

역동력학을 이용한 교류 전동기 전류제어기

A Current Controller for AC Motor Using Inverse Dynamics

허남호, 남광희

포항공과대학교 전자전기공학과

1. 서론

전압원 PWM 인버터는 스위칭하는 순간에 직류링크 단 단락을 방지하기 위해서 데드타임을 필요로 한다. 하지만 데드타임은 인버터 출력에 전압오차를 일으키고 5차 및 7차 고조파 전류를 발생시키는 주요인이다 [2]. 신호 대 잡음비 관점에서 볼 때 데드타임에 의한 인버터 출력전압 오차는 무부하, 저속 운전상황에서 훨씬 더 심각하다. 심지어 데드타임에 의한 인버터 출력 전압의 왜곡은 모터 전류에 subharmonics를 발생시켜 토크백동을 만들고, 게다가 저속, 무부하 운전에서는 전체 드라이브 시스템을 불안정하게 만들 수도 있다 [2][7]. 보통, 전류제어기의 bandwidth가 높으면 데드타임에 의한 영향이 감소하기는 하나 데드타임에 의한 전압 오차는 저속 운전시 반드시 보상이 되어야 할 필요가 있다. 특히, 인버터 출력전압을 이용하여 고정자 자속을 계산하는 센서리스 드라이브에서는 반드시 데드타임에 의한 전압오차를 보상해 주어야 한다[8].

이러한 데드타임에 의한 영향을 보상하기 위한 방법이 많이 제시되었다. Sukegawa는 전류의 방향에 따라 전압을 가감시키는 전향 보상 방식을 이용하였다 [13]. 그러나, 이 방식은 zero clamping 현상 같은 문제점을 완전히 해결하지 못했다[1][10].

Murai는 zero clamping 현상을 해결하기 위해 부가적인 하드웨어와 특수한 PWM 방식을 도입하였다 [10]. 반면, 전류지령치와 스위칭소자 모델로부터 추정된 인버터 출력전압과 PI제어기를 데드타임 보상에 적용하기도 하였다[1]. 또한, 스위치 전압강하와 PWM 발생과정에 생겨난 quantization 오차에 대한 보상이 저속 센서리스 드라이브의 성능 개선에 도움이 되는 것으로 발표되었다 [8].

일반적으로 데드타임과 기타 인버터의 비선형성에 기인한 PWM 인버터 출력 전압 오차는 측정하기도 힘들뿐만 아니라 모델링 하기도 어렵다. 따라서, 본 논문에서는 전동기의 역동력학 모델과 PI 제어기에 의한 간단한 2자유도 제어기를 이용하여 데드타임에 의한 전압 오차를 효과적으로 보상하기 위한 방법을 도입하였다. 별도의 하드웨어도 필요로 하지 않고 또한 데드

타임에 대한 복잡한 수식모델도 필요로 하지 않는 장점이 있다. 2자유도 제어기는 이미 motion 제어 분야에서 많이 이용되고 있다. 본 논문에서 이용한 2자유도 제어기는 Sugie, Yoshikawa [12]가 제안한 방식의 변형이지만 제어기 설계가 훨씬 간단하다. 제안된 2자유도 제어기를 전압원 PWM 인버터를 이용한 유도전동기 전류 제어기로 사용하고 고속 및 저속 실험을 통해 그 유용성을 입증하고자 한다.

2. 외란 보상 기법

2-1. 일반적인 PI 제어방식

그림 1(a)은 일반적으로 사용이 되고 있는 PI 제어 방식이다. 여기서 $G(s)$ 는 제어하고자 하는 시스템이고, y 는 시스템의 출력이며, r 은 지령치를 나타내고 d 는 외란을 의미한다. 그림 1(a)에서는 시스템의 입출력 관계식을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$y(s) = \frac{G(s)(PI)_c}{1+G(s)(PI)_c} r(s) + \frac{G(s)}{1+G(s)(PI)_c} d(s)$$

여기서 $(PI)_c = k_{pc} + K_{ic} / s$ 는 PI 제어기이고 $k_{pc}, k_{ic} > 0$ 이다. 일반적으로 2가지 중요한 제어 목적은 시스템 출력이 지령치를 정확하게 추종하는 것과 외란의 시스템 출력에 대한 영향 최소화시키는 것이다. 위의 2가지 제어 목적을 동시에 이루기 위해서는 $G(s)(PI)_c / [1+G(s)(PI)_c] \approx 1$, $G(s) / [1+G(s)(PI)_c] \approx 0$ 이 동시에 성립해야 한다.

저주파 영역에서는 위 조건들이 대체적으로 만족이 되지만 주파수가 증가하면 성립하지 않기 때문에 성능이 저하된다. 또한 단일 PI 제어기만으로 지령치추종과 외란 제거를 동시에 만족시킬 수 없는 단점이 있다.

2-2. Internal Model Controller (IMC)

그림 1(b)는 2자유도 IMC [9] 제어기 구조이며 $\hat{G}(s)$ 는 시스템 $G(s)$ 에 대한 추정치를 의미한다. 일반적으로 IMC에서는 $Q_c(s)$, $Q_d(s)$ 를 그림 1(b)와 같이 추가하는 것이 유리한 것으로 알려져 있다 [9]. 단일 입출력 시스템의 경우에 입출력 관계식은 다음과 같이 표현된다.

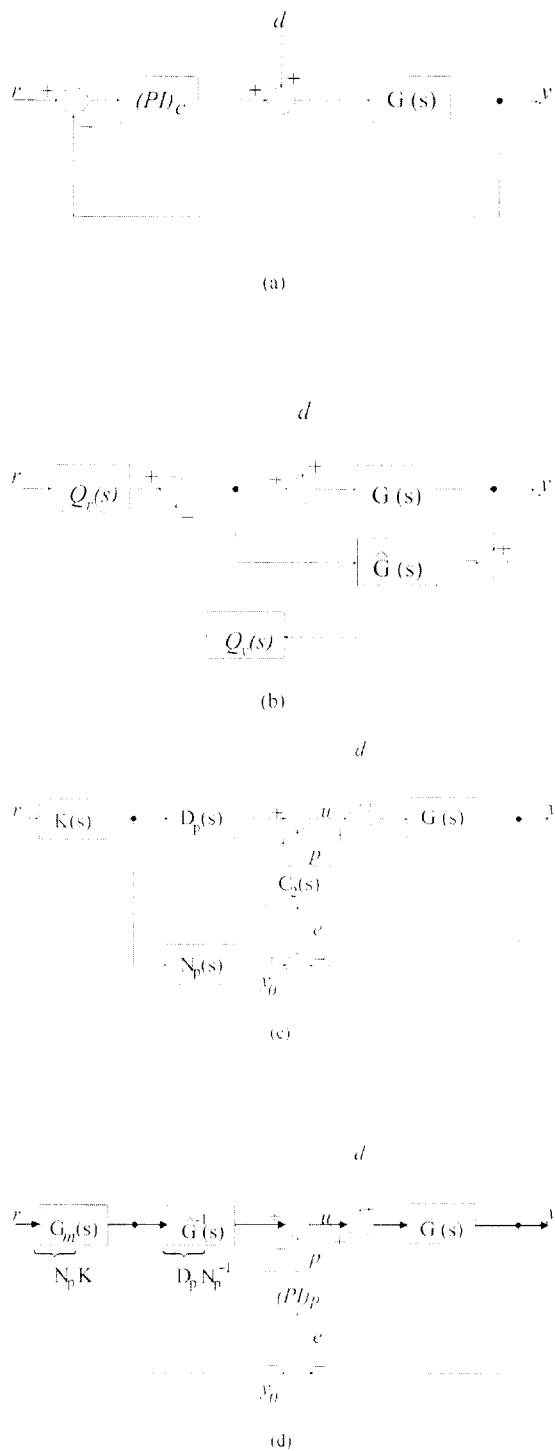


그림 1. 여러가지 외란 보상 기법 :
 (a) 일반적인 PI 제어기법; (b) 2자유도 internal model control (IMC) 기법; (c) coprime factorization을 이용한 2 자유도 제어 기법; (d) 제안된 2자유도 제어 기법.

$$y(s) = \frac{GQ}{1+(G-Q)Q_c} r(s) + \frac{1-GQ_c}{1+(G-Q)Q_c} \hat{G}(s)d(s) \quad (1)$$

모델과 시스템이 일치할 경우, 즉, $\hat{G}(s) = G(s)$ 이면 sensitivity 함수와 complementary sensitivity 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$S(s) \equiv \frac{y(s)}{\hat{G}(s)d(s)} \Big|_{r(s)=0} = 1 - G(s)Q_c(s) \quad (2)$$

$$T(s) \equiv \frac{y(s)}{r(s)} \Big|_{d(s)=0} = G(s)Q_c(s) \quad (3)$$

여기서 $T(s)=1, S(s)=0$ 은 완벽한 추종 성능과 외란 제거 성능을 의미한다. IMC 구조는 $Q_c(s), Q_s(s)$ 로 $T(s)$ 와 $S(s)$ 를 독립적으로 조정할 수 있기때문에 기본적으로 2 자유도 제어기이다. 그림 1(b) 구조는 입력 r 과 d 의 동적특성이 아주 다를 경우 상당히 효과적인 것으로 알려져 있다.

2-3. Coprime Factorization을 이용한 제어기

그림 1(c)는 Sugie, Yoshikawa에 의해 제안된 2자유도 제어기이다 [12]. 일반적인 지령치 추종문제에 대한 제어기중 안정화 제어를 coprime factorization 방법을 이용하여 변수화 하였다.

$K(s), N_p(s), D_p(s), \bar{N}_p(s), \bar{D}_p(s), N_2(s), D_2(s), \bar{N}_2(s), \bar{D}_2(s)$ 는 stable, proper 전달함수이고 또한, $(N_p(s), D_p(s))$ 와 $(\bar{D}_p(s), \bar{N}_p(s))$ 를 $G(s)$ 의 right, left coprime factorization이라고 가정한다.

즉, $G(s) = N_p(s)D_p^{-1}(s) = \bar{D}_p^{-1}(s)\bar{N}_p(s)$ 이 된다. 또한 $(N_2(s), D_2(s))$ 와 $(\bar{D}_2(s), \bar{N}_2(s))$ 를 $C_2(s)$ 의 right, left coprime factorization이라고 해보자. 즉, $C_2(s) = N_2(s)D_2^{-1}(s) = \bar{D}_2^{-1}(s)\bar{N}_2(s)$ 이다. 그러면 그림 1(c) 구조에서 internal stability에 대한 필요충분 조건은 다음과 같이 주어진다.

Lemma,[12] The system shown in Fig. 1(c) is internally stable if and only if

- i) $U^{-1}(s)$ is stable proper
- ii) $U^{-1}(s)D_2(s)C_1(s)$ is stable proper, where $U(s) = \bar{D}_p D_p + \bar{N}_2 N_p$ and $C_1(s) = (D_p + C_2 N_p)K(s)$, and $K(s)$ is stable proper.

위의 언급한 Lemma의 조건 i)을 만족시키는 제어기 $C_2(s)$ 는 $C_2(s) = (\bar{X} - W\bar{N}_p)^{-1}(\bar{Y} + W\bar{D}_p)$ 와 같은 형태를 가지고 있고, 여기서 $W(s)$ 는 stable proper filter이고 (\bar{X}, \bar{Y}) 는 Bezout identity $X\bar{D}_p + Y\bar{N}_p = I$ 을 만족시킨다. 또한, 지령치 r 에 대한 강인한 추종 제어를 구하기 위해서 Sugie, Yoshikawa는 입력 r 과 입력 필터 $K(s)$ 를 특성화 시켰다.

그러나 위와 같은 제어 기법은 coprime factorization 하는 방법에 따라 해가 무한개이므로 조건 i)과 ii)를 만족시키는 제어기도 마찬가지로 무한개이다. 또한, $C_2(s)$ 는 Bezout identity $X\bar{D}_p + Y\bar{N}_p = I$ 의 해로 결정이 되는데 시스템 차수가 크게 되면 일반적으로 쉽지 않다. 또한 입력 필터 $K(s)$ 설계에 대한 물리적인 의미가 불충분하다.

2-4. 제안된 2자유도 제어기

제안된 2자유도 제어기는 그림 1(d)에서와 같이 Sugie, Yoshikawa에 의해 제안된 2자유도 제어기에서 $N_p(s)$ 제어 블록을 재배치한 것으로 볼 수 있다. 즉, 전향경로에 $G_m(s) \equiv N_p(s)K(s)$ 과 $G^{-1} \equiv D_p N_p^{-1}$ 를 놓고 $C_2=(PI)_p$ 로 고정시켰다. 이러한 구조에서는 $G^{-1}G_m(s)$ 를 proper하게 만들기 위해서 $G_m(s)$ 이 strictly proper해야 한다는 사실이 아주 명백해진다. 동시에 저주파영역에서 $G_m(s) \approx 1$ 이 되어야 한다. 이 경우 전향경로상의 이득은 1이 된다. 여기서 시스템 $G(s)$ 는 minimum phase라고 가정한다. 그러면 G^{-1} 로 인한 불안정한 pole-zero cancellation에 의한 문제점은 없다. 지령치 r 과 출력 y 사이의 추종 오차 e 는 주로 외란 d 에 의해 생기고 따라서 $(PI)_p$ 에 의해 regulation된다. 이것은 $(PI)_p$ 의 출력이 미지의 외란에 대한 추정치임을 의미한다. 앞에서 본 바와 같이 제안된 방식은 coprime factorization을 필요로 하지 않으면서 제어기 설계가 간단하다는 특징을 가지고 있다. 또한, $Q = G^{-1}G_m$, $Q_v = [1 + (PI)_p G^{-1}(PI)_p]$ 이고 $G = \hat{G}$ 인 경우에 제안된 2자유도 제어기는 그림 1(b)의 IMC구조와 일치한다. 시스템 모델에 대한 불확실성을 고려하기 위해 여기서 부터는 G 를 이용한다. 전체 시스템이 internally stable하고, PI 제어기의 출력 p 가 외란 d 를 제거한다고 가정을 하자. 다시말해서, p 를 d 에 대한 추정치라고 간주하고 $p = -\hat{d}$ 이라고 정의한다. 단일 입출력시스템인 경우, 전달함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} y(s) \\ p(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T(s) & GS \\ (PI)_p(G_m - T) & -S(PI)_p G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r(s) \\ d(s) \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서

$$T(s) = G_m(s) \frac{G(s)G^{-1}(s) + G(s)(PI)_p}{1 + G(s)(PI)_p} \quad (5)$$

$$S(s) = \frac{1}{1 + G(s)(PI)_p} \quad (6)$$

식 (4)와 $y_0(s) = G_m(s)r(s)$ 을 이용하면 다음과 같이 추종 오차 e 에 대한 식을 얻을 수 있다.

$$e(s) = (G_m(s) - T(s))r(s) - G(s)S(s)d(s) \quad (7)$$

식 (5)로 부터 $G = \hat{G}$ 인 경우, $T(s) = G_m(s)$ 이 되고,

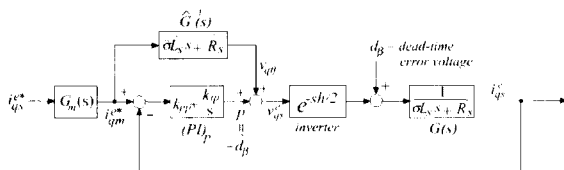


그림 2. Inverse dynamics 와 PI 제어기를 이용한 제안된 2자유도 전류제어기.

저주파 영역에서 $G_m(s) \approx 1$ 이라면 $T_m(s) \approx 1$ 이 되고 반면, $(PI)_p$ 로 $S(s) \approx 0$ 으로 만들게 되면 오차 $e(s) \approx 0$ 이 된다. 따라서 $G_m(s) \approx 1$ 로 설정하고 $(PI)_p$ 이득을 증가시키면 좋은 성능을 얻을 수 있다. 실제로 $G_m(s)$ 은 dc gain이 1인 저역필터를 사용하면 저주파 영역에서 $(PI)_p$ 의 이득이 무한대이기 때문에 $T(s) = G_m = 1$, $S(s) = 0$ 이 성립한다. $G \neq \hat{G}$ 일 경우에도 유사한 특성이 만족된다. 먼저 $G^{-1} = G^{-1} + \Delta(s)$ 라고 가정하자. 이 경우, 외란 d 를 $d + \Delta(s)G_m(s)r(s)$ 라고 놓으면 앞서 논의했던 $G = \hat{G}$ 의 경우와 동일해진다.

3. 유도전동기 모델 및 전류 제어기 설계

회전자 자속벡터를 기준으로 한 동기좌표계에서 유도전동기의 고정자 전류와 회전자 자속에 대한 미분방정식은 다음과 같이 표현된다.

$$v_{ds}^e = R_s i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{ds}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (8)$$

$$v_{qs}^e = R_s i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{d}{dt} i_{qs}^e + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (9)$$

$$0 = \frac{1}{T_r} \lambda_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{T_r} i_{ds}^e \quad (10)$$

$$0 = \omega_{sl} \lambda_{dr}^e - \frac{L_m}{T_r} i_{qs}^e \quad (11)$$

여기서 i_{ds}^e, i_{qs}^e 는 d-q축 고정자 전류성분을 나타내고, $\lambda_{dr}^e, \lambda_{qr}^e$ 은 d-q축 회전자 자속성분을 나타내고, v_{ds}^e, v_{qs}^e 는 d-q축 고정자 전압성분을 나타낸다. $L_s(L_r), L_m, R_s(R_r), T_r = L_r / R_r$ 은 각각 고정자 (회전자) 인덕턴스, 상호인덕턴스, 고정자 (회전자) 저항 및 회전자시정수를 나타낸다. 또한 $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$ 전체누설계수이고, $\omega_e, \omega_r, \omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 은 고정자 및 회전자의 전기각 주파수 및 슬립속도를 의미한다. 간섭항 $\omega_e \sigma L_s i_{ds}^e$ 과 역기전력항 $\omega_e (L_m / L_r) \lambda_{dr}^e$ 이 전향제어에 의해 보상이 되었다고 가정을 하면 q-축 전류에 대한 전달함수는 $G(s) \equiv i_{qs}^e(s) / v_{qs}^e(s) = 1 / (\sigma L_s + R_s)$ 와 같이 간략화된다.

전압원 PWM 인버터에서 데드타임은 인버터 출력 전압에 오차를 만든다. 특히, 전압 오차는 데드타임 시간과 인버터 스위칭주파수에 비례한다. 여기서는 데드타임에 의한 전압오차 뿐만 아니라 기타 인버터의 비선형적인 특성에 의한 전압 오차를 전부 유도모터 전류제어기의 입력 외란으로 간주한다. 외란 제거 방식으로는 그림 2에서와 같은 2자유도 전류제어기를 이용한다. 여기서 i_{qs}^{e*} 는 q-축 전류지령치이고, d_β 는 전압오차를 나타내는 입력외란이고, $\hat{\cdot}$ 는 추정치를 의미한다.

일반적으로, PWM 인버터는 현재 전류정보를 이용해서 계산된 듀티(duty)만큼 다음 스텝에서 PWM 펄스를

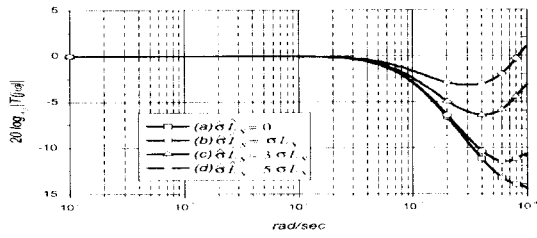


그림 3. 제안된 제어 기법의 complementary sensitivity 함수에 대한 보드선도 : (a) \$\sigma L_s = 0\$, (b) \$\sigma L_s = \sigma L_s\$, (c) \$\sigma L_s = 3\sigma L_s\$, (d) \$\sigma L_s = 5\sigma L_s\$ with \$G_m(s) = 1/(0.001s + 1)\$, \$(PI)_p = (5s + 1)/s\$.

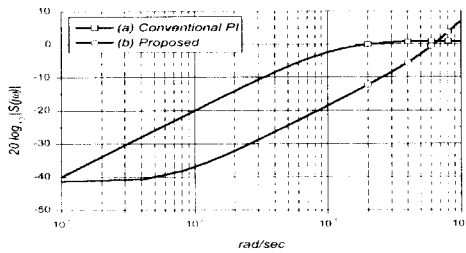


그림 4. Sensitivity 함수에 대한 보드선도 : (a) 일반적인 PI 제어기법, \$(PI)_c = (0.59s + 40)/s\$; (b) 제안된 제어 기법, \$(PI)_p = (5s + 1)/s\$. 양쪽 모두 동일한 complementary sensitivity 함수, \$T(s)\$를 가진다.

인가하기 때문에 sample and zero-order hold 연산자, \$(1 - e^{-sh})/s\$를 이용하여 모델링이 된다[6]. 하지만 기본파 성분으로 해석하기 위해서 그림 2에서 보는 바와 같이 PWM 인버터를 \$e^{-sh}/2\$로 간주한다(단, 여기서 계산지연 시간은 무시한다.)

4. 제어기 안정도 및 성능 분석

그림 2에서 complementary sensitivity 함수와 외란추정치와 외란간의 전달함수를 수식화해보면 다음과 같다.

$$T(s) = \frac{i_{qs}^*}{i_{qs}} \Big|_{d_{\beta}=0} = G_m + \frac{G_m [GG e^{-sh/2} - 1]}{1 + G e^{-sh/2} (PI)_p} \quad (12)$$

$$\frac{\hat{d}_{\beta}(s)}{d_{\beta}(s)} \Big|_{d_{\beta}(s)=0} = \frac{(PI)_p G(s)}{1 + G(s) e^{-sh/2} (PI)_p} \quad (13)$$

여기서 주목해야 할 사실은 식 (12), (13)의 분모항에 PWM 인버터의 지연시간이 포함되어 있기 때문에 PI 제어기 \$(PI)_p = k_{pp} + k_{ip}/s\$의 이득이 아주 크게 설정이 되면 전류제어기를 불안정하게 만들수 있다는 사실에 유의해야 한다. \$h > 0\$가 아주 작을 경우, 인버터 지연 \$e^{-sh/2}\$을 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$e^{-sh/2} \approx \frac{(1 - sh/4)}{(1 + sh/4)} \quad (14)$$

근사식 (14)를 식 (12)의 분모항에 대입하고 Routh-Hurwitz 판정법을 이용하면 점근적 안정도에 대한 다음과 같은 필요충분 조건을 얻을 수 있다.

$$k_{ip} \frac{h}{4} - R_s < k_{pp} < \frac{4\sigma L_s}{h} + R_s \quad (15)$$

$$0 < k_{ip} < \frac{[4\sigma L_s + (R_s - k_{pp})h][R_s - k_{pp}]}{h[2\sigma L_s + (R_s - k_{pp})h/4]} \quad (16)$$

위의 2가지 조건 (15), (16)은 정확한 안정도 조건은 아니지만 PWM 인버터 지연 \$h > 0\$와 \$(PI)_p = k_{pp} + k_{ip}/s\$ 이득간의 관계를 나타내고 있다. 만약, \$h > 0\$가 크다면 \$k_{pp}\$, \$k_{ip}\$는 감소시켜야 한다는 사실을 설명해주고 있다[5].

\$\sigma L_s = \sigma L_s\$, \$R_s = R_s\$, \$h = 0\$과 같은 이상적인 경우, \$k_{pp}\$, \$k_{ip}\$에 상관없이 \$\hat{i}_{qs}(s)/i_{qs}^*(s) = G_m(s) \approx 1\$이 된다. 또한, \$k_{pp}\$, \$k_{ip}\$를 증가시키면 저주파영역에서 \$\hat{d}_{\beta}(s)/d_{\beta}(s) \approx 1\$이 되므로 이것은 PI 제어기 출력이 미지의 외란을 정확하게 추정함을 의미한다. 결론적으로 제안된 방식은 시스템의 추종성능에 영향을 미치지 않고 PI 제어기로 외란을 효과적으로 제어할 수 있는 잇점을 가지고 있다.

5. 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험 결과

5-1. 전달함수 분석

컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 사용된 유도전동기 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. 220V, 3상, 22kW, 4극, 1750rpm 유도전동기 파라미터

유도전동기 파라미터	
\$R_s = 0.04 \Omega\$	\$R_r = 0.02 \Omega\$
\$L_s = 14.7 mH\$	\$L_r = 14.7 mH\$
\$L_m = 14.3 mH\$	\$\sigma L_s = 0.594 mH\$

근사식 (14)를 이용한 complementary sensitivity 함수는 다음과 같이 주어진다.

$$\hat{T}(s) \approx G_m(s) \frac{(1 - sh/4)}{(1 + sh/4)} M(s)$$

$$M(s) = \frac{\frac{h}{4} \sigma L_s s^2 + (\sigma L_s + R_s \frac{h}{4} + k_{pp} \frac{h}{4}) s^2 + (R_s + k_{pp} + k_{ip} \frac{h}{4}) s + k_{ip}}{\frac{h}{4} \sigma L_s s^2 + (\sigma L_s + R_s \frac{h}{4} + k_{pp} \frac{h}{4}) s^2 + (R_s + k_{pp} + k_{ip} \frac{h}{4}) s + k_{ip}}$$

그림 3은 \$G_m(s) = \frac{1}{0.001s + 1}\$, \$(PI)_p = (5s + 1)/s\$, \$h = 250 \mu sec\$인 경우, \$\sigma L_s\$ 추정치를 (a) \$\hat{\sigma L}_s = 0\$, (b) \$\hat{\sigma L}_s = \sigma L_s\$, (c) \$\hat{\sigma L}_s = 3\sigma L_s\$, (d) \$\hat{\sigma L}_s = 5\sigma L_s\$로 변화시키면서 그린 \$\hat{T}(s)\$에 대한 보드선도이다. 1000 rad/sec 이하의 저주파영역에서 \$\sigma L_s\$에 대한 추정치의 오차가 있더라도 \$T(s) \approx 1\$이 됨을 알 수 있다. 반면에 외란 제거 성능을 살펴보기 위해서 \$G(s) = \hat{G}(s)\$, \$G_m(s) = 1/(0.001s + 1)\$일때, 아래와 같은 두가지 sensitivity 함수를 비교해보자.

$$S(s) = \begin{cases} \frac{1}{1 + G(s)e^{-sh/2}(PI)_c} \\ \frac{1}{1 + G(s)e^{-sh/2}(PI)_p} \end{cases}$$

일반적인 PI 제어기 구조에서는 PI 제어기의 이득은 필요한 bandwidth에서 $T(s) \approx 1$ 이 되도록 설정한다. 본 논문에서는 $(PI)_c = (0.594s + 40) / s$ 를 PI 제어기로 사용하였다. 왜냐하면, 이 경우, 일반적인 PI 제어 방식의 전달 함수는 $T(s) = G_m(s)$ 가 되어 제안된 방식의 complementary sensitivity 함수 일치한다 ($h=0$). 또한, 일반적인 PI 제어기에서의 $S(s)$ 는 $(PI)_c$ 에 의해 고정되는 반면, 제안된 방식에서는 $(PI)_p$ 는 $G_m(s)$ 과 별도로 설정할 수 있기 때문에 $T(s)$ 와 독립적으로 $S(s)$ 를 감소시키는데 사용할 수 있다. 그림 4는 두 제어기의 sensitivity 함수에 대한 보드선도를 보여주고 있다. 결과적으로 동일한 전류제어기 bandwidth 조건하에서 $(PI)_p = (5s + 1) / s$ 를 사용한 제

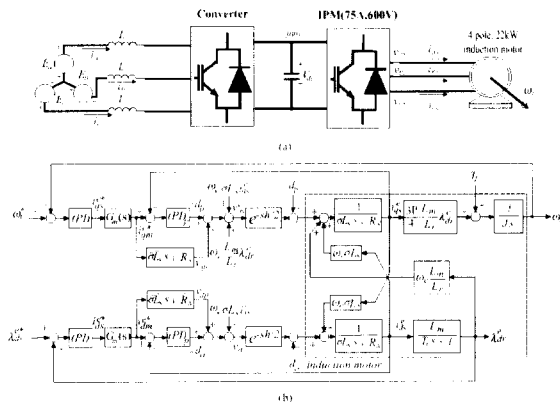


그림 5. 실험장치 (a)와 제어 블럭도 (b).

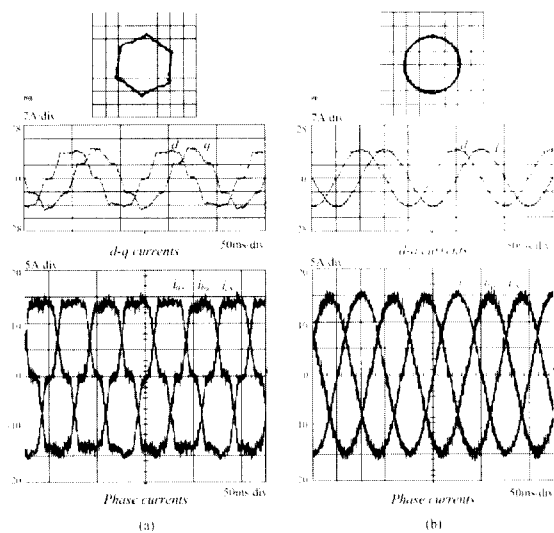


그림 6. 무부하150rpm에서의 정지좌표계에서의 d-q축 전류, x-y 파형 과 상전류: (a) 일반적인 PI 제어기법; (b) 제안된 전류제어기.

안된 2자유도 전류제어기가 sensitivity 측면에서 상당히 우수하다는 것을 알 수 있다.

실험용 제어보드 DSP로 32-bit 부동소수점 연산이 가능한 TMS320C31를 사용하였다. 75A, 1200V IPM (intelligent power module) 스위칭 소자를 이용하여 인버터를 구성하였다. 직류 링크단 전압은 300V, 전류 제한 시간은 PWM 스위칭 주파수(4kHz)와 동일하게 설정했으며 반면 속도 제어는 매 1kHz마다 이루어지고 데드타임은 5μsec이다. 실험장치에 대한 개략도와 제안된 전류제어 방식을 이용한 벡터제어기에 대한 블럭도가 그림 5에 나와있다.

5-2. 저속 실험

그림 6(a)와 (b)는 일반적인 PI제어기와 제안된 방식의 전류제어기를 사용한 경우 d-q축 전류의 time-domain 파형과 x-y 파형, 상전류 파형을 보여준다. 두 경우 모두 150rpm 무부하에서의 실험파형이다. 상전류는 3개의 전류 probe로 측정하였다. 일반적인 PI 제어 방식을 사용한 경우는 데드타임에 의해 상전류가 심하게 왜곡이 된 것을 알 수 있으며 그러나, 제안된 방식을 사용한 경우에는 왜곡현상이 상당히 감소했음을 알 수 있다. 또한, 데드타임에 의한 전류왜곡의 정도는 동기좌표계에서의 6차고조파 성분으로 비교할 수 있다. 그림 7은 두 가지 제어 방식을 사용한 경우, 동기좌표계 q-축 전류에 대한 power spectrum을 보여주고 있다. 그림 7에서 보듯이 제안된 방식의 전류제어기를 이용할 경우, 약 90%정도 왜곡현상이 감소했음을 알 수 있다.

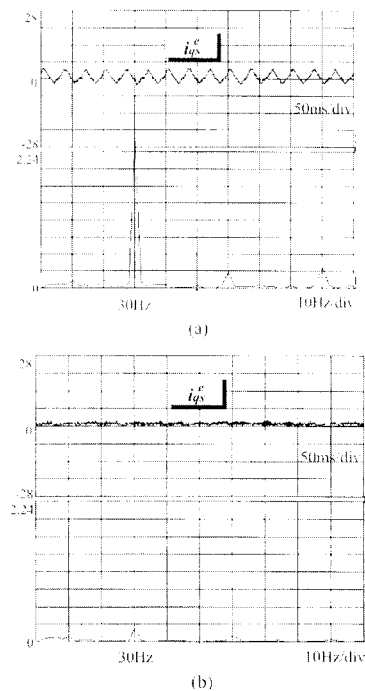


그림 7. 무부하150rpm에서의 동기좌표계q축 전류 및 power spectrum: (a) 일반적인 PI 제어 기법; (b) 제안된 제어 기법.

5-3. 고속 실험

그림 8(a)와 (b)는 1750rpm 무부하에서의 일반적인 PI 제어기와 제안된 방식의 전류제어기를 사용한 경우, d-q축 전류의 time-domain 파형과 x-y 파형, 상전류 파형을 보여준다. 그림 7(a)와 (b)를 비교해보면 고속에서는 데드타임 효과가 상당히 둔화되어 성능에서 현저한 차이가 없다고 볼 수 있다.

6. 결론

본 논문에서 사용된 2자유도 전류제어기는 저주파 영역에서 지령치에 대한 추종성능을 저하시키지 않으면서 PI 제어기의 이득을 통해 민감도(sensitivity) 함수를 원하는 만큼 조절할 수 있었다. 일반적인 PI 제어기에서는 외란의 영향을 제거하기 위해서 제어기의 이득을 증가시켜 bandwidth를 증가시켜야 한다. 하지만

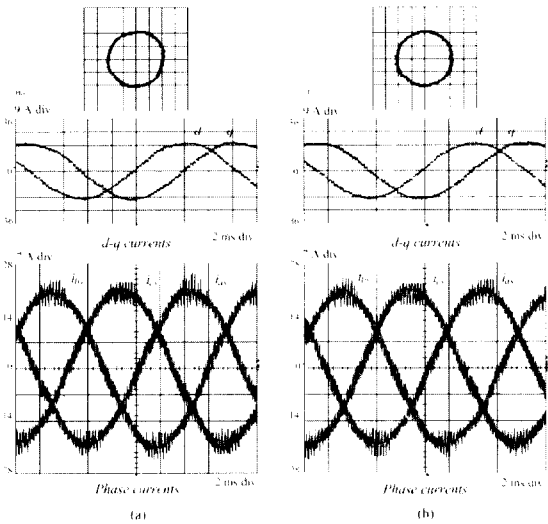


그림 8. 무부하 1750rpm에서의 정지좌표계에서의 d-q축 전류, x-y 파형 과 상전류 : (a) 일반적인 PI 제어기법; (b) 제안된 전류제어기.

제어기의 이득이 크면 클수록 시스템이 불안정해지려는 경향이 있는 점과 비교해 볼 때 제안된 전류제어기의 2자유도는 큰 장점이라고 할 수 있다. 제안된 전류제어기는 2자유도 IMC와 coprime factorization 방식을 이용한 제어기의 특수한 경우로 볼 수 있다. 또한, 제안된 전류제어기에서는 PI 제어기의 출력이 미지의 외란에 대한 추정치가 되는 것으로 간주할 수 있다. 제안된 제어기를 전압원 인버터를 이용한 유도전동기 드라이브의 전류제어기에 적용하였다. 실험을 통해 제안된 전류제어기가 일반적인 PI 제어기에 비해 데드타임에 의한 인버터 출력 전압 오차를 보상하는데 상당히 효과적임을 보였다.

참고문헌

- [1] J. Choi, S. Yong, and S. Sul, "New dead time compensation eliminating zero current clamping in voltage-fed PWM inverter," *Proc. IEEE-IAS Annu. Meeting*, pp. 977-984, 1994.
- [2] R. C. Dodson, P. D. Evans, H. T. Yazdi, and S. C. Harley, "Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms," *Proc. Inst. Elect. Eng.*, vol. 137, pt. B, no. 2, pp. 73-81, 1990.
- [3] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Reading MA: Addison-Wesley, 1986.
- [4] G. F. Franklin, J. D. Powell, and M. L. Workman, *Digital Control of Dynamical Systems*, Reading MA: Addison-Wesley, 1990.
- [5] K. Hong and K. Nam, "A load torque compensation scheme under the speed measurement delay," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 45, pp. 283-289, Apr. 1998.
- [6] Y. Ito and S. Kawauchi, "Microprocessor-based robust digital control for UPS with three-phase pwm inverter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 10, pp. 196-204, Mar. 1995.
- [7] D. Leggate and R. J. Kerkman, "Pulse-based dead-time compensator for PWM voltage inverters," *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, vol. 44, pp. 191-197, Apr. 1997.
- [8] J. Lee, T. Takeshita, and N. Matsui, "Optimized stator-flux-oriented sensorless drives of IM in low-speed performance," *IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record*, pp. 250-256, 1991.
- [9] M. Morari and E. Zafiriou, *Robust Process Control*, Englewood Cliffs NJ: Prentice-Hall, 1989.
- [10] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura, and K. Matsui, "PWM strategy for high frequency carrier inverters eliminating current-clamps during switching dead-time," *IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record*, pp. 317-322, 1992.
- [11] R. B. Sepe and J. H. Lang, "Inverter nonlinearities and discrete-time vector current control," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. IA-30, pp. 62-70, Jan./Feb. 1994.
- [12] T. Sugie and T. Yoshikawa, "General solution of robust tracking problem in two-degree-of-freedom control systems," *IEEE Trans. on Automat. Contr.*, vol. AC-31, pp. 552-554, June 1986.
- [13] T. Sukegawa, K. Kamiyama, K. Mizuno, T. Matsui, and T. Okuyama, "Fully digital vector-controlled PWM VSI-fed and drives with an inverter dead-time compensation strategy," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. IA-27, pp.552-559, May/June 1991.

허 남 호

1992년 포항공과대학교 전자전기공학과 졸업. 1994년 포항공과대학교 전자전기공학과 대학원 졸업. 1994년~현재 포항공과대학교 대학원 전자전기공학과 박사과정 재학중. 관심분야는 전력전자, 가변속 모터드라이브.

남 광 회

1956년 9월 26일생. 1980년 서울대학교 공업화학과 (공학사). 1982년 서울대학교 제어계측공학과 (공학석사). 1986년 Univ. of Texas at Austin 전기공학과(공학박사). 1988년~현재 포항공과대학교 전자전기공학과 교수. 관심분야는 전력전자, 모터드라이브, 비선형제어, 네트워크, 모터 설계.