

PMSM 전류제어기의 속응성 향상에 관한 연구

(A Study of Improvement on the Quickness of Current controller for Permanent Magnet Synchronous Motor)

조수억* · 이정환 · 김철우

(Su-Eog Cho · Jeong-Hwan Lee · Cheul-U Kim)

요 약

개선된 지령치 변경부를 가지는 전류제어기는 과도 상태에서의 빠른 응답성과 정상 상태에서의 고정밀도를 가진다. 이 논문에서는 개선된 지령치 변경부가 빠른 과도 응답성을 위하여 동기 PI 제어기를 사용하였다. 전류 제어기의 과도 응답특성은 DC 링크 제어 전압의 부족으로 인해 높은 역기전력 영역에서 많은 문제를 가지고 있다. 이 논문은 지령 전압과 한계 전압을 가지는 개선된 지령치 변경부를 제안하였다.

Abstract

A improved current controller with reference modification part that has both fast transient response in transient state and high accuracy in steady state is proposed. In this scheme, a improved reference modification part is used to synchronous frame PI controller for the fast transient state. The transient response of current controller is seriously deteriorated in high back e.m.f.(electromotive force) due to the lack of DC link control voltage. This paper is proposed that the improved reference modification part is compared with voltage limit and reference voltage.

Key Words : Current Controller, Pmsm, Quickness, Motor Control, Voltage Limit

1. 서 론

현재 산업용 및 가정용 기기에서 교류 서보전동기의 이용이 급부상하고 있다. 영구자석을 이용한 교류 서보전동기는 직류 서보전동기에 비해 제어는 복잡하지만 직류 전동기의 정류작용을 전기적 스위칭

으로 대신하기 때문에 내구성에 문제가 없고 단위 중량 당 전력과 단위 전류 당 토크가 큰 장점을 가지고 있다. 이러한 교류 전동기 중 산업계에서 일반적으로 사용 되는 것이 PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor)이다. 영구자석 전동기중 회전자 표면에 영구자석을 비돌극형으로 부착한 표면 부착형 영구자석 동기 전동기 SPMSM(Surface Mounted Permanent Magnet Synchronous Motor)는 전동기의 역기전력이 정현파 형태를 갖기 때문에 전동기의 전류를 정현파 형태로 인가해 주어야 하는

* 주저자 : 서일대학 전기과 전임 강사
Tel : 02-490-7240, Fax : 02-490-7412
E-mail : secho@seoil.ac.kr
접수일자 : 2007년 7월 10일
1차심사 : 2007년 7월 16일
심사완료 : 2007년 7월 26일

제어상의 어려움이 있지만, 일단 정현파 전류를 인가해 주면 맥동 토크가 없는 이상적인 토크를 발생한다는 장점이 있다. 이러한 장점으로 인하여 표면 부착형 영구자석 동기전동기는 고성능 가변속 서보전동기에 많이 사용된다[1]. 가변속 서보 시스템에서 빠른 속도응답을 요구하는 경우 일반적으로 내부의 전류제어루프는 이상적이라는 가정 하에 속도제어기가 설계되므로 고성능 전류제어는 필수적으로 요구된다. 따라서 전류 제어에 의한 인버터 출력을 제어하는 시스템에서는 전류제어기가 전체 시스템의 성능을 크게 좌우하기 때문에 고성능 전류제어기에 대한 많은 연구가 진행되고 있다. 최근 이러한 고성능 전류제어기, 특히 과도 상태의 고성능 전류제어기는 히스테리시스 제어기[2-4, 12], 동기 좌표계 PI 제어기[5-6], 예측 제어기[7-8]로 크게 분류할 수 있다. 본 연구의 목적은 가변속 구동시스템에서 전체 속응성을 향상시키기 위해 전류 제어기의 속응성을 향상시키는 것이다. 이를 위해 기존 전류제어기에 대해 분석하였다. 이중 d-q 상호간섭항을 이용한 속응성 전류제어기가 구현이 용이하면서 우수한 과도응답 특성을 나타내었다[9-11]. 본 연구에서는 지령치 변경부를 가지는 전류제어기를 분석하여 일부 구간에서 나타나는 제어기의 단점을 보완한 개선된 속응성 전류제어기를 제안하고자 한다. 제안된 전류 제어기는 시뮬레이션과 실험을 통해 그 타당성을 검증하였다.

2. 기존의 전류제어기

2.1 히스테리시스 제어기[12]

히스테리시스 전류제어기의 각 상의 전류오차 크기가 전동기에 인가될 전압을 결정하는 일종의 뱅뱅 제어기이다. 그림 1과 같이 전류오차를 순시적으로 측정하여 이 전류오차가 설정된 히스테리시스 폭(Band)을 초과하는 순간, 스위치를 절환 하여 전류를 제어한다. 상전류의 오차가 정해진 히스테리시스 폭 h 를 초과할 경우, 그 상전류의 오차를 감소시키는 방향으로 소자를 스위칭한다.

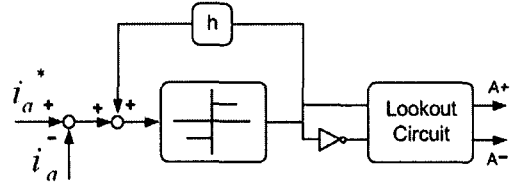


그림 1. 히스테리시스 제어기의 블록도
Fig. 1. Block diagram of hysteresis controller

2.2 PI 제어기[5-6]

PI(Proportional-Integral) 제어기는 비교적 간단하면서도 성능도 우수하여 산업 현장에서 실제로 가장 많이 사용되어 왔다. 특히 시스템 혹은 플랜트(Plant)의 모델링에 대한 정보가 불확실하거나 모델 상수가 가변적인 경우에도 제어기 이득(Gain)의 적절한 설정에 의해서 안정적인 성능을 얻을 수 있는 장점이 있다.

그림 2는 일반적인 회로에 대한 전류제어기를 나타낸다. 전류제어기는 전류오차와 전류에 대한 궤환(feedback)성분과 역기전력 보상을 위한 전향(feedforward)성분으로 구성되어 있다.

$$V_s^* = V_{s_fb}^* + V_{s_ff}^* \tag{1}$$

전향성분이 없고 ($V_{s_ff}^* = 0$) 제어기의 출력이 포화되지 않은 경우, 출력전류를 역기전력으로 표현하면 다음과 같다.

$$I_s(s) = \frac{\frac{K_P}{L}s + \frac{K_I}{L}}{s^2 + \frac{K_P + R}{L}s + \frac{K_I}{L}} I_s^*(s) - \frac{\frac{1}{L}s}{s^2 + \frac{K_P + R}{L}s + \frac{K_I}{L}} E_s(s) \tag{2}$$

식 (2)에서 알 수 있듯이 만약, 전류 및 기전력이 교류의 양으로 표시된다면, 제어기의 이득이 무한대가 아니고는 전류가 그 기준치를 추종할 수가 없게 된다. 더욱이 역기전력이 높은 영역에서는 역기전력에 의한 항이 상대적으로 커지게 되어, 제어기의 이

특이 작게 설계된다면 전류제어기가 더욱 어렵게 된다. 이 경우는 정지좌표계상에서의 제어가 이에 해당한다.

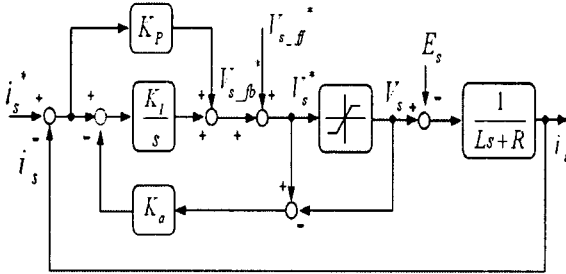


그림 2. PI 전류제어기의 기본구조.
Fig. 2. Conventional structure of PI current controller

2.3 예측 제어기[7-8]

예측 제어기는 매 샘플링 주기마다 전류 지령치를 추정할 수 있도록 인버터의 출력전압을 실시간으로 계산한다. 벡터 미분방정식으로 주어지는 전압방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$v_s = R_s i_s + L_s \frac{di_s}{dt} + e \quad (3)$$

한 샘플링 주기 T_s 동안 역기전력이 일정하다고 가정하고, 현 시점의 전류와 다음 스텝에 추종해야 할 기준전류가 주어지면 인가해야 할 기준전압을 식 (3)으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v^*(k) = R_s i_s(k) + \frac{L_s}{T_s} [i_s^*(k+1) - i_s(k)] + e(k) \quad (4)$$

이 예측제어기는 과도 응답 특성이 우수하고 PI제어기에서처럼 이득 선정의 어려움이 없고 제어기의 제어 대역폭이 넓은 반면, 적분제어가 없기 때문에 전동기 정수 변동에 의한 정상상태 오차를 제거할 수가 없다. 또한 스위칭 주파수가 낮으면 한 샘플링 동안의 전류 변화의 폭이 크게 되는 구간에서 샘플링 오차에 의한 전류의 편차가 크게 나타나며, 특히 고속 운전 시에는 실제적인 계산시간으로 인한 지연

때문에 한 샘플링주기의 위상 지연으로 나타날 수도 있다. 또 과도상태 시에는 제어전압이 포화되기 쉽다.

3. 지령치 변경 부를 가지는 속응성 전류 제어기

본 장에서는 기존의 지령치 변경 부를 가지는 속응성 전류제어기에 대해 고찰하고 넓은 범위의 속도 지령 변화에 대한 전류제어기의 속응성 향상을 목적으로한 개선된 지령치 변경부를 가지는 속응성 전류제어기를 제안하고자 한다.

3.1 기존의 지령치 변경부를 가지는 속응성 전류 제어기[9-11]

지령치 변경부를 가지는 속응성 전류제어기는 동기좌표계의 PI(Proportional and Integral) 제어기를 기본토대로 한 전류제어기이다. 현재 고성능 가변속 교류 전동기 구동시스템에 널리 적용되고 있는 전류 제어기로는 PI 전류제어기를 들 수 있다. d축과 q축이 서로 독립적으로 제어되는 PI 전류제어기의 장점은 제어되고 있는 상전류의 기본파 성분을 직류의 양으로 환산하여 제어하기 때문에 제어가 편리하고 우수한 성능을 가질 수 있다는 것이다. 상호간섭(Cross Coupling)에 의한 항들은 모두 외란으로 취급하여 전향적으로 보상한 후 d-q 비간섭제어를 행하는 것이 일반적이다. 그러나 PI 전류제어기의 문제점은 직류링크 전압이 유한하기 때문에 발생하는 제어전압의 제한조건을 고려하지 않았다. 역기전력이 큰 고속영역에서는 전향 보상 항이 커져 제어전압의 부족현상이 나타난다. 이로 인해 전류제어기의 속응성이 둔화되는 단점이 있다. 과도상태에서 d축 전류를 감소시키기 위해서 과도상태의 동기좌표계 d축 전류 지령치(i_{ds}^{*})를 인가하였다. 그림 3과 같이 전류제어기가 구성되었다. 정상상태일 때는 일반적인 PI전류제어기와 같지만 과도상태일 때 전류 지령치(i_{ds}^{*})에서 과도상태 d축 전류지령치를 뺀 값(i_{ds1}^{*})을 추종하게 된다. 과도상태 d축 전류지령치

(i_{ds}^{e*})는 q축 전류오차와 전동기의 동기 속도(ω_e), 그리고 상수 'K'의 곱으로 생성된다. 여기서 제어기 이득 'K'는 양의 값을 가지며 과도상태 d축 전류지령치의 크기를 결정한다.

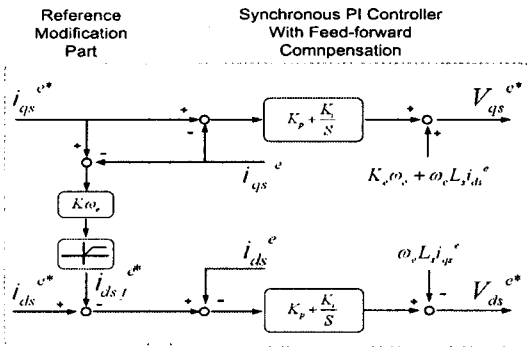


그림 3. 지령치 변경부를 가지는 전류제어기
Fig. 3. Current controller with reference modification

과도상태에서 d축 전류지령치(i_{ds}^{e*})가 음으로 커질 경우 q축 유효역기전력이 상승하므로 전류제어기가 포화될 수 있으므로 과도상태 d축 전류지령치의 하한치는 영으로 제한하였으며 d축 전류지령치의 상한치는 다음과 같이 설정되었다.

$$\max(i_{ds}^{e*}) = \sqrt{I_{\max}^2 - i_{qs}^{e*2}} + i_{ds}^{e*} \quad (5)$$

여기서 I_{\max} 는 인버터의 최대 허용 전류값을 의미한다. 이 제어기의 특성을 보면 우선 정상상태일 때는 일반적인 동기좌표계 PI제어기의 장점과 과도상태일 때는 q축 역기전력 크기를 낮추어 제어 전압의 여유분을 확보하여 빠른 과도 응답 특성을 가진다. 또한 동기좌표계 d축 전류 지령치의 변화는 q축 전류에 영향을 미치지 않으므로 토크의 크기 감소나 리플등의 악영향은 생기지 않는다.

3.2 개선된 지령치 변경부를 가지는 속도 전류 제어기

3.2.1 동기좌표계 d축 지령치 변경부

기존의 지령치 변경 부를 가지는 제어기의 경우 q

축 지령치 전류(i_{qs}^{e*})와 q축 실제 전류(i_{qs}^e)의 오차분과 전동기의 동기 속도(ω_e)에 비례하여 d축 지령치 전류(i_{ds}^{e*})는 인가되어진다. 하지만 제어 전압 부족 현상이 나타나지 않는 구간에서는 과도상태에서 d축 전류지령치(i_{ds}^{e*})를 음으로 키워 q축의 역기전력 크기를 낮추어도 제어기의 속응성은 항상 되지 않는다. 불필요한 d축 전류 지령으로 인해 전압 지령($\sqrt{V_{ds}^{e*2} + V_{qs}^{e*2}}$)의 크기가 커지게 된다. 이 때문에 일부 구간에서는 지령 전압이 인버터가 출력할 수 있는 범위를 벗어난 과변조 구간(Overmodulation Region, Pulse Dropping Region)이 나타난다. 과변조 구간에 진입하게 되면 출력 전압/지령 전압의 비율에 있어 선형성(Linearity)이 깨어지게 되므로 전압제어의 성능이 심하게 왜곡되어 전체 시스템의 성능을 저하시키게 된다[13].

이러한 문제점을 보완 하기위해 수정된 d축 전류지령(i_{ds}^{e*})을 인가하는 방법을 적용하고자 한다. 지령 전압(V_{qs}^{e*})가 전압 제한치(V_{\max})의 차이값을 입력 변수로 하는 전압 제어 궤환기(Voltage Regulating Feedback Loop)를 사용한다. 이 제어기의 동작원리는 q축 지령 전압(V_{qs}^{e*})이 전압 제한치(V_{\max})를 넘어서는 지점부터 제어 전압 부족분에 비례하는 양으로 q축 역기전력을 낮추어 전류제어기의 속응성을 보장한다. 또한 상한치 리미터(upper limit)를 0으로 선정하여 지령 전압(V_{qs}^{e*})이 전압 제한치 내에 있을 경우 d축 전류지령(i_{ds}^{e*})이 0이 되므로 일반적인 동기좌표계 PI 제어기와 동일한 특성을 나타낸다. 과도상태 d축 전류지령치의 하한치(lower limit)는 다음과 같다.

$$\max(i_{ds}^{e*}) = -\sqrt{I_{\max}^2 - i_{qs}^{e*2}} \quad (6)$$

기존의 지령치 변경부를 가지는 전류제어기와 비교 하였을 때 전류제어기의 속응성면은 둘다 비슷하지만 불필요한 지령전압으로 인한 과변조 구간이 나타나지 않았다. 또한 수정된 방식의 d축 전류지령(i_{ds}^{e*}) 인가 시간이 더 짧은 것으로 나타났다. 이는

PMSM 전류제어기의 속응성 향상에 관한 연구

전류 제어를 위한 전압의 지령이 보다 효율적임을 알 수가 있다. 전압 제한 조건은 데드타임과 스위칭 소자의 전압강하를 고려하여 $\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ 으로 하였다.

3.2.2 동기좌표계 q축 지령치 변경부

실제 전동기에서 전류제어기의 과도 응답 특성에 영향을 미치는 요인들을 알아보기 위해 영구자석형 동기전동기를 대상으로 살펴보자. 전압 방정식을 전류의 시간에 대한 변화율로 정리하면 아래와 같다.

$$\frac{di_{qs}^e}{dt} = \frac{V_{qs}^e - R_s i_{qs}^e - \omega_e L_s i_{ds}^e - K_e \omega_e}{L_s} \quad (7)$$

식 (7)을 시간 변화량으로 정리하면 다음과 같다. 계산을 간단히 하기 위해 저항에 의한 전압 강하 분은 무시한다.

$$\Delta t = \frac{L_s}{V_{qs}^e - \omega_e (K_e + L_s i_{ds}^e)} \Delta i_{qs}^e \quad (8)$$

식 (7)에서 전류 변화율에 영향을 미치는 상수들은 고정자 인덕턴스(L_s), 역기전력상수(K_e), 동기 각속도(ω_e)이다. 과도상태에서 전류의 응답 속도는 고정자 인덕턴스와 역기전력상수, 동기 각속도에 반 비례함을 알 수 있다.

$$\frac{di_{qs}^e}{dt} \propto \frac{1}{L_s}, \frac{1}{\omega_e}, \frac{1}{K_e} \quad (9)$$

결국 위의 파라미터 값이 큰 전동기의 경우 전류 제어기의 응답 속도가 늦다는 것을 알 수 있다. $V_{s_fb}^e + V_{s_ff}^e < V_{max}$ 인 구간에서도 속응성 둔화를 보상할 필요가 있다. 이를 위해 실제전류를 전류 지령치에 최단시간내에 도달하게 하는 제어전압을 결정함으로써 전류의 속응성을 향상시킬 수 있다. 제어 전압의 여유분을 입력 변수로 하여 이에 비례하는 전류 오차분을 보상하는 $i_{q_err_c}^e$ 를 되먹임하는 형태를 가지는 전압 제어 제한 루프(Voltage Regulator Feedback Loop)를 제안한다. 그림 4에 개선된 지령치 변경부를 가지는 전류제어기의 블록도

를 제시하였다.

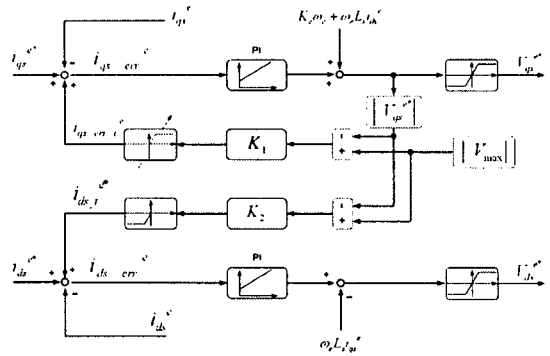


그림 4. 개선된 지령치 변경부를 가지는 전류 제어기
Fig. 4. Improved current controller with reference modification

전동기의 전 구간에서 전류제어기의 과도 응답 특성의 향상과 전류제어기의 포화를 막기 위해 q축 전압 제어 제한기의 전류 제한치를 다음과 같이 제시한다.

$$\text{sgn}(\omega_e)(|V_{max}| - |V_{qs}^{e*}|) > 0 \quad (10)$$

이때 전압 제어 제한기의 전류 상한 제한치(upper limit)는 $\frac{1}{2} i_{qs_err}^e$ 이고 하한치(lower limit)는 0으로 하였다.

$$\text{sgn}(\omega_e)(|V_{max}| - |V_{qs}^{e*}|) < 0 \quad (11)$$

이때, 전압 제어 제한기의 전류 상한 제한치(upper limit)는 0이고 하한치(lower limit)는 $-\frac{1}{2} i_{qs_err}^e$ 으로 선정 하였다.

여기서 K_1 은 q축, K_2 는 d축 전압 제어제한기의 이득이다. 이 제어기의 이득은 시뮬레이션 결과 다음과 같이 선정하면 무난함을 확인 할 수 있었다. 여기서, ω_{e_rate} 는 전동기의 정격 각속도이다.

$$\frac{K_1 = \text{sgn}(\omega_e)\omega_e}{200(\omega_{e_rate} K_e)} \quad (12)$$

$$K_2 = \frac{1}{2(\omega_{e_rate} K_e)} \quad (13)$$

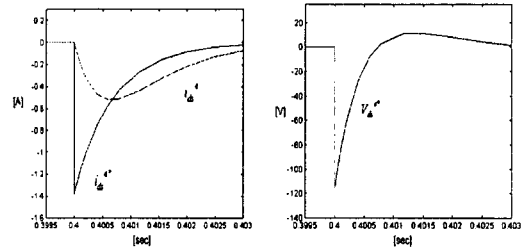
동기좌표계 PI 제어기는 전류가 잘 제어되는 정상 상태에서도 약간의 q축 전류 오차는 존재한다. 이러한 정상상태에서 존재하는 q축의 오차는 제안된 방법에서는 더욱 커지므로 q축 전류가 일정 오차 이내로 작아 졌을 때는 전압 제어회환기 출력 $i_{qs}^{e*err-c}$ 을 0으로 하였다.

4. 시뮬레이션 및 실험결과

제안한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션(Simulink)을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기는 8극 SPMSM이다. 이 전동기는 선박추진 장치용 모터로 설계된 300[kW]급 표면 부착형 영구자석 모터를 모델로 한 1[kW]급으로 축소한 prototype 전동기이다. 표 1의 모터 제정수가 자세히 기술되어 있다. 그림 5는 $V_{s-\beta}^{e*} + V_{s-\beta}^{e*} < V_{max}$ 구간에서 기존의 d축 전류지령(i_{ds}^{e*}) 과 d축 전압지령을 나타낸 것이다. 그림 6은 제어 전압이 전압 제한치를 넘지 않을 때 기존 방식과 제안한 방식을 적용했을 때 전류 과도 응답 상태를 나타낸 것이다. 기존 방식의 과도 응답시간은 4.5[msec]이며, 제안한 방식은 3.6[msec]이다.

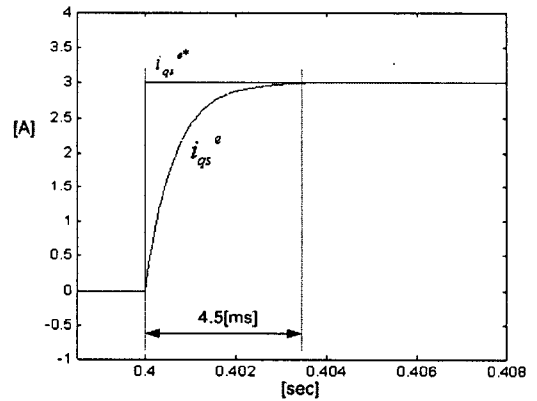
표 1. 영구 자석 동기 전동기의 상수
Table 1. Parameter of SPMSM

Parameter	Value
극수(Pole)	8극
정격 출력	1[kW]
정격 전류	3[A]
정격 속도	300[rpm]
정격 토크	31.8[Nm]
고정자저항(Rs)	4.3[Ω]
Ls	53[mH]
역기전력 상수	1.13[V/rad/s]

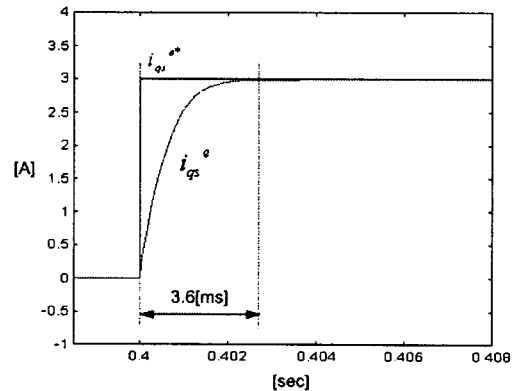


(a) d축 지령전류 (b) d축 지령전압

그림 5. 속도 지령에 대한 기존제어기의 d축 응답특성 (100-200rpm)
Fig. 5. Response of d-axis to conventional controller for speed reference (100-200rpm)



(a) 기존의 전류응답



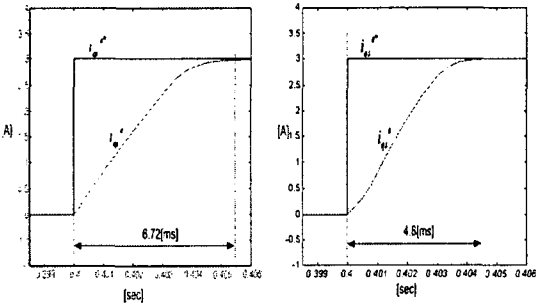
(b) 제안 방식의 전류응답

그림 6. 속도 지령에 대한 전류의 과도 응답 (100-200rpm)

Fig. 6. Transient response of current for speed reference(100-200rpm)

PMSM 전류제어기의 속응성 향상에 관한 연구

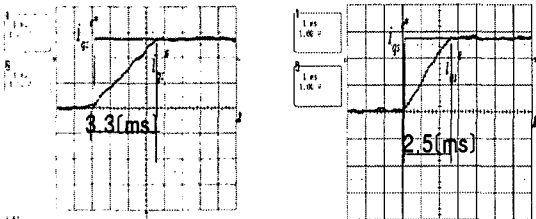
그림 7은 역기전력이 큰 구간에서 지령 속도 변화에 대한 전류 응답을 전향 보상한 일반 PI 전류 제어기와 제안한 전류 제어기를 비교하였다. 결과는 기존의 PI 전류 제어기의 과도응답시간은 6.72[msec]이며, 제안한 방식은 4.8[msec]이다.



(a) PI 제어기의 전류응답 (b) 제안한 전류응답

그림 7. 속도 지령에 대한 전류의 과도 응답 (200→300rpm)

Fig. 7. Transient response of current for speed reference(200→300rpm)



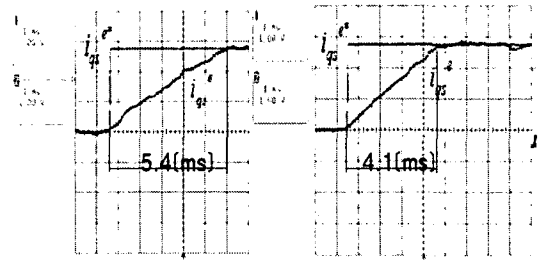
(a) PI제어기의 q축 전류 응답 (b) 제안한 PI 제어기의 q축 전류 응답

그림 8. 속도 지령에 대한 전류의 과도 응답 (100→200rpm)

Fig. 8. Transient response of current for speed reference(100→200rpm)

그림 8은 100[rpm]에서 200[rpm]으로 step 속도 지령에 대해서 지령전압이 전압제한을 초과하지 않은 경우 기존의 지령치 변경부를 가지는 속응성 전류제어기와 제안한 q축 지령치 변경부를 가지는 속응성 전류제어기와 비교한 실험 파형이다. 그림 9는 200[rpm]에서 300[rpm]의 step 속도 지령에 대한 기존 q축의 전류제어기의 과도 응답과 제안한 방식의 q축의 전류제어기의 과도 응답을 나타낸 실험파형

이다. 전향 보상 항이 큰 영역에서 step응답의 속도 지령의 변화로 인해 제어 전압이 전압제한을 넘어서 전류제어기 포화로 인해 정상상태까지 도달하는데 많은 시간이 걸리는 것을 알 수 있다.



(a) PI제어기의 q축 전류 응답 (b) 제안한 PI 제어기의 q축 전류 응답

그림 9. 속도지령에 대한 전류의 과도 응답 (200→300rpm)

Fig. 9. Transient response of current for speed reference(200→300rpm)

5. 결론

본 논문에서는 고성능 가변속 구동시스템에서 속응성을 향상시키기 위해서 기본적으로 선행되어야 하는 전류제어기의 속응성 향상에 관하여 연구하였다. 전류제어기의 속응성은 역기전력이 상대적으로 큰 고속영역에서 제어전압의 부족으로 전류제어기의 속응성이 크게 감소하게 된다. 본 연구는 이러한 점에 연구의 초점을 맞추어 기존의 지령치 변경부를 가지는 전류제어기를 분석 검토하여 이를 수정 보완한 개선된 지령치 변경부를 가지는 전류제어기를 제안하였다. 개선된 알고리즘은 역기전력이 상대적으로 큰 고속구간 뿐만 아니라 역기전력이 작은 구간에서도 속응성이 약 30[%]이상 향상됨을 확인하였다. 연구된 알고리즘은 디지털 사물레이션과 실험을 통하여 실현 가능성과 성능 향상을 확인하였다. 앞으로의 연구 방향은 전류 제어기의 속응성을 확보할 수 있는 중요한 요소인 전압제한제어기의 이득 K_1 , K_2 의 최적 설계가 요망된다.

본 연구는 서울시 신기술 연구개발 지원 사업(과제번호: 11087)의 지원으로 수행되었으며, 관계부처에 감사드립니다.

References

- [1] P.Pillay and R. Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor of Servo Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: 27 pp. 380~390 Sept.-Oct. 1991.
- [2] Luigi Malesani and paolo Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency," IEEE Transactions on Industry Application, vol. 26, no. 1, Jan./Feb., pp. 88~92, 1990.
- [3] Marian O. Kazmierkowski, Maciej A. Dzielnakowski and Waldemar Sulkowski, "Novel Space Vectio Based Current Controllers for PWM-Inverters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 6, no. 1, jan., pp. 158~165, 1991.
- [4] Bimal K. Bose, "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 37, no. 5, Oct., pp. 402~408, 1990.
- [5] T.M. Rowan and R.J.Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters," IEEE Trans. IND. Applicant., vol. 22, pp. 670~690, July-Aug. 1986.
- [6] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three phase PWM inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 260~269, Mar. 1996.
- [7] L. Zhang, R. Norman, and W. Shepherd, "Long-range predictive control of current regulated PWM for induction motor drives using the synchronous reference frame," IEEE Trans. Control Syst. Technol., vol. 5, pp. 119~126, Jan. 1997.
- [8] G. C. D. Sousa, B. K. Bose, J.G. Cleland. "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector-controlled induction motor drive". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 42. pp. 192~198, April 1995.
- [9] Jong-Woo Choi, Heui-Wook Kim and Seung-Ki Sul, "New Current Control Concept Minimum Time Current Control in 3-Phase PWM Converter", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 332~338, 1995.
- [10] Jong-Woo Choi and Seung-Ki Sul, "Fast Current Controller in 3-phase AC/DC Boost Converter Using d-q Axis Cross-Coupling," IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996.
- [11] Jong-Woo Choi, Heui-Wook Kim and Seung-Ki Sul, "Desing of Fast Response Current Controller Using d-q Axis Cross-Coupling", Industrial Electronics, IEEE Transaction on, Volume: 45, Issue: 3, pp. 522~524, June 1998.
- [12] Kanokvate Tungpimolrut, Mikihiro Matsui and Tadashi Fukao, "A Simple Limit Cycle Suppression Scheme for Hysteresis Current Controlled PWM VSI with Consideration of Switching Delay Time," IEEE Industry Application Society Annual Meeting, pp. 1034~1041, 1992.
- [13] T.M. Rowan, R.J. Kerkman and T.A.Lipo, "operation of Naturally Sampled Current Regulators in the Transition Mode," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-23, no.4, pp.586~596, Jul.-Aug. 1987.

◇ 저자소개 ◇

조수익 (曹洙益)

1966년 9월 15일생. 1993년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 1월 LG 산전 입사~2004년 11월 OTIS_LG Engineering Center Power Electronics팀 Senior Engineer. 2002년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2005년 8월~2006년 2월 전남대 전기공학과 겸임교수. 2006년 3월부터 현재 서일대 전기과 전임강사.

이정환 (李政桓)

1976년 11월 15일생. 2002년 창원대 전기공학(메카트로닉스공학)과 졸업. 2005년 부산대 전기공학과 졸업(석사).

김철우 (金喆禹)

1942년 12월 5일생. 1969년 부산대 전기공학과 졸업. 1974년 일본 전기통신대학 전자공학과 졸업(석사). 1982년 일본 동경 공업 대학 전기전자공학과 객원교수. 1986년 중앙대학교 전기공학과 졸업(박사). 현재 부산대학교 전자전기통신공학부 교수. 본 학회 평의원.