

권선계자형 동기전동기의 d축 쇄교자속에 의한 계자전류리플 보상 기법 개발

Development of Field Current ripple Compensating Method by d-axis Flux-linkage in WRSM

황 대 연* · 구 분 관*
(Dae-Yeon Hwang · Bon-Gwan Gu)

Abstract - Recently, owing to environmental problems and instability of rare earth resources market, non-rare earth electric motors are attracting attention. As a non-rare earth motor type, a wound rotor synchronous motor(WRSM) has high power density and wide driving range further it can reduce loss by field current control during field weakening control at high speed. However, since the d-axis flux of the WRSM is coupled with the rotor circuit, the fluctuation in the d-axis flux linkage affects the rotor circuit, which causes ripple of the field current and torque. In this paper, we propose the field current ripple compensation method by injecting the feedforward voltage. the proposed compensating method was demonstrated by simulation and experiments.

Key Words : WRSM, d-axis flux linkage, Field current ripple, Field compensating feedforward voltage

1. 서 론

최근 희토류 자원 시장의 불안정성과 희토류 생산과정에서 발생하는 공해물질에 의한 환경문제로 인해 희토류 자원을 사용하지 않는 비-희토류 전동기에 대한 연구가 진행되고 있다. 비-희토류 전동기의 한 종류인 권선계자형 동기전동기(WRSM, Wound Rotor Synchronous Motor)는 회전자에 권선을 감고 권선에 외부전원을 인가하여 계자전류를 형성하여 회전자 자속을 만드는 방식의 전동기이다. 권선계자형 동기전동기의 전력시스템 개요는 그림 1과 같다. 일반적인 3상 교류 전동기와 같이 고정자전류는 3상 PWM 인버터에서 제어하며, 추가적으로 계자전류를 위한 외부전원이 필요하기 때문에 H-bridge 인버터를 사용하여 외부전원을 공급하는 특징이 있다. 권선계자형 동기전동기는 희토류 자원을 사용하지 않는 것에 대한 경제적인 이점과 영구자석 동기전동기에 준하는 넓은 구동 범위와 높은 출력을 낼 수 있는 장점이 있으며, 약계자 제어 시 기존 영구자석 동기전동기는 동기좌표계 d-축 전류를 음의 방향으로 주입함으로써 역기전력을 감소하지만 권선계자 동기전동기는 계자전류를 제어하여 계자자속을 조절할 수 있기 때문에 고속구간에서 매입형 영구자석 동기전동기(IPMSM, Interior Permanent Magnetic Synchronous Motor)

와 비슷한 효율을 낼 수 있는 특징이 있다. 위의 특징은 계자권선의 존재로 인해 기존 전동기의 제어요소인 d-축, q-축 이외의 계자전류제어 요소가 추가되기 때문에 가능한 것이며, 제어의 자유도가 세 가지로 늘어난 점을 이용하여 권선계자형 동기전동기의 구동 시 d-축, q-축, 계자전류의 최적 전류조합을 찾아 전력 손실 줄이는 기법과 단위 전류당 최대토크(MTPA, Maximum Torque per Ampere) 제어에 대한 연구가 진행되고 있다[1-8]. 또한 인버터 스위칭 소자에 의한 전원단 단락현상이나, 불안정한 전류제어로 인한 과전류가 발생하게 되면 시스템을 보호하기 위해 인버터 스위칭을 멈추게 되는데, 이와 같은 현상이 고속 영역의 약계자 제어 시에 발생하면 영구자석 동기전동기의 경우 음의 방향의 d-축 전류가 주입되지 않으므로 빠르게 회전하는 회전자와 영구자석의 자속에 의해서 역기전력이 직류전압원으로 역류하여 인버터 시스템이 손상될 수 있다. 하지만 권선계자형 동기전동기의 경우에는 계자 축 외부 전원의 크기를 조절하여 음의 방향의 d-축 전류 주입 없이 계자자속을 줄일 수 있기 때문에 인

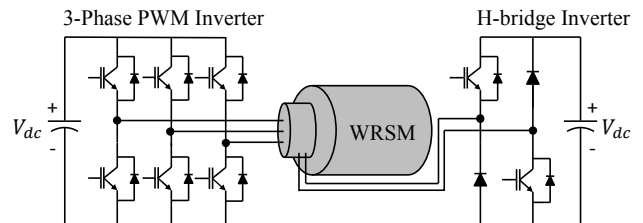


그림 1 권선계자형 동기전동기 전력 시스템 개요
Fig. 1 Overview of WRSM power system

* Corresponding Author : School of Energy Engineering, Kyungpook National University, Korea.
E-mail: bggu@knu.ac.kr

* School of Energy Engineering, Kyungpook National University, Korea.

Received : June 1, 2018; Accepted : August 15, 2018

버터 스위칭이 멈춰도 외부 전원을 차단함으로써 역기전력의 역류 현상을 막을 수 있다. 권선계자형 동기전동기는 위의 장점들을 기반으로 여러 분야에서 영구자석 동기전동기를 대체하여 사용되고 있다. 자동차 분야에서 전기자동차용 구동 전동기 및 자동차 부품 시스템 중에 ISG (Intergrated Starter & Generator) 용 전동기에 영구자석 동기전동기를 대신하여 권선계자형 동기전동기를 사용하는 사례와 연구가 진행되고 있다[9-15].

권선계자형 동기전동기는 앞서 언급한 장점들도 있지만 동기 좌표계의 d-축과 계자 축은 서로 커플링 되어있기 때문에 d-축 쇄교자속의 변화는 계자 축 전류제어에 영향을 줄 수 있다. 이러한 문제는 전체 전류제어 시스템의 관점에서 계자 축 시정수는 고정자 축 시정수보다 상당히 크고 계자전류제어에 충분히 큰 직류전압원을 사용하므로 계자 축 전류의 빠른 동적특성을 확보할 수 있기 때문에 이를 무시할 수 있다는 관점이 있지만[9], 전동기 설계 단계에서 상호인덕턴스가 누설인덕턴스 보다 현저히 크게 설계된 경우와 고정자 권선과 회전자 권선의 권선비가 큰 경우에는 d-축 전류의 변화로 인한 d-축 쇄교자속의 변화는 무시할 수 없을 정도로 계자 축 전류제어에 영향을 줄 수 있다. d-축 쇄교자속의 변화에 의한 영향으로 발생하는 계자 축 전류리플은 토크리플을 야기하며 시스템을 불안정하게 만들 수 있다.

본 논문은 d-축 쇄교자속의 변화로 인해 유도되는 계자 축 전류리플을 보상하기 위해 계자 축 전류제어기에 보상전압을 주입하는 방식의 보상기법을 제안한다. 2장에서는 권선계자형 동기전동기의 기계적 모델을 이용하여 d-축 쇄교자속의 변화에 의해 유도되는 계자전류리플을 분석한다. 3장에서는 2장에서 분석한 유도전류를 토대로 계자 축에 보상전압을 주입하는 방식의 보상기법을 제안한다. 4장에 시뮬레이션과 실험을 진행하고 계자전류파형 분석을 통하여 본 논문에서 제안하는 보상기법을 적용하였을 때 계자전류의 d-축 쇄교자속에 의해 유도되는 계자전류리플이 감소하는 것을 검증하였다.

2. d-축 쇄교자속 변화에 의한 계자전류리플

동기좌표계 관점에서 권선계자형 동기전동기는 유도전동기처럼 d-축과 회전자(계자) 축이 커플링 되어있기 때문에 d축 쇄교자속 변화가 계자전류 제어에 영향을 줄 수 있다. 본 장에서는 d-축 전류의 변화에 의한 d-축 쇄교자속 변화로 생성되는 계자 축 유도 전류에 대한 분석과 이로 인해 발생하는 토크리플에 대해 분석한다.

2.1 권선계자형 동기전동기의 수학적 모델링

그림 2는 권선계자형 동기전동기의 등가적인 단면을 나타낸다. 동기 좌표계에서 d-축은 자속의 방향을 나타내고, q-축은 d-축의 수직인 방향으로 나타내고 토크를 발생시키는 축으로 볼 수 있다. 권선계자형 동기전동기의 동기 좌표계에서의 고정자 전압은 다음과 같이 표현된다.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (1)$$

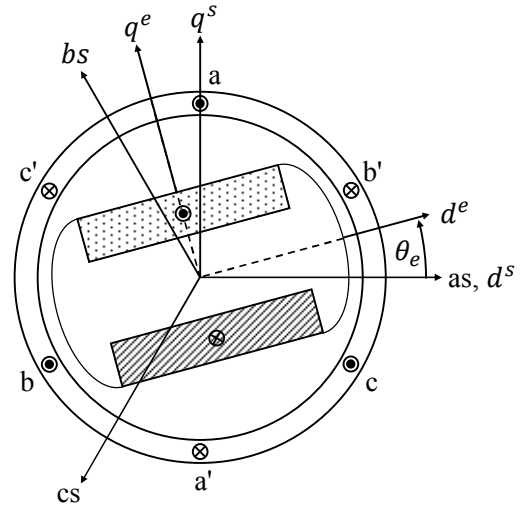


그림 2 권선계자형 동기전동기 등가 단면도

Fig. 2 WRSM equivalent cross section

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (2)$$

위의 수식에서 v_{ds}^e, v_{qs}^e 는 동기좌표계 d,q-축 전압, i_{ds}^e, i_{qs}^e 는 동기좌표계 d,q-축 전류, $\lambda_{ds}^e, \lambda_{qs}^e$ 는 동기좌표계 d, q-축 쇄교자속을 의미하며, R_s 는 고정자 저항, ω_e 는 동기 각 주파수를 의미한다. 또한 위첨자 'e'는 직교 좌표축의 회전 속도를 나타내며, 아래 첨자 중 왼쪽은 변수가 표현된 좌표축 종류를 나타내고 오른쪽은 변수의 물리적 위치를 가리킨다. 계속해서 권선계자형 동기전동기의 동기 좌표계에서의 쇄교자속 식은 다음과 같다.

$$\lambda_{ds}^e = L_d i_{ds}^e + \phi_{fr} = (L_s + L_{md}) i_{ds}^e + \phi_{fr} \quad (3)$$

$$= (L_s + L_{md}) i_{ds}^e + L_{md} i_{fr}$$

$$\lambda_{qs}^e = L_q i_{qs}^e = (L_s + L_{mq}) i_{qs}^e \quad (4)$$

위의 수식에서 L_d, L_q 는 d,q-축 인덕턴스, L_{md}, L_{mq} 는 d,q-축 상호 인덕턴스, L_s 는 누설 인덕턴스를 의미하고 d,q-인덕턴스는 상호 인덕턴스 성분과 누설 인덕턴스 성분으로 나눌 수 있다. 식 (3)에서 ϕ_{fr} 는 계자 권선에 의해서 발생하는 자속을 의미하고 d-축과 계자 축은 커플링 되어있기 때문에 d-축 상호인덕턴스를 이용하여 $L_{md} i_{fr}$ 로 나타낼 수 있다. 계자전류 i_{fr} 의 위 첨자는 고정자에서 바라본 계자 축 물리량을 나타낸다. 마찬가지로 고정자 관점에서 본 계자 축 전압 방정식과 쇄교자속 식은 다음과 같다.

$$v_{fr} = R_f i_{fr} + \frac{d\lambda_{fr}}{dt} \quad (5)$$

$$\lambda_{fr} = L_f i_{fr} + L_{md} i_{ds}^e = (L_f + L_{md}) i_{fr} + L_{md} i_{ds}^e \quad (6)$$

식 (5)에서 v_{fr} 는 계자 축 전압, i_{fr} 는 계자 축 쇄교자속을 나

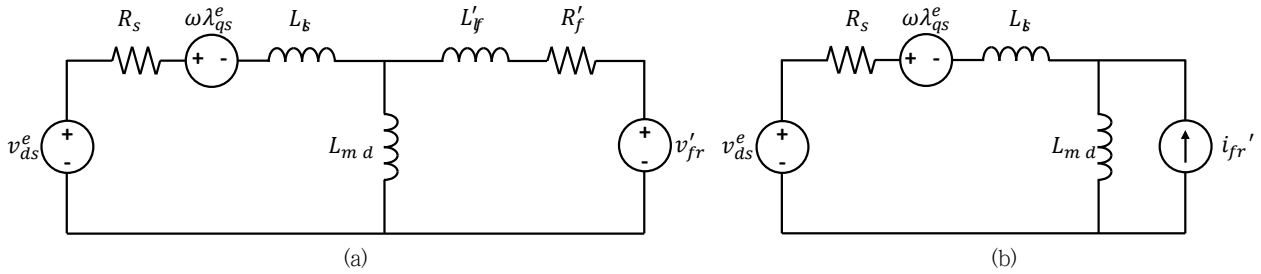


그림 3 (a) 권선계자형 동기전동기 d-축 등가회로, (b) 영구자석 동기전동기의 d-축 등가회로
 Fig. 3 (a) WFSM d-axis equivalent circuit, (b) PMSM d-axis equivalent circuit

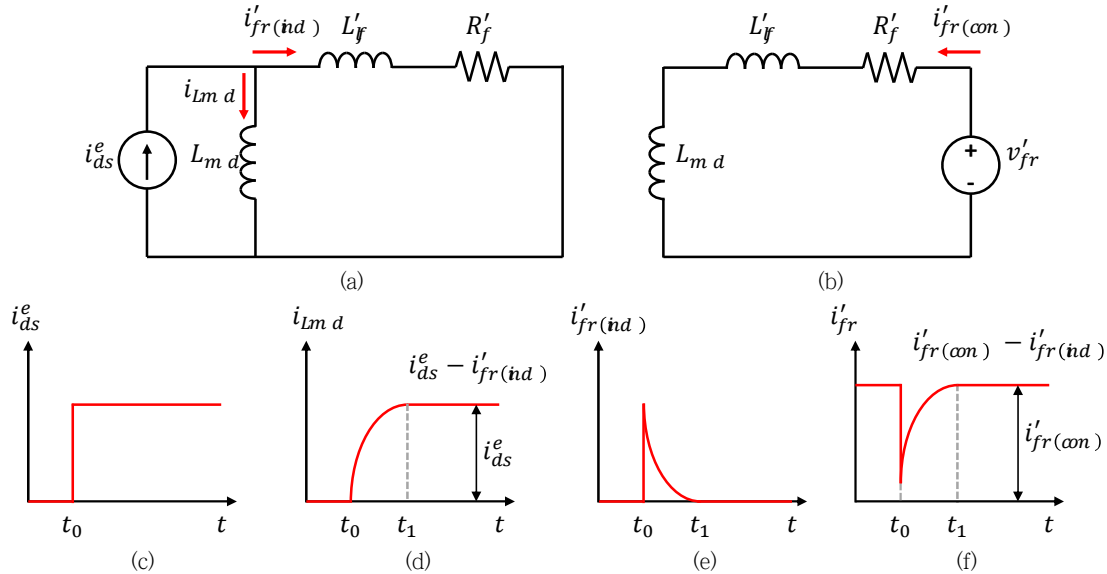


그림 4 (a) d-축 쇄교자속에 의해 유도되는 계자전류, (b) 외부전압에 의해 제어되는 계자전류, (c) d-축 전류파형, (d) 여자전류파형, (e) 계자 축 유도전류파형, (f) 전체 계자전류파형
 Fig. 4. (a) Field current induced by d-axis flux linkage, (b) Field current controlled by external voltage, (c) d-axis current, (d) Excitation current, (e) Induced current by d-axis current, (f) Total field current

타낸다. 식 (6)에서 L'_f 는 계자 축 인덕턴스, L'_f 계자 축 누설 인덕턴스를 의미한다. d-축과 계자 축은 커플링 되어 있기 때문에 계자 축의 인덕턴스는 누설인덕턴스와 상호인덕턴스로 나눌 수 있으며, 식 (3)과 비슷하게 표현 가능하다. 그림 3(a)은 식 (1)~(6)을 토대로 권선계자형 동기전동기의 등가회로를 나타낸 것이다. d-축과 계자 축이 커플링 되어 있으므로 변압기의 T 모델과 유사하게 표현할 수 있다.

영구자석 동기전동기와 비교하였을 때 영구자석 동기전동기의 d-축 쇄교자속 식에서 자석에 의한 자속은 일정하게 고정되어 있기 때문에 그림 3(b)의 영구자석 동기전동기의 d-축 등가회로에서 자석에 의한 영향은 전류원으로 표현할 수 있다. 따라서 영구자속 동기전동기의 d-축 쇄교자속이 변하더라도 자석의 자속에 영향을 주지 않는다. 하지만 권선계자형 동기전동기의 d-축 쇄교자속은 영구자석 동기전동기와 달리 그림 3(a)처럼 외부 전압원 인가로 생성된 계자전류로 자속을 만들기 때문에, d-축 전류로 인해 발생하는 d-축 쇄교자속의 변화는 계자권선에 유도전

압을 생성하여 계자 축에 전류리플 발생시킬 수 있다.

2.2 d-축 쇄교자속에 의한 계자전류리플 분석

앞서 언급한 영향을 고려하기 위해 계자전류를 d-축 쇄교자속 변화에 의해 발생하는 유도성분과 계자전류 제어기에 의해 일정하게 제어되는 성분으로 나눠서 표현한다.

$$i'_{fr} = i'_{fr(con)} - i'_{fr(ind)} \tag{7}$$

식 (7)의 $i'_{fr(ind)}$ 은 d-축 쇄교자속 변화에 의해 유도 되는 성분이고, $i'_{fr(con)}$ 은 계자전류 제어기로 제어하는 성분으로 일정한 값을 나타낸다. 그림 4는 식 (7)의 계자 축 전류에서 나눠진 성분들을 증가적으로 표시한 것이다. 그림 4(a)의 d-축 전류는 전류제어기에 의해서 제어되고 있기 때문에 전류원으로 표현이 가능하다. 권선계자형 동기전동기의 등가모델에서 d-축 전류는 계

자권선이 존재하기 때문에 계자 축으로 유도되는 전류 $i'_{fr(in d)}$ 와 L_{md} 로 흐르는 여자전류(Excitation Current) $i_{L_{md}}$ 로 나누어진다. d-축 전류가 변하는 상황에서 일반적으로 L_{md} 가 L'_f 보다 크기 때문에 초기에는 d-축 전류는 계자 축으로 유도되어 흐르지만 R'_f 에 의해서 계자 축에 유도되어 흐르는 전류는 점차 줄어들고 L_{md} 로 흐르는 전류가 증가하여 결국 d-축 전류는 L_{md} 방향으로만 흐르게 된다. 그림 4(c)~(f)는 시간 t_0 에 d-축 전류가 계단함수로 변할 때, 각각 d-축 전류, 여자 전류, d-축 전류에 의해 계자 축에 유도되는 전류, 전체 계자전류의 파형을 나타낸다. d-축 전류가 변하기 직전의 계자 축 유도전압은 0으로 가정하여 유도되는 계자전류 성분을 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$0 = -R'_f i'_{fr(in d)} - (L_{md} + L'_f) \frac{di'_{fr(in d)}}{dt} + L_{md} \frac{di_{ds}^e}{dt} \quad (8)$$

$$i'_{fr(in d)} = \frac{sL_{md}}{s(L_{md} + L'_f) + R'_f} i_{ds}^e \quad (9)$$

식 (9)는 라플라스 변수로 표현한 d-축 쇄교자속 변화에 의해 유도되는 계자 축 전류를 나타낸다. 유도되는 전류는

상호인덕턴스와 d-축 전류에 비례하는 값을 가지며 d-축 전류가 변하는 과도상태에서 발생하며 d-축 전류가 일정하게 제어되는 정상상태에서는 값이 사라지는 것을 알 수 있다.

d-축 전류가 변하는 과도상태의 d-축 쇄교자속은 식 (3)에 식 (7),(9)을 대입하여 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= (L_{ts} + L_{md})i_{ds}^e + L_{md}i'_{fr} \\ &= (L_{ts} + L_{md})i_{ds}^e + L_{md}i'_{fr(con)} - \frac{sL_{md}^2}{s(L'_f + L_{md}) + R'_f} i_{ds}^e \end{aligned} \quad (10)$$

식 (10)을 통해서 계자 축에 유도되는 전류는 d-축 쇄교자속에도 영향을 줄 수 있는 것을 알 수 있다. 권선계자형 동기전동기의 급격한 약자속제어가 필요한 경우 전압여유를 확보하기 위해 계자전류를 줄이는 대신 d-축 전류를 음의 방향으로 주입하여 d-축 자속을 감소시키는 경우가 있는데, d-축 전류가 급격하게 변하게 되면 d-축 자속을 감소시키기 위해 d-축 음의 전류를 주입하더라도 식 (10)의 세 번째 항에 존재로 인해 d-축자속의 변화에 지연이 발생하기 때문에 빠른 전압 여유 확보에 어려움이 생길 수 있다.

권선계자형 동기전동기의 토크는 기계적 전력으로부터 구할 수 있으며 다음과 같이 표현된다.

$$P_m = \frac{3}{2} \omega_r (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (11)$$

$$\begin{aligned} T_c &= \frac{P_m}{\left(\frac{\omega_r}{p/2}\right)} \\ &= \frac{3P}{4} [(L_{md} - L_{mq})i_{ds}^e i_{qs}^e + L_{md}i'_{fr} i_{qs}^e] \end{aligned} \quad (12)$$

위의 수식의 P_m 은 기계적 전력, T_c 는 권선계자형 동기전동기의 토크, ω_r 는 기계각주파수, p 는 극수를 나타낸다. 권선계자형 동기전동기는 내입형 영구자석 동기전동기처럼 동기좌표계 dq-축의 유효공극이 다르므로 돌극성이 나타난다. 권선계자형 동기전동기의 토크는 내입형 영구자석 동기전동기와 유사하게 토크성분을 돌극성에 의한 릴럭턴스 토크 성분, 계자자속에 의해 발생하는 마그네틱 토크 성분으로 나눌 수 있다. d-축 쇄교자속 변화에 의해 유도되는 계자 축 전류에 의한 영향은 식 (12)에 계자 축 유도전류 식 (7), (9)을 대입하여 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_c &= \frac{3P}{4} [(L_{md} - L_{mq})i_{ds}^e i_{qs}^e + L_{md}i'_{fr(con)} i_{qs}^e \\ &\quad - \frac{sL_{md}^2}{s(L'_f + L_{md}) + R'_f} i_{ds}^e i_{qs}^e] \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)의 세 번째 항에 의해 d-축 쇄교자속이 변하는 과도상태에서 d-축 쇄교자속에 의한 토크리플이 발생하게 되며, d-축 쇄교자속이 일정하게 제어되는 정상상태에서는 계자 축 유도성분에 의해 발생하는 성분이 0이 되므로 토크 리플이 발생하지 않는 것을 알 수 있다.

3. 계자전류리플 보상 기법

전장에서 언급했듯이 d-축 쇄교자속 변화에 의해 계자 축에 발생하는 유도전압은 계자전류리플을 유발하고, 권선계자형 동기전동기의 동적 특성을 저하하는 것을 알 수 있다. 그림 1의 오른쪽 부분은 권선계자형 동기전동기의 계자전류제어를 담당하는 외부전원 인버터를 나타낸다. 외부전원 인버터는 H-bridge 방식으로 구성되어있다. 일반적인 H-bridge 인버터는 IGBT 4개를 사용하지만, 계자전류제어용 인버터는 계자자속을 한쪽 방향으로만 발생시키기 때문에 IGBT 2개를 다이오드로 대체하여 사용할 수 있으며 직류전원은 주 제어인버터의 직류전압을 공유한다. 통상적으로 계자전류제어는 비례-적분제어기(PI Controller) 방식을 채택하여 계자전류제어를 하고 전류제어 시 사용할 수 있는 충분한 직류전압이 있기 때문에 계자전류제어는 좋은 동적 특성과 안정성을 갖는다. 하지만 d-축 쇄교자속의 변화로 발생하는 외란은 PI 제어기만으로는 개선하기 어렵기 때문에 본 장에서는 계자전류 PI제어기에 전향보상 방식으로 계자 축에 유도되는 전압을 상쇄하기 위해 보상전압을 추가로 인가하는 전향보상방식을 제안한다.

유도전류를 상쇄하기 위한 보상전압을 구하기 위해 그림 4(b)처럼 d-축 전류원이 개방되어 있는 상태라고 가정하고 2-2장에서 구한 계자 축 유도전류를 대입하여 d-축 쇄교자속에 의해 발생하는 유도전압의 크기를 계산한다.

$$\begin{aligned} v'_{fr(in d)} &= -R'_f i'_{fr(in d)} - s(L'_f + L_{md})i'_{fr(in d)} \\ &= -sL_{md}i_{ds}^e \end{aligned} \quad (14)$$

보상전압으로 식 (14)로부터 계산된 계자 축 유도전압을 상쇄

하기 위해 유도전압과 크기는 같고 부호는 반대인 값을 주입한다. 최종적으로 보상전압을 포함한 계자 PI 전류제어기의 출력 v_{fr}^* 은 다음과 같다.

$$v_{fr}^* = (k_p + \frac{k_i}{s})(i_{fr}^* - i_{fr}') + sL_{md}i_{ds}' \quad (15)$$

식 (15)의 k_p 는 PI 제어기의 비례 이득이고, k_i 는 PI 제어기의 적분 이득을 의미한다. PI제어기 출력은 H-bridge 인버터의 IGBT 스위칭 패턴을 결정하여 회전자 회로에 전압을 공급한다. 제안된 보상기법을 적용함에 있어서, 이상적인 상황에서는 전류 센서로 센싱 된 전류를 사용하여 보상전압을 계산하지만, 실제전류의 노이즈성분에 의해서 보상전압의 미분성분이 실제 필요한 전압보다 크게 계산되는 현상이 있기 때문에, d-축 전류 지령을 사용하여 보상전압을 계산한다. 그림 5는 계자 전향보상 기법의 블록도를 나타내고 있다. d-축 전류지령은 d-축 전류제어기에 입력될 뿐만 아니라 계자 전향보상 전압계산 블록에도 입력되어 보상전압을 계산하는데 사용된다.

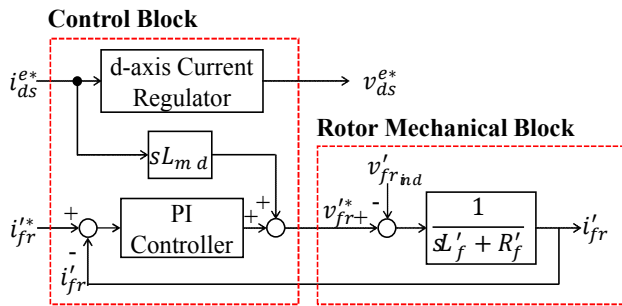


그림 5 전향보상 기법 블록도
Fig. 5 Block diagram of feedforward compensating method

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안한 계자전류리플 보상기법을 검증하기 위해 시뮬레이션 및 실험을 진행하였다. 이를 위해 제안한 보상기법을 포함한 권선계자형 동기전동기 구동을 위한 전체 시스템 개요는 그림 6과 같다. 시뮬레이션과 실험에 사용되는 전동기의 파라미터는 표 1과 같다. 시뮬레이션은 PSIM 프로그램을 사용하여 진행하였고 시뮬레이션을 위한 WRSM 모델은 그림 7(a)와 같이 구현하였다. 시뮬레이션은 제어하는 전동기에 부하를 연결하지 않고 속도 1000rpm을 제어하고 있는 상태에서 전류제어기의 d-축 전류지령을 피크 50A, 오프셋 -50A, 1초의 주기를 갖는 구형과 형태로 입력하고 계자전류의 반응을 분석했다.

시뮬레이션 결과로 계자전류리플 보상기법의 적용 전, 후 계자전류 파형과 계자전류제어기 출력 전압은 그림 8과 같이 나타난다. 그림 8(a)는 계자전류리플 보상기법을 적용하지 않은 일반적인 제어 상황을 나타낸다. d-축 전류의 변화에 따라 계자전류에

표 1 전동기 파라미터

Table 1 Motor parameters

Parameters	Value	Unit
Rated stator current	150	Arms
Rated field current	4	A
Rated speed	3000	rpm
DC link voltage	310	V
Stator Resistance	10.5	mΩ
Rotor Resistance	15.82	Ω
d-axis inductance	1.1	mH
q-axis inductance	0.83	mH
Rotor inductance	4.125	H
Pole numbers	6	
Turn ratio (Nf/Ns)	75	

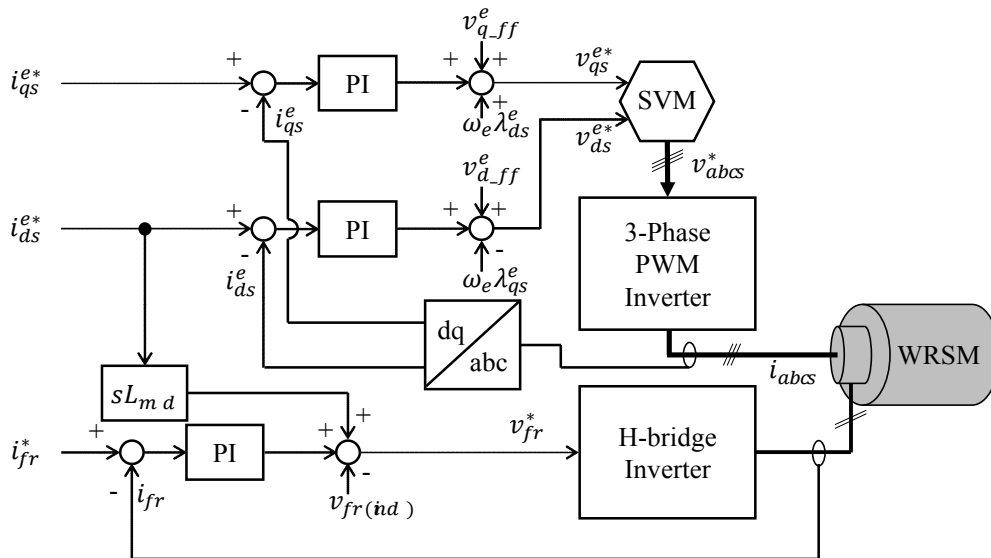
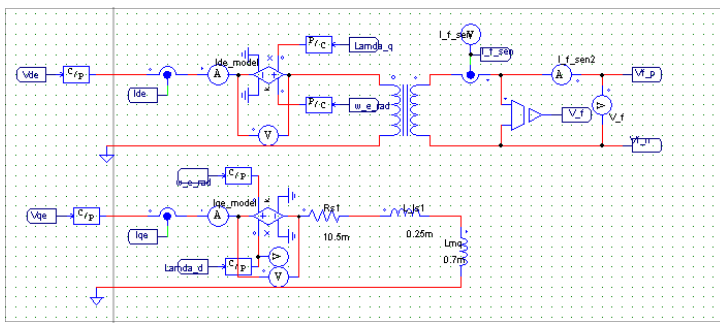


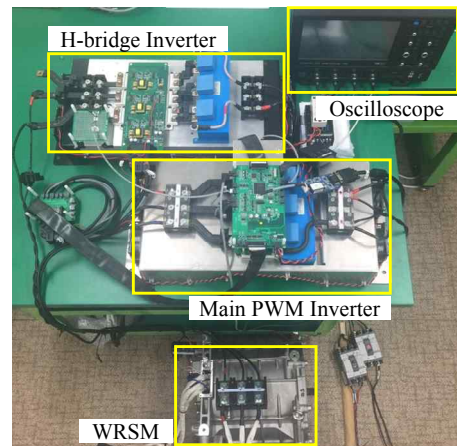
그림 6 전체 시스템 블록도
Fig. 6 Block diagram of entire WRSM drive system

리플이 발생하는 것을 볼 수 있으며, d-축 전류가 계단응답으로 -50A 변할 때, 계자 축 전류에 유도되는 전류의 피크값은 1A, 지속시간은 0.15s 로 나타나고 식 (9)와 같이 나타난 것을 알 수 있다. d-축 전류가 변함에 따라 d-축 쇄교자속이 변하고 변동되는 d-축 쇄교자속의 변화에 의해 계자 축에 유도전류에 의해 나타난다는 것을 알 수 있다. 또한 계자전류 PI 제어기의 출력전압은 계자전류리플에 의해 발생하는 계자전류오차를 제거하는 전압을 내지만 출력전압의 크기는 계자전류리플을 제거하기에는 부족한 것을 알 수 있다. 그림 8(b)는 본 논문에서 제안하는 계자전류리플 보상기법을 적용하였을 때 전류파형과 전압 보상전압이

추가된 계자전류제어기 출력전압을 나타낸다. d-축 전류지령의 변화가 없는 경우에는 PI제어기 출력이 계자전류제어기 출력전압이 되고, d-축 전류지령이 변하는 경우 계자전류리플이 추가로 발생하기 때문에 이를 보상하기 위한 전압보상전압과 기존 PI 제어기 출력전압의 합이 계자전류제어기 출력전압이 된다. d-축 전류지령이 급격하게 변하는 경우에는 계자전류리플을 완벽히 제거하기 위해 필요한 전압보상 전압의 크기는 계자전류제어기 출력전압 제한치를 넘어갈 수 있지만 출력전압은 직류전원의 크기까지만 출력할 수 있다. 그림 8(a)와 전압보상 전압이 인가된 그림 8(b)의 계자전류파형을 비교하였을 때, 그림 8(a)의 계자전류리플



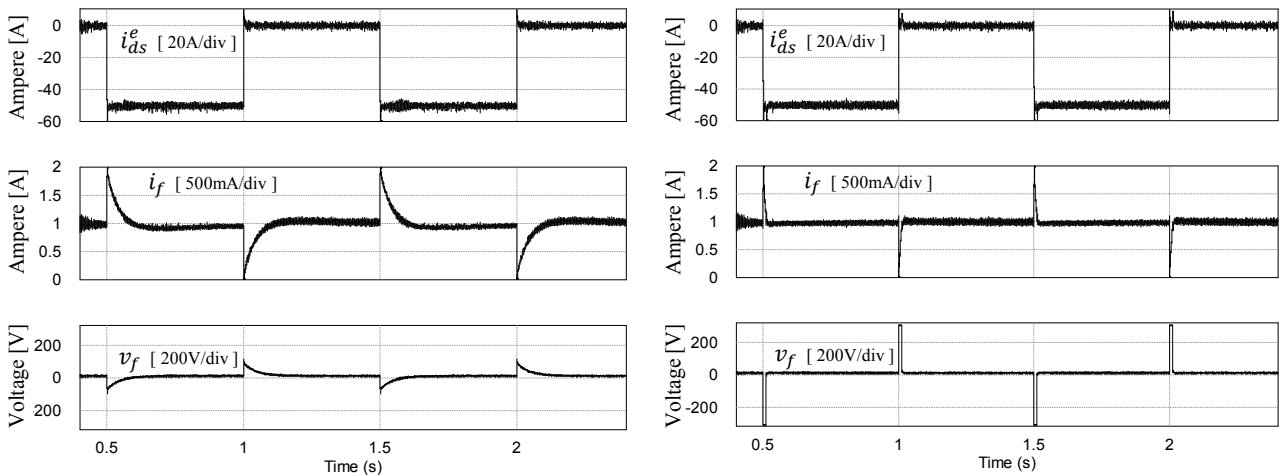
(a)



(b)

그림 7 (a) WRSM 시뮬레이션 모델, (b) 계자전류리플 보상 기법 실험 환경

Fig. 7 (a) WRSM simulation model, (b) Proposed compensating method experiment environment



(a)

(b)

그림 8 시뮬레이션 결과 파형 (a) 보상기법 적용하지 않은 d축 전류, 계자전류, 계자전류제어기 출력전압 파형, (b) 계자전류리플 보상 기법 적용한 d축 전류, 계자전류, 계자전류제어기 출력전압 파형

Fig. 8 Simulation results (a) d-axis current, field current, field current controller output without compensating method (b) d-axis current, field current, field current controller output with compensating method

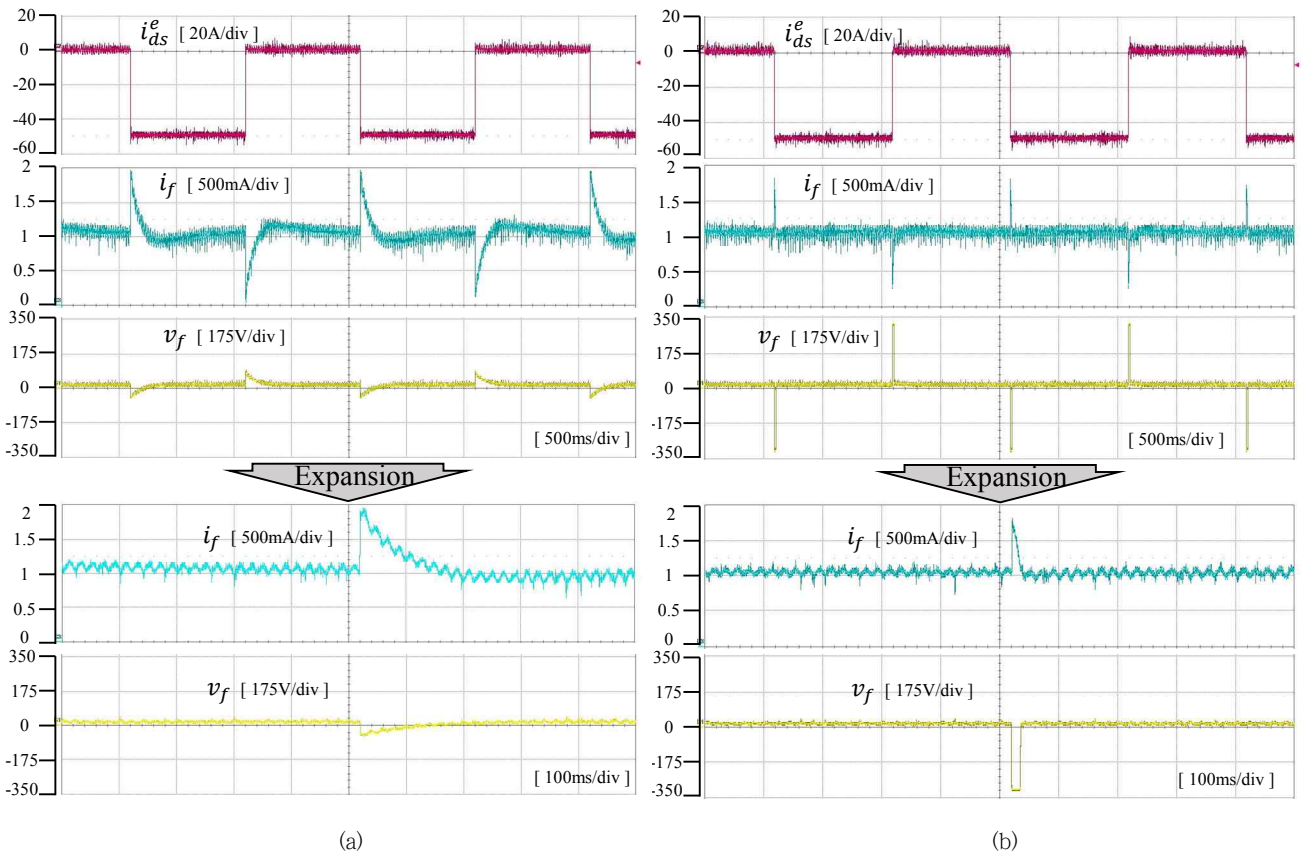


그림 9 실험 결과 파형 (a) 보상기법 적용하지 않은 d축 전류, 계자전류, 계자전류제어기 출력전압 파형, (b) 계자전류리플 보상기법 적용한 d축 전류, 계자전류, 계자전류제어기 출력전압 파형

Fig. 9 Experiment results (a) d-axis current, field current, field current controller output without compensating method (b) d-axis current, field current, field current controller output with compensating method

과 그림 8(b) 계자전류리플의 피크값은 유사하지만, 그림 8(b)에서는 전향보상 전압에 의해서 계자전류리플의 주성분인 유도전류가 빠르게 사라지는 것을 알 수 있다. 그림 8(b)의 계자전류리플의 지속시간은 0.02s이며 그림 8(a)의 값보다 약 7.5배 짧은 것을 알 수 있다.

그림 7(b)는 본 논문에서 제안하는 계자전류리플 보상기법을 검증하기 위한 실험환경이다. 실험에 사용된 제어보드의 DSP (Digital Signal Processor)는 Ti사의 TMS320F28335를 사용하였고 인버터 스위칭 주파수는 5 kHz로 설정하여 실험을 진행했다. 계자전류제어 인버터는 3상 인버터를 변경하여 H-bridge 형태로 사용하였다. 고정자 전류제어 3상 PWM 인버터와 계자전류제어 H-bridge 인버터는 직류전원을 공유하고 있으며 직류전원의 값은 310V이다. 실험은 시뮬레이션과 같이 속도제어를 통해 속도 1000rpm을 유지하고 있는 상황에서 d-축 전류리플을 피크 50A, 오프셋 -50A, 1초의 주기를 갖는 구형파 형태로 입력하고 계자전류 반응을 분석했다.

그림 9는 실험 결과 파형으로 d-축 전류, 계자전류, 계자전류

제어기 출력파형을 나타낸다. 그림 9(a)는 보상기법을 적용하지 않았을 때의 전류파형과 계자전류제어기 출력파형이고, 그림 9(b)는 보상기법을 적용하였을 때 전류파형과 계자전류제어기 출력파형이다. 그림 9(a)와 그림 9(b)를 비교하였을 때, 그림 9(a)의 계자전류제어기 출력전압은 PI제어기 출력성분으로 계자전류리플에 의해 발생하는 전류오차를 감쇄하는 방향으로 전압을 출력하지만 계자전류리플을 상쇄하기에는 출력전압의 크기가 충분하지 못한 것을 알 수 있다. 그림 9(b)의 계자전류제어기 출력전압은 PI제어기 출력성분과 전향보상 전압의 크기가 더해진 값이며, 계자전류리플을 제거하기 위해 최대로 낼 수 있는 전압인 직류전압 크기까지 출력하는 것을 볼 수 있다. 그림 9(a)의 계자전류리플의 피크값과 지속시간은 각각 약 1A, 0.18s로 나타나며 시뮬레이션 결과인 그림 8(a)과 유사하게 나타났다. 보상기법이 적용된 그림 9(b)의 계자전류리플의 피크값과 지속시간은 0.8A, 0.02s로 나타난다. 계자전류리플의 피크값과 지속시간은 보상기법을 적용하였을 때, 적용하기 전 보다 피크값은 약 0.2 A 작게, 지속시간은 약 10배 짧게 나타나는 것을 알 수 있다.

5. 결 론

권선계자형 동기전동기는 히토류 자원 시작의 불안정성에서 벗어 날 수 있으며, 넓은 구동 범위를 갖고 고속 영역에서 매입형 영구자석 전동기에 준하는 효율을 갖는 특징이 있다. 또한 약 계자 제어를 하는 고속 영역에서 예상치 못한 인버터 동작 시 계자전류를 빠르게 제거하여 역기전력을 줄여 시스템 보호를 할 수 있는 장점도 있다. 하지만 동기좌표계의 d-축과 계자 축은 커플링 되어있는 특성으로 인해 d-축 전류의 변화는 계자 축 전류 제어에 영향을 줄 수 있다는 문제가 있다. 본 논문에서는 d-축 전류 변화에 의해 계자 축 에 유도되는 전류에 대한 분석과 수식을 이끌어 냈고 이를 토대로 계자전류제어기에 전향보상전압을 주입하는 방식의 계자전류리플 보상기법을 제안하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 본 논문에서 제안하는 계자전류리플 보상 기법을 구현하고 검증을 하였다. 결과적으로 d-축 전류가 변하는 상황에서 계자전류리플 보상 기법을 적용함으로써 계자전류리플의 지속시간을 7.5배 감소시켰다. 추후 계자전류리플의 지속시간 이외에 피크값을 보상하기 위한 제어기법에 대한 연구 및 개선이 필요하다.

감사의 글

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원이 지원하는 “경제협력권산업 육성사업”으로 수행된 연구결과입니다. 이 논문은 2017년도 정부(교육부)의 재원으로 한국 연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. NRF-2017R1D1A3B03030254)

References

[1] Yoonjae Kim, Kwanghee Nam, “Copper loss minimizing field current control for wound synchronous machines”, *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE) 2015 IEEE*, pp. 2919-2926, 2015.

[2] F.G. Capponi, G. Borocci, G. De Donato, and F. Caricchi, “Flux regulation strategies for hybrid excitation synchronous machines”, in *Proc. IEEE ECCE 2014*, pp. 4858-4865, Sep. 2014.

[3] R. Mbayed, G. Salloum, L. Vido, E. Monmasson, M. Gabsi, “Hybrid Excitation Synchronous Motor Control in Electric Vehicle with Copper and Iron Losses Minimization”, *Proc. IEEE IECON 2012*, pp. 4886-4891, Oct. 2012.

[4] R. Mbayed, G. Salloum, L. Vido, E. Monmasson, M. Gabsi, “Optimal control of the hybrid excitation synchronous machine for electric propulsion in electric vehicle”,

Proc. European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Sep.2013.

[5] L. Chen, W. Hofmann, “Self-tuning adaptive copper-losses minimization control of externally excited synchronous motors”, *Proc. IEEE ICEM 2014*, pp. 5844-5851, Sep. 2014

[6] P. Winzer, J. Richter, M. Doppelbauer, “Dynamic control of generalized electrically excited synchronous machines using predictive flux control”, *Proc. 42nd Annu. Conf. IEEE Ind.*

[7] Jan Richter, Martin Doppelbauer, “Predictive Trajectory Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines With Nonlinear Magnetics”, *Industrial Electronics IEEE Transactions on*, vol. 63, pp. 3915-3924, 2016, ISSN 0278-0046.

[8] I. Jeong, B. G. Gu, J. Kim, K. Nam, Y. Kim, “Inductance estimation of electrically excited synchronous motor via polynomial approximations by least square method”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, pp. 1526-1537, Mar./Apr. 2015.

[9] M. Märgner and W. Hackmann, “Control challenges of an externally excited synchronous machine in an automotive traction drive application”, in *Proc. Emobility - Electrical Power Train, 2010*, pp. 1-6, Nov. 2010.

[10] D.G. Dorrell, “Are wound-rotor synchronous motors suitable for use in high efficiency torque-dense automotive drives?”, in *Proc. IEEE IECON 2012*, pp. 4880-4885, Oct. 2012.

[11] G. Friedrich, “Experimental comparison between wound rotor and permanent magnet synchronous machine for integrated starter generator applications”, in *Proc. IEEE ECCE 2010*, pp. 1731-1736, Sep. 2010.

[12] A. Girardin and G. Friedrich, “Optimal control for a wound rotor synchronous starter generator”, in *Proc. IEEE IAS 2006*, pp. 14-19, Oct. 2006.

[13] R. Wang, S. Pekarek, and M. Bash, “Alternative excitation strategies for a wound rotor synchronous machine drive”, in *Proc. IEEE ECCE 2012*, pp. 2300-2307, Sep. 2012.

[14] C. Stancu, T. Ward, K. Rahman, R. Dawsey, and P. Savagian, “Separately excited synchronous motor with rotary transformer for hybrid vehicle application”, in *Proc. IEEE ECCE 2014*, pp. 5844-5851, Sep. 2014.

[15] C. Rossi, D. Casadei, A. Pilati, M. Marano, “Wound rotor salient pole synchronous machine drive for electric traction”, *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, pp. 1235-1241, 2006.

저 자 소 개



황 대 연 (Dea-Yeon Hwang)

2017년: 경북대학교에너지공학부 (학사)
2017년~현재: 경북대학교에너지공학부(석사)
E-mail: gkxkak1@naver.com



구 본 관 (Bon-Gwan Gu)

2005년: 포항공과대학교 전기전자(공학박사)
2005년~2007년: LG전자
2007년~2014년: 전자부품연구원
2014년~현재: 경북대학교에너지공학부
E-mail: bggu@knu.ac.kr