

실시간 신호 주입을 이용한 매입형 영구자석 동기 전동기의 단위 전류당 최대 토크 제어

金成旻*, 薛承基†

Maximum Torque per Ampere Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor based on Signal Injection

Sungmin Kim, and Seung-Ki Sul

요 약

매입형 영구자석 동기 전동기는 높은 효율과 빠른 동특성, 넓은 정출력 운전 영역 등의 장점 때문에 다양한 산업 분야에서 각광을 받고 있다. 특히 매입형 영구자석 동기기의 단위 전류당 최대 토크(Maximum Torque Per Ampere, MTPA) 운전 방법은 전동기의 최대 효율 운전을 위해서 필수적인 운전방법이 되었다. 이론적인 MTPA 운전점은 전동기의 제 정수에 의해 결정되는데, 매입형 영구자석 동기 전동기는 온도와 운전 영역에 따라 전동기 제 정수의 변화가 심하여 정확한 MTPA 운전을 하기 위해서는 전동기의 전 운전 영역에 대한 전동기 제 정수를 미리 알고 있어야 한다. 본 논문에서는 신호 주입 개념을 도입한 새로운 MTPA 운전 방법을 제안한다. 전류에 높은 주파수의 신호를 주입하여 그 주입된 신호에 의한 반응을 확인함으로써 MTPA 운전점을 판별하게 된다. 이 방법은 전동기 제 정수 변동에 강인하며, 간단한 신호처리 과정을 통하여 MTPA 운전을 할 수 있다.

ABSTRACT

Interior Permanent Magnet Synchronous Motor(IPMSM) have gained an increasing popularity in recent years for a variety of industrial applications, because of their high power density, high efficiency and possibility of flux weakening operation. Because the efficiency of IPMSM is one of the important performance characteristic, the Maximum Torque Per Ampere(MTPA) operating method has been indispensable. In theory, MTPA operating point can be calculated using the exact values of the machine parameters. However, the values of the IPMSM parameters are known to vary widely according to the operating condition. Therefore, to operate the IPMSM in the MTPA operating point, the machine parameters should be estimated in real-time. In this paper, the new MTPA operating method based on the signal injection is presented. By injecting the high frequency current signal, the MTPA operating criteria can be calculated by measuring the input power to IPMSM. The proposed method can find the MTPA operating point with simple signal processing regardless of the parameter variation.

Key Words : IPMSM, Maximum Torque per Ampere Control, Signal Injection

1. 서 론

매입형 영구자석 동기 전동기(IPMSM: Interior Permanent Magnet Synchronous Machine)는 비교적 높은 효율과 단위 체적 당 높은 토크를 얻을 수 있기 때문에 견인 부하 등의 전동기 구동 분야에서 많은 관심과 연구의 대상이 되어 왔다.^[1] 회전자에 인입된 자석으로 인하여 원주 방향 자기저항(Reluctance)이 고르게 분포되지 않는 IPMSM의 구조 때문에, 자속축

†교신저자 : 정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 교수

E-mail : sulsk@plaza.snu.ac.kr

*정회원, 서울대 전기컴퓨터공학부 박사과정

접수일자 : 2009. 12. 30 1차 심사 : 2010. 1. 14

2차 심사 : 2010. 1. 28 심사완료 : 2010. 1. 28

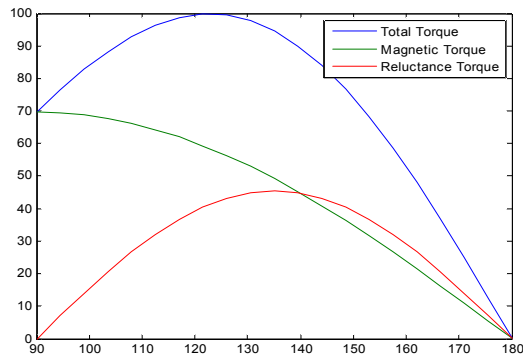


그림 1 전류각에 따른 IPMSM의 토크 분포
Fig. 1 IPMSM Torque according to the current angle

자기 회로와 토크축 자기 회로의 릴럭턴스가 서로 다르게 되어 돌극성(Saliency)이 나타나게 된다. 이러한 돌극성으로 인하여 IPMSM은 영구자석이 만드는 자속에 의한 토크(Magnetic torque) 뿐만 아니라, 릴럭턴스 차이가 만드는 릴럭턴스 토크(Reluctance torque)가 동시에 발생한다. 그림 1은 동기좌표계 전류 평면에서 전류각의 변화에 따른 특정 IPMSM의 발생 토크를 나타내고 있다. IPMSM의 토크 중 영구자석에 의한 토크는 토크축 전류의 크기에 비례하게 된다. 따라서, 전류가 토크축에만 존재하는 90°의 전류각에서 동일 전류일 때 최대 토크를 만든다. 반면, 릴럭턴스 토크는 자속축 전류와 토크축 전류의 곱에 비례하여 발생하기 때문에 자속축 전류와 토크축 전류의 크기가 같은 135°의 전류각에서 최대 토크를 발생시킨다. 따라서 영구자석에 의한 토크와 릴럭턴스 토크의 합은 전류각이 90°와 135° 사이에 있을 때 최대가 된다. 전류의 크기는 곧 동손과 관련되므로, 전동기 효율을 높이기 위해서는 같은 발생 토크에서 최소의 전류로 운전해야 한다.^[2] 이와 같은 IPMSM의 최대 효율 운전을 전류당 최대 토크 운전(MTPA: Maximum Torque Per Ampere)이라고 하며, 이에 대하여 지금까지 발표된 연구는 크게 세 가지로 구분될 수 있다.

첫째, 전동기의 제 정수를 사용하여 MTPA 운전점을 계산하는 방법이다. IPMSM이 처음 연구되었을 때 제안된 방법으로 이는 자속축 인덕턴스와 토크축 인덕턴스를 정격값으로 고정하고, 전류에 따라 MTPA 운전점을 계산하는 방법이었다.^[3] 그러나 전동기의 제 정수 중에서 인덕턴스는 전동기의 운전 상태에 따라 크게 변동하게 된다. 이러한 경우 MTPA 운전점 계산 결과는 실제 MTPA 운전점과 상당한 오차를 보이게 된다. 이를 보완하기 위해서 전동기의 넓은 운전영역

에 대해서 인덕턴스를 참조표로 작성하여 계산에 사용하거나,^[4] 전동기의 모든 운전 영역에서 전류와 토크를 측정하여 참조표를 작성하고, 그 참조표를 기준으로 MTPA 운전점을 결정하는 방법이^[5] 제안되었다. 참조표를 사용하는 방법은 산업계에서 일반적으로 사용되는 방법이나, 참조표를 만들기 위해서 전동기를 시험 장비에 연결하여 전 운전 영역에 대해서 시험해야 하는 과정을 거쳐야 한다. 뿐만 아니라 사전에 만들어진 참조표를 이용한 방법은 온도에 의한 전동기 제 정수 변화에 대응할 수 없다. 온도에 따른 제 정수 변화에 대응하기 위해서는 전동기에 온도 센서를 장착하여 특정 온도마다 위의 참조표를 각각 만들고 전동기 운전 시 실시간으로 측정되는 온도와 토크 지령 등을 기준으로 참조표에서 전류 지령을 찾아야 한다. 실제로 모든 온도에서 참조표를 작성할 수 없기 때문에 몇 가지 온도 운전점을 선택하여 참조표를 작성하고, 기타 온도에서는 작성된 참조표를 1차 근사하여 운전점을 결정하는 방법이 제안되었다.^[6]

둘째, 전동기 제 정수를 실시간으로 추정하여 MTPA 운전점을 찾을 수 있다. 전동기 제 정수를 추정하기 위해 보편적으로 사용하는 방법은 전동기의 전압 모델을 기반으로 전동기 자속을 추정하고, 추정된 자속으로부터 인덕턴스를 계산하는 방법이다. 이때 자속 추정기는 전동기 제 정수 오차에 민감하게 반응하는데, 이러한 제 정수 오차를 보상하기 위해 전류 모델과 전압 모델의 자속 차이를 이용하여 적응 제어를 기반으로 한 인덕턴스 추정 방법이 제안되었다.^[7] 그리고 전류 제어기에서 전동기 제 정수 오차로 발생하는 적분 제어기 출력 특성을 이용하여 자속 추정기의 오차를 분석하는 방법도 제안되었다.^[8] 그러나 자속추정을 기반으로 하는 제 정수 추정은 고정자 저항과 영구 자석의 쇄교 자속 오차에 대응할 수 없다. 뿐만 아니라 주로 전압 모델을 기반으로 하기 때문에 실제 전동기 운전에서 전압 출력이 작아 인버터의 dead-time이나 기타 인버터의 비선형성에 의한 영향이 큰 저속 운전에서는 추정한 제 정수의 정확성을 보장하기 어렵다.

셋째, 특정 토크에 대해서 최소 전류 운전점을 찾아가는 방법^[9,10]으로, 일정 토크 발생 구간에서 일정 패턴으로 전류 운전점을 변화시키며 최소 전류, 혹은 최소 입력 전력을 찾는 방법이다. 이러한 방법은 부하나 운전 속도가 변하지 않거나, 낮은 주파수로 부하가 변동하는 상황에서 유효하며, MTPA 운전점을 찾는 데 필요한 추적 시간이 길다는 단점이 있다.

본 논문에서는 위에서 언급한 기존의 연구들의 여러

단점을 보완하기 위하여 IPMSM의 입력 전류에 고주파 신호를 주입하여 MTPA 운전점을 찾는 새로운 방법을 제안한다. MTPA 운전점에서는 전류 지령각의 변화에 대한 토크의 변화가 없다는 특징을 이용하여, 주입된 신호에 대한 입력 전력의 반응을 보고 MTPA 운전점 여부를 파악한다.

2. 제안된 MTPA 운전점 제어 방법

2.1 IPMSM의 MTPA 운전점

IPMSM의 토크는 식 (1)과 같이 영구자석의 쇄자속에 의한 자속 토크와 자속축 릴럭턴스와 토크축 릴럭턴스의 차이에 의한 릴럭턴스 토크로 구성된다. 영구자석의 자속(λ_f)과 인덕턴스(L_{ds}, L_{qs})가 변하지 않는다면, 이론적으로 동기 좌표계 전류 평면에서 MTPA 운전점의 전류각은 식 (2)와 같이 계산된다. 식 (2)는 MTPA 운전점이 전동기 제 정수($\lambda_f, L_{ds}, L_{qs}$)와 전동기 운전 상태인 전류 크기(I_s)에 의해 결정됨을 알 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (1)$$

$$= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_f I_s \sin(\theta) + (L_{ds} - L_{qs}) I_s^2 \frac{1}{2} \sin(2\theta))$$

$$\theta_{MTPA} = \cos^{-1} \left(\frac{-\lambda_f + \sqrt{\lambda_f^2 + 8(L_{ds} - L_{qs})^2 I_s^2}}{4(L_{ds} - L_{qs}) I_s} \right) \quad (2)$$

MTPA 운전을 하기 위해서는, 동일 토크 발생 조건에서 전류 크기(I_s)가 최소가 되는 운전점을 찾아야 한다. 그림 2는 동기 좌표계 전류 평면에서 일정 토크 곡선을 표현한 것이다. MTPA 운전점은 동일 토크 곡선 위의 운전점 중에서 원점에서 가장 가까운 운전점이며, 일정 토크 곡선과 원점을 중심으로 하는 원과의 접점이다. 따라서, 전류각(θ)에 대한 토크(T_e)의 미분값은 식 (3)과 같이 MTPA 운전점에서 0이 된다. 본 논문에서는 이러한 MTPA 운전점의 고유한 특징을 이용하여 MTPA 운전점을 판별한다. 그림 2와 같이 전류각이 MTPA 운전점의 전류각보다 작을 경우에는 전류각의 변화에 대한 토크의 변화량이 양수가 되며, 반대의 경우에는 음수가 됨을 알 수 있다. 따라서 입력 전류의 크기를 일정하게 유지하면서 전류각에 작은 교류 신호를 주입하였을 때, 토크 변화 정보를 추출하여 MTPA 운전점을 판별할 수 있다.

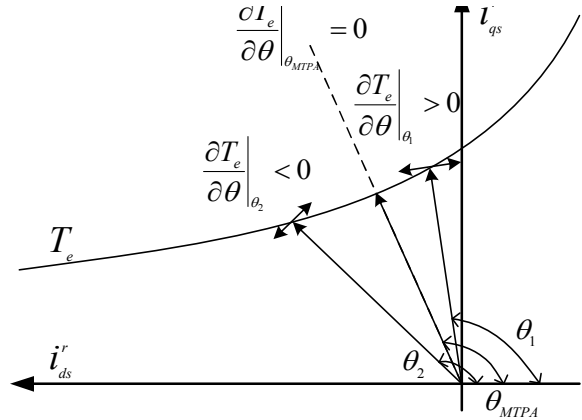


그림 2 전류 평면에서 일정 토크 곡선
Fig. 2 Locus of the constant torque in the current plane

2.2 신호 주입을 이용한 MTPA 판별

2.1절에서 설명한 MTPA 판별 방법을 사용하기 위해서는 토크 변화 정보가 필요하다. 식 (3)의 전류각 변화에 대한 토크 변화 값을 기준으로 MTPA 운전점 여부를 판별해야 한다. 그러나 전동기의 토크를 측정하는 것은 실제 시스템에서 매우 어려운 일이다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial \theta} = \frac{3P}{4} I_s \{ (L_{ds} - L_{qs}) I_s \cos 2\theta + \lambda_f \cos \theta \} = 0 \quad (3)$$

$$P_m = T_e \omega_{rm} \quad (4)$$

본 논문에서는 주입된 신호에 대한 입력 전력의 반응을 통해 토크 변화 정보를 대신하였다. 주입된 전류 각 신호가 매우 작고 주파수가 높은 경우에는 상대적으로 큰 전동기의 관성으로 인해, 토크 변화에 대한 속도 변화를 무시할 수 있다. 따라서 식 (4)에 의해 토크는 기계적 출력에 비례하게 된다.

제안된 방법은 전류각(θ)에 식 (5)와 같이 크기가 작은 고주파 신호를 주입한다. 주입된 신호의 크기 A_{mag} 는 매우 작으며, 주입된 신호의 주파수, f_h 는 300Hz 정도로 매우 높다. 전류각이 식 (5)와 같이 정의될 때, 자속축, 토크축 전류는 각각 식 (6), (7)과 같이 표현된다. 이를 전동기의 전압방정식(식 (8))에 대입하면, 입력 전력은 식 (9)를 이용하여 계산될 수 있다.

$$\theta = \theta_{avg} + \theta_h = \theta_{avg} + A_{mag} \sin(f_h \times 2\pi t) \quad (5)$$

$$i_{ds}^r = I_s \cos \theta = I_s \cos \theta_{avg} - (I_s A_{mag} \sin \omega_h t) \sin \theta_{avg} \quad (6)$$

$$= i_{dsf}^r + i_{dsh}^r$$

$$\begin{aligned} i_{qs}^r &= I_s \sin \theta = I_s \sin \theta_{avg} + (I_s A_{mag} \sin \omega_h t) \cos \theta_{avg} \\ &= i_{qsf}^r + i_{qsh}^r \end{aligned} \quad (7)$$

$$V_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_{ds} \frac{di_{ds}^r}{dt} - \omega_r L_{qs} i_{qs}^r \quad (8)$$

$$V_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_{qs} \frac{di_{qs}^r}{dt} + \omega_r L_{ds} i_{ds}^r + \omega_r \lambda_f$$

$$P_e = \frac{3}{2} (V_{ds}^r i_{ds}^r + V_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (9)$$

전류 평면에서 전류 크기는 일정하지만, 주입된 신호가 전류각을 흔들기 때문에, 이에 대한 입력 전력은 식 (10)–(13)으로 정리된다. 전류 크기가 일정하기 때문에 동손은 식 (11)과 같이 주입된 신호와 상관없이 일정하며, 전동기 인덕턴스에 의해 발생하는 자기 에너지의 시간적 변화는 식 (12)과 같이 표현된다. 토크와 직접적인 관계가 있는 기계적 출력은 식 (13)으로 표현된다.

$$P_e = P_{copper} + P_{reactive} + P_m \quad (10)$$

$$P_{copper} = R_s I_s^2 \quad (11)$$

$$\begin{aligned} P_{reactive} &= -\frac{1}{2} (L_{ds} - L_{qs}) I_s^2 A_{mag} \omega_h \sin 2\theta_{avg} \cos \omega_h t \\ &\quad + \frac{1}{2} (L_{ds} \sin^2 \theta_{avg} + L_{qs} \cos^2 \theta_{avg}) I_s^2 A_{mag}^2 \omega_h \sin 2\omega_h t \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} P_m &= \omega_r \left\{ \frac{1}{2} (L_{ds} - L_{qs}) I_s^2 \sin 2\theta_{avg} + \lambda_f I_s \sin \theta_{avg} \right\} \\ &\quad + \{ (L_{ds} - L_{qs}) I_s \cos 2\theta_{avg} + \lambda_f \cos \theta_{avg} \} I_s \omega_r A_{mag} \sin \omega_h t \\ &\quad + \frac{1}{4} \omega_r (L_{ds} - L_{qs}) I_s^2 A_{mag}^2 \sin 2\theta_{avg} \cos 2\omega_h t \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)을 통해 알 수 있는 것처럼, 기계적 출력은 기본파 성분에 의한 출력과 주입된 고주파 신호에 의한 성분으로 구성된다. 식 (13)의 두 번째 항인 주입된 신호 주파수(ω_h) 성분의 크기는 식 (3)의 전류각에 대한 토크 미분 값과 비례한다. 따라서, 기계적 출력 성분 중, 주입된 고주파 성분을 추출하여 그 값을 0이 되도록 제어하면 MTPA 운전을 할 수 있다.

입력 전력에서 기계적 출력의 주입 주파수 성분을 얻기 위해서 간단한 신호처리 과정이 적용된다. 우선 주입된 주파수 성분만을 추출하기 위하여 주입된 주파수 성분만을 추출하는 대역통과필터(Band Pass Filter)

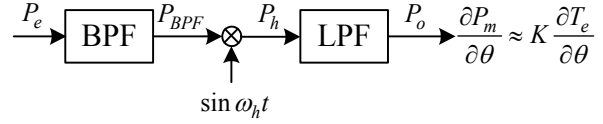


그림 3 MTPA 운전 기준 정보를 얻기 위한 신호 처리 과정
Fig. 3 Signal process to extract the MTPA criterion

표 1 IPMSM의 제 정수

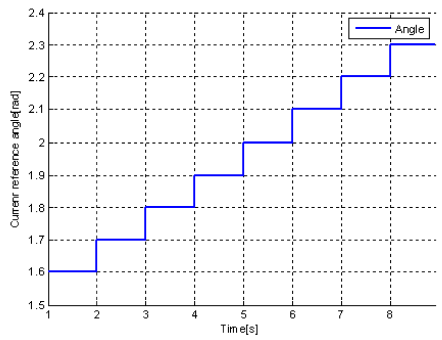
Table 1 The parameters of IPMSM

정격 출력	11kW	정격 전류	39.5Arms
정격 속도	1750r/min	고정자 저항	0.109Ω
정격 전압	170Vrms	자속축 인덕턴스	3.6mH
극 수	6	토크축 인덕턴스	4.3mH

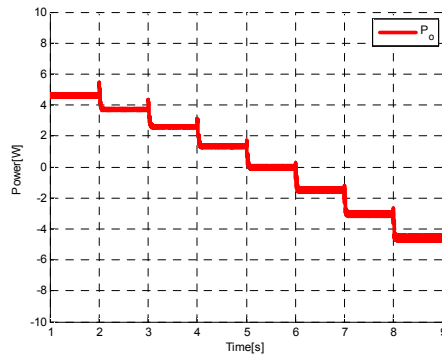
를 통해 입력 전력을 필터링한다. 필터링 된 정보는 식 (12)과 식 (13)에서 알 수 있는 것처럼 기계적 출력과 전동기 인덕턴스에 의해 발생하는 자기 에너지의 시간적 변화량이 포함된다. 그러나 기계적 출력은 주입된 신호와 위상이 동일하며, 자기 에너지의 시간적 변화량은 주입된 신호와 90° 위상차를 가지고 있음을 알 수 있다. 따라서 주입된 신호와 위상이 같은 정현파(sine wave)를 대역 통과 필터의 출력인 전력 정보(P_{BPF})에 곱하고, 다시 이에 저역통과 필터를 취함으로써, 기계적 출력에 포함되어 있는 주입된 주파수 성분(P_o)만을 취할 수 있게 된다. 그림 3은 이러한 신호처리 과정을 블록도로 간단히 나타내었다.

전류각의 변화에 대한 토크 변화를 입력 전력을 신호 처리하여 얻은 정보로 대체할 수 있음을 보이기 위하여 모의실험을 수행하였다. 모의실험에 사용된 IPMSM의 사양은 표 1과 같다.

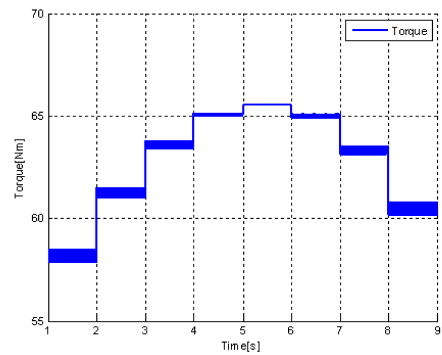
그림 4는 IPMSM이 일정 전류 크기를 유지하면서 전류각을 변화시켰을 때, 토크의 변화와 신호처리 결과를 나타내었다. IPMSM은 일정 속도로 회전하도록 외부에서 속도 제어를 하고 있다. 그림 4(a)와 같이 시간에 따라 전류각을 변화시킬 때, 제안된 신호처리 결과는 그림 4(b)와 같이 나타난다. 전류각이 그림 4(a)에서 2rad를 나타낼 때, 그림 3의 신호처리 결과(P_o)가 0이 됨을 알 수 있다. 이때 그림 4(c)는 같은 전류각에 대해서 토크를 나타낸다. 신호처리 결과가 0이 되는 2rad에서 토크가 최대를 발생함을 확인할 수 있다.



(a) 전류각 변화



(b) 전류각 변화에 대한 신호처리 결과



(c) 전류각 변화에 대한 토크 변화

그림 4 전류각 변화에 대한 신호처리 결과 및 토크 변화

Fig. 4 Signal Processing and Torque according to the current angle variation

2.3 고주파 전류 제어

주입되는 전류 신호는 전동기 제어에 필요한 기본파 성분과의 상호 영향을 최소화 하기 위해서 가능한 높은 주파수의 신호로 인가해야 한다. 이를 위해서 기본파 전류 제어기에 고주파 전류 제어기를 추가하였다.

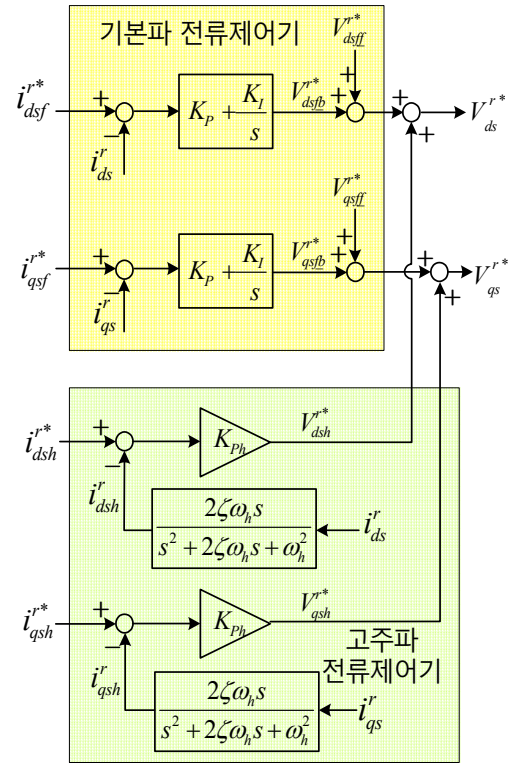


그림 5 기본파 및 고주파 전류 제어기

Fig. 5 Fundamental and high frequency current control loop block diagram

측정된 자속축, 토크축 전류로부터 대역통과필터를 통해 주입하는 주파수 성분만을 얻고, 그 성분이 고주파 전류 지령과 일치하도록 그림 5와 같이 제어기를 추가하였다. 본 논문에서는 주입 주파수를 300Hz로 설정하였으며, 주입 신호의 크기(A_{mag})는 0.02rad으로 하였다.

2.4 MTPA 제어

그림 6은 MTPA 제어를 포함하는 속도 제어 시스템을 나타낸다. 속도 제어기는 속도 지령과 실제 속도를 받아 전류 지령의 크기를 결정한다. 전류 지령의 위상각은 제한된 MTPA 제어기에 의해 결정되며, MTPA 제어기는 입력 전력을 받아 간단한 신호처리 과정을 거친 후 MTPA 운전점에 해당하는 전류각 지령을 출력한다. 신호처리 과정과 전류 지령각을 생성하는 과정은 그림 7에 표현되어 있다. 전류 지령각을 MTPA 운전점에 두기 위해서는 신호처리 결과(P_o)를 0으로 제어해야 한다. 따라서 신호처리 결과를 적분 제어기의 입력으로 하여 전류 지령각을 생성하도록 하였다.

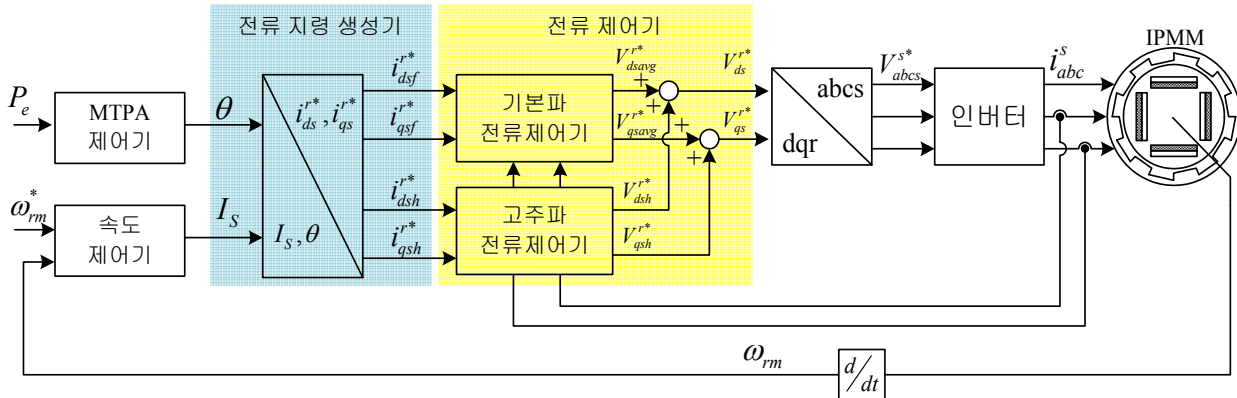


그림 6 MTPA 제어를 포함한 전체 속도 제어 구성
Fig. 6 Speed control system with MTPA control

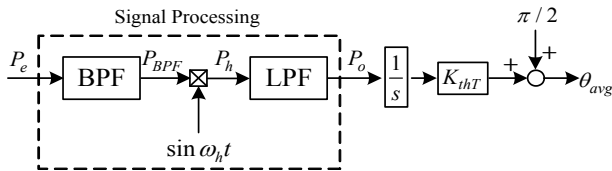


그림 7 MTPA 운전을 위한 전류 지령각 제어(MTPA 제어기)
Fig. 7 Current reference angle control of MTPA operation

3. 실험 결과

3.1 시스템 구성

제안된 MTPA 제어 방법의 타당성을 검증하기 위하여 11kW IPMSM을 대상으로 MTPA 운전 실험을 수행하였다. 실험한 IPMSM의 제 정수는 표 1과 같다. IPMSM의 MTPA 운전을 위해 그림 8과 같이

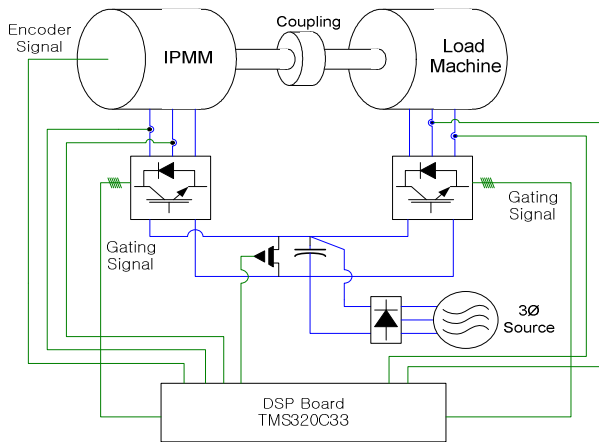


그림 8 전체 실험 시스템 구성
Fig. 8 System configuration of test set-up

IPMSM을 부하 전동기와 직결하여 MG-Set를 구성하였고 각각의 인버터는 DC-link를 공유한다. IPMSM으로 구동 운전을 하고 부하 전동기로 발전 운전을 하여 부하 토크를 발생시키는 구조이다.

3.2 실험 결과

MTPA 운전점을 측정하기 위하여, 전동기 전 영역에 대한 운전점을 측정하였다. 부하 전동기로 일정 토크를 인가하고, IPMSM으로 일정 속도 제어를 수행하였다. 전 운전영역에서 운전점을 찾기 위해 부하 토크를 5Nm에서 45Nm으로 증가시키며 실험하였다. 이때 IPMSM의 전류 지령각을 1.6rad에서 2.3rad로 증가시키고, 각 전류 지령각에 대해서 사용된 전류의 크기를 측정하였다. 부하 토크가 일정할 때 전류 크기가 가장 작은 운전점이 MTPA임을 알 수 있다.

그림 9는 IPMSM을 900r/min 속도제어를 했을 경우의 실험 결과이다. 그림 9에서 MTPA 운전점 추적 결과는 제안된 방법으로 전동기를 운전하였을 경우의 운전점이다. 그림 9에서 알 수 있는 것처럼 모든 부하에 대해서 제안된 방법은 최소의 전류 크기로 운전하도록 제어하고 있다. 그림 10은 위와 동일한 실험 조건에서 전동기 속도를 1750r/min으로 제어하였다. 이 경우에는 부하 토크를 5Nm에서 35Nm까지 5Nm마다 실험하였다. 그림 10의 MTPA 운전점 추적 결과가 보여주는 것처럼, 제안된 방법이 모든 부하 조건에서 전류 크기가 최소인 운전점에 있음을 확인할 수 있다.

제안된 방법의 성능을 연속적인 실험 파형으로 확인하기 위하여 그림 11과 같이 실험하였다. 우선 부하 토크가 35Nm인 조건에서 IPMSM은 1700r/min 일정 속도 제어를 하고 있다. 이때 제안된 MTPA 운전을 하지 않은 상황에서 전류 지령각을 1.58[rad]에서

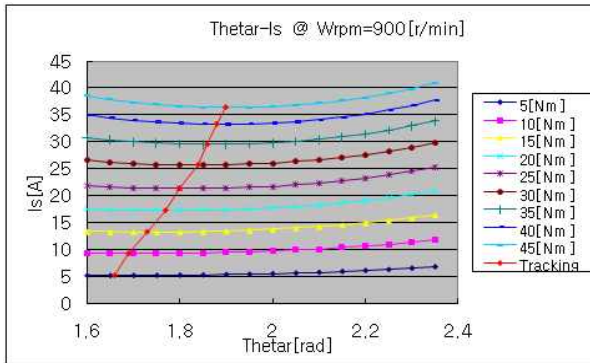


그림 9 부하에 따른 전류 지령각과 전류 크기 관계 (900r/min)

Fig. 9 Current phase angle and magnitude according to the load torque at 900r/min

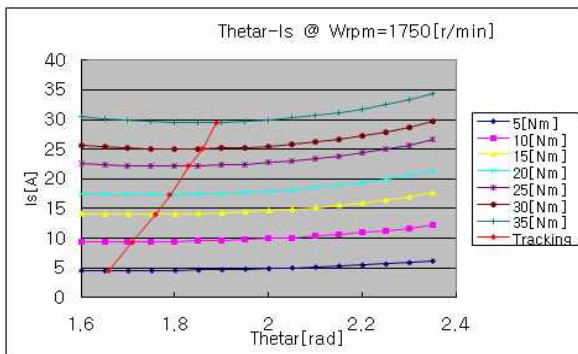


그림 10 부하에 따른 전류 지령각과 전류 크기 관계 (1750r/min)

Fig. 10 Current phase angle and magnitude according to the load torque at 1750r/min

1.98[rad]까지 변화시키며 전류 크기를 측정하였다. 그 후, 신호를 주입하여 신호처리 결과(P_o)가 특정 값을 갖게 됨을 보이고, 약 10초 후 MTPA Tracking을 시작하였다. Tracking을 시작하면 아주 짧은 시간에 P_o 를 0으로 제어하면서 MTPA 운전점을 찾게 된다. 그림 11을 보면, 전류 지령각을 천천히 변화시킬 때, 전류 크기가 최소가 되는 지점은 1.85[rad] 부근이었다. 다시 전류 지령각을 1.58[rad]에 위치시키고 제안된 방법을 적용하면, 제어된 전류 지령각은 1.89[rad]에 위치함을 확인할 수 있다. 실제 MTPA 운전점보다 0.04[rad]의 미소한 차이를 보이나, 전류 크기는 실제 MTPA 운전점에서의 크기와 차이가 거의 없음을 알 수 있다.

다음으로, 제안된 방법의 부하 변동에 대한 반응을 보기 위하여 부하 토크가 25Nm에서 35Nm까지 0.5Hz

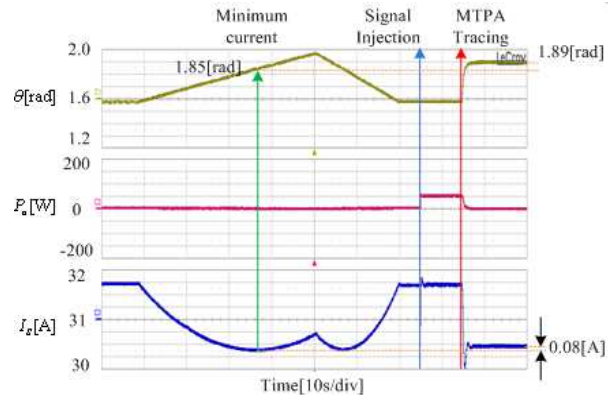


그림 11 전류 지령각, MTPA 신호처리 결과, 전류 크기(1700r/min, 35Nm)

Fig. 11 Current angle, MTPA signal processing result, current magnitude at 1700r/min and 35Nm

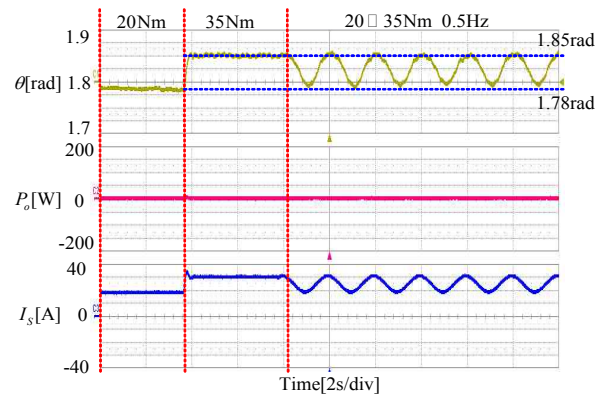


그림 12 전류 지령각, MTPA 신호처리 결과, 전류 크기(운전속도: 1750r/min, 부하 토크: 0.5Hz, 25-35Nm)

Fig. 12 Current angle, MTPA signal processing result, current magnitude at 1700r/min and load torque 0.5Hz, 25-35Nm variation

로 흔들리는 조건으로 MTPA 운전점을 찾아보았다. 그림 12에서 나타나는 것처럼, 1750r/min로 속도 제어 하면서 부하를 20Nm에서 35Nm로 0.5Hz의 주파수의 정현파로 변화시켰다. 20Nm의 부하를 인가할 경우 제안된 방법은 1.79rad를 MTPA로 추정하며, 35Nm에서는 1.85rad를 추정한다. 부하를 변동시키면, 제안된 방법은 부하의 변동에 따라 MTPA 운전점을 잘 추정함을 확인할 수 있다.

제안된 방법의 속도 변화에 대한 성능을 확인하기 위하여 그림 13과 같이 35Nm의 부하토크 조건에서 1100r/min에서 1750r/min으로 속도를 변화시켰다. 속도의 변화에도 부하 토크가 크게 변하지 않기 때문에 제안된 방법은 운전 토크에 대한 MTPA 운전점을 1.85rad로 유지함을 확인할 수 있다.

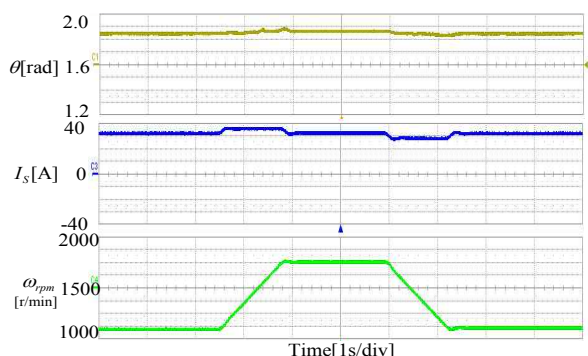


그림 13 운전 속도 변화에 따른 전류 지령각, 전류 크기, 운전속도(1100→1750→1100r/min 부하토크: 35Nm)
 Fig. 13 Current angle, current magnitude, speed 1100 →1750→1100r/min at load torque 35Nm.

4. 결 론

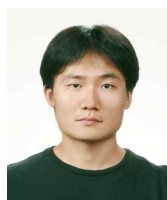
본 논문에서는 IPMSM의 최대 효율 운전을 위한 새로운 MTPA 제어 방법을 제안하였다. IPMSM의 MTPA 운전점에서는 전류각 변화에 대한 토크의 변화가 0이라는 특징을 이용하였다. 전류각에 작은 고주파 신호를 인가하고 그에 대한 토크의 변화 정보를 계산하여 MTPA 여부를 판별한다. 실제 토크 변화 정보를 측정하거나 계산할 수 없기 때문에, 입력 전력 정보를 간단한 신호처리 과정을 거쳐 사용하였다. 제안된 방법은 전동기 제 정수의 변화에 강인할 뿐 아니라, 참조표가 필요하지 않다. 온도 등의 외부 요인에 의한 제 정수 변화에도 무관하게 MTPA운전이 가능하며, 주입 신호의 주파수가 매우 빠르기 때문에 부하 변화 및 운전 속도의 변화에도 강인하다.

참 고 문 헌

[1] N. Bianchi, and T. M. Jahns, Design, Analysis, and Control of Interior PM Synchronous Machines, Tutorial course notes of IAS2004, 2004.
 [2] T. M. Jahns, G. B. Kliman, and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-22, No. 4, pp. 738-747, Jul./Aug. 1986.
 [3] S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa, "High performance servo drive system of salient pole permanent magnet synchronous motor", in *IEEE1991 Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 463-468, 1991.
 [4] S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda, "Effects and

compensation of magnetic saturation in flux-weakening controlled permanent magnet synchronous motor drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 30, No. 6, pp. 1632-1637, Dec. 1994.
 [5] B. H. Bae, N. Patel, S. Schulz, and S. K. Sul "New Field Weakening Technique for High Saliency Interior Permanent Magnet Motor", in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting.*, Vol. 2, pp. 898-905, 2003.
 [6] 김연수, "매입형 영구 자석 동기 전동기의 온도에 따른 제어 특성에 관한 연구", 석사학위논문, 서울대학교, 2007.
 [7] Y. Jeong, S. K. Sul, S. Hiti, and K. M. Rahman "Online Minimum-Copper-Loss Control and Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for Automotive Application", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 42, No. 5, pp. 1222-1229, Sep./Oct. 2006.
 [8] A. Yoo, and S. K. Sul, "Design of flux observer robust to interior permanent-magnet synchronous motor flux variation", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 45, No. 5, pp. 1670-1677, Sep./Oct. 2009.
 [9] Z.Q. Zhu, Y.S. Chen, and D. Howe "Online optimal flux-weakening control of permanent-magnet brushless AC drives", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 36, No. 6, pp. 1661-1668, Nov./Dec. 2000.
 [10] 이광운, "영구자석 동기전동기의 단위 전류당 최대 토크 운전 점 추적 제어", *전력전자학회 논문지*, 제12권 제4호, pp. 291-299, 2007. 8.

저 자 소 개



김성민(金成旻)

1980년 7월 18일생. 2003년 서울대 전기공학부 졸업. 2009년 동 대학원 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2009년~현재 동 대학원 전기컴퓨터공학부 박사과정.



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1986년~1988년 University of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 일본 Yaskawa Electric Corp. 상임연구고문. 1991년~현재 서울대 전기컴퓨터공학부 교수. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 2008년~현재 기초전력연구원 원장.