

속도검출기가 없는 유도전동기의 광범위한 속도 영역에서의 자속 기준 속도 제어

論 文
49B-5-7

Field-Oriented Speed Control of Induction Machine without Speed Sensor in Overall Speed Range

柳 炯 旻* · 河 廷 稷** · 薛 承 基***
(Hyung-Min Ryu · Jung-Ik Ha · Seung-Ki Sul)

Abstract - This paper proposes a field-oriented speed control strategy without speed sensor in overall speed range. At low speed region including zero speed, the electrical saliency which is due to the main flux saturation is used in order to estimate an instantaneous flux position. This electrical saliency can be obtained from the difference of high frequency impedance by the high frequency signal injection. This method enables the stable operation at zero speed or stator frequency even under heavily loaded condition. However, because of the high frequency signal injection the loss and noise in motor increase and the voltage margin is reduced as the motor speed increases. Therefore, this algorithm must be supplemented with the algorithm based on the electrical model of motor, which is conventionally used in the region except the low speed. This paper proposes the combination algorithm between the high frequency signal injection method and the adaptive observer, in which the rotor flux and motor speed can be simultaneously estimated by the adaptive control theory. This combination algorithm enables the stable operation of field-oriented speed control without speed sensor in overall speed range. This is verified by experimental results.

Key Words : Adaptive observer, Electrical Saliency, High frequency signal injection

1. 서 론

기존의 속도 검출기가 없는 자속 기준 속도 제어에 대한 연구는 크게 전동기의 전기적 모델을 이용한 연구[1-3]와 전동기의 물리적 특성을 이용한 연구[4-10]로 나눌 수 있다.

전기적 모델을 이용한 연구는 관측기를 구성하여 전동기의 자속 및 속도를 얻는 방식이다. 기본적으로 전동기 정수값 설정 및 변동에 영향을 받으며, 특히 저속에서는 역기전력이 작기 때문에 인버터의 비선형적인 특성으로 인한 전압왜곡의 영향이 상대적으로 증가한다. 따라서 이러한 인버터 출력의 왜곡에 의해 관측기의 안정성이 크게 낮아진다.

전동기의 물리적인 특성을 이용한 연구로는 측정된 전류로부터 회전자 슬롯에 의한 고조파(slot harmonics)를 추출하여 속도 정보를 얻는 방식[4-6]과 고주파 주입 시 나타나는 전동기의 돌극성을 이용하는 방식[7-10] 등이 있다. 회전자 슬롯에 의한 고조파를 이용하는 방식[4-6]의 경우, 범용 유도 전동기는 코깅(cogging) 토오크를 억제하기 위해 회전자가 스큐(skew) 되어 있으므로, 일반적인 유도 전동기에 적용하기 힘들다. 또한 상 전압을 직접 측정하거나[5], 중성점 전압을 측정하여야 하므로[6] 부가적인 결선과 단자가 필요하다. [7-10]에서는 높은 주파수에서의 돌극성을 이용하지만, [7]의

경우 회전자 누설 자속의 차이를 이용하므로 회전자 슬롯 형상의 가공이 필요하고 일반적인 폐슬롯(closed-slot) 형태의 유도 전동기에는 적용하기 어렵다.

고주파에서 전기적 돌극성을 이용한 방식은 일반적인 폐슬롯 형태의 유도 전동기의 영 속도를 포함한 낮은 속도 영역에서 뛰어난 제어 특성을 가지고 있다[8-10]. 하지만 이러한 방식은 전기적 돌극성을 측정하기 위해 고주파 신호를 주입하므로, 전동기의 소음과 손실을 증가시키며 특히 PWM 인버터의 전압 제한 때문에 높은 속도에서 적용하기 힘들다. 따라서 넓은 범위의 속도에서 안정된 운전이 이루어지기 위해서는 고주파 주입에 의한 제어 방식을 고속 영역에 적합한 다른 방법으로 보완하여야 한다.

전동기의 전기적 모델을 이용한 방법 중에 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정 방법은 저속을 제외한 영역에서 뛰어난 제어 특성을 가지고 있다[2]. 본 논문은 광범위한 속도에서 안정된 운전 특성을 얻기 위하여 고주파에서 전기적 돌극성을 이용한 방법과 적응 관측기를 이용한 방법과의 절환 알고리즘을 제안한다. 이는 광범위한 속도 영역에서 속도 검출기가 불필요한 자속 기준 속도 제어를 가능하게 한다.

2. 본 론

2.1 전기적 돌극성을 이용한 자속 위치 추정

주 자속이 지나가는 축과 그와 직교하는 축의 자성체에는 자속 포화로 인한 자기 릴럭턴스의 차이가 발생한다. 만약 그 럽1과 같이 주 자속이 d축에 인가된다고 하면 자속 포화에

* 準 會 員 : 서울대 電氣學科部 博士課程

** 正 會 員 : 서울대 電氣學科部 博士課程

*** 正 會 員 : 서울대 電氣學科部 副教授 · 工博

接受日字 : 1999年 10月 18日

最終完了 : 2000年 3月 28日

의해 d축 자성체(A부분)의 자기 릴럭턴스는 직교하는 q축(B부분)에 비해 증가한다. 따라서, q축에 맥동하는 고주파 신호를 주입할 경우 발생하는 누설 자속은 자기 릴럭턴스가 큰 d축에 위치하므로 q축의 고주파 인덕턴스는 d축에 비해 작아지게 된다.

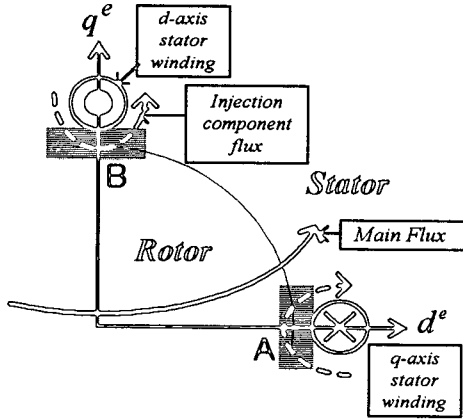


그림 1 전기적 돌극성 현상
Fig. 1 Electrical Saliency

일정 자속 제어시에 동기 좌표계 상에서 유도 전동기의 고정자 전압 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= (R_s + \sigma L_s p) i_{ds}^e - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \\ v_{qs}^e &= (R_s + \sigma L_s p) i_{qs}^e + \omega_e L_s i_{ds}^e \end{aligned} \quad (1)$$

고주파 영역에서는 저속에서 역기전력에 의한 상호 간섭항이 무시될 수 있다. 또한 전동기 정수를 고려할 때 수백 Hz의 주파수에서는 누설 인덕턴스에 의한 임피던스에 비해 저항은 무시될 수 있다. 표피 효과에 의한 저항의 증가를 고려하더라도 실험적으로 고주파 신호의 역률각이 거의 90도임을 확인할 수 있다. 따라서, 고주파 영역에서 동기 좌표계 상의 d-q축 등가 회로는 그림2와 같이 누설 인덕턴스에 의한 간단한 L부하로 생각될 수 있다.

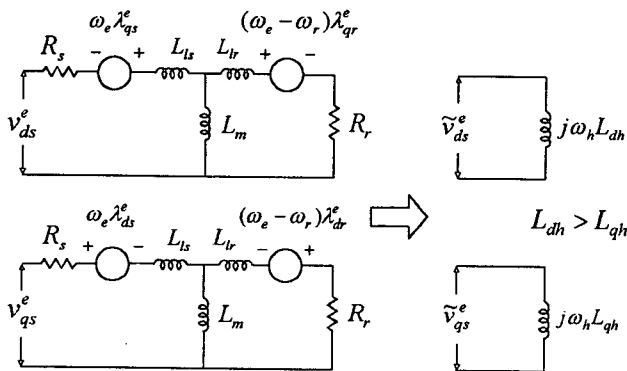


그림 2 고주파 영역에서의 전동기 등가 회로
Fig. 2 Equivalent circuit of induction motor in high frequency region

그림3은 동기 좌표계 상에서 실제 자속의 위치 d^e 축과 추정된 자속의 위치 d' 축 사이의 관계를 나타낸다. 고주파 임

피던스의 차이를 측정하기 위해 d' 축에 맥동하는 고주파의 전압 신호 $\tilde{v} = V_h \sin \omega_h t$ 를 인가하고 d' 축에서 $\pm 45^\circ$ 만큼 떨어진 d^m 과 q^m 축에서 고주파의 전류 성분을 측정한다.

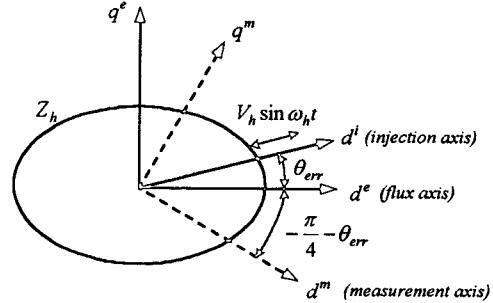


그림 3 고주파 전압 신호 주입과 고주파 전류 성분 측정
Fig. 3 High frequency signal injection and measurement

이 때 d^m 과 q^m 축에는 동일한 전압 신호가 인가되므로 전류 신호의 차이는 임피던스의 차이를 의미한다. 만약, 실제 자속의 위치와 추정 자속의 위치가 일치한다면 d^m 축과 q^m 축 위에서 측정된 신호가 같지만, 실제 자속과 추정 자속의 위치에 차이가 존재한다면 이 두 축에서 측정된 신호들은 서로 다르고 방향성을 갖는다. 따라서 d^m 축과 q^m 축 위에서 측정된 신호의 차이를 이용하면 실제 자속의 위치를 순시적으로 추정할 수 있다.

고주파 전류 성분의 오차와 추정 자속각의 오차 사이의 관계는 수식적으로 다음과 같이 전개될 수 있다. 먼저 고주파 임피던스는 임의의 위치에서 공간적으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Z_h(\theta) = Z_{ha} + Z_{hb} \cos 2(\theta - \theta_0) \quad (2)$$

여기서, $Z_{ha} \approx j\omega_h(L_{dh} + L_{qh})/2$, $Z_{hb} \approx j\omega_h(L_{dh} - L_{qh})/2$ 이고 θ_0 는 자속이 위치한 d축에 해당된다.

실제 자속의 위치를 θ 라 하고 추정된 자속의 위치를 $\hat{\theta}$ 라 할 때 d^m 축과 q^m 축에서의 고주파 전류는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{i}_d^m &= \frac{(V_h/\sqrt{2}) \sin \omega_h t}{Z_h(\hat{\theta} - \pi/4)} = \frac{(V_h/\sqrt{2}) \sin \omega_h t}{Z_{ha} + Z_{hb} \sin 2(\hat{\theta} - \theta)}, \\ \tilde{i}_q^m &= \frac{(V_h/\sqrt{2}) \sin \omega_h t}{Z_h(\hat{\theta} + \pi/4)} = \frac{(V_h/\sqrt{2}) \sin \omega_h t}{Z_{ha} - Z_{hb} \sin 2(\hat{\theta} - \theta)}. \end{aligned} \quad (3)$$

이 때 각 전류 크기 제곱의 차이는 다음과 같다.

$$Err_{Im} = |\tilde{i}_d^m|^2 - |\tilde{i}_q^m|^2 = -\frac{2V_h^2 Z_{ha} Z_{hb} \sin 2(\hat{\theta} - \theta)}{(Z_{ha}^2 - Z_{hb}^2 \sin^2 2(\hat{\theta} - \theta))^2} \quad (4)$$

만약 추정 자속각과 실제 자속각 사이의 오차가 작을 경우 식(4)는 다음과 같이 선형화될 수 있다.

$$ErrIm = \left| \tilde{i}_d^m \right|^2 - \left| \tilde{i}_q^m \right|^2 \approx -4V_h^2 \frac{Z_{hb}}{Z_{ha}^3} (\hat{\theta} - \theta) = K(\theta - \hat{\theta}) \quad (5)$$

식(5)를 통해 추정각의 오차가 작은 범위에서는 전류 크기 제곱의 오차와 추정각의 오차 사이에 비례 관계가 성립함을 알 수 있다. 따라서 고주파 전류 크기 제곱의 오차를 P 제어기의 입력으로 사용하면 동기 주파수의 추정값 $\hat{\omega}_e$ 를 얻을 수 있고, 이로부터 자속각 $\hat{\theta}_e$ 를 추정할 수 있다. d^m 축과 q^m 축에서의 고주파 전류 성분의 크기 제곱은 그림4와 같은 방법으로 대역 통과 필터와 저역 통과 필터를 사용하여 얻을 수 있다.

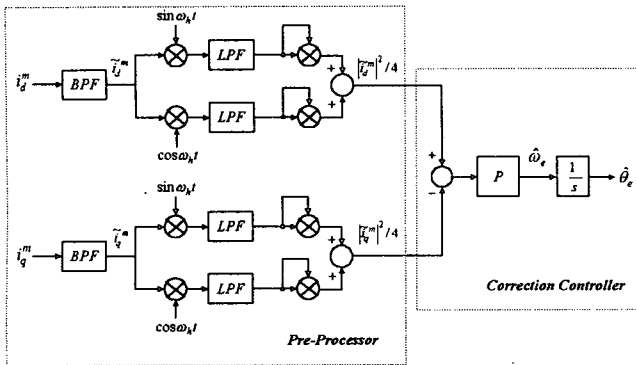


그림 4 고주파 전류 성분의 검출과 자속각 추정기
Fig. 4 Pre-processor and correction controller

그림5는 자속각 추정기의 간략화된 블록선도를 나타낸다. 신호 처리 과정에서 시지연 효과를 무시할 경우, 추정된 자속각과 실제 자속각 사이의 전달 함수는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{KK_p}{s + KK_p} \quad (6)$$

여기서 K_p 는 P 제어기의 이득이다.

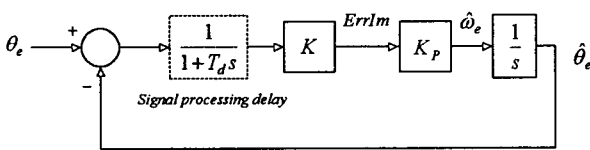


그림 5 자속각 추정기의 블록선도
Fig. 5 Block diagram of flux angle estimator

전동기 속도의 추정은 위와 같은 방법을 통해 얻어진 전동기의 동기 주파수 추정값 $\hat{\omega}_e$ 와 토크분 전류로부터 계산된 슬립 주파수의 추정값 $\hat{\omega}_{sl}$ 의 차이를 통해 얻을 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl} \quad (7)$$

특수한 상황을 제외하고 일반적으로 전동기는 기계적으로 관성 부하나 마찰 부하에 연결되어 운전되므로 기계적 시정수는 전기적 시정수에 비해 매우 크다. 따라서, 전동기 회전

속도는 동기 주파수의 변화나 슬립 주파수의 변화에 비해 매우 느리게 움직인다. 즉, 식(7)에서 얻어진 회전 속도에서 고주파 성분은 외란으로 취급할 수 있으므로 식(8)과 같이 저역 통과 필터를 사용하여 전동기의 회전 속도를 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \left(\hat{\omega}_e - \frac{R_r L_m i_{qs}^e}{L_r \lambda_{dr}^{e*}} \right) \quad (8)$$

이상을 종합하면 저속 영역에서의 고주파 신호 주입을 이용한 속도 검출기가 없는 자속 기준 속도 제어 방식은 그림6과 같이 구현될 수 있다.

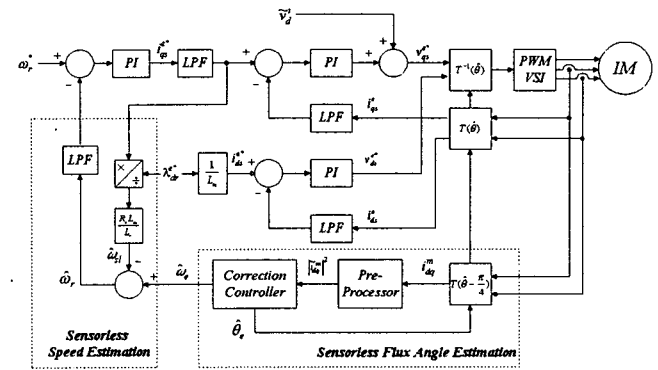


그림 6 고주파 신호 주입을 이용한 센서리스 자속 기준 속도 제어 방식

Fig. 6 Implementation of sensorless field-oriented speed control using the high frequency signal injection

고주파 주입 전압은 전류 제어기 출력 d축 성분에 주입된다. 전류 제어기는 고주파 신호 주입에 의한 전류 리플을 감소시키기 위해 전류 제어기 출력이 주입하는 고주파 신호를 상쇄시킨다. 따라서 주입된 고주파 신호에 대한 전류 제어기의 간섭을 피하기 위해 전류 제어기 되먹임 신호 앞단에 저역 통과 필터가 사용된다. 그리고, 전류 제어기의 대역폭은 저역 통과 필터의 차단 주파수보다 낮게 설정되어야 한다. 토크 리플이 급격하게 변할 경우 전류 제어기 출력에 주입 주파수 성분의 외란이 발생하게 된다. 따라서, 속도 제어기 출력 뒷단에 저역 통과 필터가 사용된다. 그림7은 속도 제어기, 전류 제어기, 저역 통과 필터들의 차단 주파수, 주입 주파수, 스위칭 주파수의 관계를 나타낸다.

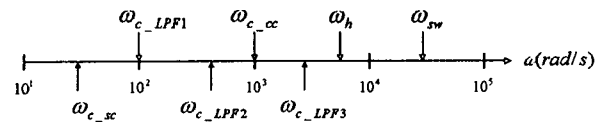


그림 7 제어기 대역폭 및 저역 통과 필터의 차단 주파수 설정(LPF1: 추정 속도, LPF2: 토크분 전류 리플, LPF3: 전류 제어기 되먹임 신호)

Fig. 7 Bandwidth of controller and cutoff frequency of low-pass filter(LPF1: estimated speed, LPF2: torque-producing current reference, LPF3: feedback signal of current controller)

2.2 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정[2]

유도 전동기는 정지 좌표계에서 고정자 전류와 회전자 자속을 상태 변수로 하는 식(9)와 같은 상태 방정식으로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{11} & \mathbf{A}_{12} \\ \mathbf{A}_{21} & \mathbf{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{v}_s, \quad \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$$

$$\mathbf{i}_s = [\mathbf{I} \ \mathbf{0}] \mathbf{x} \quad ; \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \quad (9)$$

여기서,

$$\mathbf{i}_s = [i_{ds}^s \ i_{qs}^s], \quad \lambda_r = [\lambda_{dr}^s \ \lambda_{qr}^s],$$

$$\mathbf{A}_{11} = -\left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{\tau_r} \right\} \mathbf{I},$$

$$\mathbf{A}_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} - \omega_r \mathbf{J} \right\},$$

$$\mathbf{A}_{21} = L_m \cdot \frac{1}{\tau_r} \mathbf{I}, \quad \mathbf{A}_{22} = -\frac{1}{\tau_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J},$$

$$\mathbf{B}_1 = \frac{1}{\sigma L_s} \mathbf{I}, \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r, \quad \tau_r = L_r / R_r.$$

고정자 전류와 회전자 자속을 함께 추정하는 전차원 관측기는 식(10)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{u} + \mathbf{G} (\hat{\mathbf{i}}_s - \mathbf{i}_s) \quad (10)$$

여기서 $\hat{\mathbf{x}}$ 는 추정값을 의미하고 \mathbf{G} 는 관측기 이득행렬이다. 이 때 적응 제어 이론에 의해 상태 변수와 $\hat{\mathbf{A}}$ 의 전동기 속도를 동시에 추정할 수 있다.

Lyapunov stability 조건에 의해 다음과 같은 방법으로 속도 추정식을 얻을 수 있다. 먼저 상태변수 오차에 대해 아래 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{e} = (\mathbf{A} + \mathbf{G}\mathbf{C}) \mathbf{e} - \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} \quad (11)$$

여기서,

$$\mathbf{e} = \mathbf{x} - \hat{\mathbf{x}}, \quad \Delta \mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & -\Delta \omega_r \mathbf{J} / c \\ \mathbf{0} & \Delta \omega_r \mathbf{J} \end{bmatrix},$$

$$c = \sigma L_s L_r / L_m, \quad \Delta \omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r.$$

Lyapunov 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$V = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + (\hat{\omega}_r - \omega_r)^2 / d \quad (12)$$

여기서 d 는 양의 상수이다.

Lyapunov 함수의 미분은 식(10)을 이용해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V = & \mathbf{e}^T \{ (\mathbf{A} + \mathbf{G}\mathbf{C})^T + (\mathbf{A} + \mathbf{G}\mathbf{C}) \} \mathbf{e} \\ & - 2\Delta \omega_r (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr}^s - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}^s) / c + 2\Delta \omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / d \end{aligned} \quad (13)$$

여기서, $e_{ids} = i_{ds}^s - \hat{i}_{ds}^s$, $e_{iqs} = i_{qs}^s - \hat{i}_{qs}^s$ 이다.

첫 번째 항은 negative-semidefinite이 되도록 관측기 이득행렬 \mathbf{G} 를 선택할 수 있으므로 나머지 항이 영이 되는 조건에서 다음과 같은 속도 추정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = d (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr}^s - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}^s) / c \quad (14)$$

이상을 블록도로 구현하면 그림8과 같다.

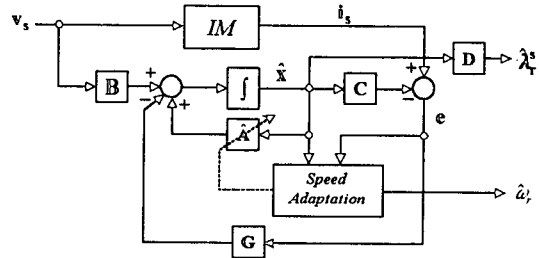


그림 8 적응 관측기에 의한 자속 및 속도 추정
Fig. 8 Flux and speed estimation using the adaptive observer

2.3 추정 알고리즘의 절환 방식

2.1절에서 언급한 자속 추정 방식은 다음과 같은 제한조건을 가진다. 우선 자속 위치 검출을 위해 주입하는 신호로 인한 추가적인 손실 및 소음이 발생한다. 또한 주입되는 고주파 신호에 의해 낮은 주파수의 기본파 전류 제어가 영향을 받지 않아야 하므로 이에 따라 전류 제어기의 대역폭이 제한을 받게 된다. 무엇보다도, 전동기의 속도가 증가하거나 급격한 가속으로 인해 기본파 전압이 상승할 경우, 고주파 전압 신호 주입을 위한 전압 마진이 줄어들게 된다. 따라서 전동기 속도 상승에 따른 추정 알고리즘의 절환이 필요하다. 본 논문에서는 기존의 고속 알고리즘 중에서 저속 영역의 범위를 최대한 줄이기 위해 그림9와 같이 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정방법과의 절환 방식을 제안한다.

저속에서 고속 알고리즘으로 절환시 적응 관측기의 초기화가 필요하다. 고정자 전류와 회전자 자속은 각각 추정값과 지령값으로 초기화한다. 전동기 속도는 저속 알고리즘에서의 추정값으로 PI 제어기의 적분항을 초기화시켜 주면 절환시 연속성을 보장할 수 있다. 고속에서 저속 알고리즘으로 절환시 기존의 속도 추정기를 사용하면 절환시 연속성을 보장할 수 없다. 따라서, 그림10과 같은 일종의 MRAC 방식의 속도 추정기를 제안한다. 이 방식은 고주파 주입 방식으로 구한

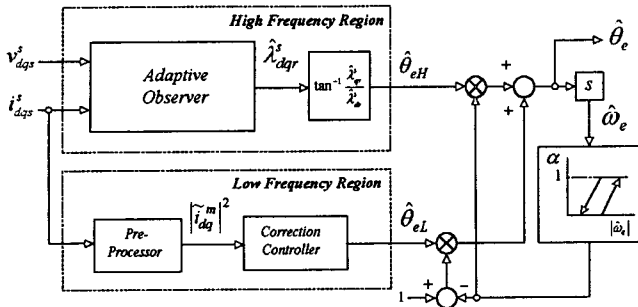


그림 9 적응 관측기와의 제어 자속각 절환 방식
 Fig. 9 Combination method of flux angle with the adaptive observer

자속각을 기준 모델의 출력으로 하고 이를 간접 벡터 제어 방식으로 구한 자속각과 비교하여 그 오차를 PI 제어기 입력으로 하여 속도를 얻는 방식이다. 따라서 이 방식을 사용하면 저속에서 고속 알고리즘으로의 절환시와 마찬가지로 고속 알고리즘에서의 추정값으로 PI 제어기의 적분항을 초기화해 주면 절환시 연속성이 보장된다.

하지만, 상이한 알고리즘간의 절환시 발생할 수 있는 제어기 응답성의 차이와 적응 관측기의 초기값 오차로 인해 발생할 수 있는 제어 자속각의 불연속에 따른 과도 상태를 고려하여 선형적으로 절환한다. 또한 채터링을 막기 위해 히스테리시스 밴드를 사용하여 가속과 감속시의 절환 시점을 달리 한다. 고주파 신호 주입은 주입 주파수의 전류 성분 검출을 위한 신호처리 과정의 충분한 시간 확보와 고주파 신호 주입으로 발생하는 과도 상태를 최소화하기 위해 절환 시점보다 미리 주입된다.

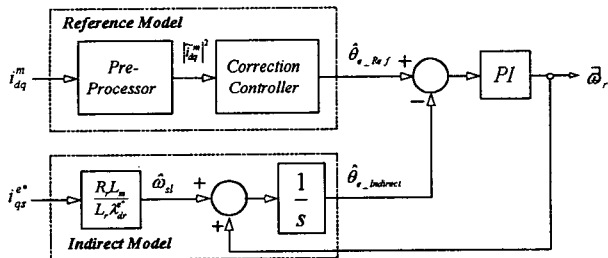


그림 10 절환의 연속성을 위한 저속 알고리즘에서의 속도 추정기
 Fig. 10 Speed estimator in high frequency signal injection method for the continuous transition

2.4 실험 결과

실험은 PWM(Pulse Width Modulation) IPM(Intelligent Power Module) 인버터로 구동되는 3.7kW 범용 유도 전동기를 대상으로 하였다. 사용된 전동기의 사양은 표1과 같다. 제안된 알고리즘은 Texas Instrument사의 TMS320C31 DSP로 구현되었다. 저속 알고리즘에서 자속각 추정을 위해 주입되는 전압 신호의 크기는 최대 60V이며 주파수는 500Hz이다. 인버터의 스위칭 주파수는 5kHz, 전류 샘플링 주파수는 10kHz이다. 전류제어기의 대역폭은 1000rad/sec, 속도제어

표 1 전동기 사양
 Table 1 Motor specification

극수	4극
정격 전압	220V
정격 주파수	60Hz
정격 토크	20Nt
고정자 저항	0.53 Ohm
회전자 저항	0.35 Ohm
상호 인덕턴스	59 mH
고정자 과도 인덕턴스	3.6 mH
회전자 형상	농형/폐슬롯

기의 대역폭은 30rad/sec이다. 전동기의 실제 회전 속도를 관찰하기 위하여 1,024ppr의 증가형 엔코더를 사용하였다. 부하 운전을 위해 직류 전동기가 사용되었다.

그림11은 자속의 크기 변화에 따른 고주파 임피던스의 분포를 나타낸다. 자속의 위치(0도)에서 임피던스가 최대이고 자속의 크기가 증가할수록 자속 포화에 의해 전체적으로 임피던스의 크기가 감소함을 알 수 있다. 그림12는 구속 상태에서 토크 제어 모드로 토크의 크기를 변화시켜 가면서 주입 위치에 따른 고주파 임피던스를 측정하였다. 토크가 증가함에 따라 전체적인 임피던스의 크기와 d, q축에서의 임피던스 차이가 감소함을 알 수 있다.

High Frequency Impedance[Ohm]

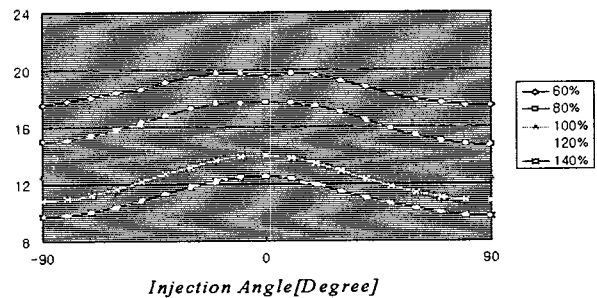


그림 11 자속의 크기에 따른 고주파 임피던스의 분포
 Fig. 11 Distribution of high frequency impedance according to the flux level

High Frequency Impedance[Ohm]

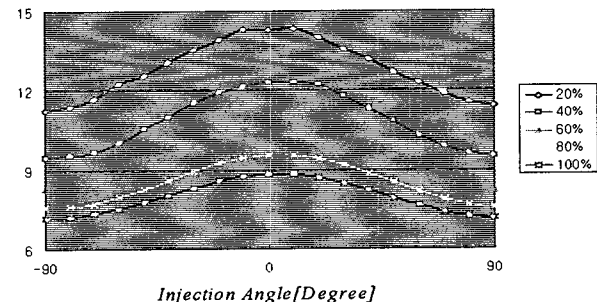


그림 12 토크의 크기에 따른 고주파 임피던스의 분포
 Fig. 12 Distribution of high frequency impedance according to the torque level

그림13은 무부하 조건에서 속도 정역 운전시 실제 속도, 추정 속도, 자속각, 토크의 파형을 나타낸다. 이론적인 해석 결과와는 달리 실제 자속각 추정기는 각이 진행함으로써 발생하는 과도 상태와 노이즈 형태의 외란을 고려하여 거의 뱅뱅 제어기 형태로 동작된다. 상 전류가 영을 지날 때 고주파 신호 주입으로 인해 전류는 여러번 영을 지나게 되며 주입으로 인해 샘플링 전류와 실제 스위칭 시점에서의 전류 사이의 오차가 증가하므로 정확한 데드타임 보상이 어렵다. 따라서 실험 파형에서 알 수 있듯이 속도에 기본파 주파수의 6배 리플이 크게 발생하게 된다. 그림14는 정격 부하 조건에서 영속도 운전시의 파형으로 부하 상황에서도 안정된 자속각 추정이 이루어짐을 확인할 수 있다.

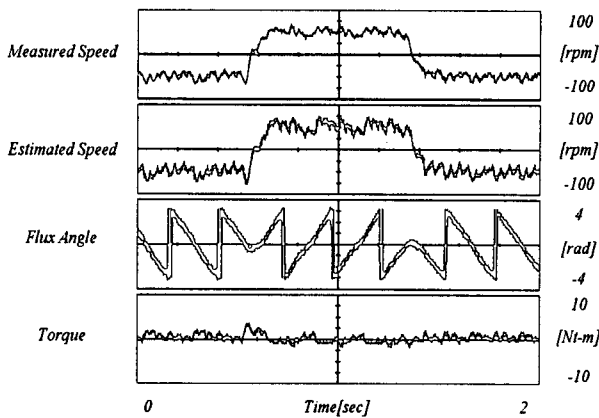


그림 13 무부하 조건에서 속도 정역 운전(50rpm/-50rpm: 속도 스텝 변화)
 Fig. 13 Forward-reverse speed operation with no load(50rpm /-50rpm: step change of speed reference)

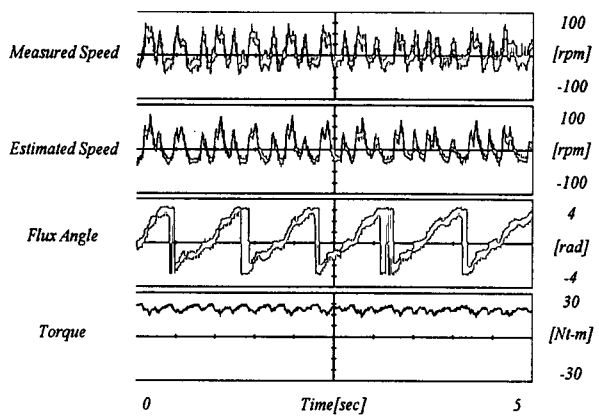


그림 14 정격 부하 조건에서 영 속도 운전
 Fig. 14 Zero speed operation with full load

그림15-18은 역행, 회생 부하 조건에서 0rpm과 400rpm사이에서 저속, 고속 알고리즘의 절환을 나타낸다. 상이한 알고

리즘으로 인한 과도 상태를 최소화하기 위해 저속에서 고속 알고리즘의 절환은 자속각 주파수 40rad/sec과 50rad/sec사이에서, 고속에서 저속 알고리즘의 절환은 30rad/sec와 40rad/sec사이에서 선형적으로 이루어진다. 고주파 신호 주입은 주입 주파수의 전류 성분 검출을 위한 신호처리 과정의 충분한 시간 확보와 고주파 신호 주입으로 발생하는 과도 상태를 최소화하기 위해 절환 시점보다 미리 자속각 주파수 60rad/sec에서 주입된다. 실제 속도와 자속각, 토크의 파형으로부터 부하 상황에서 저속과 고속 영역에서 양호한 속도 제어 성능과 부드러운 추정 알고리즘의 절환이 이루어지는 것을 알 수 있다. Alpha는 자속각이 선형적으로 절환되는 과정에서 사용된 weighting factor이다(그림 9 참조).

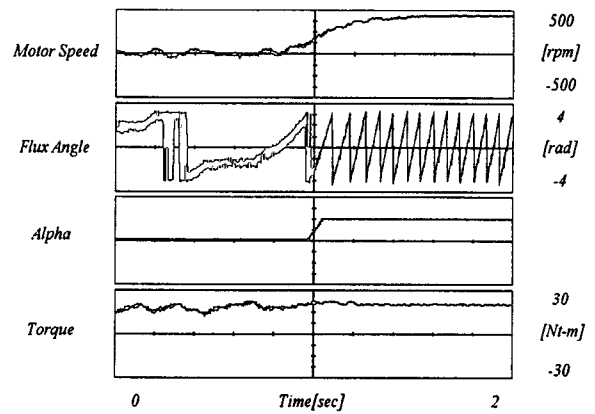


그림 15 정격 역행 부하 조건에서 저속 알고리즘에서 고속 알고리즘으로의 절환
 Fig. 15 Transition between both algorithms with full load(low →high / motoring mode)

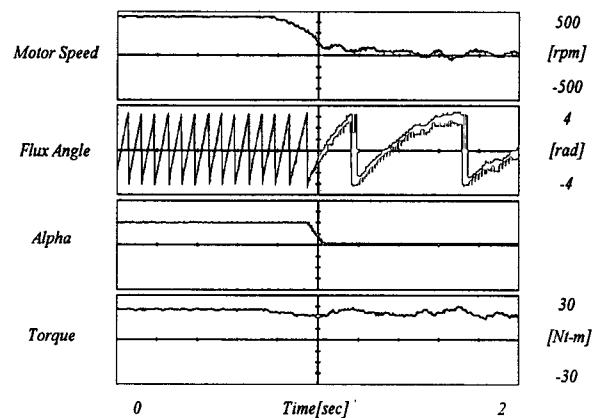


그림 16 정격 역행 부하 조건에서 고속 알고리즘에서 저속 알고리즘으로의 절환
 Fig. 16 Transition between both algorithms with full load(high →low / motoring mode)

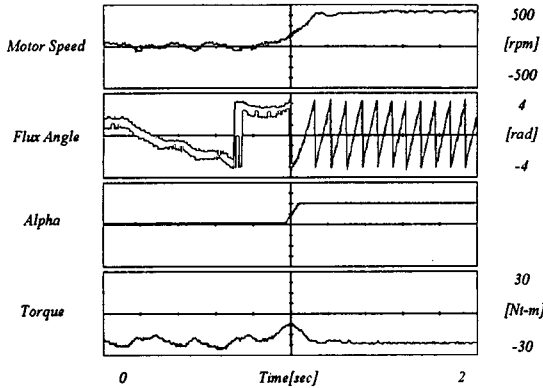


그림 17 정격 회생 부하 조건에서 저속 알고리즘에서 고속 알고리즘으로의 전환
 Fig. 17 Transition between both algorithms with full load(low → high / generating mode)

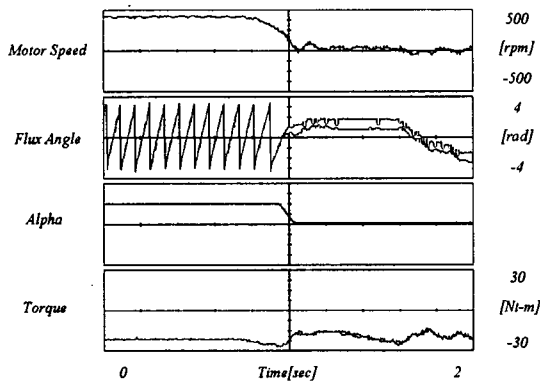


그림 18 정격 회생 부하 조건에서 고속 알고리즘에서 저속 알고리즘으로의 전환
 Fig. 18 Transition between both algorithms with full load(high → low / generating mode)

3. 결 론

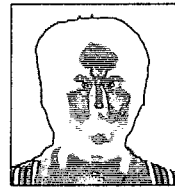
고주파 영역에서 전기적 돌극성을 이용한 자속 위치 추정 방식은 일반적인 폐슬롯 형태의 유도 전동기의 영속도 혹은 낮은 속도에서 뛰어난 제어 특성을 가진다. 하지만 전기적 돌극성을 측정하기 위해 고주파 신호를 주입하기 때문에 전압 여분이 부족한 고속 영역에서는 기존의 다른 방법으로 보완되어야 한다. 본 논문에서는 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정 방식과의 절환 알고리즘이 제안되었다. 제안된 방법은 속도 검출기가 없이 광범위한 속도 영역에서 속도 제어를 가능하게 하며 저속 알고리즘과 고속 알고리즘간의 부드러운 전이를 보장한다. 본 알고리즘의 타당성은 실험을 통해 확인되었다.

참 고 문 헌

[1] C.Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 5, pp.1054-1061, Sep/Oct, 1992.
 [2] H.Kubota, K.Matsuse and T.Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 2, pp.344-348, Mar/Apr, 1993.
 [3] T.Ohtani, N.Takada and K.Tanaka, "Vector control of induction motor without shaft encoder", IEEE Trans. on IA, vol. 28, no. 1, pp.157, 164, 1992.

[4] K.D.Hurst, T.G.Habetler, G.Griva and F.Profumo, "Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation", Conf. Rec. IEEE Ann. Mtg., pp.601-607, 1994.
 [5] M.Ishida and K.Iwata, "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics", IEEE Trans. on IA, vol. 20, no. 3, May/June, 1984.
 [6] J.Holtz, "Sensorless position control of induction motors - an emerging technology", Conf. Rec. IEEE IECON Ann. Mtg., pp.11-112, 1998.
 [7] P.L.Jansen and R.D.Lorenz, "Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines", Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Mtg., pp.174-181, 1995.
 [8] J.I.Ha and S.K.Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection", IEEE Trans. on IA, vol. 35, no. 1, Jan/Feb, 1999.
 [9] J.I.Ha and S.K.Sul, "Sensorless field orientation control by high frequency injection for overall frequency range induction machine drives", Conf. Rec. IEEE, pp.71-74, 1998.
 [10] 손요찬, 하정익, 설승기, "고주파 전압 신호주입을 이용한 속도검출기가 없는 유도전동기의 광범위 속도 제어", 대한 전기학회 추계학술대회 논문집, p.182-185, 1998.

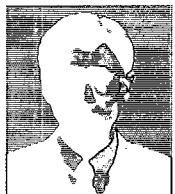
저 자 소 개



류 형 민(柳炯旻)
 1975년생. 1997년 서울대 공대 전기공학부 졸업. 2000년 동 대학원 공대 전기공학부 졸업(석사). 현재 동 대학원 공대 전기공학부 박사과정.
 Tel : 02-880-7251, 883-7641 (교환 104)
 Fax : 02-878-1452
 E-mail: hmryu@eepeel.snu.ac.kr



하 정 익(河廷穰)
 1971년생. 1995년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 공대 전기공학부 졸업(석사). 현재 동 대학원 공대 전기공학부 박사과정
 E-mail: haji@eepeel.snu.ac.kr



설 승 기(薛承基)
 1968년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1986년~1988년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 객원 연구원. 현재 서울대 공대 전기공학부 부교수
 Tel : 02-880-7243
 E-mail : sulsk@plaza.snu.ac.kr