

클러스터링 퍼지알고리즘을 이용한 영구자석 동기전동기 구동용 PI 제어기 설계

권정진\*, 한우용\*\*

\*전북대 제어계측공학과, \*\*전주공업대 디지털전기정보과

PI Controller Design for Permanent Magnet Synchronous Drives Using Clustering Fuzzy Algorithm

Chung-Jin Kwon\*, Woo-Yong Han\*\*

\*Chonbuk University, \*\*Chonju Technical Collage

**Abstract** - This paper presents a PI controller tuning method for high performance permanent magnet synchronous motor (PMSM) drives under load variations using clustering fuzzy algorithm. In many speed tracking control systems PI controller has been used due to its simple structure and easy of design. PI controller, however, suffers from the electrical machine parameter variations and disturbances. In order to improve the tracking control performance under load variations, the PI controller parameters are modified during operation by clustering fuzzy method. This method based on optimal fuzzy logic system has simple structure and computational simplicity. It needs only sample data which is obtained by optimal controller off-line. As the sample data implemented in the adaptive fuzzy system can be modified or extended, a flexible control system can be obtained. Simulation results show the usefulness of the proposed controller.

1. 서 론

최근 들어 산업용 기기의 구동을 위한 서보 응용 분야에서 기존의 직류 전동기를 대신하여 교류 전동기의 사용이 급격하게 증가하고 있다. 교류 전동기 중에서도 영구자석 동기 전동기는 단위 무게당 토크 비율 및 효율이 높은 장점을 가지고 있어 많은 응용 분야에서 서보용으로 폭넓게 사용되고 있다.

지금까지 영구자석 동기 전동기의 속도 제어를 위해 사용되고 있는 PI 제어기는 구조가 간단하고 설계가 용이한 장점이 있지만, 제어기의 성능이 비례와 적분 이득 계수의 값에 의존하는 단점이 있다. 따라서, 외란이나 부하의 변동등 동작조건이 변하게 되면 최적의 제어 이득 계수의 재 동조과정이 필수적으로 요구된다[1]. 최근들어 고전적인 PI 제어기의 문제점을 해결하기 위해서 퍼지 논리에 기초한 제어기의 적용이 증가하고 있다.

퍼지 제어기는 고전적 제어기에 비해 강한 외란 적용 특성 및 유연한 제어성능을 가지지만, 제어규칙 선정과 소속함수 및 스케일 팩터등의 결정을 작업자가 해야 하기 때문에 많은 시간이 소모되고 제어규칙등의 선정이 부적합할 경우 제어기의 성능이 오히려 악화되는 결과를 초래하기도 한다[2].

본 논문에서는 구조가 간단한 PI 제어기의 장점을 유지하면서 영구자석 동기 전동기의 가변속 운전시 외란이나 부하의 변화에 둔감한 제어성능을 얻기 위하여 PI 제어기의 제어 이득을 클러스터링 퍼지 알고리즘을 이용하여 실시간으로 수정하는 속도 제어기를 제안하였다. 제안된 제어기에 적용된 클러스터링 퍼지 시스템은 샘플링

한 입력과 출력 데이터를 이용하여 퍼지 시스템의 출력을 사용자가 요구하는 오차수준으로 제어할 수 있으며, 클러스터링을 이용하여 적용성이 부여된 구조를 가진다. 또한 입력과 출력 데이터만을 이용하므로 제어대상의 모델이 필요하지 않은 장점이 있으며, 구조가 간단하고 연산량이 적어 전동기 시스템의 실시간 제어에 적용이 가능하다[3]. 또한, 전류 제어시 빠른 응답을 위해서 개선된 3 레벨 비교기를 이용한 전류 제어 기법을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 히스테리시스 전류 제어기에 공간 벡터 변조방식의 개념을 고려하여 3상을 동시에 스위칭 함으로써 전압 이용률 증가와 상간의 간섭현상 문제를 개선하였다.

2. 제안된 속도제어기 구조

영구자석 동기전동기의 속도제어에 많이 사용되고 있는 PI 제어기의 제어명령은 식 (1)처럼 비례항과 적분항의 합으로 표현된다.

$$u(t) = K_p e(t) + K_I \int e(t) dt \tag{1}$$

여기에서,  $K_p$ 와  $K_I$ 는 제어 이득값이다. 식 (1)을 이산화하여 표현하면 식 (2)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= u(k) - u(k-1) \\ &= K_p [e(k) - e(k-1)] + K_I T e(k) \end{aligned} \tag{2}$$

여기에서, T는 샘플링 시간이다.

영구자석 동기 전동기 구동 시스템의 성능이 부하의 변화에 둔감하게 하기 위하여 본 논문에서는 시스템의 출력 오차와 그 변화율에 따라서  $K_p$ 와  $K_I$  값이 클러스터링 퍼지 시스템에 의하여 실시간으로 수정된다. 제안된 제어기의 구조는 그림 1에 나타내었으며 식 (3)처럼 표현된다.

$$\begin{aligned} \Delta u(k) &= u(k) - u(k) \\ &= K_p^* \Delta u_p(k) + K_I^* \Delta u_I T e(k) \end{aligned} \tag{3}$$

여기에서,  $\Delta u_p(k)$ 와  $\Delta u_I(k)$ 는 증분형 이산식으로 표현된 클러스터링 퍼지 시스템의 출력이며,  $K_p^*$ 와  $K_I^*$ 는 클러스터링 퍼지 시스템을 적용한 제어기의 비례항과 적분항으로 PI 제어기의  $K_p$ ,  $K_I$ 와 같은 값을 사용하였다[4].

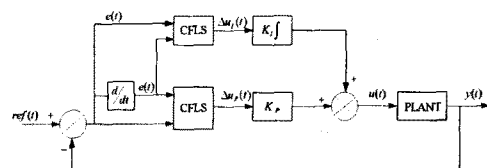


그림 1. 제안된 클러스터링 퍼지(CFLS) 속도 제어기

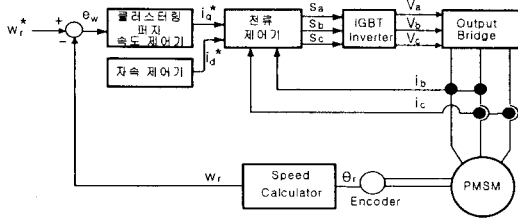


그림 2. 영구자석 동기 전동기 구동 시스템도

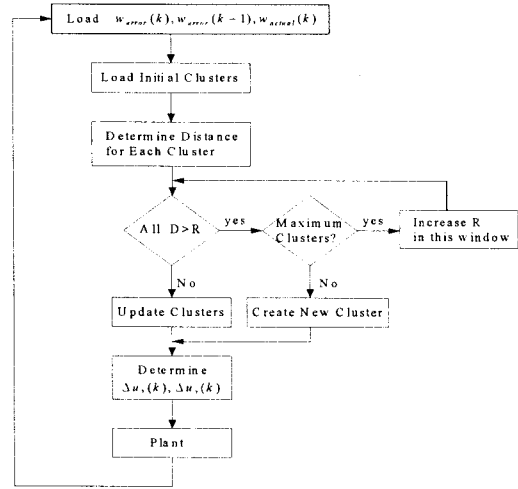


그림 3. 적응 퍼지 시스템의 흐름도

### 3. 클러스터링 퍼지 알고리즘

그림 2는 제안된 제어기를 이용한 영구자석 동기 전동기 제어 시스템의 블록 다이어그램이다. 그림 3은 클러스터링 퍼지 시스템의 제어 흐름도를 나타낸다. 그림에서 처럼 먼저 전동기의 실제 속도에 따라서 다른 클러스터 집합을 사용할 수 있도록 윈도우가 선택된다. 적응 퍼지 시스템의 입력은 속도 오차의 과거와 현재값으로 구성된다. 출력은 시스템의 동적 응답 특성을 수정하기 위하여 제어 이득값인 비례항과 적분항을 변화시키는 제어 명령의 변화량이다. 클러스터의 집합이 결정되면 입력과 선택된 클러스터 집합내의 모든 클러스터와의 거리를 계산한다. 입력과 가장 가까운 클러스터와의 거리가 클러스터의 반지름보다 작으면 입력은 그 클러스터에 포함되며 클러스터의 출력계수를 갱신한다. 클 경우에는 새로운 클러스터를 생성한다. 생성된 클러스터의 수가 정해진 개수를 넘게 되면 클러스터의 반지름을 증가시킨다. 마지막으로 입력의 비퍼지화를 통해서 크리스프(crisp) 출력을 생성한다. 단, 여기서

$x^k, y^k$  : k 번째 샘플링 순간의 입·출력 데이터  
 $x_0^k$  : M 번째 클러스터의 중심  
 $x_0^{kk}$  : k 번째 입력  $x^k$ 와 가장 가까운 클러스터  
D : 각 클러스터와 입력 데이터와의 거리  
M : 각 윈도우의 클러스터의 개수  
이며, k번째 스텝의 적응 퍼지 시스템의 출력은 다음과 같이 계산된다.

$$f_k(x) = \frac{\sum_{i=1}^M A^i(k) \exp\left(-\frac{|x-x_0^i|^2}{\sigma^2}\right)}{\sum_{i=1}^M B^i(k) \exp\left(-\frac{|x-x_0^i|^2}{\sigma^2}\right)} \quad (4)$$

클러스터의 개수는 시스템 환경에 적합하게 설정하며 적응 퍼지 시스템의 적응성은 새로운 입력을 주어진 개수의 클러스터 중심 주위로 위치시키는 능력에서 비롯된다. 클러스터의 반경과 표준편차  $\sigma$ 의 초기값은 off-line으로 구했다. 반경  $r$ 은 흐름도에서 나타낸 것처럼 크기가 가변되며 작아질수록 새로운 클러스터의 생성 가능성이 높아진다. 파라미터  $\sigma$ 는 적응 퍼지 시스템이 정확한 해를 가질 수 있도록 하기 위하여 사용되며, 이 값이 클수록 잡음 제거에 유리하며 작을수록 정확한 출력을 제공하며 추종 능력이 향상된다.

### 4. 3레벨 비교기를 이용한 전류제어기

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 구동시 속응성을 갖는 전류 제어를 위해서 3 레벨 비교기를 이용하는 개선된 전류 제어 기법을 제안하였다. 전류 제어된 인버터는 슬라이딩모드 전류 제한에 의하여 실시간으로 수행될 수 있으며, 이 제어 방법은 부하 파라미터의 변화와 불안정에 대하여 빠른 응답과 적은 전류 리플과 강인성 등을 가진다[5]. 슬라이딩모드 전류 제한 방법중 2레벨 비교기를 이용하는 방법은 3상중 2상의 독립적인 전류만을 고려하므로 수식이 간단하고 구현하기가 용이한 장점이 있지만, 전압 이용률이 감소하는 단점이 있다.

$\alpha-\beta$  전류명령 형태를 식(5)처럼 가정한다면, 단지 두개의 독립적인 전류만을 고려할 수 있고, 인버터를 제어하는데 두개의 제어 입력과 전류오차만을 필요로 하게 되어 식(6)에서 구해진 오차전류에 따라 선택된 출력전압  $V_3, V_3, V_2$ 와  $V_6$ 만을 고려할 수 있다.

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

$$i_a = -\sqrt{\frac{2}{3}}(i_b + i_c) \quad i_b = \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c) \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \epsilon_{i\alpha} &= i_{\alpha ref} - i_{\alpha} \\ \epsilon_{i\beta} &= i_{\beta ref} - i_{\beta} \end{aligned} \quad (6)$$

그렇지만 이러한 2레벨 제어는 선택된 이전의 전압 벡터와 전압벡터  $V_4$ 의 최고 전압이 이용되지 않는다. 즉 전압벡터  $V_1$ 과  $V_4$ 를 이용하지 않아 전압 이용률이 감소하는 단점이 있다. 이러한 단점은 3레벨 비교기를 이용하면 극복할 수 있으며 그 결과식은 식 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} \delta_{\alpha} &= \frac{1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\alpha} + H_{\alpha 1} \text{sgn} \epsilon_{i\alpha, 1})}{2} \\ &+ \frac{-1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\alpha} + H_{\alpha 2} \text{sgn} \epsilon_{i\alpha, 1})}{2} \\ \delta_{\beta} &= \frac{1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\beta} + H_{\beta 1} \text{sgn} \epsilon_{i\beta, 1})}{2} \\ &+ \frac{-1 + \text{sgn}(\epsilon_{i\beta} + H_{\beta 2} \text{sgn} \epsilon_{i\beta, 1})}{2} \end{aligned} \quad (7)$$

$H_{\alpha 1}$ 과  $H_{\alpha 2}$ 는  $\alpha$  전류의 두 레벨이고,  $H_{\beta 1}$ 과  $H_{\beta 2}$ 는  $\beta$  전류의 두 레벨이다.  $\epsilon_{i\alpha}$ 과  $\epsilon_{i\beta}$ 는 각각  $\alpha$ 와  $\beta$  전류의 오차이며,  $\delta_{\alpha}$ 와  $\delta_{\beta}$ 는 비교기의 결과이다. 식 (7)에 의해서 출력전압 벡터를 선택할 때 전압 벡터 성분과 출력 전류 에러가 같은 부호일 경우 동시에 2개 이상의 전압 벡터가 선택되어 출력 전압 벡터의 선정이 어려운 경우가 발생할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 전류의  $\beta$  성분이 양과 음일 경우에 각각 식 (8)과 식 (9)를 적용하여 전압 벡터 성분과 출력 전류 에러가 같은 부호일 경우에도 항상 1개의 전압 벡터만이 선택될 수 있도록 하였으며, 표 1에 그 결과를 나타내었다.

$$\begin{aligned} |\epsilon_{i\beta}| < |\epsilon_{i\alpha}| &\Rightarrow V_2 \\ |\epsilon_{i\beta}| \geq |\epsilon_{i\alpha}| &\Rightarrow V_3 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} |\epsilon_{i\beta}| < |\epsilon_{i\alpha}| &\Rightarrow V_5 \\ |\epsilon_{i\beta}| \geq |\epsilon_{i\alpha}| &\Rightarrow V_6 \end{aligned} \quad (9)$$

표 1. 3레벨 비교기 결과와 추가조건에 상응하는 출력 전압 벡터

$\delta_\alpha$	$\delta_\beta$	$V_\alpha$	$V_\beta$	$V_k$
0	0	x	x	$V_0$
0	+1	x	+	$V_3 V_2$ (i)
0	-1	x	-	$V_5 V_6$ (ii)
+1	0	+	x	$V_1 V_6 V_2$ (iii)
+1	+1	+	+	$V_2$
+1	-1	+	-	$V_6$
-1	0	-	x	$V_5 V_3 V_4$ (iv)
-1	+1	-	+	$V_3$
-1	-1	-	-	$V_5$

#### 4. 시뮬레이션 결과

본 논문에서 제시한 적용 퍼지 속도 제어기의 성능을 평가하기 위해서 Matlab / Simulink를 이용하여 영구자석 동기 전동기 구동 시스템의 시뮬레이션을 수행하였다. 이를 위하여 표 4에서 제시한 파라미터를 갖는 영구자석 동기 전동기의 모델을 사용하였다.

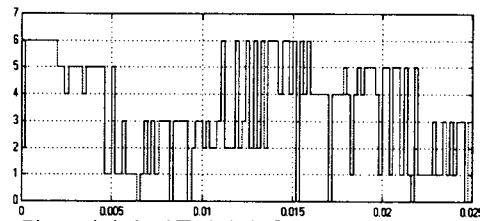


그림 4. 제안된 전류제어기 출력전압 벡터

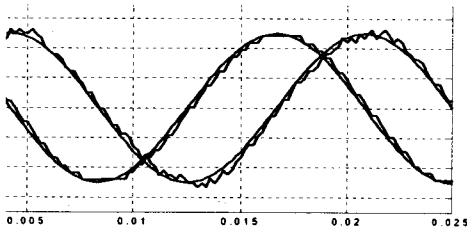


그림 5.  $\alpha$ - $\beta$ 축 전류

그림 4는 제안된 전류제어기의 출력전압 벡터를 나타낸 파형이다. 그림에서 보여진 것처럼 모든 전압벡터를 이용하는 것을 알 수 있다. 또한 그림 5를 통해서 부하전류가 기준 전류 명령을 잘 추종하고 빠른 응답 특성을 보이며 전류오차가 작다는 것을 알 수 있다. 본 논문에서 제안된 속도 제어기의 성능을 확인하기 위해서 정격 속도인 2500[rpm]과 저속영역인 100[rpm]에서 각각 시뮬레이션을 수행하였다. 0.5[p.u.]의 부하(1.25 [Nm])가 인가된 상태에서 그림 6은 정격 속도인 2500[rpm]에서의 응답이며 오버슈트와 속도리플이 없는 만족할 만한 성능을 보여준다. 그림 7을 통해서 저속영역에서도 우수한 성능을 나타냄을 알 수 있다. 부하의란에 대한 동특성을 확인하기 위하여 1.5초에서 전부하(full load; 2.5[Nm])를 인가하고 3.5초에서 부하를 제거했을 때의 시뮬레이션 결과를 그림 8에 도시하였다. 부하의란이 가해져도 빠르게 명령속도를 회복함을 알 수 있다. 또한 전동기 파라미터가 변동할 경우의 동특성을 확인하기 위하여 다음과 같은 시뮬레이션을 수행하였다. 그림 9는 0.5[p.u.] 부하가 인가되어 있는 상태에서 제어가 관성 모멘트와 고정자 인덕턴스 파라미터를 설계값보다 50% 크게 인식하고 있는 경우에 대한 응답이며 제안된 속도제어 시스템의 동특성이 전동기 파라미터 변화에 강한함을 알 수 있다

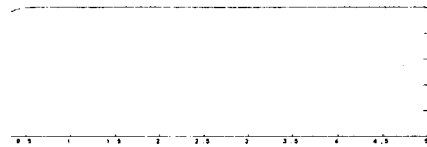


그림 9. 속도응답 2500[rpm] 0.5[p.u] load

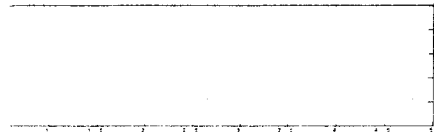


그림 10. 속도응답 100[rpm] 0.5[p.u] load

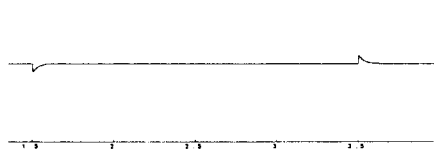


그림 11. 1.5초에서 전부하 인가후 3.5초에 부하제거시 속도응답 100 [rpm]



그림 12. 변경된 파라미터 사용시 속도응답 2500 [rpm] ( $J > 1.5J$ ,  $L_s > 1.5L_s$ )

#### 5. 결 론

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기의 가변속 운전시 부하와 전동기 파라미터의 변화에 둔감한 제어 성능을 얻기 위한 클러스터링 퍼지 속도 제어기를 제안하였다. 제안된 제어기는 PI 제어기의 제어 이득인 비례항과 적분항을 클러스터링 퍼지 알고리즘을 이용하여 시스템의 동적 응답이 속도 지령을 추종할 수 있도록 실시간으로 수정한다. 또한 전류 제어를 위해서 히스테리시스 전류 제어기의 장점인 간단함을 유지하면서도 3상을 동시에 고려하여 스위칭 함으로써 3상의 스위칭 시점을 동기화시켰다. 시뮬레이션을 통하여 제안된 제어기를 적용한 영구자석 동기 전동기 구동 시스템이 구조가 간단한 PI 제어기의 장점을 유지하면서 외란에 강한 특성을 보임을 확인하였다.

#### [참고 문헌]

- [1] Chen Chien Lee, "Fuzzy Logic in Control Systems : Fuzzy Logic Controller Part I", IEEE Trans, V.20, no.2, pp.404-417, March/April, 1990
- [2] Tang, Y., Xu, L. "Fuzzy Logic Application for Intelligent Control of a Variable Speed Drive", IEEE Transactions on Energy Conversion, V.9 pp. 679-85, IEEE N.Y. Dec. 1994
- [3] Wang, L., "Adaptive Fuzzy System and Control Design and Stability Analysis," Prentice Hall. Englewood Cliffs, N.J. 1994
- [4] Wei Li, "Design of a Hybrid Fuzzy Logic Proportional Plus Conventional Integral-Derivative Controller", IEEE Transactions on Fuzzy Systems, V.6, no.4, November 1998
- [5] C. Rossi, A. Tonielli, "Robust Current Controller for Three Phase Inverter Using Finite State Automation" IEEE Transactions on Power Electronics, V. 42, no.2, April 1995