

# 신경회로망을 이용한 PWM 인버터의 적응 히스테리시스 전류제어 기법

全泰園, 崔明圭

## A Method for Adaptive Hysteresis Current Control of PWM Inverter Using Neural Network

Tae-Won Chun and Meong-Kyu Choi

### 요 약

본 논문은 신경회로망을 사용하여 PWM인버터의 스위칭주파수를 일정하게 유지시키기 위한 적응 히스테리시스 밴드 전류제어 방식을 제안하였다. 신경회로망의 지도신호로 중성점전압을 고려한 적응 히스테리시스 밴드 식을 유도하고, 이 전류제어에 적합한 신경회로망의 구조 및 학습 알고리즘을 제시하였다. 시뮬레이션을 통하여 전동기의 동작 상태에 관계없이 스위칭 주파수를 거의 일정하게 유지되며, 전류의 과도응답 특성의 우수함을 확인하였다.

### ABSTRACT

The adaptive hysteresis band current control method using neural network is proposed to hold the switching frequency of PWM inverter constant at any operating points of ac motor. The adaptive hysteresis band equation is derived as the teaching signal of neural network, and then the structure and learning algorithm of the neural network are suggested. The simulation results show that the switching frequency of PWM inverter is held constant at any operating conditions of ac motor and the proposed method has good transient performance of stator current.

**Key Words:** Neural Network, Adaptive Hysteresis Band, PMSM, Switching Frequency

### 1. 서 론

정밀한 속도 및 위치제어가 필요한 산업 기기에서 사용되는 교류 서보전동기를 벡터제어로 속도 및 위치제어를 할 시, 전동기전류가 벡터제어에서 계산된 전류값 즉 기준전류에 얼마나 잘 추적해 가도록 전류제어를 하느냐가 벡터제어하는 전동기의 동작특성에 상당한 영향을 미친다.

따라서 현재 사용되고 있는 전류제어 기법 중, 히스테리시스 제어기가 단순하며 전류제어 능력이 우수하고 피크전류를 제한 할 수 있다는 장점 때문에 많이 사용되어 왔다. 그러나 기존의 고정 히스테리시스 밴드 제어기는 기준전류의 히스테리시스 밴드 내에서 흐르는 전류의 상승율 및 하강율이 전동기의 역기전력과 부하전류에 따라 크게 변화되므로, 전동기의 속도와 부하에 따라 PWM 인버터의 스위칭주파수가 상당

히 변화된다. 따라서 전동기의 동작상태에 따라 전류제어 특성의 저하, 필터 설계, 스위칭소자 선정의 어려움 등 기존의 고정 히스테리시스 밴드 전류제어기에는 여러 문제점들이 있었다.<sup>[1,2]</sup>

따라서 이 고정 히스테리시스 제어기의 문제점을 보완하기 위한 여러 논문들이 발표되었다.<sup>3,4)</sup> 먼저 3상 교류전동기의 중성점이 접지 된 상태로 가정하고 스위칭 주파수를 일정하게 유지시키는 히스테리시스 밴드값을 계산한다. 그러나 실제 3상 교류전동기는 중성점이 분리되어 있으므로, 이 밴드값에 보상계수를 곱하여 히스테리시스 전류제어를 수행하였다. 그런데 이 보상계수는 전동기 속도 및 토크, 3상 인버터의 스위칭 패턴 등에 따라 상당히 변화하므로 이 값들의 평균값을 사용하였다. 그러나 보상계수의 평균값을 사용함으로써, 히스테리시스 밴드값에 오차가 존재하게 되어 스위칭주파수

가 상당히 변하게 된다. 한편 신경회로망 또는 퍼지 알고리즘을 사용하여 히스테리시스 전류제어하는 방식에 대한 논문들이 발표되었으나,<sup>[5,6]</sup> 기존의 고정 히스테리시스 제어기에 신경회로망 또는 퍼지 알고리즘들을 적용한 것이므로 이 기존 제어기의 문제점을 해결하는데 한계가 있다.

따라서 본 논문에서는 병렬구조를 가지고 있기 때문에 과도 응답특성이 우수하고, 전동기 파라미터등의 변화에 민감하지 않는 특성을 가진 신경회로망을 이용하여 전동기의 어떠한 동작상태에서도 PWM 인버터의 스위칭주파수를 일정하게 유지하도록 히스테리시스 밴드폭을 조정하는 적응 히스테리시스 밴드 전류제어 기법을 제안한다. 먼저 PWM 인버터의 스위칭주파수를 일정하게 유지시키는 히스테리시스 밴드식을 유도하여 신경회로망의 지도 출력신호로 설정한다. 이 식을 참조하여 가장 적절한 신경회로망의 구조를 설계한 후, 역전파 학습 알고리즘(Back propagation training algorithm)으로 신경회로망을 학습시킨다. 시뮬레이션 결과를 통하여 본 논문에서 제시한 기법에 대한 타당성을 확인한다.

2. 적응 히스테리시스 밴드 전류제어 기법

먼저 신경회로망의 학습신호로 사용하기 위하여, 전동기의 어떠한 동작상태에서도 PWM인버터의 스위칭주파수를 일정하게 유지시키는 히스테리시스 밴드식을 유도한다. 그림 1은 전류제어를 위한 3상 PWM 인버터와 고정자 저항, 인덕턴스 및 역기전력을 직렬로 표시한 교류전동기의 등가회로이다.

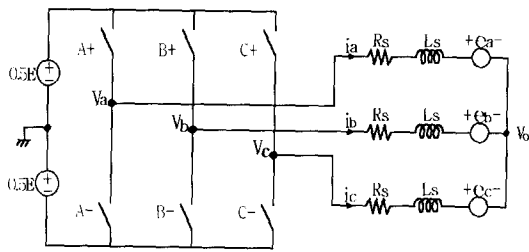


그림 1 3상 PWM 인버터 및 교류전동기의 등가회로  
Fig. 1 Equivalent circuit of 3-phase PWM inverter and ac motor

전동기의 3상 중성점이 접지 되었을 경우에는, 중성점 전압이 0이 되며 각 상전류는 다른 2상의 스위칭상태에 전혀 영향을 받지 않고 독립적으로 전류를 제어할 수 있다. 그러나 실제 일반 교류전동기는 3상 중성점이 접지되지 않으므로, 한상의 전류가 다른 2상의 스위칭 상태에 영향을 받게 되어, 전류제어 성능이 떨어지고 또한 전류파형의 해석도 어려워진

다. 따라서 교류전동기의 중성점 전압을 고려한 이 교류전동기의 등가회로와 히스테리시스 전류제어기 동작 특성 등을 이용하면 다음과 같은 히스테리시스 밴드식이 유도된다.<sup>[4]</sup>

$$HB = \frac{E}{8f_s L_s} \left[ 1 - \frac{4L_s^2}{E^2} \left\{ \frac{1}{L_s} (e + V_0) + \frac{di^*}{dt} \right\}^2 \right] \quad (1)$$

여기서 중성점전압  $V_0$ 는 다음 식과 같다.

$$V_0 = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c)$$

이 식에서 PWM인버터의 스위칭주파수  $f_s$ 가 결정되면, 역기전력  $e$ , 중성점전압  $V_0$  및 기준전류 미분치의 함수가 된다. 따라서 스위칭주파수를 일정하게 유지시키기 위한 히스테리시스 밴드 값은 전동기 종류와 이 전동기의 동작점 및 PWM 인버터의 스위칭 패턴에 따라 변동하게 된다.

이 밴드식은 어떠한 교류전동기에서도 적용이 가능하며, 본 논문에서는 영구자석형 동기전동기에 이 적응 히스테리시스 전류제어 기법을 적용하였다. 이 영구자석형 동기전동기는 회전자가 영구자석이므로 전동기의 고정자 전류 중 자속분 전류인 d축전류를 0으로 제어하며, 이 때 2상 회전 좌표계인 d-q축상에서 전동기의 자속, 역기전력, 고정자 전류 및 전압 벡터도는 그림 2와 같다.

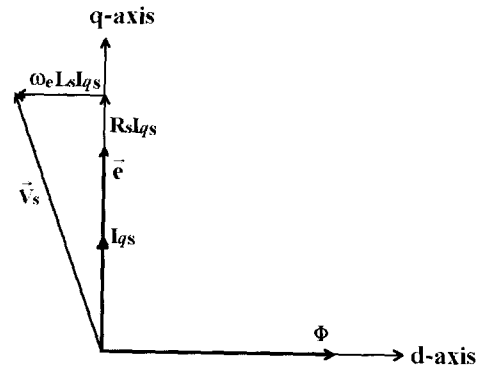


그림 2 영구자석형 동기전동기의 벡터도  
Fig. 2 Vector diagram of PMSM

그림 2의 벡터도를 사용하여 식(1)의 히스테리시스 밴드식을 영구자석형 동기전동기에 적용하였을 때의 식으로 변환시킨다. 이 때 3상 중 대표적으로 a상의 밴드식만 유도하고자 한다.

d축 전류가 0이므로, a상의 기준 고정자전류는 다음 식과

같이 q축 전류만의 함수로 표현된다.

$$i_a^* = -I_{qs}^* \sin \omega_e t \quad (2)$$

따라서 a상 기준전류의 미분치는 다음 식과 같다.

$$\frac{di_a^*}{dt} = -\omega_e I_{qs}^* \cos \omega_e t \quad (3)$$

역기전력은 q축 전류와 동상이며 다음 식과 같이 표현된다.

$$e_a = -\omega_e \Phi \sin \omega_e t \quad (4)$$

여기서  $\Phi$ 는 전동기 자속이다.

식(1)에 식(3)과 식(4)을 대입하면, a상 히스테리시스 밴드식은 다음 식과 같이 유도된다.

$$B_a = \frac{E}{8f_s L_s} \left[ 1 - \frac{4L_s^2}{E^2} \left\{ \frac{1}{L_s} (-\omega_e \Phi \sin \omega_e t) - \omega_e I_{qs}^* \cos \omega_e t \right\}^2 \right] \quad (5)$$

한편 b상과 c상의 히스테리시스 밴드식은 a상의 밴드식에 각각  $(2/3)\pi$ 와  $(4/3)\pi$ 의 위상차가 있다.

이 밴드식에서 스위칭주파수  $f_s$ 가 결정되면 전동기속도  $\omega_e$  및 기준 q축전류  $I_{qs}^*$ 와 PWM인버터의 스위칭 패턴에 따라 결정되는 중성점전압  $V_o$ 의 함수가 된다. 그러므로 전동기 속도와 부하전류의 변화 및 PWM인버터의 스위칭 상태에 따라 히스테리시스 밴드값을 적절히 가변시켜 PWM인버터의 스위칭 주파수를 일정하게 유지시킨다.

### 3. 적응 히스테리시스 밴드 전류제어를 위한 신경회로망의 구조

식(5)의 히스테리시스 밴드식을 참조하여, 적응 히스테리시스 밴드 전류제어를 역전파 (Back Propagation) 신경회로망으로 구현하고자 한다.<sup>[7]</sup> 이 신경회로망의 구조는 그림 3과 같이 입력층은 전동기속도  $\omega_e$ , q 축 기준전류  $I_{qs}^*$ , 동기 위상각  $\theta_e$ , 중성점 전압  $V_o$  및 바이어스 (Bias) 입력인 1 등 5개의 뉴런으로 구성되어 있다. 여기에 은닉층 (Hidden layer)은 13개의 뉴런으로 구성되고, 출력층은 3상 히스테리시스 밴드값인 3개의 뉴런으로 구성되어, 이 신경회로망은 4-13-3의 다층 퍼셉터론 (Multilayer perceptron) 구조를 갖는다. 은닉층 뉴런의 개수는 입력층 및 출력층의 뉴런의 수를 참조하고 전류제어 성능을 관찰하여 13개로 결정하였다.

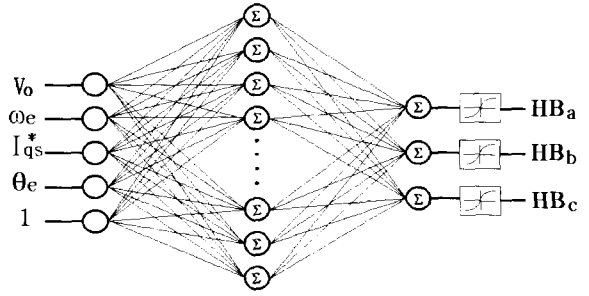


그림 3 신경회로망의 구조  
Fig. 3 Structure of neural network

바이어스 입력을 제외한 4개의 입력 값을 최대값으로 단위화 (normalization) 시키고, 입력층 및 은닉층 뉴런들에는 전이함수 (Transfer function)를 사용하지 않으며, 출력층 뉴런에만 양극성의 시그모이드 (Sigmoid) 전이함수를 사용한다. 3상 히스테리시스 밴드 값인 출력층 뉴런의 출력은 다음 식과 같이 표현되고, 여기서  $W_j$ 는 연결강도이며,  $h_j$ 는 j번째 은닉층의 뉴런출력이다.

$$x_i = \sum_{j=1}^{13} W_j h_j \quad (i = 1, 2, 3) \quad (6)$$

또한 이 양극성의 시그모이드 전이함수는 식(7)과 같이 표현되며, 그림 4는 이 전이함수를 도식화한 것이다.

$$HB = \frac{2}{1 + e^{-ax}} - 1 \quad (-1 < HB < 1) \quad (7)$$

여기서  $a$ 는 함수의 기울기 조정 이득이며, 본 논문에서는 1로 하였다.

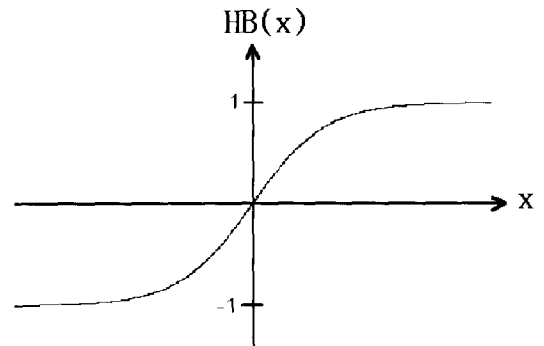


그림 4 양극성의 시그모이드 전이함수  
Fig. 4 Bipolar sigmoid transfer function

### 4. 신경회로망의 학습 알고리즘

신경회로망의 학습은 역전파 학습 알고리즘을 이용하여 각 뉴런사이의 연결강도 벡터들을 조정한다. 여기서 적응 히스테리시스 밴드값이 전동기의 속도, 부하 상태 및 중성점 전압에 따라 크게 변하므로, 너무 많은 지도 출력값 패턴이 존재하여 각 지도 출력값 패턴에 따라 학습하는 것은 학습효율이 상당히 떨어진다. 따라서 학습의 효율을 증가시키기 위하여 직접 영구자석형 동기전동기의 벡터제어 시스템에 대한 시뮬레이션을 수행하면서 지도 출력값을 얻어 신경회로망의 학습을 수행한다.

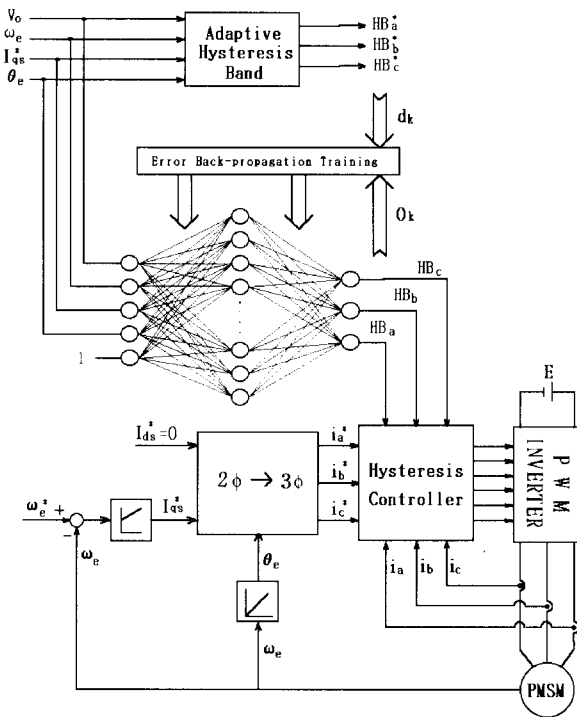


그림 5 신경회로망의 학습 블록도  
Fig. 5 Block diagram for training the neural network

그림 5는 역전파 학습 알고리즘을 이용하여 적응 히스테리시스 밴드 전류제어를 위한 신경회로망을 학습시키는 블록도이다. 이 블록도는 전동기의 속도제어를 위한 벡터제어 루우프와 전류제어를 위한 신경회로망 및 이 신경회로망의 학습 신호를 위한 적응 히스테리시스 밴드식 부분과 PWM 인버터, 영구자석형 동기전동기 등으로 구성된다.

기준속도와 전동기속도의 오차가 PI 제어기(비례적분 제어기)를 거쳐 기준 q축 전류가 되며, 영구자석형 동기전동기의 회전자 각 영구자석이므로 자속분 전류인 d축 전류는 0으로

제어한다. 동기속도 회전좌표계의 d,q축 전류를 3상 기준전류로 변환한 후 히스테리시스 전류제어기에 입력된다. 적응 히스테리시스 밴드식에서 중성점전압의 계산은 3상 전압과 3상 인버터의 스위칭 패턴의 파형이 같으므로 3상의 전압값 대신 스위칭 패턴을 사용한다.

이 중성점 전압과 전동기 속도 및 기준 q축전류 값으로 3상 히스테리시스 밴드 값을 계산하여 신경회로망의 지도신호로 사용하며, 광범위한 동작조건에서 신경회로망을 학습시키기 위하여 전동기 속도와 부하를 변화시키면서 신경회로망의 연결강도의 벡터들을 조정한다.

신경회로망의 학습에서 식(5)의 3상 히스테리시스 밴드 값을 지도 출력값 \$d\_k\$로 하고, 실제 신경회로망의 출력 밴드 값을 \$O\_k\$라고 할 때, 학습을 통하여 밴드오차 \$e\_k = d\_k - O\_k\$가 최소로 되도록 연결강도의 벡터들을 조정하고, 학습의 수렴속도를 높이기 위하여 모멘텀항(momentum term)을 사용한다. 이 때 오차 평가함수는 식(8)과 같이 3개의 히스테리시스 밴드오차의 실효치(rms) 값에 수렴단계 수로 단위화시킨 식을 사용하며, 이 식에서 P는 3상을 표시하고, K는 수렴단계 수이다.

$$E_{rms} = \frac{1}{PK} \sqrt{\sum_{k=1}^3 \sum_{p=1}^3 (d_{pk} - O_{pk})^2} \quad (8)$$

그림 6은 신경회로망의 학습 중 학습 단계 수에 대한 실효치 오차함수의 변화 과정을 보인 것이며, 이 값이 약 0.0005에 이르면 학습을 완료시킨다.

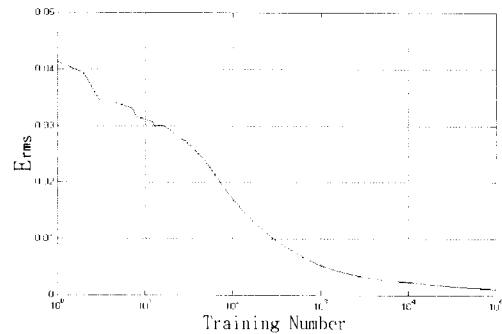


그림 6 학습수에 대한 실효치 오차함수의 변화  
Fig. 6 RMS error variations for training number

신경회로망의 학습이 끝나면 신경회로망 제어기로만 밴드 값을 계산하여 히스테리시스 전류제어기를 동작시켜 전류제어를 수행한다.

표 1 영구자석형 동기전동기의 정격 및 상수  
Table 1 Specification of PMSM

정격 출력	200 [W]
정격 속도	2000 [rpm]
극 수	4
고정자 저항	2.7 [ $\Omega$ ]
고정자 인덕턴스	12.23 [mH]
자 속	0.1447 [Wb]
관성 모멘트	0.003 [ $\text{Kg}\cdot\text{m}^2$ ]
마찰 계수	0.000143 [ $\text{Kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$ ]

5. 시뮬레이션 결과

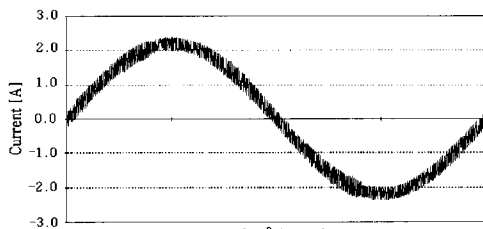
본 논문에서 제시한 신경회로망을 사용한 적응 히스테리시스 밴드 전류제어 기법에 대한 디지털 시뮬레이션 결과를 보인다. 200 Watt 용량의 영구자석형 동기전동기를 사용하며,

이 전동기의 정격 및 상수는 표1과 같다.

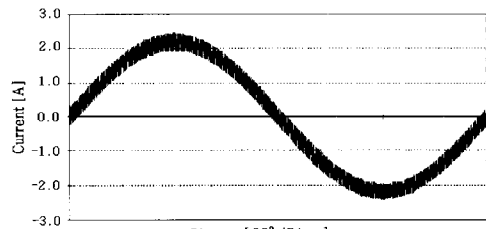
그림 7과 8은 신경회로망을 이용한 적응 히스테리시스 전류제어 기법을 사용한 시뮬레이션 결과로서, 부하토크는 1 N.m, 스위칭 주파수는 5 KHz로 일정하게 두고, 전동기 속도 1000 rpm, 500rpm에서 각각의 a상 전동기전류와 PWM 인버터의 스위칭주파수 변화 및 이 전동기전류의 고조파 성분 분포를 볼 수 있다.

두 시뮬레이션 결과에서 보는 바와 같이, 인버터의 스위칭 주파수가 5KHz에서 거의 일정하게 유지되고, 전동기 전류의 고조파 성분도 스위칭주파수인 5KHz 주위에 밀집되어 있으며, 또한 전동기 전류의 리플이 거의 균일함을 알 수 있다.

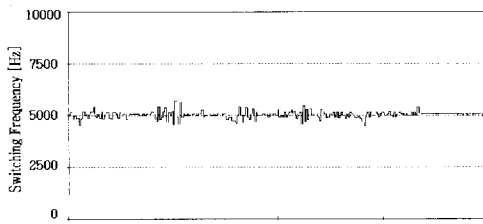
그림 9는 이 신경회로망에 의한 전류제어 기법에서 전류의 과도 응답 성능을 확인하기 위하여, 전동기의 기준전류를 계단 증가시켰을 경우 전동기 기준전류 및 실제전류의 파형을 보인 것으로, 전동기 전류의 과도 응답특성이 상당히 우수함을 알 수 있다.



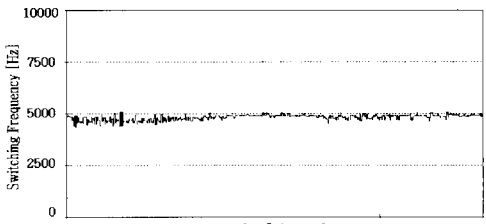
(a) a상 전동기전류



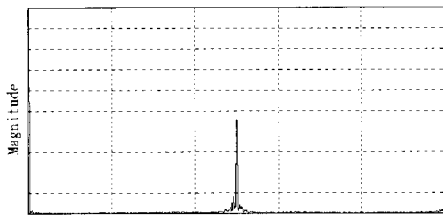
(a) a상 전동기전류



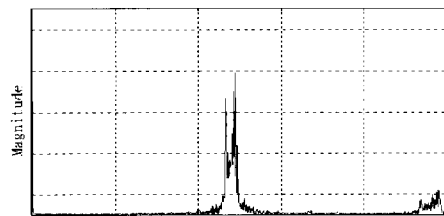
(b) PWM인버터 스위칭주파수



(b) PWM인버터 스위칭주파수



(c) 전류의 고조파 스펙트럼



(c) 전류의 고조파 스펙트럼

그림 7 신경회로망을 사용한 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과 (속도 = 1000 rpm, 토크 = 1 N·m)

Fig. 7 Simulation results for current controller using neutral network (Speed = 1000 rpm, Torque = 1 N·m)

그림 8 신경회로망을 사용한 전류제어기에 대한 시뮬레이션 결과 (속도 = 500 rpm, 토크 = 1 N·m)

Fig. 8 Simulation results for current controller using neutral network (Speed = 500 rpm, Torque = 1 N·m)

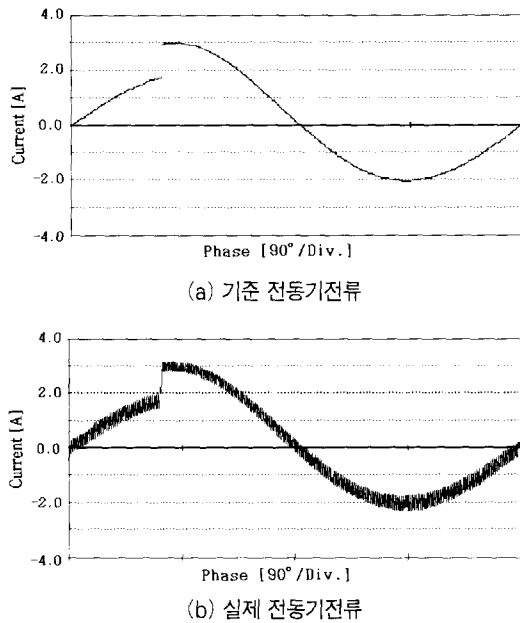


그림 9 전동기 전류의 과도 응답 특성  
Fig. 9 Transient response for motor current

## 6. 결 론

본 논문은 신경회로망을 사용하여 PWM인버터의 스위칭 주파수를 일정하게 유지시키기 위한 적응 히스테리시스 밴드 전류제어 방식을 제시하였으며, 이 전류제어 방식은 영구자석형 동기전동기의 벡터제어 시스템에 적용하였다.

신경회로망의 지도 출력신호로 적응 히스테리시스 밴드식을 유도하고, 이 전류제어에 적합한 신경회로망의 구조를 구성하고, 신경회로망의 학습 알고리즘을 제안하였다. 이 신경회로망에 의한 전류제어 기법에 대한 시뮬레이션을 수행한 결과, 전동기 동작상황에 관계없이 인버터의 스위칭 주파수를 거의 일정하게 유지하였으며, FFT로 분석한 전류의 고조파 성분도 역시 스위칭주파수 주위에 밀집되어 있음을 확인하였다. 또한 기준전류의 계단 증가시 전동기 전류의 과도 응답특성이 우수함을 보였다.

이 논문은 1998년 울산대학교의 연구비에 의하여 연구되었음

## 참 고 문 헌

[1] D.M.Brod and D.W.Novotny, "Current Control of

VSI-PWM Inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.IA-21, pp.562~570, 1985.

- [2] M.L.Mazenc, C.Villanueva, and J.Hector, "Study and Implementation of Hysteresis Controlled Inverter on a Permanent Magnet Synchronous Machines" IEEE Trans. Ind. Appl. Vol.IA-21, pp.408~413, 1985.
- [3] B.K.Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage - Fed PWM Inverter for Machine Drive System", IEEE Trans on Ind. Appl., Vol.37, No.5, pp.402~408, 1990.
- [4] Qunying Yao and D.G.Holmes, "A Simple, Novel Method for Variable - Hysteresis-Band Current Control of a Three Phase Inverter with Constant Switching Frequency", IAS Conf. Rec., pp.1122~1129, 1993.
- [5] J.W.Song, K.C.Lee, K.B.Cho, and J.S.Won, "An Adaptive Learning Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor by Neural Network", IECON Conf. Rec., pp.469~473, 1991.
- [6] B.R.Lin, "Study of Fuzzy Current-Controlled Inverter Drive", EPE Conf. Rec., pp.374~378, 1995.
- [7] J.M.Zurada, Induction to Artificial Neural Systems, West Publishing Company, 1992.

## 〈 저 자 소 개 〉



### 전대원(全泰園)

1959년 1월 30일생. 1981년 부산대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 서울대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 울산대 전기전자 및 자동화 공학부 교수.



### 최명규(崔明圭)

1970년 1월 16일생. 1994년 울산대 전기공학과 졸업(학사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료.