

유도전동기를 위한 위상/이득 보상 LPF를 가지는 고정자 자속 기준 센서리스 벡터 제어

論 文

54B-4-6

Stator Flux Oriented Sensorless Vector Control with Phase/Gain Compensated LPF for Induction Motor

金三永[†] · 朴勝燁^{*}

(Sam-Young Kim · Seung-Yub Park)

Abstract - This paper has investigated the sensorless vector control method of induction motor based on the stator flux oriented voltage equation and the digital low pass filter (LPF) with compensator of phase/gain. The proposed vector control method is easy to decide the stator reference voltages and control of motor, since it is based on stator flux vector. But this method has sensitive structure to excessive sensor noise and PWM pulsating components of stator currents because the measured stator currents are directly used to compensate the internal resistive voltage drop at the determination of stator reference voltages. To eliminate the noise sensitive of proposed vector drive, this paper propose the digital LPF with compensator of phase/gain base on orthogonal property of stator current vector in stationary α, β reference frame. The proposed methods have been simulated and implemented on a sensorless vector drive for 750W three-phase induction motor. The simulation and experimental results demonstrate effectiveness of the proposed methods.

Key Words : 유도전동기, 센서리스, 고정자 자속기준, 벡터제어, 이득/위상 보상형 LPF

1. 서 론

V/F로 제어되는 유도전동기 드라이브 시스템은 산업 현장에서 광범위하게 이용되고 있다. 그러나 V/F 제어기는 저속 영역 운전과 정상상태에서 부하 변동에 따른 속도의 변동 등에 취약한 특성을 가짐에 따라 그 응용분야가 제한적이다[1]. 반면, 벡터 제어 기술의 발달, 전력전자 기술과 저가형의 고성능 DSP(digital signal processor) 기술의 발달에 힘입어 고성능의 가변속 벡터 드라이브는 광범위하게 적용되고 있으며 상대적으로 저가형이면서 신뢰성이 확보된 속도 센서가 없는 AC 전동기 드라이브의 제어 기술개발에 관한 수많은 연구가 진행되고 있다. 정지 상태 및 저속 영역 운전이 가능한 돌극성을 이용하는 방법[2],[3], 광범위한 속도 영역에서 뛰어난 성능을 가지는 관측기 기반의 방법[4], 역 기전력 적분을 통한 고정자 자속 추정에 의한 방법[5],[6],[7] 및 시스템의 수학적 모델에 대한 지식을 필요로 하지 않는 AI(artificial intelligence) 기반[8]의 센서리스 드라이브 등이 제안되었다. 이중 역 기전력 적분에 의한 고정자 자속 추정시 일반적인 방식은 순수 적분기를 이용하는데 이 순수 적분기는 입력 신호인 고정자 전압 및 전류의 오차, 직류 드리프트(drift) 등의 값이 계속 축적되어 발산하는 등 심각한 문제가 발생하는데 이러한 문제를 해결하기 위하여 순수 적분기 대신 프로그래머블(programmable) LPF를 사용하여 전동기의 동기주파수에

따라 필터의 이득 및 차단주파수를 조정하여 필터에 의한 이득 감쇄 및 위상지연을 보상할 수 있는 방식이 제시되었다 [6],[7].

본 논문에서는, 동기 회전 좌표계에서 유도전동기의 고정자 자속 기준 전압 방정식에 기반한 속도 센서리스 벡터 제어 방법 및 과도한 센서 잡음의 유입에 의한 불안정한 요소의 제거를 위해 위상/이득 보상 항을 갖는 디지털 LPF를 제안한다. 제안된 센서리스 벡터 제어 방식은 고정자 자속 벡터를 기반하기 때문에 유도전동기 기준 전압의 결정이 용이하며 제어가 간단하고 쉬운 장점을 가진다. 그러나 기준 전압 결정시에 측정 전류가 그대로 이용되기 때문에 과도한 센서 잡음 또는 PWM 스위칭 주파수에 동기된 전류 맥동 성분 등이 유입될 경우 시스템이 불안정해 질 수 있으며 특히 기준전압이 아주 낮은 저속 영역에서는 그 영향이 아주 크게 나타날 수 있다. 따라서 본 논문에서는 α, β 정지 좌표계에서 고정자 전류 벡터의 직교성을 이용하여 위상/이득 보상 항을 갖는 디지털 LPF를 제안함으로써 전류 신호의 왜곡 및 잡음 유입을 최소화하였다.

제안된 방법은 TMS320F2812 고정 소수점 DSP를 장착한 제어기에 장치되었으며 750W 3상 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 성능 및 유효성을 입증하였다.

2. 고정자 자속 기준 전압 방정식

동기 속도 ω_e 로 회전하는 동기 회전 좌표계의 d축을 고정자 자속의 방향에 일치시키고 고정자 자속을 일정($\lambda_{ds} = \lambda_s$, $\lambda_{qs} = 0$)하게 제어할 경우 유도전동기의 고정자 자속 기준 전압 방정식은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

[†] 교신저자, 正會員 : 昌原大 電子工學科 博士課程

E-mail : Samokim@chanwon.ac.kr

^{*} 正會員 : 昌原大 電子工學科 正教授 · 工博

接受日字 : 2005年 1月 11日

最終完了 : 2005年 2月 23日

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & p & -\omega_e \\ 0 & R_s & \omega_e & p \\ -\frac{1}{\tau_r} - \sigma p & \omega_{sl} & \frac{1}{L_s \tau_r} + \frac{p}{L_s} & -\frac{\omega_{sl}}{L_s} \\ -\omega_{sl} \sigma & -\frac{1}{\tau_r} - \sigma p & \frac{\omega_{sl}}{L_s} & \frac{1}{L_s \tau_r} + \frac{p}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_s \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서, $R_s, L_s, \tau_r = L_r/R_r, \sigma = 1 - L_m^2/L_s L_r, R_r, L_r$ 및 L_m 은 각각 고정자 저항, 고정자 인덕턴스, 회전자 시정수, 누설계수, 회전자 저항, 회전자 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 나타낸다. p 는 미분 연산자, ω_e 및 ω_{sl} 은 각각 동기 각속도 및 슬립 각속도를 나타낸다.

3. 고정자 자속기준 속도 센서리스 벡터제어

제안된 속도 센서리스 벡터제어 방식은 고정자 자속 벡터 기준의 dq 동기 회전 좌표계에서 식(1)의 유도전동기의 전압 방정식으로부터 유도되었다. 제안된 방식은 고정자 자속 벡터에 기반하기 때문에 유도전동기의 기준 전압의 결정이 용이하며 전동기의 제어가 간단하고 쉬운 장점을 가진다. 제안된 속도 센서리스 드라이브 시스템의 구성도는 그림 1과 같다. Anti-windup 제한기를 갖는 PI 속도 제어기, PI 전류 제어기, 고정자 자속 제어형 V/F 블록, d축 전류 계산 및 슬립 각속도 추정기 등을 포함한다.

3.1 속도 추정

회전자의 추정 각속도 $\hat{\omega}_r$ 는 그림 1의 PI 전류제어기에 의한 동기 각속도 ω_e^* 와 슬립 각속도 $\hat{\omega}_{sl}$ 의 차로 나타낼 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \omega_e^* - \hat{\omega}_{sl} \quad (2)$$

고정자 자속 벡터의 위치 θ 는 식(3)과 같이 동기 속도 ω_e^* 의 적분으로 나타낼 수 있으며 dq 변환 및 V/F 블록에서 3상의 기준 전압을 만들 때 이용된다.

$$\theta = \int \omega_e^* dt \quad (3)$$

동기 회전 좌표계에서 슬립 각속도 추정 및 d축 전류는 각각 식(1)의 3행 및 4행으로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{(1 + \sigma \tau_r p) L_s i_{qs}}{\tau_r (\lambda_s - \sigma L_s i_{ds})} \quad (4)$$

$$i_{ds} = \frac{\hat{\omega}_{sl} \tau_r \sigma i_{qs}}{(1 + \sigma \tau_r p)} + \frac{\lambda_s}{L_s} \quad (5)$$

여기서, 미분연산자 p 는 잡음에 민감하게 동작하며 이로 인해 시스템이 불안정해 질 수 있다. 따라서 정상 상태임을 가정하면 미분항을 제거[7],[9]할 수 있으며 실제 고정자 자속

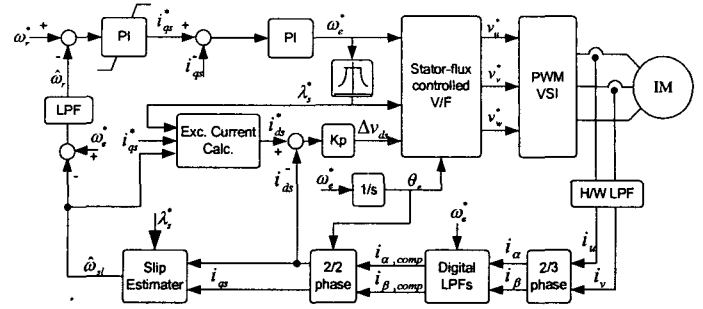


그림 1 속도 센서리스 드라이브 시스템
Fig. 1 Speed sensor-less drive system

λ_s 를 기준 자속 λ_s^* 으로 대체하면 추정 슬립 각속도 및 d축 기준 전류는 다음과 같이 고쳐 쓸 수 있다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{L_s i_{qs}}{\tau_r (\lambda_s^* - \sigma L_s i_{ds})} \quad (6)$$

$$i_{ds}^* = \hat{\omega}_{sl} \tau_r \sigma i_{qs} + \frac{\lambda_s^*}{L_s} \quad (7)$$

여기서, 미분항을 고려치 않더라도 회전자 슬립에 큰 침투치를 포함할 수 있기 때문에 시스템의 안정성을 고려하여 슬립 추정기는 제한기를 가진다. 그리고 이로 인한 회전자 속도의 오차는 그림 1과 같이 LPF를 사용하여 제거할 수 있다.

3.2 d축 전류 제어 및 고정자 자속 제어형 V/F

식(1)의 1~2행으로부터 고정자 전압 v_{ds} 및 v_{qs} 는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_s \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (8)$$

d축 전류 제어는 식(8)에 다음과 같은 d축 보상 전압 Δv_{ds} 를 더하여 구현할 수 있다.

$$\Delta v_{ds} = K_p (i_{ds}^* - i_{ds}) \quad (9)$$

여기서, K_p 는 비례 이득이며 식(8)에 더하면 고정자 기준 전압 v_{ds}^* 및 v_{qs}^* 는 다음 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_s^* \end{bmatrix} + R_s \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta v_{ds}^* \\ 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

4. 위상지연 및 이득 감쇄 없는 디지털 LPF 설계

3장에서 제안된 고정자 자속 기준 센서리스 벡터제어 방식은 고정자 기준 전압의 결정이 용이하며 전동기의 제어가 간단한 장점을 갖지만 고정자 기준 전압 식(10)을 보면 고정자

저항에 의한 전압 강하 보상분 전압 즉 $R_s i_s$ 에 측정 전류가 그대로 이용되기 때문에 과도한 센서 잡음 또는 PWM 스위칭 주파수에 해당되는 전류 맥동 성분 등이 유입될 경우 전동기의 출력 변수에 그 영향이 그대로 전달될 수 있으며 특히 기준 전압이 아주 낮은 저속 영역에서는 그 영향이 아주 크게 나타날 수 있다. 이러한 잡음 유입의 최소화의 목적으로 그림 1과 같이 하드웨어 LPF($f_c = 1.6$ kHz)를 AD 입력단에 설치하거나 디지털 LPF를 이용할 수 있으나 신호의 왜곡을 최소화하기 위해 차단주파수를 전동기의 동기주파수에 비해 훨씬 크게 설정해야 하는 문제가 있다. 따라서 이러한 필터를 이용하여 잡음 유입을 효과적으로 차단하기는 어렵다. 만약 필터의 차단주파수를 과도하게 설정한다면 LPF의 특성상 그림 2와 같이 신호의 위상 지연과 크기 감쇄가 크게 나타나며 이는 전동기 출력 변수의 정상 상태 편차뿐만 아니라 시스템의 진동을 동반하게 된다. 특히 고속 운전 영역일수록 위상 지연 및 이득의 감쇄가 더욱 커지기 때문에 이러한 문제는 더욱 심각해진다. 따라서 본 논문에서는 α, β 정지 좌표계에서 고정자 전류 벡터의 직교성을 이용하여 필터의 차단주파수를 전동기의 동기주파수 또는 최대 운전주파수까지 과도하게 설정하여도 전류 신호의 위상지연 및 크기 감쇄가 없는 위상/이득 보상형 디지털 LPF를 제안함으로써 전류 신호의 왜곡 및 잡음 유입을 최소화 하였다.

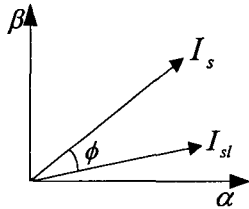


그림 2 실제 전류와 LPF를 통과한 고정자 전류의 벡터도
 Fig. 2 Vector diagram of actual and low-pass filtered stator current

정지 좌표계에서 일반적인 1차 지연 LPF를 통과한 고정자 전류 i_{sl} 은 다음 식과 같이 주어진다.

$$i_{sl} = \frac{a}{s+a} i_s \quad (11)$$

여기서, a 는 LPF의 차단 주파수(rad/s)이다. 원래 신호에 대한 위상 지연 및 이득은 다음 식과 같다.

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_e}{a} \right) \quad (12)$$

$$M = \frac{a}{\sqrt{\omega_e^2 + a^2}} \quad (13)$$

여기서, ω_e 는 전동기의 동기 각속도이다. 본 논문에서는, 다음 식(14)의 보상 이득과 식(15)의 보상 위상을 곱함으로써 LPF에 의한 위상지연 및 이득 감소를 보상하였다.

$$G = \frac{1}{M} \quad (14)$$

$$P = \exp(j\phi) = \cos(\phi) + j\sin(\phi) \quad (15)$$

여기서, $\cos(\phi) = \frac{a}{\sqrt{\omega_e^2 + a^2}}$, $\sin(\phi) = \frac{\omega_e}{\sqrt{\omega_e^2 + a^2}}$ 이므로 위상 및 이득이 보상된 고정자 전류는 다음과 같이 간략히 쓸 수 있다.

$$i_{s, comp} = \frac{a}{s+a} \frac{\sqrt{\omega_e^2 + a^2}}{a} [\cos(\phi) + j\sin(\phi)] i_s = i_{sl} \left(1 + j \frac{\omega_e}{a} \right) \quad (16)$$

전동기의 동기각속도를 PI 전류제어기에 의한 기준 동기각속도, ω_e^* 로 대체하고 식(16)을 정지좌표계 상의 α 및 β 전류 성분으로 분리하여 쓰면 다음과 같다.

$$i_{\alpha, comp} = i_{\alpha l} - \frac{\omega_e^*}{a} i_{\beta l} \quad (17)$$

$$i_{\beta, comp} = i_{\beta l} + \frac{\omega_e^*}{a} i_{\alpha l} \quad (18)$$

5. 시뮬레이션 및 실험 결과

5.1. 시스템 구성

제안된 드라이브 시스템은 750W 유도전동기를 대상으로 시뮬레이션 및 실험하였다. 유도전동기의 파라미터는 표 1과 같이 주어지며 제어기는 150MHz 클럭으로 동작하는 32-bit TMS320F2182 고정 소수점 DSP를 이용하였고 전류제어기의 샘플링 주기는 250 μ s, 속도 제어 주기는 1ms 및 PWM 주파수는 4 kHz로 설정하였다.

표 1 유도전동기 파라미터
 Table 1 Parameter of Induction Motor

정격 출력	750 [W]
정격 속도	1,695 [rpm]
정격 전압	220 [V]
정격 전류	3.3 [A]
고정자 권선 저항	10.05 [Ω]
회전자 저항	11.73 [Ω]
고정자 권선 누설 인덕턴스	15.914 [mH]
회전자 권선 누설 인덕턴스	20.427 [mH]
상호 인덕턴스	300.597 [mH]
극수	4

5.2. 시뮬레이션 결과

제안된 고정자 자속 기준 센서리스 벡터제어 방법 및 위상/크기 보상형 LPF의 유효성을 설계 단계에서 입증하기 위해 MATLAB/SIMULINK를 이용하여 시뮬레이션하였다. 무부하 조건에서 수행하였고 제안된 LPF의 차단 주파수는 377 [rad/s]로 설정하였다.

그림 3은 1800 [rpm] ($\omega_e = 377$ [rad/s])에서 실제 고정자 u상 전류 i_u , LPF 통과후 보상되지 않은 전류 i_{a1} 와 보상된 전류 $i_{a,comp}$ 의 파형을 나타낸 것이다. 그림의 파형에서 알 수 있듯이 i_{a1} 의 경우 약 0.8 [rad]의 위상 지연과 0.45[A](약 30%)의 크기 감쇄가 나타나는 반면 제안된 LPF의 크기 및 위상 지연 보상 알고리즘에 의해 보상된 $i_{a,comp}$ 는 실제 전류 파형과 크기 및 위상의 지연이 없음을 확인할 수 있다.

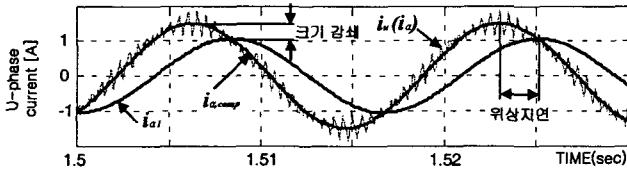


그림 3. u상 전류 파형(무부하, 1800 [rpm], $a = 377$ [rad/s])
Fig. 3. u-phase current(no load, 1800[rpm], $a = 377$ [rad/s])

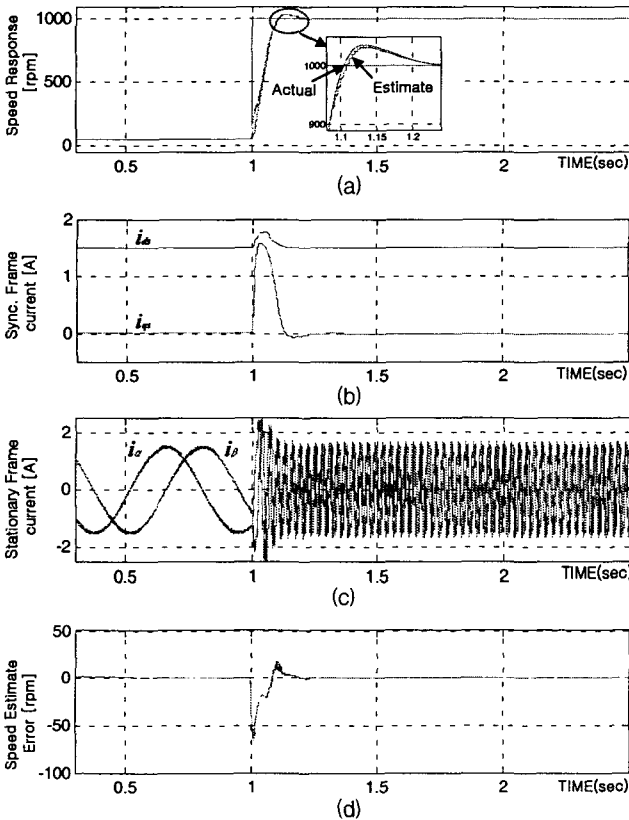


그림 4. 위상/이득 보상항을 갖는 LPF 적용시의 스텝 응답
(무부하, 50 [rpm] -> 1000 [rpm], $a = 377$ [rad/s])
Fig. 4. Step response with phase/gain compensated LPF
(no load, 50 [rpm] -> 1000 [rpm], $a = 377$ [rad/s])

그림 4는 제안된 LPF를 갖는 센서리스 벡터제어 방식의 속도 스텝응답 파형으로 속도 스텝은 50 [rpm]에서 1000 [rpm]으로 주어졌다. 이 파형에서 스텝 시에도 큰 오버슈트가 없으며 저속 및 고속 운전 영역의 정상 상태에서도 오차 없이 기준 속도를 적절히 추종함을 확인할 수 있으며 적절한 벡터제어가 되고 있음을 확인할 수 있다. 만약 PWM 스위칭에 의한 전류 리플이나 잡음 등의 차단을 위해 일반적인 LPF를 사용하여 차단주파수를 377 [rad/s]로 낮게 설정한다면 LPF로 인한 위상 지연과 크기 감쇄로 인해 정상 상태 오차를 가지며 고속 운전 영역으로 갈수록 전동기 출력 변수의 진동을 동반하며 점점 불안정해질 것이다.

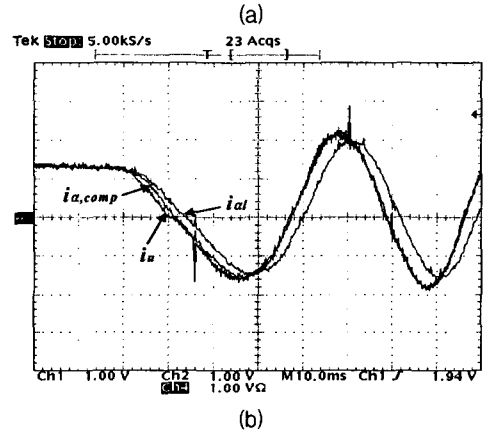
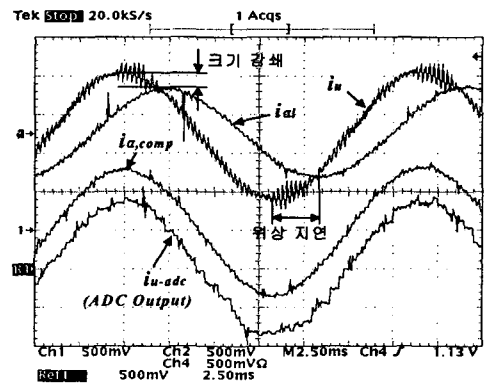
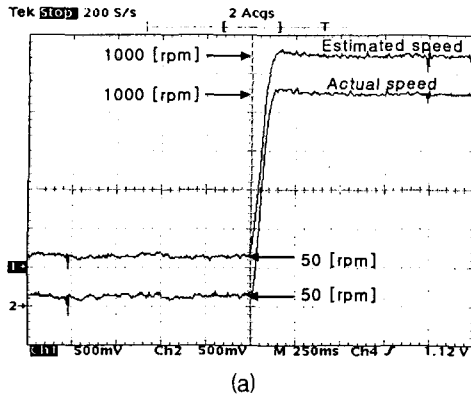


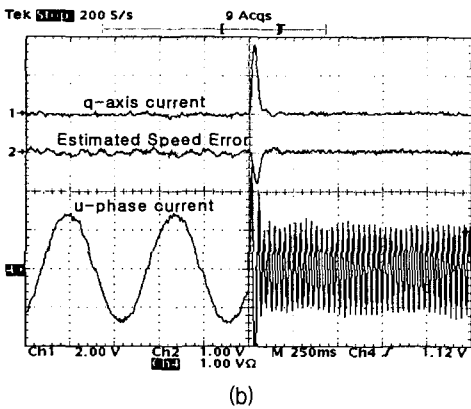
그림 5. u상 전류 파형(무부하, 0.5A/div, $a = 377$ [rad/s])
(a) 정상 상태 응답(1800 [rpm]), (b) 과도 상태 응답
(50[rpm]->1000[rpm])
Fig. 5. u-phase current(no load, 0.5A/div, $a = 377$ [rad/s])
(a) Steady state response (1800 [rpm]), (b) Transient response(50[rpm]->1000[rpm])

5.3. 실험 결과

제안된 센서리스 벡터 제어와 디지털 LPF의 유효성을 입증하기 위해 속도 스텝, 부하 스텝 응답 및 램프 응답 등 다양한 조건에서 실험을 수행하였다. 그림 5 ~ 10은 주어진 조건에 따라 실험한 결과 파형들이며 각 파형에서 Ch.1 ~ 2 파형은 제어기에서 연산 또는 신호처리된 결과 값을 D/A 변환기를 통해 출력한 파형들이며 Ch. 4 파형은 전류 프로브에 의한 측정 파형이다. 제안된 디지털 LPF의 차단주파수는 377 [rad/s]로 설정하여 실험하였다.



(a)



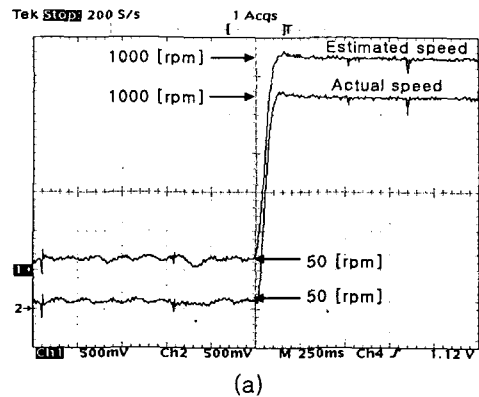
(b)

그림 6. 위상/이득 보상형 LPF 적용시의 스텝 응답 (무부하, 50 [rpm] → 1000 [rpm]) (a) 속도 응답, (b) Ch.1(2A/div), Ch.2(100 [rpm]/div), Ch.4(1A/div)

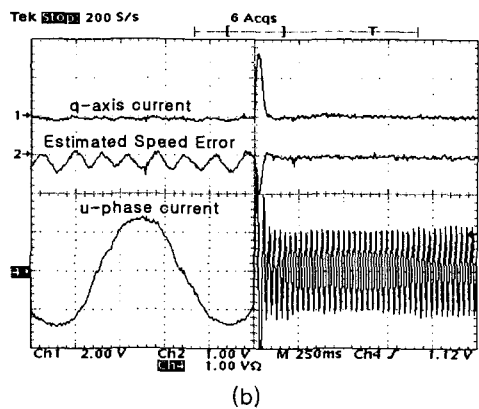
Fig. 6. Step response with phase/gain compensated LPF (no load, 50 [rpm] → 1000 [rpm]) (a) Speed response, (b) Ch.1(2A/div), Ch.2(100 [rpm]/div), Ch.4(1A/div)

그림 5(a)는 1800 [rpm] ($\omega_e = 377$ [rad/s])에서 제안된 LPF의 응답 파형이며 그림 5(b)는 50[rpm]에서 1000[rpm]으로 스텝시 과도응답을 나타낸 파형이다. 그림 3(a)에서 i_u (Ch.4), i_{α} (Ch.2), $i_{\alpha, comp}$ (Ch.1) 및 i_{u-adc} (Ref1) 파형은 각각 실제 고정자 u상 전류, LPF 통과후 보상되기 전 α 축 전류, 보상된 α 축 전류 및 제어기에서 AD 변환된 u상 전류 파형을 나타낸다. i_{α} 의 경우 시뮬레이션 결과와 같이 약 0.8 [rad]의 위상 지연과 약 30%의 크기 감쇄가 나타나는 반면 제안된 LPF의 크기 및 위상 지연 보상 알고리즘에 의해 보상된 $i_{\alpha, comp}$ 는 실제 전류 파형과 크기 및 위상 지연이 거의 없음을 확인할 수 있다. AD 변환된 값, 즉 Ref1 파형에서 잡음 성분이 많이 포함되어 있음을 확인할 수 있으며 이는 본 논문의 센서리스 제어 알고리즘의 저속 운전 영역 특성에 큰 영향을 미칠 수 있는데 제안된 위상/이득 보상형 LPF의 적용으로 이러한 잡음 성분을 제거할 수 있음을 확인할 수 있다. 그림 5(b)의 과도 상태의 파형에서 제안된 LPF를 통과한 전류 파형은 20~30 [ms] 이내에 원래 신호를 잘 추종함을 알 수 있다.

그림 6~7은 무부하 조건하에서 제안된 센서리스 제어 방식의 속도 스텝응답 파형으로 각각 제안된 LPF를 가지는 경우와 어떤 디지털 LPF도 갖지 않는 경우의 파형이며



(a)



(b)

그림 7. 디지털 LPF가 없을 경우 스텝 응답 (무부하, 50[rpm] → 1000 [rpm]). (a) 속도 응답, (b) Ch.1(2A/div), Ch.2(100 [rpm]/div), Ch.4(1A/div)

Fig. 7. Step response without any digital LPF (no load, 50[rpm] → 1000[rpm]). (a) Speed Response, (b) Ch.1(2A/div), Ch.2(100 [rpm]/div), Ch.4(1A/div)

그림 8은 저속(50 [rpm]) 운전시 각 경우의 실제속도 및 u상 전류 파형을 확대한 것이다. 그림 6(a)에서 속도 스텝시 큰 오버슈트가 없으며 저속에서는 약간의 정상상태 속도 편차와 진동을 동반하지만 1000 [rpm] 영역에서는 정상상태 편차 없이 약 ± 5 [rpm] 이하의 속도 오차를 유지하며 적절히 기준 속도를 추종함을 확인할 수 있다. 그리고 그림 6(b)의 속도추정 오차 파형(Ch.2)에서 스텝이 인가된 과도 상태에는 추정 오차가 다소 크게 나타나지만 저속 운전시 약 ± 10 [rpm] 이내의 추정 오차를 유지하고 고속 영역에서는 거의 오차 없이 실제 속도를 잘 추종함을 알 수 있다.

그림 7 파형에서 고속 영역의 경우 그림 6 파형의 제안된 위상/이득 보상형 LPF의 적용 시와 비교해볼 때 거의 유사한 특성을 보이지만 저속에서는 상당히 큰 정상상태 속도 오차/편차를 가지며 속도 추정 또한 제대로 이루지지 않음을 확인할 수 있다.

그림 8의 저속 운전시 확대 파형에서 제안된 LPF를 가질 경우, 실제속도(Ch.2)는 정상상태 편차없이 약 ± 10 [rpm] 이내의 오차를 유지하고 u상 전류(Ch.4)의 주파수 또한 속도지령치(50 [rpm] \Rightarrow 1.67 Hz)에 거의 일치되게 운전됨을 확인할 수 있는 반면 제안된 LPF를 적용하지 않을 경우에는 실제속도(Ref1) 및 u상 전류(Ref2) 파형을 보면 30 [rpm] ~ 5 [rpm] 정도의 큰 오차와 약 15 [rpm] ~ 20 [rpm] 정도의

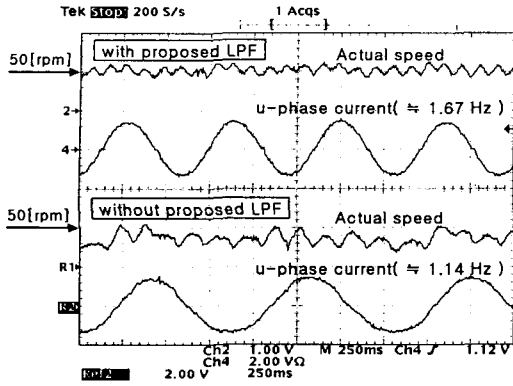
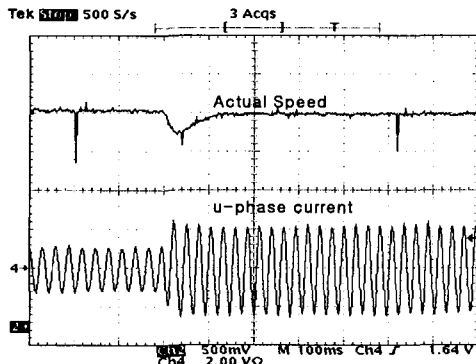
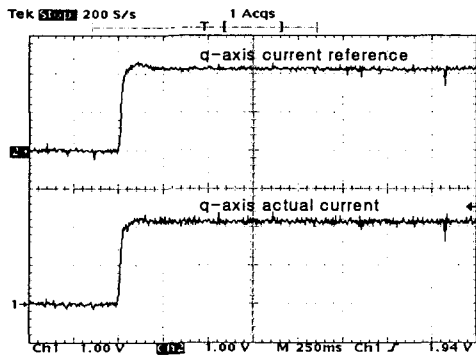


그림 8. 저속(속도지령: 50 [rpm]) 운전시 제안된 LPF를 가질 경우와 갖지 않을 경우의 속도 및 전류 파형. Ch.1 & Ref1(50[rpm]/div), Ch.4 & Ref2(2A/div)

Fig. 8. Speed and current waveform with/without the proposed LPF at low speed operation(speed ref.: 50 [rpm]). Ch.1 & Ref1(50[rpm]/div), Ch.4 & Ref2(2A/div)



(a)



(b)

그림 9. 부하 스텝 응답(1000 [rpm], 0 [N.m] → 2 [N.m])
(a) 속도 및 u상 전류(Ch.4: 2A/div),
(b) 동기좌표계 q축 전류(1A/div)

Fig. 9. Load step response(1000 [rpm], 0 [N.m] → 2 [N.m])
(a) Speed and u-phase current(Ch.4: 2A/div),
(b) q-axis current in synchronous frame (1A/div)

정상상태 편차를 가지며 상당히 불안정하게 운전됨을 확인할 수 있다. 여기서, 그림 6 ~ 8의 결과 파형으로부터 제안된

위상/이득 보상형 LPF의 적용으로 고정자 전류 신호의 위상 지연 및 크기감쇄에 의한 시스템의 전체적인 성능저하 없이 잡음 유입을 차단함으로써 제안된 고정자 자속기준 센서리스 제어 알고리즘의 저속 영역에서 잡음에 대한 취약성을 상당히 개선할 수 있음을 알 수 있다.

그림 9는 1000 [rpm]에서 2 [N.m]의 부하 토크 스텝을 인가하였을 때 속도 및 토크 전류 i_{qs} 의 응답 특성을 나타내는 파형으로 빠른 속도 및 전류 응답 특성을 보인다. 그림 9(a)의 Ch.2 파형은 실제 속도 파형을 나타내며 부하 인가 후 정상 상태에서 약 10 [rpm] 정도의 속도가 감소되었으며 Ch.4 파형은 고정자 u상 전류 파형을 나타낸다. 그림 9(b)는 토크 전류의 응답 파형으로 Ch.2 파형은 토크 전류 지령, i_{qs}^* 이고 Ch.1 파형은 실제 토크전류, i_{qs} 를 나타내며 부하 인가시 0[A]에서 약 2[A]의 스텝으로 변하며 실제 전류가 지령치를 잘 추종함을 확인할 수 있다.

그림 10 파형은 2000[rpm/sec] 기율기의 램프 속도 응답을 나타내며 정·역 전환시의 실제 속도 및 고정자 u상 전류의 응답 파형으로 영속도 부근을 포함하여 특이한 변동없이 양호하게 전환됨을 확인할 수 있다.

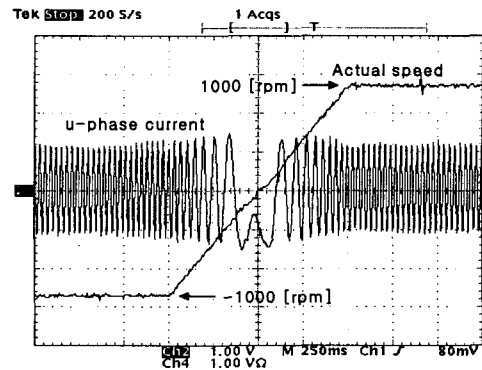


그림 10. 정·역 회전 운전(무부하, Ch.4: 1A/div)

Fig. 10. Speed reversal operation(no load, Ch.4: 1A/div)

5. 결 론

본 논문에서, 기준 전압의 결정이 간단하고 제어가 용이한 유도전동기의 고정자 자속 기준 전압 방정식에 기반한 속도 센서리스 벡터제어 방법과 센서 잡음 또는 PWM 스위칭 주파수에 해당되는 전류 맥동 성분 등의 제거를 위해 위상/이득 보상 항을 갖는 디지털 LPF를 제안하였다. 750W 유도전동기를 대상으로 제안된 알고리즘에 의한 속도 센서리스 벡터 드라이브를 구성하였으며 다양한 운전 조건하에서 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다.

실험 결과로부터 제안된 센서리스 벡터제어 방식의 우수한 성능과 속도 및 토크 전류 응답의 속응성을 확인할 수 있었다. 그리고 제안된 디지털 LPF의 유효성 및 필요성을 보였다. 즉 제안된 벡터제어 방식은 기준전압이 아주 낮은 저속 영역에서는 외부 잡음의 영향이 심각하게 나타나며 쉽게 시스템의 불안정을 가져올 수 있는데 제안된 LPF의 적용을 통해 이러한 문제를 간단히 해결될 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] Kunio Koga, Ryuzo Ueda, Toshikatsu, "Constitution of V/F Control for Reducing the Steady-State Speed Error to Zero in Induction Motor Drive System." IEEE Trans. On Ind. Appl. Vol. 28, No. 2, 1992, pp. 463-471.
- [2] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method." in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, Vol. 1, 1996, pp 270-277.
- [3] P. L. Jansen, R. P. Lorenz, "Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines." IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 31, pp. 240-247, Mar./Apr. 1995.
- [4] H.Kubota, K.Matuse, T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor." IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 344-348, Mar./Apr. 1993.
- [5] X. Xu, R. D. Doncker, D. W. Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive." in Proc. IEEE PESC Rec., 1988, pp. 870-876.
- [6] B. K. Bose and N. R. Patel, "A programmable cascaded low-pass filter-based flux synthesis for a stator flux-oriented vector-controlled induction motor drive." IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, no. 1, pp. 140-143, Feb. 1997.
- [7] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Cho and S. Y. Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors." IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 15, no. 2, pp. 312-318, Mar. 2000.
- [8] P. Vas, Artificial-Intelligence-based Electrical Machines and Drives Application of Fuzzy, Neural, Fuzzy-Neural and Genetic-Algorithm-based Techniques. Oxford, U.K.:Oxford Univ. Press, 1999.
- [9] X. Xu and D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System.", IEEE Trans. on Ind. Appl. Vol. 27, No. 4, pp. 694-700, Jul/Aug. 1991.

저 자 소 개



김 삼 영(金 三 永)

1971년생. 1997년 창원대 전자공학과 졸업. 1999년 동대학원 전자공학과 졸업(석사). 1997년~2003년 두산중공업(주) 근무. 2001~현재 창원대 대학원 전자공학과 박사과정.

E-mail : sam0kim@changwon.ac.kr



박 승 엽(朴 勝 燁)

1958년생. 1981년 고려대 전기공학과 졸업. 1988년 동대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1988년~현재 창원대학교 전자공학과 교수.

E-mail : psy@sarim.changwon.ac.kr