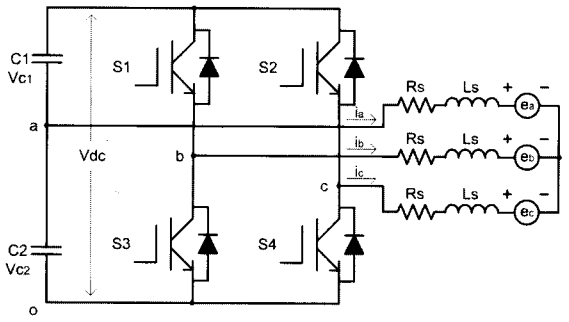

그림 1 PMSM 구동을 위한 FSTPI
Fig. 1 FSTPI to drive PMSM

$$\begin{aligned} v_{ao} &= v_{C2} \\ v_{bo} &= S_1(v_{C1}+v_{C2}) \\ v_{co} &= S_2(v_{C1}+v_{C2}) \end{aligned} \tag{1}$$

식 (1)에서 S_1, S_2가 '1'이면 스위치 S_1, S_2가 켜진 상태이고 '0'이면 S_3, S_4가 켜진 상태를 나타낸다. S_1, S_2에 상태에 따라 4가지 경우의 수가 발생하고, 각각의 결과를 2상 고정좌표계로 변환하면 표 1과 같다.

표 1 스위칭 상태에 따른 v_α, v_β
Table 1 v_α, v_β according to switch state

S_1	S_2	벡터	v_α	v_β
0	0	$\boldsymbol{v_1}'$	$2v_{C2}/3$	0
1	0	$\boldsymbol{v_2}'$	$(v_{C2}-v_{C1})/3$	$(v_{C2}+v_{C1})/\sqrt{3}$
1	1	$\boldsymbol{v_3}'$	$-2v_{C1}/3$	0
0	1	$\boldsymbol{v_4}'$	$(v_{C2}-v_{C1})/3$	$-(v_{C2}+v_{C1})/\sqrt{3}$

그림 2는 v_{C1}과 v_{C2}의 크기에 따라 표 1의 전압벡터를 도식화 한 것이다. $v_{C1}=v_{C2}$일 경우에는 그림 2(a)와 같이 각 전압벡터는 서로 직교한다. 하지만, 그림 1에서 i_a의 전류 흐름에 따라 직류 링크 전압의 중성점에서 맥동이 발생하고 v_{C1}과 v_{C2}의 크기가 달라지면 더 이상 각각의 전압벡터는 직교하지 않는다. $v_{C1}<v_{C2}$와 $v_{C1}>v_{C2}$인 경우의 전압벡터를 살펴보면 그림 2의 (b), (c)와 같다. SVPWM을 사용해 그림 2(b), (c)에서의 왜곡된 기준전압 벡터를 알기 위해서는 표 1에서와 같이 직류 링크 커패시터의 양단 전압 v_{C1}과 v_{C2}를 알아야 한다. FSTPI 자체에는 영벡터가 존재하지 않으므로 상대적으로 크기가 작아 고조파 발생이 적은 벡터 $\boldsymbol{v_1}'$, $\boldsymbol{v_3}'$의 조합을 이용하여 영벡터를 만든다. 이 영벡터와 벡터 $\boldsymbol{v_2}'$, $\boldsymbol{v_4}'$를 이용해 그림 3과 같이 기준전압 벡터를 만들 수 있고 기준벡터의 위치에 따라 각각의 스위칭에 대한 도통 시간은 식 (2), (3)과 같다[6].

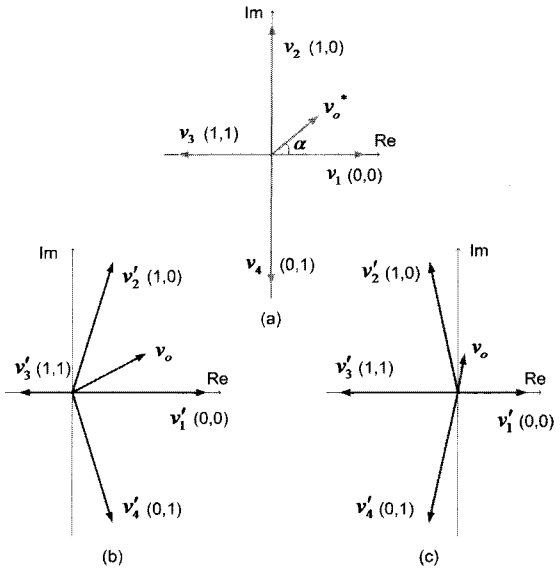

그림 2 기준전압 벡터
(a) $v_{C1}=v_{C2}$ (b) $v_{C1}<v_{C2}$ (c) $v_{C1}>v_{C2}$
Fig. 2 Reference voltage vectors
(a) $v_{C1}=v_{C2}$ (b) $v_{C1}<v_{C2}$ (c) $v_{C1}>v_{C2}$

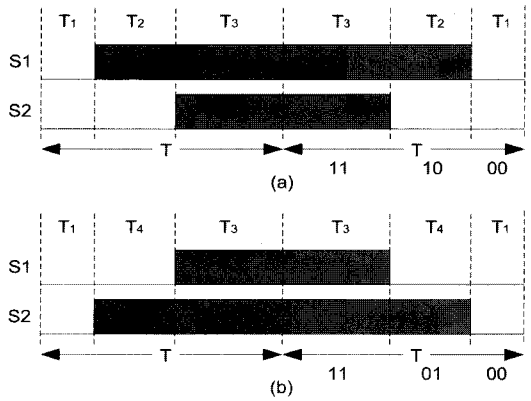

그림 3 SVPWM에 의한 FSTPI의 스위칭 패턴
(a) 구역 1 (b) 구역 2
Fig. 3 Switching patterns with SVPWM for FSTPI
(a) sector 1 (b) sector 2

구역 1, $0 \le \alpha \le \pi$

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{v_{C1}}{v_{C1}+v_{C2}}T - \frac{\sqrt{3}\,Tv_o^*}{v_{C1}+v_{C2}}sin(\alpha-\frac{\pi}{3}) \\ T_2 &= \frac{\sqrt{3}\,Tv_o^*}{v_{C1}+v_{C2}}sin(\alpha) \\ T_3 &= \frac{v_{C2}}{v_{C1}+v_{C2}}T - \frac{\sqrt{3}\,Tv_o^*}{v_{C1}+v_{C2}}sin(\alpha+\frac{\pi}{3}) \end{aligned} \tag{2}$$

구역 2, $\pi \le \alpha \le 2\pi$

$$T_1 = \frac{v_{C1}}{v_{C1}+v_{C2}} T - \frac{\sqrt{3}\, T v_o^*}{v_{C1}+v_{C2}} sin(\alpha - \frac{2\pi}{3})$$
$$T_4 = \frac{\sqrt{3}\, T v_o^*}{v_{C1}+v_{C2}} sin(\alpha - \pi) \quad (3)$$
$$T_3 = \frac{v_{C2}}{v_{C1}+v_{C2}} T - \frac{\sqrt{3}\, T v_o^*}{v_{C1}+v_{C2}} sin(\alpha - \frac{4\pi}{3})$$

단, T_x: 벡터의 도통 시간($x = \overline{1,4}$)
v_o^*: FSTPI 지령 전압 벡터 $\boldsymbol{v}_o^*$의 크기
α: 벡터 $\boldsymbol{v}_o^*$와 실수축 사이의 각
T: 샘플 주기

식 (2), (3)에서 알 수 있는 바와 같이 직류 링크 전압 맥동으로 인한 출력 전압의 불평형을 개선하기 위해서는 직류 링크 전압 v_{C1}과 v_{C2}의 값을 알아야 하는 단점이 있다. 본 연구에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 v_{C1}과 v_{C2}을 추정하고 이를 이용해 출력 전압 파형을 보상한다.

3. FSTPI의 출력전압 보상을 위한 직류 링크 커패시터 불평형 전압 추정

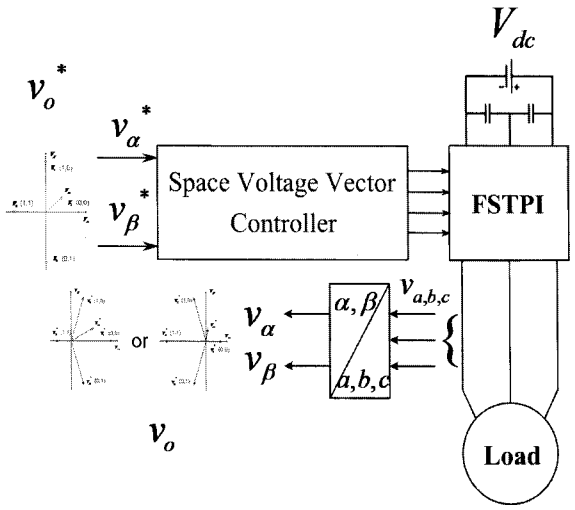

그림 4 일반적인 FSTPI의 구성
Fig. 4 General structure of FSTPI

그림 4는 SVPWM에 의한 일반적인 FSTPI의 구성을 나타낸다. FSTPI의 경우 직류 링크 전압의 맥동을 고려치 않고 벡터제어기 입력단에 지령벡터 $\boldsymbol{v}_o^*$를 인가하면 입·출력 상호 간에 선형성이 유지되지 않으므로 $\boldsymbol{v}_o^*$와 일치하는 출력 전압 $\boldsymbol{v}_o$를 얻을 수 없을 뿐만 아니라 출력전압 자체가 불평형하게 된다[3],[6]. 전동기에 불평형 전압이 인가되면 전류 불평형을 야기시키므로 이로 인해 회전자계가 균일하지 못하게 된다. 따라서 이러한 상태로 전동기를 제어할 경우 원활한 계자 제어 및 토크 제어가 불가능해지고 토크 맥동 증가로 인해 제어 성능 저하 및 기타 가청 노이즈의 유발 가능성이 있고, 장기적으로는 전동기의 베어링과 같은 기계적인 요소에도 손상을 주게 된다. 그러므로 제어 성능의 향상과 전동기의 수명 연장을 위해 직류 링크 전압 맥동으로 인한 출력 전압 파형의 보상은 대단히 중요하다.

직류 링크 전압 맥동의 해석을 위해 그림 2의 (a), (b)의 벡터도를 동시에 표시하면 그림 5와 같이 된다. 그림 5에서 v_α^*, v_β^*는 직류 링크 전압의 맥동이 없을 경우 지령치에 의해 얻을 수 있는 출력전압 성분이고 v_α, v_β는 전압 맥동이 있을 경우 출력된 실제 전압성분을 나타내고 있다.

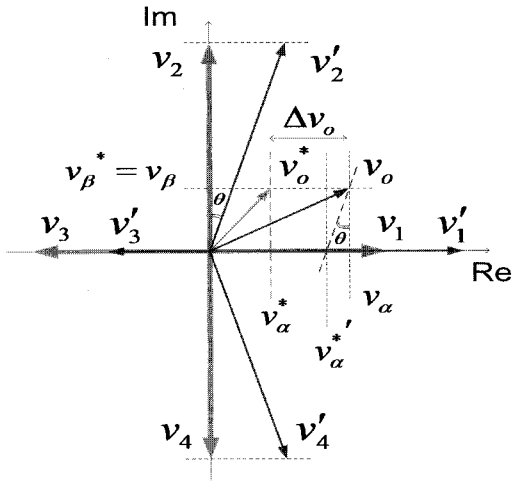

그림 5 전압 맥동 해석을 위한 벡터도
Fig. 5 Vector diagram for voltage ripple analysis

표 2 스위칭 상태에 따른 2상 전압 v_α, v_β
Table 2 2-phase voltage v_α, v_β according to switching state

벡터	v_α	v_β
$\boldsymbol{v}_1$	$V_{dc}/3$	0
$\boldsymbol{v}_1'$	$V_{dc}/3+2\Delta v_{C2}/3$	0
$\boldsymbol{v}_2$	0	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$\boldsymbol{v}_2'$	$2\Delta v_{C2}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
$\boldsymbol{v}_3$	$-V_{dc}/3$	0
$\boldsymbol{v}_3'$	$-V_{dc}/3+2\Delta v_{C2}/3$	0
$\boldsymbol{v}_4$	0	$-V_{dc}/\sqrt{3}$
$\boldsymbol{v}_4'$	$2\Delta v_{C2}/3$	$-V_{dc}/\sqrt{3}$

한편, 그림 1에서 중성점 전류 i_a가 흘러 직류 링크 중성점 전압의 맥동이 발생하더라도 제어기의 샘플링 시점에서 전체 직류 링크 전압 V_{dc}는 일정하다고 볼 수 있다. 이 경우 v_{C1}과 v_{C2}의 변화량을 살펴보면 크기는 같고 부호만 다르므로 식 (4)와 같은 관계식을 얻을 수 있다.

$$\Delta v_{C1} = -\Delta v_{C2}$$
$$v_{C1} = V_{dc}/2 - \Delta v_{C2} \quad (4)$$

$v_{C2} = V_{dc}/2 + \Delta v_{C2}$

단, Δv_{C1}: v_{C1}의 전압 변화

Δv_{C2}: v_{C2}의 전압 변화

식 (4)를 이용하여 그림 5에서 나타낸 전압벡터들을 구해보면 표 2와 같다. 표 2에서 알 수 있는 바와 같이 직류 링크 중성점 전압이 변동하여도 β 방향의 출력 전압성분 v_β에는 아무런 영향을 미치지 않음을 알 수 있다. 따라서 직류 링크 전압의 맥동에 따른 영향을 분석하거나 보상할 경우 v_β^*와 v_β의 관계나 이들 값을 고려할 필요가 없고 단지 v_α^*와 v_α의 값이나 이들 관계만 이용하면 가능하다는 것을 의미 한다. v_α^*와 v_α를 이용한 $\boldsymbol{v_o^*}$와 $\boldsymbol{v_o}$의 관계는 식 (5)와 같다.

$$\boldsymbol{v_o} = \boldsymbol{v_o^*} + \Delta \boldsymbol{v_o} = v_\alpha^* + \Delta v_o + j v_\beta^* = v_\alpha + j v_\beta \tag{5}$$

단, $\Delta \boldsymbol{v_o}$: 전압벡터오차, $j = \sqrt{-1}$

즉, 출력전압벡터의 오차 $\Delta \boldsymbol{v_o}$는 직류 링크 전압 맥동으로 인해 변화된 $\boldsymbol{v_o^*}$의 α방향 성분이다. 각각의 축을 관찰해 보면, $\boldsymbol{v_2}$, $\boldsymbol{v_2}'$, $\boldsymbol{v_4}$, $\boldsymbol{v_4}'$의 β 방향 성분은 표 2에서 항상 일정한 반면 α방향 성분은 표 2에서 $2\Delta v_{C2}/3$ 만큼 이동한 것을 알 수 있다. $\boldsymbol{v_1}$, $\boldsymbol{v_1}'$, $\boldsymbol{v_3}$, $\boldsymbol{v_3}'$의 경우에도 마찬가지로 직류 링크 중성점의 맥동과 관계없이 표 2에서 β 방향 성분이 '0'으로 일정하다. 하지만 $\boldsymbol{v_1}'$, $\boldsymbol{v_3}'$의 α방향 성분이 양의 방향으로 $2\Delta v_{C2}/3$ 만큼 각각 이동하였음을 알 수 있다. 또한, SVPWM 방식에서 직류 링크 중성점 전압 맥동으로 인해 변화된 출력 전압 벡터의 α방향의 전압의 크기 Δv_o를 $\boldsymbol{v_2}$와 $\boldsymbol{v_2}'$의 사이각 θ를 이용하여 유도하면 다음과 같다.

$$\Delta v_o = v_\alpha - v_\alpha^* = (v_\alpha^{*\prime} - v_\alpha^*) + (v_\alpha - v_\alpha^{*\prime}) \tag{6}$$

$$v_\alpha^{*\prime} - v_\alpha^* = \frac{T_1}{T}(v_1' - v_1) + \frac{T_3}{T}(v_3' - v_3) = \frac{T_1 + T_3}{T}(2\Delta v_{C2}/3) \tag{7}$$

$$v_\alpha - v_\alpha^{*\prime} = \frac{T_2}{T} v_2 \tan(\theta) = \frac{T_3}{T}(v_2' - v_2) = \frac{T_2}{T}(2\Delta v_{C2}/3) \tag{8}$$

식 (6), (7), (8)의 관계에서 Δv_o의 크기는 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\Delta v_o = 2\Delta v_{C2}/3 \tag{9}$$

직류 링크 전압의 맥동에 의해 벡터제어기 입력단의 지령벡터 $\boldsymbol{v_o^*}$와 실제 인가되는 출력전압벡터 $\boldsymbol{v_o}$ 사이에 일어나는 오차는 β 방향 성분은 변화가 없고 단지 α 방향 성분만 변화가 있고 이는 기준벡터의 변화량과 같은 크기인 $2\Delta v_{C2}/3$가 됨을 알 수 있다. v_{C2}의 순시전압은 식 (9)를 이용하여 다음과 같이 표현 가능하다.

$$\Delta v_{C2} = \frac{3}{2}\Delta v_o^* = \frac{3}{2}(v_\alpha - v_\alpha^*) \tag{10}$$

$$v_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} + \Delta v_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{3}{2}(v_\alpha - v_\alpha^*) \tag{11}$$

2장에서 살펴본 바와 같이 직류 링크 전압의 맥동이 있을 경우 지령벡터 $\boldsymbol{v_o^*}$를 출력전압벡터 $\boldsymbol{v_o}$와 같이 될 수 있는 $\boldsymbol{v_o^*}$를 생성할 수 있다면 출력전압을 평형하게 유지할 수 있을 것이다. 이는 그림 5에서 $\boldsymbol{v_1}$, $\boldsymbol{v_2}$, $\boldsymbol{v_3}$, $\boldsymbol{v_4}$의 벡터를 $\boldsymbol{v_1}'$, $\boldsymbol{v_2}'$, $\boldsymbol{v_3}'$, $\boldsymbol{v_4}'$과 일치시켜 벡터제어기 입력단의 지령벡터 $\boldsymbol{v_o^*}$와 단자전압 출력벡터 $\boldsymbol{v_o}$ 사이에 일어나는 오차 $\Delta \boldsymbol{v_o}$를 '0'으로 만드는 것을 의미하고 식 (10)에서 v_α가 v_α^*가 될 수 있도록 Δv_{C2}값을 조절하면 가능해진다. 본 연구에서는 v_α가 v_α^*가 될 수 있는 Δv_{C2}값을 찾기 위해 식 (12)와 같은 적분제어기를 사용했으며 이득값 K는 시뮬레이션을 통해 선정하였다. 그림 6은 상수 K 값에 따른 추종특성을 보여주고 있는데 K 값이 작으면 추종성능이 떨어지고 클수록 불안정 해지는 양상을 나타내므로 적절한 값을 선정하여 사용해야 한다.

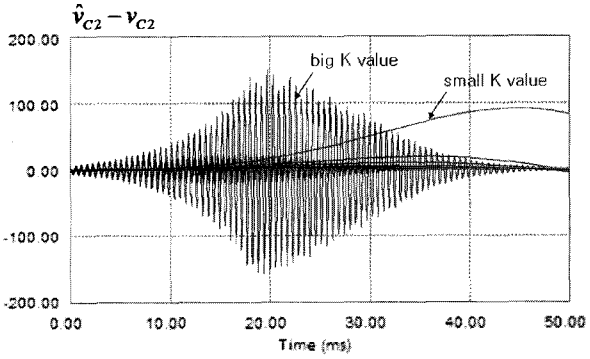

그림 6 제어기 이득 K 값에 따른 수렴특성

Fig. 6 Convergence characteristics according to gain K

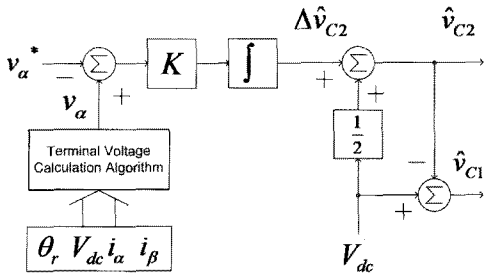

그림 7 v_{C1}, v_{C2} 추정 알고리즘

Fig. 7 v_{C1}, v_{C2} estimation algorithm

그림 7은 직류 링크 전압 Δv_{C2}, v_{C1}, v_{C2}를 추정하기 위한 블록도를 나타내며 최종적으로 추정치 $\hat{v}_{C1}$, $\hat{v}_{C2}$는 식 (13)과 같다.

$$\Delta\hat{v}_{C2} = K\int (v_\alpha - v_\alpha^*)dt \tag{12}$$

$$\hat{v}_{C2} = \frac{V_{dc}}{2} + \Delta v_{C2}\ ,\ \hat{v}_{C1} = V_{dc} - \hat{v}_{C2} \tag{13}$$

식 (12), (13)에서 의 $\hat{v}_{C1}$, $\hat{v}_{C2}$를 앞서 설명한 식 (2), (3)에 이용하여 직류 링크 전압 맥동을 보상한 벡터제어기 입력단의 지령벡터 $\boldsymbol{v}_o^*$를 생성한다. 본 논문에서는 이 블록도를 FSTPI에 추가하여 출력 전압 불평형을 보상한다.

4. 시뮬레이션

제안한 알고리즘을 사용한 FSTPI를 PMSM에 적용하여 타당성을 검증하였다. 전압 추정에 필요한 v_α^*와 v_α 가운데 지령벡터의 실수축 성분 v_α^*는 제어기 내에서 쉽게 얻을 수 있고, 출력벡터의 실수축 성분 v_α는 그림 2의 PMSM 등가회로를 이용한다. 2축 변환을 통한 고정자 기준 좌표계 $\alpha-\beta$축에서의 3상 PMSM의 역기전력은 식 (14), (15)와 같이 되고 전압방정식은 식 (16), (17)과 같다.

$$e_\alpha = -K_e\omega_r \sin\theta_r \tag{14}$$

$$e_\beta = K_e\omega_r \cos\theta_r \tag{15}$$

단, K_e: 역기전력 상수

ω_r: PMSM 회전 속도

θ_r: PMSM 회전자 자속위치

$$v_\alpha = R_\alpha i_\alpha + L\frac{d}{dt}i_\alpha + e_\alpha \tag{16}$$

$$v_\beta = R_\beta i_\beta + L\frac{d}{dt}i_\beta + e_\beta \tag{17}$$

표 3은 시뮬레이션에 사용된 PMSM의 제정수를 나타내고, 그림 8은 제안한 알고리즘을 이용한 FSTPI에 의한 PMSM 제어 블록도를 나타내었다. 제안한 알고리즘의 구현을 위해서는 α방향 관련식인 식 (14)와 식 (16)만이 사용되며 PSIM 6.0을 통해 시뮬레이션을 수행했다.

표 3 전동기 상수

Table 3 Motor parameters

주요 상수	상수 값
상수/극수	3[상] / 8[극]
정격 출력	3.0 [kW]
정격 속도	1,000 [rpm]
관성 모멘트	67.8 $[gf \cdot cm \cdot s^2]$
토크 상수	12.8 $[kgf \cdot cm/A]$
상당 저항	0.056 [ohm]
상당 인덕턴스	1.391 [mH]
역기전압 상수	78.7 [V/krpm]

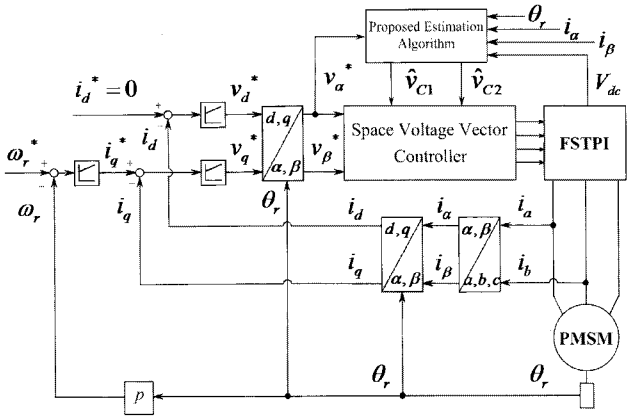

그림 8 PMSM 제어 블럭도

Fig. 8 PMSM control block diagram

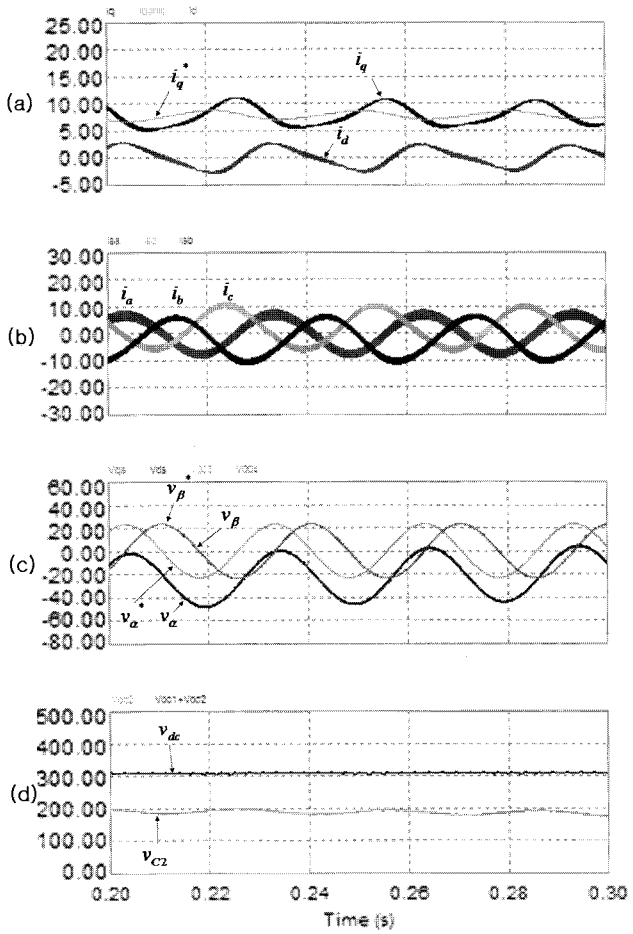

그림 9 출력전압파형을 보상하지 않은 경우
(a) d, q축 전류 지령 값과 실제 값 (b) 상전류 (c) 지령전압과 출력전압 (d) 직류 입력 전압

Fig. 9 Results without output voltage waveform compensation (a) Command and real currents at d, q axis (b) Phase currents (c) Command voltages and output voltages (d) DC-link voltages

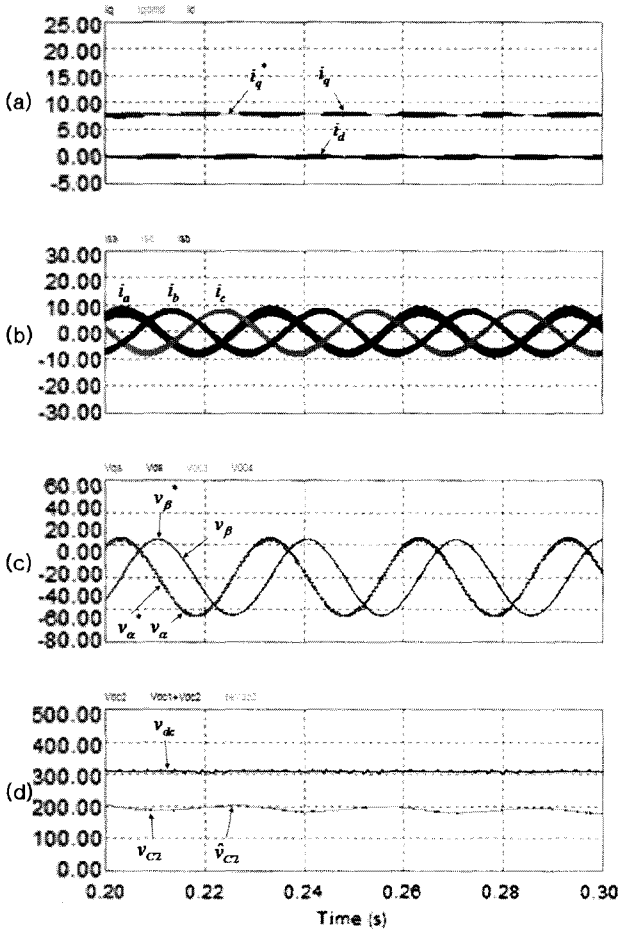

그림 10 제안한 알고리즘을 적용한 경우
(a) d, q축 전류 지령 값과 실제 값 (b) 상전류
(c) 지령전압과 출력전압 (d) 직류 입력 전압

Fig. 10 Results with the proposed algorithm (a) Command and real currents at d, q axis (b) Phase currents (c) Command voltages and output voltages (d) DC-link voltages

그림 9는 그림 9(d)와 같이 직류 링크 전압 맥동이 있는 상황에서 별도의 보상을 행하지 않을 경우의 각종 파형을 나타내고 있다. 지령전압벡터 v_o^*와 출력전압벡터 v_o 사이에 오차가 존재하므로 v_o^*와 v_o 사이의 선형성이 유지되지 않아 전류 값이 지령치를 제대로 추종하지 못하고 그 결과 상전류 i_a, i_b, i_c가 불평형하게 됨을 보여주고 있다.

그림 10은 제안한 알고리즘을 적용한 경우 각종 파형을 보여주고 있다. 식 (12), (13)에서 추정한 $\hat{v}_{C1}$, $\hat{v}_{C2}$를 식 (2), (3)에 대입하여 적용한 것으로 지령전압벡터 v_o^*와 출력전압벡터 v_o 사이의 오차가 '0'이 되도록 제어하였다. 그림 10 (d)에서 보듯이 제안된 전압추정기는 실제 전압 값을 잘 추정하고 있음을 알 수 있으며 그 결과 알고리즘을 적용하지 않은 그림 9와 비교해서 현저히 개선된 출력전압과 전류파형을 얻을 수 있다.

그림 11과 그림 12는 FSTPI를 사용한 PMSM 제어기의 동특성을 알아보기 위해 기동특성과 정상속도에서의 토크 변동에 따른 특성을 고찰한 것으로 그림 11은 출력전압에 대한 보상을 행하지 않은 경우를 나타내고 그림 12는 제안된 알고리즘을 사용한 경우를 보여주고 있다. 속도 지령치는 500rpm으로 정지 상태에서 5[N · m]의 부하로 기동하여 기동 후 0.25초 후에 토크를 5[N · m]에서 8[N · m]로 증가시키고 다시 0.15초 후에 5[N · m]로 감소 시켰다. 보상 알고리즘을 미적용한 그림 11에 비해 그림 12에서 회전 속도의 정상상태 오차가 확연히 줄어들고, 전압과 전류의 불평형 역시 거의 존재하지 않음을 알 수 있어 제안한 알고리즘의 우수성을 보여주고 있다.

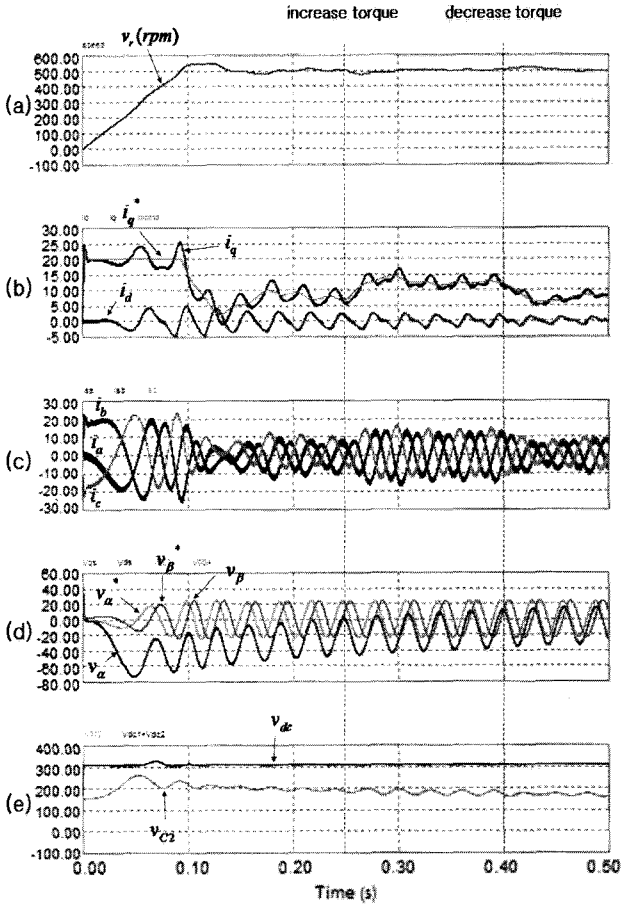

그림 11 출력전압파형을 보상하지 않은 경우의 동특성
(a) 회전속도 (b) d, q축 전류 지령 값과 실제 값
(c) 상전류 (d) 지령전압과 출력전압 (e) 직류 입력 전압

Fig. 11 Dynamic characteristics without output voltage waveform compensation (a) Rotor speed (b) Command and real currents at d, q axis (c) Phase currents (d) Command voltages and output voltages (e) DC-link voltages

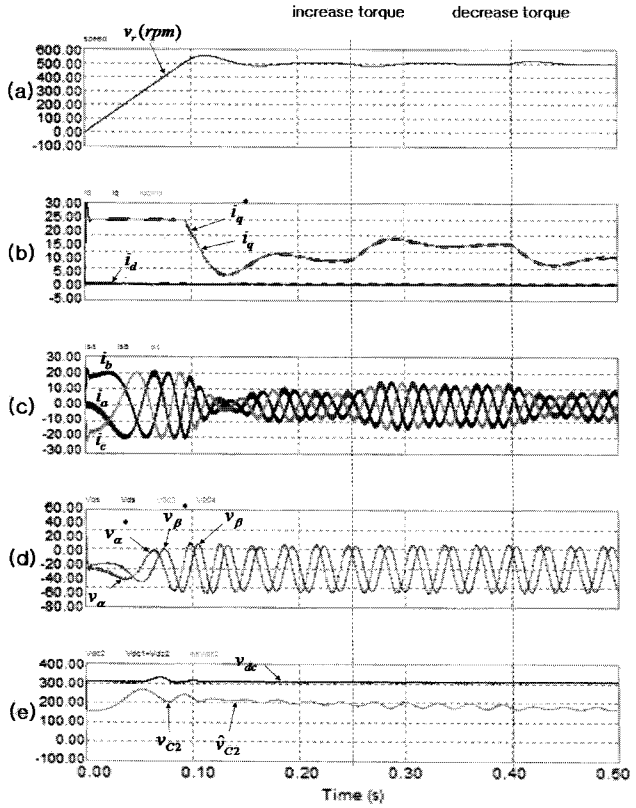

그림 12 제안한 알고리즘을 적용한 경우의 동특성
(a) 회전속도 (b) d, q축 전류 지령 값과 실제 값 (c) 상전류 (d) 지령전압과 출력전압 (e) 직류 입력 전압

Fig. 12 Dynamic characteristics with the proposed algorithm
(a) Rotor speed (b) Command and real currents at d, q axis (c) Phase currents (d) Command voltages and output voltages (e) DC-link voltages

5. 실험 결과

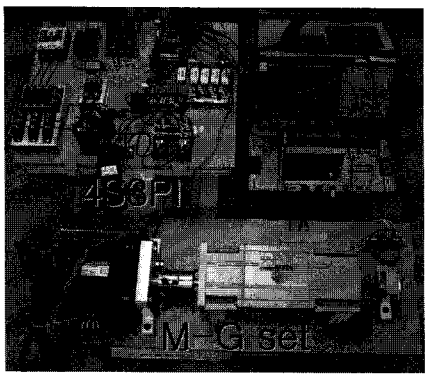

그림 13 실험 시스템
Fig. 13 Experimental system

그림 13은 실험 시스템을 보여주고 있으며 부하를 위해 직류전동기가 사용되었다. 직류링크 전압은 3상 220V 전압을 전파 정류를 통해 얻었고 분압을 위해 2200μF 커패시터 2개를 사용하였다. 그림 14는 전압 추정 알고리즘에 의한 $\hat{v}_{C2}$값과 전압센서로 측정한 실제 값 v_{C2}를 보여주고 있으며 $\hat{v}_{C2}$가 v_{C2}값과 일치 하고 있음을 알 수 있다.

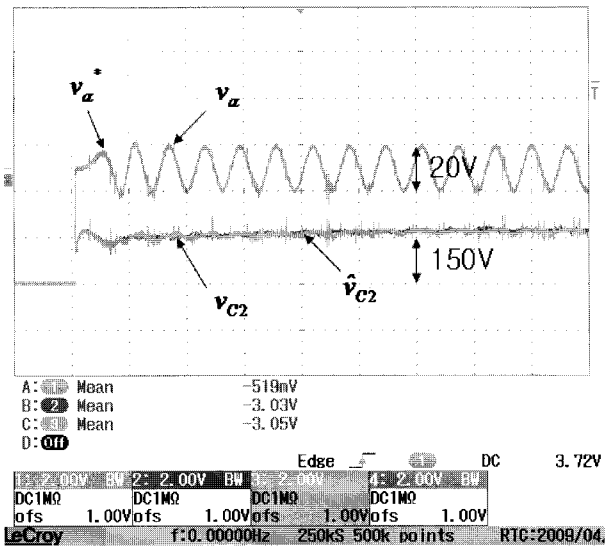

그림 14 전압추정 특성
Fig. 14 The performance of voltage estimator

그림 15는 PMSM의 속도변화에 따른 $\hat{v}_{C2}$과 v_{C2}를 비교한 것이다. 전동기의 기동단계에서 전동기의 토크 지령 값 증가에 따른 전류 값 증가로 말미암아 v_{C2}값이 급격히 떨어지는 열악한 상황에서도 전압 추정기는 v_{C2}값을 잘 추종함을 알 수 있다.

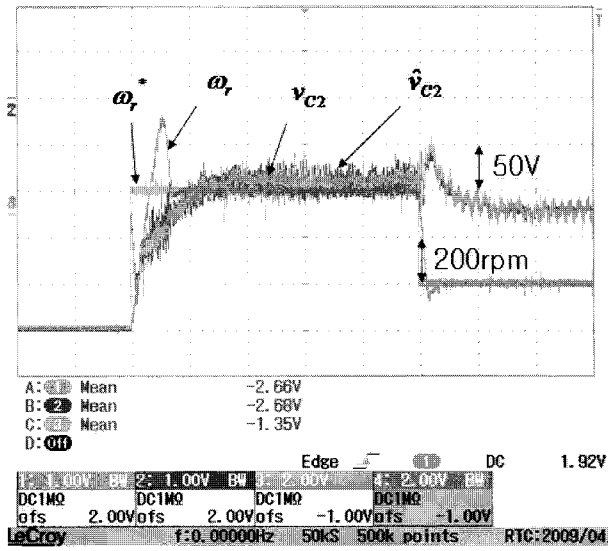

그림 15 속도 변동 시 전압추종 특성
Fig. 15 The performance of voltage estimator for speed change

그림 16은 토크를 변화 시켰을 때의 동특성을 보여주고 있는데 부하가 변동하여도 속도 지령치를 잘 추종하고 있음을 알 수 있다.

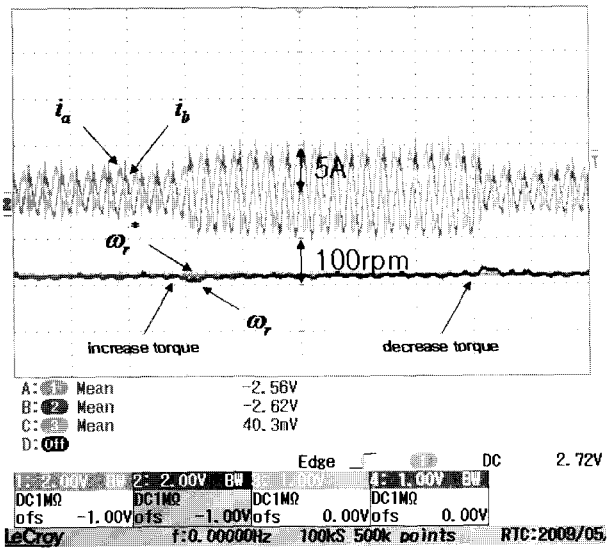

그림 16 토크 변동 시 속도 추정 특성

Fig. 16 Speed characteristic for torque change

그림 17은 보상 알고리즘의 사용 유·무에 따른 상전류 i_a, i_b, i_c의 파형이다. 제안한 알고리즘을 사용하지 않은 (a)의 경우에 비해 사용한 (b)의 경우에 불평형이 현저히 감소함을 관찰 할 수 있다.

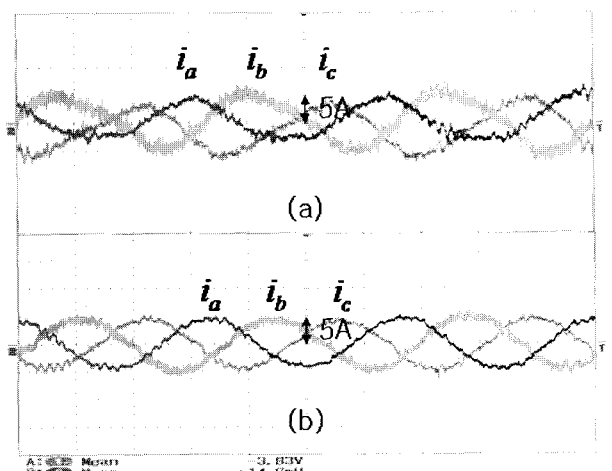

그림 17 상전류 i_a, i_b, i_c

(a) 전압 보상 미적용 (b) 제안한 알고리즘 적용

Fig. 17 Phase current i_a, i_b, i_c (a) Without voltage compensation (b) With the proposed algorithm

그림 18은 PMSM에 인가되는 전압의 궤적을 나타내고 있는데 제안된 알고리즘을 사용한 경우의 궤적은 중심에서 거리가 일정한 원형이 됨을 알 수 있으며 이는 거의 완벽한 평형전압이 인가됨을 알 수 있다.

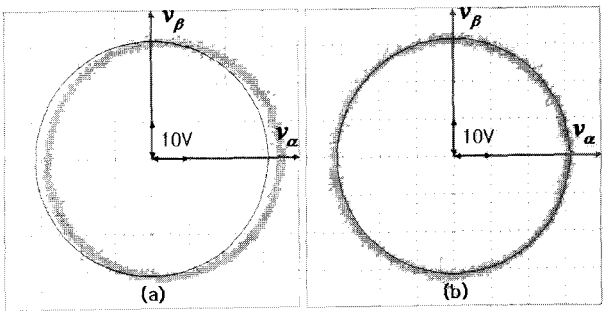

그림 18 PMSM 입력전압 궤적

(a) 전압 보상 미적용 (b) 제안한 알고리즘 적용

Fig. 18 Locus of PMSM input voltage

(a) Without voltage compensation

(b) With the proposed algorithm

6. 결 론

본 논문은 FSTPI에서 가장 큰 문제인 직류 링크 커패시터 전압의 맥동으로 인한 출력 전압의 불평형을 해결하기 위해 필요한 직류 링크 전압을 추정할 수 있는 알고리즘을 제안하였다. 추정한 직류 링크 전압을 이용하여 공간전압벡터 변조기법에 의해 출력전압 보상 알고리즘을 구현했다. 제안된 알고리즘은 별도의 전압센서를 필요로 하지 않으며 직류 링크 전압에서 맥동이 발생하더라도 적응적으로 출력전압을 평형하게 유지할 수 있다. 제안된 알고리즘에 의한 FSTPI를 PMSM에 적용하여 시뮬레이션과 실험을 통해 타당성을 검증하였다.

제안된 방식은 기존의 하드웨어에 소프트웨어만 수정하면 구현이 가능하므로 FSTPI의 실용화에 크게 기여할 수 있을 것으로 사료된다.

감사의 글

본 연구는 울산대학교와 지식경제부·울산광역시 지원 네트워크 기반 자동화연구센터의 지원에 의한 것입니다.

참 고 문 헌

[1] H. W. Der Broeck and J. D. Van Wyk, "A Comparative Investigation of a Three-Phase Induction Machine Drive with a Component Minimized voltage Fed Inverter under Different control options" IEEE Transactions on industry applications, Vol IA-20, no 2, pp. 309-320, April 1984

[2] C. B. Jacobina, E R. C. da Silva, A.M.N. Lima and R.L.A. Ribeiro, "Vector and Scalar Control of a Four Switch Three Phase Inverter", Proc. IEEE-IAS Annual Meeting, 1995.

[3] F..blaabjerg, S..Freysson, H. H. Hansen and S.

Hansen, "A new optimized space vector modulation strategy for a component minimized voltage source inverter", IEEE Transactions on power electronics, Vol. 12, No. 4, pp.704-714, July 1997

[4] G. L. Peters, G. A. Covic and J. T. Boys, "Eliminating output distortion in four-switch inverters with three-phase loads" IEE Proc. Electronic Power Application, Vol. 145, No. 4, pp. 326-332, July 1998.

[5] M. B. R. Corrêa, C. B. Jacobina, E. R. C. Silva and A. M. N. Lima, "A General PWM Strategy for Four-Switch three phase inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 21, No. 6, pp. 1618-1627, Nov. 2006.

[6] F. Blaabjecg, D. Neacsu and J. K. Pedersen, "Adaptive SVM to Compensate DC-link Voltage Ripple for Four-Switch Three-Phase Voltage-Source Inverters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 14, No. 4, pp. 743-752, July. 1999.

[7] Gi-Tack Kim and T. A. Lipo, "VSI-PWM Rectifier/Inverter System with a Reduced Switch Count", IEEE Trans on Industry Applications, Vol. 32, No. 6, 1996.

저 자 소 개

김 정 훈 (金 正 勳)

1981년 12월 8일생. 2007년 울산대 공대 전기전자정보시스템공학부 졸업(학사). 2009년 동 대학원 전기전자정보시스템공학과 졸업(석사). 현재 두원중공업 연구원
Tel : 052-259-2867
Fax : 052-259-1686
E-mail : jung9919@nate.com

조 인 철 (趙 寅 哲)

1981년 12월 20일생. 2008년 울산대학교 전기전자정보시스템공학부 졸업
현재 동 대학원 전기전자정보시스템공학과 석사과정
Tel : 052-259-1478
Fax : 052-259-1686
E-mail : charles201@nate.com

이 홍 희 (李 弘 熙)

1957년 10월 15일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1994년~1995년 Texas A&M 방문교수. 현재 울산대 전기전자정보시스템공학부 교수. 울산대 네트워크 기반 자동화연구센터(RIC) 소장
Tel : 052-259-2187
Fax : 052-259-1686
E-mail : hhlee@ulsan.ac.kr