

# NPC형 three-level 인버터의 유도전동기 간접벡터제어

권경민, 최재호  
충북대학교

## Indirect Vector control of Induction Motor for NPC Type Three-level Inverter

Kyoungmin Kwon, Jaeho Choi  
School of Electrical & Computer Engineering Chungbuk National University

### ABSTRACT

본 논문에서는 유도전동기를 순시 토크제어하기 위한 방법으로 간접벡터제어를 사용하였고, 간접벡터제어를 통해 계산된 전압추종벡터를 NPC형 3-레벨 인버터의 SVPWM기법을 적용하여 구현하였다. SVPWM방식은 기존의 2레벨 인버터의 알고리즘을 응용하여 선형영역에서 과변조영역까지 선형적으로 전이 하도록 하였다.

### 1. 서론

3-레벨 인버터는 1981년 A. Nabae에 의해 제안되었다. 3-레벨 인버터는 DC-링크 전압을 3단계로 나누어 출력하므로 같은 스위칭 주파수에서 2-레벨 인버터와 비교할 때 출력전압, 전류의 고조파 성분을 반 이상 줄일 수 있고, 스위칭에 의한 전동기 권선에 인가되는 전압 스트레스를 줄일 수 있다. 또한 각 스위칭소자의 차단전압이 DC-링크 전압의 반이므로 스위칭시의 급격한 전압변동으로 인하여 발생하는 EMI 노이즈를 줄일 수 있다.<sup>[1][2]</sup> 본 논문에서는 NPC형 3-레벨 인버터를 이용하여 출력전압을 1펄스 모드까지 선형적으로 확장시키는 과변조기법에 대하여 기술하고, 이를 유도전동기의 간접벡터제어에 적용하여 이를 PSIM을 사용하여 시뮬레이션으로 구현하였다.

### 2. NPC형 3-레벨 인버터의 동작 및 과변조영역

#### 2.1 NPC형 3-레벨 인버터의 동작

NPC형 3-레벨 인버터는 그림 1 에서와 같이 구성된다.

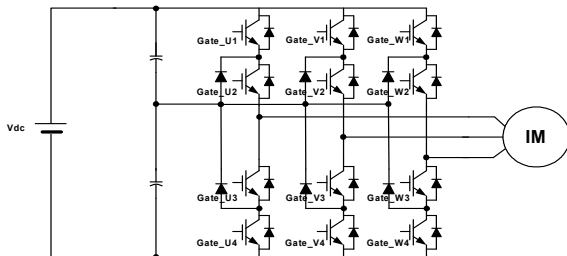


그림 1 NPC형 3-레벨 인버터의 구성  
Fig. 1 Structure of NPC type three-level Inverter

각 상당 스위칭 상태에 따른 출력극전압은 표 1 에서와 같이 나타나게 되므로 3상의 스위칭 상태에 따른 벡터의 조합 및 크

기는 27가지의 형태로 나타나게 되고 각 상태는 그림 2와 같이 표현되고, 전압벡터의 크기에 따라 표 2와 같이 출력된다.<sup>[1]</sup>

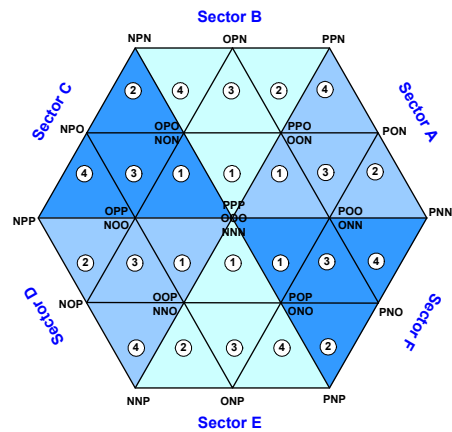


그림 2 3-레벨인버터 공간 전압 벡터도  
Fig. 2 Space voltage vector diagram of 3-level inverter

표 1 스위칭 상태에 따른 출력전압  
Table 1 Output voltage according to switching state

State	Gate-X1	Gate-X2	Gate-X3	Gate-X4	Vxo
P	On	On	Off	Off	+Vdc/2
O	Off	On	On	Off	0
N	Off	Off	On	On	-Vdc/2

표 2 스위칭상태에 따른 벡터구분 및 크기  
Table 2 Vector classification and magnitude according to switching state

구분	Switching Vector			크기		
ZV	(PPP)	(OOO)	(NNN)	0		
SV	USV	(POO)	(PPO)	(OPO)	$\frac{V_{dc}}{3}$	
		(OPP)	(OOP)	(POP)		
		(ONN)	(OON)	(NON)		
	LSV	(NOO)	(NNO)	(ONO)		
		(PON)	(OPN)	(NPO)		$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
		(NOP)	(ONP)	(PNO)		
LV	(PNN)	(PPN)	(NPN)	$\frac{2V_{dc}}{3}$		
	(NPP)	(NNP)	(PNP)			

## 2.2 NPC형 3-레벨 인버터의 과변조영역

과변조 영역은 외부 육각형의 내접원을 벗어나는 부분을 말하고 이는 외부 육각형의 면적의 넓이와 같은 면적을 가지는 원의 영역과 그 이외의 영역으로 분리하여 과변조 영역 I 과 과변조 영역 II로 분리한다. 과변조 영역은 전압기준벡터의 푸리에 시리즈를 통해 새로운 전압기준벡터를 생성하였다.<sup>[3]</sup>

### 2.2.1 과변조영역 I

$MI \geq 0.907$  이 되면 과변조영역 I에서 동작하게 된다. 과변조 영역 I에서는 육각형 외부로 벗어나는 전압기준벡터  $V^*$ 를 보상하기 위하여  $V^*$ 보다 승압된  $V_c^*$ 를 생성하며  $V_c^*$ 가 벡터도의 내접원일 때부터 육각형의 외접원 사이에 위치할 때까지 동작한다. 그림 3은 세 개의 전압벡터의 궤도가 복소평면에서 회전하는 것과 실제 전압기준벡터  $V_r^*$ 를 시변영역에서 표현하였다. 여기서  $\alpha_r$ 은 정점에서 보상된 전압벡터 궤도의 교점까지 측정된 기준 각을 의미한다. 승압된 전압기준벡터를 만들기 위하여 전압기준벡터를  $\pi/2$ 마다 선형화된 4가지 영역으로 표현하였다.

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \theta \quad \text{for } 0 \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \quad (1)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc} \sin \theta}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \quad (2)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc} \sin \theta}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_r\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \quad (3)$$

$$f_4 = \frac{V_{dc} \sin \theta}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{6} - \alpha_r\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_r\right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

$$\alpha_r = -30.23 \times MI + 27.04 \quad (0.9068 \leq MI < 0.9095) \quad (5)$$

$$\alpha_r = -8.58 \times MI + 8.23 \quad (0.9095 \leq MI < 0.9485) \quad (6)$$

$$\alpha_r = -26.43 \times MI + 25.15 \quad (0.9485 \leq MI < 0.9517) \quad (7)$$

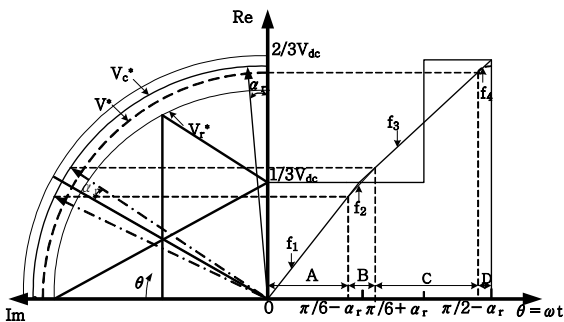


그림 3 과변조 영역 I에서 전압기준벡터의 궤적과 상전압 파형  
Fig. 3 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in overmodulation region I

### 2.2.2 과변조영역 II

$MI \geq 0.952$  이 되면 승압된 전압기준벡터가 벡터도 육각형에 외접하게 되어 전압순실분을 더 이상 보상해줄 수 없기 때문에 이 영역에서는 과변조영역 I에서 사용한 방식을 사용하지 못한다. 과변조영역 II에서는 전압기준벡터  $V^*$ 가 시간에 따라 가변 할 때  $\alpha_h$  구간동안 실제전압기준벡터  $V_r^*$ 가 각 구간에서

제일 큰 전압 값을 낼 수 있는 정점에 있게 되고 나머지 시간을 육각형 면을 따라서 움직인다.

$$f_1 = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \tan \alpha_p \quad \text{for } 0 \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \quad (8)$$

$$f_2 = \frac{V_{dc}}{3} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} - \alpha_h\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \quad (9)$$

$$f_3 = \frac{V_{dc} \sin \alpha'_p}{\sqrt{3} \cos\left(\frac{\pi}{3} - \alpha'_p\right)} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_h\right) \leq \theta < \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \quad (10)$$

$$f_4 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad \text{for } \left(\frac{\pi}{2} - \alpha_h\right) \leq \theta < \frac{\pi}{2} \quad (11)$$

$$\alpha_h = 6.40 \times MI - 6.09 \quad (0.9517 \leq MI < 0.9800) \quad (12)$$

$$\alpha_h = 11.75 \times MI - 11.34 \quad (0.9800 \leq MI < 0.9975) \quad (13)$$

$$\alpha_h = 48.96 \times MI - 48.43 \quad (0.9975 \leq MI < 1.0000) \quad (14)$$

$$\alpha_p = \frac{\pi}{\pi - 6\alpha_h} \theta_e \quad \alpha'_p = \left(1 - \frac{6}{\pi} \alpha_h\right) \theta_e \quad (15)$$

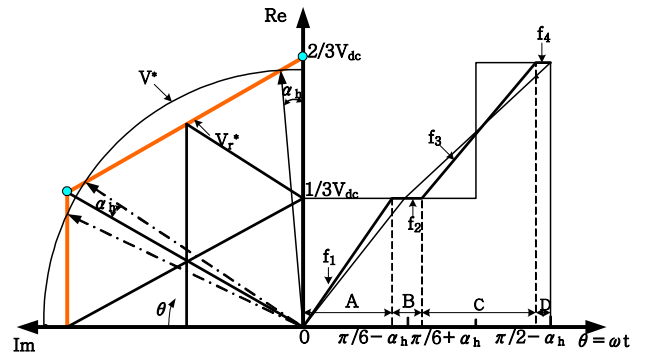


그림 4 과변조영역 II에서 전압기준벡터의 궤적과 상전압 파형  
Fig. 4 Trajectory of voltage reference vector and phase voltage waveform in overmodulation region II

## 3. 유도전동기의 간접벡터제어

### 3.1 유도전동기의 dq모델링

3상 유도전동기의 등가모델을 기준으로 동기회전좌표계로 d-q 모델링 하면 식(17), 식(18)의 고정자 전압 방정식과 식(19)와 식(20)의 회전자 전압 방정식으로 등가화 된다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (17)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (18)$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (19)$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (20)$$

또한, 쇠교자속에 대한 고정자와 회전자의 방정식도 식(21), 식(22), 식(23), 식(24)로 등가화 된다.

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (21)$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (22)$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (23)$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (24)$$

이를 바탕으로 등가회로를 구성하면 그림 5와 같다.

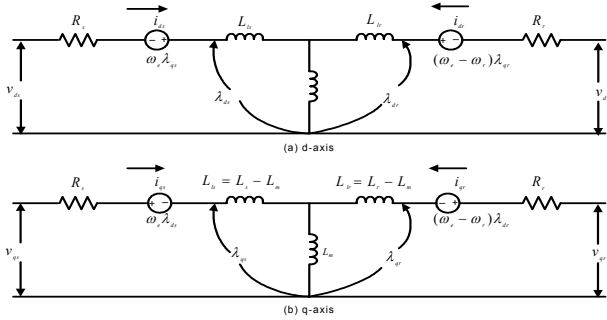


그림 5 유도전동기 d-q 등가회로  
Fig. 5 Induction motor d-q equivalent circuits

### 3.2 유도전동기의 회전자 기준 간접벡터제어

유도전동기의 간접벡터제어를 위해서는 자속 성분전류와 토크 성분 전류가 공간상에서 90도를 유지해야 하고 또한 각각의 전류분에 대해 독립적인 제어가 가능하여야 한다. 또한 간접벡터제어에 있어 중요한 자속각을 찾는 것은 모터의 회전속도로부터  $\omega_r$ 를 계산하고, 유도전동기의 전압 및 쇄교자속에 관한 식으로부터 슬립각속도를 유도하여 자속각  $\theta_e$ 를 계산한다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (26)$$

$$\theta_e = \int (\omega_r + \omega_{sl}) \quad (27)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (28)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (29)$$

이는 d축 전류를 일정하게 제어하여 자속을 일정하게 제어하게 되면, 유도전동기의 토크는 q축 전류에 의해 제어가 됨으로서 자속과 토크를 독립적으로 제어 할 수 있게 되는 것이다.

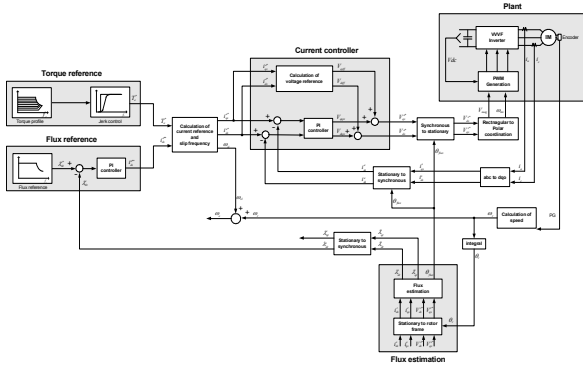


그림 6 간접벡터제어 블록도  
Fig. 6 Indirect vector control block diagram

## 4. 시뮬레이션

그림 7은 3-레벨 인버터의 동작을 확인하기 위한 시뮬레이션 과정으로 NPC형 3-레벨 인버터가 MI의 변화에 따라 선형적으로 응답을 하는지를 확인하기 위한 것이다.

그림 8은 자속성분 전류인 d축과 토크성분의 전류인 q축이

독립적으로 제어되고 있음을 보여준다.

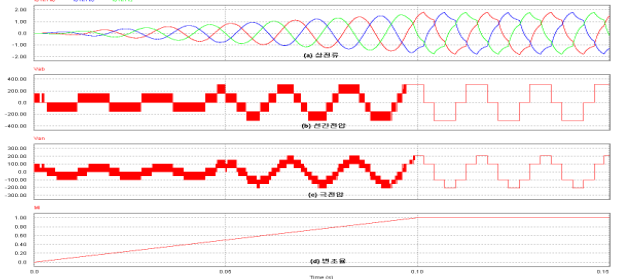


그림 7 변조율에 따른 시뮬레이션 결과  
Fig. 7 Simulation results under MI change



그림 8 속도변화조건에서 시뮬레이션 결과  
Fig. 8 Simulation results under the load change condition

## 5. 결론

유도전동기를 순시토크제어하기 위해서 많은 분야에서는 벡터제어를 사용하고 있으며 가전선압을 최대한 이용하기 위한 과변조 영역에서의 운전 또한 시행되어지고 있다. 본 논문에서는 이러한 여러 산업분야에서 이용되어지는 유도전동기에 3-레벨 인버터를 적용하여 기존의 2-레벨 인버터에 적용하였던 과변조제어기법을 NPC형 3-레벨 인버터에 적용하였고 MI=1까지 선형적으로 제어할 수 있음을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 또한 유도전동기의 간접벡터제어를 통하여 자속성분 전류와 토크성분전류를 분리하여 제어함으로써 빠른 과도응답특성을 가지도록 하였다.

본 연구는 교육과학기술부와 한국산업기술재단의 지역혁신 인력양성사업으로 수행된 연구결과임

## 참고 문헌

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, IA-17, pp. 518-523, 1981.
- [2] Y.H. Lee, B.S. Suh, and D.S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 2, pp. 1151-1157, 1994.
- [3] D.C. Lee, G.M. Lee, "A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.* vol. 13, no.6, pp. 1144-1151, 1998.