

3레벨 인버터로 구동되는 유도전동기 직접토크제어의 토크리플 저감법

李 教 範, 宋 重 鎬, 崔 翼, 柳 志 潤

Torque ripple reduction in DTC of induction motor driven by 3-level inverter

Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, Ji-Yoon Yoo

요 약

본 논문에서는 인버터의 스위칭 주파수가 0.5-1kHz로 제한되는 3레벨 인버터로 구동되는 고전압 대용량 유도 전동기 직접토크제어의 토크리플 저감법을 제안한다. 기존의 토크리플 저감법은 인버터 스위칭 주파수가 비교적 높은 2-3kHz에서 동작하는 알고리즘으로 1kHz이하의 낮은 인버터 스위칭 주파수의 시스템에 적용하면 만족할만한 토크리플 저감 성능을 얻을 수 없다. 새로운 직접토크제어 기법은 특히 낮은 스위칭 주파수를 갖는 시스템에 적용하기 위한 것이며, 모든 동작 속도 구간에서 토크리플 저감 성능을 나타낸다. 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 알고리즘의 타당성을 입증한다.

ABSTRACT

A torque ripple reduction technique of direct torque control(DTC) for high power induction motors driven by 3-level inverters with the inverter switching frequency limited around 0.5-1.0kHz level is presented. It is noted that conventional DTC algorithms to reduce torque ripple are devised for applications with relatively high switching frequency above 2-3kHz. Such conventional algorithms can not accomplish satisfactory torque ripple reduction for 3-level inverter systems with lower switching frequency. A new DTC algorithm, especially for low switching frequency inverter system, illustrates relatively reduced torque ripple characteristics all over the operating speed region. Simulation and experimental results show the effectiveness of the proposed control algorithm.

Key Words : direct torque control, 3-level inverter, low speed operation, torque ripple reduction

1. 서 론

최근의 많은 산업분야에서 응용되고 있는 유도전동기의 직접토크제어는 빠른 토크 응답특성과 좌표변환이 필요 없는 간단한 제어 루프, 전동기 파라미터의 변화에 대한 견고성 등의 많은 장점이 있다^[1-5]. 또한 직접토크제어 방식은 유도전동기에 속도센서를 장착하지 않고 운전하는 고성능 속도센서리스 제어 방식의 하나로 쉽게 응용될 수 있다. 이 제어방식은 중소용량 중심에서 대용량으로 그 응용범위가 확대되고 있다^[6,7].

2레벨 인버터로 구동되는 유도전동기의 직접토크제

어방식에 대해서는 많은 제어 알고리즘이 연구 발표되었지만^[1-5], 3레벨 시스템에서 대해서는 그 연구결과가 거의 없는 실정이다^[8]. 특히 대용량 시스템은 스위칭 소자의 냉각문제로 인해 스위칭 주파수가 1kHz이하로 제한되어야 한다. 직접토크 제어기법을 3레벨 인버터에 적용하기 위해서는 대용량 시스템이 가지고 있는 스위칭 주파수의 제약점을 고려하여야 한다.

기존의 히스테리시스 밴드를 이용하는 직접토크제어 기법을 스위칭 주파수를 1kHz이하로 유지하기 위해 밴드 폭을 크게 하면, 그에 따라 큰 토크리플이 발생하게 되어 소음 및 진동의 문제를 일으키게 된다. 직

접토크제어방식에서 토크리플 저감을 위한 제어기법이 제안되었으나^[9-12], 제안된 기법들은 스위칭 주파수가 2-3kHz 이상을 유지하는 2레벨의 중, 소용량 인버터 시스템에 적합한 알고리즘으로 스위칭 주파수의 제약조건이 있는 대용량 시스템에서는 적합하지 않다.

본 논문은 3레벨 인버터로 구동되는 유도전동기의 토크리플 저감에 초점을 맞추고 있다. 우선 3레벨 인버터의 직접토크제어를 위한 토크리플 패턴과 저속도 특성 개선을 위한 수정된 스위칭 테이블을 제안한다. 제안한 리플 패턴과 저속도 영역 개선을 위한 개선된 스위칭 테이블을 이용하여 새로운 토크리플 저감법을 제안한다. 시뮬레이션과 실험을 통해 속도변화에 따른 토크 리플 패턴의 변화를 분석하고, 저속도 영역에서 제안된 알고리즘의 타당성을 기존의 히스테리시스 방식과 비교하여 검증한다.

2. 3레벨 인버터의 직접토크제어

2.1 3레벨 인버터의 직접토크제어

이 장에서는 3레벨 인버터 시스템의 직접토크제어에 대해 간단히 서술한다. 그림 1은 3레벨 인버터의 출력 전압과 기본적인 직접토크제어기법의 스위칭 선택 방법을 나타낸다. 여기서 첨자 z, h, i, f 는 영전압벡터, 반전압벡터, 중간전압벡터, 전전압벡터를 나타낸다. 3레벨 인버터에는 27개의 다른 전압벡터가 존재하므로 2레벨 인버터에 비해 전압벡터 선택이 좀 더 복잡하게 된다.

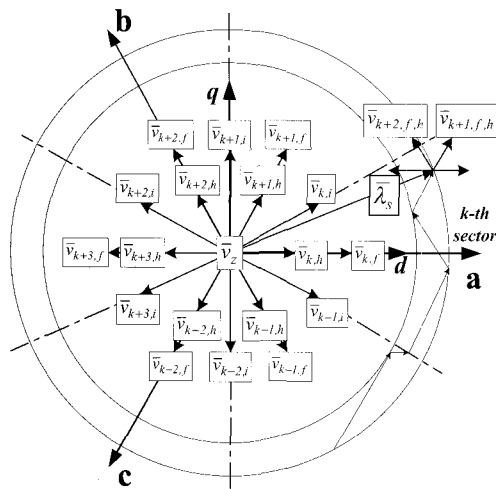


그림 1 3레벨 인버터의 출력 전압 벡터
Fig. 1 Output voltage vector of 3-level inverter

그림 1과 같이 고정자의 자속 벡터가 k 번째 섹터에 있다고 가정하면 다음과 같이 전압벡터를 선택한다.

토크를 증가시키기 위해서 $\bar{v}_{k+2,f,h}$ 와 $\bar{v}_{k+1,f,h}$ 을 선택할 수 있다. 그리고 그림 1을 통해서 쉽게 알 수 있듯이 전압벡터 $\bar{v}_{k+1,f,h}$ 을 선택하면 고정자 자속이 증가하고, $\bar{v}_{k+2,f,h}$ 를 선택하면 감소하게 된다. 만약 반전압벡터를 선택한다면 완만한 증가의 토크 기울기를 얻을 수 있다. 전전압벡터와 반전압벡터를 히스테리시스 밴드에 의해서 각각 선택하는 이중 토크 히스테리시스 밴드 방법이 그림 2에 나타나있다. 예를 들어, 전동기가 정회전하고 있는 경우, 발생 토크가 음의 하위밴드 이하로 줄어들면, 적절한 전전압벡터가 인가되어 토크를 빠르게 증가시키게 된다. 이 발생 토크가 양의 하위밴드에 다다르면, 인가되고 있던 전전압벡터는 해당하는 반전압벡터로 대체시켜 토크의 증가를 완화시킨다. 이어서 발생토크가 양의 상위밴드에 이르면, 영전압벡터를 인가하여 발생 토크를 감소시킨다. 역회전 시에는 고정자 자속의 회전 진행 방향이 역방향이 되도록 정방향에서 적용한 규칙과 비슷한 방법이 그대로 적용된다. 표 1과 같이 결과를 테이블로 정리할 수 있다.

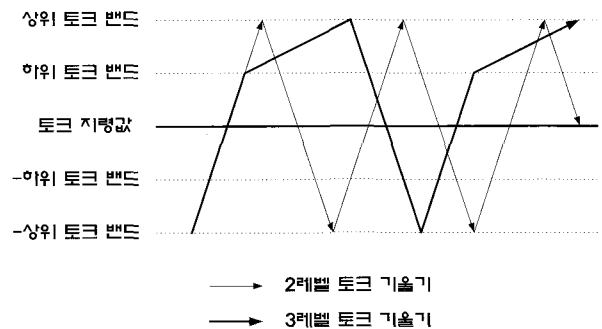


그림 2 토크제어방법
Fig. 2 Torque slope pattern of 3-level inverter

표 1 스위칭 테이블
Table 1 Switching look-up table

$\bar{\lambda}_s$ 가 k 번째 섹터에 위치		토크		
		↑	⇑	↓
자속	↑	$\bar{v}_{k+1,h}$	$\bar{v}_{k+1,f}$	\bar{v}_z
	↓	$\bar{v}_{k+2,h}$	$\bar{v}_{k+2,f}$	\bar{v}_z

2.2 저속영역 응답특성 개선

이상의 직접토크제어 알고리즘을 저속도 영역에서 적용하면 고정자 자속 강하 현상과 토크 제어 난조 현상이 일어난다^[13-15]. 특히 자속 강하 현상은 인접해 있는 두 섹터의 경계면에서 주로 발생하게 되는데 그림 1의 전압선택 관계를 보면서 다음과 같이 설명될 수 있다. 그림 1의 $k-1$ 번째 섹터에서 k 번째 섹터로 진입하는 경우, k 번째 섹터의 경계부근에서 표 1과 같이 선택되는 고정자 자속을 증가시킬 수 있는 전압벡터 $\bar{v}_{k+1,f,h}$ 는 실제적인 자속증가 유효성분이 거의 없는 상태이고, 토크를 감소시키기 위해 인가되는 영전압벡터는 고정자 자속을 감소시키는 역할을 하게 된다.

저속도 영역에서 발생하는 다른 하나의 문제는 더 이상 영전압벡터가 그림 2에서와 같이 발생 토크를 줄이는 역할을 할 수 없다는 점이다. 저속도에서 고정자 자속의 회전속도가 낮기 때문에 영전압벡터가 인가된 경우, 고정자 자속과 회전자 자속의 위상각 차가 효과적으로 줄어들지 못하기 때문이다. 이 문제를 해결하기 위하여 보통 역방향의 전압벡터를 인가하는 방법을 사용하지만, 스위칭 주파수 및 토크 리플의 증가 등의 문제를 일으키게 된다.

직접토크제어의 저속도 운전성능 향상을 위해서는 고정자 자속의 강하 현상과 토크제어의 난조 문제를 해결하기 위한 새로운 스위칭 전압 선택 방법을 강구할 필요가 있다.

본 논문에서는 앞서 서술한 문제점들을 해결하기 위해 저속도 영역에서의 새로운 스위칭 테이블을 제안한다. 제안한 새로운 스위칭 테이블은 고정자 자속의 크기가 기준 자속값의 90-80%정도 이하로 떨어지게 되면 기존의 스위칭 테이블을 대신해서 전압벡터를 선택하는 테이블로 사용되게 된다.

다음 그림 3은 그림 1의 전압 벡터도를 12섹터로 균등분할 한 것 중에서 그 일부인 k 번째 섹터를 보여주고 있다. 그림 3에서 k 번째 섹터는 하위 서브섹터와 상위 서브섹터로 균등 구분되어 있으며 그림에서 고정자 자속이 반시계 방향으로 회전한다고 가정한다. 음영처리된 하위 서브섹터에 고정자 자속이 위치하는 경우, 표 1에서 선정된 전압벡터 $\bar{v}_{k+1,f}$ 는 고정자 자속을 증가시키는 성분이 매우 미약하다.

따라서, 전압벡터 $\bar{v}_{k+1,f}$ 대신에 중간전압벡터 $\bar{v}_{k,i}$ 를 인가하면 이 전압벡터는 고정자 자속을 증가시킬 수 있다. 이어서 고정자 자속이 상위 서브섹터에 진입하면 토크를 증가시킬 때는 전압벡터 $\bar{v}_{k+1,f,h}$ 를 사용

하고, 토크를 감소시킬 때는 영전압벡터 대신에 전압벡터 $\bar{v}_{k-1,f,h}$ 을 사용한다. 이러한 전압벡터 선정은 표 2와 같다.

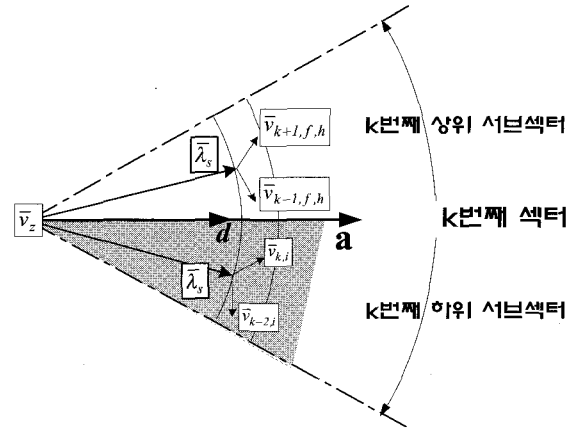


그림 3 저속도 특성을 개선한 전압선정
Fig. 3 Switching method of low speed operation

표 2 개선된 스위칭 테이블
Table 2 Modified switching look-up table

$\bar{\lambda}_s$ 가 k 번째 섹터에 위치		토크			
		↑	↑↑	↓↓	↓
자속	상위 서브섹터	$\bar{v}_{k+1,h}$	$\bar{v}_{k+1,f}$	$\bar{v}_{k-1,f}$	$\bar{v}_{k-1,h}$
	하위 서브섹터	$\bar{v}_{k,i}$		$\bar{v}_{k-2,i}$	

3. 토크리플 저감법

3.1 유도전동기의 수식

유도전동기의 수식을 고정자와 회전자 자속을 상태로 하여 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\lambda}_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} & j\omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\lambda}_s \\ \bar{\lambda}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{v}_s \quad (1)$$

여기서, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$

토크를 고정자와 회전자 자속으로 표현하면 다음과 같다.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{\lambda}_s \cdot \bar{\lambda}_r^*] \quad (2)$$

여기서, P 는 전동기 극의 개수, $*$ 는 공액 복소수 식 (1)의 전동기 수식을 이산화하면 다음과 같다.

$$\bar{\lambda}_{sk+1} = \bar{\lambda}_{sk} + \left(-\frac{R_s}{\sigma L_s} \bar{\lambda}_{sk} + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\lambda}_{rk} + \bar{v}_{sk}\right) t_{sp} \quad (3)$$

$$\bar{\lambda}_{rk+1} = \bar{\lambda}_{rk} + \left(\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\lambda}_{sk} + \left(j\omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) \bar{\lambda}_{rk}\right) t_{sp} \quad (4)$$

여기서, t_{sp} 는 샘플링 주기

t_{sp}^2 가 아주 작은 값이므로 t_{sp}^2 항을 무시하면, 이산화된 토크는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$T_{ek+1} = T_{ek} + \left(-T_{ek} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) + \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}\{[\bar{v}_{sk} \cdot \bar{\lambda}_{rk}^*] - j\omega_m [\bar{\lambda}_{sk} \cdot \bar{\lambda}_{rk}^*]\}\right) t_{sp} \quad (5)$$

3.2 토크 기울기 계산

식 (5)에서 $k+1$ 번째 주기의 토크를 기울기의 증가, 감소에 따라 나누어 표현하면 다음과 같다.

$$\frac{\Delta T_{ek+1}}{t_{sp}} = -T_{ek} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) + \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \text{Im}\{[\bar{v}_{sk} \cdot \bar{\lambda}_{rk}^*] - j\omega_m [\bar{\lambda}_{sk} \cdot \bar{\lambda}_{rk}^*]\} \quad (6)$$

$$\frac{-\Delta T_{ek+1}}{t_{sp}} = -T_{ek} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) - \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}\{j\omega_m [\bar{\lambda}_{sk} \cdot \bar{\lambda}_{rk}^*]\} \quad (7)$$

s_1 , s_2 는 식 (6)에서 전전압벡터, 반전압벡터가 각각 인가되었을 때의 토크 기울기를 나타내고, s_3 는 식 (7)에서 영전압 벡터가 인가되었을 때의 토크 기울기

를 나타낸다.

전압벡터 \bar{v}_{sk} 가 영 히스테리시스 밴드를 갖는 토크 비교기로부터 정하여진다면 토크 기울기는 다음과 같이 계산되어진다.

$$s_1 = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \{- (v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr})\} \quad (8)$$

$$s_2 = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{-\frac{1}{2}(v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr})\right\} \quad (9)$$

$$s_3 = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} - \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr}) \quad (10)$$

$$\text{여기서, } \sigma \tau_s = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)^{-1}$$

저속 영역 운전에서의 토크 기울기는 전압벡터 선택과 고정자 자속의 위치에 따라서 구분되어 지는데 s_{1L} , s_{2L} 는 고정자 자속의 위치가 하위 서브섹터에 위치하여 중간전압벡터가 증가, 감소 방향으로 각각 인가될 때의 토크 기울기를 나타낸다.

$$s_{1L} = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{-\frac{\sqrt{3}}{2}(v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr})\right\} \quad (11)$$

$$s_{2L} = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{\frac{\sqrt{3}}{2}(v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr})\right\} \quad (12)$$

$$\text{여기서, } \sigma \tau_s = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right)^{-1}$$

s_{1U} , s_{2U} , s_{3U} , s_{4U} 는 고정자 자속의 위치가 상위 서브섹터에 위치하여 전전압벡터, 반전압벡터가 증가, 감소방향으로 각각 인가될 때의 토크 기울기를 나타낸다.

$$s_{1U} = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \{- (v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr})\} \quad (13)$$

$$s_{2U} = -\frac{T_e}{\sigma\tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{ -\frac{1}{2}(v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr}) \right\} \quad (14)$$

$$s_{3U} = -\frac{T_e}{\sigma\tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{ (v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr}) \right\} \quad (15)$$

$$s_{4U} = -\frac{T_e}{\sigma\tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{1}{2}(v_{ds}\lambda_{qs} - v_{qs}\lambda_{ds}) - \omega_m(\lambda_{ds}\lambda_{dr} + \lambda_{qs}\lambda_{qr}) \right\} \quad (16)$$

여기서, $\sigma\tau_s = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right)^{-1}$

토크 기울기 $s_1, s_3, s_3, s_{1L}, s_{2L}, s_{1U}, s_{2U}, s_{3U}, s_{4U}$ 가 한 스위칭 주기 내에서 일정하다고 가정하면 토크 기울기는 그림 4와 같이 정의할 수 있다.

이러한 토크 기울기 곡선에서 전압벡터가 바뀌는 시점, t_{s1}, t_{s2} 또는 t_{s1} 과 t_{s1}, t_{s2}, t_{s3} 를 토크리플이 최소화 되도록 결정해 줄 수 있다.

3.3 토크리플 저감법

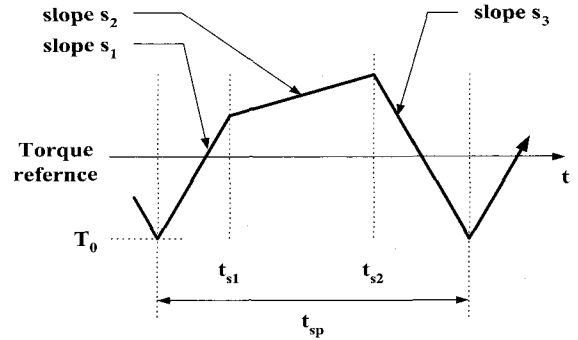
앞서 구한 토크 기울기의 값을 이용하여 스위칭 주기 t_{sp} 동안 토크리플 제곱 값은 다음과 같이 구한다.

$$T_{e,ripp}^2 = \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_{s1}} (s_1 t + T_o - T_{e,ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{t_{s1}}^{t_{s2}} (s_2 t - s_2 t_{s1} + s_1 t_{s1} + T_o - T_{e,ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{t_{s2}}^{t_{sp}} (s_3 t - s_3 t_{s2} + s_2 t_{s2} - s_2 t_{s1} + s_1 t_{s1} + T_o - T_{e,ref})^2 dt \quad (17)$$

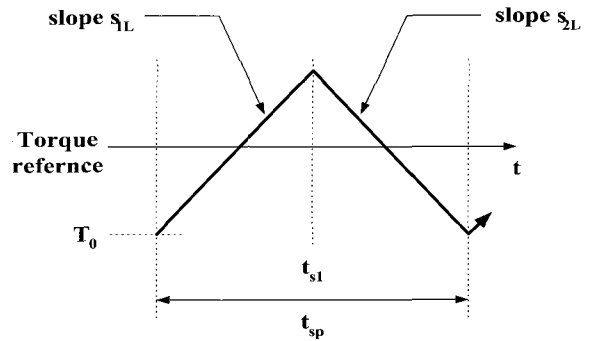
위의 식 (17)의 $T_{e,ripp}^2$ 의 t_{s1}, t_{s2} 에 대한 편미분을 통해서 토크리플이 최소화되는 스위칭 시점을 결정할 수 있다. 아래 식 (18)을 계산하여 스위칭 시점의 후보 값을 식 (19)와 (20)과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{\partial T_{e,ripp}^2}{\partial t_{s1}} = 0, \quad \frac{\partial T_{e,ripp}^2}{\partial t_{s2}} = 0 \quad (18)$$

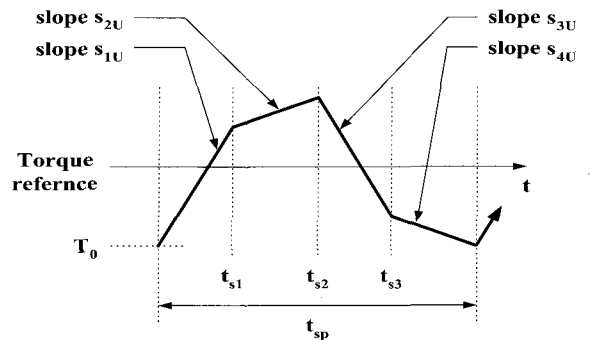
$$t_{s1} = \frac{1}{2(s_1 - s_2)} (L_0 \pm \sqrt{L_2}) \quad (19)$$



(a) 정상 운전
(a) Normal operation



(b) 저속 운전 (하위 서브섹터)
(b) Low speed operation (lower sub-sector)



(c) 저속 운전 (상위 서브섹터)
(c) Low speed operation (upper sub-sector)

그림 4 토크 기울기
Fig. 4 Torque slope

$$t_{s2} = \frac{2(T_{e,ref} - T_0) - 2(s_1 - s_2)t_{s1} - s_3 t_{sp}}{2s_2 - s_3} \quad (20)$$

혹은 t_{sp}

여기서,

$$L_0 = 2\{(T_{e.ref} - T_0) + 2(s_1 - s_2)t_{sp}\}$$

$$L_1 = s_2 t_{s2}^2 - s_3 t_{s2}^2 - s T_0 t_{sp} + 2 T_{e.ref} t_{sp} - 2 s_2 t_{s2} t_{sp} - 2 s_3 t_{s2} t_{sp} - s_3 t_{sp}^3$$

$$L_2 = L_0^2 - 4(2s_1 - s_2)L_1$$

토크리플을 최소화하는 최적의 스위칭 시점을 선택하기 위해서는 식 (17)의 2차 편미분 값의 부호를 확인하여야 한다. 각각의 토크 기울기의 부호는 그림 5의 시뮬레이션 결과와 같이 속도의 변화에 따라 변한다. 그러므로 앞서 식 (19), (20)과 같이 구한 스위칭 시점의 후보값과 한 스위칭 주기의 구간 끝값인 영일 때의 값, t_{sp} 일때의 값을 비교하는 다소 복잡한 과정을 통해 최적의 스위칭 시점을 결정한다.

3.4 저속 운전 영역에서 토크리플 저감법

저속 운전 영역에서의 토크리플은 고정자 자속의 위치에 따라 다음 그림 4와 같다.

$$T_{e.rrip}^2 = \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_{s1}} (s_1 t + T_o - T_{e.ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{t_{s1}}^{t_{sp}} (s_2 t - s_2 t_{s1} + s_1 t_{s1} + T_o - T_{e.ref})^2 dt \quad (21)$$

$$T_{e.rrip}^2 = \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_{s1}} (s_1 t + T_o - T_{e.ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{t_{s1}}^{t_{s2}} (s_2 t - s_2 t_{s1} + s_1 t_{s1} + T_o - T_{e.ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{t_{s2}}^{t_{s3}} (s_3 t - s_3 t_{s2} + s_2 t_{s2} - s_2 t_{s1} + s_1 t_{s1} + T_o - T_{e.ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{t_{s3}}^{t_{sp}} (s_4 t - s_4 t_{s3} + s_3 t_{s3} - s_3 t_{s2} + s_2 t_{s2} - s_2 t_{s1} + s_1 t_{s1} + T_o - T_{e.ref})^2 dt \quad (22)$$

그에 따른 스위칭 주기 t_{sp} 동안의 토크리플 제곱값은 고정자 자속의 위치가 하위 서브섹터에 있을 때는 식 (21)과 같이, 상위 서브섹터에 있을 때는 식 (22)과 같이 구할 수 있다.

위의 식에서 식 (21)은 t_{s1} 에 대한, 식 (22)은 t_{s1} ,

t_{s2} , t_{s3} 에 대한 편미분을 통해서 토크 리플이 최소화되는 시점을 결정한다. 고정자 자속의 위치에 따른 스위칭 시점의 후보값은 하위서브섹터에 위치할 때 식 (23), 상위서브섹터에 위치할 때 식 (24), (25), (26)과 같이 구할 수 있다.

$$t_{s1} = \frac{2(T_{e.ref} - T_0) - s_2 t_{sp}}{2s_1 - s_2} \quad (23)$$

$$t_{s1} = \frac{1}{2(2s_1 - s_2)} (L_0 \pm \sqrt{L_2}) \quad (24)$$

$$t_{s2} = \frac{1}{2(2s_2 - s_3)} (L_0' \pm \sqrt{L_2'}) \quad (25)$$

$$t_{s3} = \frac{2(T_{e.ref} - T_0) - 2(s_1 - s_2)t_{s1} - 2(s_2 - s_3)t_{s2} - s_4 t_{sp}}{2s_3 - s_4}$$

혹은 t_{sp}

$$(26)$$

여기서,

$$L_0 = 2\{(T_{e.ref} - T_0) + 2(s_1 - s_2)t_{sp}\}$$

$$L_0' = 2\{(T_{e.ref} - T_0) - (s_1 - s_2)t_{s1} + (s_2 - s_3)t_{s2}\}$$

$$L_1 = s_2 t_{s2}^2 - s_3 t_{s2}^2 + s_3 t_{s3}^2 - s_4 t_{s3}^2 - 2 T_0 t_{sp} + 2 T_{e.ref} t_{sp} - 2 s_2 t_{s2} t_{sp} + 2 s_3 t_{s2} t_{sp} - 2 s_3 t_{s3} t_{sp} + 2 s_4 t_{s3} t_{sp} - s_4 t_{sp}^2$$

$$L_1' = s_3 t_{s3}^2 - s_4 t_{s3}^2 - 2 T_0 t_{sp} + 2 T_{e.ref} t_{sp} - 2 s_1 t_{s1} t_{sp} + 2 s_2 t_{s1} t_{sp} - 2 s_3 t_{s3} t_{sp} + 2 s_4 t_{s3} t_{sp} - s_4 t_{sp}^2$$

$$L_2 = L_0^2 - 4(2s_1 - s_2)L_1$$

$$L_2' = L_0'^2 - 4(2s_2 - s_3)L_1'$$

구한 스위칭 후보값과 양구간의 끝값을 비교하여 최적의 스위칭 시점을 결정한다.

3.5 속도변화에 따른 토크 패턴 분석

그림 5의 시뮬레이션 결과를 보면 토크 리플이 그림 6과 같이 변함을 알 수 있다.

즉, 전동기의 속도가 증가하면, 유효전압 벡터를 인가하여 증가하는 토크 기울기, s_1 , s_2 는 그 값이 감소하여 s_2 는 고속 운전영역에서는 음의 값을 갖는 반면에 영전압벡터의 인가로 인한 감소하는 토크 기울기는 더 가파르게 됨을 알 수 있다.

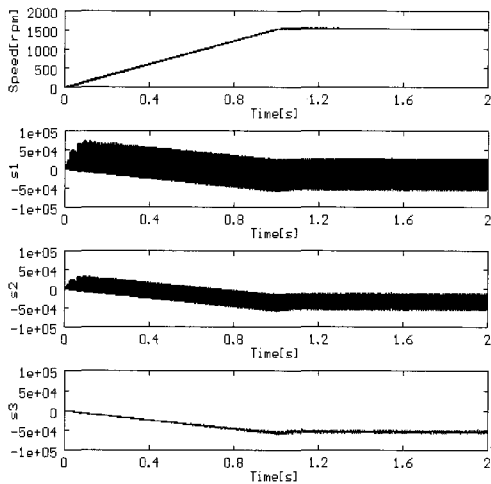


그림 5 속도변화에 따른 토크 기울기
Fig. 5 Torque slope against motor speed

그림 7은 중속영역과 고속영역에서 제안한 알고리즘을 통해 구한 토크 리플이 최소화되는 스위칭 시점이다. 저속 영역과는 달리, 고속 영역에서는 영전압벡터를 인가하는 시점인 t_{s2} 가 t_{sp} 값에 고정됨을 볼 수 있다. 그 이유는 그림 5의 토크 기울기, s_2 가 전동기의 속도가 증가함에 따라 음의 값을 가지게 되는 것으로부터 설명할 수 있다. 즉, 고속 운전 영역에서는 반전압벡터의 선택이 영전압벡터를 선택했을 때보다 완만한 경사를 가지는 토크의 감소를 유발함을 나타낸다. 그 결과로 그림 6과 같이 고속영역에서는 토크 리플 패턴이 전전압벡터와 반전압벡터만으로 구성되게 된다.

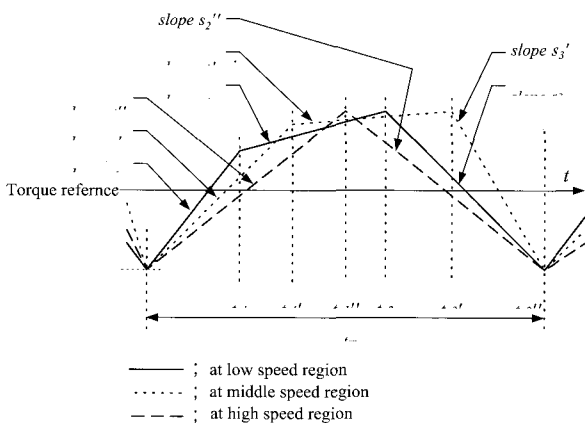
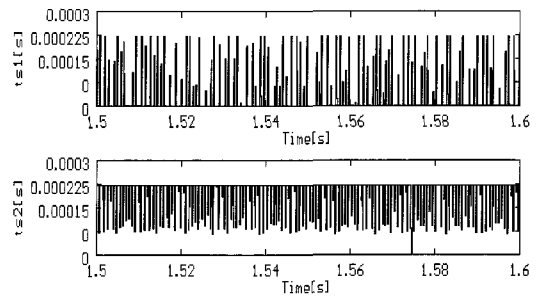
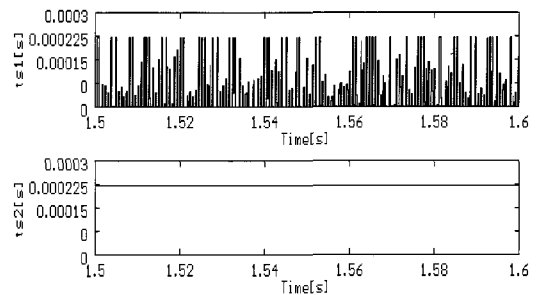


그림 6 속도변화에 따른 토크리플 패턴의 변화
Fig. 6 Change of torque ripple pattern against motor speed



(a) 중속영역 운전
(a) Mid-range speed operation



(b) 고속영역 운전
(b) High speed operation

그림 7 스위칭 시점 : t_{s1} , t_{s2}
Fig. 7 Switching time : t_{s1} , t_{s2}

4. 시뮬레이션 및 실험결과

제안된 토크리플 저감법의 성능을 검증하기 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였으며, 본 논문에서는 주로 토크리플의 크기에 중점을 맞추고 있다. 저속도의 응답특성 향상을 위하여 적응관측기(adaptive observer)를 적용하였으며^[16], 전체 제어시스템의 블록도는 그림 8과 같이 속도제어기, 토크 및 자속 비교기, 토크 리플 저감 알고리즘, 적응관측기(adaptive observer), 3레벨 인버터 및 전동기로 구성되어 있다. 적응 관측기(adaptive observer)에서는 전동기의 고정자 저항을 온라인 추정(on-line estimation)하도록 하고 있다. 고정자 저항은 직접토크제어 방법에서 가장 제어성능에 영향을 미치는 시스템 파라미터인 것으로 알려져 있다.

시뮬레이션과 실험에는 정격용량 7.4kW, 정격속도 1740rpm, 정격전류 29.4A, 정격부하 40Nm, 선간전압 220V의 4극 유도전동기를 사용하였다.

그림 9는 정격속도의 1%에서의 응답 특성을 나타낸다. 개선된 스위칭 테이블의 적용으로 저속영역에서의

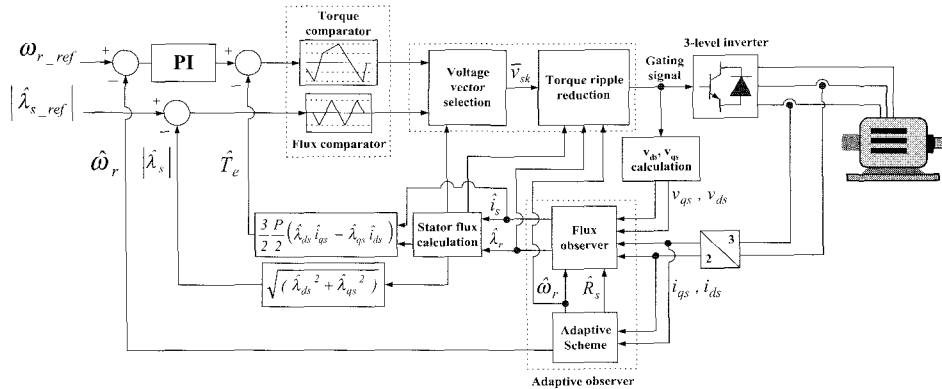
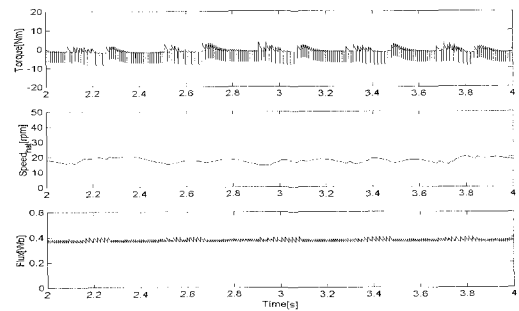


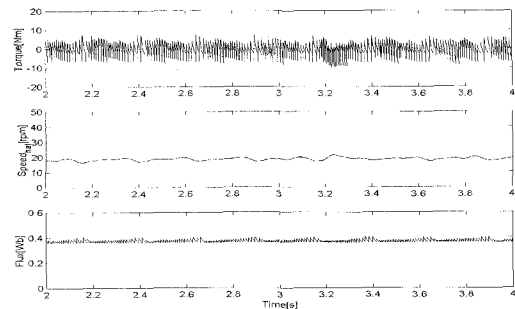
그림 8 제안한 제어기법의 전체 블록도
Fig. 8 Schematic diagram of the proposed control strategy

응답특성이 향상되었고 히스테리시스 비교기를 이용하는 기본적인 직접토크제어에 비해 토크리플이 다소 감소했음을 보여주고 있다. 그림 10, 11은 각각 정격속도의 중속영역과 고속영역에서의 응답특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과로부터 기존의 직접토크제어에 비해 전속도 영역에서 상대적으로 토크리플이 저감되었음을 알 수 있다.

실험장치는 TMS320C40을 main CPU로 하는 DS1003을 주 제어기로 하고, DS4001 I/O 보드, DS2001 A/D 보드로 구성되어 있다. 제어 알고리즘의 샘플링 주기는 180 μ s 이고 적응 관측기는 60 μ s의 샘플링 주기로 동작한다. 비교 대상이 되는 히스테리시스 비교기를 이용하는 기본적인 직접토크제어의 제어 알고리즘은 60 μ s, 적응 관측기는 30 μ s의 샘플링 주기로 수행되도록 구성하였고, 스위칭 주파수는 히스테리시스 밴드 폭을 충분히 크게 하여 1.0kHz가 넘지 않도록 하였다. 그림 12는 정격속도의 1%에서의 토크 응답 특성을 나타낸다. 개선된 스위칭 테이블의 이용으로 저속영역운전에서 발생하는 고정자 자속 강하 현상과 토크제어의 난조 현상이 해결되었으며, 기존의 히스테리시스 비교기를 사용하는 직접토크제어에 비해 토크리플의 크기가 상대적으로 감소했음을 보여주고 있다. 그림 13은 중속영역, 그림 14는 고속영역에서의 토크응답특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 전속도 영역에서의 토크리플저감을 보여주고 있다. 이상의 시뮬레이션과 실험 결과로부터 제안된 제어 알고리즘을 적용한 직접토크제어 기법은 히스테리시스 비교기를 이용하는 기본적인 직접토크제어 기법에 비해 전속도 범위 내에서 토크리플의 저감효과를 나타내고 있다고 말할 수 있다.

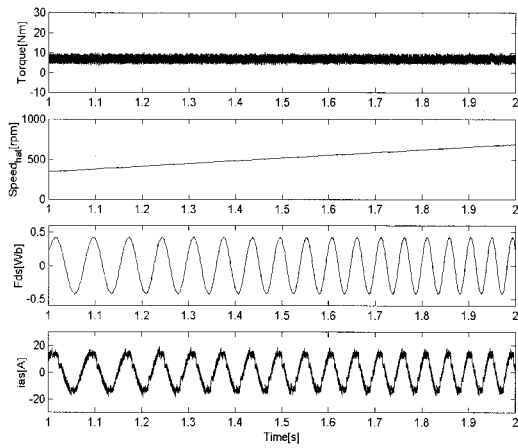


(a) 제안한 알고리즘
(a) Proposed algorithm

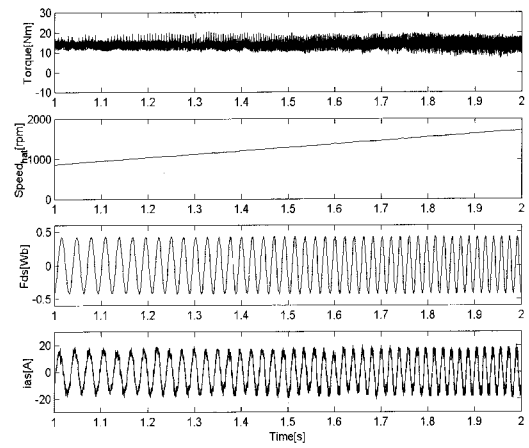


(b) 기존의 알고리즘
(b) conventional algorithm

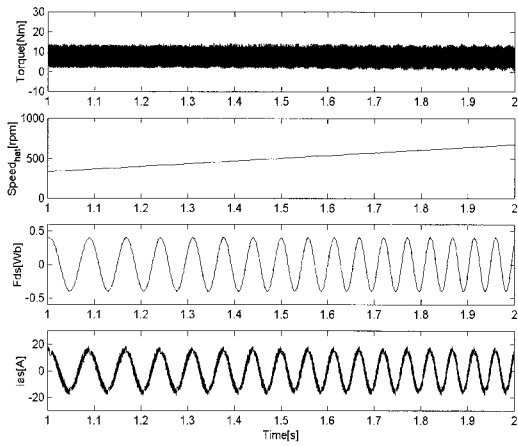
그림 9 정격의 1% 영역에서의 시뮬레이션 결과
: 토크, 속도추정값, 자속
Fig. 9 Simulation results in the 1% rated speed
: torque estimated speed, flux magnitude



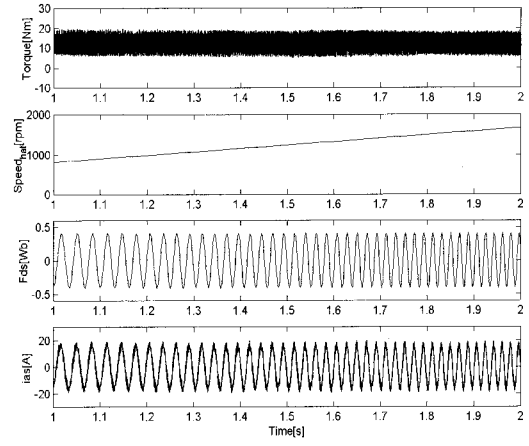
(a) 제안한 알고리즘
(a) Proposed algorithm



(a) 제안한 알고리즘
(a) Proposed algorithm



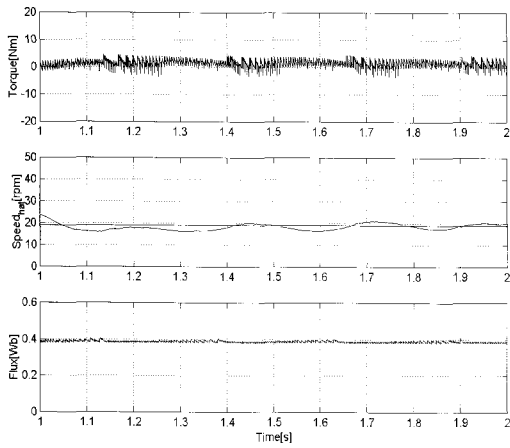
(b) 기존의 알고리즘
(b) conventional algorithm



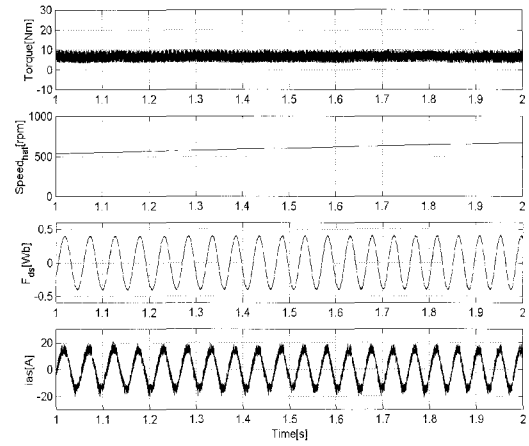
(b) 기존의 알고리즘
(b) conventional algorithm

그림 10 중속영역에서의 시뮬레이션 결과
: 토크, 속도 추정값, d축 자속, 상전류
Fig. 10 Simulation results in the mid-range speed
: torque, estimated speed, d-axis flux,
phase current

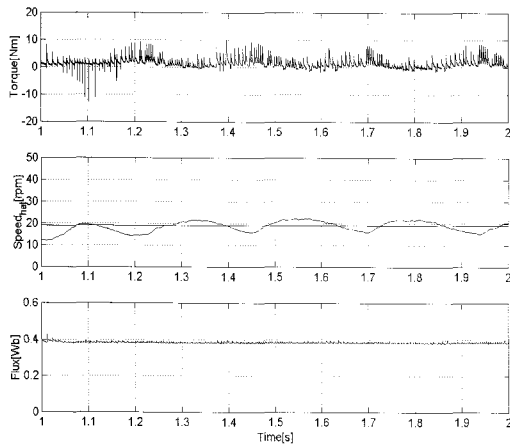
그림 11 고속영역에서의 시뮬레이션 결과
: 토크, 속도 추정값, d축 자속, 상전류
Fig. 11 Simulation results in the high-range speed
: torque, estimated speed, d-axis flux,
phase current



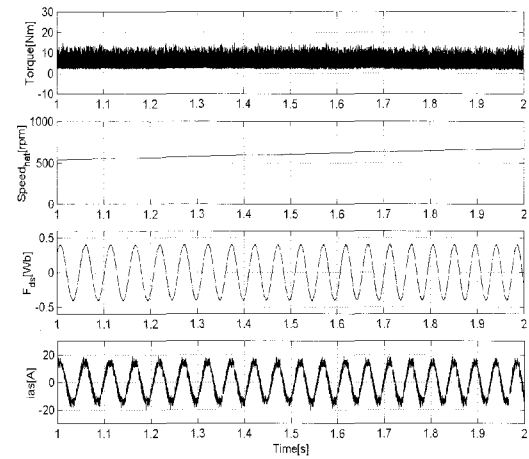
(a) 제안한 알고리즘
(a) Proposed algorithm



(a) 제안한 알고리즘
(a) Proposed algorithm



(b) 기존의 알고리즘
(b) conventional algorithm



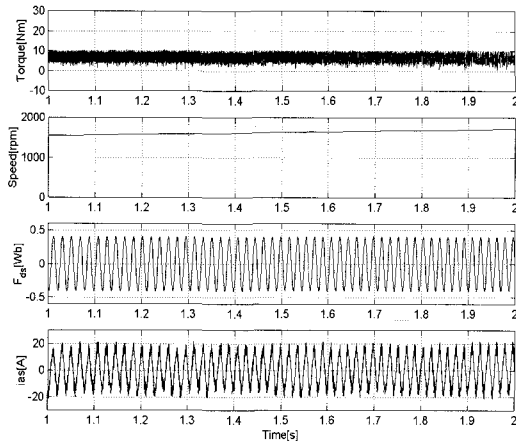
(b) 기존의 알고리즘
(b) conventional algorithm

그림 12 정격속도 1% 영역에서의 실험 결과
: 토크, 속도 추정값, 자속

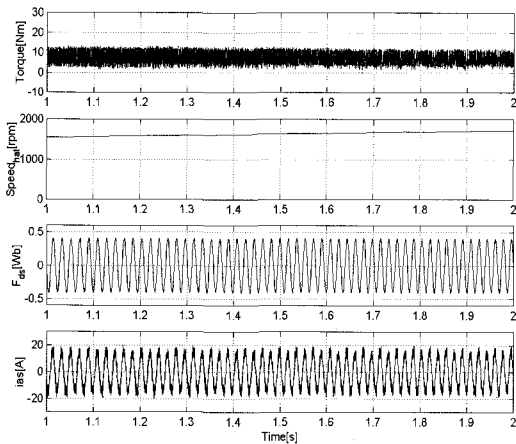
Fig. 12 Experiment results in the 1% rated speed
: torque, estimated speed, flux magnitude

그림 13 중속영역에서의 실험 결과
: 토크, 속도 추정값, d축 자속, 상전류

Fig. 13 Experiment results in the mid-range speed
: torque, estimated speed, d-axis flux, phase current



(a) 제안한 알고리즘
(a) Proposed algorithm



(b) 기존의 알고리즘
(b) conventional algorithm

그림 14 고속영역에서의 실험 결과
: 토크, 속도 추정값, d축 자속, 상전류
Fig. 14 Experiment results in the high-range speed
: torque, estimated speed, d-axis flux,
phase current phase current

5. 결론

본 논문에서는 대용량 3레벨 인버터로 구동되는 유도전동기 직접토크제어의 토크리플 저감과 일정 스위칭 주파수를 위한 새로운 토크리플 저감법을 제안하였

다. 제안된 토크리플 저감법은 매 스위칭 주기마다 토크리플이 최소가 되게 하는 스위칭 시점을 미리 계산하여 결정하고, 각각의 스위칭 시점에 그에 따르는 전압벡터를 인가하는 기법이다.

3레벨의 직접토크제어를 위한 토크리플 패턴과 저속에서의 직접토크제어의 응답을 향상을 위한 개선된 스위칭 테이블을 이용하였다. 0.5-1.0kHz의 스위칭 주파수에서 기본적인 직접토크제어에 비해 만족할만한 토크리플 저감 효과를 나타내었다.

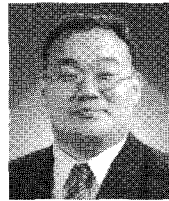
이 논문은 현대중공업(주)의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] G. Buja, D. Casadei, and G. Serra, "Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results," IECON'98 Tutorial, pp. T50-T64, 1998.
- [2] D. Casadei, G. Serra, and A. Tani, "Analytical Investigation of Torque and Flux Ripple in DTC Schemes for Induction Motors," IECON'97, pp. 552-556, 1997.
- [3] James N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder," IEEE Trans. Indus. Appl., vol. 33, no. 2, pp. 333-341, March/April, 1997.
- [4] P. Vas, W. Drury, and A. F. Stronach, "Present and Future of Drives, Sensorless and Artificial Intelligence Application," EPE'97, pp. 4.573-4.578, 1997.
- [5] F. Busschots, B. Renier, and R. Belmans, "Direct Torque Control: Application to Crane Drives," EPE'97, pp. 4.579-4.584, 1997.
- [6] Sohail Malik, and Dieter Kluge, "ACS 1000-world's first standard AC drive for medium-voltage application," ABB Review, pp. 4-11, 1998.
- [7] P. K. Steimer, J. K. Steinke, and H. E. Gruning, "A reliable interface-friendly Medium Voltage Drive based on the robust IGCT and DTC technologies," IAS'99, pp. 1505-1512, 1999.
- [8] K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, J. Y. Choi, J. H. Yoon, and S. H. Lee, "Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by 3-Level Inverter with Low Switching Frequency," PESC'00, pp. 448-453, 2000.

- [9] E. Flach, "Design of a Kalman Filter for Direct Mean Torque Control," EPE'99, 1999.
- [10] Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency," IEEE Trans. Indus. Appl. vol. 35, no. 5, pp. 1076-1082, Sep./Oct., 1999.
- [11] N. R. N. Idris, and A. H. M. Yatim, "Reduced Torque Ripple And Constant Switching Frequency Strategy For Direct Torque Control Of Induction Machine," APEC'00, 154-161, 2000.
- [12] Yung-Chang Luo, and Chang-Huan Lui, and Yen-shin Lai, "Adaptive Stator resistance Estimation and Low Speed Torque Ripple Minimization for a Sensorless Direct Torque Control Induction Motor Drive," IPEC-Tokyo 2000, pp. 1087-1092, 2000.
- [13] CG Mei, SK Panda, JX Xu, and KW Lim, "Direct Torque Control of Induction Motor-Variable Switching Sectors," PEDS'99, pp. 80-85, 1999.
- [14] D. Alfonso, G. Gianluca, M. Ignazio, and Perfetto Aldo, "An Improved Look-up Table for Zero Speed Control in DTC Drives," EPE'99, 1999.
- [15] Y. A. Chapuis, T. Kosaka, and N. Matsui, "Performance Improvement in start up Condition for DSP-Based Direct Torque Control of an Induction Machine," IPEC-Tokyo 2000, pp. 1189-1194, 2000.
- [16] H. Kubota, and K. Matsuse, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation," IEEE Trans. Indus. Appl., vol. 30, no. 5, pp. 1219-1224, Sep./Oct., 1994.

저자 소개



이교범(李教範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 전기전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 1999년~현재 고려대 전기공학과 박사과정, 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 학원 학생.



송중호(宋重鎬)

1957년 1월 30일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1993년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(공학). 1995~1996년 Univ. of Wisconsin-Madison Visiting Scholar. 현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원.



최익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원.



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다 대학 전기공학과 졸업(공학). 1987~1991년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기·전자·전파공학부 교수. 당 학회 편집이사.