

Four-Switch 인버터의 전압 변동 보상 기법을 통한 전동기 운전 기법

(Motor Control Method for Four-Switch Inverters with DC-link Voltage Ripple
Compensation Algorithm)

이동명*

(Dong-Myung Lee)

Abstract

This paper proposes a new voltage reference generation method for Four-Switch Inverters(FSI) with compensation of the neutral DC-link voltage variation. Since FSIs have the split DC-link causing the inherent problem of voltage fluctuations in the upper and lower capacitors, it is required to take account the voltage difference between the top and bottom capacitors. In this paper, to reduce the effect by the voltage variation, reference voltages are modified by adding compensation voltages proportional to the voltage difference between upper and lower capacitors. Simulation results showing control performance of induction and permanent magnet motors demonstrate the validity of the proposed method.

Key Words : Four-Switch Inverter, DC-Link Voltage Ripple, Fault Redundancy, Split DC-Link

1. 서 론

인버터를 적용한 가변속 시스템의 적용이 확대되고 있다. 이러한 인버터의 적용은 제품의 효율 및 제어 성능 향상과 같은 장점이 있으나, 시스템의 가격이 상

승하는 단점이 있다. 이에 저가격화를 위한 시스템의 연구가 활발히 진행되고 있으며, 저가격화를 위한 방법의 하나로 3상 부하에 대해서 기존의 6개의 스위치를 사용하는 방법을 대신하여 4개의 스위치만으로 3상 전동기 혹은 부하를 제어하는 방식이 소개되었다 [1]. 본 논문에서는 이 방식의 인버터를 Four-Switch Inverter(FSI)라고 칭한다.

FSI는 구조적으로 상하단으로 분리된 DC링크단을 가지고 있다. FSI를 이용하여 3상 부하를 구동하기 위해서는 3상 부하 혹은 전동기의 한상이 FSI의 DC링크 중성점에 연결된 구조를 가진다[1]. FSI를 통해 평형된 3상 전압을 발생하기 위한 스위칭 기법은 여러 논

* 주저자 : 홍익대학교 전자전기공학부 부교수
* Main author : Hongik Univ., School of Electronic
and Electrical Engineering
Tel : 02-320-3047, Fax : 02-320-1193
E-mail : dmlee@hongik.ac.kr
접수일자 : 2013년 3월 25일
1차심사 : 2013년 3월 30일
심사완료 : 2013년 5월 13일

문을 통해 소개되었다[2-3].

한편 FSI는 구조적으로 분리된 DC링크단을 가짐으로 인해서 기존의 단일한 DC링크단을 가진 인버터에서는 볼 수 없는 지령치 및 실제 전압과의 차이가 발생하게 되며, 이를 해결하기 위한 기법이 연구되고 있다[4-8].

[4]의 방식은 DC링크단의 순시적인 전압을 측정하여 스위칭 시간을 연산하는 방식이며, [6]에서는 전압 변동 보상을 위해 커패시턴스의 크기를 알아야 하며, [7]의 보상기법은 최종 지령치 수식은 간단한 편이긴 하나, 실제 구현은 복잡한 면이 있다.

FSI는 3상 유도기 뿐만 아니라, 영구자석 동기 전동기(PMSM) 및 2상의 전류 제어를 필요로 하는 BLDC에까지 폭넓게 적용되고 있다[8-10]. 또한 인버터의 적용을 넘어 신재생 에너지에 대한 적용과 전력품질 보상기와 같은 전동기 제어 이외의 분야에도 적용이 시도되고 있다[11]. 따라서 적용이 확대되고 있는 FSI의 성능 향상을 위한 연구가 필요하며, 특히 분리된 DC링크단에 의해 야기되는 FSI 고유의 문제인 중성점 전압 변동 보상에 대한 연구가 필요하다.

본 저자는 [5]의 FSI 전압 변동 보상 기법을 제안하였다. 저자가 제안한 기법은 종래의 타 기법에 비하여 간단한 방식이나, 본 논문에서는 더욱 간단한 방식을 제안하고 본 기법을 유도기 제어 뿐만 아니라 PMSM에 적용하고자 한다. 모의실험을 통해 제안하는 알고리즘의 타당성을 보인다.

2. Four-Switch Inverter(FSI)

2.1 FSI의 구조 및 동작 원리

일반적인 3상 전동기 혹은 부하에 적용되는 인버터는 한상에 6개의 스위치를 가지는 Six-switch 인버터이다. 이에 비해 FSI는 그림 1과 같이 전동기 혹은 부하의 한상이 상하로 분리된 DC링크 커패시터의 중성점에 연결되고 나머지 두상은 인버터의 레그에 연결된 구조이다.

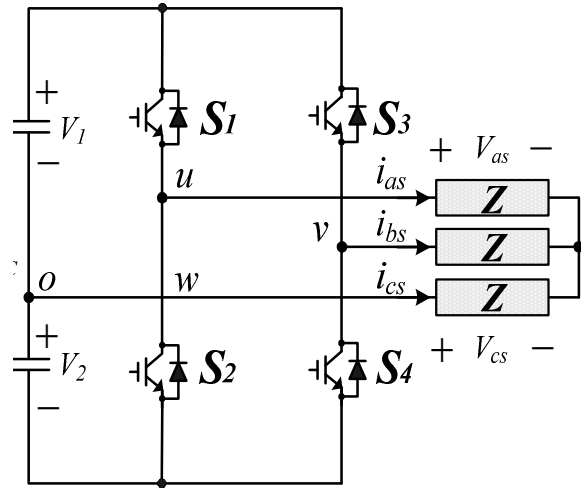


그림 1. Four-switch 인버터 구조
Fig. 1. Configuration of four-switch inverters

FSI는 인버터를 이용한 가변속 시스템의 저가격화를 위한 연구 뿐만 아니라 그림 2에서와 같이 인버터의 스위치 고장시 비상 운전 등을 위한 구조로도 널리 연구되고 있다[12-13].

FSI는 4개의 스위치를 통해 3상의 평형 전압을 생성하는 형태로 그림 1과 같이 c상이 DC링크 중성점에 연결된 형태(이하 이 결선 형태를 기준으로 하여 설명함)에서는 그림 3과 같이 c상에 V_{cs} 에 대한 전압이 인가되어, 2개의 폴 전압(V_u, V_v)과 c상에는 0V의 폴 전압이 생성되는 구조로, 3상 평형 전압과 영상분 전압이 발생하는 형태이다.

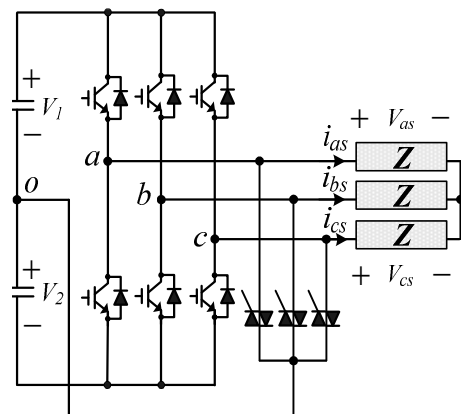


그림 2. 고장을 대비한 인버터 구조
Fig. 2. Fault-redundant topology

FSI에 의한 두 개의 폴 전압은 각 상의 상전압에 비해서 $\sqrt{3}$ 배이며, 두 폴 전압의 위상차는 60° 이다. 3상의 전압 형태로부터 V_u, V_v 의 폴 전압은 식 (1)과 같다.

$$V_u = V_{as} - V_{cs}, V_v = V_{bs} - V_{cs} \quad (1)$$

여기서 V_{as}, V_{bs}, V_{cs} 는 전동기 상전압, V_u, V_v 는 FSI의 폴 전압이다.

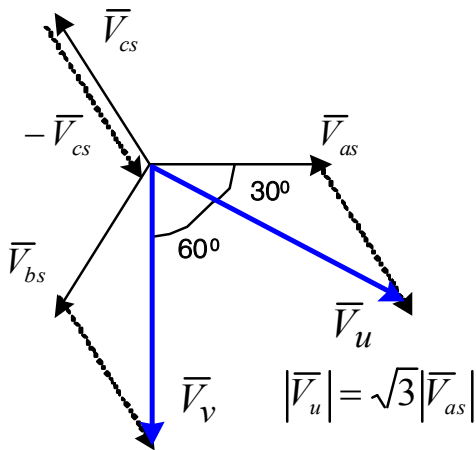


그림 3. FSI의 전압 벡터도
Fig. 3. Voltage vector diagram of FSI

FSI의 폴 전압을 스위칭 함수를 이용하여 표시하면 식 (2)와 같다.

$$V_u = (2q_1 - 1) \frac{\bar{V}}{2}, V_v = (2q_3 - 1) \frac{\bar{V}}{2}, \quad (2)$$

$$V_w = 0$$

여기서 q_1, q_3 는 S_1, S_3 에 대한 스위칭 함수로 1은 온(on), 0은 오프(off), \bar{V} 는 일정한 V_{dc} 값을 의미한다.

그림 1으로부터, 전동기 상 전압과 인버터 폴 전압의 관계는 식 (3)과 같음을 알 수 있다.

$$V_{as} = V_u - V_{no} \quad (3)$$

$$V_{bs} = V_v - V_{no}$$

$$V_{cs} = -V_{no}$$

식 (3)에서 V_{no} 는 DC링크단 중성점 전압과 부하 중성점간의 전압차이나, 식 (1)을 이용하여 지령 폴전압 생성시에는 V_{no} 의 크기에 관계없이 $V_u = V_{as} - V_{cs}$ 로 $V_v = V_{bs} - V_{cs}$ 로 생성할 수 있다.

2.2 PMSM 전동기 제어 기법

FSI는 앞서 기술한 것과 같이 유도전동기 뿐만 아니라 PMSM에의 적용 연구도 활발히 진행되고 있다. 3장에서 제안할 기법이 PMSM에 적용이 잘 되는지를 살펴보기 위해, PMSM의 제어기법에 대해 간단히 설명한다. 매입형 영구자석 전동기의 경우 d, q축 인덕턴스의 차이로 인해서, 속도 구간에 따라 지령치 전류 발생법이 달리 적용된다.

저속구간은 정 토오크 영역이라 칭하고 식 (4), (5)와 같이 단위전류 당 최대토오크(MTPA: maximum torque per ampere) 제어 기법을 이용하여 d, q축 전류 제어를 한다[14]. 영구자석 전동기의 경우에는 영구자석에 의한 고정자 쇄교 자속(λ_m)과 $L_d \cdot i_{ds}$ 의 관계로부터 2개 혹은 3개의 속도 영역이 존재한다.

$$i_{ds} = \frac{\lambda_m - \sqrt{\lambda_m^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d)} \quad (4)$$

$$i_{qs} = \sqrt{i_s^2 - i_{ds}^2} \quad (5)$$

여기서 i_{ds} 는 고정자 d축 전류, i_{qs} 는 고정자 q축 전류, L_d 는 고정자 d축 인덕턴스, L_q 는 고정자 q축 인덕턴스이다.

3. 제안하는 전압 왜곡 보상기법

3.1 FSI 전압 변동 현상

FSI에서 발생하는 전압 변동 현상은 다음과 같이 설명할 수 있다. 우선 $u_i(0,0)$ 을 실수축으로 하여 4개의 전압을 나타내면 그림 4와 같이 나타낼 수 있다. 전압의 실수축 성분 및 허수축 성분은 표 1과 같다. 그림 4 (a)는 $V_{\bar{u}}$ (상단 커패시터 전압)과 $V_{\bar{v}}$ (하단 커패시터

전압)가 동일한 이상적인 경우의 전압 벡터도이다. 즉 $V_1 = V_2$ 인 경우 4개의 전압 벡터는 직교한다.

표 1. FSI의 각 전압 벡터의 실수축 및 허수축값
Table 1. Voltage magnitude in real and imaginary axis corresponding to each voltage vector by FSI

mode	q_1	q_3	Vector	실수값	허수값
1	0	0	u_1	V_2	0
2	0	1	u_4	$\frac{1}{2}(V_2 - V_1)$	$-\frac{\sqrt{3}}{2}(V_1 + V_2)$
3	1	0	u_2	$\frac{1}{2}(V_2 - V_1)$	$\frac{\sqrt{3}}{2}(V_1 + V_2)$
4	1	1	u_3	$-V_1$	0

FSI에서 $V_1 = V_2 = \bar{V}/2$ 인 경우 그림 4 (a)와 같이 직교하던 4개의 전압벡터는 예를 들어 $V_2 > V_1$ 인 경우 그림 4 (b)와 같이 오른쪽으로 기울어진 전압벡터가 된다. $\Delta V(V_1 - V_2)$ 의 크기에 따라서 우측으로 혹은 좌측으로 기울어진 벡터가 생성됨을 알 수 있으며, ΔV 가 음인 즉 $V_1 < V_2$ 인 경우에는 $u_1(0,0)$ 이 $u_3(1,1)$ 에 비해 커진 경우이다.

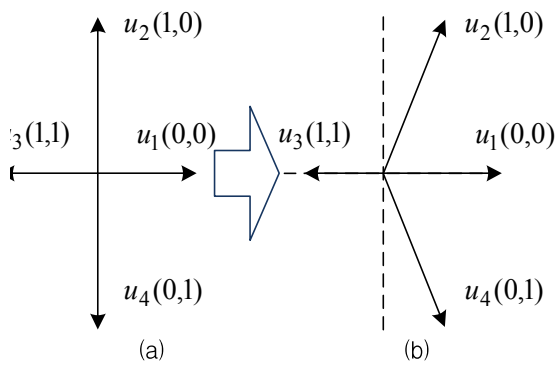


그림 4. 전압 벡터도 (a) $V_1 = V_2$, (b) $V_2 > V_1$
Fig. 4. Voltage vector diagram in case of (a) $V_1 = V_2$ and (b) $V_2 > V_1$

상하 DC링크단의 전압차가 존재하는 경우, 지령치 전압벡터를 생성하기 위한 식 (1)에 의해 전압 벡터를 생성하는 경우, 상하단 DC링크단의 전압차에 의한 왜

곡된 전압발생으로 의해서 지령치 전압과 발생전압에는 오차가 발생하게 된다.

3.2 전압 변동 보상기법

그림 1에서의 상단 커패시터의 전압(V_1)과 하단커패시터 전압(V_2)간에 $\Delta V(V_1 - V_2)$ 만큼의 전압차가 있을 때 V_1 과 V_2 는 아래의 식으로 나타낼 수 있다.

$$V_1 = \frac{V_1 + V_2}{2} + \frac{\Delta V}{2} = \frac{V}{2} + \frac{\Delta V}{2} \quad (6)$$

$$V_2 = \frac{V_1 + V_2}{2} - \frac{\Delta V}{2} = \frac{V}{2} - \frac{\Delta V}{2}$$

여기서 $V = V_1 + V_2$ 이다.

제안하는 전압 변동 보상법은 아래와 같다. 우선 V_u 에 대하여 $V_1 = V_2$ 인 이상적인 경우와 상하단 DC링크단의 전압 변동에 의해서 $V_1 \neq V_2$ 인 경우의 V_u 의 전압 변동분을 생각하면 $q_1=1$ 일 때 이상적인 V_u 전압은 $\bar{V}/2$ 와 같이 이상적인 $V_{dc}/2$ 와 같은 형태로 나타난다. 그러나, $V_1 \neq V_2$ 인 실제 경우에는 $q_1=1$ 일 때 V_1 전압이 폴 전압으로 나타나고, 이때 전압크기는 $V/2 + \Delta V/2$ 로 출력된다. 또한 $V(V_1 + V_2)$ 는 실제의 경우, 이상적인 때의 V_{dc} 와는 다른 값으로 $V = V_1 + V_2 \neq \bar{V}$ 이다. 한편, V_u 의 q_2 에 대한 전압 관계는 V_u 와 동일하게 표 2의 형태로 표시된다.

표 2. q_1 에 따른 u레그 폴 전압
Table 2. u-leg pole voltage magnitude corresponding to q_1

q_1	V_u	
	$V_1 = V_2$	$V_1 \neq V_2$
1	$\frac{\bar{V}}{2}$	$V_1 = \frac{V}{2} + \frac{\Delta V}{2}$ $= \frac{V_1 + V_2}{2} + \frac{V_1 - V_2}{2}$
0	$-\frac{\bar{V}}{2}$	$-V_2 = -\frac{V}{2} + \frac{\Delta V}{2}$ $= -\frac{V_1 + V_2}{2} + \frac{V_1 - V_2}{2}$

이상적인 경우와 실제적인 경우를 예로 해서 표 2를 비교해 보면 스위칭 함수 q_i 에 상관없이 즉 0,1에 상관 없이 출력전압에 $\Delta V/2$ 만큼의 전압 변동이 존재함을 알 수 있다.

따라서 상하단 DC링크 전압 변동 보상을 위한 새로운 지령치 전압(V_u^{Nw}, V_v^{Nw})은 식 (7)과 같이 나타나야 함을 알 수 있다. 즉 증가된 ΔV 를 감산하고 $V_1 + V_2 \neq \bar{V}$ 임을 고려하기 위해 \bar{V}/V 를 곱한 형태로 보상전압을 생성시킨다.

$$V_u^{Nw} = \frac{\bar{V}}{V} \left(V_u^{old} - \frac{\Delta V}{2} \right) \quad (7)$$

$$= \frac{\bar{V}}{V_1 + V_2} \left(V_u^{old} - \frac{V_1 - V_2}{2} \right)$$

$$V_v^{Nw} = \frac{\bar{V}}{V} \left(V_v^{old} - \frac{\Delta V}{2} \right)$$

$$= \frac{\bar{V}}{V_1 + V_2} \left(V_v^{old} - \frac{V_1 - V_2}{2} \right)$$

유도 전동기를 이용한 V/F제어등과 같은 경우는 아래의 과정으로 전압 왜곡 현상을 보상할 수 있다. 3상의 전압 지령치는 아래와 같다. 여기서 \bar{V} 는 이상적 V_{dc} 크기이다.

$$v_{as} = \bar{V} \sin(\omega t) \quad (8)$$

$$v_{bs} = \bar{V} \sin(\omega t - 2\pi/3)$$

$$v_{cs} = \bar{V} \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

식 (8)을 FSI를 통해 생성하기 위해서는 식 (1)을 이용하여 V_u, V_v 를 생성한 후 DC링크단의 전압차를 고려한 식 (7)을 적용하여 전압의 균등화를 이룬다. 한편 벡터제어와 같이 V_α, V_β 와 같이 2상 전압이 생성되는 경우에도 식 (7)은 다음과 같이 적용 가능하다. 즉 2상 정지에서 3상 좌표계로 좌표변환을 하여 3상 전압 V_{as}, V_{bs}, V_{cs} 를 구한 후 동일한 방법 즉 식 (1)과 식 (7)을 순차적으로 적용하면 된다. 그림 5는 제안하는 방식의 순서도이다.

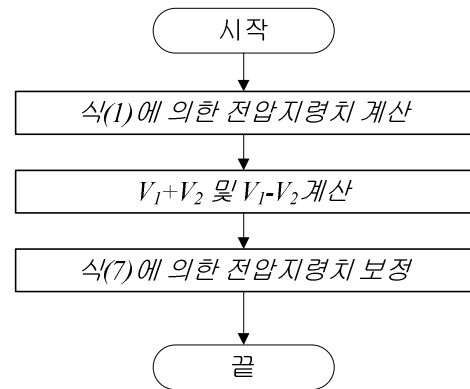


그림 5. 제안 방식의 순서도
Fig. 5. Flowchart for the proposed method

4. 시뮬레이션

모의 실험은 Matlab/simulink를 이용하였으며, 2가지 경우에 대하여 모의 실험하였다. 첫 번째 적용예는 FSI를 이용하여 식 (8)과 같은 형태로 지령 전압을 생성하는 유도전동기 V/F제어시에 적용한 경우이다. 두 번째 예는 그림 2의 고장시에 FSI를 이용하여 PMSM을 제어하는 경우이다. 고장시이므로 2.2절에 나타난 것과 같이 전동기는 저속해당하는 정토크 영역에서 제어를 행하고 이때 d, q축 전류지령치는 식 (4), (5)를 이용해 생성한다.

그림 6은 전압 균등화를 위해서 V_u, V_v 를 생성하는 블록을 나타낸다. $V_L(V_{DC,hi}), V_L(V_{DC,low})$ 값을 이용하여 식 (7)과 같이 $V_u^{Nw}(V_{u,modi}), V_v^{Nw}(V_{v,modi})$ 를 생성한다.

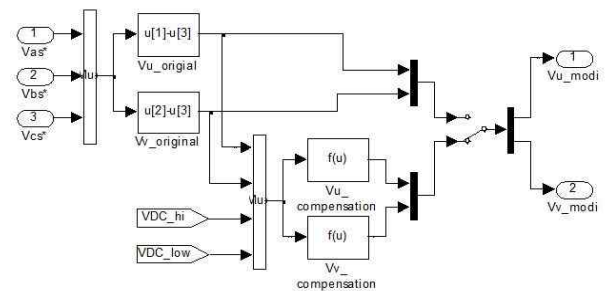


그림 6. 지령전압(V_u, V_v) 발생 시뮬레이션 블록
Fig. 6. Simulation block for generating reference voltages(V_u and V_v)

Four-Switch 인버터의 전압 변동 보상 기법을 통한 전동기 운전 기법

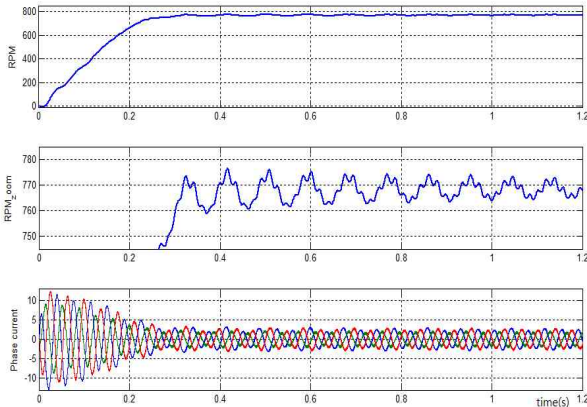


그림 7. 보상 알고리즘 미 적용시 파형: 위로부터 전동기 속도, 확대한 전동기 속도, 전동기 상전류
 Fig. 7. Simulation waveform without applying the compensation algorithm: from top to bottom motor speed, expanded waveform of motor speed, and motor phase currents

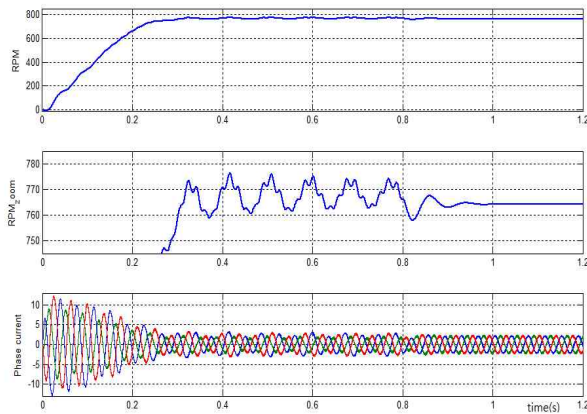


그림 8. t=0.8초 이후 보상 알고리즘 적용시 결과 파형 위로부터 전동기 속도, 전동기 속도 확대 파형과 상전류 파형
 Fig. 8. Simulation results applying of the proposed method after t=0.8sec: from to bottom motor speed, expanded motor speed and phase currents

그림 7은 1마력 4극 유도전동기의 V/F제어시의 모의 실험 파형이다. 상하단 커패시터의 용량은 각각 940 μ F이며, 변조지수(ma)=0.45이고 전동기 속도는 765rpm 근방이다. 그림 6의 조건은 제안한 알고리즘을 적용하지 않은 경우이고, ma=0.45에 해당하는 전압이 초기부터 들어가는 형태로 모의 실험되어 유도

전동기의 전류 및 속도 곡선은 직입기동시(line-start)와 같은 과전류를 가지고 있다. 그림 7 조건과 같이 상하단 DC링크단의 전압 차이를 고려하지 않고 전동기를 운전하는 경우 상전류에 상당량의 리플이 존재하고, 전동기의 속도도 변동폭이 큼을 알 수 있다.

그림 8은 그림 7과 동일한 조건에서 t=0.8초 이후에 보상 알고리즘을 적용한 경우이다. 그림 7과 비교해 보았을 때 상전류가 평형을 이루게 되어 전동기 속도의 리플이 거의 존재하지 않음을 볼 수 있다. 미적용시에 17rpm이던 속도리플이 알고리즘 적용이후 영이 됨을 볼 수 있다.

그림 9는 그림 8의 상전류와 V_1 과 V_2 를 보상전후 시간에 대하여 확대하여 보여주는 파형이다. 보상 전 60%의 크기 편차를 보이던 상전류가 보상이후 크기 편차가 없는 평형 3상 전류로 개선됨을 알 수 있다.

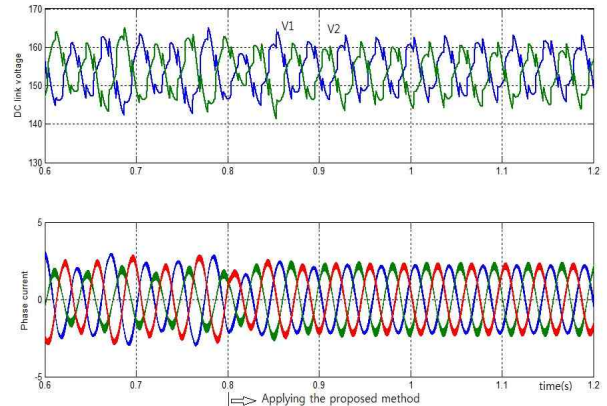


그림 9. 그림 7의 확대파형 : 위로부터 V_1 & V_2 와 전동기 전류
 Fig. 9. Expanded simulation waveform of Fig. 7 : from top to bottom DC-link voltages(V_1 and V_2) and motor currents

그림 10은 제안한 기법을 매입형 영구자석 전동기에 적용시의 결과 파형이다. DC링크단 커패시터 용량은 유도전동기 조건과 동일하게 940 μ F이다. 표 3은 전동기 사양을 나타낸다. 지령속도 250rpm에서 제안 기법을 적용과 미적용을 번갈아 실행하면서 모의 실험하였다.

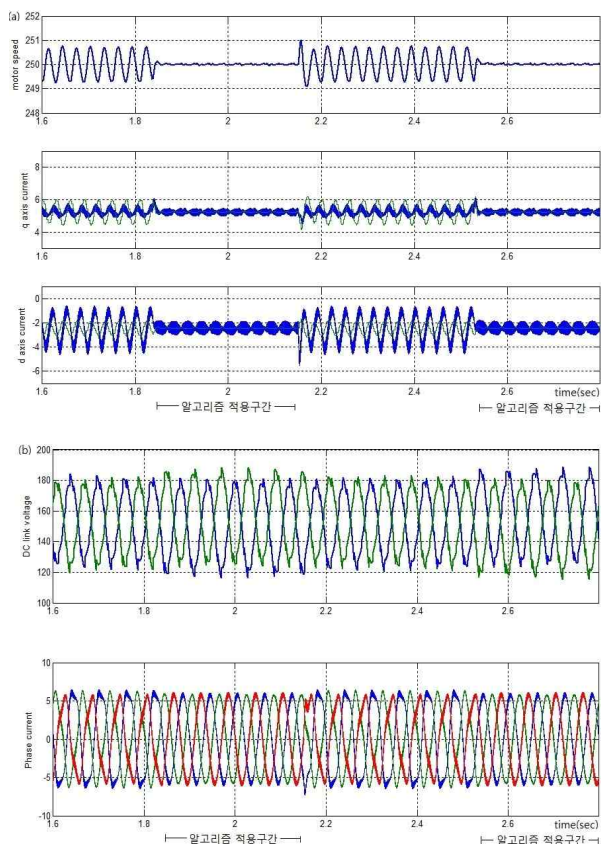


그림 10. 매입형 영구자석 전동기에 제안 기법 적용 및 미적용시 파형 : (a) 위로부터, 속도, i_q 지령치와 실제치, i_d 지령치와 실제치, (b) 위로부터 V_d 와 V_q 전동기 전류

Fig. 10. Simulation waveform with or without the proposed method: (a) speed, i_q and i_d reference, i_q and i_d reference, (b) V_d & V_q and motor phase currents

표 3. 시뮬레이션에 사용한 전동기 사양
Table 3. Specification of PMSM used for simulation study

스위칭주파수	5kHz
극수	8
정격토크	3Nm
쇄교자속(λ)	0.1Vs
d축 인덕턴스(L_d)	8.5mH
d축 인덕턴스(L_q)	20mH
고정자 저항	1.8 Ω

그림 10 (a)에서 알 수 있듯이 알고리즘 미적용과 미적용 비교시에 속도 리플이 차이가 남을 알 수 있다. 미적용시에는 1.5rpm의 오차가 알고리즘 적용후 0.2rpm으로 개선됨을 알 수 있다. 또한 q축, d축 지령치와 실제치의 차이가 제안하는 기법으로 인해서 1A의 오차가 0.5A로 줄어들음을 볼 수 있다. 그림 10 (b)에서는 DC링크단 전압과 상전류를 나타낸다. 알고리즘 미적용시 불평형을 이루던 전류 파형이 제안하는 기법에 의해서 정현파 3상 평형 전류가 됨을 볼 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 FSI의 분리된 DC링크단에 의해서 발생하는 전압 불균형 현상을 보상하는 기법을 제안하였다. 제안된 기법은 상하단 DC링크의 전압차를 폴 전압지령치에 반영하는 간단한 기법을 제안하였다. 이 기법은 전압지령치의 위치에 따른 영역 구별등이 필요 없는 매우 간단한 방법이다. 유도전동기 V/F제어와 매입형 영구자석 전동기의 제어기에 적용한 시뮬레이션을 통하여 제안한 기법의 타당성을 보였으며, 본 제안 기법은 FSI의 제어 성능향상에 널리 활용될 수 있을 것으로 생각한다.

감사의 글

이 논문은 2013년도 지식경제부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다. (2010T100200468)

References

- [1] H. van der Broeck, and J. van Wyk, "A comparative investigation of a three-phase induction machine with a component minimized voltage-fed inverter under different control options", IEEE Trans. on Indus. Appl., Vol. 20, No. 2, pp. 309-320, Mar./Apr. 1984.
- [2] F. Blassbjerg, H. Kragh, D.O. Neacsu, and J.K. Pedersen, "Comparison of modulation strategies for B4-inverters", EPE, Vol. 2, pp. 378-385, 1997.
- [3] C.B. Jacobina, and B.R. Correa, "Induction motor drive system for low-power applications", IEEE Trans. on Indus. Appl., Vol. 35, No. 1, pp. 52-61, Jan./Feb. 1999.
- [4] F. Blaabjerg, D.O. Neacsu, and J.K. Pederson, "Adaptive

- SVM to compensate dc-link voltage ripple for four-switch three-phase voltage-source inverter”, IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 14, No. 4, pp. 743-752, July 1999.
- [5] D.M. Lee, “Performance improvement of B4 inverters by adding compensation voltage”, Trans of KIPE, Vol. 18, No. 1, pp. 111-117, 2013.
- [6] J.H. Kim, J.S. Hong, and K.H. Nam, “A current distortion compensation scheme for four-switch inverters”, IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 24, No. 4, pp. 1032-1040, April 2009.
- [7] M.B.D.R. Correa, C.B. Jacobina, E.R.C.da Silva, and A.M.N. Lima, “A general PWM strategy for four-switch three-phase inverters”, IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 21, No. 6, pp. 1618 - 1627, Nov. 2006.
- [8] C.T. Lin, C.W. Hung, and C.W. Liu, “Position sensorless control for four-switch three-phase brushless DC motor drives”, IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 23, No. 1, pp. 438-444, Jan. 2008.
- [9] C. Xia, Z. Li, and T. Shi, “A control strategy for four-switch three-phase brushless DC motor using single current sensor”, IEEE Trans. on Indus. Electr., Vol. 56, No. 6, pp. 2058-2066, June 2009.
- [10] K.D. Hoang, Z.Q. Zhu, and M.P. Foster, “Influence and compensation of inverter voltage drop in direct torque-controlled four-switch three-phase PM brushless AC drives”, IEEE Trans. on Power Electr., Vol. 26, No. 8, pp. 2343-2357, Aug. 2011.
- [11] S. Dasgupta, S.N. Mohan, S.K. Sahoo, and S.K. Panda, “Application of four-switch-based three-phase grid-connected inverter to connect renewable energy source to a generalized unbalanced microgrid system”, IEEE Trans. on Indus. Electr., Vol. 60, No. 3, pp. 1204-1215, March 2013.
- [12] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns, and S.E. Schulz, “Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies: a comparison of features, cost, and limitations”, IEEE Trans. on Power Elect., Vol. 19, No. 4, pp. 1108-1116, July 2004.
- [13] Y. Hu, L. Zhang, W. Huang, and F. Bu, “A fault-tolerant induction generator system based on instantaneous torque control”, IEEE Trans. on Energy Convert., Vol. 25, No. 2, pp. 412-421, June 2010.
- [14] J.W. Baek, J.S. Ko, J.S. Choi, S.J. Kang, M.G. Jang, J.H. Mun, and D.H. Chung, “MTPA Control of IPMSM Drive with Multi-MFC”, Spring conf. of KIEE, pp. 232-233, 2010.

◇ 저자소개 ◇



이동명 (李東明)

1969년 8월 25일생. 1994년 한양대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 조지아공대 ECE 졸업(박사). 1996~2000년 LG전자 DA연구소 주임연구원. 2004~2006년 삼성 SDI 중앙연구소 책임연구원. 2007년 한양대 BK21 연구교수. 2012년 Texas A&M 대학 방문교수. 2008년~현재 홍익대학교 전자전기공학부 부교수.