

회전자 인버터 내장형 브러시리스 동기전동기

정은수*, 하정익*, 설승기*, 이병화**, 홍정표**
 서울대학교*, 한양대학교**

Brushless Synchronous Motor with Inverter Integrated Rotor

Eunsoo Jung*, Jung-Ik Ha*, Seung-Ki Sul*, Byeong-Hwa Lee**, and Jung-Pyo Hong**
 Seoul National University*, Hanyang University**

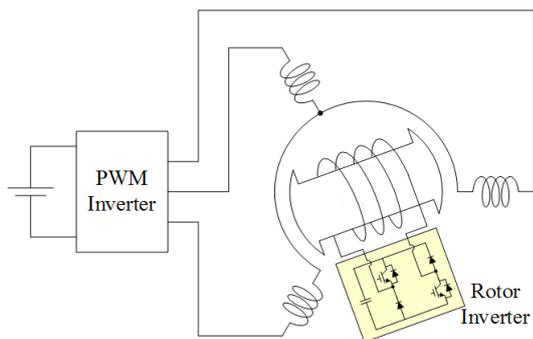
Abstract - 권선형 동기전동기에서 브러시와 슬립링을 제거하고, 회전자 인버터를 내장하는 새로운 형태의 브러시리스 동기전동기의 구조를 제안한다. 또한, 적절한 회전자 인버터 회로의 구조를 제안하고, 제안된 전동기의 수학적 모델을 제시한다. 이를 바탕으로 회전자 인버터의 계자 전류 제어와 전력 제어를 적절히 수행함으로써 별도의 전원 없이 회전자 인버터가 구동될 수 있음을 확인한다. 이를 실험을 통해 검증하고 제안된 브러시리스 전동기의 실현 가능성에 대하여 고찰한다.

1. 서 론

최근 전력전자 기술의 발전으로 전동기 응용 분야에서 인버터의 사용이 크게 증가하고 있다. 통상 이를 위해서 전압형 인버터(Voltage Source Inverter; VSI)가 전동기 구동에 주로 사용되고 있다. 인버터 적용 분야에는 다양한 형태의 전동기가 사용될 수 있지만, 산업용으로는 신뢰성이 높은 유도 전동기 또는 동기 전동기가 일반적으로 채택되고 있다. 그 중에서도 특히, 희토류(Rare earth) 영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor)는 기존의 권선형 동기전동기나 유도전동기에 비해 토크 및 출력 밀도, 그리고 효율이 우수한 것으로 알려져 있어 하이브리드/전기 자동차, 풍력발전 등 고효율 운전이 필요한 응용 분야에서 영구자석 전동기의 적용 사례가 크게 증가하고 있다.

하지만 영구자석 전동기의 경우, 약속 운전이 필요한 고속 영역에서의 효율이 낮고, 사고 시 발생하는 역기전력에 의한 대책이 필요하다. 뿐만 아니라, 희토류 영구자석은 특정 국가에서 독점하고 있는 자원으로, 희토류 사용의 증가에 따른 수급 차질 및 이에 따른 자원 확보 및 가격 상승의 문제가 대두되고 있다. 이에 따라 희토류 영구자석을 대체하기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이 중에는 기존 유도전동기 또는 권선형 동기전동기 등의 효율을 개선하여 영구자석 사용을 지양하는 방법, 페라이트(ferrite)와 같은 저가의 영구자석으로 희토류를 대체하려는 연구가 있다. 이 중, 권선형 동기전동기는 계자 전류를 적절히 제어함으로써 넓은 운전영역에서 높은 효율을 얻을 수 있는 장점이 있다. 이러한 장점에도 불구하고 권선형 동기전동기는 슬립링과 브러시 등 기계적 접촉을 통해 외부 여자 회로(Exciter)에 연결되어야 한다는 단점으로 인해 발전기를 제외한 산업용 시스템에서의 사용이 배제되었다. 이러한 권선형 동기전동기의 단점을 보완하기 위하여 다이오드 정류 회로를 내장한 다양한 형태의 자여자 브러시리스 동기전동기(Self-excited Brushless Synchronous Motor)가 제안되었다 [1]-[3]. 하지만 이러한 형태의 전동기 계자 권선에는 직류뿐만 아니라, 이와 비슷한 크기의 맥동 성분이 계자 권선과 고정자 권선에 발생한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 회전자 인버터 회로를 내장한 새로운 형태의 브러시리스 동기전동기를 제안한다. 또한, 고정자 인버터로부터 회전자 인버터로의 기본적인 전력 전달 방법을 설명하고, 실험을 통해 제안된 전동기의 유효성을 검증한다.



〈그림 1〉 제안된 브러시리스 동기전동기의 구조

2. 본 론

2.1 제안된 브러시리스 권선형 동기전동기

그림 1는 본 논문에서 제안하는 회전자 인버터 내장형 브러시리스 권선형 동기전동기의 개념적인 구조를 나타낸다. 전동기의 고정자와 이와 연결된 인버터 회로는 기존의 교류 전동기의 형태와 동일하며, 회전자 내부에는 별도의 인버터를 내장한다. 전동기 구동을 위해 고정자 인버터에서 고주파 전압을 인가하면 회전자 인버터에서는 적절한 제어를 통해 회전자 인버터 직류단 전압을 유지하기 위한 전력을 전달받게 된다.

2.1.1 수학적 모델링

고정자 인버터로부터 회전자 인버터로 전력을 전달하기 위해서는 동기 주파수 이외의 고주파 성분을 이용하므로 펄스 권선이 없는 권선형 동기전동기의 형태여야 한다. 따라서 동기좌표계상의 등가회로는 그림 2과 같이 나타낼 수 있으며, 전압방정식은 (1)로 나타낼 수 있다 [4].

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= R_s i_{ds}^r + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \\ v_{qs}^r &= R_s i_{qs}^r + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \\ v_{fd} &= R_{fd} i_{fd} + \frac{d}{dt} \lambda_{fd} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^r &= L_s i_{ds}^r + L_{md} (i_{ds}^r + i_{fd}) \\ \lambda_{qs}^r &= L_s i_{qs}^r + L_{mq} i_{qs}^r \\ \lambda_{fd} &= L_{fd} i_{fd} + L_{md} (i_{fd} + i_{ds}^r) \end{aligned} \quad (2)$$

이며, 토크는 다음과 같다.

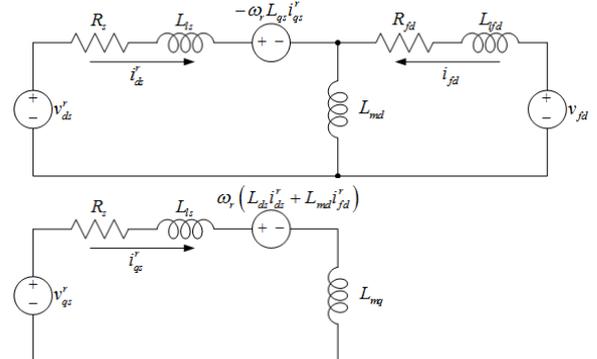
$$T_c = \frac{3}{2} P (L_{md} i_{fd} i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (3)$$

2.1.2 고정자 인버터와 회전자 인버터 사이의 전력 전달 원리

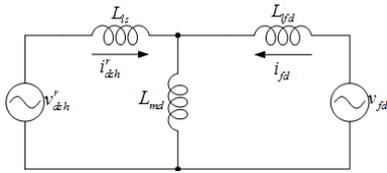
전동기가 계자 자속에 의한 토크를 발생시키기 위해서는 회전자 계자 전류(i_{fd})가 있어야 하고, 이 때 계자 권선 저항(R_{fd})에서 손실이 발생하게 된다. 따라서 이러한 손실 전력을 회전자 인버터에서 공급하여야 전동기 구동이 가능하다. 제안된 전동기 구조에서 회전자 권선이 외부와 연결되어 있지 않으므로, 비접촉 방식으로 전력이 공급되어야 한다. 인버터에 의해 구동되는 전동기의 고정자 선간 전압은 임의로 제어될 수 있으므로, 식 (4)와 같이 동기좌표계 d-축에 기본파 성분 이외의 다른 고주파 전압을 인가하여 전력 전달이 가능하다.

$$v_{ds}^r = v_{ds1}^r + v_{dsh}^r \quad (4)$$

여기서, v_{ds1}^r 은 벡터 제어를 위한 기본파 전압이며, v_{dsh}^r 은 전력전달을 위한 고주파 전압이다. 마찬가지로, 회전자 인버터 출력 전압도 기본파 전압과 고주파 전압으로 나누어 생각할 수 있다.



〈그림 2〉 브러시리스 동기전동기의 동기좌표계 d-q축 등가회로



〈그림 3〉 동기좌회계 d-축 고주파 성분 등가회로

$$v_{fd} = v_{fd1} + v_{fdh} \quad (5)$$

이 때, 고주파 전압은 임의의 형태가 가능하지만, 이는 푸리에 시리즈에 의해 여러 정현파의 합으로 표현될 수 있으므로, 본 논문에서는 식 (6)와 같이 단일 주파수 정현파를 가정한다.

$$v_{dsh}^r = V_{inj} \cos(\omega_h t) \quad (6)$$

여기서, V_{inj} 는 주입 전압의 크기이며, ω_h 는 주입 주파수를 의미한다. 전동기 등가회로는 선형이므로, 고정자 d-축 및 계자 전류도 고정자 d-축 전압과 마찬가지로 기본파와 고주파 성분으로 분리할 수 있다.

$$\vec{v}_{ds}^r = \vec{v}_{ds1}^r + \vec{v}_{dsh}^r \quad (7)$$

$$\vec{i}_{fd} = \vec{i}_{fd1} + \vec{i}_{fdh} \quad (8)$$

식 (4)-(8)을 식 (1), (2)에 대입하여 고주파 성분만을 정리하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\vec{v}_{dsh}^r = R_s \vec{i}_{dsh}^r + \frac{d}{dt} ((L_{ls} + L_{md}) \vec{i}_{dsh}^r + L_{md} \vec{i}_{fdh}) \quad (9)$$

$$\vec{v}_{fdh} = R_f \vec{i}_{fdh} + \frac{d}{dt} ((L_{fd} + L_{md}) \vec{i}_{fdh} + L_{md} \vec{v}_{dsh}^r)$$

이 주파수가 충분히 높다면, 저항에 의한 효과는 무시할 수 있고, 그림 3와 같은 등가회로를 얻을 수 있다. 여기서 두 누설 인덕턴스의 크기가 동일하다고 가정하고, 정상상태 해석을 위한 전압 페이저(phasor)를 정의할 수 있다.

$$\vec{V}_{dsh}^r = V_{inj} \angle 0 \quad (10)$$

$$\vec{V}_{fdh} = V_{fdh} \angle \alpha$$

위의 고주파 전압에 의한 계자 전류는 다음과 같이 정리된다.

$$\vec{I}_{fdh} = \frac{1}{jX_{md} \left(2 + \frac{X_{ls}}{X_{md}} \right)} \left\{ \left(1 + \frac{X_{md}}{X_{ls}} \right) \vec{V}_{fdh} - \frac{X_{md}}{X_{ls}} \vec{V}_{dsh}^r \right\} \quad (11)$$

식 (10)과 (11)로부터 회전자 인버터로 전달되는 평균 전력의 크기를 구할 수 있으며, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{fdh-IN} = - \frac{V_{inj} V_{fdh} \sin \alpha}{X_{ls} \left(2 + \frac{X_{ls}}{X_{md}} \right)} \quad (12)$$

회전자 인버터로 전달되는 전력은 주로 회전자 저항에 의한 손실을 감당하게 된다. 따라서 회전자 저항이 작을수록 전달되어야 하는 전력의 크기가 작게 되고, 전체 전동기의 효율이 높아질 수 있다. 또한, 동일한 고주파 전압에 대해 누설 인덕턴스가 작을수록 전달 가능한 전력의 크기가 크므로, 전동기 설계에 있어서 가능한 작은 회전자 저항과 누설 인덕턴스를 실현하여야 한다. 뿐만 아니라, 전력전달 과정에서 발생하는 전류맥동이 토크 맥동을 야기할 수 있으므로, 이에 대한 분석이 필요하다. 토크식 (3)으로부터 맥동성분을 분리하면 다음과 같이 표현된다.

$$T_{ch} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_{md} \vec{i}_{fdh} + (L_{ds} - L_{qs}) \vec{v}_{dsh}^r) \vec{i}_{qs}^r \quad (13)$$

그리고 고정자 d-축 전류의 고주파 성분은 다음과 같다.

$$\vec{I}_{dsh}^r = \frac{1}{jX_{md} \left(2 + \frac{X_{ls}}{X_{md}} \right)} \left\{ \left(1 + \frac{X_{md}}{X_{ls}} \right) \vec{V}_{dsh}^r - \frac{X_{md}}{X_{ls}} \vec{V}_{fdh} \right\} \quad (14)$$

토크 맥동을 줄이기 위해서는 고주파 성분의 계자 및 고정자 d-축 전류의 크기를 줄이거나 두 고주파 성분이 서로 상쇄되도록 하여야 한다. 자화 인덕턴스가 큰 경우, (12), (14)의 값이 작아지고 두 전류의 합 0에 가까워지게 된다. 즉, 두 전류가 서로 크기가 같고 위상이 반대인 고주파 전류가 된다. 따라서 자화 인덕턴스의 크기가 클수록 전력 전달 과정에서 발생하는 전류 맥동에 의한 토크 맥동의 크기가 감소하게 된다.

2.2.3 회전자 단상 인버터 회로의 구조

앞서 설명한 바와 같이, 고주파 성분을 이용하여 전력을 전달하기 위해서는 회전자 인버터에서 교류 전압을 합성하여야 한다. 단상 회로에서 교류 전압을 합성하기 위한 가장 일반적인 방법 중 하나는 풀-브릿지 인버터를 구현하는 것이다. 하지만 제안된 전동기의 회전자 전류는 계자 전류에 의한 상대적으로 큰 직류 성분과 전력전달을 위한 작은 교류 전류 성분으로 이루어지므로, 항상 단방향으로만 전류가 흐르게 된다. 따라서 불필요한 스위칭 손실과 게이트 드라이버 전력 소모를 줄이기 위해, 그림 1과 같이 대각 방향의 능동 스위치를 제거할 수 있다.

2.2.4 실험 결과

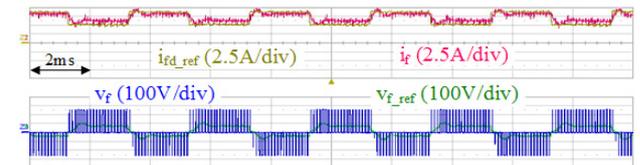
제안된 전동기 구조의 실효성을 검증하기 위해 권선형 유도기를 사용하여 실험을 수행하였다. 권선형 유도기의 제정수는 표 1과 같다. 실험 세트 구성은 유도기 고정자 권선을 전원과 연결된 3상 인버터에 연결하고, 회전자 권선 중 한 상과 중성점을 브리시와 슬립링을 통해 단상 인버터에 연결하였다. 단상 인버터회로는 회전자 인버터를 모의하기 위해 별도의 전원을 공급하지 않는다.

그림 4는 전동기가 정지된 상태에서 회전자 전류 제어 결과를 보여준다. 구현상의 편의를 위해 고주파 신호는 구형파를 사용하였다. 그림 5의 첫 번째 파형은 회전자 전류 지령과 전류를 나타내고, 두 번째 파형은 회전자 전류 제어기의 출력 전압 지령과 회전자 인버터 PWM에 의한 출력 전압을 나타낸다. 전류 지령은 계자 자속을 형성하기 위한 7A의 직류 전류와 회전자 직류단 전압을 제어하기 위한 250Hz 구형파 전류로 구성된다. 그림에서 보는 바와 같이 직류단 전압을 제어하기 위한 고주파 성분 전류와 전압의 위상이 서로 반대임을 확인할 수 있고, 따라서 전력이 회전자 인버터로 전달됨을 알 수 있다.

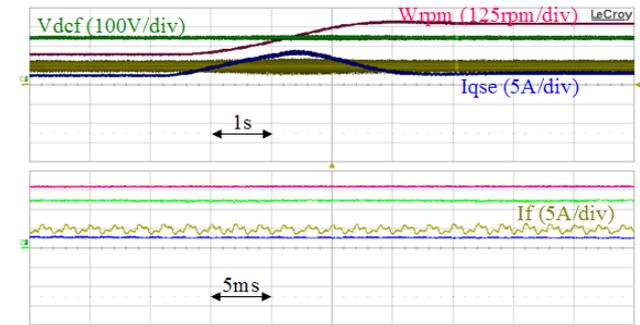
그림 5는 회전자 전류 제어를 통한 회전자 인버터 직류단 전압 제어와 동시에, 고정자 q-축 전류 제어를 통한 전동기 속도 제어 결과를 보여준다. 첫 번째 파형은 q-축 전류 변화에 따른 관성부하의 속도 변화를 보여주고 있고, 두 번째 파형은 400rpm에서의 정상상태를 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 회전자 저항 손실에도 불구하고 직류단 전압이 일정하게 유지됨을 확인할 수 있다.

〈표 1〉 실험에 사용된 권선형 유도기 전동기 제정수

상전압 정격	208V	Lm	48.9mH
전류 정격	8.8A	oLs	9.35mH
		Rs	0.6Ω



〈그림 4〉 정지 상태에서의 계자 전류 제어



〈그림 5〉 속도 제어 파형

3. 결 론

본 논문에서는 회전자 내부에 인버터를 내장한 새로운 형태의 브리시리스 동기전동기의 구조를 제안하였다. 제안된 전동기의 수학적 모델을 제시하고, 고정자 인버터로부터 회전자 인버터로의 전력 전달 원리를 설명하였다. 또한, 정상상태 해석을 통해 제안된 전동기 설계 시 고려해야 할 사항에 대해 고찰하였다. 또한, 단상 회전자에 사용될 인버터 회로의 형태를 제안하였다. 마지막으로 제안된 구조의 실효성을 실험을 통해 검증하였다.

〈참 고 문 헌〉

- [1] S. Nonaka, "Brushless Self-Excited Three-Phase Synchronous Motor Driven by Voltage Source Inverter", Electrical Engineering in Japan, Vol. 103, No. 4, pp. 81-89, 1983
- [2] J. Oyama, S. Toba, T. Higuchi, and E. Yamada, "The Characteristics of Half-Wave Rectified Brushless Synchronous Motor", Proc. of BICEM, 1987.
- [3] S. Nonaka and T. Kawaguchi, "A New Variable-Speed AC Generator System using a Brushless Self-excited Type Synchronous machine", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 28, No. 2, pp. 490-495, 1992
- [4] 설승기, 전기기기제어론, 4장, 홍릉과학출판사, 2002.