

특집 : 초고속 전동기 기술

초고속 전동기 제어 기술

설 승 기

(서울대 전기컴퓨터공학부 교수)

초고속 전동기의 디지털 제어시 발생하는 여러 문제점과 제어상의 유의점에 대해 언급한다. 신호 지연과 출력 주파수에 비해 낮은 샘플링주파수에 따른 제어 불안정 현상과 샘플링 오차의 발생을 소개하고 이러한 불안정성과 오차를 최소화하는 제어 방법을 소개한다. 또 초고속 전동기 운전 시 속도 측정의 어려움에 대해 언급하고 이를 극복하기 위한 위치/속도 센서 없는 제어 기법을 소개한다. 급가속 성능을 향상하기 위해 위치 센서로써 홀센서를 사용할 경우 홀센서에 의한 위치 측정 오차를 최소화하는 관측기 설계에 대해 언급한다.

1. 서론

공기베어링, 자기베어링 기술의 발전에 따라 초고속전동기가 실용화 되고 있다. 초고속 전동기는 터보 컴프레서, 원심분리기, 정밀 가공용 드릴링 머신, 관성에 의한 에너지 저장 장치의 구동용으로 활용 되고 있다. 최근에는 그림 1에 보인바와 같이 70,000r/min의 최대 운전 속도를 가지는 130kW급 공기압축기가 국내에서 상용화되고 있으며^[1], 연료전지의 공기 공급기로 120,000r/min의 최대 운전 속도를 가지는 15kW급 전동기 및 구동 시스템이 개발된바 있다^[2]. 이러한 전동기를 구동하는 인버터의 경우, 전동기의 극수가 2극이라

하더라도, 인버터 출력 주파수, f_p 가 1kHz를 넘어서게 된다. 그러나 수십kW 이상의 정격 용량을 가지는 인버터의 경우, 통상 IGBT가 스위칭 소자로 사용되기 때문에 스위칭 주파수

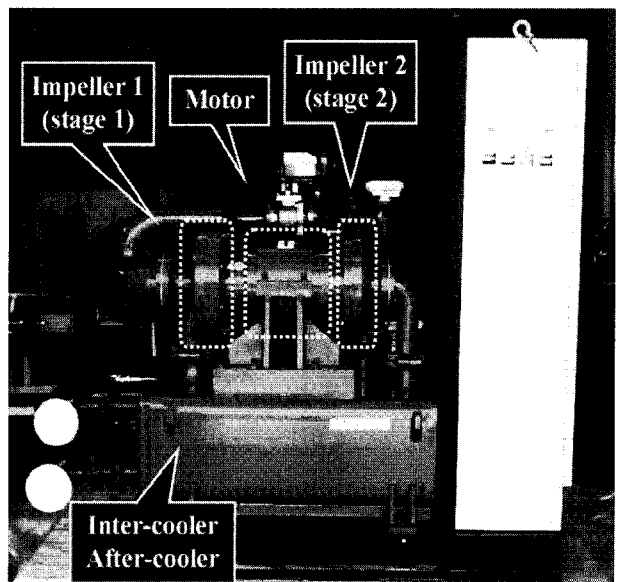


그림 1 130kW, 70,000r/min 공기압축기

가 10kHz 내외로 제한된다. 따라서 초고속 전동기의 최대 운전 속도 부근에서는 인버터의 출력 주파수에 비해 스위칭 주파수가 낮아지므로, PWM 및 디지털 제어를 위한 신호 샘플링에 오차가 발생하게 된다^[3]. 이러한 현상은 하이브리드 자동차의 견인용 전동기와 같이 큰 극수를 가지는 전동기 구동 시스템에서도 발생한다. 전동기의 극수가 16 극 이상인 경우, 최대 운전 속도가 10,000r/min 정도라 하더라도 인버터의 출력 주파수가 1kHz를 넘어서게 되기 때문이다^[4]. 또한 위와 같이 스위칭 주파수와 출력 주파수의 비가 15 이내로 줄어드는 경우, 디지털 전류 제어기의 안정성이 확보되지 못해 구동 시스템이 과전류로 정지하게 되거나, 비록 전동기가 구동된다 하더라도 d-q 축간의 상호 간섭으로 인하여 전류 제어 성능이 크게 떨어지게 된다^[1]. 본고에서는 이러한 고속전동기 구동 시스템, 또는 보다 일반적으로는 출력주파수, f , 와 샘플링 주파수, f_s 의 비가 크지 않은 경우(수십 분의 1이내)에 나타날 수 있는 여러 제어 상의 문제점과 이를 해결하는 방법을 소개하고자 한다.

위와 같은 문제들 외에도, 고속 전동기의 경우 여러 기계적 이유로 회전자에 엔코더, 레졸버와 같은 위치/속도 측정 장치를 부착하기가 어렵다. 이 경우 저속에서의 지속적인 운전이 필요 없다면 센서레스 제어 방법을 활용할 수 있다. 만약 급가속 특성이 요구되는 응용의 경우 간단한 홀소자를 고정자에 부착하여 회전자 자극 위치를 판단함으로써 비교적 용이하게 회전자 위치를 측정할 수 있으나 이 경우 낮은 위치 분해능과 홀센서 부착 위치 오차에 의한 제어 상의 문제점을 극복하여야 한다.

2. 디지털 제어에 의한 시지연의 문제

전류 제어기의 디지털 구현에는 전류 샘플링으로부터 제어 연산을 거쳐 펄스폭 변조(PWM)에 의해 전압이 출력될 때까지의 시지연이 불가피하게 발생한다. 일반적으로 전류 제어를 위한 연산을 위해 1 샘플링 주기가 지연된다. PWM 발생을 위한 시지연은 그 특성상 분석이 난해한 반면, 가장 일반적으로 많이 쓰이는 공간 벡터 PWM의 경우 유효 전압을 중심부분에 위치시키는 특성을 고려할 때 PWM 주기의 반을 지연 시간으로 보는 것이 효과적인 근사라 할 수 있다^[5]. 따라서 전류 샘플링으로부터 전압 출력까지 약 1.5배의 샘플링 시간에 해당하는 시지연이 발생하게 된다. 동기 좌표계 전류 제어기의 경우 이 지연 시간 동안 기준 좌표축이 이동하게 되고, 이를 고려하지 않을 경우 출력전압의 위상과 크기에 오차가 발생한다. 이러한 오차는 출력 주파수에 대한 샘플링 주파수가 충분히 큰 경우에는 무시될 수 있으나, 그렇지 않은 경우 지연 시간 동안의 기준 좌표계의 이동으로 인하여 제어 시스템이 불안정하게 되는 경우도 발생할 수 있다. 또 샘플링

주파수가 출력 주파수에 비해 충분히 크지 못할 경우 샘플링 자체에 의한 오차가 발생한다.

2.1 좌표계 이동에 의한 제어상의 문제와 그 대책^[6]

그림 2와 같이 비례적분 제어기로 구성된 동기 좌표계 전류 제어기의 경우, 실제 전동기와 PWM 인버터는 정지좌표계에서 동작함에도 불구하고 전류제어기는 제어 특성의 향상을 위하여 동기좌표계에서 구현된다. 이 경우 동기 좌표계의 기준각은 전동기의 회전에 따라 변화하는데, 디지털 제어기는 그 특성상 한 샘플링 주기 동안의 기준각이 일정한 것으로 가정하고 제어알고리즘을 구현하게 된다. 따라서 이러한 가정이 유효하지 않은 경우, 즉 동기 좌표계의 기준각이 빠른 속도로 회전하는 경우 이에 따른 각 오차, 전류 샘플링 오차, 전압 합성오차 등에 의해 전류 제어 특성이 크게 나빠지고, 최악의 경우 과전류로 시스템이 정지하게 된다.

그림 3은 디지털 제어기에서 샘플링 된 정보가 제어기 출력으로 나가기까지의 과정을 도시한 것이다. 그림 3에서 도시된 바와 같이 디지털 제어기로 구동되는 PWM 인버터는 매 샘플링 주기가 시작할 때마다 전류 정보가 샘플링 되어 갱신되고, 갱신된 전류 정보에 의해 전류 제어기 알고리즘이 계산된 후 다음 샘플링 주기가 시작하기 전까지 PWM 전압 지령 정보가 갱신되며, 다음 샘플링 주기가 시작될 때 갱신된 전압 지령에 따라 실제 인버터 출력 전압이 갱신되게 된다. 이때 시스템의 시지연은 제어 소프트웨어 연산을 위한 1 샘플링 주기, T_s 와 PWM 출력의 평균 지연 시간인 0.5 샘플링 주기를

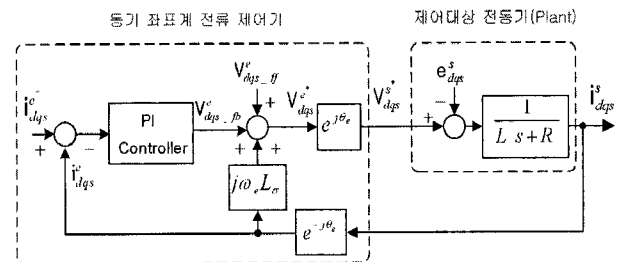


그림 2 동기좌표계 전류제어기 블록도

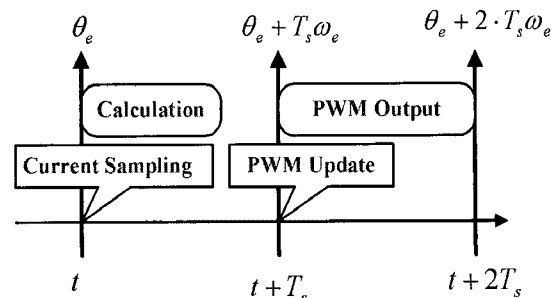


그림 3 전류 샘플링과 PWM 출력의 시간 순서도

합쳐 1.5 샘플링 주기가 된다. 그 동안 동기 좌표축은 이동하게 되어 원래 전류 제어기가 출력하려던 동기 좌표계 전압과 실제 출력되는 동기 좌표계상의 전압에는 위상과 크기의 차이가 생기게 된다.

만약 $1.5T_s$ 동안의 회전자계 속도 $\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e$ 가 일정하다고 가정할 때, $t + T_s$ 로부터 $t + 2T_s$ 동안 출력되는 전압을 정지 좌표계에서 표현하면 그림 4와 같다. 이것을 한 샘플링 주기 동안의 평균값으로 계산하면 다음과 같다.

$$V_{dqs}^{s*} = \frac{1}{T_s} \int_{T_s}^{2T_s} V_{dqs}^{e*} e^{j(\omega_e \tau + \theta_e)} d\tau$$

이를 원래 출력하려던 전압 V_{dqs}^{e*} 과 비교하면 다음과 같다.

$$V_{dqs}^{s*} = K(\omega_e, T_s) e^{j(1.5T_s \omega_e + \theta_e)} V_{dqs}^{e*}$$

여기서 $K(\omega_e, T_s) = \frac{2}{\omega_e T_s} \sin\left(\frac{\omega_e T_s}{2}\right)$ 이다.

이상을 요약하면 $1.5T_s$ 동안의 시지연으로 인하여 전압 지령치에는 $|1 - K(\omega_e, T_s)|$ 만큼의 크기 오차와 $1.5T_s \omega_e$ 에 해당하는 위상 오차가 생기게 된다. 이러한 크기와 위상의 오차는 다음과 같은 보상 함수를 전류 제어기 출력에 곱하여 계산함으로써 제거될 수 있다.

$$f_c = K(\omega_e, T_s) e^{j(1.5T_s \omega_e)}$$

스위칭 주파수와 출력 주파수의 비가 15일 때 $|1 - K(\omega_e, T_s)|$ 로 인한 크기 오차는 1% 이내이므로 무시될 수 있으나 $1.5T_s \omega_e$ 에 의한 위상 오차는 비가 15에 이르더라도 36°가 되어 제어에 큰 영향을 준다. 이러한 문제점은 앞에서 구한 보상함수를 전류 제어기에 삽입한 그림 5의 제어 블록도를 이용함으로써 극복할 수 있다.

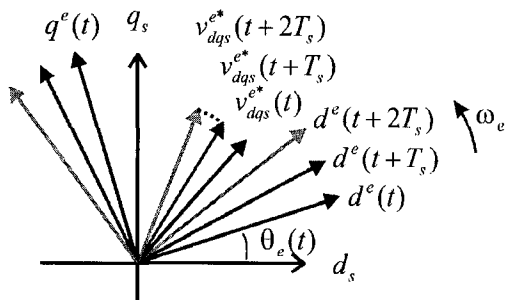


그림 4 시간의 진행에 따른 동기 좌표계의 이동

2.2 전류 샘플링 오차의 발생과 그 보상⁽⁴⁾

샘플링 주파수와 출력 주파수의 비가 작을 경우 위에서 언급한 바와 같이 좌표계의 이동에 의한 각과 크기를 보상 함수에 의해 보상하더라도 샘플링 된 전류가 샘플링 주기 동안의 평균 전류와 차이가 생기게 된다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 전동기 구동 시스템에서 샘플링 된 회전자 위치에 동기된 d-q 축 전류를 살펴보면, 그림 6에 표시한 바와 같이 샘플링 주파수와 출력 주파수의 비가 25에 이르더라도 샘플링 된 전류는 실제 전류의 최대치 또는 최소치를 샘플링하게 된다. 이를 전류 평면에서 나타내면 그림 7과 같다. 샘플링 된 전류는 전류 평면상에서 전동기에 흐르는 실제 전류의 궤적의 평균값으로 보기에는 큰 오차를 가지고 있다.

영구 자석 동기 전동기의 경우 실제 전류의 평균값과 샘플링 한 전류값의 차이 Δi_{ds}^r , Δi_{qs}^r 는 다음과 같이 전동기의 제정수와 출력 주파수, 전압의 함수로 표시 될 수 있다⁽⁷⁾.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r \\ \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix} = \left(\frac{f_s}{\pi f_r} \sin\left(\frac{\pi f_r}{f_s}\right) - 1 \right) \frac{1}{R^2 + (2\pi f_r L)^2} \begin{bmatrix} R & 2\pi f_r L \\ -2\pi f_r L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds}^{r*} \\ V_{qs}^{r*} \end{bmatrix}$$

따라서 위의 오차만큼의 전류를 샘플링 된 전류에 더함으로써 평균 전류를 샘플링 할 수 있다. 그림 8에 이렇게 보상된

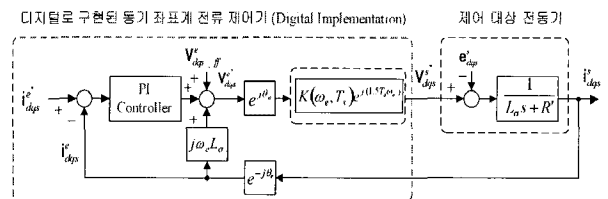


그림 5 디지털 제어에 의한 시지연을 보정한 전류 제어기

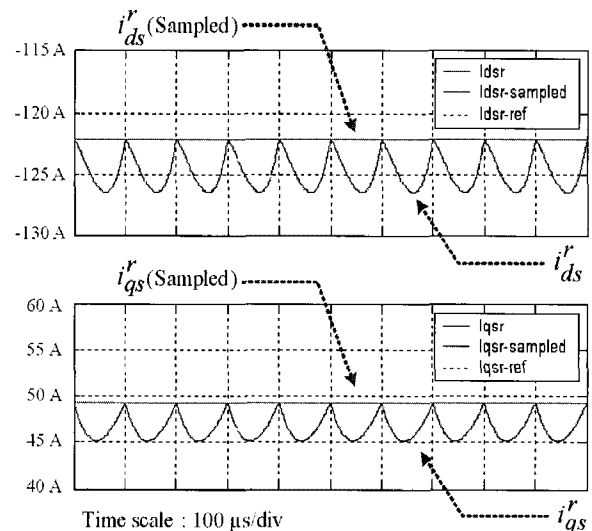


그림 6 전류 샘플링 결과 ($f_s = 10\text{KHz}$, $f_r = 400\text{Hz}$)

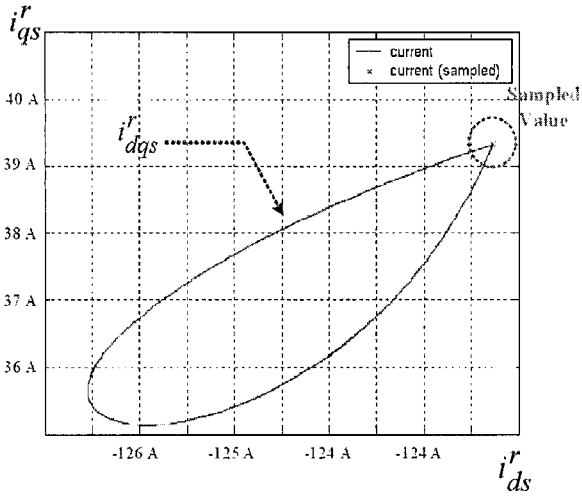


그림 7 전류 평면상에서 실제 전류 궤적과 샘플링 된 전류

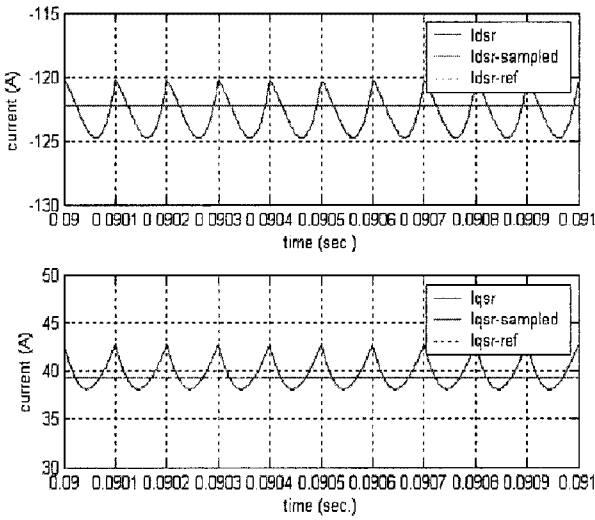


그림 8 보상 후의 전류 샘플링 결과

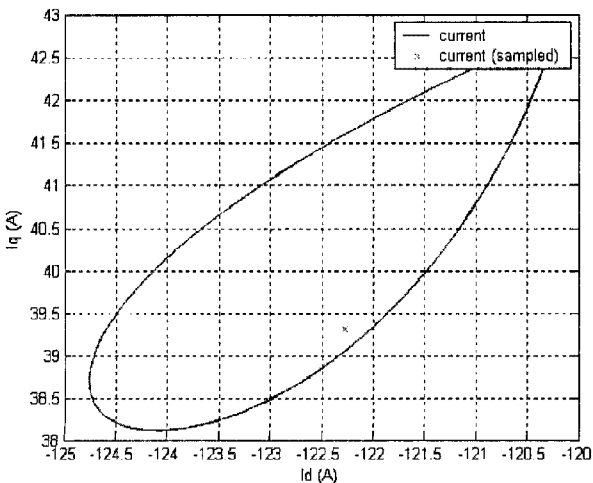


그림 9 전류 평면에서 본 보상 후의 전류 샘플링

전류를 시간축에 대해 표시하였고 그림 9에 이를 전류 평면에 표시하였다.

3. 고속 전동기 속도 제어의 문제

3.1 센서리스 제어⁽¹⁾

고속 회전 전동기의 경우 회전자에 위치 측정 장치를 부착하기 힘들다. 대개의 고속 전동기는 팬, 블로워 등에 이용되므로 저속에서의 지속적인 운전이나 저속에서 부하 응답 특성이 필요 없다. 이 경우 역기전력에 기반한 센서리스 제어 기법을 활용할 수 있다. 그림 10에 이러한 역기전력을 이용한 센서리스 속도 제어기의 블록도가 나타나 있다. 이러한 제어 방법은 스위칭 주파수 15kHz, 샘플링 주파수 30kHz이고 출력 주파수가 1.2kHz인 공기압축기에 적용하여 상용화되었다. 표면 부착형 영구자석 전동기(SMPMSM)의 경우 통상 동기좌표계 d축 전류를 0으로 제어함으로 아래와 같이 d축 전류제어기 출력을 각 오차로 간주할 수 있다.

$$V_{ds_fb}^r \approx V_{ds_error}^r \approx \omega_r \lambda_f \sin \theta_{err} \approx \omega_r \lambda_f \theta_{err}$$

d축 전류 제어기 출력을 추정된 속도와 전동기 정수 λ_f 로 나눈 후 이를 비례적분 제어기의 입력으로 하고 비례적분(PI) 제어기의 출력을 추정 회전자 각속도, $\hat{\omega}_r$ 로 두면, 비례적분 제어기는 θ_{err} 를 0으로 만들기 위해 회전자 속도를 조절하게 된다. 제어를 위한 추정각 $\hat{\theta}_r$ 은 $\hat{\omega}_r$ 을 적분함으로써 손쉽게 구할 수 있다.

이러한 센서리스 제어 기법은 통상적인 제어 범위(정격 속도의 수 % 이상의 속도범위, 수십 rad/s 이하의 속도 제어 대역폭)에서 비교적 외란에 관계없이 우수한 제어 성능을 나타낸다. 이 방법은 역기전력과 전동기 모델에 의존하여 제어하므로 정지 및 저속 영역에서의 지속적인 제어는 불가능하다. 정지 상태에서의 기동(starting)을 위해서는 일정 크기(정격 전류 또는 전류 제한 값)의 대칭 3상전류를 인가하여 부하의 관성과 기동 토크를 고려한 낮은 주파수로 회전자계를 형성

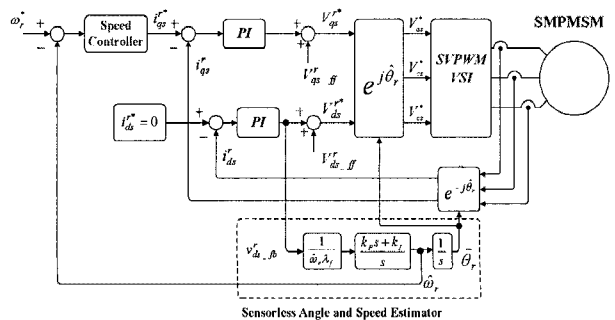


그림 10 센서리스 제어 블록도

하고 일정시간 동안 이를 인가하여 회전자를 회전 자속에 동기 시킨 후, 천천히 가속하여 일정 속도를 지나면 그림 10의 제어 기법으로 전환한다. 기동시에 부하가 급변하거나 빠른 가감속이 필요할 경우 이러한 센서리스 제어기법은 적용되기 어렵다.

3.2 홀센서에 의한 제어⁽²⁾

빠른 가감속이 필요하거나 저속에서 부하가 급변할 경우 회전자에 위치/속도 측정 장치를 부착하여 회전자의 위치를 파악하고 이를 기준으로 제어하여야 한다. 통상 회전자 위치를 알기 위해 사용하는 엔코더나 레졸버는 고속으로 회전하는 회전자에는 기계적 문제로 부착이 어렵다. 통상 고속 전동기의 회전자 위치 측정을 위해서는 회전자에 자석을 삽입하고 자석에서 발생하는 자속을 고정자에 부착한 홀센서로 측정하는 방법이 널리 쓰인다. 이 경우 1회전당 6개의 펄스를 얻을 수 있어 이를 근거로 회전자의 위치를 +/-30°의 오차로 알아낼 수 있으나, 위치 정보의 분해능이 매우 낮다. 이로 인하여 전동기의 전류 리플이 커질 수 있으며, 전동기의 토크에도 맥동이 생길 수 있다. 이러한 현상을 방지하기 위해, 홀센서를 통해 얻는 각 정보를 보간(interpolation)해 주어야 한다. 또한 고정자에 부착된 홀센서의 부착 오차 또는 동작 조건에 따라 변하는 홀센서의 특성으로 인하여 회전에 따라 각 오차가 발생함으로 이를 적절히 보상할 필요가 있다. 초고속 전동기를 급가속 할 경우 인버터가 인가할 수 있는 전압의 제한으로 인하여 약자속 제어가 필요하다. 약자속 제어가 원활하게 이루어지지 않으면 전동기의 출력 토크가 크게 제한될 수 있으며, 심한 경우에는 시스템이 불안정(unstable)해질 수도 있다.

3.2.1 전차원 속도 관측기

홀센서를 이용한 고속 전동기 속도 제어 시스템에서 전차원 속도 관측기(full order speed observer)를 적용할 경우, 홀센서의 각 정보를 구동시스템의 동적 모델을 이용하여 보간함으로써 홀센서가 가지는 낮은 분해능과 센서 부착 오차를 효과적으로 극복할 수 있다. 그림 11에 전차원 속도 관측기의

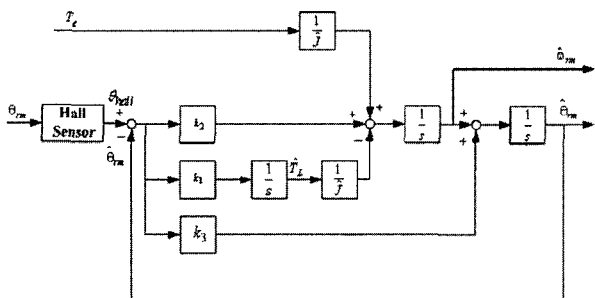


그림 11 홀센서를 이용하는 전차원 속도 관측기

블록도가 나타나있다.

관측기의 입력인 θ_{hall} 은 전동기의 기계적인 1회전마다 6번씩 갱신되므로, 이를 순시적으로 표현하면 계단 모양의 파형으로 나타나게 된다. 관측기가 이 신호를 그대로 추종하는 경우 세 개의 관측 상태 모두에 동작주파수의 6배에 해당하는 고조파가 발생하므로, 관측기의 동특성을 적절히 제한하여 이러한 고조파의 크기를 제한할 필요가 있다. 이때의 고조파 리플은 전동기 자체의 토크-속도 방정식에서는 표현되지 않는 것이다. 따라서 관측기에서 전향 보상(feed-forward)방인 전동기 출력 토크를 제외한 나머지 부분의 동특성을 알아볼 필요가 있다. 전향 보상을 제외했을 때($T_e = 0$), 이 관측기의 전달 함수를 구하면 다음과 같다.

$$\left. \frac{\hat{\theta}_{rm}}{\theta_{rm}} \right|_{T_e=0} = \frac{k_3 s^2 + k_2 s - \frac{k_1}{\hat{J}_m}}{s^3 + k_3 s^2 + k_2 s - \frac{k_1}{\hat{J}_m}}$$

$$\left. \frac{\hat{\omega}_{rm}}{\omega_{rm}} \right|_{T_e=0} = \frac{s \left(k_2 s - \frac{k_1}{\hat{J}_m} \right)}{s^3 + k_3 s^2 + k_2 s - \frac{k_1}{\hat{J}_m}}$$

즉, 전동기 발생 토크, T_e ,의 영향을 고려하지 않으면 관측기는 저역 통과 필터와 같은 동특성을 보이게 된다. 따라서 관측기의 이득을 적절하게 조절하여 운전주파수 6배의 고조파를 차단할 수 있다.

3.2.2 약자속 제어기

그림 12에 나타낸 약자속 제어기는 전류 제어기의 출력 전압과 PWM으로 인한 전압 제한에 의해 발생하는 인버터 실

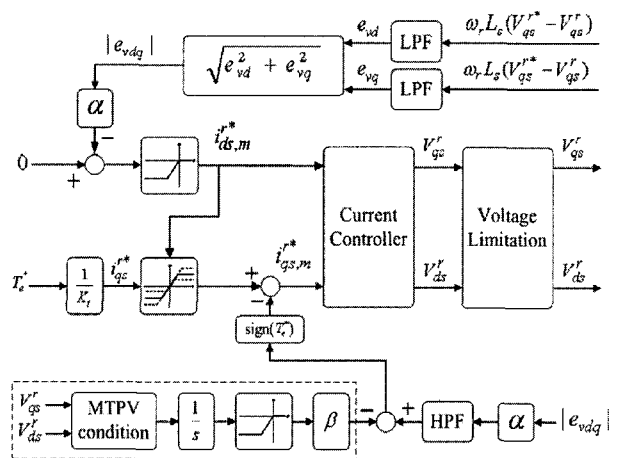


그림 12 약자속 제어기의 블록도

제 출력 전압간의 오차를 궤환하여 전류 지령을 운전 상황에 맞게 수정한다. 속도가 증가하여 전류 제어기의 출력 전압이 전압 제한을 벗어나게 되면 d축 전류 지령을 음의 방향으로 증가시키게 된다. 이를 통해 약자속 제어를 수행함은 물론, 비례적분 제어기에 사용된 적분기의 누적 현상을 억제할 수 있게 된다.

이러한 제어기법을 15kW, 120,000r/min의 연료전지 공기 공급용 블로워에 적용하여 0.5초 이내에 100,000r/min까지 가속하는 특성을 얻을 수 있었다.

4. 결론

이 글에서는 고속 전동기 또는 샘플링 주파수에 비해 출력 주파수가 큰 전동기 구동 시스템의 원활한 제어를 위한 몇 가지 제어 기법과 보상기법을 소개하였다. 전동기의 고속화는 소형 경량화 및 고효율화를 위하여 지속적으로 진행 될 것으로 생각된다. 전력용 반도체 역시 발전할 것으로 예상되나 스위칭 손실을 제한하기 위하여 여전히 중대용량 인버터의 스위칭 주파수는 10kHz 내외로 유지될 것으로 생각된다. 이 경우 발생할 수 있는 문제들은 본 글에서 언급된 방법으로 해결할 수 있으나, 출력주파수가 더욱 증가할 경우 보다 개선된 제어기법에 대한 연구가 필요하다. 특히 스위칭 주파수와 출력 주파수의 비가 10이하로 떨어질 경우 별도의 전류제어기 안정화대책이 필요하다¹⁸⁾.

참고 문헌

- [1] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Jeong-Hyeck Kwon, Ji-Seob Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor", IEEE Tans. Ind. Applicat., Vol. 39, pp. 811-818, 2003, May/June.
- [2] 김명호, 임정식, 설승기, 임성일, "영구자석 동기전동기의 초고속 운전에 관한 연구," 전력전자학회 논문지, 제

13권, 제5호, 2008. 10.

- [3] 설승기, 전기기기제어론, 개정판, 4장, 홍릉과학출판사, 2007.
- [4] Seung-Ki Sul, Jung-Sik Yim, "Control of High Pole Count Machine", Project Report for General Motors Co., Power Electronics Lab., Seoul National University, 2006.
- [5] R.B.Sepe and etc, "Implementation of Discrete-Time Field-Oriented Current Control", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 3, pp. 723-727, 1994.
- [6] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, "A Compensation Method for Time Delay of Full-Digital Synchronous Frame Current Regulator of PWM AC Drives", IEEE Tans. Ind. Applicat., Vol. 39, pp. 802-810, 2003, May-June.
- [7] 설승기, 전기기기제어론, 개정판, 7장, 홍릉과학출판사, 2007.
- [8] 임정식, 설승기, "전동기의 고속 운전 영역에서의 전류 제어 안정도에 관한 연구", 전력전자학회 하계학술대회 논문집, 2005.

< 필 자 소 개 >



설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학부 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 1986년~1988년 Uni. of Wisconsin, Madison 연구원. 1988년~1990년 LG산전 책임연구원. 2003년~2004년 일본Yaskawa Electric Corp. 상임연구원. 2005년~2007년 서울대 공대 부학장. 1991년~현재 서울대 전기컴퓨터공학부 교수. 2000년 IEEE Fellow Member.