

DD 로봇용 VR 모터의 제어를 위한 새로운 방식

○
김창환, 하인중, 하태균, 고명삼
서울대학교 제어계측공학과 & ASRI

김동일
삼성전자(주)

A New Approach to Control of Variable Reluctance Motors for DD Robots

Chang-Hwan Kim, In-Joong Ha, Tae-Kyoon Ha and Myoung-Sam Ko
Dept. of Contr. & Inst. Eng. Seoul Nat'l Univ. & ASRI

Dong-Il Kim
Samsung Electronics Ltd.

ABSTRACT

In this paper, we present a DSP-based high dynamic performance torque control scheme of variable reluctance motors(VRM's) for DD(Direct Drive) robots via function inversion technique. The VRM with our controller behaves like DC motors, and hence developed torque tracks given torque command accurately with no torque ripples. Furthermore, our torque control algorithm ensures the production of maximum constant torque under maximum current limitation, minimizes power loss in each phase resistance, and takes magnetic saturation effect into account. Also, since our control algorithm is represented in the form of look-up table, it can be easily implemented with simple digital circuits and this tabular design method is computationally more accurate and simpler compared to the prior methods.

1. 서론

VR 모터는 회전자가 철심(core)만으로 이루어진 쌍돌극(doubly salient) 브러쉬리스(brushless) 모터로서 영구 자석을 사용하지 않기 때문에 다른 모터들에 비해 제조단가가 낮고 비교적 낮은 속도에서 큰 토크의 발생이 가능하다. 또한 VR 모터는 원리적으로 한 방향의 전류만으로 구동이 가능하므로 컨버터(verter)를 구성하는데 드는 전력소자의 수를 줄일 수 있다. 따라서 VR 모터용 드라이브 시스템을 구성하는데 드는 비용이 절약되고 드라이브 시스템의 신뢰성(reliability)이 높아진다. 이러한 특징들로 인해 VR 모터는 여러 응용분야에 널리 사용되어져 왔으며 특히 최근에는 DD 로봇용 DD 구동부로의 응용에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. DD 구동부로의 응용을 위해서는 큰 토크 발생이 필요한데 VR 모터의 경우 모터의 회전자 극수가 많게 설계되어지면 DD 로봇이 필요로 하는 속도에서 충분히 큰 토크를 발생시킬 수 있다. 또한 DD 구동부에 사용되어지는 VR 모터는 최대 토크/질량 비를 발생시키기 위해 심한 자기 포화(magnetic saturation)영역에서 동작되어지는데 이로 인해 VR 모터의 발생 토크는 회전자 위치와 상전류의 복잡한 비선형 함수로 나타내어진다. 한편 DD 모터용 드라이브 시스템은 다음과 같은 제어 성능을 만족시켜야 한다. 첫째, 고정밀 위치제어가 가능해야 하고 둘째, 토크 리플의 발생을 최소화 해야 하며 셋째, 가변 부하 조건하에서의 고속 운동에 견딜 수 있어야 한다. 이 중에서 특히 토크 리플 발생의 최소화는 고정밀 제어를 필요로 하는 DD 모터 제어에 있어 가장 중요한 요소로서 다른 두 제어 성능의 개선을 위한 선결 조건이라 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 토크 리플을 최소화시키는 토크 제어기 설계에

중점을 두고 연구한다.

VR 모터의 제어 분야에 있어 초기에는 주로 토크 리플의 발생이 큰 영향을 미치지 않는 고속 또는 스텝핑(steping)모터 응용에 대한 연구가 이루어졌다. 각도 제어(angle control)와 전류크기 제어를 포함한 개루우프(open loop)제어가 주로 이용되었다. 그러나 최근들어 VR 모터가 써보 모터(servo-motors)로의 응용이 가능하여짐에 따라 마이크로 프로세서를 이용한 궤환 제어(feedback control)방식들이 [3], [4]에서 제안되었다. 그러나 두 경우 모두 전자적 정류(electronic commutation)와 각도 제어(angle control)를 이용한 토크 제어와 기존의 PID 기법을 이용한 속도 및 위치제어를 하고 있을 뿐 아니라 자기적포화(magnetic saturation)를 고려하지 않는 선형 모델을 사용하므로 고성능 토크제어를 필요로 하는 DD모터 제어에는 사용되기 어렵다.

최근 들어 값싼 고속-고전력 스위칭 소자와 고속 마이크로 프로세서가 사용가능해짐에 따라 보다 정교한 제어 방식들이 많이 제안되고 있다. [2]에서는 자기 포화가 고려된 VR모터의 비선형 역학 방정식(nonlinear dynamic equation)에 최근의 비선형 궤환 선형화기법(nonlinear feedback linearization technique) ([7]참조)을 적용하여 비선형 상태 궤환 제어기(state feedback control)를 구하였다. 이 비선형 제어기는 모터의 전동작 영역에서 모든 비선형성을 보상하여 DC 모터와 동가적으로 동작되게 하고 따라서 리플없는 토크의 발생을 보장할 수 있다. 그러나 이 제어기는 제어 알고리즘이 매우 복잡하고 비선형 궤환 제어에 의한 완벽한 선형화를 위해서는 VR 모터뿐 아니라 외부 부하에 대한 모델링이 매우 정확하여야 한다. 한편 비선형 궤환 제어 이론의 유도 전동기에의 응용에 대한 연구도 활발히 진행되고 있는데 그 대표적인 예가 [5]-[6]에 나타나 있다. 한편 [1]에서는 3차 스플라인 방법(cubic spline method)을 이용하여 자기 포화를 고려하는 VR 모터의 역학 모델을 다항 함수(polynomial function)형태로 근사화시키는 기법을 제안하였다. 이 논문에서는 최소 자승 데이터 리덕션 알고리즘(a least square data reduction algorithm)을 제안하여 측정된 flux linkage를 회전자 위치와 상전류의 다항 함수로 근사화시킴으로써 VR 모터의 역학 모델을 구한다. 이 방법은 3차 다항 함수의 계수들만으로 자기 포화 영역을 포함하는 모터의 일반적인 역학 모델을 나타낼 수 있기 때문에 VR 모터의 역학 모델을 표시하는데 사용되는 메모리(memory)를 줄일 수 있을 뿐 아니라 4차 다항 방정식(polynomial equations)의 해를 구함으로써 쉽게 토크 제어 명령을 발생할 수 있다는 장점을 가진다. 그러나 이 방법은 계산적으로 효율적이지 못하고 불량 조건(ill-conditioned)의 선형 연립 방정식의 해를 구하는 과정에서 발생하는 수치해석적 오차로 인해 정확한 역학 모델을 얻는데 어려움이 따른다.

본 논문에서는 VR 모터에 function inversion technique 을 적용하여 구현이 용이하고 계산적으로 효율적인 고성능 토오크 제어방식을 제안한다. 이를 위해 우선 상 전류를 직접 제어하는 포화 전류 제어기(saturation current controller)를 설계한다. 그리고나서 주어진 토오크 명령에 대한 정확한 추종과 주어진 전류하에서 최대 리플 없는 토오크(maximum ripple-free torque)의 발생과 각 상에서 손실되는 전력의 최소화를 보장하는 고성능 토오크 제어 알고리즘의 개발을 위하여 우선 VR 모터의 전 동작 영역에 걸쳐 테이블 형태의 토오크 모델을 구한다. 그리고나서 이 모델에 선형화 기법을 적용하여 계산적으로 효율적이고 간단한 look-up 테이블 형태의 토오크 제어알고리즘을 개발한다.

2. VR 모터의 역학 모델 (dynamic model)

3 상 VR 형 모터의 전기적 모델은 패러데이의 법칙 (Faraday's law)에 의해 다음과 같이 주어진다.

$$\dot{\lambda}_j + R i_j = V_j, \quad j = 1, 2, 3 \quad (1)$$

여기서 V_j 는 j 상 고정자 권선에 인가되는 전압, i_j 는 j 상 고정자 권선에 흐르는 전류, λ_j 는 j 상 고정자 권선의 flux linkage, R 은 각 상 고정자 권선의 저항을 나타낸다. 한편, VR 형 모터의 기계적 모델은 다음과 같이 표시된다.

$$J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + C \operatorname{sgn}(\theta) + T_L = T_e, \quad (2)$$

여기서 θ 는 회전자의 위치, T_e 는 전기적으로 발생된 토오크, T_L 은 부하 토오크, C 는 Column 마찰계수, 그리고 J 와 B 는 각각 회전자와 부하를 포함한 총 관성 모멘트(moment of inertia) 와 점성 마찰 계수를 나타낸다.

일반적으로 λ_j 는 각 상 전류와 회전자 위치의 함수로서 $\lambda_j = \lambda_j(i_1, i_2, i_3, \theta)$, $j = 1, 2, 3$, 로 표시된다. 즉, 그러나 VR 모터의 경우 각 상 권선간의 상호 인덕턴스가 무시할 수 있을 만큼 작으므로 λ_j 는 θ 와 i_j 만의 함수 $\lambda_j = \lambda_j(i_j, \theta)$, $j = 1, 2, 3$, 로 표시 될 수 있다. 모터가 자기적 선형 영역 (magnetic linear region)에서 동작될 경우 λ_j 는 다음과 같은 선형 모델로 표시할 수 있다.

$$\lambda_j(i_j, \theta) = L_j(\theta) i_j, \quad j = 1, 2, 3 \quad (3)$$

여기서 $L_j(\theta)$ 는 j 상 권선의 인덕턴스를 나타낸다. VR 모터의 경우 선형 모델(식(3))은 충분히 작은 값의 상전류에 대해서는 정확한 모델이다. 그러나 일반적으로 VR 모터는 심한 자기 포화 (magnetic saturation) 영역에서 동작되므로 λ_j 는 θ 의 비선형 함수로 표시된다. 또한 λ_j 는 θ 에 대한 주기함수(주기 = $2\pi/N_r$, N_r 은 회전자의 극 수)이며 다음의 관계를 갖는다.

$$\lambda_j(i_j, \theta) = \lambda(i_j, \theta - 2\pi(j-1)/(3N_r)), \quad j = 1, 2, 3 \quad (4)$$

한편, VR 모터의 발생토오크는 coenergy 함수 W' 의 θ 에 대한 편미분으로 표시된다[8].

$$T_j(i_j, \theta) = D_2 W'_j(i_j, \theta), \quad j = 1, 2, 3 \quad (5)$$

여기서 D_k 는 k 번째 성분에 대한 편미분을 나타내는 미분 연산자이고 coenergy 함수 W'_j 는 회전자의 고정된 위치 θ 에 대한 자속-전류 곡선에서 곡선과 전류축으로 둘러싸인 부분의 면적으로서 다음과 같이 정의된다.

$$W'_j(i_j, \theta) = \int_0^{i_j} \lambda_j(I, \theta) dI \quad (6)$$

식 (4)-(6) 으로부터 다음 관계를 얻는다.

$$T_j(i_j, \theta) = T(i_j, \theta - 2\pi(j-1)/(3N_r)), \quad j = 1, 2, 3 \quad (7)$$

전기적으로 발생하는 총 토오크 T_e 는

$$T_e = \sum_{j=1}^3 T_j(i_j, \theta) \quad (8)$$

로 표시된다. 따라서 다음과 같은 역학 모델을 얻는다.

$$\dot{i}_j = [D_1 \lambda_j(i_j, \theta)]^{-1} \{ -R i_j - \dot{\theta} D_2[\lambda_j(i_j, \theta)] + V_j \}, \quad (9a)$$

$$J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + C \operatorname{sgn}(\theta) + T_L = T_e, \quad j = 1, 2, 3 \quad (9b)$$

$$T_e = \sum_{j=1}^3 D_2 \left[\int_0^{i_j} \lambda_j(I, \theta) dI \right] \quad (9c)$$

식 (9a)-(9c) 는 $\lambda_j(i, \theta)$ 를 구함으로써 VR 형 모터의 동적 모델이 결정됨을 보여 준다.

3. 제어기 설계

본 논문에서 제안하는 제어기는 고정자 상전류를 직접 제어 (direct control)하는 포화 전류 제어기(saturation current controller)와 주어진 토오크 명령과 회전자 위치에 대하여 전류 명령을 결정하는 토오크 제어기로 구성된다. 먼저 전류 제어기에 대하여 설명한다.

상전류를 제어함에 있어 고이득(high gain), 또는 뱅뱅 (bang-bang) 전류 제어기가 흔히 사용된다. 이러한 제어기들은 상전류의 직접 제어를 가능하게 하지만 바람직하지 못한 고이득 영향이나 채터링(chattering)을 유발시킨다. 따라서 다음과 같은 포화 전류 제어기를 제안한다.

$$V_j = K \operatorname{sat}[(\hat{u}_j - i_j)/\delta], \quad j = 1, 2, 3 \quad (10)$$

여기서 k 와 δ 는 양의 정수이고 \hat{u}_j , $j = 1, 2, 3$, 은 새로운 입력력으로 각 상전류의 명령값이며 $\operatorname{sat}(\cdot)$ 함수는 식 (11) 과 같이 정의된다.

$$\operatorname{sat}(n) = \begin{cases} n & , |n| \leq 1 \\ n/|n| & , |n| \geq 1 \end{cases} \quad (11)$$

제안된 포화 전류 제어기는 뱅뱅 전류 제어기를 연속인 형태로 근사화한 것으로 생각할 수도 있고 또한 고이득 제어기가 하드웨어적 제한에 의해 구현된 실제적 형태라고 할 수 있다.

상전류가 위의 포화 전류 제어기에 의하여 직접 제어될 때 VR 모터의 역학 모델(식(9a)-(9c))은 식 (12)-(13)과 같이 근사적으로 표시된다.

$$J \ddot{\theta} + B \dot{\theta} + C \operatorname{sgn}(\theta) + T_L = T_e(\hat{u}_1, \hat{u}_2, \hat{u}_3, \theta) \quad (12)$$

$$T_e = \sum_{j=1}^3 T_j(\hat{u}_j, \theta) \quad (13)$$

식 (12)-(13) 은 만약 입력 $\hat{u}_j = g_j(\bar{u}, \theta)$, $j = 1, 2, 3$, 여기서 \bar{u} 는 새로운 입력, 가 $T_e = k \bar{u}$, k 는 상수, 를 만족하도록 선택되어진다면 VR 모터가 DC 모터와 동가적으로 동작됨을 보여준다. 이것은 토오크제어 문제가 torque function(식(13))을 선형화시키는 입력 $\hat{u}_j = g_j(\bar{u}, \theta)$, $j = 1, 2, 3$, 를 구하는 문제로 귀착됨을 의미한다.

(A) 토오크 테이블과 역 토오크 테이블(inverse torque table)

이제 토오크 제어 알고리즘 개발을 위한 토오크 모델 결정 방법에 대해 설명한다. 여기서 제안되는 VR 모터의 토오크 모델은 자기포화의 영향을 고려하는 가장 일반적인 모델로서 기본적으로 [1]에서 제안한 flux linkage의 측정 방법에 기초하고 있다. 그러나 [1]이 제안한 방법에서는 토오크 모델이 θ 와 i 에 대한 다항식(polynomial)의 형태로 근사화되는데 비해 본 논문에서는 토오크 모델이 θ 와 i 의 구체적인 함수로 표현되지 않고 수치적인 look-up 테이블 형태로 표현된다는 점이 그 차이점이다. 이러한 모델의 테이블화는 수치적인 모델을 구체적인 함수 형태로 근사화시키는 수치 해석적인 계산과정과 이에 따른 수치 해석적 오차 요인들을 제거하여 계산적으로 보다 효율적이고 더 정확한 모델을 얻을 수 있다는 장점을 가질 뿐 아니라 모델의 복잡성으로 인해 구체적인 함수로의 근사화가 힘든 경우에도 사용될 수 있다. 이러한 테이블 형태의 수치적인 토오크 모델을 이용하여 본 논문에서 제안되는 토오크 제어 알고리즘은 토오크 명 \bar{u} 와 θ 의 look-up 테이블 형태로 표현되어 메모리에 저장되는데 이것은 최근 제어기의 디지털화 경향에 비추어 볼 때 매우 효과적인 방법이라 할 수 있다. 제어 알고리즘의 ROM 테이블화는 제어 알고리즘의 단일칩화를 가능하게 하여 제어기의 하드웨어적인 단순화 및 원가 절감을 도모할 뿐 아니라 제어 알고리즘 개발시 테이블 형태로 표현된 수치적인 모델의 사용을 가능하게 하는 장점을 가진다.

이제 VR 모터의 토오크 모델 결정 과정을 설명한다. 토오크 모델은 flux linkage 모델로부터 결정되므로 먼저 flux linkage 모델 방법에 대해 설명한다. 식(4)-(6)은 1 상의 flux linkage 모델만으로 모든 flux linkage 모델과 토오크 모델이 결정됨을 보여준다. 따라서 1 상의 flux linkage 만을 모델한다.

고정된 위치 θ^* 에 대하여 식(1)로부터 식(14)를 얻는다.

$$\lambda_1(i_1(t), \theta^*) = \int_0^t [V_1(\tau) - R i_1(\tau)] d\tau \quad (14)$$

권선 저항 R 은 일반적으로 알려진 값이고 $V_1(t)$ 는 외부에서 인가되는 상전압이므로 식(14)는 상전류 $i_1(t)$ 의 측정을 통해 λ_1 을 측정할 수 있음을 보여 준다. λ_1 의 측정과정은 [1]에서 처음 제안하였는데 여기서는 그 방법을 그대로 따른다.

본 논문에서 제어 대상으로 하는 VR 모터는 NSK사에서 제작한 DD 모터용 3상 VR 모터이며 모터의 사양은 표.1에 나타내었다. 이 VR 모터의 구조상의 특징은 큰 토오크 발생을 위하여 회전자의 극 수를 많게 했다는 점($N_r = 150$)이다. 그림 1은 이 VR 모터에 위의 측정 과정을 적용하여 측정된 자속-전류 곡선을 나타낸다. 상전류가 약 2 A 이상되는 곳에서 자기 포화가 발생됨을 볼 수 있다. 이러한 측정과정을 통해 얻어지는 flux linkage 테이블은 다음과 같이 표시된다.

$$\lambda_1(i_{1ki}, \theta_k), k \in \{1, 2, \dots, s\}, i \in \{1, 2, \dots, m_k\} \quad (15)$$

식(15)에서 전류 i_{1ki} 의 첨자 $1ki$ 는 각각의 θ_k 에 대하여 전류축의 데이터 값들이 서로 다르고 그 데이터 간격도 균일하지 않음을 나타내고, m_k 는 전류 데이터 갯수가 각 θ_k 에 대해 서로 다를 수 있다. 또한 θ 축의 데이터 간격도 균일하지 않다.

상 전류가 포화 전류 제어기에 의해 직접 제어된다고 가정하면 $i_j = \hat{u}_j, j = 1, 2, 3$ 이므로 식(15)는 다음과 같이 표시된다.

$$\lambda_1(\hat{u}_{1ki}, \theta_k), k \in \{1, 2, \dots, s\}, i \in \{1, 2, \dots, m_k\} \quad (16)$$

이제 flux linkage 데이터(식(16))를 이용하여 다음과 같이 위치 데이터와 전류 데이터의 간격이 각각 균일한 토오크 테이블

표. 1 실험에 사용된 VR 모터의 사양

모델명	RS-1410, NSK/JAPAN
최대 발생 토오크	39.2 [Nm]
최대 회전 속도	1.0 [rps]
최대 전류	6.0 [A]
회전자 극 수	150

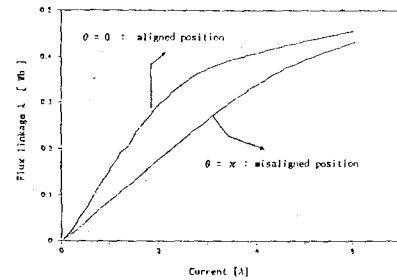


그림 1 측정된 자속-전류 곡선

$$T_1(\hat{u}_{1j}, \theta_q), j \in \{1, \dots, \hat{n}\}, q \in \{1, \dots, n\} \quad (17)$$

$$\hat{u}_{1j+1} - \hat{u}_{1j} = \text{const.}, \theta_{q+1} - \theta_q = \text{const.}$$

을 구한다. 그 과정은 다음과 같이 요약된다.

토오크 테이블 결정 과정 :

(과정 1) Cubic spline interpolation을 이용하여 λ_1 을 \hat{u}_1 에 대해 interpolation 한다($\theta = \theta_i$ 에 고정). 이로부터 \hat{u}_1 의 간격이 균일한 λ_1 데이터가 얻어진다. 즉, $\lambda_1(\hat{u}_{1j}, \theta_i), j \in \{1, \dots, \hat{n}\}, i \in \{1, \dots, s\}$
 $\hat{u}_{1j+1} - \hat{u}_{1j} = \text{const.}$

(과정 2) 식(6)과 수치 적분을 이용하여 coenergy W_1 를 계산한다. 이로부터 \hat{u}_1 의 간격이 균일한 W_1 데이터가 얻어진다. 즉, $W_1(\hat{u}_{1j}, \theta_i), j \in \{1, \dots, \hat{n}\}, i \in \{1, \dots, s\}$
 $\hat{u}_{1j+1} - \hat{u}_{1j} = \text{const.}$

(과정 3) Cubic spline interpolation을 이용하여 W_1 를 θ 에 대해 interpolation 한다($\hat{u}_1 = \hat{u}_{1j}$ 에 고정). 이로부터 \hat{u}_1 와 θ 의 간격이 각각 균일한 W_1 데이터가 얻어진다. 즉, $W_1(\hat{u}_{1j}, \theta_q), j \in \{1, \dots, \hat{n}\}, q \in \{1, \dots, n\}$
 $\hat{u}_{1j+1} - \hat{u}_{1j} = \text{const.}, \theta_{q+1} - \theta_q = \text{const.}$

(과정 4) 식(5)와 수치 미분을 이용하여 토오크 T_1 을 계산한다. 이로부터 \hat{u}_1 과 θ 의 간격이 각각 균일한 토오크 이블 T_1 이 얻어진다. 즉, $T_1(\hat{u}_{1j}, \theta_q), j \in \{1, \dots, \hat{n}\}, q \in \{1, \dots, n\}$
 $\hat{u}_{1j+1} - \hat{u}_{1j} = \text{const.}, \theta_{q+1} - \theta_q = \text{const.}$

이제 토오크 테이블 $\tau_{1k} = T_1(\hat{u}_1, \theta)$ 로부터 각각의 quantized torque $\tau_{1k} \in \Omega_T, k \in \{1, \dots, m\}$ 와 quantized position $\theta_q \in [0, 2\pi/N_r], \theta_q \neq 0, \pi/N_r, 2\pi/N_r, q \in \{1, \dots, n\}$ 에 대하여 inverse torque table

$$\hat{u}_{1kq} = U_1(\tau_{1k}, \theta_q), k \in \{1, \dots, m\}, q \in \{1, \dots, n\}, \quad (18)$$

을 구한다. 구하는 과정은 다음과 같다.

역 토오크 테이블 결정 과정 :

(과정 0) $k = 1, q = 1$.

(과정 1) $j \in \{1, \dots, \hat{n}\}$ 를 다음의 정지 조건 (stopping condition) 이 만족될 때 까지 증가시킨다.

$$T_1(\hat{u}_{1j}, \theta_q) \leq \tau_{1k} \leq T_1(\hat{u}_{1j+1}, \theta_q)$$

(과정 2) 만약 정지 조건이 만족되면 \hat{u}_{1kq} 를

$$\hat{u}_{1kq} = \begin{cases} \hat{u}_{1j} & \text{if } \tau_{1k} \leq (1/2) \{ T_1(\hat{u}_{1j}, \theta_i) + T_1(\hat{u}_{1j+1}, \theta_i) \} \\ \hat{u}_{1j+1} & \text{otherwise.} \end{cases}$$

로 택하고 정지조건이 만족되는 j 가 존재하지 않으면

$$\hat{u}_{1kq} = i_{1max}$$

로 택한다.

(과정 3) $\theta = \theta_{q+1}$ 에 대해서 (과정1) - (과정2) 를 반복한다.

(과정 4) $\tau_1 = \tau_{1k+1}$ 에 대하여 (과정1)-(과정3)을 반복한다.

$\theta_q = 0, \pi/N_r, 2\pi/N_r$ 는 평형점 (equilibrium point)으로서 전류의 크기에 관계없이 토오크 함수 값이 0 인 점 (식(6e)) 이므로 이때에는 토오크 함수의 inverse 가 유일하게 존재하지 않는다. 이 경우에는 inverse 를

$$\hat{u}_{1kq} = U_1(0, \theta_q) = i_{1max}$$

로 택한다.

(B) 토오크 제어 알고리즘

본 논문에서 제안되는 토오크제어 알고리즘은 $\hat{u}_j = g_j(\bar{u}, \theta)$, $j = 1, 2, 3$, 새로운 제어 알고리즘은 look-up 테이블 형태로 나타내어지며 다음의 제어 성능 보장을 목표로 한다.

(C.1) 발생 토오크가 토오크 명령을 정확히 추종하고 토오크 리플이 없어진다. 즉, 식(12)-(13) 이 다음과 같이 선형화된다.

$$J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + C \operatorname{sgn}(\theta) + T_L = \bar{u}$$

(C.2) 주어진 전류 제한하에서 최대평활토오크(maximum constant torque) 를 발생시킨다.

(C.3) 각 권선 저항을 통해 소모되는 전력(power)을 최소화한다.

본 논문에서는 상기 (C.1)-(C.3) 를 달성하는 토오크제어 알고리즘을 아래와 같은 2 단계 과정으로 구한다.

(과정 1) 각각의 $\bar{u}_k \in \Omega_T$, $k \in \{1, \dots, m\}$, $\theta_q \in [0, 2\pi/N_r]$, $q \in \{1, \dots, n\}$ 에 대하여 (C.1) - (C.3) 를 만족시키는 T_1 의 요구 파형 $f_1(\bar{u}_k, \theta_q)$ 를 테이블 형태 :

$$\tau_{1kq} = f_1(\bar{u}_k, \theta_q), \quad k \in \{1, \dots, m\}, q \in \{1, \dots, n\}$$

로 구한다. 이제부터 이 테이블 형태의 함수 $f_1(\bar{u}_k, \theta_q)$ 를 목표 토오크 함수라 부른다.

(과정2) 테이블 형태의 전류 명령 함수 $g_j(\bar{u}, \theta)$, $j=1, 2, 3$ 를

$$g_1(\bar{u}_k, \theta_q) = U_1(f_1(\bar{u}_k, \theta_q), \theta_q),$$

$$g_j(\bar{u}_k, \theta_q) = g_1(\bar{u}_k, \theta_q - 2\pi(j-1)/(3N_r)), \quad j = 1, 2, 3,$$

로 결정한다.

일단 과정 1 에서 목표 토오크 함수가 결정되면 과정2 와 같이 inverse torque table 로 부터 바로 전류 명령이 결정되므로 (C.1)-(C.3) 를 만족하는 목표 토오크 함수를 결정하기만 하면 된다. 이제 그 방법에 대하여 설명한다.

기존의 VR 모터 제어에서는 발생 토오크 함수 T_1 의 방향(+,-)

이 단지 회전자 위치에만 관계하는 성질때문에 회전자 위치에 관계된 commutation logic 을 이용하여 단 방향의 상 전류(주로 + 방향)를 스위칭시키는 방식으로 양 방향(+,-)의 토오크 제어를 하였다. 그림 2(a) 는 각상에 직류 최대 전류가 흐를 때 발생하는 토오크를 나타내고 그림 2(b)는 기존의 토오크 제어 방식에서 널리 사용되는 1-2상 commutation logic 을 나타낸다. 음의 방향의 토오크를 발생시키기 위해서는 그림 2(b)의 commutation logic을 π/N_r 씩 위상이동(phase shift) 시키면 된다. VR 모터의 경우 최대 전류 제한이 주어졌을 때 + 방향으로 발생할 수 있는 최대 평활토오크 \bar{u}_{max} 는 다음과 같이 주어진다.

$$\theta \in [\pi/N_r, 4\pi/(3N_r)]$$

이에 대한 증명은 지면 관계상 생략한다. + 방향의 토오크 명령 $0 \leq \bar{u}_k \leq \bar{u}_{max}$, $k=1, \dots, m$ 이 주어졌다 하자. 이제 다음과 같은 형태의 연속인 목표 토오크 함수를 제안한다.

$$f_j(\bar{u}_k, \theta_q) = f_1(\bar{u}_k, \theta_q - 2\pi(j-1)/(3N_r)), \quad j = 1, 2, 3, \quad (19a)$$

$$f_1(\bar{u}_k, \theta) = \begin{cases} 0 & \theta \in [0, \pi/N_r] \\ h_1(\bar{u}_k, \theta) & \theta \in [\pi/N_r, 4\pi/(3N_r)] \\ \bar{u}_k & \theta \in [4\pi/(3N_r), 5\pi/(3N_r)] \\ h_2(\bar{u}_k, \theta) & \theta \in [5\pi/(3N_r), 2\pi/N_r] \end{cases} \quad (19b)$$

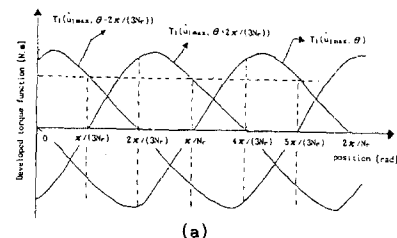
여기서 h_1, h_2 는 연속인 함수들로서 결정되어야 할 함수들이다. 그림 2(c) 는 제안된 목표 토오크 함수를 개략적으로 나타낸 그림이다. (C.1)-(C.2) 만족하기 위하여 h_1, h_2 는 다음식을 만족해야 한다. (그림 2(c) 참조.)

$$h_1(\bar{u}_k, \theta) + h_2(\bar{u}_k, \theta + 2\pi/(3N_r)) = \bar{u}_k, \quad (20a)$$

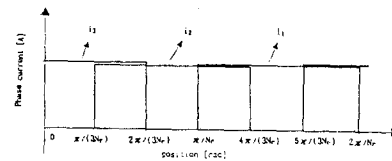
$$0 \leq h_1(\bar{u}_k, \theta) \leq T_1(i_{1max}, \theta + 2\pi/(3N_r)), \quad (20b)$$

$$0 \leq h_2(\bar{u}_k, \theta + 2\pi/(3N_r)) \leq T_1(i_{1max}, \theta + 2\pi/(3N_r)), \quad (20c)$$

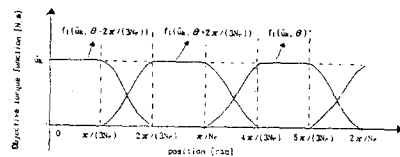
$$\theta \in [\pi/N_r, 4\pi/(3N_r)].$$



(a)



(b)



(c)

그림 2 (a) 각 상에 직류 최대 전류가 흐를 때 발생하는 토오크
(b) 1-2 commutation logic 에서 사용되는 전류 명령
(c) 제안된 목표 토오크 함수(objective torque function)

식 (20a)-(20c)로부터

$$\bar{u}_k - T_1(u_{1max}, \theta - 2\pi/(3N_r)) \leq h_1(\bar{u}_k, \theta) \leq \bar{u}_k$$

를 얻고 이 식과 식(20b)로부터 다음식을 얻는다.

$$y_1(\bar{u}_k, \theta) \leq h_1(\bar{u}_k, \theta) \leq y_2(\bar{u}_k, \theta), \quad (21a)$$

$$h_2(\bar{u}_k, \theta + 2\pi/(3N_r)) = \bar{u}_k - h_1(\bar{u}_k, \theta), \quad (21b)$$

$$\text{where } y_1(\bar{u}_k, \theta) = \max\{\bar{u}_k - T_1(u_{1max}, \theta + 2\pi/(3N_r)), 0\},$$

$$y_2(\bar{u}_k, \theta) = \min\{\bar{u}_k, T_1(u_{1max}, \theta)\}. \quad (21c)$$

식(20a)-(20c)와 식(21a)-(21c)가 서로 동치임은 간단한 대수적 과정을 거쳐 증명할 수 있으나 여기서는 지면 관계상 생략한다. 따라서 식(21a)-(21c)가 만족되도록 h_1, h_2 를 택하면 (C.1)-(C.2)가 만족된다. 또한 토오크 명령이 음수로 주어지는 경우는 기존의 commutation logic과 마찬가지로 식 (19a)-(19b), (21a)-(21c)로 주어지는 목표 토오크 함수를 π/N_r 씩 위상 이동(phase shift)시켜 사용하면 된다.

이제 식(21a)-(21c)를 만족하는 h_1, h_2 중에서 (C.3)를 만족시키는 h_1, h_2 를 결정한다. 모터의 권선 저항에서의 전력 손실 P_{loss} 는 회전 속도 $d\theta/dt$ 와 토오크 명령 \bar{u}_k 가 일정하다고 가정했을때 일반적으로 다음과 같이 표시된다.

$$\begin{aligned} P_{loss} &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{R}{T} \int_0^T \left\{ \sum_{j=1}^3 |i_j(t)|^2 \right\} dt \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{R}{\theta} \int_0^{\theta T} \left\{ \sum_{j=1}^3 |U_j(f_j(\bar{u}_k, \theta), \theta)|^2 \right\} d\theta \\ &= \frac{N_r R}{2\pi} \int_0^{2\pi/N_r} \left\{ \sum_{j=1}^3 |U_j(f_1(\bar{u}_k, \theta + 2(j-1)\pi/(3N_r)), \theta + 2(j-1)\pi/(3N_r))|^2 \right\} d\theta \end{aligned} \quad (22)$$

식(22)로부터 (C.3)는 다음과 같은 최적화 문제로 된다.

$$\begin{aligned} \min_{f_1(\bar{u}_k, \theta)} & \left\{ \int_0^{2\pi/N_r} |U_j(f_1(\bar{u}_k, \theta), \theta)|^2 d\theta \right\} \quad (23) \\ \text{subject to} & \text{ (19b) and (21a)-(21c)}. \end{aligned}$$

식(19b)와 (21a)-(21c)에 의해 식 (23)의 최적화 문제는 $\theta_q \in [\pi/N_r, 4\pi/(3N_r)]$, $q \in \{1, \dots, n\}$ 에 대하여 다음과 같은 discrete form 근사화 된다.

$$\min_{h_1, h_2} \{ P_{kq}(h_1, h_2) \} \quad (24a)$$

$$\text{subject to } y_1(\bar{u}_k, \theta_q) \leq h_1(\bar{u}_k, \theta_q) \leq y_2(\bar{u}_k, \theta_q), \quad (24b)$$

$$h_2(\bar{u}_k, \theta_q + 2\pi/(3N_r)) = \bar{u}_k - h_1(\bar{u}_k, \theta_q), \quad (24c)$$

$$\text{where } P_{kq}(h_1, h_2) = \sum_{q=1}^n \left\{ |U_1(h_1(\bar{u}_k, \theta_q), \theta_q)|^2 + |U_1(h_2(\bar{u}_k, \theta_q + 2\pi/(3N_r)), \theta_q + 2\pi/(3N_r))|^2 \right\}.$$

여기서 y_1, y_2 는 식(21c)에서 정의 되었다. 한편, 식(24b)에서 각 변수 $h_1(\bar{u}_k, \theta_q)$, $q=1, \dots, n$ 의 제약 조건들이 서로 독립적(independent)인 성질과 식(24c)의 관계를 이용하면 식(24a)-(24d)의 최적화 문제는 다음과 같이 n 개의 1 변수 최적화 문제로 단순화 된다.

$$\min_{h_1} \{ P_{kq}(h_1) \} \quad (25a)$$

$$\text{subject to } y_1(\bar{u}_k, \theta_q) \leq h_1(\bar{u}_k, \theta_q) \leq y_2(\bar{u}_k, \theta_q) \quad (25b)$$

$$\text{where } P_{kq}(h_1) = \left\{ |U_1(h_1(\bar{u}_k, \theta_q), \theta_q)|^2 + |U_1(\bar{u}_k - h_2(\bar{u}_k, \theta_q), \theta_q + 2\pi/(3N_r))|^2 \right\}.$$

식(25a)-(25c)는 1 변수 비선형 함수의 폐구간에서의 최소 문제로서 P_{kq} 가 연속인 함수 이므로 해의 존재성은 보장된다. 또한

1 변수 비선형 함수 최소 문제의 해를 구하는 방법에는 여러가지 방법들이 있는데 [9], 본 논문에서는 golden section search method를 사용하여 해를 구하였다. 실험용 VR 모터에 대하여 구한 최적화 문제(식(25a)-(25c))의 해는 4장에서 제시한다.

4. 실험 결과

3장에서 제안한 토오크 제어기의 성능을 실험을 통하여 비교 분석한다. 실험 대상으로 선택한 VR 모터는 일본 NSK사에서 제작한 DD 모터용 3상 VR 모터이다. 모터의 사양은 3장의 표.1에 나타나 있다. 그림 3은 본 논문에서 제안한 VR 모터의 전체 토오크 제어 시스템을 블록선도로 표시한 것이다. 토오크 제어 시스템은 하드웨어적으로 디지털 토오크 제어기와 아날로그 포화 전류 제어기로 구성되어 있다. 디지털 토오크 제어기는 고속 마이크로 프로세서인 TMS320C25와 메모리로 구성되며 메모리에는 3장에서 구한 토오크 제어 알고리즘 즉, 전류명령 테이블이 저장되고 TMS320C25는 회전자의 위치와 토오크 명령에 관한 정보를 받아들여 메모리로부터 각 상의 전류 명령을 내보내는 역할과 과전압, 과전류 등 이상 상태를 감시하는 역할을 한다. 회전자의 위치 정보는 VR 모터와 일체형으로 되어 있는 VR 레플라로부터 받아들인다.

본 논문에서는 제안된 제어 시스템과 기존의 제어 시스템과의 성능 비교를 위하여 일본 NSK사에서 제작한 제어기(Ref. No. EE0608A04-20)를 사용하여 두 제어기의 토오크 제어 성능을 서로 비교하였다. 토오크 명령 $\bar{u}=25[N \cdot m]$ 을 두 제어기에 인가하고 이때 실제로 발생하는 토오크를 측정하였다. 그림 4는 측정된 발생 토오크를 나타낸다. 그림 4는 제안된 토오크 제어 시스템의 제어 성능(토오크 리플 $\pm 5\%$)이 NSK 토오크 제어 시스템의 제어 성능(토오크 리플 $\pm 16\%$)에 비해 훨씬 더 우수함을 보여준다. 그림 5(a)는 3장에서 설명한 제어 알고리즘을 이용하여 (C.1)-(C.3)가 만족되도록 구한 전류 명령과 실제로 흐르는 전류 파형을 나타내며 그림 5(b)는 NSK사의 제어기에서 발생하는 전류 명령과 실제 전류 파형을 나타낸다. 실제 전류 파형은 전류 센서와 A/D 변환기를 이용하여 측정하였다. 그림 4에서의 토오크 파형은 토오크 센서로부터 직접 토오크를 측정하는 방법 대신 각 상의 전류 파형과 회전자 위치를 측정하여 3장에서 구해진 토오크 테이블로부터 발생 토오크를 추정하는 간접적인 방식을 사용하여 구하였다.

5. 결론

본 논문에서는 function inversion technique을 이용하여 VR 모터의 비선형 토오크 제어 방식을 제안하였다. 제안된 토오크 제어 방식은 포화 전류 제어기와 전류 명령을 발생하는 토오크 제어기로 구성되는데 포화 전류 제어기는 상전류의 직접 제어를 가능하게 하며 토오크 제어기는, 회전자 위치와 상 전류의 nonlinear function으로 나타내어지는 발생 토오크 함수를 선형화시켜 VR 모터가 DC 모터와 동가적으로 동작되게 한다. 이것은 주어진 토오크 명령을 리플 없이 완벽하게 추종할 수 있게 하며 이는 실험을 통하여 입증되었다. 또한 우리의 토오크 제어 알고리즘은 리플 없는 최대 평활 토오크의 발생을 보장하며 각 상 권선 저항에서 소모되는 전력 손실을 최소화 한다. 그리고 우리의 제어 알고리즘은 모터의 포화 영역을 포함하는 비선형 토오크 모델을 사용하므로 모터의 전 동작 영역에 걸쳐 위의 제어 성능을 보장한다.

토오크 제어 알고리즘 개발시 사용된 토오크 모델은 look-up 테이블 형태로 표현된 수치적인 모델인데 이렇게 모델을 테이블화 시키면 수치적으로 표현된 모델을 구체적인 함수로 근사화시키는 수치해석적인 계산과정과 이에 따른 오차요인을 제거하여

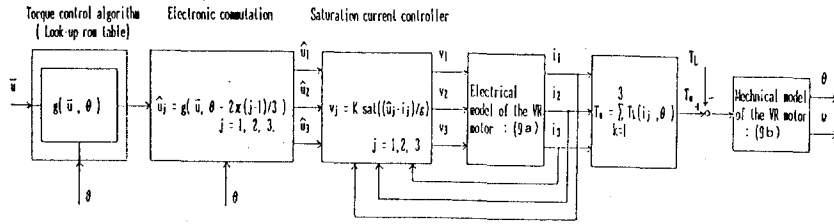


그림 3 제안된 VR 모터용 토오크 제어 시스템의 전체 블록선도

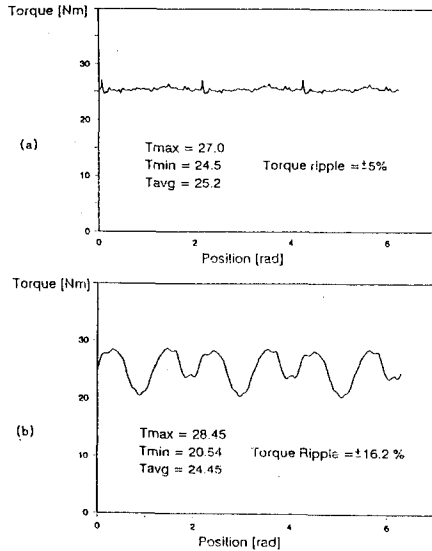


그림 4 측정된 발생 토오크 파형
 (a) 개발된 제어기를 사용한 경우
 (b) 기존의 NSK 제어기를 사용한 경우

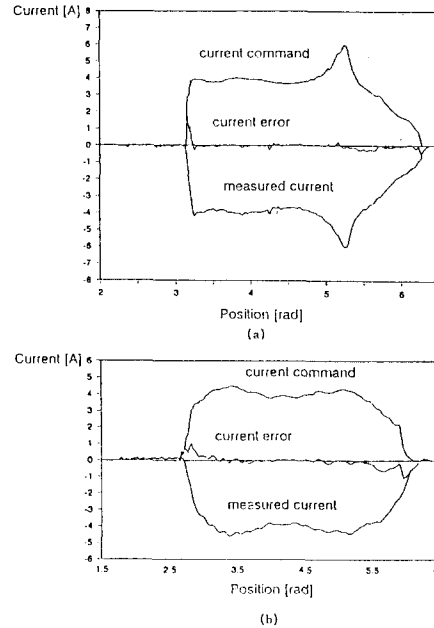


그림 5 제어기에서 발생하는 전류 명령과 측정된 전류 파형
 (a) 개발된 제어기를 사용한 경우
 (b) 기존의 NSK 제어기를 사용한 경우

계산적으로 더 효율적이고 정밀한 모델을 얻을 수 있게 된다. 또한 토오크 제어 알고리즘은 수치적인 look-up 테이블 형태로 표현되어 메모리에 저장되는데 이것은 토오크 제어 알고리즘을 간단한 디지털 회로로 구현할 수 있게 하므로 제어기의 원가 절감과 하드웨어적인 compact 화를 가능하게 한다.

본 연구는 삼성전자(가전부문 생산기술본부)와의 공동연구로 이루어진 연구 결과로서 연구비 중 일부는 서울대학교 부설 제어계측 신기술 연구 센터(ERC)로부터 보조 받았음. 위의 내용은 현재 특허 출원 중임.

참고 문헌

[1] D.G.Manzer, M.Varghese, and J.S.Thorp, "Variable reluctance motor characterization," IEEE trans. on Industrial Electronics, vol.36, no.1, pp.56-63, Feb. 1989.
 [2] M.Ilic'-Spong, R.Marino, S.M.Peresada, and D.G.Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," IEEE Trans. on Automatic control, vol.AC-32, no.5, pp.371-379, May 1987.
 [3] J.Ish-Shalom and D.G.Manzer, "Commutation and control of step motors," in Proc. 14th Annu. Symp. Incremental Motion Control System Devices, pp.283-292, June 1985.

[4] B.K.Bose, T.J.E. Miller, P.M.Szczesny, and W.H. Bicknell, "Microcomputer control of switched reluctance motor," IEEE Trans. on I.A., vol.IA-22, no.4, pp.708-715, July/Aug 1986.
 [5] D.I.Kim, I.J.Ha, and M.S.Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling," IJC, vol.51, no.4, pp.863-883, 1990.
 [6] G.S.Kim, I.J.Ha, M.S.Ko, D.I.Kim, and J.H.Park, "Speed and efficiency control of induction motors via asymptotic decoupling," 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Milwaukee, USA, pp.931-938, 1989.
 [7] A.Insidori, Nonlinear systems : an Introduction, Berlin : Springer-Verlag, 1985.
 [8] A.Fitzgerald, C.Kingsly, and A.Kusko, Electric Machinery, New York : McGraw-Hill, 1971.
 [9] K.E.Atkinson, An Introduction to Numerical Analysis, Wiley, 1989.