

3-level인버터를 이용한 과변조영역에서의 간접벡터 유도전동기 구동

*이재문, *정헌선, *노세진, **이은규, **염상구, *최재호
 *충북대학교 전기전자컴퓨터공학부, ** (주)우진산업

Driving the induction motor of indirect vector control using the 3-level inverter in the overmodulation region

*Jaemoon Lee, *Junghun Sun, *Sejin Nho, **Eunkyu Lee, **Sangkyu Yeum, *Jaeho Choi
 *School of Electrical and Computer Engineering Chungbuk National University, **Woojin Industrial System

ABSTRACT

This paper presents the over-modulation strategy and indirect vector control drive of NPC type PWM inverter. NPC inverter has three level phase voltage output. It can perform in high voltage through assembling switching components. It has less harmonics and surge voltage stress at motor terminals than the 2 level inverter in same switching frequency through 3 level voltage. The conventional railway vehicle has used the vector control to $MI=0.907$ and the slip-frequency control from $MI=0.907$ to six-step mode. The slip-frequency control has bad motive power and slow torque control response. But vector control has good motive power and can instant torque control. In this paper, output voltage is controlled linearly from linear region to six-step mode by using over-modulation strategy. And NPC inverter is used.

1. 서론

철도차량의 효율을 높이기 위하여 높은 가속도와 속도를 요구하고있다. 인버터의 출력특성을 향상시키고 높은 정격전압을 실현하기위하여 과변조기법을 적용한 멀티레벨인버터를 이용한 철도차량연구가 필요하다. 본 논문에서는 NPC형 인버터를 사용하여 기존 2level인버터로 구동되는 철도차량의 전압파형을 개선시켜 고조파를 감소시키고 스위칭소자의 직렬연결을 통한 DC링크단에 높은 정격전압을 실현시키고 소자의 전압 스트레스를 감소시켰다. 또한 스위칭 소자의 차단전압을 반으로 줄일 수 있고 기존 시스템에 바로 적용이 가능하다. 벡터제어를 이용한 기존철도차량 구동시스템에서는 변조지수가 0.907까지 출력전압을 선형적으로 발생시키고 변조지수가 0.907이후에는 single pulse모드로 동작시켜 슬립주파수제어를 한다. 슬립주파수 제어는 구배에서 기동시 기동특성이 좋지 않으며, 토크제어에 있어 빠른응답특성을 구현할 수 없고 특히 주파수가 낮을수록 응답이느리다. 반면 벡터제어는 저속에서 고속영역까지 순시적인 토크제어를 수행할 수 있어 좋은 동특성을 내며 가감속 성능을 향상시킬수 있다. 본 논문에서는 과변조기법을 사용하여 선형영역에서 single pulse영역까지 출력전압을 선형적으로 제어하여 과변조 영역에서 벡터제어를 가능하도록 하였다.

2. 본론

2.1 NPC 인버터

NPC방식의 3-레벨 인버터는 각 상당 3가지의 스위칭 상태가 존재하므로 3상 3-레벨 인버터에는 총 27가지의 스위칭 조합이 가능하다.

3-레벨 인버터의 27가지 스위칭 상태는 전압 벡터의 크기에 따라 Zero Vector : ZV, Small Vector : SV, Middle Vector : MV, Large Vector : LV의 4가지로 구분될 수 있다.

NPC형 인버터는 그 구성이 간단하고 기존시스템에 바로 적용가능한 장점이 있지만 DC-링크 중성점 전압이 변동한다는 단점이 있다. 그러나 SV의 경우 같은 선간 전압을 출력하는 벡터가 LSV와 USV 2가지씩 존재하게 되며, 이 두 가지 벡터 중 어떠한 벡터를 선택하느냐에 따라 윗단 혹은 아랫단 커패시터가 집중적으로 충전과 방전이 된다. PWM 적용 시 중성점 전위가 과도하게 변동하지 않도록 LSV와 USV를 이용하여 3-레벨 인버터의 중성점 전압을 효과적으로 제어한다.

2.2 과변조기법

스페이스 벡터의 전압이용율을 개선하기 위하여 과변조기법을 사용하여 새로운 전압기준벡터를 생성한다. MI(Modulation Index)에 따라 선형영역($0 \leq MI \leq 0.906$), 과변조영역 1($0.906 < MI \leq 0.952$), 과변조영역 2($0.952 < MI \leq 1.0$)으로 나눌 수 있다.

2.2.1 과변조영역 1($0.906 < MI \leq 0.952$)

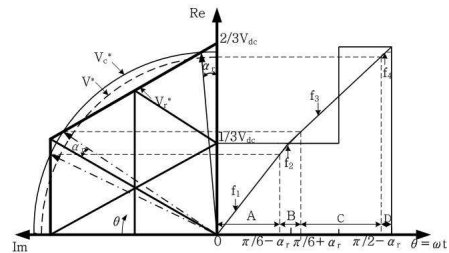


그림1. 과변조1에서 기준전압벡터의 궤적과 상전압 파형

MI가 0.952이상이 되면 과변조영역 1에서 동작하게 된다. 과변조영역 1에서는 육각형 외부로 벗어나는 전압기준벡터 V^* 를 보상하기위하여 V^* 보다 승압된 V_c^* 를 생성하며 V_c^* 가 벡터도의 내접원일 때부터 육각형의 외접원 사이에 위치할 때까지 동작한다. 그림 1은 세 개의 전압벡터의 궤도가 복소평면에서 회전하는 것과 실제 전압 기준벡터 V_r^* 를 시변영역에서 표현하였다. 여기서 α_r 은 정점에서 보상된 전압벡터 궤도의 교점까지 측정된 기준 각을 의미한다. 승압된 전압기준벡터를 만들기 위하여 전압기준벡터를 $\frac{\pi}{2}$ 마다 선형화된 4가지 영역의 식으로 표

현하였다. 각 구간에 대한 전압방정식은 다음과 같다.

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

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

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

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

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

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

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

($\Theta = \omega t$ ω : 전압 기준 벡터의 각속도)

2.2.2 과변조영역 2 ($0.952 < MI \leq 1.0$)

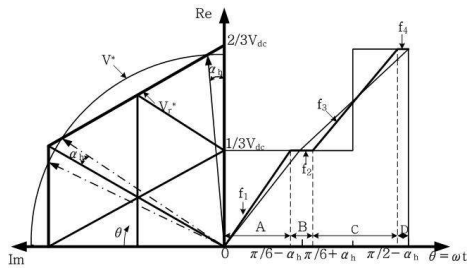


그림 2. 과변조2에서 기준전압벡터의 궤적과 상전압파형

MI가 0.952가되면 승압된 전압기준벡터가 벡터도 육각형에 외접하게 되어 전압손실분을 더 이상 보상해주지 못하기 때문에 $MI > 0.952$ 가되면 과변조 영역1에서 사용한 방식을 사용하지 못한다.

과변조영역2에서는 전압기준벡터 V^* 가 시간에 따라 가변할 때 α_h 구간동안 실제전압기준벡터 V_r^* 가 각 구간 최고의 전압 값을 낼 수 있는 정점에 있게 되고 나머지 시간을 육각형 면을 따라서 움직인다.

과변조영역2에서 각 구간별 함수는 다음과 같이 주어진다.

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

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

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

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

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

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

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

$$\alpha_p = \frac{\pi}{\pi - 6\alpha_h} \theta \quad (15)$$

$$\alpha_p' = \left(1 - \frac{6}{\pi} \alpha_h\right) \theta \quad (16)$$

(α_p, α_p' : 실제 기준전압 벡터 V_r^* 의 위상각)

2.4 간접벡터제어

유도전동기를 토크발생전류성분과 자속발생 전류성분으로 분리하여 제어하려면 고정자에서 측정된 전류를 동기 회전좌표계로 좌표변환하여야 한다. 이에 필요한 자속각을 얻기 위하여 전동기에서 측정된 회전속도와 고정자 전류 및 전동기 파라미터로부터 계산된 슬립각속도를 이용하는 방식을 간접벡터제어라고한다. 동기속도로 회전하는 d축의 회전각 Θ_e 는

$$\Theta_e = \Theta_r + \Theta_{sl} \quad (17)$$

의 관계가 있으므로, Θ_r 을 전동기로부터 측정하고 Θ_{sl} 은 전동기 상수를 이용하여 계산하는 방법으로 자속각 Θ_e 를 얻을 수 있다.

회전자 전압방정식을 쇄교자속을 대입하여 나타내면

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} &= 0 \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs} - \omega_{sl} \lambda_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (18)$$

이된다. 여기서, 유도전동기에서 타여자 직류전동기와 같은 제어특성을 얻기 위해서는 그림 3과 같이 회전자 쇄교자속을 d축과 일치시켜

$$\lambda_{qr} = 0, \quad \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (19)$$

로 제어해야하므로 이를 식(18)의 윗 식에 대입하면

$$\frac{L_r}{R_r} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (20)$$

이 되고, 식(18)의 아랫식으로부터 슬립 각속도는

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{L_r} \frac{L_m i_{qs}}{\lambda_{dr}} \quad (21)$$

와같이 얻어진다. 식 (20)을 이용하면 전동기의 발생토크는 다음과 같다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (22)$$

만약 전동기가 정상상태에 있다면 회전자의 쇄교자속이 일정하게 된다.

$$\lambda_{dr} = \text{constant} = \lambda_r, \quad \frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0 \quad (23)$$

식(23)을 식(20)에 적용하면

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (24)$$

이되고 슬립각속도는

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (25)$$

와 같이되며, 전동기의 발생토크는

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (26)$$

가된다.

2.5 시뮬레이션 파형

그림 3은 NPC형 인버터를 이용한 간접벡터제어 시뮬레이션 회로도이다. 입력전압으로 교류 3상 380V를 사용하였고 380V 5[Hp] 모터로 운전하였다. 그림 4는 속도를 0[RPM]부터 2700[RPM]까지 증가시켰을 때 MI와 토크의 파형이다. 속도의 증가에 따라 MI가 0부터 six-step영역까지 선형적으로 변하는 것을 확인 할 수 있다. 그림 5는 변조지수에 따른 상전류(상), 선간전압(하) 파형이다. MI=0.72 나. MI=0.94, 다. MI=0.96, 라. MI=0.99

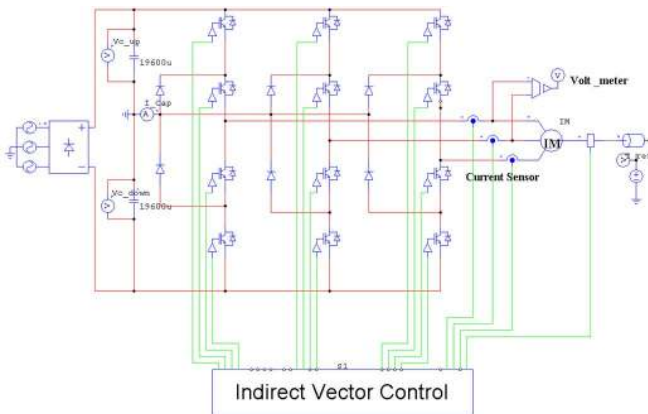


그림 3. 시뮬레이션 회로도

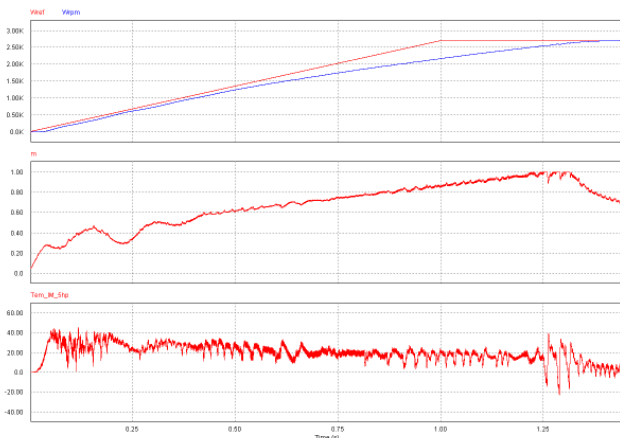


그림 4. 모터 기준속도 및 로터속도(상), MI(중), 토크(하) 파형

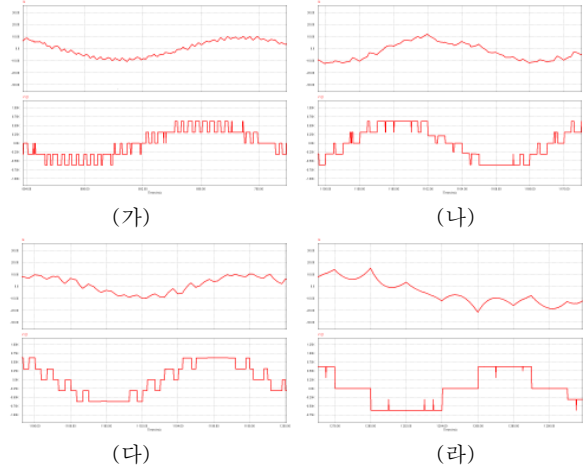


그림 5. 변조지수에 따른 상전류(상), 선간전압(하) 파형
가. MI=0.72 나. MI=0.94, 다. MI=0.96, 라. MI=0.99

3. 결론

본 논문에서는 인버터로 구동되는 유도전동기를 정밀하게 제어하는 알고리즘을 제시하고 제안된 과변조 방법으로 NPC형 인버터의 SVMW의 출력전압을 MI=1까지 선형적으로 얻을 수 있다.

본 논문에서 제안된방식을 유도전동기에 적용하면 모터의 동특성을 향상시키고, 선형영역과 싱글펄스 사이구간을 선형적으로 가져갈 수 있으며 NPC형 멀티레벨을 이용하므로써 출력전압의 고조파를 저감하고 소자의 정격전압을 낮출 수 있다.

본 연구는 산업자원부와 한국산업기술재단의 지역혁신 인력양성사업으로 수행된 연구결과임

참고 문헌

- [1] Dong-Choon Lee, "A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters," IEEE Trans. Power Electron. Vol. 13, no. 6, pp.1144-1151 November 1998
- [2] Bimal K. Bose, Modern Power Electronics And AC Drivers, pp. 56-62, Prentice-Hall, Inc., 2002
- [3] Yo-Han Lee, Bum-Seok Suh and Dong-Seok Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", IEEE Trans. Industry Application, Vol. 2, pp.1151-1157 October 1994
- [4] Subrata K. Mondal, João O. P. Pinto and Bimal, K. Bose, "A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for a Three-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Industry Application, Vol. 38, no. 3, pp. 660-669 June 2002
- [5] M. H Park and S K. Sul, "Microprocessor-Based Optimal-Efficiency Drive of an Induction Motor", IEEE Trans on Industrial Electronics, Vol. IE-31, No. 1, pp 69-73, February 1984
- [6] 김상훈, 배본호, 설승기, "벡터제어를 적용한전동차 구동 시스템 개발", 전력전자학회, 전력전자학회논문지 전력전자학회 논문지 제6권 제2호, pp. 125 ~ 131, 2001. 4