

# 2상 유도전동기 구동을 위한 2상 인버터 토폴로지의 비교 분석

## The Comparative Analysis of 2-Phase Inverter Topologies for 2-Phase Induction Motor

김 동 기\* · 윤 덕 용\*  
(Dong-Ki Kim · Duck-Yong Yoon)

**Abstract** - In this paper, three kinds of the inverter topologies for the variable speed drive of 2-phase induction motor are compared and analyzed. The 2-phase inverters are classified into 2-leg, 3-leg, and 4-leg types depending on the number of power switching devices. And they use the output voltage vectors of the different forms according to the inverter topologies. Based on the comparative analyzed results, the effective values of output voltage have been defined by the linear modulation range. Therefore, the motor design guideline is proposed in order to decide a rated voltage of 2-phase induction motor according to the inverter topologies. Also, the computer simulations are carried out to verify the output voltage and current characteristics of each inverter topology.

**Key Words** : 2-phase induction motor, 2-phase inverter, 2-leg inverter, 3-leg inverter, 4-leg inverter

### 1. 서 론

오늘날 3상 교류전원을 사용하기 어려운 가정 또는 사무실 등과 같은 저전력의 전동기 응용분야에서는 구조적으로 단순하고, 가격이 저렴한 단상 유도전동기(SPIM : Single-Phase Induction Motor)를 주로 사용해왔다. 그러나, 단상 교류전원을 사용하는 SPIM은 1개의 고정자 권선만을 가질 경우 정지 상태에서 정방향 및 역방향 토크가 서로 같아서 기동토크(starting torque)를 발생 할 수 없게 되므로 주권선(main winding)과 별도로 기동용 보조 권선(auxiliary winding)을 설치하여 기동토크를 발생시킨다. 그러나, 이러한 SPIM의 두 권선은 일반적으로 권선 수, 권선 사이즈, 권선 분포가 서로 다르기 때문에 이론적으로 단상 전동기가 아닌 비대칭 2상 전동기의 형태로 동작되며, 서로 다른 임피던스를 갖는 두 권선 사이의 비대칭 특성으로 인하여 역률 및 효율이 낮아지고 속도제어가 용이하지 못한 단점을 가지고 있다 [1-3]. 이러한 문제를 해결하기 위해서는 보조권선을 주권선과 동일하게 설계하여 대칭 2상 유도전동기(2PIM : 2-Phase Induction Motor)가 되도록 하는 것이 바람직하다. 이렇게 제작된 2PIM은 수학적 모델링이 많은 부분에서 3상 유도전동기(3PIM : 3-Phase Induction Motor)와 유사하여 해석이 용이해진다[4]. 종래에 2PIM은 일부 제어 시스템에서 서보모터(servomotor)로 사용되었는데, 이것의 운전 방식은 1개의 권선에

정전압을 인가하고 나머지 1개의 권선에는 90[°]의 위상차가 나는 가변전압을 인가하여 회전속도를 변경하였으며, 두 권선에 공급하는 전원의 위상을 바꾸어 정역운전을 수행하였다[1, 4]. 이와 같이 2PIM을 제어하려면 2상 교류전원을 필요로 하는데 오늘날 상용의 2상 교류전원이라는 것은 존재하지 않기 때문에 거의 필수적으로 2PIM을 위한 전용의 인버터를 사용해야 한다.

3PIM의 경우에는 이를 위한 3상 상용전원이 존재하기 때문에 3PIM도 이들 상용전원에 따라 220[V], 380[V], 440[V] 등의 정격전압을 갖는 제품으로 만들어지며, 여기에 인버터를 사용하는 경우에도 교류를 직류로 변환하였다가 다시 교류로 변환하더라도 스위칭 소자에서의 전압강하를 무시하면 다시 이들 상용전원과 같은 출력전압을 얻을 수 있으므로 이들 3PIM을 문제없이 사용할 수 있다. 그러나, 2PIM의 경우에는 현재 세계 어느 나라에서도 이를 위한 2상 상용전원을 공급하지 않으며, 따라서 이 전동기의 정격전압 사양도 일반화되어 있지 않다. 더구나, 2PIM을 구동하기 위한 인버터 토폴로지에 따라 입력전압과 전혀 다른 크기의 출력전압을 발생하는 인버터도 있으므로 2PIM의 정격전압을 결정하는 문제에 대한 체계적이고 정량적인 연구가 필요하다.

현재까지 2PIM의 구동을 위한 여러 가지 형태의 인버터 토폴로지가 개발되었으며, 이것은 스위칭 소자의 개수에 따라 크게 2레그형, 3레그형, 4레그형으로 구분된다[5-7]. 본 논문에서는 이들 3가지 형태의 인버터 토폴로지를 비교 분석하고, 이들 인버터가 단상 220[V]의 상용 교류전원을 입력으로 사용하는 경우에 선형적으로 출력할 수 있는 출력전압의 실효값을 해석적으로 구하여 2PIM의 정격전압을 결정하기 위한 설계 가이드라인(guideline)을 제시한다. 이 결과에 따르면 동일한 220[V]의 입력전압을 사용하더라도 2상 인버터의 토폴로지가 2레그형, 3레그

\* Corresponding Author : Dept. of Electrical, Electronic and Control Engineering, Kongju National University, Korea  
E-mail : yoon3m@kongju.ac.kr

\* Engineer in Discrete Automation and Motion of ABB Korea  
Received : December 30, 2015; Accepted : May 23, 2016

형, 4레그형인 경우에 각각 전혀 다른 출력전압이 만들어지므로 사용하는 인버터의 종류에 따라 2PIM의 정격전압을 110[V], 156[V], 220[V]로 서로 다르게 설계되어야 한다. 그리고 이러한 분석의 타당성은 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 인버터가 출력하는 전압 및 전류 특성을 확인하는 방법으로 검증한다.

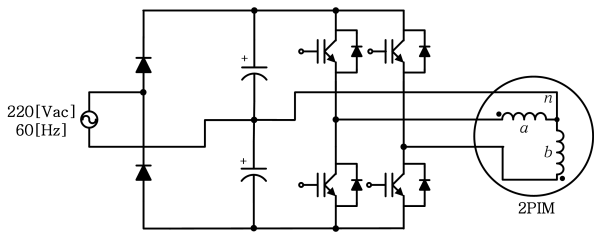
## 2. 2상 인버터 토폴로지

### 2.1 2레그형 2상 인버터

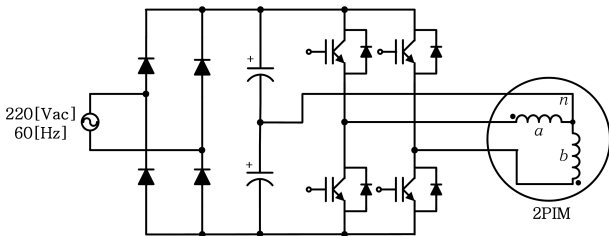
2레그형 2상 인버터는 그림 1에 보인 것처럼 4개의 스위칭 소자를 사용하고 여기에 중성점(neutral point)을 갖도록 2개의 커패시터를 직렬로 연결하여 하프 브리지 인버터(half-bridge inverter)의 형태로 구성되며, 이는 다시 정류기(rectifier) 토폴로지에 따라 하프 브리지 정류기(half-bridge rectifier) 방식과 풀 브리지 정류기(full-bridge rectifier) 방식으로 나누어진다[5].

이것은 인버터 스위칭 소자의 개수가 적고 제어회로가 단순하여 경제적이지만, 2개의 커패시터 사이에 전압 불균형 문제가 발생할 수 있어서 이에 대한 대책이 필요하다. 특히 전동기의 저속 영역에서는 전압 불균형 문제가 더욱 두드러지게 나타날 수 있으며[8-9], 이러한 불균형 전압은 전동기에 불평형 전류를 공급하게 되어 토크리플을 발생시키므로 이를 해결하기 위한 추가적인 보상 방법이 필요하다[10-11]. 여기서, 2PIM의 a상 및 b상 전류는 모두 중성선(neutral line)을 통하여 흐르기 때문에 중성선 케이블의 전류용량은 각 상보다  $\sqrt{2}$  배 높게 선정해야 한다.

2레그형 인버터에서 4가지의 스위칭 상태에 따른 상전압 벡터는 표 1과 같고, 이를 좌표평면상에 출력전압 벡터로 그리면 그



(a) 하프 브리지 정류기 방식



(b) 풀 브리지 정류기 방식

그림 1 4개의 스위치를 사용한 2레그형 인버터  
Fig. 1 2-leg inverter using the 4-switches

림 2와 같이 4개의 섹터(sector)를 갖는 정사각형의 형태로 나타낼 수 있다. 이것은 샘플링 시간  $T_s$  동안 인버터가 출력할 수 있는 최대전압의 크기가  $V_{dc}/\sqrt{2}$  인 4개의 꼭짓점으로 이루어져 있으며, 영벡터가 없이 4개의 유효벡터만을 갖는다.

표 1 2레그형 인버터의 상전압 벡터

Table 1 Phase voltage vectors of 2-leg inverter

전압 벡터	스위칭 상태		공간벡터 전압 $\mathbf{v}_s$	출력 상전압	
	$SW_a$	$SW_b$		$v_{as}$	$v_{bs}$
V(1)	1	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V(2)	1	1	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \angle 90^\circ$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V(3)	0	1	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \angle 180^\circ$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V(4)	0	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \angle 270^\circ$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$

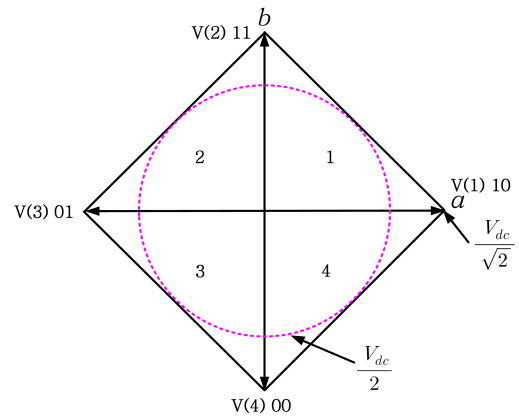


그림 2 2레그형 인버터의 출력전압 벡터

Fig. 2 Output voltage vectors of 2-leg inverter

이것은 영벡터를 출력할 수 없기 때문에 전류제어 성능이 우수한 SVPWM(Space Vector PWM) 방식을 구현하는 것이 어려웠지만, 역 전압벡터를 이용하여 영벡터의 효과를 낼 수 있는 방식이 제안되기도 하였다[12]. 그러나, 2레그형 인버터의 SVPWM 방식은 선형제어 가능한 기본파 상전압의 최대 출력 크기가  $V_{dc}/2$  이므로 SPWM(Sinusoidal PWM) 방식에 비해 선형제어 영역이 증가하지 않는다.

이제 2레그형 인버터가 출력할 수 있는 전압을 최대한 이용할 수 있도록 2PIM의 정격전압을 다음과 같이 결정할 수 있는데, 그림 1(a)의 하프 브리지 정류기 방식은 배전압 회로(voltage doubler)의 구조로 되어 있어서 입력전압에 비해 직류링크 전압이 2배의 크기로 상승하기 때문에 스위칭 소자의 내압을 증가시켜야 하는 등의 어려움이 있다[13]. 따라서, 본 논문에서는 그림 1(b)의 풀 브리지 정류기 방식의 2레그형 인버터를 대상으로

2PIM에 공급할 수 있는 상전압의 실효값을 계산한다.

여기서, 단상 입력전압  $v_s$ 는 220[V]이고 다이오드와 선로에서의 전압강하를 무시하면 단상 정류기에서 출력할 수 있는 직류전압  $V_{dc}$ 는 다음과 같다.

$$V_{dc} = v_s \times \sqrt{2} = 220 \times \sqrt{2} \approx 311[V] \quad (1)$$

2레그형 인버터가 선형적으로 출력할 수 있는 기본과 상전압의 최대 크기  $V_{max}$ 는 다음과 같으며,

$$V_{max} = \frac{V_{dc}}{2} = \frac{311}{2} \approx 156[V] \quad (2)$$

이것을 실효값  $V_{rms}$ 로 계산하면 다음과 같다.

$$V_{rms} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}} = \frac{156}{\sqrt{2}} \approx 110[V] \quad (3)$$

따라서, 2레그형 인버터가 출력할 수 있는 전압을 최대한 이용하기 위해서는 2PIM의 정격전압을 110[V<sub>rms</sub>]가 되도록 설계 제작해야 한다.

### 2.2 3레그형 2상 인버터

3레그형 2상 인버터는 그림 3과 같이 6개의 스위칭 소자를 사용하여 세미 풀 브리지 인버터(semi full-bridge inverter)의 형태가 되도록 구성하는데[5], 이것은 기존의 3상 IPM(Intelligent Power Module)을 직접 사용할 수 있다는 장점으로 인하여 최근 많은 연구가 진행되고 있는 방식이다. 여기서, 2PIM의  $a$ 상 및  $b$ 상 전류는 모두 중성선을 통하여 흐르기 때문에 중성선 케이블과 중성선 레그 스위치의 전류용량을 각 상보다  $\sqrt{2}$  배 높게 선정해야 한다.

3레그형 인버터에서 8가지의 스위칭 상태에 따른 상전압 벡터는 표 2와 같고, 이를 좌표평면에 출력전압 벡터로 그리면 그림 4와 같이 6개의 섹터를 갖는 비대칭 육각형의 형태로 나타낼 수 있다. 이것은 샘플링 시간  $T_s$  동안 인버터가 출력할 수 있는 최대 전압의 크기가  $V_{dc}$ 인 4개의 꼭짓점과  $\sqrt{2} V_{dc}$ 인 2개의 꼭짓점으로 이루어져 있으며, 6개의 유효벡터와 2개의 영벡터를 갖는다.

3레그형은 2개의 영벡터가 있어서 비교적 쉽게 대칭변조의

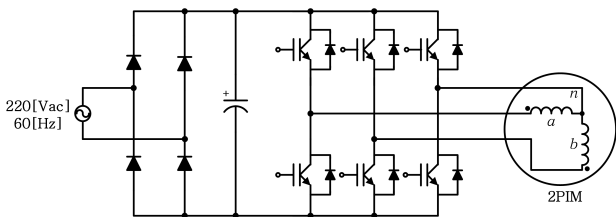


그림 3 6개의 스위치를 사용한 3레그형 인버터  
Fig. 3 3-leg inverter using the 6-switches

SVPWM 방식을 구현할 수 있으며[14], 선형제어가 가능한 기본과 상전압의 최대 출력 크기는  $V_{dc}/\sqrt{2}$ 가 되어 2레그형에 비해  $\sqrt{2}$  배 증가한다. 따라서, 3레그형 인버터가 출력할 수 있는 전압을 최대한 이용하기 위해서는 2PIM의 정격전압을 156[V<sub>rms</sub>]가 되도록 설계 제작해야 한다.

### 2.3 4레그형 2상 인버터

4레그형 2상 인버터는 그림 5와 같이 8개의 스위칭 소자를 사용하여 풀 브리지 인버터(full-bridge inverter)의 형태가 되도록

표 2 3레그형 인버터의 상전압 벡터

Table 2 Phase voltage vectors of 3-leg inverter

전압벡터	스위칭 상태			공간벡터 전압 $\mathbf{v}_s$	출력 상전압	
	$SW_a$	$SW_b$	$SW_n$		$v_{as}$	$v_{bs}$
V(0)	0	0	0	$0 \angle 0^\circ$	0	0
	1	1	1			
V(1)	1	0	0	$V_{dc} \angle 0^\circ$	$V_{dc}$	0
V(2)	1	1	0	$V_{dc} \angle 45^\circ$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
V(3)	0	1	0	$V_{dc} \angle 90^\circ$	0	$V_{dc}$
V(4)	0	1	1	$V_{dc} \angle 180^\circ$	$-V_{dc}$	0
V(5)	0	0	1	$V_{dc} \angle 225^\circ$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
V(6)	1	0	1	$V_{dc} \angle 270^\circ$	0	$-V_{dc}$

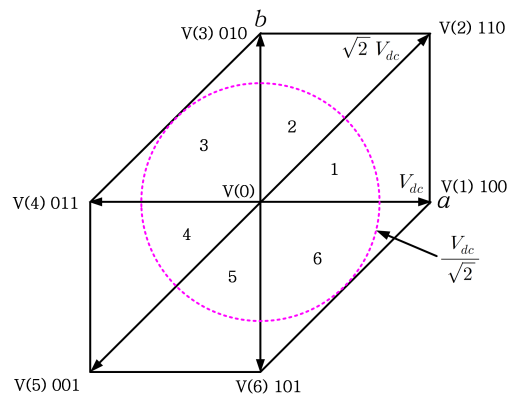


그림 4 3레그형 인버터의 출력전압 벡터

Fig. 4 Output voltage vectors of 3-leg inverter

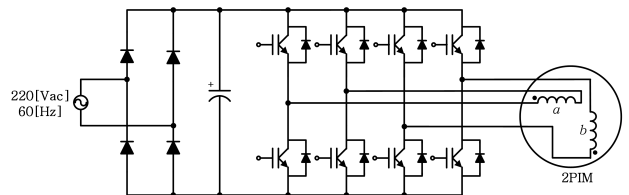


그림 5 8개의 스위치를 사용한 4레그형 인버터

Fig. 5 4-leg inverter using the 8-switches

구성하는데[5], 이것은 다른 토폴로지에 비해 인버터 스위치의 개수가 많고 제어회로가 복잡해지므로 경제적으로 불리하다. 여기서, 2PIM의  $a, b$ 상 권선은 서로 독립적으로 접속되므로 총 4가닥의 케이블이 사용되며, 2레그형 및 3레그형 인버터와는 달리 모두 동일한 전류용량을 갖는 스위치와 케이블을 사용할 수 있다.

4레그형 인버터에서 16가지의 스위칭 상태에 따른 상전압 벡터는 표 3과 같고, 이를 좌표평면상에 출력전압 벡터로 그리면 그림 6과 같이 8개의 섹터를 갖는 정사각형의 형태로 나타낼 수 있다. 이것은 샘플링 시간  $T_s$  동안 인버터가 출력할 수 있는 최대전압의 크기가  $V_{dc}$ 인 4개의 꼭짓점과  $\sqrt{2} V_{dc}$ 인 4개의 꼭짓점으로 이루어져 있으며, 12개의 유효벡터와 4개의 영벡터를 갖는다.

표 3 4레그형 인버터의 상전압 벡터

Table 3 Phase voltage vectors of 4-leg inverter

전압 벡터	스위칭 상태				공간벡터 전압 $\mathbf{v}_s$	출력 상전압	
	$SW'_a$	$SW''_a$	$SW'_b$	$SW''_b$		$v_{as}$	$v_{bs}$
V(0)	0	0	0	0	$0 \angle 0^\circ$	0	0
	1	1	0	0			
	0	0	1	1			
	1	1	1	1			
V(1)	1	0	0	0	$V_{dc} \angle 0^\circ$	$V_{dc}$	0
	1	0	1	1			
V(2)	1	0	1	0	$V_{dc} \angle 45^\circ$	$V_{dc}$	$V_{dc}$
V(3)	0	0	1	0	$V_{dc} \angle 90^\circ$	0	$V_{dc}$
	1	1	1	0			
V(4)	0	1	1	0	$V_{dc} \angle 135^\circ$	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
V(5)	0	1	0	0	$V_{dc} \angle 180^\circ$	$-V_{dc}$	0
	0	1	1	1			
V(6)	0	1	0	1	$V_{dc} \angle 225^\circ$	$-V_{dc}$	$-V_{dc}$
	1	1	0	1			
V(7)	0	0	0	1	$V_{dc} \angle 270^\circ$	0	$-V_{dc}$
	1	1	0	1			
V(8)	1	0	0	1	$V_{dc} \angle 315^\circ$	$V_{dc}$	$-V_{dc}$

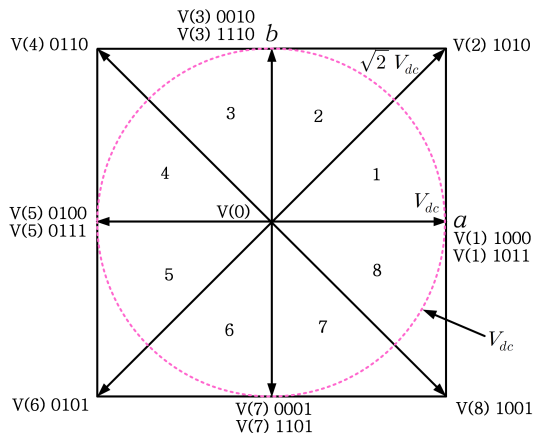


그림 6 4레그형 인버터의 출력전압 벡터

Fig. 6 Output voltage vectors of 4-leg inverter

4레그형은 4개의 영벡터가 있어서 비교적 쉽게 대칭변조의 SVPWM 방식을 구현할 수 있으며[15], 선형제어 가능한 기본파 상전압의 최대 출력 크기는  $V_{dc}$ 가 되어 2레그형에 비해 2배 증가하고, 3레그형에 비해  $\sqrt{2}$  배 증가한다. 따라서, 4레그형 인버터가 출력할 수 있는 전압을 최대한 이용하기 위해서는 2PIM의 정격전압을  $220[V_{rms}]$ 가 되도록 설계 제작해야 한다.

### 3. 컴퓨터 시뮬레이션

#### 3.1 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 비교 분석한 인버터 토폴로지의 전압 및 전류 특성을 확인하기 위해 MATLAB/Simulink를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 여기서, 입력전원은 단상  $220[V]$ 가 공급되고 3가지 토폴로지는 모두  $10[kHz]$ 의 스위칭 주파수로 대칭 SVPWM 방식을 구현하였으며, 2PIM을 V/f 일정제어로 운전하였다.

그림 7은 2레그형 인버터를 사용하여  $60[Hz]$ 의 회전속도로 운전하였을 경우에  $a, b$ 상의 기준전압, 실제전류 그리고 고조파 성분을 상세하게 보기 위하여  $y$ 축 방향으로 확대하여 표시한 전류 THD(Total Harmonic Distortion)의 그래프를 나타낸다. 여기서, 2레그형 인버터가 출력하는 상전압의 최대값은  $156[V_{max}]$ 이고 실효값은  $110[V_{rms}]$ 이며, 2개의 상전류는  $90[^\circ]$ 의 위상차를 가지고 동일한 크기로 잘 제어되고 있는 것을 볼 수 있다. 그러나, 본 논문에서는 인버터가 출력하는 전압 및 전류 특성만을 확인하기 위해 2개의 커패시터에 의한 전압 불균형 문제는 고려하지 않았다.

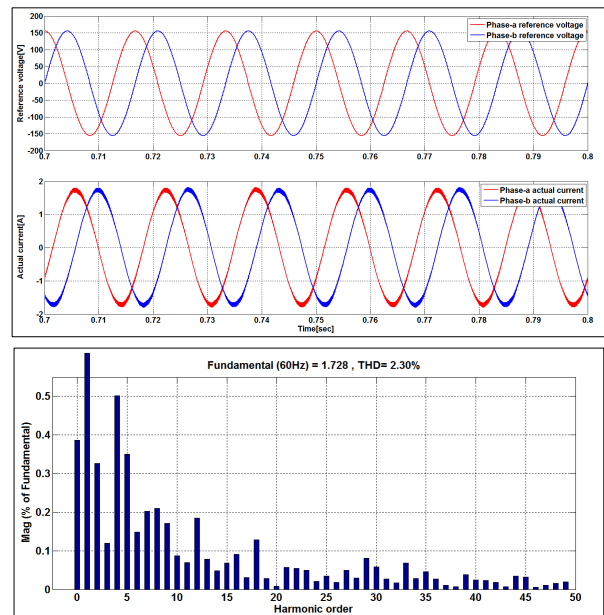


그림 7 2레그형 인버터의  $a, b$ 상 기준전압, 실제전류, 전류 THD

Fig. 7  $a$  and  $b$ -phase reference voltage, actual current and current THD of 2-leg inverter

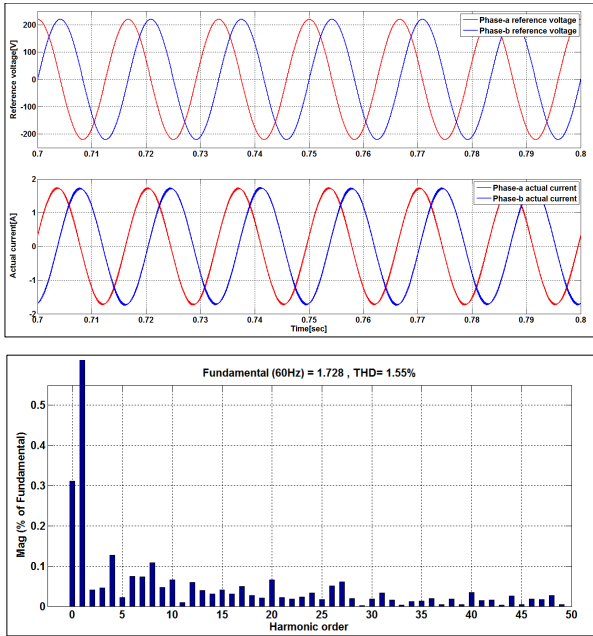


그림 8 3레그형 인버터의 a, b상 기준전압, 실제전류, 전류 THD  
 Fig. 8 a and b-phase reference voltage, actual current and current THD of 3-leg inverter

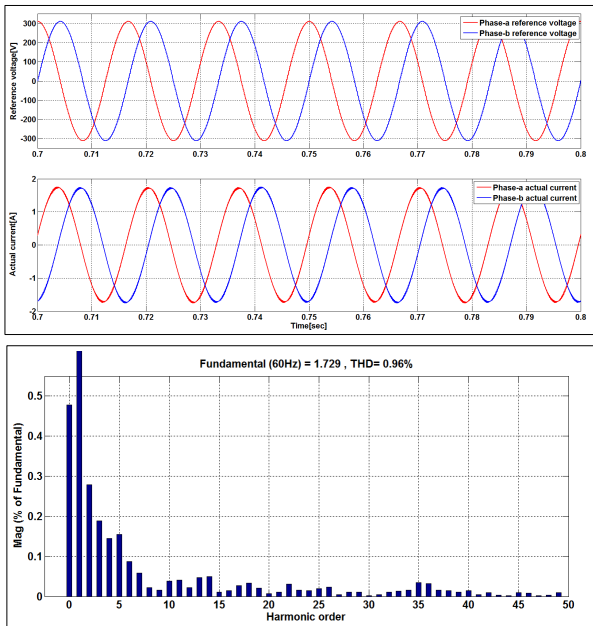


그림 9 4레그형 인버터의 a, b상 기준전압, 실제전류, 전류 THD  
 Fig. 9 a and b-phase reference voltage, actual current and current THD of 4-leg inverter

그림 8은 3레그형 인버터를 사용하여 60[Hz]의 회전속도로 운전하였을 경우에 a, b상의 기준전압, 실제전류 그리고 전류 THD를 나타낸다. 여기서, 3레그형 인버터가 출력하는 상전압의

최대값은 220[V<sub>max</sub>]이고 실효값은 156[V<sub>rms</sub>]이며, 2개의 상전류는 90[°]의 위상차를 가지고 동일한 크기로 잘 제어되고 있는 것을 볼 수 있다. 또한 2레그형 인버터에 비해 전류리플 및 전류 THD가 현저하게 감소한 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 4레그형 인버터를 사용하여 60[Hz]의 회전속도로 운전하였을 경우에 a, b상의 기준전압, 실제전류 그리고 전류 THD를 나타낸다. 여기서, 4레그형 인버터가 출력하는 상전압의 최대값은 311[V<sub>max</sub>]이고 실효값은 220[V<sub>rms</sub>]이며, 2개의 상전류는 90[°]의 위상차를 가지고 동일한 크기로 잘 제어되고 있는 것을 볼 수 있다. 또한 2레그형 및 3레그형 인버터에 비해 전류리플 및 전류 THD가 더욱 감소한 것을 확인할 수 있다.

이상의 결과들로부터 2PIM을 구동하기 위한 3가지 형태의 인버터 토폴로지를 표 4와 같이 비교 정리하였다.

표 4 2상 인버터 토폴로지의 비교

Table 4 Comparison of 2-phase inverter topologies

구분	2레그형	3레그형	4레그형
입력전압[V <sub>rms</sub> ]	220	220	220
직류링크 전압[V <sub>dc</sub> ]	311	311	311
출력 전압	최대값[V <sub>max</sub> ]	156	311
	실효값[V <sub>rms</sub> ]	110	220
출력전류 THD[%]	2.30	1.55	0.96
유효벡터 수	4	6	12
영벡터 수	없음	2	4
스위치 수	4	6	8
커패시터 수	2	1	1
출력단자 수	3	3	4
전압 불균형	있음	없음	없음
밸런싱 저항	있음	없음	없음
시스템 가격	저가	보통	고가

#### 4. 결 론

본 논문에서는 2PIM의 가변속 운전을 위한 3가지 형태의 인버터 토폴로지를 비교 분석하였으며, 이들 각 인버터의 종류에 따라 여기서 사용할 2PIM의 정격전압을 어떻게 서로 다르게 표준화시켜 설계해야 하는지에 대한 가이드라인을 제시하였다.

2레그형 인버터는 스위칭 소자의 개수가 적고 제어회로가 단순하여 가장 경제적이지만, 영벡터가 없기 때문에 SVPWM 방식의 구현이 까다롭고 커패시터에 의한 전압 불균형 문제가 존재한다. 이것은 선형제어 영역이  $V_{dc}/2$  이므로 출력전압의 실효값은 최대 110[V<sub>rms</sub>]이며, 따라서 단상 220[V]를 입력전원으로 사용하는 경우에 2레그형 인버터로 제어하려는 2PIM은 정격전압을 110[V]로 설계해야 한다.

3레그형 인버터는 3상 IPM을 직접 사용할 수 있고 2개의 영벡터가 있어서 SVPWM 방식의 구현이 비교적 쉬우며, 선형제어 영역이  $V_{dc}/\sqrt{2}$  이므로 출력전압의 실효값은 최대 156[V<sub>rms</sub>]이다. 따라서, 단상 220[V]를 입력전원으로 사용하는 경우에 3레그형 인버

터로 제어하려는 2PIM은 정격전압을 156[V]로 설계해야 한다.

4레그형 인버터는 스위칭 소자의 개수가 많고 제어회로가 다소 복잡하여 경제적으로 불리하지만, 출력전류의 고조파 함유율이 가장 적고 선형제어 영역이  $V_{dc}$ 이므로 출력전압의 실효값은 최대 220[V<sub>rms</sub>]이다. 따라서, 단상 220[V]를 입력전원으로 사용하는 경우에 4레그형 인버터로 제어하려는 2PIM은 정격전압을 220[V]로 설계해야 한다.

다시 요약하면 동일한 220[V]의 입력전압을 사용하더라도 2PIM 인버터의 토폴로지가 2레그형, 3레그형, 4레그형인 경우에 각각 선형적으로 출력할 수 있는 전압은 110[V], 156[V], 220[V]로 달라지므로 2PIM을 어떤 토폴로지를 갖는 인버터에서 사용할 것인지에 따라 110[V], 156[V], 220[V]로 서로 다르게 설계되어야 한다. 이와 같이 본 논문에서 비교 분석한 내용을 토대로 가격 또는 제어성능을 고려한 인버터 토폴로지를 선택하고, 이에 따라 서로 다른 정격전압을 갖는 2PIM들을 표준 사양으로 규격화하여 설계한다면 향후 냉장고, 에어컨, 세탁기 등과 같은 가전제품의 소용량 전동기 응용분야에 매우 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

### References

[1] P. C. Sen, Principle of Electric Machines and Power Electronics, John Wiley & Sons, pp. 373-433, 1996.  
 [2] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley Jr., and S. D. Umans, Electric Machinery, McGraw-Hill, pp. 452-489, 2002.  
 [3] S. J. Chapman, Electric Machinery Fundamentals, McGraw-Hill, pp. 565-597, 2011.  
 [4] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Wiley-Interscience, pp. 361-364, 2002.  
 [5] A. S. Ba-thunya, R. Khopkar, K. Wei, and H. A. Toliyat, "Single Phase Induction Motor Drives-A Literature Survey", *IEEE EMDC 2001*, pp. 911-916, June 2001.  
 [6] L. C. Tomaselli, T. B. Lazzarin, D. C. Martins, and I. Barbi, "Application of the Vector Modulation in the Symmetrical Two-Phase Induction Machine Drive", *IEEE PESC 2005*, pp. 1253-1258, June 2005.  
 [7] D.-H. Jang, "PWM Methods for Two-Phase Inverters", *IEEE Ind. Applicat. Mag.*, vol. 13, no. 2, pp. 50-61, Mar./Apr. 2007.  
 [8] F. Blaabjerg, D. O. Neacsu, and J. K. Pedersen, "Adaptive SVM to Compensate DC-link Voltage Ripple for Four-Switch Three-Phase Voltage-Source Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 4, pp. 743-752, July 1999.  
 [9] M. A. Jabbar, A. M. Khambadkonea, and Z. Yanfeng, "Space-Vector Modulation in a Two-Phase Induction Motor Drive for Constant-Power Operation", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 51, no. 5, pp. 1081-1088, Oct. 2004.  
 [10] Y.-S. Kim, D.-C. Lee, and J.-K. Seok, "Compensation of

Effects of DC-Link Ripple Voltages on Output Voltage of Two-Leg Three-Phase PWM Inverters", *Trans. of KIEE*, vol. 55, no. 1, pp. 47-53, Jan. 2006.

[11] J.-H. Bae and D.-Y. Yoon, "2-Leg Inverter for 2-Phase Induction Motor with Power Factor Correction", *Conference of KIPE*, pp. 116-117, July 2014.  
 [12] D.-H. Jang and D.-Y. Yoon, "Space Vector PWM Technique for Two-Phase Inverter-Fed Two-Phase Induction Motors", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 2, pp. 542-549, Mar./Apr. 2003.  
 [13] Y.-K. Lo, C.-T. Ho, and J.-M. Wang, "Elimination of the Output Voltage Imbalance in a Half-Bridge Boost Rectifier", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 4, pp. 1352-1360, July 2007.  
 [14] M. B. R. Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, and E. R. C. da Silva, "A Three-Leg Voltage Source Inverter for Two-Phase AC Motor Drive Systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 4, pp. 517-523, July 2002.  
 [15] H. Lin, F. Zhao, and B.-I. Kwon, "Space-vector PWM Techniques for a Two-Phase Permanent Magnet Synchronous Motor Considering a Reduction in Switching Losses", *J Electr. Eng. Technol.*, vol. 10, no. 3, pp. 905-915, May 2015.

## 저 자 소 개



### 김 동 기 (Dong-Ki Kim)

1983년 1월 5일생. 2009년 공주대학교 전기전자제어공학부 제어계측공학전공 졸업. 2013년 동 대학원 전기전자제어공학과 졸업(석사). 2014년~현재 동 대학원 전기전자제어공학과 박사과정. 2009년~현재 ㈜ABB코리아 산업자동화사업본부 어플리케이션 엔지니어.  
 E-mail : dong-ki.kim@kr.abb.com



### 윤 덕 용 (Duck-Yong Yoon)

1958년 5월 19일생. 1981년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 단국대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1982년~1984년 삼성전자 종합연구소 주임연구원. 1985년~현재 공주대학교 전기전자제어공학부 제어계측공학전공 교수.  
 E-mail : yoon3m@kongju.ac.kr