

개선된 비간섭 전류제어기를 이용한 영구자석 동기 전동기의 성능 향상에 관한 연구

조수억, 김정수, 박성준*, 고희영, 김철우
부산대학교, 전남대학교*

Improvement Performance Of SPMSM With Improved Decoupling Current Controller

Su-Eog Cho, Sung-Jun Park*, Jung-Su Kim, Hei-young Ko, Cheul-U Kim
Pusan Nat'l Univ, JunNam Nat'l Univ*

ABSTRACT

본 논문에서는 영구자석 동기전동기의 운전중 간섭성분을 형성하는 고정자 인덕턴스가 변화할 경우 d축 전류의 오차로부터 고정자 인덕턴스의 변화량을 보상할 수 있는 보상기를 제안하였다. 그리고 이러한 보상기를 기존의 DDC(Dynamic Decoupling Control)에 적용하여, 고정자 인덕턴스의 변화에 대한 강인성이 향상된 비간섭 전류제어기를 설계하였다.

1. 서 론

영구자석 동기 전동기의 벡터제어에 있어 자속성분인 d축과 토크성분인 q축으로 표현한 교류 전동기의 경우 d축은 q축의 전류에 의해 영향을 받고 또한 q축은 d축의 전류에 의해 영향을 받는 간섭성분을 포함하게 된다. 그리고 이러한 간섭성분은 벡터제어에 있어 토크 성분의 q축 전류의 응답에 악영향을 미친다. 그래서 자속과 토크를 완전히 독립적으로 제어하기 위해서는 전류제어기 자체에서 이러한 간섭성분에 대한 보상이 이루어져야 한다. 교류 전동기의 간섭성분을 제거하기 위한 가장 일반적이고 상대적으로 편리한 방법은 전향보상에 의한 비간섭 제어방법이 있다.[2] 그러나 이러한 보상 방법은 간섭성분의 한 요소인 고정자 인덕턴스의 추정 오차와 속도에 따른 변화에 의해 발생하는 간섭성분의 오차를 적절하게 보상해 줄수가 없다. 그래서 이러한 고정자 인덕턴스의 변화에 대한 강인성을 높일 수 있는 방법으로 내부 모델 제어기(internal model controller :IMC)가 제안되었다.[3] 그리고 또 다른 방법으로 d축 전류를 통해 q축 전압을 형성하고, 이와 반대로 q축 전류로서 d축 전압을 형성하는 상호간섭 제어기(cross-coupling controller)가 제안되었다.[4] 그러나 이는 저속 영역에서

는 상호간섭 이득이 작아 교류 전동기에 적용하는 것이 부적절하다.

그래서 이러한 단점을 극복하고 고정자 인덕턴스의 변화에 대한 강인성을 향상시킬 수 있는 방법으로 2개의 부가적인 PI 제어기를 사용하여 보상성분을 형성하는 동적 비간섭 제어기(dynamic decoupling controller :DDC)가 제안되었다.[1] 그러나 동적 비간섭 전류제어기 역시 고정자 인덕턴스의 변화나 오차에 의한 간섭성분을 완전하게 보상해 주지는 못한다. 그래서 본 논문에서는 d축 전류의 오차로부터 실제 고정자 인덕턴스와 추정된 인덕턴스 값의 오차를 줄여줄 수 있는 보상기를 제안하여 기존의 동적 비간섭 전류제어기에 적용하였다. 그래서 기존의 동적 비간섭 전류제어기 보다 제안한 비간섭 전류제어기가 고정자 인덕턴스의 변화에 대한 강인성이 향상되었음을 시뮬레이션을 통해 입증하였으며, 영구자석 동기 전동기와 TMS320F2812에 적용하여 실험을 통해 그 타당성을 검증하였다.

2. 기존의 비간섭 전류제어기

그림 1은 동적 비간섭 전류제어기를 모델링하기 위해 도입된 PI 형태의 비간섭 전류제어기를 나타낸 블록도로서, 영구자석 동기 전동기의 간섭성분을 보상해주기 위해 2개의 부가적인 PI제어기 PI_3 와 PI_4 를 사용하였다. 여기서 V_{dsd}^r 와 V_{qsd}^r 는 PI_1 과 PI_2 를 거친 직접전압이고, V_{dsc}^r 와 V_{qsc}^r 는 PI_3 와 PI_4 를 거친 보상전압이다. PI 형태의 비간섭 전류제어기는 그림 1에서와 같이 영구자석 동기 전동기에서 실제 고정자 인덕턴스 L_s 와 추정된 인덕턴스 \hat{L}_s 의 오차로 인해 생기는 간섭성분의 변화와 이에 따른 피드백 전류 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 의 오차가 PI_3 와 PI_4 를 통해 제어된 양으로서 보상전압을 형성하게 된다.

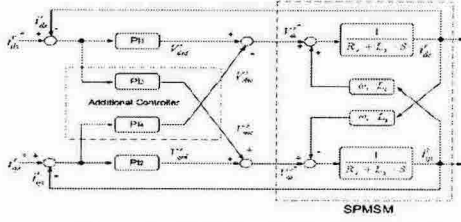


그림 1 PI 형태의 비간섭 전류제어기
Fig. 1 PI type decoupling current controller

그림 1에서 PI 형태의 비간섭 전류제어기의 수학적 모델링과 SPMSM의 전압방정식의 관계를 행렬로서 표현하면 식 (1)과 같다. 단 여기서 역기전력 $\lambda_m \omega_r$ 은 무시한다.

$$\begin{pmatrix} R_s + sL_s + PI_1 & -\omega_r L_s - PI_4 \\ \omega_r L_s + PI_3 & R_s + sL_s + PI_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} PI_1 & -PI_4 \\ PI_3 & PI_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds}^{r*} \\ i_{qs}^{r*} \end{pmatrix} \quad (1)$$

여기서 R_s : 실제 고정자 저항, L_s : 실제 고정자 인덕턴스

\hat{R}_s : 추정된 고정자 저항, \hat{L}_s : 추정된 고정자 인덕턴스

i_{ds}^r, i_{qs}^r : 동기 좌표계에서 d, q축 전류

i_{ds}^{r*}, i_{qs}^{r*} : 동기 좌표계에서 d, q축 지령 전류

ω_r : 전기각 속도

그리고 식 (1)에서 두 행렬을 A, C라고 정의하고 이를 전류에 대한 전달함수로 나타내면 식 (2)와 같다.

$$\begin{pmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{pmatrix} = A^{-1}C \begin{pmatrix} i_{ds}^{r*} \\ i_{qs}^{r*} \end{pmatrix} \quad (2)$$

이 때 전달함수를 식 (3)과 같이 정의하면 각 성분은 식 (4)와 같이 구해진다. 그리고 여기서 PI형태의 비간섭 전류제어기가 영구자석 동기 전동기의 간섭성분을 보상하기 위한 조건은 식 (5)와 같이 주어진다.

$$A^{-1}C = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} h_{dd} & h_{qd} \\ h_{dq} & h_{qq} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} \Delta &= 1 + [\omega_r L_s (\omega_r L_s + PI_3 + PI_4) \\ &+ (PI_3)(PI_4) + (PI_1)(PI_2)] \frac{1}{(R_s + sL_s)^2} + \frac{(PI_1)(PI_2)}{(R_s + sL_s)} \\ h_{dd} &= \frac{PI_1}{(R_s + sL_s)} + [(PI_1)(PI_2) \\ &+ (PI_3)(PI_4) + \omega_r L_s (PI_3)] \frac{1}{(R_s + sL_s)^2} \\ h_{qq} &= \frac{PI_2}{(R_s + sL_s)} + [(PI_1)(PI_2) \\ &+ (PI_3)(PI_4) + \omega_r L_s (PI_4)] \frac{1}{(R_s + sL_s)^2} \\ h_{dq} &= \frac{PI_3}{(R_s + sL_s)} - \frac{\omega_r L_s (PI_1)}{(R_s + sL_s)^2} \\ h_{qd} &= \frac{-PI_4}{(R_s + sL_s)} + \frac{\omega_r L_s (PI_2)}{(R_s + sL_s)^2} \\ h_{dq} &= h_{qd} = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} h_{dq} &= h_{qd} = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

식 (5)의 조건으로부터 PI형태의 비간섭 전류제어기의

PI_3 과 PI_4 는 식 (6)과 같이 구할수 있다.

$$PI_3 = PI_4 = \frac{\omega_r L_s}{R_s + sL_s} (PI_1) = \frac{\omega_r L_s}{R_s + sL_s} (K_p + K_i \frac{1}{s}) \quad (6)$$

그리고 영구자석 동기 전동기의 간섭성분을 보상하기 위한 보상전압은 식 (7)과 같이 형성된다.

$$v_{dsc}^r = \left(\frac{\omega_r \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s\hat{L}_s} \right) (K_p + K_i \frac{1}{s}) (i_{qs}^{r*} - i_{qs}^r) = \left(\frac{\omega_r \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s\hat{L}_s} \right) v_{qsd}^r \quad (7)$$

$$v_{qsc}^r = \left(\frac{\omega_r \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s\hat{L}_s} \right) (K_p + K_i \frac{1}{s}) (i_{ds}^{r*} - i_{ds}^r) = \left(\frac{\omega_r \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s\hat{L}_s} \right) v_{dsd}^r$$

여기서 조건식 (5)를 만족시키기 위해서는 PI_3 과 PI_4 는 식 (6)과 같이 영구자석 동기 전동기의 고정자 저항 R_s 와 인덕턴스 L_s 로 표현 되어야 한다. 그러나 여기서 실제 전동기의 R_s 와 L_s 가 추정된 \hat{R}_s 그리고 \hat{L}_s 와 같다는 조건에서 식 (7)과 같이 실제 값이 아니라 추정된 \hat{R}_s 와 \hat{L}_s 로서 표현 된다.

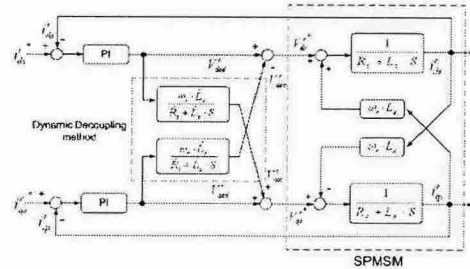


그림 2 동적 비간섭 전류제어기

Fig. 2 Dynamic decoupling current controller

그림 2는 PI 형태의 비간섭 전류제어기에서 얻어진 식 (7)에 의해 설계된 동적 비간섭 전류제어기를 나타낸 것이고, 보상전압 V_{dsc}^r 와 V_{qsc}^r 는 PI 제어기와 $\frac{\omega_r \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s\hat{L}_s}$ 항에 의해 제어된 성분으로서 형성된다. 그래서 피드백 전류 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 를 직접적으로 받아들여 보상전압을 형성하는 전향보상에 의한 비간섭 전류제어기보다, 동적 비간섭 전류제어기가 영구자석 동기 전동기의 고정자 인덕턴스 L_s 의 변화와 오차에 의한 간섭성분의 오차를 보상해주는데 있어서 보다 효과적이다.

3. 제안한 비간섭 전류제어기

그림 3은 동적 비간섭 전류제어기에서 고정자 인덕턴스의 변화에 대한 강인성을 향상시키기 위해 제안한 보상기를 나타낸 블록도이다. 제안한 보상기는 실제 고정자 인덕턴스 L_s 와 추정된 고정자 인덕턴스 \hat{L}_s 의 오차를 줄여주기 위한 목적으로 사용되었다.

그림 3에서 보상기로부터 얻어지는 보상성분은 K 이고,

영구자석 동기전동기의 실제 고정자 인덕턴스 L_s 와 추정된 인덕턴스 \hat{L}_s 의 관계는 식 (8)과 같이 정의할 수 있다.

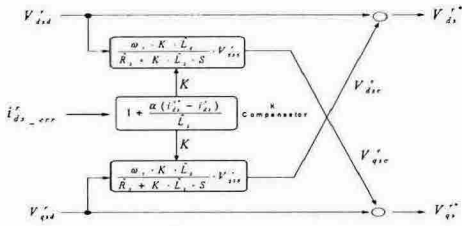


그림 3 제안한 보상기와 보상전압
Fig. 3 Proposed compensator and compensation voltage

$$L_s = K \cdot \hat{L}_s \quad (8)$$

식 (9)는 제안한 보상성분 K 를 가지는 동적 비간섭 전류제어기의 간섭성분에 대한 보상전압을 나타낸 것이다. 그리고 식 (8)에서 보상성분 K 는 동적 비간섭 전류제어기에서 그림 3과 같이 d축 전류의 오차 i_{dsc_err} 로부터 얻어지는데, 이것은 동적 비간섭 전류제어기에서 실제 고정자 인덕턴스 L_s 와 추정된 인덕턴스 \hat{L}_s 의 오차에 의해서 i_{dsc_err} 가 0으로 유지되지 못하고 식 (10)과 같이 변화되어지는 것을 이용한 것이다.

$$v_{dsc}^r = \left(\frac{\omega_r K \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s K \hat{L}_s} \right) \left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (i_{qs}^{r*} - i_{qs}^r) = \left(\frac{\omega_r K \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s K \hat{L}_s} \right) v_{qsd}^r \quad (9)$$

$$v_{qsc}^r = \left(\frac{\omega_r K \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s K \hat{L}_s} \right) \left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (i_{ds}^{r*} - i_{ds}^r) = \left(\frac{\omega_r K \hat{L}_s}{\hat{R}_s + s K \hat{L}_s} \right) v_{dsd}^r \quad (10)$$

$$\Delta \frac{\hat{L}_s}{L_s} \propto -\Delta i_{dsc_err}$$

그리고 보상성분 K 는 동적 비간섭 전류제어기의 전압방정식과 식 (10)의 관계에 의해 식 (11)과 같이 정의되어진다. 그리고 여기서 이러한 보상성분 K 값으로 보다 효과적인 보상전압을 형성하기 위해서는 추정된 인덕턴스 \hat{L}_s 와 i_{dsc_err} 오차의 비를 맞춰주기 위한 ' α '를 선정할 필요가 있는데, 이 값은 시뮬레이션과 실험을 통해 식 (12)와 같이 선정하면 무난함을 확인하였다.

$$K = 1 + \frac{\alpha \cdot i_{dsc_err}}{\hat{L}_s} \quad (11)$$

$$1 \leq \alpha \leq 1.5 \quad (12)$$

그림 4는 제안한 보상기를 가진 동적 비간섭 전류제어기를 나타낸 블록도이다. 그리고 여기서 식 (13)은 식 (11)로부터 얻은 보상성분 K 를 적용한 제안한 동적 비

간섭 전류제어기의 보상전압을 나타낸 것이다.

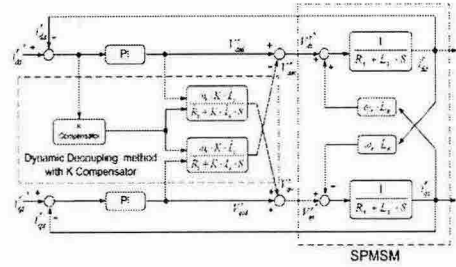


그림 4 제안한 비간섭 전류제어기
Fig. 4 Proposed compensator and compensation voltage

$$v_{dsc}^r = \left(\frac{\omega_r (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})}{\hat{R}_s + s (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})} \right) \left(\frac{\omega_r (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})}{\hat{R}_s + s (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})} \right) v_{qsd}^r \quad (13)$$

$$\left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (i_{qs}^{r*} - i_{qs}^r)$$

$$v_{qsc}^r = \left(\frac{\omega_r (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})}{\hat{R}_s + s (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})} \right) \left(\frac{\omega_r (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})}{\hat{R}_s + s (\hat{L}_s + \alpha \cdot i_{dsc_err})} \right) v_{dsd}^r$$

$$\left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (i_{ds}^{r*} - i_{ds}^r)$$

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문의 시뮬레이션과 실험에서는 기존의 동적 비간섭 전류제어기와 제안하는 비간섭 전류제어기에서 정역운전을 실시하였다. 그리고 이에 따라 실제 고정자 인덕턴스 L_s 와 추정된 인덕턴스 \hat{L}_s 의 오차를 변화시켜 i_{dsc} 와 i_{qsc} 의 간섭정도를 비교 검토하였다. 그림 5와 6은 기존의 동적 비간섭 전류제어기에서 인덕턴스의 오차 변화에 대한 d축과 q축의 응답을 나타낸 것이다.

4.1 시뮬레이션

시뮬레이션은 Simulink를 사용하였으며, 실제 전동기가 운전되는 상황과 같은 환경을 구성하기 위하여 전동기의 모델뿐만 아니라 인버터 그리고 공간벡터 PWM 스위칭 모델을 함께 적용하였다.

표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용된 영구자석 동기전동기의 상수 값을 나타낸 것이다.

표 1 영구자석 동기 전동기의 상수
Table 1 Parameter of SPMSM

정격 용량	1[KW]
정격 전류	3[A]
극수	8
정격 속도	300[rpm]
정격 토크	31.8[N · m]
고정자 인덕턴스	53[mH]
고정자 저항	4.3[Ω]

4.1.1 기존의 동적 비간섭 전류제어기

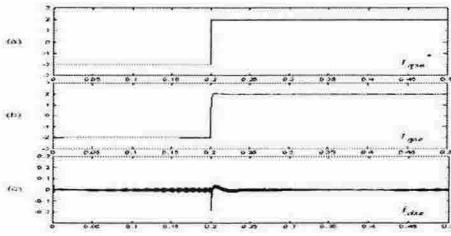


그림 5 $\hat{L}_s = 1.25L_s$ 일 때 동적 비간섭 전류제어기의 응답 특성 (a) 지령 q축 전류 (b) q축 전류 응답 (c) d축 전류 응답

Fig. 5 Response to dynamic decoupling current controller at $\hat{L}_s = 1.25L_s$ (a) q-axis reference current (b) q-axis axis current (c) d-axis current

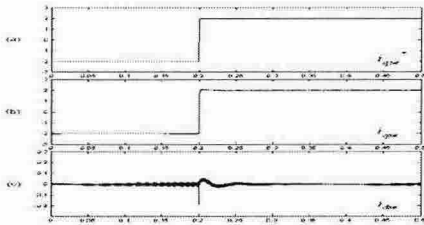


그림 6 $\hat{L}_s = 1.5L_s$ 일 때 동적 비간섭 전류제어기의 응답 특성 (a) 지령 q축 전류 (b) q축 전류 응답 (c) d축 전류 응답

Fig 6 Response to dynamic decoupling current controller at $\hat{L}_s = 1.5L_s$ (a) q-axis reference current (b) q-axis current (c) d-axis current

4.1.2 제안한 비간섭 전류제어기

그림 7은 고정자 인덕턴스 오차에 따른 i_{dse_err} 의 변화를 나타낸 것이고, 그림 8은 그에 따른 보상 값 K 의 변화를 나타낸 것이다. 그리고 그림 9과 10는 $\alpha = 1.5$ 일 때 제안한 동적 비간섭 전류제어기에서 고정자 인덕턴스의 오차 변화에 대한 d축과 q축의 응답을 나타낸 것이다.

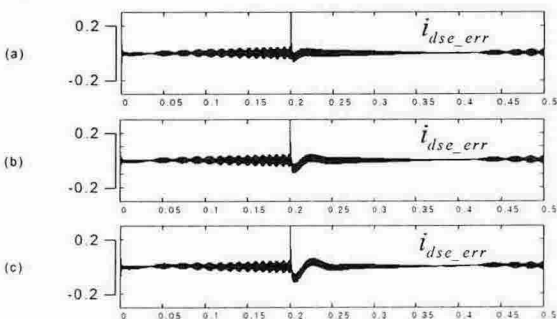


그림 7 고정자 인덕턴스의 오차에 따른 d축 전류의 오차 (a)고정자 인덕턴스 오차가 10% 일때 (b)고정자 인덕턴스 오차가 25% (c)고정자 인덕턴스 오차가 25%

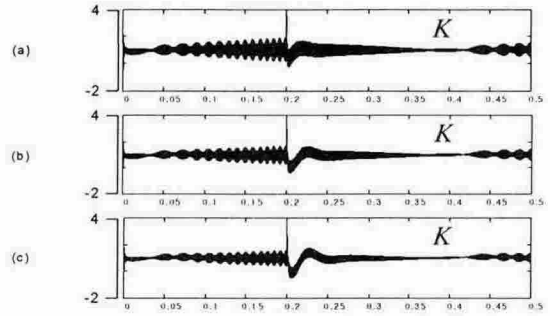


그림 8 고정자 인덕턴스의 오차에 따른 보상기의 보상성분 (a) 고정자 인덕턴스 오차가 10% (b) 고정자 인덕턴스 오차가 25%일때 (c) 고정자 인덕턴스 오차가 50% 일때

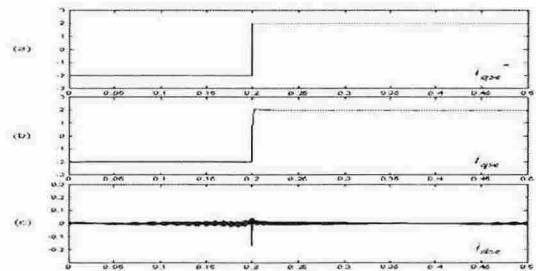


그림 9 $\hat{L}_s = 1.25L_s$ 일 때 제안한 비간섭 전류제어기의 응답 특성 (a)지령 q축 전류 (b) q축 전류 (c) d축 전류
Fig 9 Response to proposed decoupling current controller at $\hat{L}_s = 1.25L_s$ (a) q-axis reference current (b) q-axis current (c) d-axis current

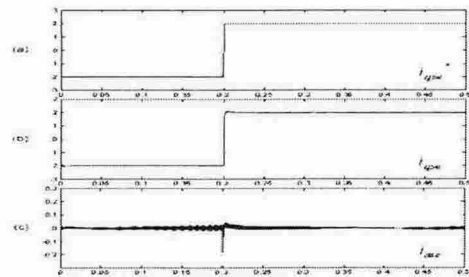


그림 10 $\hat{L}_s = 1.5L_s$ 일 때 제안한 비간섭 전류제어기의 응답 특성 (a)지령 q축 전류 (b) q축 전류 (c) d축 전류
Fig 10 Response to proposed decoupling current controller at $\hat{L}_s = 1.5L_s$ (a) q-axis reference current (b) q-axis current (c) d-axis current

4.2 실험 결과

본 논문에서 제안한 비간섭 전류제어기의 성능을 확인하기 위하여 그림 11과 같은 전력 회로를 구성하여 실험을 수행하였다. 기본 구성은 영구자석 동기 전동기와 전력 변환 장치 그리고 TMS320F2812를 이용한 제어기로 구성되어 있다.

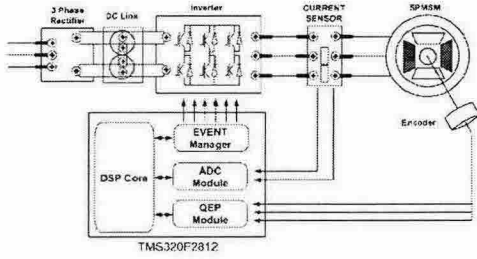
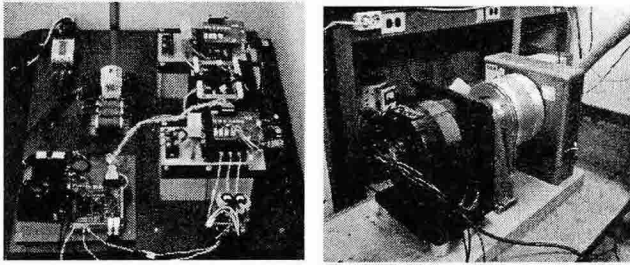


그림 11 전력회로 및 구동 시스템의 구성
Fig. 11 configuration of power circuit and drive system

그림 12는 실험에 사용된 전력 변환 장치 및 영구 자석 동기전동기의 사진이다.



(a) (b)
그림 12 전력 변환 장치와 영구자석 동기 전동기
(a) 전력변환 장치 (b) 영구자석 동기 전동기
Fig 12 power converter and SPMSM
(a) power converter (b) SPMSM

그림 13은 본 논문의 실험을 위해 제작한 TMS-320F2812 제어 보드의 사진이다.

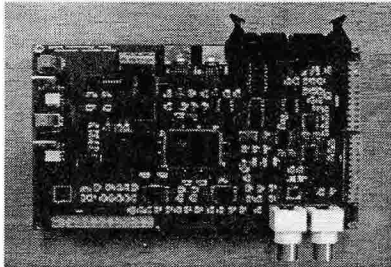
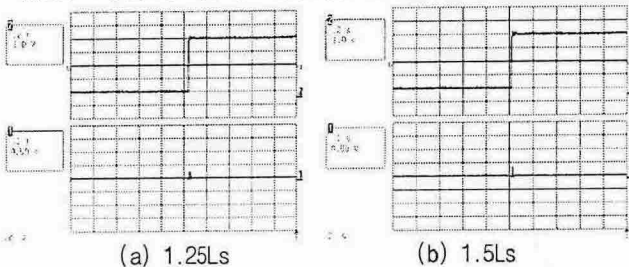


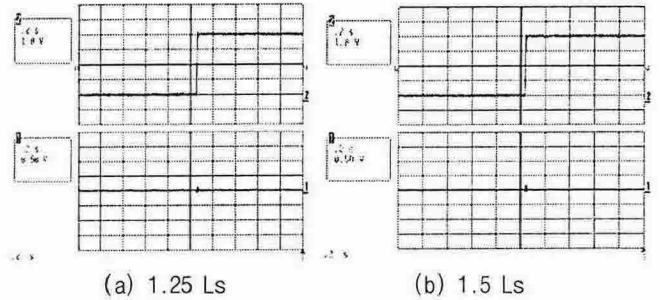
그림 13 TMS320F2812 제어 보드
Fig. 13 TMS320F2812 control board

4.2.1 기존의 동적 비간섭 전류제어기



(a) 1.25Ls (b) 1.5Ls
그림 13 $\hat{L}_s = 1.25L_s$ 와 $\hat{L}_s = 1.5L_s$ 일 때 동적 비간섭 전류제어기의 q축 전류와 d축 전류
Fig 13 Response to dynamic decoupling current controller at $\hat{L}_s = 1.5L_s$ and $\hat{L}_s = 1.5L_s$

4.2.2 제안한 비간섭 전류제어기



(a) 1.25 Ls (b) 1.5 Ls
그림 14 $\hat{L}_s = 1.25L_s$ 와 $\hat{L}_s = 1.25L_s$ 때 제안한 비간섭 전류제어기의 q축 전류와 d축 전류
Fig 14 Response to proposed decoupling current controller

5. 결 론

본 논문은 영구자석 동기 전동기(SPMSM)의 벡터 제어에 있어 d축과 q축의 간섭성분을 보상하기 위한 새로운 알고리즘을 제안하였다. 기존의 동적 비간섭 전류제어기는 전향보상에 의한 비간섭 전류제어기에 비해 고정자 인덕턴스 오차에 대한 강인성이 우수하지만, 이러한 동적 비간섭 전류제어기 역시 고정자 인덕턴스의 오차와 변화에 의한 간섭성분의 변화에 대해서는 완전한 보상이 이루어지지 않는다. 그래서 d축 전류의 오차를 이용해 실제 고정자 인덕턴스와 추정된 고정자 인덕턴스간의 오차를 줄여줄 수 있는 보상기를 제안하였다. 그리고 이를 기존의 동적 비간섭 전류제어기에 적용하여 고정자 인덕턴스의 변화에 대한 강인성이 향상되었음을 시뮬레이션을 통해 입증하였다. 그리고 제안한 비간섭 전류제어기를 TMS320F2812와 영구자석 동기 전동기에 적용하여 그 타당성을 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1]Jinhwan Jung, Kwanghee Nam, " A Dynamic DecouplingControl Scheme for High-Speed Operation of Induction Motors," IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.46, pp.100-110, 1999.
- [2]Lennart Harnefors, Hans-Peter Nee, "Model-Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method," IEEE Trans. on Industry Application, Vol.34, pp.133-141, 1998.
- [3] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of feedforward current regulators for field oriented induction machine controllers," IEEE Trans. on Industry Application, Vol.IA-23, pp.142-150, 1987.