

NPC 인버터에 의한 유도전동기 구동시스템의 새로운 히스테리시스 전류 제어기법

(New hysteresis current control for induction motor drive with NPC Inverter)

김 춘 삼* · 이 병 송**

(Choon-Sam Kim · Byung-Song Lee)

요 약

본 논문은 NPC 인버터의 구조를 위한 유도전동기 구동 시스템의 새로운 히스테리시스 전류 제어기법을 제안하였다. 이러한 NPC 구조를 가지는 히스테리시스 전류제어 인버터의 구조는 각상의 인버터 출력전압을 제어하는 주 스위칭 소자와 주 스위치 OFF시에 출력전압을 0전위로 유지시키기 위한 보조 스위칭 소자로 구성된다.

이와 같이 제안된 HNPC (Hysteresis current controlled Neutral Point Clamped) 스위칭 기법은 1차, 2차 전류 밴드를 가지며, 전압스위칭 신호는 1차 밴드와 실제전류의 비교 결과로서 발생하고, 2차 밴드와 실제전류의 비교 결과는 전압 스위칭 신호의 상위와 하위를 스위치의 동작을 결정하는 신호로서 동작한다. 이러한 스위칭의 결과로서 제안된 인버터 시스템의 출력 파형은 기존의 전류제어 방식과 비교하여 적은 고조파 성분의 함유특성을 가지고, 동일한 전류밴드 범위에서 낮은 스위칭 주파수를 가진다. 본 연구에서는 제안된 기법을 유도 전동기 구동 시스템에 적용하므로 이들 특성을 시뮬레이션을 통하여 고찰하였다.

Abstract

A new current controlled PWM technique with NPC(Neutral Point Clamped) structure is proposed in this paper. A current controlled PWM technique with neutral-point-clamped pulse-width modulation inverter composed of main switching devices which operates as switch for PWM and auxiliary switching devices to clamp the output terminal potential to the neutral point potential is described. The proposed current controller has a first and second current band. The switching pattern will be made by the first current band. According to the second current band, the output state of the switching pattern is changed into positive and negative state.

This inverter output contains less harmonic content and lower switching frequency than that of conventional current controlled PWM technique at the same current limit. The induction machine drive with proposed technique is investigated by computer simulation.

* 정회원 : 삼척산업대학교 제어계측공학과

** 정회원 : 한국철도기술연구원

접수일자 : 1998. 5. 28.

1. 서 론

PWM(Pulse width modulation) 인버터로 구동되는 소용량의 서보 시스템이나, Traction System과 같은 교류 서보 시스템의 적용분야에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 또한, 가변속 구동 시스템으로서 종전에는 직류전동기가 사용되었으나, 최근 반도체 소자의 발달과 고성능 마이크로 프로세서의 출현으로 인한 전력전자 기술의 발전으로 저 가격, 고성능 주파수 제어장치의 개발과 벡터제어를 이용한 교류전동기의 순시 토크 제어가 용이해짐에 따라 종전 직류전동기의 응용분야를 점차 교류전동기가 대체해 가고 있다[1~2]. 이러한 관점에서 다양한 PWM기법들이 개발되어왔으며, 특히, NPC구조를 가지는 PWM인버터는 소자에 인가되는 DC 전압을 저감시킬 수 있는 장점 및 연산에 의한 스위칭 패턴의 기법을 적용하므로 서 전압 파형의 개선을 기하여 고조파를 감소시키고, 손실을 저감하기 위한 PWM스위칭 기법으로서 제안되었다[1].

또한, 전압 파형의 개선은 물론, 공간전압 스위칭 기법을 적용하여 효율적인 스위칭 기법을 적용하므로 서 이용전압의 적용범위를 확장할 수 있는 기법이 제안되었다[2]. 그러나, NPC구조를 이용한 이들 제안된 스위칭 기법들은 스위칭 각을 계산하여 특정 고조파 성분을 제거하기 위한 연산과정을 필요로 하거나, 스위칭 패턴의 선정 시 스위칭 벡터를 선택적으로 선정하여야하는 복잡한 제어구조를 가지고있는 단점이 있다[3]~[4].

본 논문은 제안된 히스테리시스 전류 제어기를 NPC 인버터 구조의 유도 전동기를 구동하는 교류 전동기 시스템에 적용하므로 서 기존의 NPC구조를 가지는 인버터 시스템을 개선하고, 구동 시스템의 토크 특성개선 및 손실의 원인이 되는 고조파 성분을 감소시키기 위한 기법을 제안하였다.

제안된 히스테리시스 전류제어 알고리즘을 시스템에 적용하고, Matlab, Simulink Tool을 이용한 시뮬레이션을 통하여 인버터시스템 특성을 고찰하였다.

2. 유도전동기의 d-q 등가모델

유도전동기의 고정자 권선이 대칭이며 분포권이라고 가정하면, 3상 정지 좌표계에서 전압 방정식은 다

음과 같다.

$$V_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \lambda_{abc} \tag{1}$$

여기서, $f_{abc} = [f_{as} \ f_{bs} \ f_{cs}]^T$ 이다.

유도기의 동적 모델을 얻기 위해서 d-q 좌표계 변환을 사용한다. d-q 변환에 의하여 시변계수가 소거되고, 변수와 파라미터들은 d-q 직교 좌표계의 값으로 표현된다.

$$V_{qdos} = R_s i_{qdos} + \frac{d}{dt} \lambda_{qdos} + \omega_e \lambda_{dqs} \tag{2}$$

이다.

$$\lambda_{dqs} = [\lambda_{ds} \ -\lambda_{qs} \ 0]^T \tag{3}$$

이다. 식(2)에서 영상분을 제외하면 식(2)는 다음과 같이 동기회전 좌표계에서의 d-q 식으로 표현된다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \tag{4}$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \tag{5}$$

마찬가지로 회전자의 d-q 전압식을 구하면

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \tag{6}$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \tag{7}$$

이 되며, $(\omega_e - \omega_r) = \omega_{sl}$ 은 고정자측과 회전자측 간의 상대속도, 즉 슬립 각속도이다.

고정자와 회전자의 쇄교자속은

$$\lambda_{qs} = L_{ls} i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \tag{8}$$

$$\lambda_{ds} = L_{ls} i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \tag{9}$$

$$\lambda_{qr} = L_{lr} i_{qr} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \tag{10}$$

$$\lambda_{dr} = L_{lr} i_{dr} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \tag{11}$$

이며, 식에서 L_{ls} , L_{lr} 은 고정자와 회전자의 누설 인덕턴스이고, L_m 은 상호 인덕턴스이다.

식(8)~(11)를 정리하여 행렬형태로 표현하면 식(12)와 같다. 여기에서 p는 미분연산자이다. 또한, 유도기의 기계적 평형식은 식(13)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{\gamma} \\ v_{\delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega_e L_s & pL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + pL_s & -\omega_e L_m & pL_m \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & pL_m & R_r + pL_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & -pL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{\gamma} \\ i_{\delta} \end{bmatrix} \quad (12)$$

$$T_e = \frac{2}{P} J_m \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{2}{P} B_m \omega_r + T_L \quad (13)$$

3. HNPC PWM 인버터의 스위칭특성

그림1은 NPC 인버터의 스위칭 모드를 나타낸 것이며, 전압벡터 이론을 바탕으로 구성할 수 있다. 인버터의 각상은 4개의 스위칭 소자로 구성되며, 이들 스위칭 소자에 의한 스위칭 상태는 (+Ed/2), (0), (-Ed/2)와 같은 3개의 스위칭 상태를 발생하고, 3상의 NPC 인버터 구조에서 발생하는 전체의 스위칭 가능상태는 모두 33개의 스위칭 상태를 발생할 수 있다.

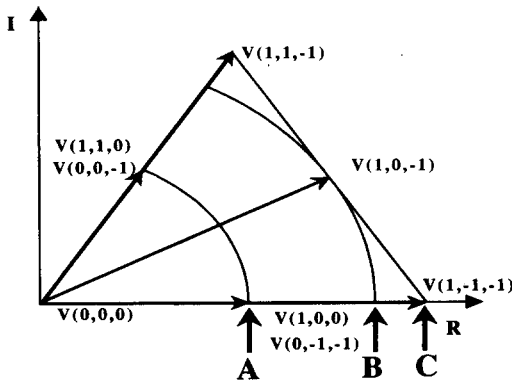


그림 1. NPC PWM 인버터의 스위칭 모드
Fig. 1. Switching modes of the NPC PWM

이들 스위칭 상태에 따르는 전압벡터는 이론을 바탕으로 하여 다음 식(14)와 같이 정의할 수 있다.

$$\vec{V} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\vec{V}_{uv} + a \cdot \vec{V}_{vw} + a^2 \cdot \vec{V}_{wu}) \quad (14)$$

이들 스위칭 상태를 좀더 구체적으로 기술하기 위하여 위상각의 구간을 $\frac{\pi}{3}$ 간격으로 나누어서 생각하

면 NPC 구조의 PWM을 적용할 경우 전체 스위칭 벡터에서 A,B,C 그룹의 스위칭 벡터 구간으로 도식할 수 있다. 기존의 제어 구조에서는 스위칭 패턴의 선정시 저속영역의 속도명령에서 공간전압 벡터 다이어그램의 내부원주 A에 해당하는 스위칭 벡터를 선정하여 제어하고, 고속영역의 속도명령에서는 A,B,C 그룹에 해당하는 스위칭 벡터를 나누어서 제어하여야 하는 복잡성을 가지고 있다.

그러나, 제안된 HNPC 구조는 기존의 시스템에서 속도명령에 따라 저속 및 고속의 영역에 따르는 스위칭 변화를 구분하여 제어하여야 하는 복잡한 제어 구조에서 탈피하여 실제의 계획된 전류의 상태와 2차밴드의 설정에 의한 비교출력에 따라 스위칭 패턴을 자동적으로 가변하여 제어하는 장점을 가지고 있다.

또한, 기존의 제어구조는 저속영역의 벡터 다이어그램 A에 해당하는 내부원주상의 전압벡터가 하나의 쌍으로서 존재하기 때문에 스위칭 상태의 선정 시 동작조건에 따라 구분하여야 하는 복잡성을 지니고 있으나, 제안된 HNPC 구조를 사용할 경우 기준전류에 따라 스위칭 상태를 가변하여 선정하므로 이들 스위칭 다이어그램 내부원주 A의 같은 위상에 존재하는 V(1,0,0), V(0,-1,-1) 등과 같은 한 쌍의 전압벡터 선정 시에도 자동적으로 이를 구분하여 제어하는 특징을 지니고 있다.

그림2는 HNPC 인버터제어의 구성모델로서 기존의 NPC인버터의 구성에 히스테리시스 전류제어기를 부가한 시스템으로 구성된다. 히스테리시스 전류제어기는 부하로부터 얻는 시스템의 현재상태 동기 각속도 ω_e 를 기준으로 식(15)와 같이 동기 좌표계에서 정지좌표계로 변환되며, 이를 2상 → 3상 변환하여 전체 시스템 제어기의 기준 신호 I_m 을 최대값으로 하는 기준전류신호를 발생하게 된다.

$$\begin{aligned} i_{qs}^e &= i_{qs}^e \cos \omega_e t + i_{ds}^e \sin \omega_e t \\ i_{ds}^e &= i_{qs}^e \sin \omega_e t + i_{ds}^e \cos \omega_e t \end{aligned} \quad (15)$$

식(15)와 같은 전체 시스템제어기로부터 발생한 기준전류신호와 전류제한 실제전류 i_a, i_b, i_c 의 오차 비교에 의한 그림2의 인버터 모델 각상의 상위 스위칭 신호 Sn1 및 하위 스위칭 신호 Sn4, 보조 스위치의 스위칭 신호 Sn2, Sn3 를 인버터에 인가하게된다.

여기서 n 은 인버터 각상 leg의 스위칭 소자를 나타내며 a상의 경우 1, b상의 경우 2, c상의 경우 3으로 표기된다.

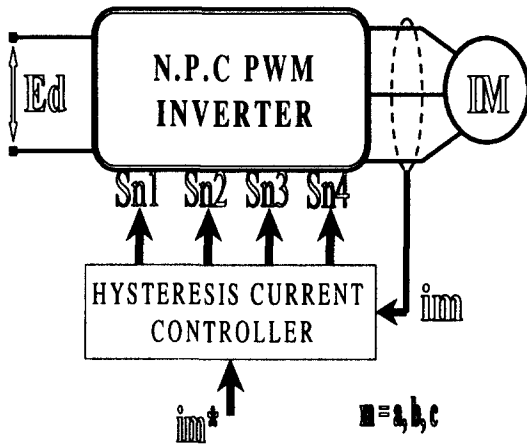


그림 2. HNPC 인버터 모델
Fig. 2. Model of the HNPC inverter

HNPC 인버터의 스위칭 상태는 기 설정된 1차, 2차 밴드 및 케환된 실제전류를 바탕으로 하여 2차 밴드와 실제전류의 비교에 의해서 발생하는 신호를 기준으로 하여 기준신호가 양의 값을 가질 경우와 음의 값을 가질 경우로 크게 나누어서 각 스위칭 소자의 상태를 판단하여 1차 밴드의 비교에 의해서 발생하는 스위칭 신호를 인버터의 주 스위치와 보조 스위치로 나누어서 인가하게된다. 이러한 주 스위치 Sn1, Sn4 와 보조 스위치 Sn2, Sn3 의 상태는 기준신호에 따라 구분되는 조건을 제외하고는 기존의 NPC 인버터와 같은 상태로 스위칭 상태를 가진다.

그림 3은 HNPC 인버터의 스위칭 동작을 주 스위치와 보조 스위치로 각각 구분하여 나타낸 것이다. NPC 인버터에 히스테리시스 전류제어를 적용할 경우 인가전압의 감소 및 역기전력의 영향에 의한 실제전류의 설정전류 제한범위의 이탈이 발생할 수 있고, 이를 제어하기 위한 2차 밴드의 설정에 의해 발생하는 기준신호명령 U^* 를 기준으로 실제의 시스템 제어 시 부하의 특성 및 스위칭 소자의 제어 가능한 스위칭 주파수를 고려하여 상한밴드와 하한밴드를 설정하여야한다. 그리고, 케환된 실제전류와 기 설정된 히스테리시스 밴드의 상한과 하한의 비교에 의한 스위칭 신호를 주스위치 Sn1, Sn4 와 보조 스위치

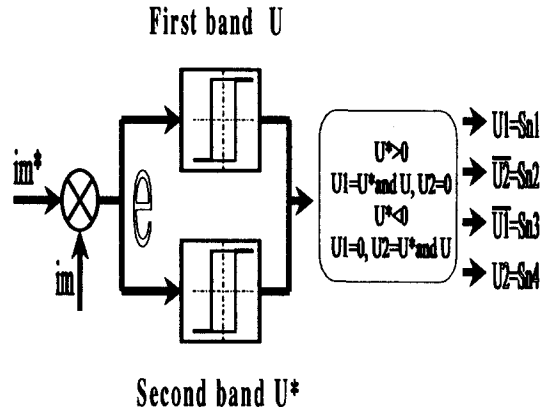


그림 3. HNPC PWM 인버터의 스위칭 동작
Fig. 3. Switching operation of HNPC PWM inverter

Sn2, Sn3 의 동작신호로 구분하여 출력한다.

이들 각 스위치의 구분된 동작특성은 기준신호 U^* 가 +를 유지하는 구간에서 주스위치 Sn1의 동작 시 보조스위치 Sn2는 항상 ON상태를 유지하여야하고, 또 다른 보조스위치 Sn3는 주스위치 Sn1과 반대의 신호가 입력되어야한다.

또한, 기준신호 U^* 가 -를 유지하는 구간에서 주스위치 Sn4의 동작 시 보조 스위치 Sn3는 항상 ON상태를 유지하여야하고, 또 다른 보조스위치 Sn2는 주스위치 Sn4와 반대의 신호가 입력되도록 제어하여야 한다. 그리고, 상위 및 하위 스위치, 보조 스위치의 스위칭 상태는 시스템 전체의 제어기로부터 발생하는 식(15)의 기준전류신호와 케환에 의한 실제전류의 비교로부터 발생하게 되지만 기존의 히스테리시스 전류제어기와는 다른 스위칭 신호를 인버터에 인가하여야하며 이들 스위칭 상태는 표 1과 같다.

이러한 규칙을 바탕으로 스위치의 동작신호를 제어하므로써 출력전압을 제어하여 PWM을 발생하고, 출력 측 단자의 전위를 DC 전원에 독립적인 중성점 전위 (0)로 유지하는 특성을 가지게되므로 기존의 히스테리시스 전류제어기를 적용할 경우의 출력전압 파형의 특성보다 우수한 출력전압 파형의 개선이 가능하고, 소자에 인가되는 전압의 스트레스를 1/2로 저감시킬 수 있다.

그리고, 전류변화에 의한 밴드 폭의 상한과 하한의 제한범위를 기준으로 하여 스위치의 ON, OFF를

제어하는 히스테리시스 전류제어기의 경우에 하나의 스위칭 소자에 인가되는 전압의 감소는 결과적으로 상 전류의 변화률도 기존의 시스템과 비교하여 감소하게되므로 동일한 히스테리시스 밴드 폭으로 전류를 제어할 경우에도 기존의 전류제어기에 비하여 감소된 스위칭 주파수를 가지게 되므로, 기존에 저전압, 저전류 및 고속의 스위칭 주파수특성을 가지는 스위칭 소자에서만 가능하였던 적용분야를 고전압, 고전류 및 낮은 스위칭 주파수를 가지는 스위칭 소자에 도 적용할 수 있는 장점을 가지고 있다.

표 1. HNPC 인버터의 스위칭 상태
Table 1. Switching state of the HNPC inverter

Switching State	$U^* < 0$		$U^* > 0$	
	Sn1	Sn2	Sn3	Sn4
Sn1	OFF	ON	OFF	OFF
Sn2	ON	ON	ON	OFF
Sn3	ON	OFF	ON	ON
Sn4	OFF	OFF	OFF	ON

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

시뮬레이션은 유도 전동기 서보 시스템을 모델로 하여 시행하였으며 제정수는 표 2와 같다.

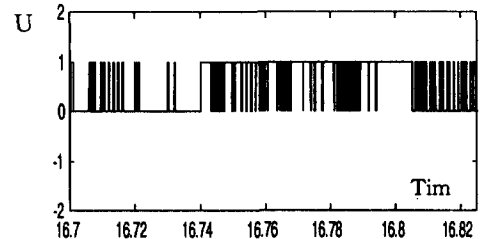
표 2. 유도전동기 제정수
Table 2. Parameter of Induction machine

$R_s[\Omega]$	0.164
$R_r[\Omega]$	0.137
$L_s[H]$	0.023
$L_r[H]$	0.0236
$L_m[H]$	0.0223
P[pole]	4
$J_m[Kg.m^2]$	0.15

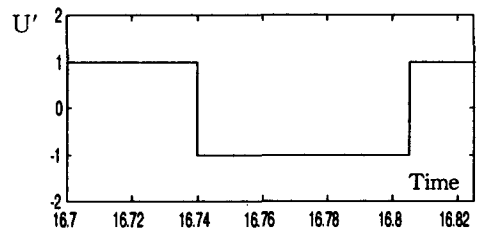
이 시스템 모델을 적용하여 시행한 시뮬레이션 결과는 본문에서 제안한 알고리즘을 토대로 하여 시뮬레이션 과정을 선정하고, 제안된 HNPC 전류제어 기법의 시뮬레이션 결과를 검토하였다.

그림4와 5는 회전속도 200[rpm]과 그림 6과 7은 1200[rpm]인 경우 제안된 HNPC 전류제어기법을 구동 시스템에 적용한 결과이다. 그림4.(a)U와 6(a)U는 1차 밴드의 출력을 나타내고, 4.(b) U^* 와 6.(b) U^* 는

2차 밴드의 출력파형을 도시한 것이다. 이러한 전류 제어기의 출력신호를 구동 시스템에 적용한 경우, 그림 5는 저속에서의 (a)선간전압 V[V], (b)전류 I[A], 그림 7은 고속에서의 (a)선간전압 V[V], (b)전류 I[A]를 나타낸 것이다. 그림 4의 저속에서 U^* 신호가 -1에서 +1로 변화하면, 한 상의 전압벡터는 0에서 -1로 선택된다. 예로서, 이들 전압벡터의 변화순서는 A 그룹의 범위 내에서 $V(-1, 0, 0) \rightarrow V(0, 0, 0) \rightarrow V(1, 0, 0)$ 로 벡터 전환이 일어나고, U^* 신호가 +1에서 -1로 변화하게 되면 앞서의 벡터와 반대의 벡터전환이 일어나게 된다. 그림5의 고속에서 U^* 신호가 -1에서 +1로 변화하면, A, B, C그룹의 전압벡터를 모두 사용하게 되며, 전압벡터 전환 순서는 $V(1, 1, -1) \rightarrow V(1, 0, -1) \rightarrow V(1, 0, 0) \rightarrow V(1, -1, -1)$ 의 순서로 전압 벡터의 전환이 일어나게 된다. 이들 신호의 결과는 1차 히스테리시스 밴드를 정격전류의 10[%], 2차 히스테리시스 밴드를 정격전류의 15[%]로 설정하여 시뮬레이션을 시행하였다.



(a)

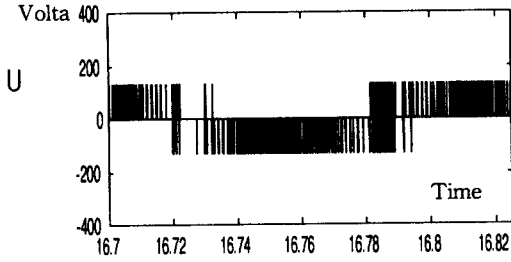


(b)

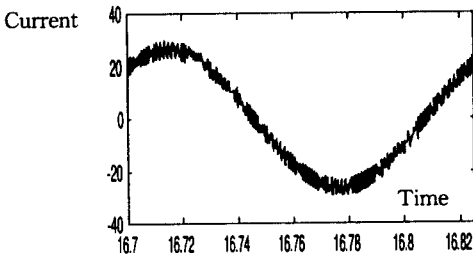
그림 4. HNPC PWM 제어기의 U 및 U' 신호 [200rpm]

Fig. 4. (a) U and (b) U' signal of the HNPC PWM controller . [200rpm]

이들 결과는 제안된 HNPC 전류 제어기에 의한 순간전압 및 전류파형으로 스위칭백터의 선정을 위한 복잡한 알고리즘의 적용없이 간단한 전류제어기법을 NPC 인버터에 적용하므로써, NPC 인버터가 가지는 전압파형 개선의 결과를 도출할 수 있고, 히스테리시스 전류제어기법이 가지는 높은 스위칭 주파수 특성을 개선할 수 있음을 입증하였다.



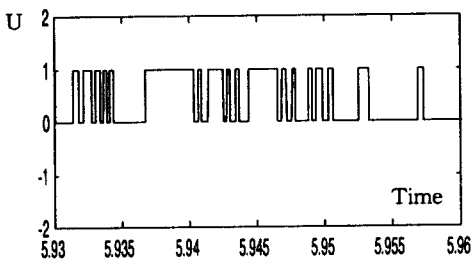
(a)



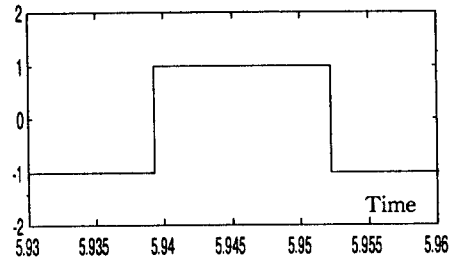
(b)

그림 5. HNPC PWM 제어기의 (a) 순간전압 및 (b) 전류파형 [200rpm]

Fig. 5. HNPC PWM controller (a) Line to Line voltage and (b) Current waveform 200rpm]



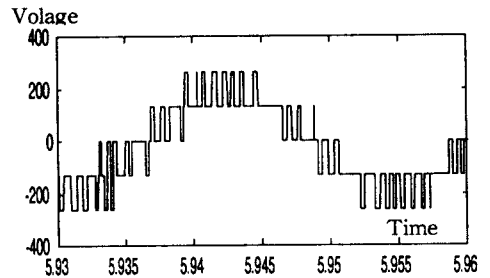
(a)



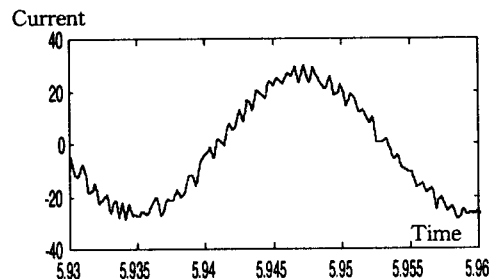
(b)

그림 6. HNPC PWM 제어기의 U 및 U' 신호 [1200rpm]

Fig. 6. (a) U and (b) U' signal of the HNPC PWM controller . [1200rpm]



(a)



(b)

그림 7. HNPC PWM 제어기의 (a) 순간전압 및 (b) 전류파형 [1200rpm]

Fig. 7. HNPC PWM controller (a) Line to Line voltage and (b) Current waveform. [1200rpm]

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 히스테리시스 전류 제어기에 NPC 인버터의 구조를 적용한 HNPC PWM 인버터를 유도전동기 시스템에 적용하므로써 전동기 구동시스템의 스위칭 특성 개선 및 파형의 개선을 통한 손실을 감소시키기 위한 기법을 제안하였다. 제안된 스위칭 기법의 향상된 특성을 시뮬레이션으로 입증하였고, 그 결과는 다음과 같다.

1. 기존의 히스테리시스 전류제어기의 인버터 구조와 비교하여 스위칭 소자에 인가되는 전압이 1/2배로 되어 소자의 전압 스트레스를 감소시키는 것은 물론 부하상태에 따른 연산과정이 없는 자동적인 스위칭 벡터의 적용으로 시스템의 복잡성 및 효율의 증대 효과를 기할 수 있다.

2. 제안된 전류제어 스위칭 기법으로 전압파형을 개선하므로써 시스템의 손실로 존재하는 고조파 성분을 감소시키는 것은 물론 히스테리시스 전류제어기의 동등한 전류제한 범위 내에서 스위칭 주파수를 50[%]로 저감시킴으로써 고전압 및 대전류 특성을 가지나 최대 스위칭 주파수의 제한에 기인하여 히스테리시스 전류제어기를 적용하지 못하였던 철도차량 견인용과 같은 대용량 시스템의 스위칭 소자에도 적용범위를 확대할 수 있을 것으로 기대된다.

본 연구는 1996년 삼척산업대학교 자체학술연구 조성비에 의해 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Akira Nabae, Isao Takahashi, Hirofumi Akagi "A New Neutral-Point-Clamped PWM," IEEE Trans. on Industry Applications, pp.518~523, Sept./Oct 1981.
- [2] Roberto Rojas, Tokuo Ohnishi, Takayuki Suzuki "Neutral-Point-Clamped Inverter with Improved Voltage Waveform and Control Range," IEEE Trans. on Industrial Electronics, pp.587~594, Vol. 42, No. 6, DEC. 1995.
- [3] Akira Nabae, Satoshi Ogasawara, Akagi Hirofumi "A Novel Control Scheme for Current-Controlled PWM Inverters" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.4, pp.518~523, Jul./Aug. 1986.
- [4] Mario Marchesoni, "High-Performance Current Control Techniques for applications Multilevel High-Power Voltage Source Inverters," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.7 No.1 pp.81~88, Jan.1992.

◇저자소개◇

김 춘 삼 (金春杉)

1960년 11월 12일생. 1984년 동아대학교 전기 공학과 졸업. 1988년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 삼척산업 대학교 제어계측공학과 조교수.

이 병 승 (李炳松)

1960년 6월 13일생. 1988년 2월 서울 산업대 전기공학과 졸업. 1991년 2월 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 8월 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1998년 12월 현재 철도기술연구원 선임 연구원.