

유도 전동기 고속 운전을 위한 순시적 약자속 제어

문주영*, 이학준*, 유안노*, 홍찬욱*, 이정준*
LS산전*

Instantaneous Flux Weakening Control for High Speed Induction Machine

Jooyoung. Moon*, Hak-Jun. Lee*, Anno. Yoo*, Chanook. Hong*, Jeongjoon. Lee*,
LSIS*

ABSTRACT

팬(fan), 펌프(pump), 블로어(blower), 전기 자동차(electric/hybrid vehicle), 전동차와 같은 다양한 분야에서 3상 전동기의 고속 운전에 대한 요구가 증대되고 있다. 일반적으로 3상 전동기가 정격 속도 이상의 고속에서 운전하기 위해서는 회전자 자속(rotor flux)의 크기를 운전 상황에 따라 감소시키는 약자속(flux weakening) 제어가 필수적이다. 유도 전동기의 회전자 자속 기준 벡터 제어 시의 약자속 운전은 자속 성분 전류의 크기를 제어하여 유도 전동기의 고속 운전을 가능하게 하는데, 이러한 전류 제어 기반의 약자속 제어는 그 구조가 복잡하고, 제어가 이득 선정에 따른 동특성(dynamic)이 영향을 받는 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 이러한 단점을 개선하기 위한 순시적 약자속 제어 방법을 제안하고 3.7kW 유도 전동기를 이용한 실험을 통하여 제안된 방식의 성능을 검증한다.

1. 서론

전동기의 적용 분야가 다양해짐에 따라서 3상 전동기의 고속 운전 능력에 대한 요구 증가하고 있다. 하지만 일반적으로 정격속도 이상의 고속 영역 운전을 위해서는 회전자 자속을 감소시켜 운전하는 약자속 제어가 필요하다. 일반적으로 전동기의 속도가 증가함에 따라서 전동기의 출력 전압은 증가하는데, 제한된 직류 전압(DC-link voltage)을 갖는 인버터는 전압 합성 여유분이 줄어들게 되어 고속 운전 시 제어가 원활하지 않다. 약자속 제어는 전동기의 속도 증가에 따라 증가하는 역기전력을 적절히 제한하여 인버터에서 합성 가능한 전압 여유분을 확보하여 고속 운전 영역에서도 제어가 가능하게 하는 기법이다. 일반적으로 직류 전압의 경우, 전동기의 속도에 반비례하여 계자 자속을 감속시키면 역기전력을 제한할 수 있어 고속 운전이 가능하나 교류 전동기의 경우에는 구현이 간단하지 않다. 회전자 자속 기준 벡터 제어(vector control, field oriented control) 시, 약자속 운전 영역에서 자속 성분 전류를 감소시켜 역기전력을 제한하게 된다. 이러한 전류 제어 기반의 약자속 제어는 그 구조가 복잡하고, 제어가 이득 선정에 따라 동특성이 변화하는 문제점을 가지고 있다.

본 논문에서 제안한 방식은 약자속 운전 영역에서 토크 및 자속 제어에 필요한 지령전압을 순시적으로

계산하여 별도의 약자속 제어가 불필요한 제어 방법으로, 동일 위상 과변조 기법(Minimum-Phase-Error PWM Method)을 사용하여 약자속 제어로의 전환이 자동적으로 이루어지는 특징을 가지고 있다.

2. 기존 유도 전동기 고속 운전 기법

운전 속도가 증가함에 따라서 역기전력 성분이 커져 동일한 전류를 제어하기 위해서는 더 큰 전압이 필요로 하지만 전압이 제한되어 있으므로 역으로 제어 가능한 전류의 영역이 작아진다는 것을 의미한다. 정격 속도 이상의 고속운전을 하기 위해서는 d축 전류를 정격보다 작게 해야 하며, 이는 고속 운전을 위해서는 자속을 줄여주기 시작해야 한다는 뜻이다. 따라서, 원만한 약자속 운전을 하기 위해서는 자속 제어가 필수적이다. 자속이 적절히 제어되지 않으면 출력토크가 감소하거나 과다한 자속으로 인하여 전류 제어가 동작하지 않게 된다. 벡터 제어가 수행되는 경우, 동기속도로 회전하는 좌표계에서의 회전자 d축 자속에 대한 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} = R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds}^e - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (1)$$

식 (1)에 의거하여 자속 제어기는 비례 적분(PI) 제어기로 구성하며, 회전 좌표계 고정자 d축 전류를 통해 d축 자속을 제어한다. 여기에서 전류 제어기는 자속의 변화에 비해 빠른 동특성을 가지고 있어야 한다. 자속 제어기의 과도 특성을 향상시키기 기준 자속의 변화분을 전향 보상(Feed Forward) 하여 사용할 수 있으며, 자속 제어기의 성능을 향상시키기 위하여 대역폭을 증가시키는 경우 시스템의 불안정을 야기하므로 해당 방식은 적절한 이득 선정이 필요한 어려움과 가지고 있다.

3. 제안된 유도 전동기 고속 운전 기법

본 논문에서 제안하는 약자속 방식은 유도 전동기 전압 방정식을 통하여 필요 전압을 순시적으로 계산함으로써 별도의 자속 제어가 불필요하다.

동기 좌표계에서 d-q축 고정자 전압은 식 (2), (3)과 같이 표현되며, 고속 영역에서는 고정자 저항에 대한 저항 강하 성분은 역기전력에 비해 매우 작기 때문에 식의 간략화가 가능하다.

$$v_{ds}^{e*} = R_s i_{ds}^{e*} + p \left(\sigma L_s i_{ds}^{e*} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^{e*} \right) - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^{e*} \approx -\omega_e \sigma L_s i_{ds}^{e*} \quad (2)$$

$$v_{qs}^{e*} = R_s i_{qs}^{e*} + p \sigma L_s i_{qs}^{e*} + \omega_e \left(\sigma L_s i_{ds}^{e*} + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^{e*} \right) \approx \omega_e L_s i_{ds}^{e*} \quad (3)$$

또한 동기 좌표계 전류는 다음의 수식에 의하여 계산된다.

$$i_{ds}^{e*} = \frac{\lambda_{dr}^{e*}}{L_m} \quad (4) \quad i_{qs}^{e*} = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^{e*}} \quad (5)$$

식 (2)~(5)를 연립하면 토크 및 자속 지령으로부터 동기 좌표계 전압지령을 순시적으로 계산할 수 있다.

$$v_{ds}^{e*} = \frac{T_e^* \omega_e \sigma L_s}{\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^{e*}} \quad (6) \quad v_{qs}^{e*} = \frac{\lambda_{dr}^{e*}}{L_m} \omega_e L_s \quad (7)$$

하지만 공간 벡터 전압 변조 방식(SVPWM)을 사용하는 경우에 복소수 공간 상에서 육각형의 형태로 나타나는 전압 제한을 갖게 된다. 전동기가 고속운전을 하거나 고 부하가 인가되는 경우와 같이 전압 지령치가 육각형을 벗어나는 경우 인버터에서는 해당 전압을 정확히 생성할 수 가 없다. 이러한 영역을 과변조 영역이라 하며 과변조 영역에서는 지령전압에 대한 출력 전압의 선형이 깨지기 되므로 제어 성능이 저하된다. 따라서 전압 벡터가 육각형을 벗어나는 경우 그 크기를 육각형 내로 제한하도록 제어할 필요가 있으며 본 논문에서는 동적 과변조 기법 중에서 동일 위상 과변조 기법을 사용하였다..

위에서 설명한 방법은 정격속도 이상에서의 약자속 제어 방법을 나타내며 실제 운전에서는 약자속 판단식에 의거하여 2가지 제어 방법으로 전환되어 동작하며 약자속 판단식은 다음과 같다.

$$V_{mag} = \sqrt{(V_{qs}^e)^2 + (V_{ds}^e)^2} > \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \quad (8)$$

그림 1은 제안된 방법의 제어 블록도를 나타내며, $V_{mag} > \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ 인 경우에는 기존의 벡터 제어를 수행하고, $V_{mag} \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ 인 경우에는 제안한 약자속 제어를 수행 한다.

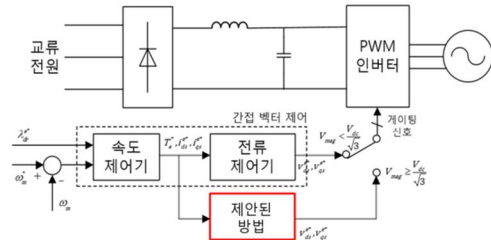


그림 1. 제안된 방법의 제어 블록도

4. 실험 결과

실험에는 3.7kW 스피들 유도 전동기(50Hz)와 5.5kW-220V 3상 인버터를 사용하였다. 그림 2는 유도 전동기 6000[rpm] 구동 시 속도 및 d축 전류 파형을 나타낸다. 그림 2(a)를 보면 벡터제어에서 제안된 고속 운전 기법으로 전환이 이루어진 것을 확인 할 수 있으며, d축 전류가 감소하는 것으로 보아 약자속이 이루어진 것을 알 수 있다. 그림 3은 d-q 전압 평면 상에서 전압 궤적을 나타낸 것으로 그림 3(b)를 보면 정격 속도 이상(3000[rpm])에서 육각형 변상으로 전압이 제한되는 것을 알 수 있다. 그림 4는 고정 좌표계 전압 파형을 나타낸다. 정격 속도 이상에서는 동일 위상 과변조 기법에 의해서 전압이 수정된 것을 확인 할 수 있다.

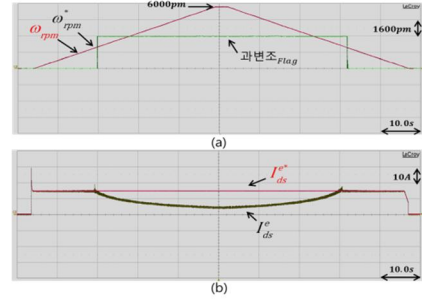


그림 2. 유도전동기 6000[rpm] 구동 실험 결과 (a) 지령속도, 실제속도 (b) 동기 좌표계 d축 전류

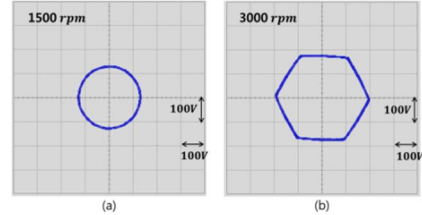


그림 3. d-q 전압 평면에 나타난 고정자 전압 궤적 (a) 운전속도 1500[rpm] (b) 운전속도 3000[rpm]

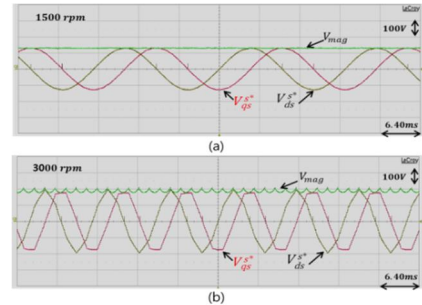


그림 4. 유도 전동기 고정 좌표계 전압 파형 (a) 운전속도 1500[rpm] (b) 운전속도 3000[rpm]

5. 결론

본 논문에서는 기존의 고속 운전에서 필요한 자속 제어기 및 전류제어기 없이 동작 가능한 순시적 고속 운전 기법을 제안하였고 실험을 통하여 정격 속도(1500[rpm])의 4배에 해당하는 6000[rpm]에서 안정적으로 구동하는 것을 확인하였다. 종래의 방식과 비교하여 전압 사용률이 우수하고 별도의 자속 제어기가 불필요 하기 때문에 구현의 편의성에 있어 장점을 가지고 있다. 운전 모드의 전환을 필요로 하기 때문에 주의가 필요하지만 본 논문에서의 실험에서는 기존의 간접 벡터 제어와 무리 없는 전환이 이루어지는 것을 확인 하였다.

참고 문헌

- [1] 김상훈. "DC, AC, BLDC 모터제어." 북두 출판사 (2010).
- [2] 설승기. "전기기기 제어론." 브레인 코리아 (2002)
- [3] Seok, Jul-Ki, and SeHwan Kim. "Hexagon voltage manipulating control (HVMC) for AC motor drives operating at voltage limits." *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*. IEEE, 2014.