

유도 전동기 Vector 제어시의 Torque Ripple 저감법에 관한 연구

송 호신*^o 이 인* 이 현우* 박 용주* 최 주석*

Torque Ripple Reduction Methods for Vector Controlled
Induction Motor

H.S. Song*^o J.I. Woo* H.W.Lee* Y.J.Park* J.S.Choi*

Dept. of Electrical Eng. Dong-A Univ.

Abstract

This paper concerns a method for high precision torque control of induction motor supplied with power via a Transister inverter. The control system is totally digitized using DSP - TMS32010. Since operation time leads to control delay in such a system, torque ripples are more significant than with conventional PWM techniques. This difficulty is relieved considerably by using current preview control and vector pulse width control. The usefulness of these techniques will be demonstrated by showing the results of a simulation, and results of measurement on a 2.2Kw induction motor.

1. 서 론

본 논문은 2차 자속 결합에 기초한 전압형 Inverter의 순시공간 Vector 제어에 출력 Vector의 Pulse 폭 가변을 부가한 Torque ripple 저감 대책에 대해 논의하고자 한다.

본 방법에 의해 직점 점출되지 않는 2차 자속 연산이 Torque 제어 정도를 크게 좌우하므로, 2차 자속을 회전라포 개념을 도입하여 추정 연산한다. 또한, 모든 알고리즘이 디지털화 되므로서 제어 주기에 기인하는 Torque Ripple이 문제시 되어 이에 대한 대책으로 전류예측 및 한 주기내에 출력되는 Vector Pulse 폭을 가변시키는 출력 Vector Pulse 폭 가변 방법을 제안하여 결점을 개선시키고자 한다.

2. 제어 이론

2.1 Torque 제어 알고리즘 및 2차 회고 자속 Vector

고정자에 고정된 d-q좌표계에서 유도기의 전압 방정식과 발생된 Torque 방정식은 아래와 같이 표시된다.

$$\begin{bmatrix} V_{1d} \\ V_{1q} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1+L_1P & 0 & MP & 0 \\ 0 & R_1+L_1P & 0 & MP \\ MP & M\omega_m & R_2+L_2P & L_2\omega_m \\ -M\omega_m & MP & -L_2\omega_m & R_2+L_2P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \\ I_{2d} \\ I_{2q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서,

$$\begin{bmatrix} \phi_{2d} \\ \phi_{2q} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} I_{1d} \\ I_{1q} \end{bmatrix} + L_2 \begin{bmatrix} I_{2d} \\ I_{2q} \end{bmatrix} \quad (2)$$

발생 Torque T_e 는 다음과 같다.

$$T_e = \phi_{2q} \cdot I_{2d} - \phi_{2d} \cdot I_{2q} \quad (3)$$

식 (1)로 부터 위의 두 행은 제어주기 T_s 를 기초로 하여 적절한 Digital계로 바꿀 수 있으며, 제어주기가 유도기의 전기적 시정수에 비해 충분히 작기 때문에 계영근사를 이용하여 식(4)로 표시된다.

$$\Delta \lambda^o_{(n)} = \begin{bmatrix} \Delta \lambda^o_{d(n)} \\ \Delta \lambda^o_{q(n)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_1 T_s / 2) \cdot 0 \\ 0 \quad (R_1 T_s / 2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d}^o(n+1) + I_{1d}(n) \\ I_{1q}^o(n+1) + I_{1q}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L\sigma \quad 0 \\ 0 \quad L\sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1d}^o(n+1) - I_{1d}(n) \\ I_{1q}^o(n+1) - I_{1q}(n) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (M/L_2) \quad 0 \\ 0 \quad (M/L_2) \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{2d^0(n+1)} - \phi_{2d^0(n)} \\ \phi_{2q^0(n+1)} - \phi_{2q^0(n)} \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서,

$$L\sigma = (L_1 L_2 - M^2) / L_2$$

이며, "0" 표시는 지령치를 나타낸다.

$\Delta \lambda^0_d(n), \Delta \lambda^0_q(n)$ 은 Sample점 (n)에서의 지령자속 Vector이다.

2.2 VECTOR PULSE 폭 가변 및 전류 예측

식(4)로부터 얻어진 자속 VECTOR 지령에 따라 선택된 자속 VECTOR 출력은 제어주기 T_s 동안 일정하기 때문에 전류는 항상 이산치 보다 높거나 낮다. 이것은 TORQUE RIPPLE을 야기시키는 원인이 되므로 이에 대한 대책으로 VECTOR 폭 가변제어를 행한다. 그림 1과 같이 VECTOR 폭 가변제어는 선택된 자속 VECTOR 물 아래식에 의해 얻어진 주기 T_w 동안만 출력한다.

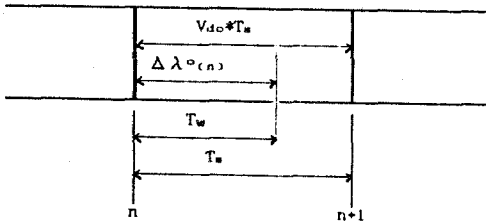


그림.1 Vector 펄스 폭 가변법.

$$T_w = (\Delta \lambda^0(n) / (V_{do} * t_a)) * T_s$$

여기서 $\Delta \lambda^0(n)$ 은 $\Delta \lambda^0(n)$ 의 크기이며 V_{do} 는 DC 전압이다. 나머지 기간($T_s - T_w$)동안은 Zero Vector를 출력시킨다. 또한, 제어주기 지연에 따른 Torque Ripple을 저감하기 위해 Sampling 점 n-1에서 얻어진 전류 $I_t(n-1)$ 를 가지고 전류예측을 행한다. 식(3)에서 n가 n-1에 의해 대체되고 $\phi_{2d}(n) - \phi_{2d}(n-1) \approx 0$ 로 근사 하면 아래식이 얻어진다.

$$\begin{bmatrix} I_{1d}(n) \\ I_{1q}(n) \end{bmatrix} = \frac{1}{(R_t T_s / 2) + L\sigma} \begin{bmatrix} \Delta \lambda^0_d(n-1) \\ \Delta \lambda^0_q(n-1) \end{bmatrix}$$

$$- \frac{((R_t T_s / 2) - L\sigma)}{((R_t T_s / 2) + L\sigma)} \begin{bmatrix} I_{1d}(n-1) \\ I_{1q}(n-1) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, $\Delta \lambda^0(n-1)$ 과 $I_t(n-1)$ 은 각각 Sampling 점 (n-1)에서의 출력자속 Vector와 측정된 전류이다.

2.3 스위칭 패턴 결정

식(4)에 의해 인버터 스위칭 pattern이 결정된다. 3상 전압형 인버터의 출력 전압 vector는 8종류가 존재하며 제어주기 T_s 로 적분하면 그림 2와 같이 d, q 평면 상에 표시할 수 있다.

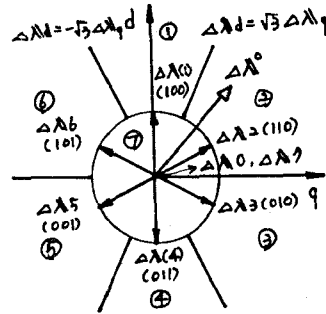


그림.2 자속 Vector와 선정 영역.

식(4)에 의해 구해지는 $\Delta \lambda^0(n)$ 은 그림 2의 어느 한 영역에 존재하게 되며, 예로서 ② 영역에 존재시 (n)시점의 출력 Vector는 $\Delta \lambda^0(110)$ 이 된다.

3. 시스템 구성

그림 3은 System 구성도를 보이며, 정격전압 220[V], 정격주파수 60[Hz], 정격출력 2.2[Kw], 4극, 3상 유도전동기를 사용하였다.

앞에서 논의한 제어 알고리즘은 DSP-TMS32010을 이용하여 처리하였으며, A/D변환 시간을 포함하여 70usec가 소요되었다.

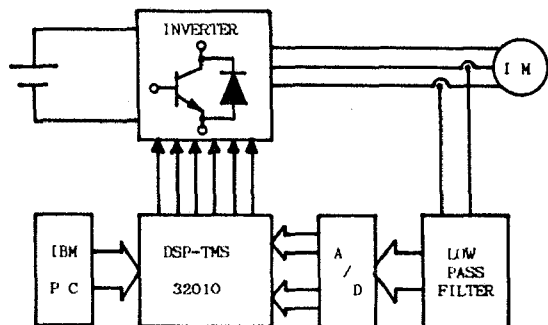


그림 3. 시스템 구성도

4. SIMULATION 검토

그림 4 와 5는 전류예측 및 Vector 폭 가변제어를 행한 경우와 행하지 않은 경우의 SIMULATION 결과를 보인다. Simulation 결과에서 보듯이 과도한 전류 성분은 현저하게 제거되어 Torque Ripple이 개선됨을 알수 있다.

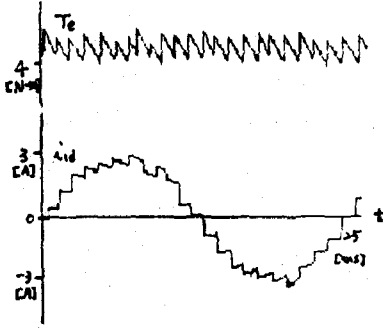


그림.4 전류 예측 및 Vector 폭 가변에 의한 제어

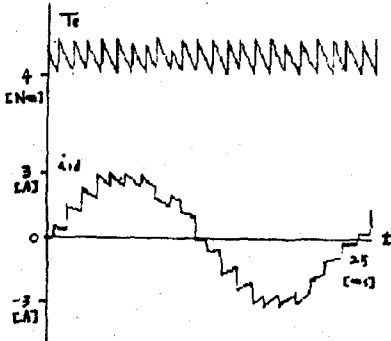


그림.5 전류 예측만 행한 경우

5. 결론

출력 Vector의 Pulse 폭을 지령자속 Vector 와 비교하여 과도한 전류 성분을 출력하지 않는 Vector Pulse 폭 가감법과 제어주기 지연에 따른 보상으로 전류예측법을 도입하여 타당성을 입증 하였다. 한편, 모든 처리를 DSP - TMS32010을 가지고 Digital와 하드로서 제어 System의 간소화를 실현 하였다.

[1] T.Koga, I.Miyashita, A.Matsumoto, and Y. Okada "Torque Ripple Reduction Methods for Vector Controlled Induction Motor with Current Preview Control" IPEC 89.

[2] 岩崎 誠, 山田英治, 木下久史, 松井信行, " DSP を用いた二次磁束制御に基づく誘導電動機の高精度トルク制御法 ", T.IEE Japan, Vol.110-D, No.2, pp99-107, 90.

[3] 山田英治, 木下久史, 松井信行, " DSP を用いた電圧形インバータによる誘導機のトルク制御法 ", pp131-140 電學論 D, 110巻2號, 平成2年.

[4] M.Iwasaki, and N.Matsui: " Digital Signal Processor Based Vector Control System and Performance Characteristics ", IEEJ 1987 IAS Conf. Record, No.131pp.643-646

[5] M.Iwasaki, E.Yanada, N.Matsui" Secondary Flux controlled IM Torque control Method and Its Performance Characteristics ", IEEJ 1988 IAS Conf. Record, No.78, pp.361-364

[6] 堀 V.Cotter 茅: 「 誘導電動機の磁束オフス に関する制御理論的考察 」 電學論 B, 106, 1001 (昭61-11)