

PWM 기법을 적용한 SRM의 직접토크 제어 특성

李東熙*, 王惠軍**, 安珍雨†

A Direct Torque Control Characteristics of SRM using PWM Approach

Dong-Hee Lee*, Huijun Wang** and Jin-Woo Ahn†

요 약

본 논문에서는 SRM의 토크리플 억제를 위하여 PWM(Pulse width modulation)과 직접토크제어(DITC, Direct Instantaneous Torque Control) 방식의 결합에 의한 제어방식을 제안하였다. 기존의 직접토크제어와 달리, 제안된 방식은 한 샘플링 구간 내에서 하나 또는 두 개의 스위칭 모드로 동작하며, 스위칭 패턴의 폭은 토크 오차와 직접 토크제어 방식의 제어규칙에 따라 제어된다. 또한 실제 스위치의 제어폭이 토크 오차에 따라 가변적으로 제어됨으로써, 같은 샘플링 주기에서 기존의 직접토크제어 방식에 비하여 토크리플을 크게 억제할 수 있으며, 토크 연산의 샘플링 주기를 크게 할 수도 있는 장점이 있다. 간단한 제어규칙과 PWM 듀티비의 계산으로 복잡한 연산이 요구되지 않으므로 저가의 마이크로 프로세서에 의해 구현이 가능하다. 제안된 방식은 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

ABSTRACT

In this paper, an advanced torque control scheme of SRM using DITC(Direct Instantaneous Torque Control) and PWM(pulse width modulation) is presented. Different from conventional DITC method, proposed method uses one or two switching modes at every sampling time, instead of only one switching mode. The duty ratio of the phase switch is regulated according to the torque error and simple control rules of DITC. Moreover the sampling time of control can be extended, which allows implementation on low cost micro-controllers. A simple calculation of PWM can assure a constant switching frequency with an excellent control performance. The proposed control method is verified by the simulations and experimental results.

Key Words : SRM(Switched Reluctance Motor), DITC(Direct Instantaneous Torque Control), PWM(Pulse Width Modulation), Torque Ripple

1. 서 론

SRM(Switched Reluctance Motor)은 기계적인 견고성과, 구조의 단순성 및 경제성으로 인하여, 산업용 및

가전용 전동력 응용 시스템의 적용에 대한 많은 연구가 이루어지고 있다^[1-2]. 다른 전동기에 비하여 비교적 높은 소음과 진동특성에도 불구하고, 고속 운전 특성이 요구되는 팬 및 송풍기와 같은 응용 분야에서 펄스형 전원을 이용하는 SRM의 단순성으로 인하여 그 활용이 점점 증가하고 있다^[3-4].

SRM의 효율적인 토크 제어기는 비교적 넓은 제어 샘플링 주기에서 토크 리플이 최소로 억제되어야 하며, 복잡한 연산을 필요로 하지 않아야 한다. 또한, 전 운전 영역에서 일정한 토크 제어 성능을 가질 수

†교신저자 : 정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 교수
E-mail : jwahn@ks.ac.kr

*정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 조교수

**정회원, 경성대 전기전자메카트로닉스공학부 박사과정

접수일자 : 2008. 2. 11 1차 심사 : 2008. 3. 10

심사완료 : 2008. 3. 14

있어야 한다.

PWM(Pulse Width Modulation)방식은 SRM의 전류 제어에 가장 널리 사용되는 스위칭 방식이다. PWM 방식은 정해진 샘플링 주기에서 SRM의 상권선에 인가되는 평균 전압을 제어 펄스의 폭을 변조하여 제어하는 방식으로, 스위칭 주기가 일정하고, 우수한 전류 제어 성능을 구현할 수 있는 장점이 있다. 하지만, SRM의 토크는 비선형적인 특성을 가지고 있으며, PI 또는 PID 제어기와 결합된 PWM 방식의 토크 제어 성능은 제어이득에 매우 의존적이다. SRM의 비선형적인 특성을 고려한 PI 또는 PID 제어방식은 복잡한 연산을 필요로 하며, 전류 구간에서의 토크 리플을 억제하기가 어렵다. 또한, 전 운전영역에 적합한 실제적인 제어 이득의 산정도 매우 어려운 단점이 있다^[5-7].

이에 비하여 SRM의 직접토크 제어 방식은 상전류와 회전자의 위치에 따라 SRM의 토크를 추정하고, 토크 오차에 대하여 스위치를 직접 온/오프하는 방식이다. 이러한 직접토크 제어 방식은 구성이 간단하고, SRM의 구조에 따른 적절한 선행각 및 전류(轉流, commutation) 구간에서의 스위칭 패턴의 설정에 의해 쉽게 구현이 가능하고, 토크 제어 성능이 우수한 장점이 있다^[6-7].

직접토크 제어 방식에서의 스위칭 패턴은 제어 샘플링 주기에서 토크 오차와 설정된 히스테리시스 밴드에 따라 상권선의 인가 전압을 순시적으로 제어하기 때문에, SRM의 운전 조건에 따라 스위칭 주파수가 가변적이다. 이로 인하여, 상용전원 라인의 전력 노이즈를 억제하기 위한 라인필터의 설계가 매우 어렵다. 또한, 토크 리플의 크기도 제어 샘플링 주기 및 SRM의 운전 상태와 링크단 전압의 크기에 따라 가변적이며, 토크 리플을 줄이기 위해서는 매우 짧은 제어 샘플링 주기를 필요로 한다. 특히, SRM의 전기적 파라미터가 매우 작은 경우에는 토크 리플을 억제하기 위한 최소 샘플링 주기를 25 ~ 33[μ s]로 설계되어 스위칭 손실이 커지게 되는 단점이 있다.

본 논문에서는 복잡한 연산이 요구되지 않으면서, 일정한 스위칭 주파수에서 토크 리플이 최소로 억제될 수 있는 새로운 DTC-PWM 제어 방식을 제안한다. 제안된 DTC-PWM 방식은 기존의 직접토크 제어 방식에서 운전 조건에 따른 가변 오차 대역과 토크 오차에 따라 펄스폭을 제어하는 방식이다. 제안된 토크 제어 방식은 복잡한 연산이 요구되지 않는 DTC 방식으로 구현하고, 샘플링 주기의 펄스폭을 가변 제어하는 PWM 방식을 적용하게 된다. 따라서, 일정한 스위칭

주파수를 구현 할 수도 있으며, 기존의 직접토크 제어 방식에 비해 토크 리플을 크게 억제할 수 있다. 또한, 운전조건에 따라 가변적인 오차 대역과 토크 오차에 따라 PWM의 펄스폭이 결정되므로 전 운전영역에서 일정한 토크 리플을 구현 할 수 있는 장점이 있다.

제안된 새로운 DTC-PWM에 의한 SRM의 토크 제어 방식은 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

2. SRM의 일반적인 직접토크 제어 방식

그림 1은 SRM의 일반적인 직접토크 제어 블록도를 나타내고 있다. SRM의 직접토크 제어는 순시토크 추정기(Torque estimator)와 회전자 위치와 토크 오차에 따른 스위칭 패턴 발생부 및 전력변환 장치 등으로 구성된다. 토크 추정기는 SRM의 상전류와 회전자 위치에 따라 발생하는 각 상의 출력 토크를 추정하며, 일반적으로 전류와 회전자 위치에 따라 기 측정된 토크를 룩-업 테이블(Look-up table) 형식으로 저장하여 순시적인 전동기의 토크를 추정하게 된다. 이때, 추정치의 정밀도를 높이기 위해서는 많은 데이터가 필요하게 되는데, 실제의 구현에 있어서는 저장된 데이터 사이의 보간법을 이용하여 저장하는 데이터의 양을 줄일 수 있다.

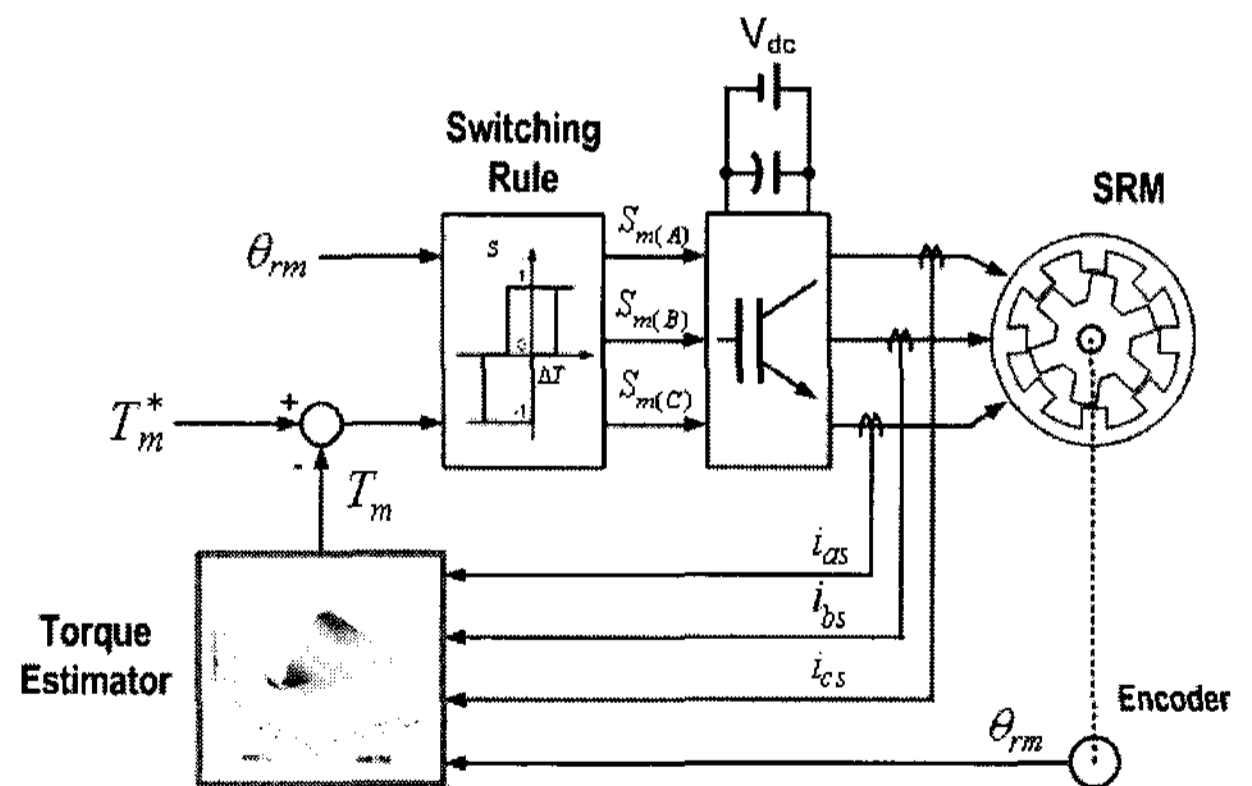


그림 1 일반적인 SRM의 직접토크 제어 블록도
Fig. 1 General DTC block diagram of SRM

스위칭 패턴 발생부는 지령 토크 T_m^* 과 추정토크 T_m 의 오차에 따라, 토크를 증가 또는 감소시키기 위하여 전력변환 장치의 파워 스위칭 소자를 턴-온 또는 턴-오프 시키는 신호를 발생하게 된다. 이때, 회전자의 위치에 따라 유효 토크를 발생하는 상에 대해서는 제

어 신호를 발생하고, 토크가 발생하지 않는 상에 대해서는 파워 스위치를 턴-오프하게 된다. 또한 두 상이 전류(轉流, commutation)하는 구간에서는 두 상에 대한 스위칭 신호를 발생한다.

이러한 일반적인 직접토크 제어방식은 구현이 간단하고 비교적 높은 토크 제어 성능을 가진다. 하지만 디지털 제어기에서 히스테리시스 방식의 스위칭 기법을 도입하므로, 토크 추정 시점에서 오차는 그림 2와 같이 제어 샘플링 구간에서 제어 밴드를 벗어날 수 있다. 아날로그 비교기 회로를 사용하는 경우에는 오차 범위($T_m^* + T_H \sim T_m^* - T_H$) 경계점에서 바로 스위칭 패턴이 변화하게 되지만, 이러한 경우에는 마이크로프로세서와 DAC(Digital to Analog Converter) 및 아날로그 비교기의 결합으로 스위칭이 결정되기 때문에 하드웨어의 구성이 복잡해진다. 순수한 디지털 제어 방식에서 스위칭 패턴은 매 제어 샘플링 구간에서 프로그램으로 결정되기 때문에, 그림 2와 같이 비교 시점에서의 토크 구간에 따라, 실제 토크는 제어 범위를 벗어나는 오차로 나타날 수 있다.

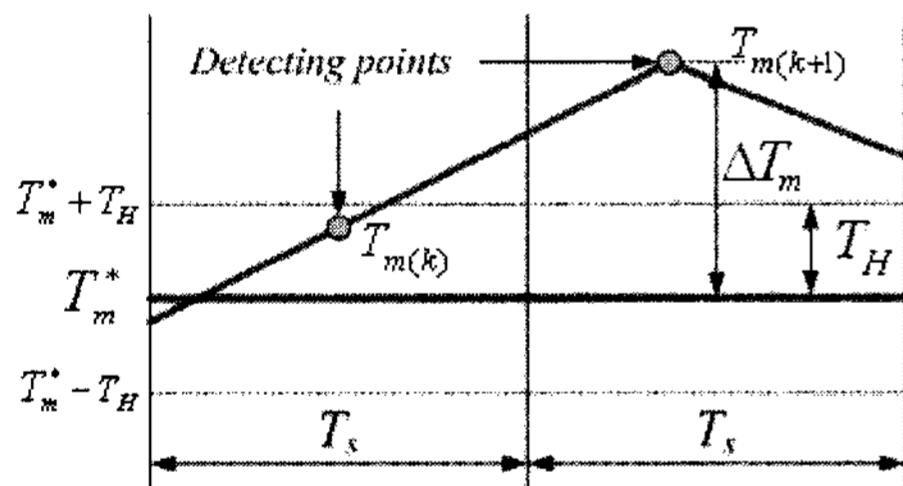


그림 2 디지털 방식의 DTC 제어 기법에서의 토크 오차
Fig. 2 Torque error in digital DTC method

그림 2에서 T_m^* 은 토크 지령을 나타내고, $T_m(k)$ 는 현재 제어 샘플링 구간에서 추정된 토크를 나타낸다. 또한 T_H 는 토크 제어 범위를 의미하며, T_S 는 제어 샘플링 주기를 의미한다.

3. 제안된 DTC-PWM 방식에 의한 토크 제어

본 논문에서는 SRM의 토크 제어를 위해 기존의 DTC 방식과, PWM 방식을 결합한 새로운 제어 방식을 도입하였다.

SRM은 비선형성에 따라 두 상의 스위칭이 교번하는 전류구간에서 토크 리플이 커지는 특성을 가지고 있으므로, 도통구간동안 회전자의 위치와 토크 지령에 따른 상전류의 제어가 필요하다. 그림 3은 3상 SRM의

각 상 인덕턴스와 여자 전류 및 여자 전류에 의한 각 상의 토크를 나타내고 있다. SRM의 비선형 특성을 고려하여 높은 토크 제어 성능을 구현하기 위하여 본 논문에서는 그림 3과 같이 SRM의 토크 제어 구역을 6개로 분할하여, 각 각의 구간에 대하여 적합한 스위칭 패턴을 가지도록 설계하였다. 따라서, 동일 샘플링 구간에서 비정렬 구간에서 정렬구간까지의 인덕턴스 기울기차에 의해 제안된 제어기법은 그림 3과 같이 6개의 제어구간(Region 1 ~ Region 6)으로 나누어진다.

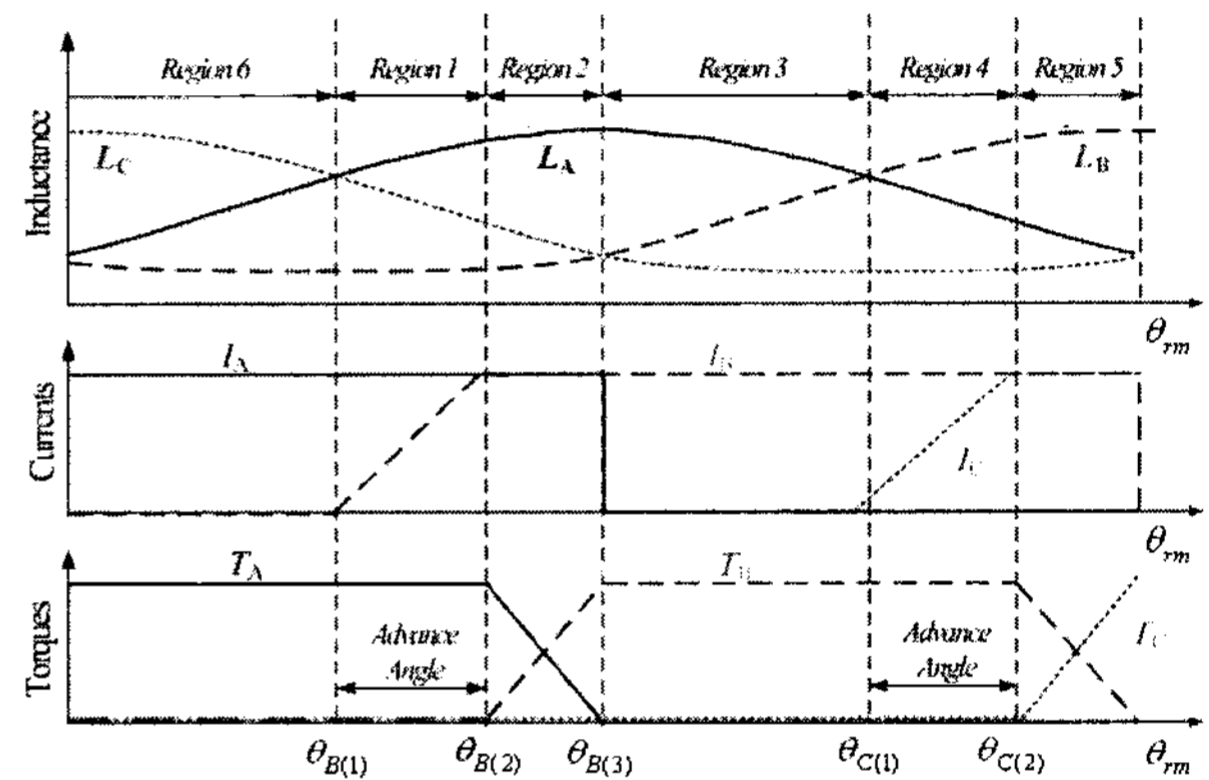


그림 3 제안된 기법을 위한 6개 상인덕턴스 영역
Fig. 3 Six inductance regions for the proposed method

각 6개의 영역을 구분하여 보면, Region 1은 어드밴스 각도 영역으로 토크 발생을 위해 상 인덕턴스를 고려하여 상전류를 확립하기 위한 구간이며, Region 2는 이전의 여자상과의 전류(轉流, commutation)구간이다. Region 3는 한 상에 의한 토크 발생 구간이며, Region 4는 다음 여자상의 어드밴스 영역으로 Region 1과 동일하며, Region 5는 다음 여자 상과의 전류구간으로 Region 2와 동일하다. 마찬가지로 Region 6는 다음 상에 의한 토크 발생 구간으로 Region 3와 같다. 따라서, 실제로 인덕턴스 제어 구간은 6개의 인덕턴스 영역에 의해 3개의 제어 구간(Region 1 ~ Reigon 3)이 반복된다. 실제 3상 또는 4상 SRM의 경우에도, 매 샘플링 순간에 Region 1은 이전의 여자 상이 토크를 발생하고, Region 3는 현재의 여자상이 토크를 발생하며, Region 2만이 전류 구간으로 두상의 전류가 토크를 발생하는 간단한 형태로 이루어진다. 따라서 토크 발생 메커니즘은 최대 이전 상과 현재 상의 2개로 구분하여 스위칭 패턴을 단순화 시킬 수 있다. 단, 토크 발생에 관련된 각 상은 회전자의 회전 방향에 따라, A-B-C(CCW), A-C-B(CW)로 순차적으로 결정된다.

각 구간에서의 효과적인 제어 규칙을 결정하기 위해

서는 몇 가지 고려가 필요하다. 즉, 전류 구간에서 이전 상의 전류는 가능한 빨리 감소하는 방향으로 결정되어야 하며, 다음 여자상의 전류는 증가하는 방향으로 결정되어야 한다. 또한 보다 부드러운 토크 제어를 위해 한 상의 전류가 토크를 발생하는 영역에서는 가능한 소프트 스위칭이 이루어지도록 설계하여야 한다.

그림 4는 본 논문에서 적용한 각 제어 구간에서의 제어 규칙을 나타내고 있다. 그림에서 최대 2개 상이 토크 발생에 관련되므로, 두 상의 스위칭 상태를 $D_{t(k)}$ 와 $D_{t(k-1)}$ 로 표현 하였으며, 이는 현재 여자 상과, 이전 상의 스위칭 상태를 의미한다. 또한 기존의 히스테리시스 방식과 달리 스위칭 상태가 -1, 0 및 1 이외에도, 듀티비(duty ratio)를 제어하기 위한 중간 상태를 가지는 구조이다. 따라서 각 상은 제어 샘플링 구간에서 토크 오차에 따라 스위칭 상태와 듀티비가 결정된다. 만약 $D_{t(k)}$ 가 1인 경우에는 현재 여자 상의 스위치가 제어 샘플링 구간에서 100[%] 턴-온 되며, $D_{t(k)}$ 가 0.5인 경우에는 현재 여자 상의 스위치가 50[%] 턴-온과 50[%]의 환류모드 상태를 가지게 된다.

그림 4에서 x축은 토크 에러를 나타내며 y축은 이에 따른 스위칭 상태를 나타낸다.

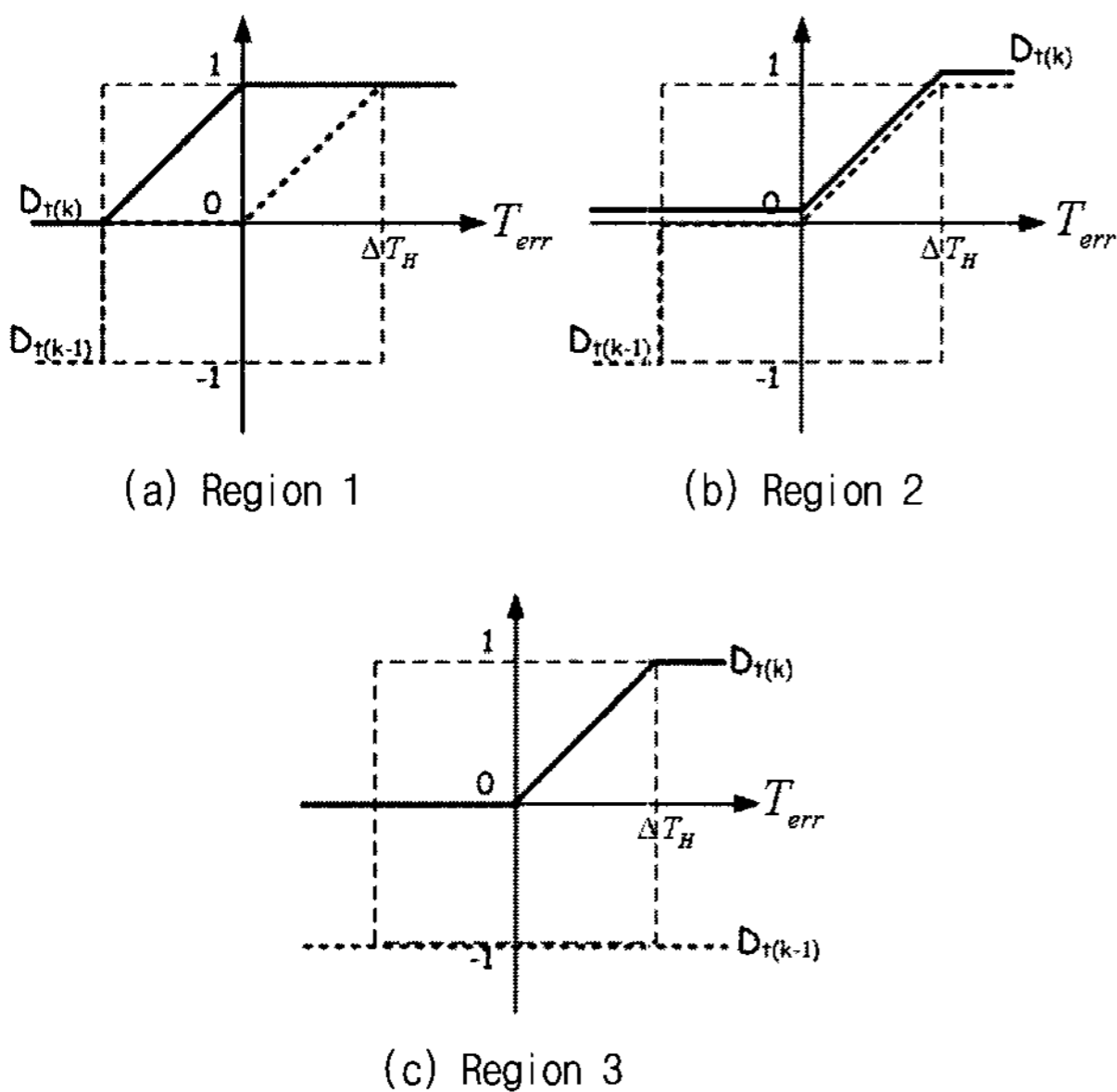


그림 4 제어 영역별 스위칭 모드
Fig. 4 Switching modes according to control regions

Region 1 구간에서 현재 상에 대한 인덕턴스와 그 기울기는 매우 작기 때문에 현재상은 매우 작은 토크를 발생하게 된다. 따라서 이 구간에서 현재 상은 빠

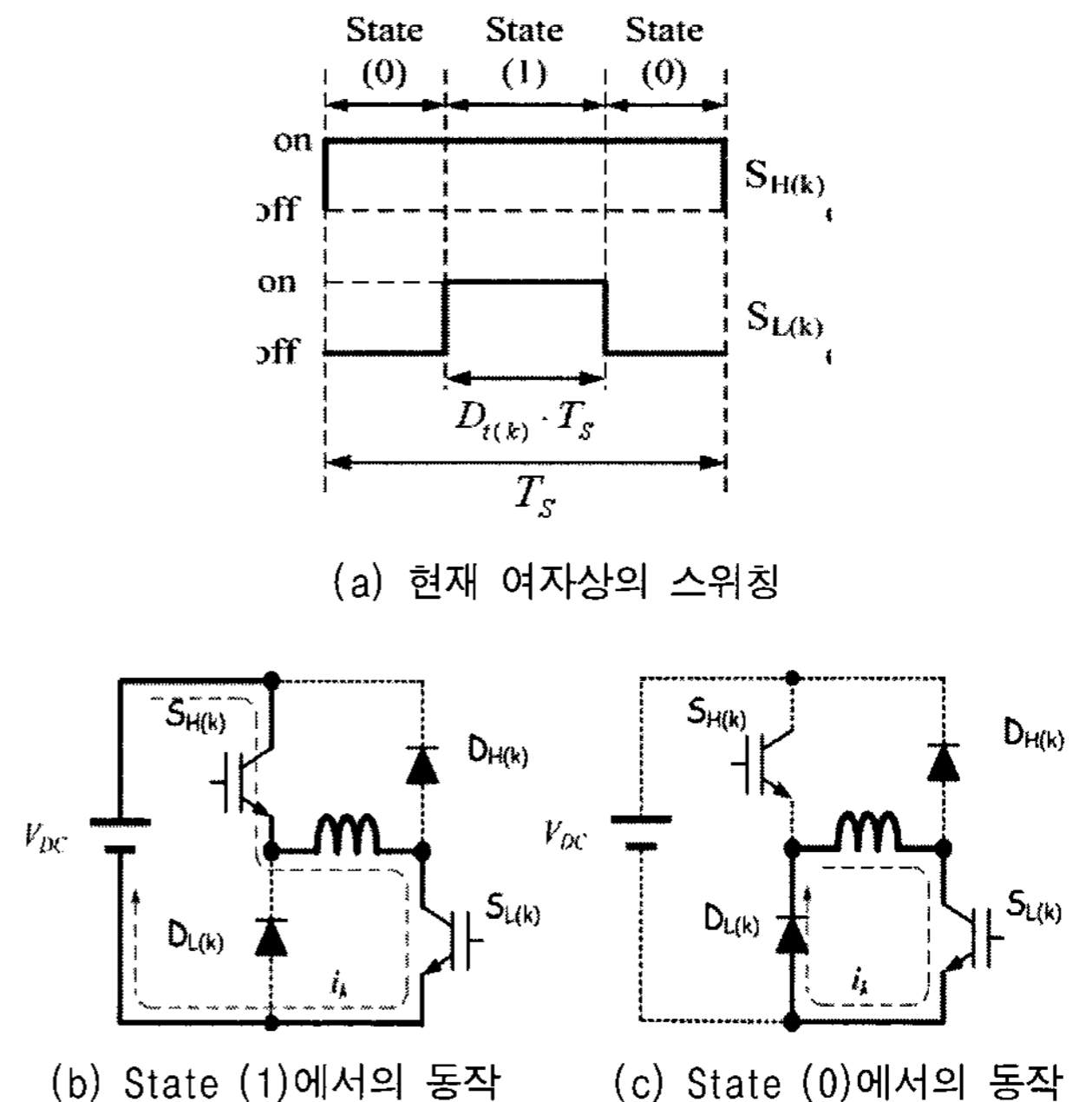
른 전류확립이 수행되어지고, 이때 스위칭 모드는 그림 4(a)의 실선으로 표시되었다. 동시에 Region 1 구간에서 지령토크는 이전 상에 의해 주로 생성되고, 이때 스위칭 모드는 그림 2(a)의 점선으로 표시 되었다.

토크 리플의 감소 때문에 토크 오차가 음의 값을 가질 때 0상태 즉, 환류모드가 -1 상태를 대신하여 사용하는 것이 유리하다. Region 2에서 여자 전류는 현재 상에 대해 확립되어 지고 인덕턴스는 상승하게 된다. 이 구간에서 지령 토크는 현재 상과 이전 상의 토크 조합에 의해 생성된다. Region 3에서는 이전 상이 소호되는 구간에 위치하여 있으며, 부토크 발생을 피하기 위해 빠른 전류의 감소가 이루어져야 한다. 따라서 -1 상태가 소호되는 상에서 사용되어지며 다른 상은 동일하게 유지한다.

일반적인 DITC 기법은 샘플링주기에서 토크의 에러에 따라 -1, 0과 1의 스위칭 모드를 가지는 간단한 히스테리시스 규칙을 사용하며, 매 샘플링주기에서 오직 하나의 스위칭 모드가 활성화된다.

그러나 그림 4에서 제안된 기법은 매 샘플링 주기에서 1개 또는 2개의 스위칭 모드를 사용하게 되고 스위칭 모드의 활성화된 시간은 토크 오차에 의해 변화된다.

그림 5는 현재 여자 상인 $D_{t(k)}$ 의 값에 따른 실제 스위칭 구간과 비대칭 컨버터에서의 스위치 동작 상태를 나타내고 있다.



(b) State (1)에서의 동작 (c) State (0)에서의 동작

그림 5 여자상의 스위칭 패턴과 비대칭 컨버터의 동작
Fig. 5 Switching pattern and operating modes

그리고 스위칭 모드의 듀티 비(duty ratio)는 토크 오차에 의해 다음과 같이 결정된다.

$$D_{t(k)} = \left| \frac{T_{err}}{\Delta T_H} \right| \quad (1)$$

여기서 T_{err} 는 토크 오차이며 ΔT_H 는 토크 제어 범위를 나타낸다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 DTC-PWM 방식의 타당성을 검토하기 위해 컴퓨터 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션은 Matlab의 Simulink 툴을 활용하였으며, 12/8 SRM에 대하여 적용하였다. 실험 및 시뮬레이션에 적용된 SRM은 3상 12/8 150W SRM으로 정격토크 0.7Nm이며, 정격 속도는 2000rpm이다. 실험을 위한 디지털 제어기는 TI사의 TMS320F2812-150MHz를 사용하였고, 상 전류 및 전압은 DSP에 내장된 12bit ADC를 사용하여 검출 하였다. SRM의 위치는 SRM에 연결된 512ppr 옵티컬 엔코더를 사용하여 검출하였으며, 검출된 회전자 위치는 DSP의 QEP 내장 회로에서 4채배된다. 비대칭 컨버터의 각 상 스위치는 DSP의 PWM 출력을 게이트 드라이브로 증폭하여 스위칭 하도록 설계되었다. SRM의 토크 추정은 상전류와 회전자 위치로부터 DSP의 메모리에 저장된 Look-up 테이블로 추정하였으며, Look-up 테이블의 데이터는 각 회전자 위치와 전류에 따른 기 측정된 토크 데이터를 사용하였다. 테이블로 정형화 되지 못하는 위치와 전류에 대해서는 인근한 데이터의 선형 보간법에 의해 토크가 추정된다.

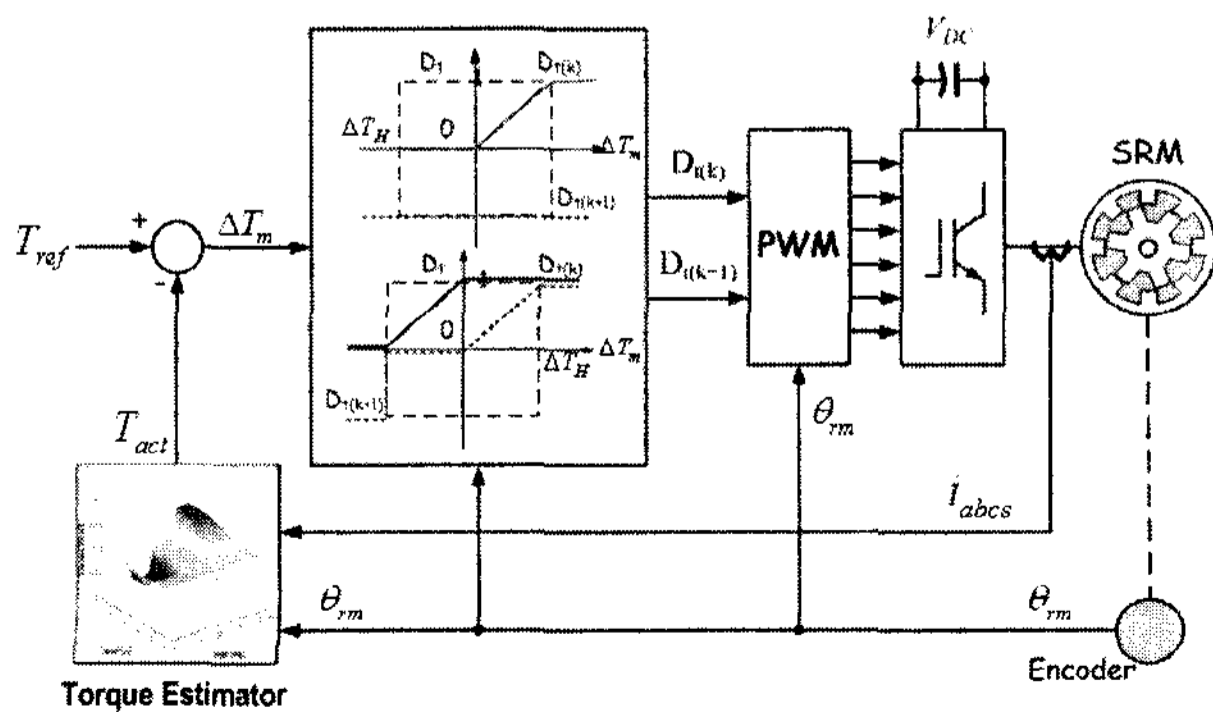
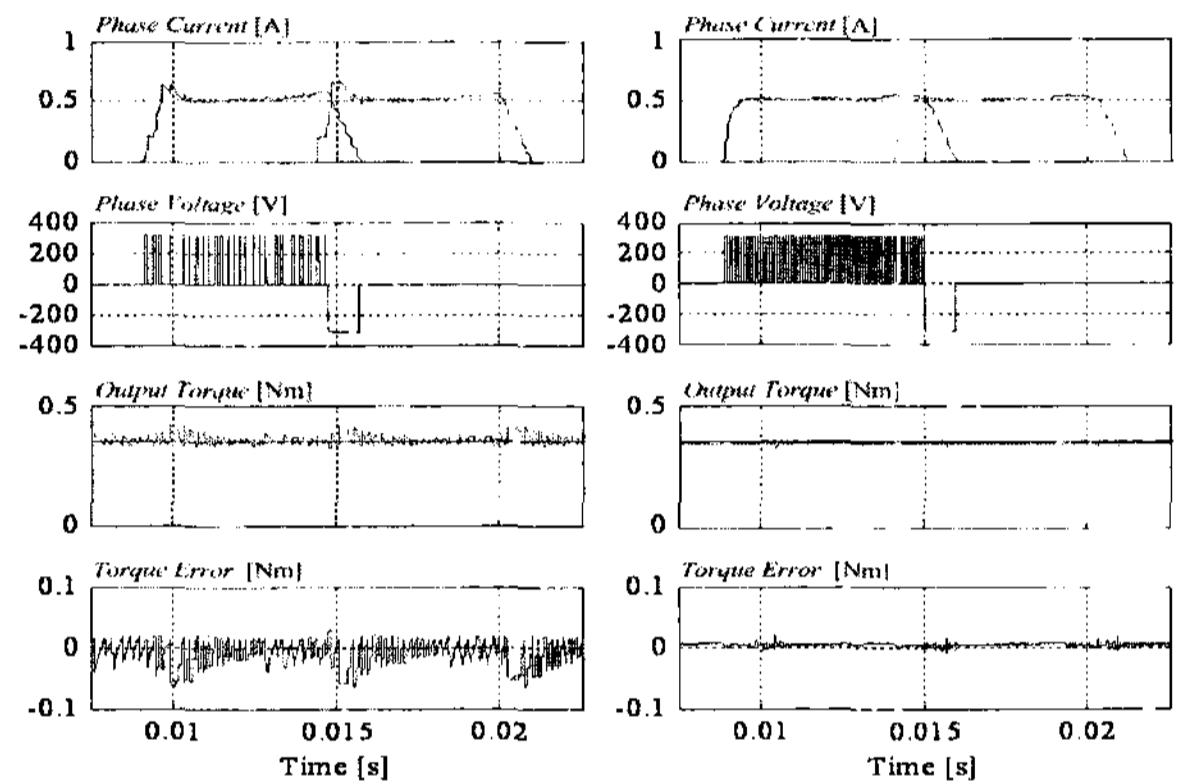


그림 6 제안된 기법의 제어 블록도
Fig. 6 Control block diagram of proposed method

그림 6은 본 논문에서 제안된 SRM의 DTC-PWM 기법에 의한 순시토크 제어의 블록도를 나타내고 있다.

그림 7은 기존의 DTC 방식과 제안된 방식의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 시뮬레이션은 토크 제어 주기 30[μs]에 대하여 0.35[Nm]의 토크 지령에 대한 결과를 나타내고 있다.



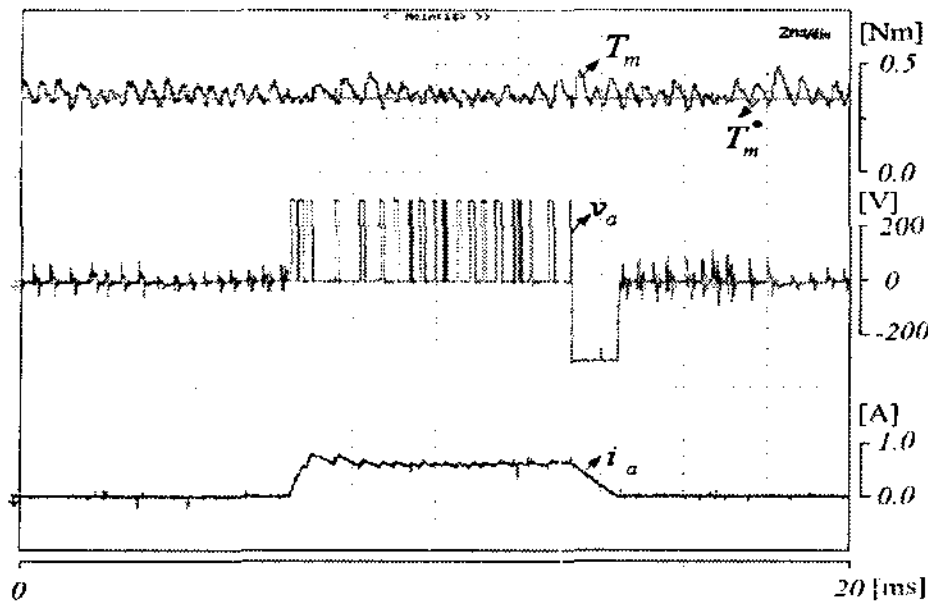
(a) Conventional DTC method (b) Proposed Control method

그림 7 시뮬레이션 결과 비교

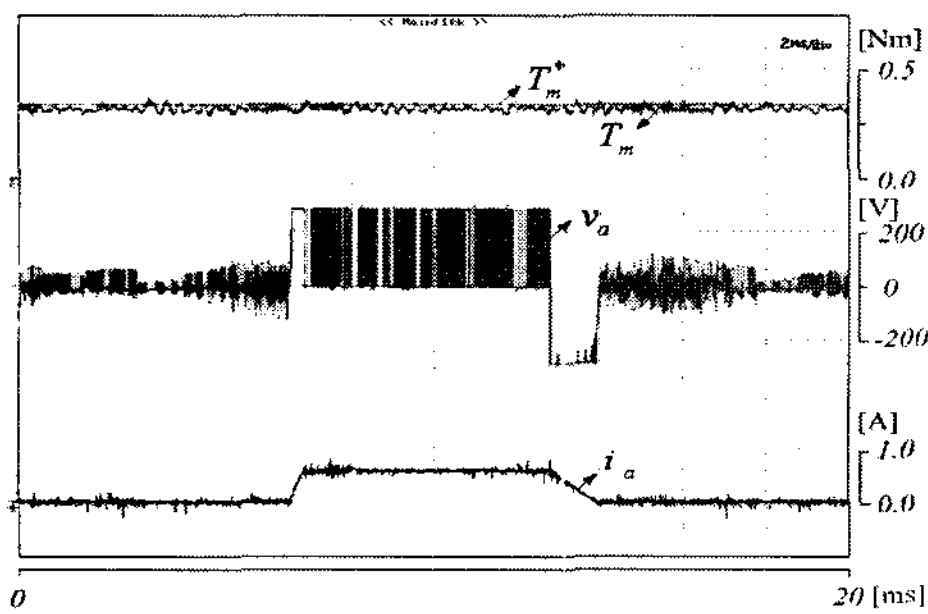
Fig. 7 Comparison of the Simulation results

시뮬레이션 결과에서 제안된 방식의 경우에 있어서, 기존의 방식에 비해 매우 일정한 스위칭이 나타나며, 토크 리플의 크기가 매우 감소함을 알 수 있다. 그림 7(a)에서 기존의 방식에서는 토크 리플의 크기가 제어 대역 보다 크기는 구간이 발생 하며, 이는 시뮬레이션 이 때 샘플링 주기로 디지털 히스테리시스 방식의 스위칭에 의해 발생한다.

그림 8은 회전자 속도가 500[rpm], 샘플링주기 30 [μs]일 때의 실험 결과를 나타내고 있으며, 그림 9는 제어 샘플링 주기가 100[μs]인 경우의 실험결과를 나타내고 있다. 그림 8과 그림 9의 실험 결과에서 제안된 방식의 경우에 기존의 방식에 비하여 토크 리플이 크게 감소함을 알 수 있다. 이는 토크 오차에 따라, 스위칭 패턴의 활성화 구간을 PWM 방식으로 연속적으로 제어하기 때문이며, 이때의 토크 오차는 제어 대역의 설정에 따라 결정된다. 하지만, 제안된 방식은 인버터의 스위칭이 샘플링 제어 주기에 의해 결정되므로, 디지털 히스테리시스 방식에 비하여 스위칭 수가 많이 발생하며, 이로 인한 스위칭 손실이 약간 증가하게 된다. 이는 PWM 스위칭으로 인한 손실로 토크 제어 방식을 주기적인 PWM에 의해 구현하는 경우에 유사한 구동 효율을 나타낸다.

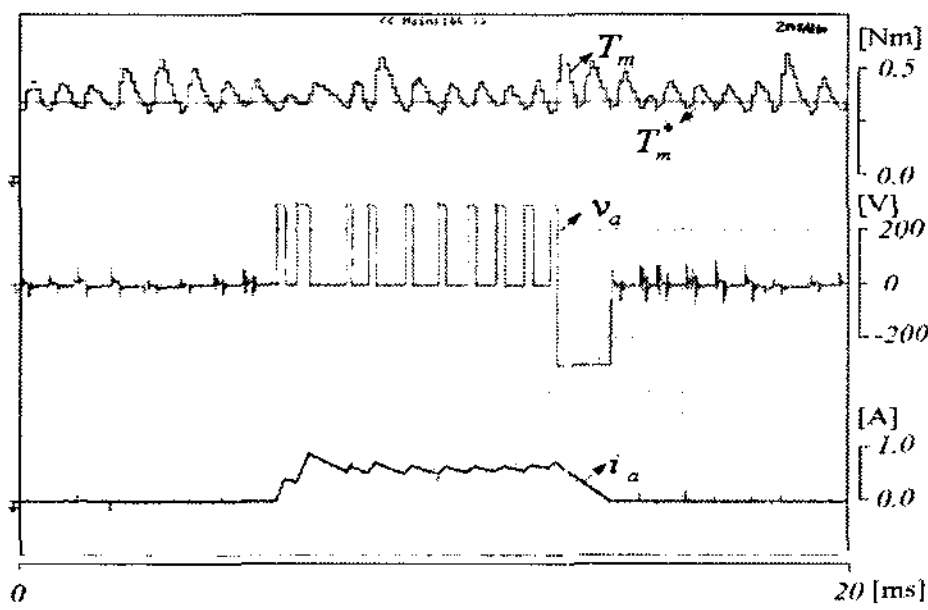


(a) Conventional DITC

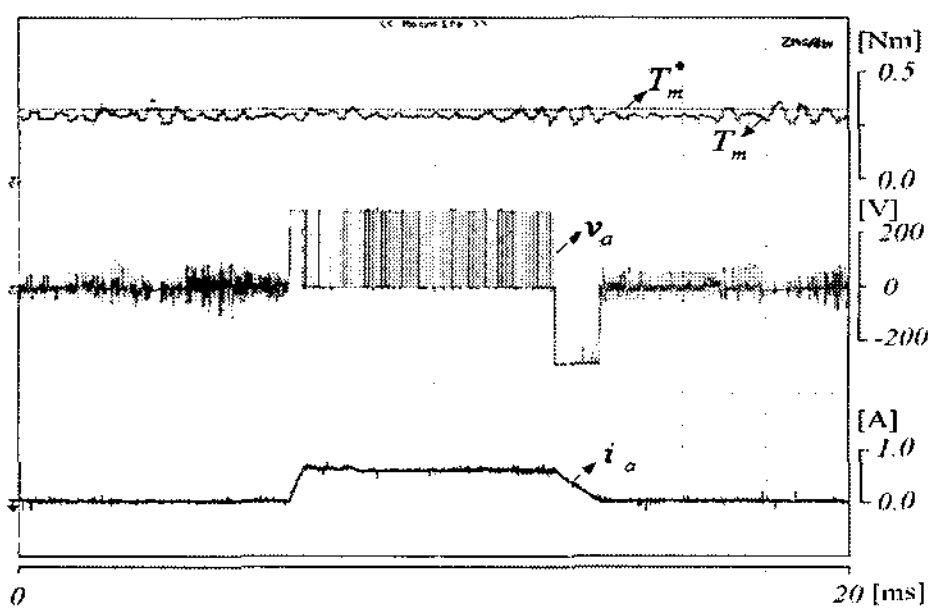


(b) Proposed DTC-PWM method

그림 8 실험 결과 비교 ($T_S = 30[\mu s]$)
Fig. 8 Comparison of experiment results ($T_S = 30[\mu s]$)



(a) Conventional DITC



(b) Proposed DTC-PWM method

그림 9 실험 결과 비교 ($T_S = 100[\mu s]$)
Fig. 9 Comparison of experiment results ($T_S = 100[\mu s]$)

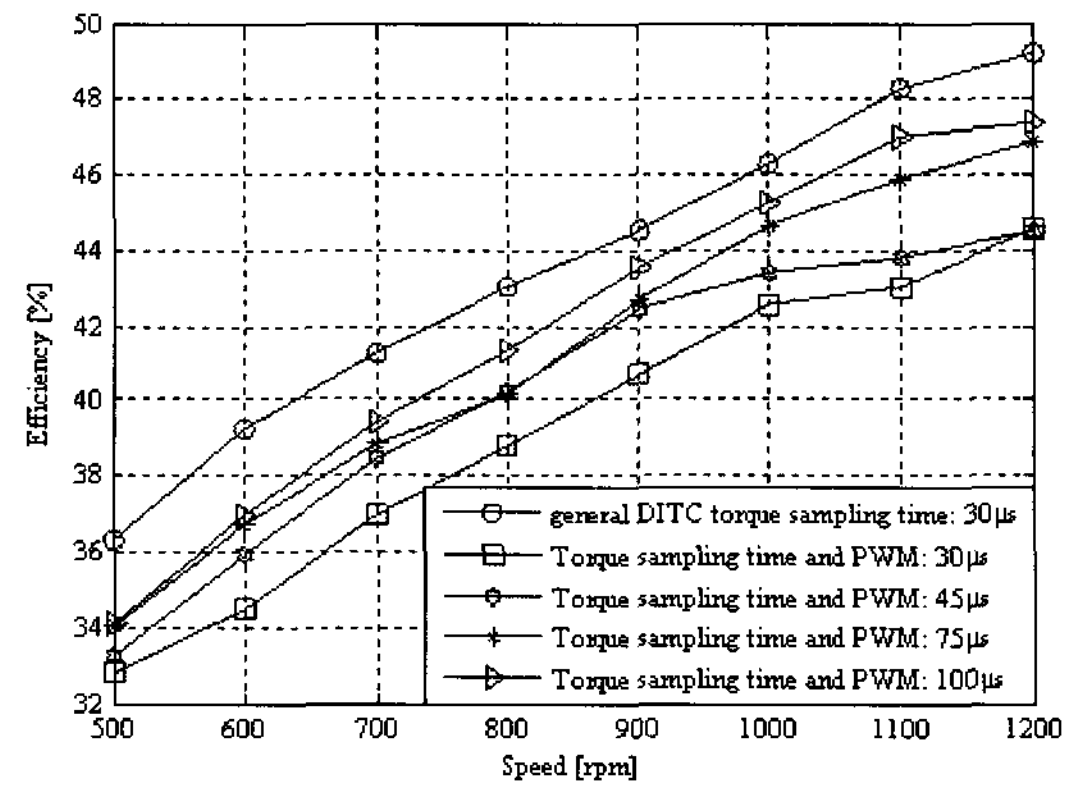


그림 10 운전 효율
Fig. 10 Efficiency

실험에서 기존의 직접토크 제어 방식의 효율이 그림 10에서 보는 바와 같이 약간 높게 나타나는 것은 구동 효율이 좋기 때문이 아니라, 샘플링 구간에서의 토크 오차로 스위칭 수가 적게 나타나기 때문이다.

그림 10은 각 샘플링 제어 주기에 따른 SRM의 운전 효율을 나타내고 있다. 운전 효율의 경우 토크 리플이 높은 기존의 DITC 방식이 제안된 방식에 비해 1 ~ 2% 높게 나타나고 있으며, 제안된 방식의 경우에는 스위칭 주기가 길어질 수록 효율이 높게 나타남을 보이고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 SRM의 토크리플저감을 위한 DITC와 PWM을 결합한 제어기법을 제안하였다. 제안된 기법에서는 SRM의 비선형 특성을 고려하여 토크구간을 6개의 영역으로 나누어 각 영역에 따른 3가지의 제어 규칙을 제안하였다. 상 스위치의 듀티비는 토크 오차와 DITC의 간단한 제어에 의해 생성된다.

제안된 방식은 토크 오차에 따라 히스테리시스 방식으로 스위칭 패턴을 발생하는 기존 방식과 달리, 스위칭 패턴은 토크 오차 및 회전자 위치에 따라 결정되고, 스위칭 구간이 토크 오차의 크기에 따라 간단한 연산으로 결정되는 방식이다. 따라서 일정한 스위칭 주파수의 구현이 가능해지며, 비교적 넓은 제어 주기에 대해서 낮은 토크 리플을 구현할 수 있다. 또한 PWM기법을 이용하여 기존 DITC에서 문제가 되던 불균일한 스위칭주기를 개선하였다. 제안된 제어기법은 시뮬레이션과 실험을 통해 토크리플이 감소하였음을 증명하였다.

참 고 문 헌

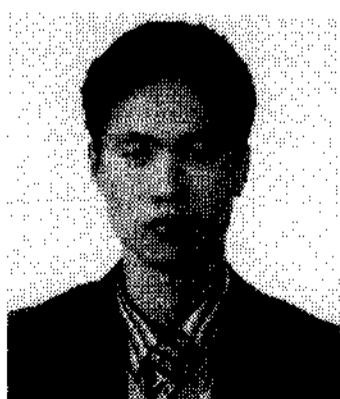
- [1] D. S. Schramm, B.W.Williams, and T. C. Green, "Torque ripple reduction of switched reluctance motors by phase current optimal profiling," in Proc. *IEEE PESC92*, pp. 857-860, 1992.
- [2] K. M. Rahman, A. V. Rajarathnam, and M. Ehsani, "Optimized instantaneous torque control of switched reluctance motor by neural network," in Conf Rec. *IEEE-IAS*, Vol. 1, pp. 556-563, 1997.
- [3] A. M. Stankovic, G. Tadmor, Z. Coric, and I. Agirman, "On torque ripple reduction in current-fed switched reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 1999.
- [4] S. Mir, M. Elbuluk, and I. Husain, "Torque ripple minimization in switched reluctance motors using adaptive fuzzy control," in Conf Rec. *IEEE-IAS*, Vol. 1, pp. 571-578, 1997.
- [5] Iqbal Husain, "Minimization of torque ripple in SRM drives," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 49, no. 1, pp. 28-39, 2002. Feb.
- [6] R. B. Inderka, R. W. De Doncker, "DITC-Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motor Drives," *37st Annual Meeting of IEEE Industrial Application Society IEEE-IAS*, Vol. 37, 2002.
- [7] J. N. Liang, Z. G. Lee, D. H. Lee, J. W. Ahn, "DITC of SRM Drive System Using 4-Level Converter", *Proceedings of ICEMS 2006*, Vol. 1, 2006, Nov. 21-23.



안진우(安珍雨)

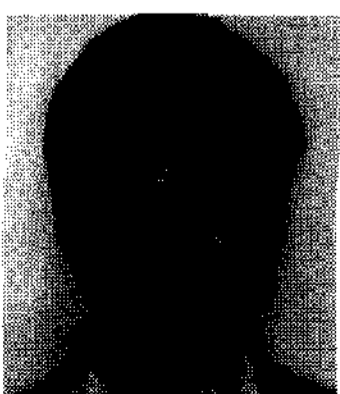
1958년생. 1984년 부산대 전기공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1995년 12월~1996년 2월 영국 글래스고우대 방문연구원. 1998년 8월~1999년 8월 미국 위스컨신대 방문교수. 2006년 7월~2007년 7월 미국 버니지아텍 방문교수. 1992년~현재 경성대 전기전자메카트로닉스 공학부 교수. 2005년~현재 차세대전동기기술연구센터장.

저 자 소 개



이동희(李東熙)

1970년 11월 11일생. 1996년 부산대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2002년~2005년 OTIS-LG 서보 R&D 선임연구원. 2005년~현재 경성대 전기전자메카트로닉스 공학부 조교수. 당 학회 편집위원.



Huijun Wang(王惠軍)

1980년 12월 5일생. 2003년 중국 심양공업대 전기공학과 졸업. 2006년 동 대학 전기공학과(석사). 2006년~현재 경성대 산업시스템 공학과 박사과정.