

DSP를 이용한 Switched Reluctance Motor의 디지털 제어기에 관한 연구

朴 晟 濬, 朴 漢 雄, 金 正 澤, 秋 榮 培, 李 萬 炯

A Research on the Digital Controller of Switched Reluctance Motor Using DSP

Sung Jun Park · Han Woong Park · Chung Tek Kim · Young Bae Choo · Man Hyung Lee

요 약

본 논문은 자기적 비선형성과 상간의 토오크중첩을 고려하여 맥동토오크를 최소화시킬 수 있는 제어기법을 제시하고 이를 DSP를 이용하여 구현한 SRM의 구동시스템에 대하여 기술하였다. 이를 위해 먼저 몇 단계의 상전류 크기에 대한 회전자 위치별 인덕턴스값과 발생토오크의 크기를 실측한 후 이들 대표값으로부터 신경회로망을 사용하여 제어에 필요한 충분히 정밀한 값들을 추론한다. 또한 각 상간의 토오크중첩을 고려하여 총합 발생토오크의 맥동성분이 최소화되도록 상별 지령토오크 파형을 설정한다. 회전자위치와 상전류를 검출하고, 이 검출값과 추론된 토오크데이터를 이용하여 구한 토오크 값이 지령토오크를 추종하도록 델타변조기법에 의한 제어기를 구성한다. 이러한 제어방식을 실시간으로 처리하고, 제어기의 신뢰성을 높이기 위해 DSP를 사용하였다.

ABSTRACT

This paper presents the new control strategy that can minimize the torque ripple by considering the magnetic nonlinearity and phase torque overlapping intervals, and describes the whole SRM drive system using proposed control method implemented by DSP(Digital Signal Processor). To do this, inductance and torque are, at first, measured according to the variation of rotor position angle while current is kept constant at predetermined several values. From these measured values, the entire inductance and torque for any current and rotor position are inferred by using neural network. And the waveform of the reference phase torque is determined for the torque ripple to be minimized considering the torque overlap between phases. The controller is designed for the actual torque obtained by the inferred torque look-up table using measured current and rotor position angle to track the predetermined reference phase torque by delta modulation technique. To perform a real time processing and ensure the reliability of the controller, DSP is implemented.

Key Words: Switched Reluctance Motor, Torque Ripple, DSP

1. 서 론

SRM은 구조가 간단하여 제작이 용이하고 관성이 적을 뿐만 아니라 발생토오크가 크고 넓은 범위에서 속도제어가 용이하며 제어회로가 간단한 등의 많은 장점을 가지고 있으나

적절한 스위칭을 위해서는 회전자 위치정보가 필요하며, 펄스형 전원에 의해 구동되므로 토오크맥동과 소음이 크다는 단점이 있다. 특히, SRM의 상용화에 가장 큰 장애요인으로 작용하는 것은 회전축에서 발생하는 맥동토오크이며 이에 의해 기기 자체는 물론이고 주변장치에까지 여러 가지 악영향

을 미친다. 이러한 맥동토크를 저감시키기 위한 방법으로 다양한 방안이 국내의 연구자들에 의하여 제시되었다¹⁾⁴⁾. 그러나, 상전류의 파형을 개선하기 위한 이러한 기법들은, 상간의 토크중첩에 의한 영향 뿐만 아니라 비선형적인 인덕턴스의 변화에 따라 순시전류를 만족스럽게 제어할 수 없다. 따라서 맥동토크를 최대한 억제시키기 위해서는 모든 회전자 위치각에서 발생토크를 보다 적극적으로 제어할 필요가 있다.

본 연구에서는 전동기에 의한 총합토크의 크기가 일정한 값이 될 수 있도록, 미리 모델링된 조건으로부터 상별 발생토크를 직접 제어하고자 한다. 발생토크의 크기를 정확히 제어하기 위해서는, 우선 모든 전류값 및 회전자위치각에 대한 연속적인 토크값을 알아야 한다. 그러나 이러한 연속적인 토크프로파일 모두를 측정에 의해서 구하기는 불가능하므로, 몇 가지 대표적인 경우에 대하여 측정된 결과를 근거로 신경회로망으로부터 전류 및 회전자위치각의 미소변화에 대한 토크프로파일과 인덕턴스프로파일을 추론한다. 또한 추론결과를 근거로 하여 각종 제한조건을 만족하면서 최적의 운전조건에 대한 스위칭각을 수치해석법으로 해석하였다. 그리고 상간의 토크중첩을 고려하여 부하변동에 따라 총합토크의 맥동성분을 최소화시키는 상당 지령토크의 파형을 설정하고, 검출된 상전류와 회전자위치각에 의해 얻어진 토크값이 지령토크를 추종하도록 직접적인 토크 델타변조기법을 적용시킨다. 본 연구에서 제안된 제어방식이 실시간처리가 가능하고, 충분한 신뢰성을 가질 수 있도록 DSP를 사용하여 제어를 구현하였다.

2. 본론

2.1 토크 및 전류특성

SRM의 토크는 자기적 코에너지(coenergy) 개념으로부터 식(1)과 같이 표현할 수 있다.

$$T(\theta, i) = \frac{\partial W'(\theta, i)}{\partial \theta} \quad (1)$$

단 T : 토크, θ : 회전자의 위치각,
 i : 상전류, $W'(\theta, i)$: 자기적 코에너지

각 상 사이의 상호인덕턴스가 무시된다면 식(1)은 다시 식(2)로 표현될 수 있다.

$$T(\theta, i) = \frac{1}{2} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} i^2 \quad (2)$$

단 $L(\theta, i)$: 상권선의 인덕턴스

식(2)에서 알 수 있는 바와 같이 SRM의 발생토크는 여자방법에 따라 결정되는 상전류 파형 및 인덕턴스의 기울기로 표현된다.

SRM에서 순시전류의 크기를 구하기 위한 전압 방정식은 식(3)과 같다.

$$V = Ri + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (3)$$

$$= Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt}$$

식(3)의 우변 첫째 항은 권선저항의 전압이며, 둘째 항은 리액턴스전압이고 셋째 항은 속도기전력이다. 식(2)와 식(3)으로부터 상전류와 그에 따른 토크의 크기를 구하기 위해서는 SRM의 인덕턴스프로파일에 대한 정확한 정보가 필수적이다.

일반적인 운전조건 하의 SRM에서는 자기포화현상으로 인해 인덕턴스 증가구간에서의 인덕턴스 기울기는 전류에 의존하는 함수가 되며, 또한 일정한 값이 되지 않고 회전자와 고정자의 극이 일치할수록 그 기울기는 완만해진다. 뿐만 아니라 고정자극과 회전자극이 만나기 시작하는 부근에서 프링징(fringing)효과로 인해 최소 인덕턴스 구간에서도 인덕턴스값이 일정한 값을 가지지 않아 인덕턴스의 기울기가 존재하게 된다. 따라서 회전자위치와 인가되는 전류에 따라 인덕턴스는 비선형적으로 변하며 이에 대한 충분한 고려 없이 전동기를 구동하게 되면 필연적으로 토크에 맥동성분이 크게 발생한다.

또한 SRM은 전자계 구조상 단속적인 구형파전원이 회전자 위치각에 따라 각 상의 권선에 순차적으로 인가되어 구동되므로, 각 상이 발생하는 토크의 중첩을 고려하여 전동기의 총합토크의 관점에서 맥동토크를 최소로 하기 위한 스위칭기법이 요구되어진다. 이러한 제어를 위해서는 상전류에 따른 토크 및 인덕턴스에 대한 정보가 필수적이다. 그러나 토크 및 인덕턴스의 프로파일은 비선형적이므로 수식적으로 정확한 해를 구하기는 매우 어렵다.

토크의 해를 얻기 위해서는, 전류의 크기 및 회전자각도에 대한 인덕턴스의 값을 알아야 한다. 그러나 측정할 수 있는 전류의 크기에 대한 인덕턴스의 값은 한계가 있어서 이 측정된 데이터로부터 평활토크를 위한 완전한 전류해를 구하기란 불가능하다. 따라서 한정된 데이터로부터 전류크기의 미소변화에 대한 인덕턴스값을 얻기 위해서는 특별한 추론기법이 필요하다. 또한 특별한 기법으로 연속적인 인덕턴스값을 얻을 수 있어도 SRM의 자기적 포화로 인하여 선형의 토크식으로부터 계산된 토크는 약간의 오차가 발생한다. 따라서 정확한 토크 값을 얻기 위해서는 회전자위치각 뿐

만 아니라 전류의 크기에 따른 토오크 값을 직접 측정하는 것이 바람직하다.

2.2 토오크 및 인덕턴스 프로파일의 추론

토오크의 맥동을 분석하기 위해서는 회전자 위치와 전류에 따른 직접적인 토오크 정보가 필요하다.

그림 1은 피시험 전동기에서 일정 전류를 흘렸을 때 1° 단위로 각 위치에서 토오크를 측정된 파형이다. 토오크 측정은 토오크 제어가 가능한 다이내모에서 최대 토오크 지령치를 준 상태에서 직류전압 조절기를 조정하여 원하는 일정 전류를 형성한 후 토오크 지령치를 서서히 줄인다. 이 때 전동기의 로터가 회전하기 시작하여 인코더의 위치가 변하는 순간 인터럽트 처리루틴에 의해 이 때의 토오크 지령치 값을 기록하였다. 또한 로터 반경의 법선 방향으로 용수철 저울을 설치하여 측정된 토오크와 비교한 결과 측정 토오크의 타당성을 입증할 수 있었다. 그림 1의 피시험 전동기 토오크 파형에서 보는 바와 같이 정 토오크 발생영역은 약 0°부터 44°까지로 44°의 범위이다.

그림 1의 제한된 불연속적이고 비선형적인 토오크데이터로부터 연속적인 데이터를 얻기 위해서 비선형 파라미터 추정에 우수한 성능을 보이고 있는 신경회로망을 이용하여 연속적인 전류에 대한 토오크값을 추론하고자 한다.

신경회로망은 생물학적 뉴런(Neuron)의 수학적 모델로서 인간의 뇌와 유사한 특징을 가지고 있다. 즉 경험으로부터 학습능력, 왜곡되거나 잡음을 가진 입력에 대하여 바른 인식을 할 수 있는 강인성, 불완전한 입력데이터에 대해서도 적절한 출력값을 내는 일반화능력, 다량의 복잡한 데이터를 효과적으로 처리할 수 있는 병렬 분산처리 등의 특성을 가지고 있다.

본 논문에서는 신경회로망 모델중에서도 가장 널리 이용되고 있는 전방향 신경회로망에 역전파 학습방법을 이용한 모

델을 택하였으며, 그 구성도가 그림 2에 나타나 있다. 본 논문에서는 입력데이터 각각을 정규화하여 사용하였다. 또한 출력데이터는 토오크가 된다. 신경회로망의 구조는 입력층 뉴런수 2개, 은닉층은 2층으로 하였으며, 은닉층 뉴런수는 각각 7개와 8개, 출력층 뉴런수는 1개로 구성하였다. 학습데이터의 총수는 560개이며, 실제로 측정된 토오크프로파일을 이용하였다. 또한 RMS 오차한계를 0.01로 설정하였다.

그림 3(a)는 신경망의 토오크 추론특성을 보기 위해 실제의

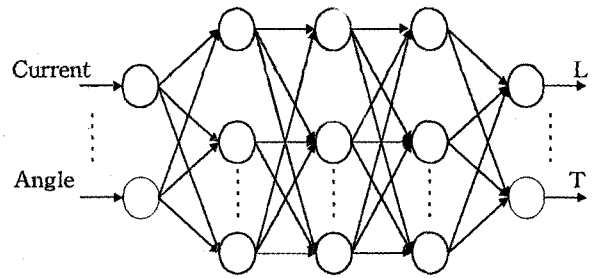
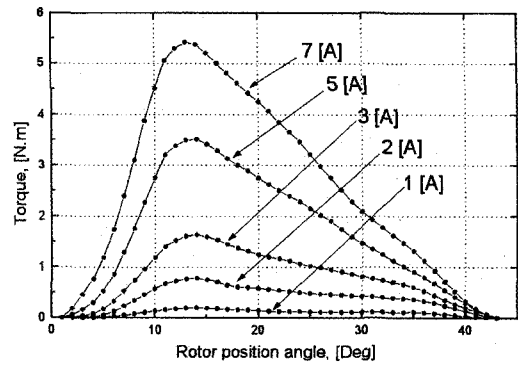


그림 2 신경회로망의 구조
Fig. 2 Structure of neural network



(a) 추론토오크파형

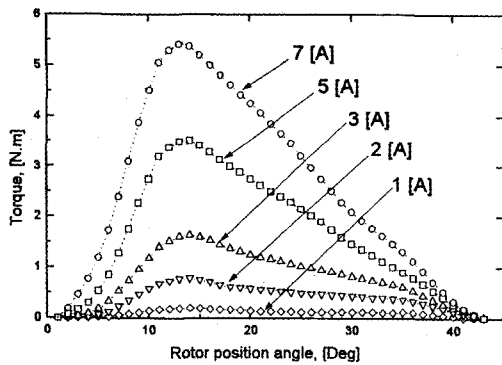
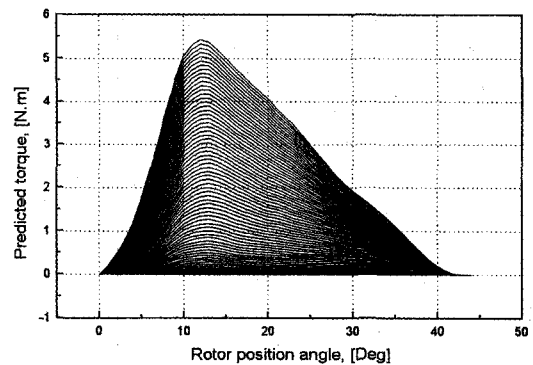


그림 1 일정전류하의 토오크 파형
Fig. 1 Torque waveform at constant current



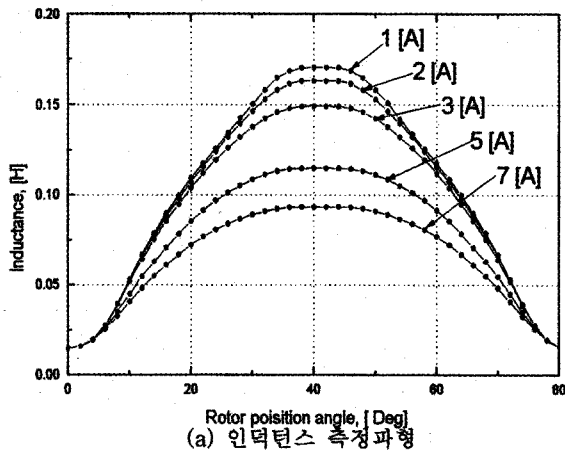
(b)추론 토오크파형

그림 3 토오크 추론파형
Fig. 3 Estimated torque waveforms

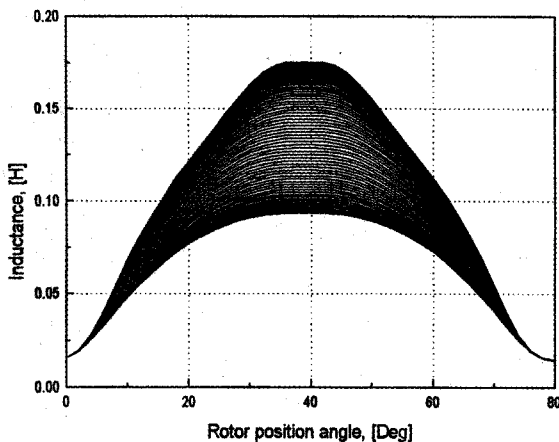
토크프로파일과 신경망을 사용하여 학습한 토크프로파일이다.

그림으로부터 알 수 있듯이 추론결과는 측정결과와 정확히 일치함을 알 수 있다. 그림 3(b)는 실제의 측정토크로부터 신경망에 의해 0.1[A] 단위로 토크를 추론한 결과이다. 그림에서 알 수 있듯이 동일한 전류값에서 토크의 크기가 회전자 위치에 따라 다르게 나타나고 있다. 따라서 전류 크기별 평활토크를 발생시킬 수 있는 회전자각도의 범위가 달라진다는 것을 알 수 있다.

한편, 수치해석을 하기 위해서는 인덕턴스 프로파일에 대한 정보가 필수적이다. 따라서 앞의 토크프로파일의 추론기법을 그대로 사용하여 인덕턴스의 프로파일을 추론하였다. 그림 4(a)는 추론을 행하기 위한 실제의 인덕턴스프로파일이며, 그림 4(b)는 측정된 인덕턴스로부터 신경망에 의해 0.1[A] 단위로 인덕턴스를 추론한 결과이다. 이때 학습데이터의 총수는 역



(a) 인덕턴스 측정파형



(b) 인덕턴스 추론파형

그림 4 추론 인덕턴스 프로파일
Fig. 4 Estimated Inductance waveforms

시 토크의 경우와 마찬가지로 560개이며 입력데이터는 회전자의 위치각 및 전류이고 출력은 인덕턴스가 된다.

2.3 평활토크 발생을 위한 지령토크 선정

그림 3에서 알 수 있듯이 동일한 전류값에서도 토크의 크기가 회전자위치에 따라 다르게 나타나고 있다. 따라서 전류 크기별 평활토크를 발생시킬 수 있는 회전자의 각도범위가 달라진다는 것을 알 수 있다. 만일 기준토크에 따라 실제토크가 추종되도록 제어되는 시스템이라면, 해당 토크지령치의 평활부분은 최대의 평활토크 발생을 위해서 토크프로파일의 값이 최대가 되는 위치각에 있어야 한다. 그러나 토크프로파일이 좌우대칭인 경우는 토크지령치가 쉽게 설정될 수 있으나, 일반적인 토크프로파일은 그림 3에서 보는 것처럼 자기포화의 영향으로 좌우 비대칭이다. 따라서 최대토크를 발생시키기 위해 토크프로파일의 좌우대칭 정도에 따라 토크지령치의 평활부분을 적절하게 설정하여야 한다. 또한 상간중첩 영역에서 평활토크를 발생시키기 위해서는, 이 구간에서의 중첩되는 상간의 토크의 합이 지령토크의 평활한 부분의 크기와 같아야 한다. 우선, 위와 같은 평활토크 발생조건에 의해 한 상의 토크에 대한 지령치를 우선 그림 5의 점선과 같이 사다리꼴 형태로 설정할 경우, 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$2\theta_s + \theta_f \leq \theta_r \tag{4}$$

여기서, θ_s : 토크 지령치 증가영역, θ_f : 토크 지령치 평활영역, θ_r : 토크 발생영역.

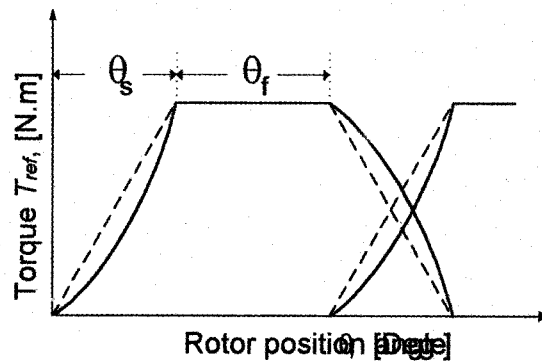


그림 5 지령 토크의 발생 패턴
Fig. 5 Reference torque pattern

또한 SRM의 고정자/회전자 극이 6/4일 경우 각 상은 30° 주기를 가지고 반복여자되므로 상간 중첩영역에서 평활토크를 발생시키기 위해서는 식 (5)와 같은 조건을 만족해야 한다.

$$\theta_s + \theta_f = 30 \tag{5}$$

본 논문에서 사용된 피 시험전동기의 토오크 발생영역이 44°인 것을 감안하면, 위의 식 (4)와 식 (5)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$0 \leq \theta_s \leq 14, 16 \leq \theta_f \leq 30 \tag{6}$$

따라서 위와 같은 조건하에서, 파라메타의 설정여하에 따라 평활토오크를 발생할 수 있는 범위가 결정된다.

그림 6은 최대 평활토오크 발생을 위한 지령토오크의 θ_s 와 θ_f 를 설정하기 위해 도식적으로 해석한 것이다. 그림에서 표시한 T_A , T_B , T_C 는 제한전류인 7[A]를 각 상에 흘렸을 경우 발생하는 토오크의 크기를 나타내고 있고, T_{sum} 은 인접한 두상의 상중첩을 고려한 발생토오크의 합을 나타낸 것이다. 평활토오크 발생을 위한 기준 지령토오크 설정시 우선적으로 고려해야 할 조건은 다음과 같다.

한 상의 기준토오크의 시작 각도 (θ_1)는 인접한 앞 상의 지령토오크의 하강 시작 각도 (θ_3)와 일치하여야만 한다. 이 조건으로부터 본 실험에 사용된 피 시험전동기의 기준토오크 시작 각도 (θ_1)는 각 상의 토오크 합으로 나타나는 T_{sum} 의 최소점인 0°에 위치하여야 한다.

한 상의 기준토오크의 시작각도 (θ_1)는 인접한 앞상의 지령토오크의 하강 시작각도 (θ_3)와 일치하여야만 한다. 이 조건으로부터 본 실험에 사용된 피 시험 전동기의 기준토오크 시작 각도 (θ_1)는 각 상의 토오크의 합으로 나타나는 T_{sum} 의 최소점인 0°에 위치하여야 한다.

기준토오크의 상승 및 하강구간의 기울기는 각 상의 토오크의 상승 및 하강기울기 중 작은 쪽의 기울기보다 크지 않아야

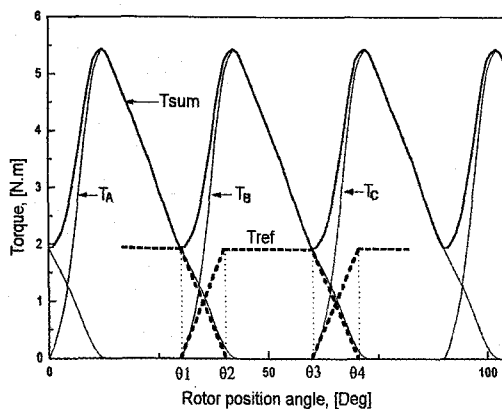


그림 6 최대 평활토오크 발생을 위한 지령토오크 파형 선정
Fig. 6 Selection of reference torque for maximum ripple free torque generation

한다. 그렇지 않으면 인접한 두상의 중첩부분에서 평활한 토오크영역보다 크기가 작거나 커서 맥동토오크가 발생한다. 이 조건으로부터 θ_2 는 11°이내에 위치하여야 하고, 6/4 SRM에서는 θ_3 는 30°가 되어야 한다.

기준토오크 지령치에서 중요한 요소는 θ_s 의 결정과 θ_f 영역에서 지령토오크의 형태이다. 그림 5의 점선으로 나타낸 바와 같이 지령토오크를 사다리꼴형태로 설정할 경우, 지령토오크의 감소영역에서 실제토오크가 이를 추종하기 위해서는 큰 전류의 변화가 요구되나, 자기포화로 인하여 이 영역에서의 인덕턴스 값은 매우 크다. 큰 인덕턴스하에서 큰 전류변화를 갖기 위해서는 매우 높은 감자전압이 필요하는 큰 약점을 가지게 되며, 전류추종특성이 양호하지 못하게 된다. 그러나 지령토오크의 증가하는 영역에서는 자기포화가 없어 인덕턴스 값이 매우 작아 전류의 변화가 작기 때문에 감자전압과 동일한 여자전압으로도 실제 토오크는 양호한 추종특성을 가질 수 있다.

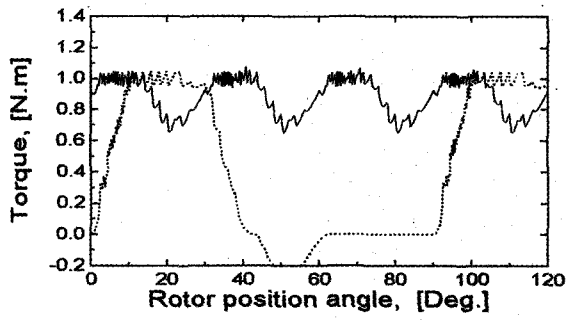
본 연구에서는 토오크의 추종특성을 개선하기 위해 지령토오크의 감소영역에서 PWM이 아닌 일정 감자전압을 인가하여 전류를 소호시키며, 다음 상의 지령토오크 증가영역에서 앞 상의 토오크 감소분과 다음상의 토오크의 증가분이 같도록 지령토오크를 설정한다. 그림 5는 이러한 지령토오크의 설정방법을 설명한 것으로, θ_s 영역에서 점선으로 지령토오크를 설정할 경우 큰 인덕턴스 값에 의해 추종성능이 저하되어 실제로는 토오크 값이 줄어든 실선으로 나타나게 되므로, 다음 상의 지령토오크 증가부분이 이 감소분을 보상하도록 설정하여 맥동토오크를 억제하도록 하였다. 토오크 증가영역의 각도인 θ_f 의 결정은 일정한 감자전압 하에서 부 토오크가 발생하지 않는 각도로 설정하여야 한다. 이에 대한 해는 인덕턴스의 자기적 포화로 인해 수식적으로 구하기는 매우 어렵다. 따라서 본 연구에서는 수치해석에 의한 컴퓨터 시뮬레이션에 의해 설정한다. 본 연구에서는 행한 시뮬레이션 결과 θ_s 는 8°가 적절한 것으로 나타났다.

그림 7은 2000[rpm], 1.0[N.m]에서 θ_s 의 설정에 따른 총 토오크를 고찰하기 위한 파형이다.

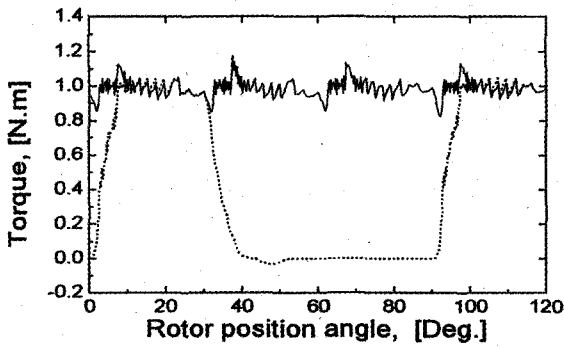
그림 (a)는 θ_s 를 10°로 설정한 경우로써 그림에서 알 수 있는 바와 같이 20°, 50° 80° 부근에서 각상의 전류소호 실패로 인하여 부 토오크의 발생이 상당히 크게 나타나므로 총 토오크파형에 매우 큰 맥동을 보이고 있다.

그림 (b)는 θ_s 를 8°로 설정한 경우로써 전류소호 실패영역이 적게 나타나므로 부 토오크는 상당히 줄어들었으며 이 값은 델타변조의 밴드폭 보다 적게 나타나고 있다. 또한 상간 중첩영역에 의한 맥동토오크 성분이 다소 발생하고 있음을 알 수 있다.

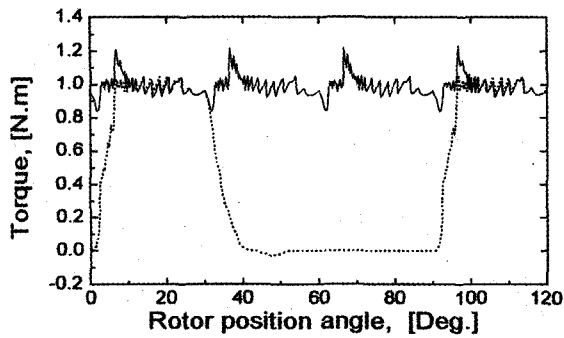
그림 (c)는 θ_s 를 6°로 설정한 경우로써 부 토오크는 그림 (b)와 차이가 없으나, 상간 중첩시 토오크가 1[N.m]선을 기



(a) $\theta_s = 10^\circ$



(b) $\theta_s = 8^\circ$



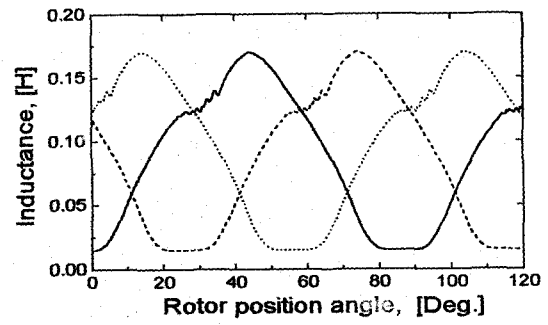
(c) $\theta_s = 6^\circ$

그림 7 2000(rpm)에서 상토크, 총 토크파형
Fig. 7 Phase torque, total torque waveform at 2000(rpm)

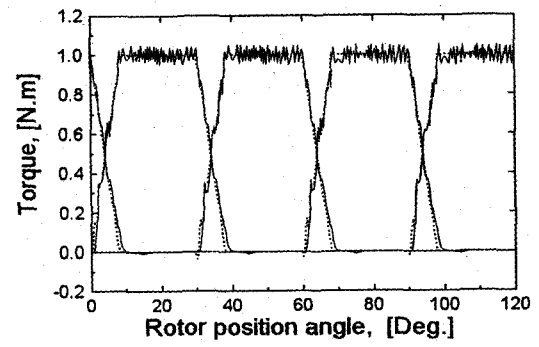
준으로 해서 위 아래로 변동하는 것이 그림 (b)보다 크게 나타남을 알 수 있다. θ_s 를 감소시키면서 시뮬레이션결과 부토크는 발생의 면에서 장점이 있으나, 상간 중첩에 의한 맥동토크는 크게 증가하였다. 따라서 본 연구에서는 θ_s 를 8° 로 설정하는 것이 적당한 것으로 판단된다.

그림 8은 SRM을 평활토크로 구동하기 위한 상전류의 형태와 이 전류에 의한 인덕턴스의 자기적 포화를 고찰하기 위한 파형이다.

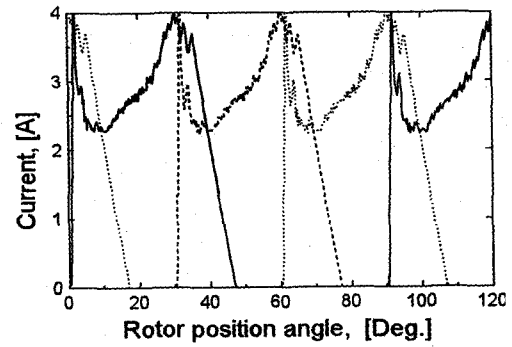
그림 8에서 보는 바와 같이 인덕턴스가 큰 영역인 30° 부근에서 실선의 경우를 보면 자기적 포화 현상이 나타남에 따라



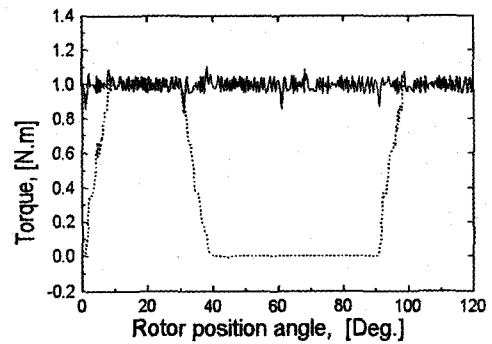
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 8 000(rpm)에서 인덕턴스, 상전류, 상토크, 총 토크파형
Fig. 8 Inductance, phase current, phase torque, total torque waveform at 1000(rpm)

회전자의 위치가 증가하나 인덕턴스의 증가율은 감소함을 알 수 있다. 따라서 평활토크를 발생하기 위해서 그림 (C)에서 보는 바와 같이 이 영역에서는 큰 전류형상이 된다. 또한 상간 중첩에 의한 평활토크를 발생하기 위해서 그림 (b)에서 보는 바와 같이 상전류의 중첩이 나타나고 있다. 그 결과 그림(d)와 같은 양호한 평활토크가 발생된다.

3. DSP를 이용한 제어시스템 구성

SRM을 적절히 구동하기 위해서는 다양한 변수 즉 에너지 변환율, 효율, 맥동토크를 고려하여 스위치의 온, 오프를 제어하여야 한다. 이러한 변수들의 영향을 고려하면서 제어하기 위해서는 디지털 제어장치의 빠른 연산 속도가 요구되고 있다. 본 연구에서는 SRM의 평활 전류제어를 위하여 TMS320C 40-50 DSP칩을 적용한 고속 디지털 제어장치를 설계, 제작하였다. 그림 9는 DSP로 구현한 제어기의 개략도를 나타내고 있다.

인코더로부터 검출한 위치정보로부터 현재의 속도를 계산한다. 스위칭각 제어루틴은 타이머 인터럽트에 의해 50 μsec의 주기로 동작한다. 샘플링 주기마다 DSP제어기는 전류 센서로부터 3상 전류를 12비트 A/D컨버터(MAX120CNG)로 입력받아 SRM의 각 상 스위치를 제어한다.

TMS320C40-50은 고속의 DSP칩이므로 연산속도를 충분히 활용하기 위해서 고속의 응답을 갖는 주변 소자들을 선정하였으며, 주회로와 제어장치 사이의 절연문제 및 스위칭 잡음문제를 해결하기 위하여 모든 외부 신호와의 인터페이스는 전기적으로 절연되게 설계되었다. 모든 아날로그 입출력기는 CPU의 명령에 따라 동작하는 I/O 제어기의 제어를 받아 동

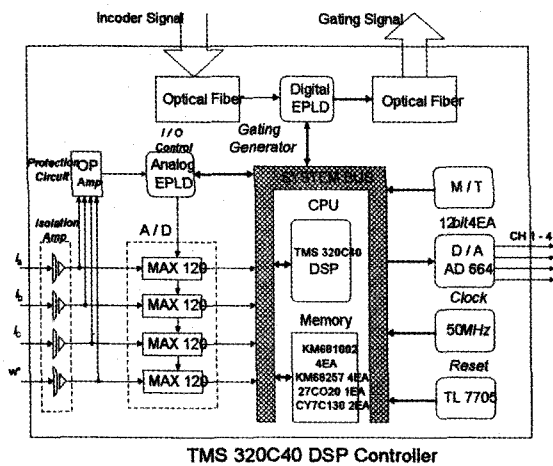


그림 9 DSP제어기의 구성도
Fig. 9 Construction of DSP controller

작하게 되며, I/O제어기는 아날로그 EPLD (erasable programmable logic device)를 사용하여 구현하였다.

상간중첩을 고려하여 SRM의 평활토크 운전을 위한 전체 시스템의 구성은 그림 10과 같이 DSP(TMS320C40-50)칩을 이용한 컨트롤러, IGBT모듈을 사용한 인버터, 3상 정류기, 전류센서, 전동기, 위치센서, 게이트 드라이브 등으로 구성되어 있다.

부하로서는 속도와 토크의 크기를 부하 측에서도 조사할 수 있는 디지털 컨트롤러블 다이내모 시스템을 사용하였다. 그리고, DSP 전용 에뮬레이터를 통해 컴퓨터와 통신으로 프로그램을 전송하고 컴파일 한다. DSP 컨트롤러는 토크 추정기, 상전류를 제어하기 위한 전류제어기인 PWM발생기, 속도제어기, 엔코더에 의한 속도추정기 등으로 구성되어 있다.

토크 회전자 위치각과 전류에 의해 신경회로망 모델 중 가장 널리 이용되고 있는 전 방향 신경회로망에 역전파 학습 방법에 의해 추론된 결과를 이용하여 추론된다.

속도제어기는 지령속도 ω^* 와 추정속도로부터 계산한 SRM의 추정속도 ω 의 차이를 제어하여 토크 지령치인 T^* 를 만든다. 또한 각각의 토크제어기는 토크 지령치인 T^* 와 신경망으로 추론된 토크를 비교하여 실패토크가 지령토크를 추종하게 한다

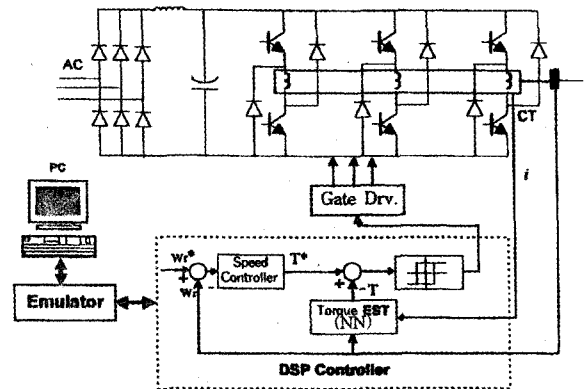
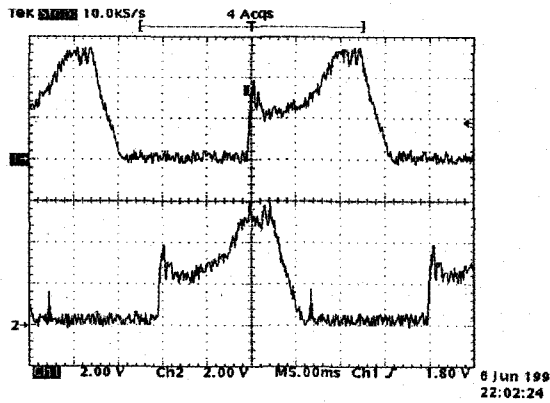


그림 10 전체시스템의 구성도
Fig. 10 Schematic diagram of system

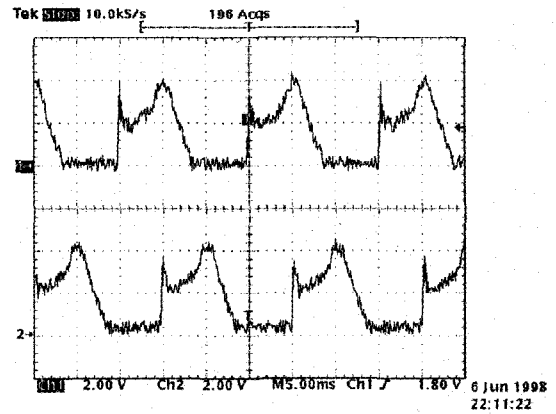
4. 실험 결과 및 고찰

본 실험의 목적인 평활토크를 발생하기 위해서는 SRM의 회전자 위치 및 원하는 토크의 크기에 따라 적절한 전류의 형상이 필요하다.

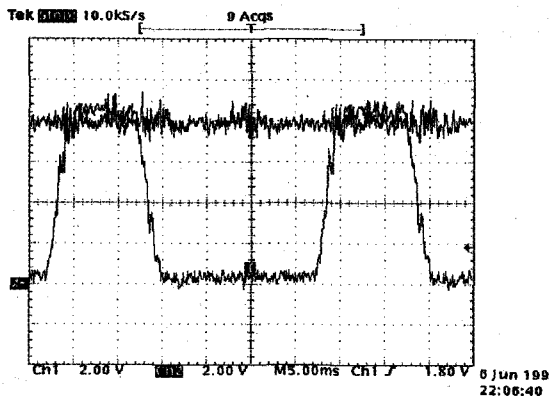
이러한 순시적인 전류의 크기를 제어하기 위해 순시 가변전압원을 인가하여 델타변조기법을 통하여 원하는 토크형상



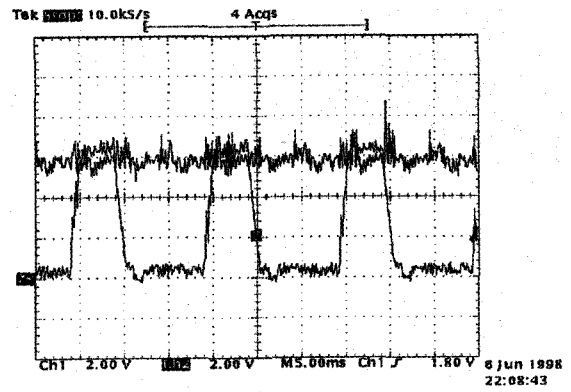
(a) 상전류파형 3(A)/Div



(a) 상전류파형 3(A)/Div



(b) 상토크 및 총 토크파형 0.5(N.m)/Div



(b) 상토크 및 총 토크파형 0.5(N.m)/Div

그림 11 500(rpm), 2.0(N.m)의 부하조건하에서 전류 및 토크파형 Fig. 11 Current and torque waveforms at 500(rpm), 2.0(N.m)

그림 12 1000(rpm), 1.5(N.m)의 부하조건하에서 전류 및 토크파형 Fig. 12 Current and torque waveforms at 1000(rpm), 1.5(N.m)

을 제어하였다. 이때 델타변조기법에서 토크 밴드폭은 토크지령치의 5(%)로 설정하였다. 인가전압은 300(V)로 하였으며, θ_s 를 8°로 설정하여 부하의 크기와 속도에 따른 특성을 고찰하였다.

그림 13은 2000(rpm), 1.0(N.m)의 부하조건하에서 전류 및 토크파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있는 바와 같이 전류소호를 위한 시간이 부족하여 그림 12와 같이 부토크가 발생하고 있으며, 이 값을 줄이기 위해서는 감자전압을 높게 설정할 필요가 있다.

그림 11은 저속영역인 500(rpm), 2.0(N.m)의 부하조건하에서 전류 및 토크파형을 나타내고 있다.

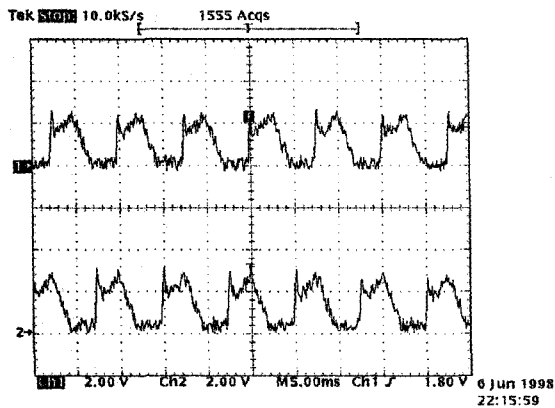
5. 결 론

그림에서 알 수 있는 바와 같이 상전류의 후단 부에서 평활 토크를 발생하기 위한 전류를 정착하지 못하여 이 영역에서 맥동토크가 다소 나타남을 알 수 있지만 이 맥동토크는 전체 토크에 큰 영향을 미치지 못한다.

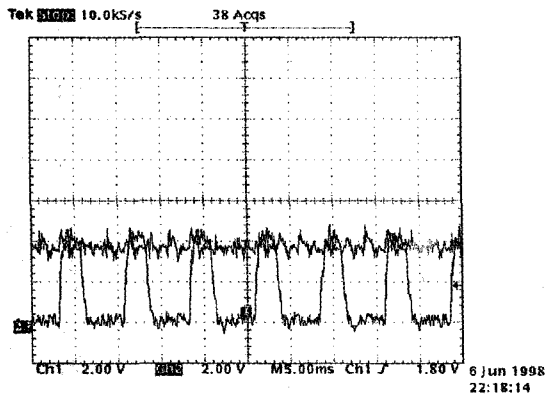
본 연구에서는 비대칭성 브리지컨버터로 SRM을 구동시 자기적 비선형성과 상간의 토크 중첩을 고려함으로써 맥동토크를 최소화시킬 수 있는 제어기법을 제시하고, 이 기법을 DSP를 이용하여 실현한 결과는 아래와 같다.

그림 12는 1000(rpm), 1.5(N.m)의 부하조건하에서 전류 및 토크파형을 나타내고 있다. 지령토크의 기울기가 그림 11에 비하여 크게 되어 전류 정착시 피크치가 상대적으로 크게 나타나고 있다. 또한 전류소호를 위한 시간이 부족하여 약간의 부 토크가 발생하나 이는 밴드폭에 비하여 무시할 수 있는 정도이다. 결과적으로 그림 12와 같은 부하조건에서도 양호한 특성을 나타내고 있다.

1) 먼저 구동 전동기에 대하여 모든 회전자의 위치각과 전류의 크기에 대한 토크 프로파일을 모델링 하기 위해 몇 가지 대표값들에 대하여 측정된 토크 프로 파일로부터 신경회로망을 사용하여 모든 전류 값 및 회전자위치각에



(a) 상전류파형 3(A)/Div



(b) 상토크 및 총 토크파형 0.5(N.m)/Div

그림 13 2000(rpm), 1.0(N.m)의 부하조건하에서 전류 및 토크파형
Fig. 13 Current and torque waveforms at 2000(rpm), 1.0(N.m)

대한 토크 및 인덕턴스 데이터를 구하였다.

- 2) 모델링된 토크 프로파일을 바탕으로 각 상간의 토크중첩을 고려하여 전동기가 발생하는 총 토크의 맥동성분이 최소화 되도록 상별 지령토크의 파형을 설정하였다.
- 3) 맥동토크성분이 최소화 되도록 하는 지령토크를 구현하기 위해 지령토크와 상전류에 의한 토크 값으로 직접적인 토크 델타변조기법을 통하여 지령 토크를 추종하도록 하였다.
- 4) 이러한 제어방식을 실시간으로 처리하고, 제어가 충분한 신뢰도를 가질 수 있도록 DSP를 사용하여 구현한 결과 설정된 속도와 부하영역에서 맥동토크를 크게 감소시키는 효과를 얻음으로써 본 연구에서 제안한 방식의 타당성을 입증하였다.

향후, 보다 다양한 피시험 전동기를 대상으로 본 방식의 적용연구를 계속함으로써 그 활용범위와 실용성을 제고시키고자 한다.

본 과제는 1997년도 한국학술진흥재단(과제관리번호 : 학진 300-989)의 지원에 의하여 이루어진 것입니다.

참고 문헌

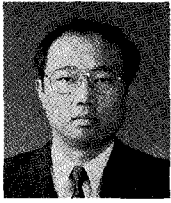
- [1] B. K. Bose, T. J. E. Miller, P. M. Szesznyi and W. H. Bocknell : "Microcomputer Control of Switched Reluctance Motor." IEEE Trans. on Industrial Application, vol. 22, no. 4, pp. 708-715, 1986.
- [2] I. Husain, M. Ehsani : "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Drives by PWM Current Control," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 11, no. 1, pp. 91-98, 1996.
- [3] C. Wu, C. Pollock: "Analysis and Reduction of Vibration and Acoustic Noise in the Switched Reluctance Drive," IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. 31, no. 1, pp. 91-98, 1995.
- [4] D. E. Cameron, J. H. Lang and S. D. Umans : "The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient Variable-Reluctance Motors." IEEE Trans. on Industrial Applications, vol. 28, no. 6, pp. 1250-1255, 1992.
- [5] Graham E. Dawson, Anthony R. Eastham and Jerzy Mizia: "Switched Reluctance Motor Torque Characteristics : Finite Element Analysis and Test Results," IEEE Trans. on IA, Vol. 23, No. 3, pp. 532-537, 1987.
- [6] M. Moallerm: "Predicting Torque of Switched Reluctance Machine from Its Finite-Element Field Solution," IEEE Trans on Energy Conversion, vol. 5, no. 2, pp. 733-739, 1990.

< 저 자 소 개 >



박성준(朴晟濬)

1965년 출생. 1991년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1993년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 동 대학원 지능기계공학과 박사과정 재학 중. 거제대학 전기과 조교수.



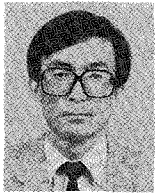
박한웅(朴漢雄)

1959년 8월 4일생. 1983년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업. 1987년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 해군사관학교 전기공학과 조교수.



김정택(金正澤)

1962년 출생. 1984년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1986년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1989~1990년 산업과학기술연구소 선임연구원. 현재 거제대학 전기과 부교수.



추영배(秋榮培)

1955년 6월 23일생. 1984년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1984년~1985년 (주) 효성중공업 근무. 1986년~1991년 한국전기연구소 근무. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 현재 거제대학 전기과 조교수.



이만형(李萬炯)

1964년 출생. 1969년 부산대학교 전기공학과 졸업. 1971년 동대학원 전기공학과 졸업(석사). 1983년 오리건 주립대 전기, 컴퓨터공학과 졸업(공박). 1975년~현재 부산대학교 기계공학부 교수. POSCO 석좌교수.