

DTC로 구동되는 대용량 유도전동기의 토크리플 저감법

박영민, 윤재학*, 한기준, 최세경, 정명길, 이세현
현대중공업(주) 기전연구소

이교범, 송중호
한국과학기술연구원

Torque ripple reduction for High power Induction Motor driven by DTC

Young-Min Park, Jae-Hak Yun*, Gi-Jun Han
Se-Kyung Choi, Myung-Kil Jung, Se-Hyun Lee
Mechatronics Research Institute
Hyundai Heavy Industries Co.,LTD

Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song
Korea Institute of Science and Technology

Abstract - A torque ripple minimization technique is proposed for high power induction motors driven by 3-level inverters with switching frequency of inverter switching elements limited around 500Hz level. It is noted that conventional DTC algorithms with torque ripple minimization scheme are devised for applications with relatively high switching frequency above 2-3kHz. A new DTC algorithm, especially for low switching frequency inverter system, illustrates relatively reduced torque ripple characteristics all over the operating speed region. Simulation results show effectiveness of the proposed control algorithm, and associated experimental works will be presented in the final paper.

1. 서 론

최근에 산업용 전동기 구동 장치의 제어 기법으로 DTC(Direct Torque Control) 제어 기법의 사용이 증가하고 있는 이유는 빠른 토크 응답 속도와 전동기의 파라메타 변동에 둔감하다는 장점 때문이다. 초기 DTC 알고리즘은 전압 스위칭 Table이 널리 사용되었는데, 이 방법은 구조가 간단하고, 구현이 용이하다[1-2]. 그러나 낮은 속도영역에서 토크의 리플이 크고, 전동기의 파라메타 변동과 전동기 속도 변화에 따라서 스위칭 주파수가 변동되는 단점이 있다. 대용량 전력 변환 장치는 낮은 스위칭 주파수로 구동되어야 하기 때문에, 상대적으로 큰 히스테리시스 밴드가 요구된다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 DMTC(Direct Mean Torque Control) 기법이 제안되었다[3]. 이 제어 기법은 토크리플의 평균 면적이 기준 토크 값과 같게 제어하는 것이다. 그러나 이 방법은 전동기의 속도에 따라서 토크의 리플이 증가하는 단점이 있다. 제안된 또 다른 토크리플 저감법은 스위칭 주파수 700Hz-800Hz 아래에서 동작되는 방법인데, 전동기 속도에 따라서 토크리플이 증가하는 현상이 존재하며, 인버터의 스위칭 주파수가 500Hz로 제한된 대용량 전동기 구동 장치에는 유용성이 떨어진다[4].

본 논문에서는 대용량 3상 유도전동기를 구동하는 인버터를 위한 새로운 토크리플 저감법을 제안하였다. 먼저, 3-레벨 인버터의 DTC 제어를 위한 토크리플의 패턴을 제시하고 새로운 DTC 기법을 제안하였다. 제안된 방법은 2개의 알고리즘으로 구성되는데, 첫 번째는 저속 영역에서 토크리플을 저감하는 알고리즘이고 두 번째는 고속영역에서 스위칭 주파수 500Hz를 유지하기 위하여 히스테리시스 밴드를 변조하는 알고리즘이다. 결론에 제안된 방법에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

2. 본 론

2.1 3-레벨 인버터를 위한 토크리플 패턴

그림 1.에 3-레벨 인버터의 DTC 제어를 위한 토크리플의 패턴을 2-레벨일 경우와 비교하여 도시하였다. 초기에 큰 전압 벡터가 선택됐다고 가정하면, 출력토크의 기울기는 빠르게 상승하게 된다. 이 출력토크가 상승 중에 하위 토크 밴드(Lower Torque Band)를 접하게 되면 작은 전압 벡터가 선택되고 토크는 천천히 증가해 된다. 그리고 증가된 토크가 상위 토크 밴드(Upper Torque Band)를 접하게 되면 토크값을 감소시키기 위하여 영(Zero) 벡터가 선택되며, 감소된 토크가 음(-)의 상위 토크 밴드(-Upper Torque Band)를 접하게 되면 큰 전압 벡터가 선택된다.

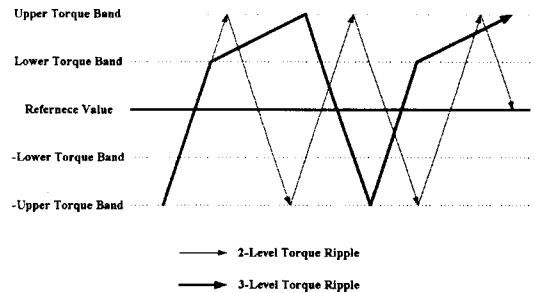


그림 1. 3-레벨 인버터를 위한 토크리플 패턴

2.2 3-레벨 대용량 인버터를 위한 DTC 기법

2.2.1 유도전동기의 상태방정식

유도전동기의 상태방정식은 고정자 자속과 회전자 자속으로 표현 될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma\tau_s} & \frac{L_m}{\sigma\tau_s L_r} \\ \frac{L_m}{\sigma L_s \tau_r} & j\omega_m - \frac{1}{\sigma\tau_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\varphi}_s \\ \bar{\varphi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{V}_s \quad (1)$$

여기서, $\tau_s = L_s / r_s$, $\tau_r = L_r / r_r$, $\sigma = 1 - L_m^2 / L_s L_r$ 이고, 토크는 고정자와 회전자 자속으로 표현 될 수 있다.

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

여기서 P: 전동기 극수
식(1)을 이용하면 고정자와 회전자 자속은 식(3)과 식(4)로 표현 될수 있다.

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

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

2.2.2 토크 리플 저감 알고리즘

토크 리플 저감 알고리즘을 설명하기 위한 알고리즘을 그림 2.에 도시하였다. 여기서 s_1, s_2, s_3 는 전동기의 상태방정식에 의하여 정의될 수 있다.

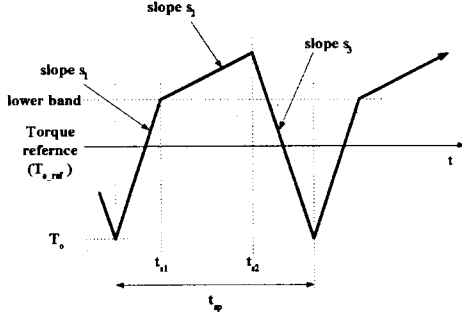


그림 2. 토크리플 저감알고리즘을 위한 토크리플 패턴

식(2), (3), (4)를 이용하여, $(k+1)^{th}$ 에서의 샘플링 때 스위칭 싸이클 t_{sp} 동안의 토크 변동을 구하면

$$\frac{\Delta T_{sk+1}}{t_{sp}} = -T_{sk} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) + \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \text{Im} \{ [\bar{V}_{sk} \cdot \bar{\varphi}_{sk}] - j\omega_m [\bar{\varphi}_{sk} \cdot \bar{\varphi}_{rk}] \} = s_1, s_2 \quad (5)$$

$$\frac{\Delta T_{rk+1}}{t_{sp}} = -T_{sk} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) - \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \text{Im} \{ j\omega_m [\bar{\varphi}_{sk} \cdot \bar{\varphi}_{rk}] \} = s_3 \quad (6)$$

여기서,

- s_1 : 큰 벡터 V_{sk} 에 의한 토크변동의 기울기
- s_2 : 작은 벡터 $1/2 \cdot V_{sk}$ 에 의한 토크변동의 기울기
- s_3 : 영(Zero) 전압벡터에 의한 토크변동의 기울기 이며,

만약에 전압 지령 V_{sk} 가 2-1절에서와 같이 결정된다면 토크 리플은 다음과 같이 예측될 수 있다.

$$s_1 = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{ -V_{ds} \Phi_{qr} + V_{qs} \Phi_{dr} - \omega_m (\Phi_{ds} \Phi_{dr} + \Phi_{qs} \Phi_{qr}) \right\} \quad (7)$$

$$s_2 = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \left\{ -\frac{1}{2} (V_{ds} \Phi_{qr} - V_{qs} \Phi_{dr}) - \omega_m (\Phi_{ds} \Phi_{dr} + \Phi_{qs} \Phi_{qr}) \right\} \quad (8)$$

$$s_3 = -\frac{T_e}{\sigma \tau_s} + \frac{3PL_m}{4\sigma L_s L_r} \omega_m (\Phi_{ds} \Phi_{dr} + \Phi_{qs} \Phi_{qr}) \quad (9)$$

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

만약 s_1, s_2, s_3 가 스위칭 싸이클 동안에 일정한 값이면, 토크리플의 기울기는 직선으로 근사화 할 수 있다. 그러므로 큰벡터, 작은벡터, 영벡터가 스위칭 싸이클 동

안 교번적으로 선택된다. 따라서 토크 리플은 아래식 처럼 표현되어 질 수 있다.

$$T_{e_ripp}^2 = \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_{sp}} (s_1 t + T_o - T_{e_ref})^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{t_{sp}} (s_2 t - s_2 t_1 + s_1 t + T_o - T_{e_ref})^2 dt \quad (10)$$

토크리플을 줄이기 위한 최적 스위칭 시간은 $T_{e_ripp}^2$ 의 편미분 방정식의 결과로 얻어지며, 아래와 같은 식이 된다.

$$t_{11} = \frac{-(s_1 t_{11} + T_o - T_{e_ref}) - T_o + T_{e_ref} - s_2 t_{12}}{s_1 - s_2} \quad (11)$$

$$t_{12} = \frac{s_2 t_{12} - s_3 t_{sp}}{s_2 - s_3} \quad (12)$$

식(7), (8), (9)에서 보였듯이, 토크의 기울기는 고정자 전압, 고정자와 회전자 자속, 그리고 전동기 속도의 함수로 구성되어 있다. 그러므로 전동기의 속도 증가는 기울기 s_1, s_2 을 낮추게 된다. 다시 말하면 전동기의 속도 증가에 따라서 토크의 리플은 커지고, 작아지게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 고속영역에서 스위칭 주파수 레귤레이터를 DTC 알고리즘과 함께 구성하게 되었다. 토크 리플이 설정된 밴드보다 커지게 되면 스위칭 주파수 레귤레이터가 선택되도록 하였다.

2.2.3 스위칭 주파수 레귤레이터(Switching Frequency Regulator)

그림 3.에 스위칭 주파수 레귤레이터의 블럭도를 도시하였다. 2개의 히스테리시스 비교기의 출력을 펄스 카운터가 계산하고 이 결과는 피드백되어 PI-스위칭 레귤레이터의 입력이 된다. PI-스위칭 주파수 레귤레이터는 스위칭 주파수를 지령 주파수인 500Hz로 유지하기 위하여 히스테리시스 밴드의 폭을 조종한다.

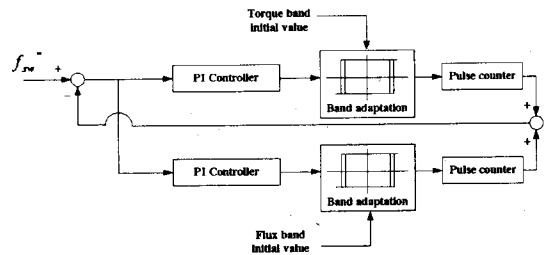


그림 3. 스위칭 주파수 레귤레이터의 블럭도

2.2.4 제안된 DTC 기법의 구조

제안된 DTC 제어 기법의 구조는 2개의 간단한 구조(토크 리플 저감 알고리즘과 스위칭 주파수 레귤레이터)로 구성되어 있다. 저속영역에서는 토크저감 알고리즘이 동작하고, 전동기 속도가 설정값 보다 커지면 스위칭 주파수 레귤레이터가 주파수를 500Hz로 유지하기 위하여 동작된다. 블럭도는 그림 4.와 같다.

3. 시뮬레이션 결과

제안된 DTC 제어 기법의 타당성을 검증하기 위하여, 시뮬레이션에 사용된 전동기의 파라메타와 사양은 3.7kW, 380V, 4극, $J_m = 0.0173 \text{ kgm}^2$, $R_s = 0.9621 \Omega$, $R_r = 0.7982 \Omega$, $L_s = 0.20805 \text{ H}$, $L_r = 0.21171 \text{ H}$, $L_m = 0.20045 \text{ H}$, 정격 속도 1755rpm이다.

그림 5., 6. 에 일정한 히스테리시스 밴드를 사용한 기

존의 DTC 알고리즘[1],과 보상이 없는 토크리플 저감법[4], 그리고 제안된 알고리즘을 그림7.에 나타냈다. 대용량 인버터를 위하여, 스위칭 주파수 설정값을 500Hz로 설정하였으며, 제어 알고리즘의 샘플링 시간은 150[μ s]로 하였다.시뮬레이션 결과, 기존에 알려진 토크리플 저감 알고리즘을 이용한 DTC 제어기와 비교할 때 모든 속도제어 영역에서 상대적으로 적은 토크 리플을 발생하였음을 알 수 있으며, 특히 고속에서 영역에서 우수함을 알 수 있었다

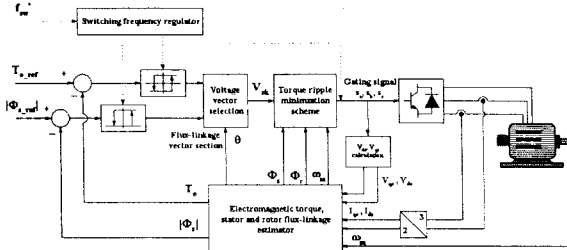


그림 4. 제안된 DTC 기법의 블럭도

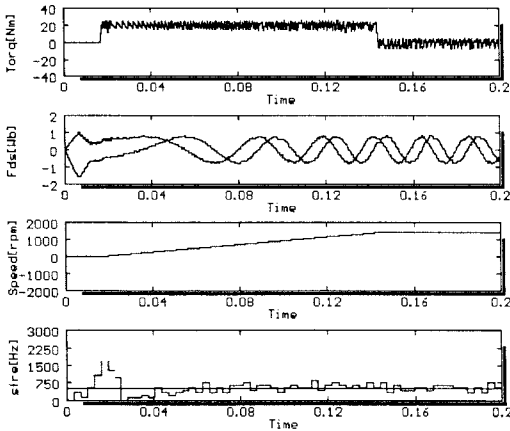


그림 5. 일정한 히스테리시스 밴드폭을 갖는 DTC 제어기의 Step-torque 응답 특성

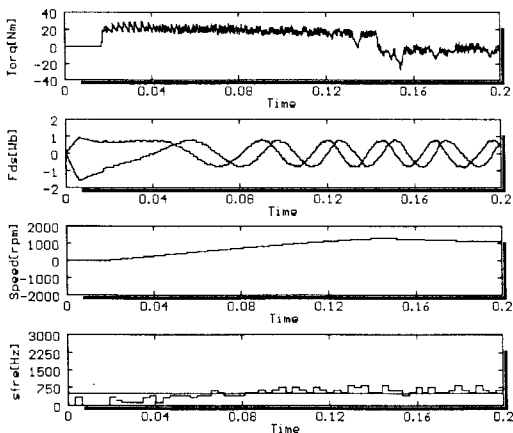


그림 6. 토크 리플 저감법을 이용한 DTC 제어기의 Step-torque 응답 특성

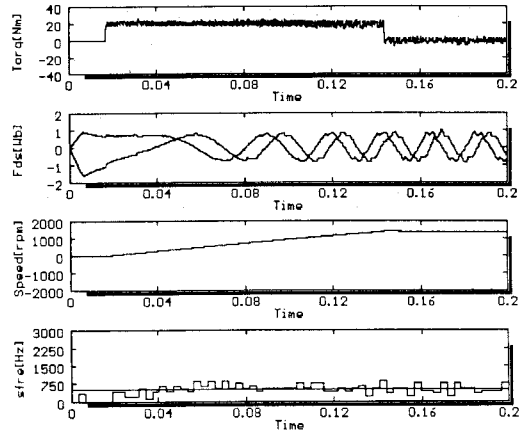


그림 7. 제안된 DTC 제어기의 Step-torque 응답 특성

3. 결 론

본 논문에서는 대용량 3레벨 인버터에 적용이 가능하고, 토크 리플을 저감 할 수 있으며 모든 속도 영역에서 스위칭 주파수가 거의 일정한 새로운 DTC 알고리즘을 제시하였다. 저속에서는 매 스위칭 싸이클마다 최적 스위칭 시간이 계산되고 전압 벡터의 선택은 계산된 스위칭 시간에 따른 토크 리플 패턴에 의하여 결정된다. 고속 영역에서는 스위칭 주파수 500Hz를 유지하기 위하여 스위칭 주파수 레귤레이터가 사용되었다. 이 두개의 제어기를 함께 사용하여 저속과 고속 영역에서 토크 리플 특성을 개선하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] Giuseppe Buja, Domenico Casadei and Giovanni Serra, Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor, *IECON98 Tutorial*, pp. T50-T64, 1998.[1]
- [2] James N. Nash, Direct torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder, *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. 33, No. 2, pp. 333-341, 1997.
- [3] E. Flach, R. Hoffmann and P. Mutschler, Direct Mean Torque Control of an Induction Motor, *EPE97*, pp. 3.672-3.676, 1997
- [4] J. K. Kang and S. K. Sul, Torque Ripple Minimization Strategy for Direct Torque Control of Induction Motor, *IAS98*, pp. 438-443, 1998.
- [5] Malesani and P. Mattavelli, High-performance Hysteresis Modulation Technique for Active filters, *APEC96*, pp. 939-946, 1996.