

# 순시 전압 제어방식을 이용한 스위치드 릴럭턴스 전동기의 토크 리플 저감

鄭善雄, 張都鉉, 崔圭夏

## Torque Ripple Minimization of Switched Reluctance Motor Using Instantaneous Voltage Control Method

Jeong Seon-Ung, Jang Do-Hyun, Choe Gyu-Ha

### 요약

본 논문에서는 스위치드 릴럭턴스 전동기의 토크 리플 또는 소음을 감소하기 위한 방법으로써 순시 전압제어방식을 제시하였다. 이 방식은 상 정류의 제곱의 합을 제어하여 토크 리플을 제거할 수 있다. 제안방식에 대해 해석하였으며, 이 방식의 이론적인 타당성을 입증시키기 위해 소프트웨어 패키지 ASCL에 의해 시뮬레이션하였다. 실험에 의해 SRM 토크 리플의 제거를 확인하였다.

### ABSTRACT

In this paper, instantaneous voltage control method is proposed to reduce the torque ripple or acoustic noise of switched reluctance motors. This method is based on the sum control of the square of the phase currents in proposed converter. A proposed prototype SRM drive circuit is given and its operation is analyzed. The experiments and simulations are performed to verify the capability of proposed principle.

**Key Words:** Instantaneous voltage control method, torque ripple, switched reluctance motor

## 1. 서론

최근 반도체 산업의 눈부신 발전과 각종 전력전자 기술의 발달로 고정자와 회전자 사이의 릴럭턴스 토크를 동력으로 하는 전동기구의 가변속 구동에 대한 관심이 증가하고 있는 추세이다. 특히, 전동기 구조가 간단하고 제작이 용이하며, 광범위한 속도 제어가 가능한 스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor: 이하 SRM이라 함)에 대한 관심이 다양한 응용 분야에서 고조되고 있다.<sup>1)2)3)</sup>

SRM은 비교적 간단한 제어 장치에 의해 직권형 직류전동기와 비슷한 속도-토크 특성을 얻을 수 있다. 또한, 유도 전동기에 비해 기계적으로 견고하고 자기적으로 구조가 간단하며, 기동 토크가 큰 장점이 있다. 효율 면에서 표준 유도전동기에 비해 7~8% 높고, 고효율 전동기에 비해 5% 정도 높은 반면 생산 가격이 상대적으로 낮아 경제적인 측면에서 유리하다.<sup>4)5)</sup>

그러나, 스위칭 여자 특성에 따른 가변 변수가 많아 안정적인

동작 특성을 갖기 어려우며, SRM 구조에 따른 인덕턴스의 변화를 고려하지 않을 경우 자기포화에 의한 릴럭턴스 변화, 전동기의 스텝 특성 및 기계적 특성에 의해 토크 리플이 커지는 단점이 있다.<sup>12)16)17)</sup>

본 논문에서는 비대칭 브리지형 컨버터와 동일한 동작 특성을 가지며 소자 수가 적은 (1.5n) 스위치 컨버터(n은 전동기의 상수)와, 상기 컨버터의 입력 전압을 순시적으로 제어하는 순시 전압 보상 회로로 구성된 SRM 컨버터를 사용하여 SRM에서 발생하는 토크 리플을 저감하고자 한다. 본 논문에서 제안한 이론의 타당성을 입증하기 위해 소프트웨어 패키지 ACSL를 이용하여 시뮬레이션을 실시하였으며, 실험에 의해 SRM 토크 리플의 제거를 확인하였다.

## 2. SRM의 기본 특성

### 2.1 SRM의 동특성 방정식

SRM은 회전자와 고정자 모두 이중 돌극형 구조로 되어 있으며, 회전자의 위치에 따라 공극이 변화함으로 자기 저항이 달라지게 된다. 이러한 자기 저항의 변화는 공극에 저장된 자기에너지의 변화를 초래하게 되고, 에너지 보존 법칙에 의해 자기 에너지 변화량만큼 기계적 에너지로 바뀌게 된다. 따라서, 회전자는 공극의 자기저항이 최소가 되는 방향으로 회전하게 된다. 이러한 SRM의 고정자 한 상에 대한 등가회로 전압방정식은 식 (1)과 같이 표현되며, 전기적 동특성 방정식과 기계적 동특성 방정식은 각각 식(2),(3)와 같이 표현된다.

$$V = Ri + \frac{d\lambda(L,i)}{dt} = Ri + i \frac{dL}{dt} + L \frac{di}{dt} = Ri + L \frac{di}{dt} + E \quad (1)$$

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L(\theta)}i + \frac{1}{L(\theta)}V - k(\theta) \omega \quad (2)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} [\sum_{j=1}^n k_j(\theta) i_j^2 - B_w - T_l] \quad (3)$$

2.2 인덕턴스

자기 포화, 히스테리시스 및 프링징(fringing) 효과를 무시하면, 회전자의 위치에 따른 인덕턴스의 변화는 그림 1과 같이 근사적으로 사다리꼴 형태를 갖는다. 즉, SRM의 인덕턴스는 회전자의 위치에 따라 크게 변화하며 고정자와 회전자의 극수와 극호(Pole-Arc)의 함수로 표현된다.

SRM 한 상의 인덕턴스 변화는 회전자의 위치 및 고정자와 회전자의 극호에 따라 식 (4)과 같이 4개의 구간으로 나누어진다.

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{\min} & -\theta_1 \leq \theta < 0 \\ L_{\min} + k\theta & 0 \leq \theta < \beta_s \\ L_{\max} & \beta_s \leq \theta < \beta_r \\ L_{\min} - k(\theta - \beta_r - \beta_s) & \beta_r \leq \theta < \beta_r + \beta_s \end{cases} \quad (4)$$

여기서,  $k = \frac{L_{\max} - L_{\min}}{\beta_s}$  : 인덕턴스 변화 기울기

2.3 토크

비선형 전기기계 시스템에서 전기적 토크는 회전자 위치 변화에 대한 코-에너지(co-energy)의 변화량으로 표현되며, 4상 8/6극 SRM의 경우 식 (5)와 같이 표현된다.

$$\tau(\theta, i) = \frac{\partial W'[\theta, i_a, i_b, i_c, i_d]}{\partial \theta} = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL(\theta)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{dL(\theta - 45^\circ)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{dL(\theta - 90^\circ)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_d^2 \frac{dL(\theta - 135^\circ)}{d\theta} \quad (5)$$

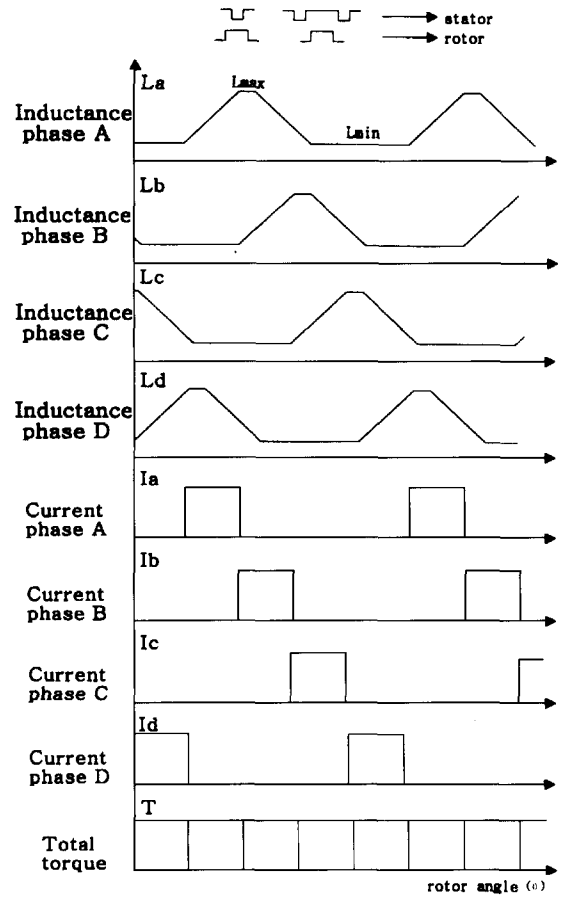


그림 1 4상 8/6극 SRM의 이상적인 인덕턴스의 프로파일, 각 상전류 및 총 토크

Fig. 1 Ideal inductance profiles, current waveform and total torque of 4-Phase 8/6 Pole SRM

여기서, 코-에너지는  $\lambda - i$  곡선 상에서 면적의 변위에 따른 증가율과 같으며, 식 (6)과 같이 표현된다.

$$W'[\theta, i_a, i_b, i_c, i_d] = \int_0^i \lambda(\theta, i) di \quad (6)$$

만약 고정자와 회전자간의 상호 인덕턴스가 없다고 가정하면, 토크는 상전류들의 제곱의 합과 인덕턴스의 변화 분의 곱인 식 (7)으로 표현된다.

$$\tau = \sum_{n=1}^4 \frac{1}{2} \frac{dL_n}{d\theta} \cdot i_n^2 \quad (n=1, 2, 3, 4) \quad (7)$$

여기서,  $L_n$ : n 번째 상의 인덕턴스.

식 (7)에서 알 수 있듯이, 회전자 위치에 대한 인덕턴스의

미분값  $dL_m/d\theta$ 에 의해 토크의 부호가 결정되고, 상전류들의 공급의 합에 의해 토크의 크기와 형태가 결정된다. 즉, 토크의 크기는 전류의 극성에는 무관하게 된다. SRM의 효율을 증가시키고 고속으로 사용하기 위해서는 정(+) 토크 성분은 최대가 되고, 부(-) 토크 성분은 최소화되어야 한다. 따라서, 일정한 방향으로 회전하는 정(+) 토크를 발생시키기 위해서는 인덕턴스가 증가하는 구간에서 전류가 인가되도록 하고, 인덕턴스가 감소하는 구간에서는 전류 값이 0이 되도록 하여 부(-) 토크가 발생되지 않도록 하여야 한다. 또한 토크 리플을 감소시키기 위해서는 입력전류가 펄스 파형과 같이 평활하게 유지하여야 한다. 그러나, 전동기의 전류는 그림 1과 같이 급격히 변화하지 않기 때문에 정(+) 토크와 부(-) 토크의 합이 최대가 되도록 제어할 필요가 있다.

### 3. 제안된 SRM 컨버터

본 논문에서는 상권선에 흐르는 전체 전류의 리플을 줄여 SRM의 토크 리플을 저감하기 위한 방법을 제안하였다. SRM 상권선에 인가되는 전압을 순시적으로 보상하여 SRM 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태의 전류에 근사하도록 하여 토크의 리플을 저감하도록한 것이다.

본 논문에서 제안한 컨버터는 다이오드 Dch와 스위칭 소자 Tch 및 추가 전원(V2)으로 이루어진 순시전압 보상회로를 (1.5n) 스위치 컨버터 앞단에 설치하였다. SRM 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태의 전류가 되도록 SRM 각각 상의 전류를 제어하여 합한 값과 기준 전류의 공급 값을 비교하여

전력용 스위칭 소자(Tch)를 단일 펄스 방식으로 턴 온/오프 시켜 컨버터에 입력되는 전압을 제어하였다. 이에 따라, 컨버터의 상전류가 구형파 형태와 근사해지며, 상권선에 흐르는 전류의 공급에 비례하여 발생하는 SRM의 토크 리플이 저감된다.

#### 3.1 SRM의 토크 리플 저감 원리

SRM의 상호 인덕턴스가 무시할 정도로 적다고 가정하면, SRM에서 발생하는 토크는 식 (7)과 같이 SRM의 각 상에 흐르는 전류들을 제어하여 합한 값에 비례한다. 따라서, SRM에서 발생하는 토크 리플을 저감시키기 위해서는 각 상의 전류를 제어하여 합한 값이 리플이 없는 일정 전류가 되도록 제어하여야 한다.

SRM의 한 상에 흐르는 전류는 식 (1)의 전압 방정식으로 부터 식 (8)과 같이 표현할 수 있다.

$$i = \frac{V - E}{R}(1 - e^{-t/\tau}) + i_0(t)e^{-t/\tau} \quad (8)$$

여기서,  $\tau = \frac{L(\theta)}{R}$ ,  $i_0$  : 초기 전류

식(8)에서 초기 전류가 거의 존재하지 않고 권선 저항이 일정하다면, SRM의 상전류는 인가전압 V와 역기전력 E와의 차에 비례하여 지수 함수적으로 변화한다. 따라서, SRM에 인가된 전압 V를 적절히 조절함으로써 상전류 제어가 가능하다.

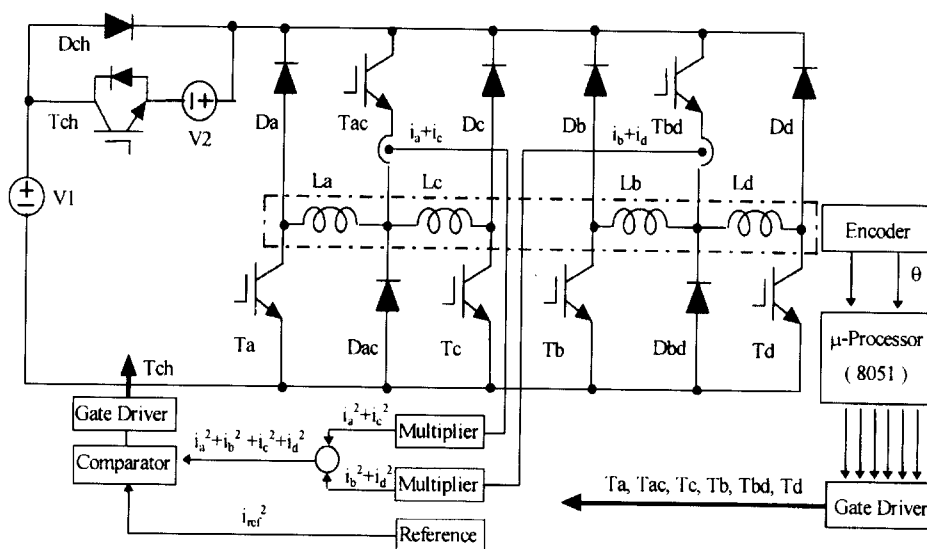


그림 2 제안된 SRM 컨버터의 전체 구성도  
Fig. 2 Block Diagram of Proposed SRM converter

### 3.2 제안 SRM 컨버터 제어 원리

본 논문에서 사용된 SRM 컨버터는 그림 2에 나타난 바와 같이, 1.5n 스위치 컨버터와, 상기 컨버터에 공급되는 전압을 순시적으로 제어할 수 있도록 순시전압 보상회로로 구성되어 있다. 또한, 제안 컨버터를 제어하기 위해 원칩 마이크로프로세서 8051을 사용하였다.

1.5n 스위치 컨버터는 A, C상과 B, D상이 각각 하나의 공통 스위치를 갖는 구조이며, SRM 각 상전류가 서로 중첩되지 않으므로 각 상에 흐르는 전류는 공통 스위치에 설치된 두 개의 전류 센서를 사용하여 구할 수 있다. 상기 전류 센서에 의해 얻어진 전류를 곱셈기에 입력시켜 더함으로써 각 상전류를 제공하여 합한 값을 얻을 수 있다.

컨버터의 공통 스위칭 소자 Tac를 통해 흐르는 A상과 C상 전류의 제공은 식 (9)과 같이 표현할 수 있으며, 공통 스위칭 소자 Tbd를 통해 흐르는 B상과 D상 전류의 제공은 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$(i_a + i_c)^2 = i_a^2 + 2 \times i_a i_c + i_c^2 = i_a^2 + i_c^2 \quad (9)$$

$$(i_b + i_d)^2 = i_b^2 + 2 \times i_b i_d + i_d^2 = i_b^2 + i_d^2 \quad (10)$$

여기서,

$$i_a \times i_c = i_b \times i_d = 0 \quad (11)$$

따라서, 각 상에 흐르는 전류를 제공하여 합한 값 ( $i_{total}^2$ )은 식(9)과 식(10)을 더한 값으로써 식(12)과 같이 표현된다.<sup>[8]</sup>

$$i_{total}^2 = i_a^2 + i_b^2 + i_c^2 + i_d^2 \quad (12)$$

식 (12)의 전류가 일정하다면 식(7)과 같이 총토크에 비례하게 된다. 따라서 일정한 상전류를 유지하기 위해서는 식 (12)과 같이 표현되는 전류값 ( $i_{total}^2$ )과 기준 전류를 제공한 값 ( $i_{ref}^2$ )을 비교하여 기준 전류를 제공한 값이 식 (12)과 같이 표현되는 전류값 ( $i_{total}^2$ )보다 낮은 값을 가지면, 전원 V1과 전원 V2의 합성 전압(V1+V2)이 상권선에 인가되도록 하였다. 반대로, 기준 전류를 제공한 값이 식 (12)과 같이 표현되는 전류값 ( $i_{total}^2$ )보다 큰 값을 가지면, 전원 V1의 전압(V1)이 상권선에 인가되도록 하였다.

### 3.3 제안 SRM 컨버터의 동작 원리 및 동작 해석

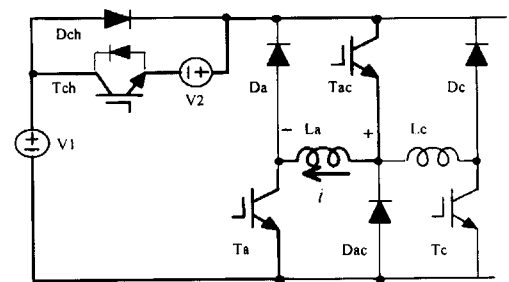
본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 동작 원리를 살펴보면 다음과 같다.

먼저, 1.5n 스위치 컨버터의 동작 원리를 살펴보면 다음과 같다. 그림 3(a) 또는 그림 3(b)와 같이, A상과 C상의 공통

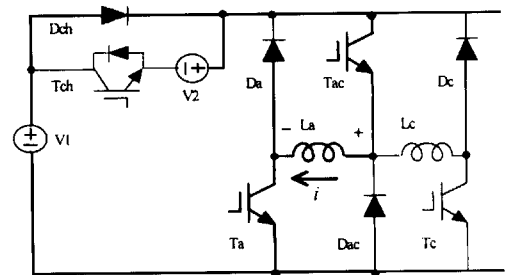
스위치 Tac와 A상 스위치 Ta를 동시에 턴온시켜 A상 권선에 일정 전압이 인가되도록 하면 SRM 상권선에는 식(8)과 같은 전류가 흐르는 여자 모드가 된다.

일정 도통각 동안 상권선에 전압을 인가한 후 스위치 Tac와 Ta를 동시에 턴오프시키면 그림 3(c)와 같이, A상 권선에 충전된 에너지가 다이오드 Dac와 Da를 통해 전원측으로 환원되는 환류 모드가 형성된다. 그림에서 A상 권선에 흐르는 전류는 동일한 방향을 갖지만 A상 권선에는 음(-)의 전압이 인가되어 에너지가 전원측으로 환원된다. 이에 따라, A상 권선에 흐르는 전류가 빠르게 감소하게 된다. 이와 동일한 방법으로 다음 상을 동작시키면 회전자가 지속적으로 토크를 받아 회전하게 된다.

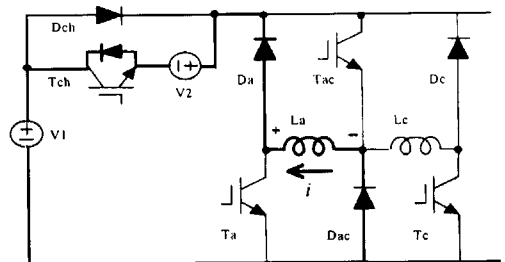
이어서, 상권선에 흐르는 각각의 전류를 제공하여 합한 값이 일정 전류가 되도록 제어할 때 순시 토크의 리플을 감소시킬 수 있다. 순시전압 보상회로의 동작을 그림 3의 회로와 그



(a) 여자 모드 (Mode I, Mode IV)



(b) 여자 모드 (Mode II, Mode III)



(c) 감자 모드 (Mode V, Mode VI)

그림 3 제안된 SRM 컨버터의 동작 원리  
Fig. 3 Operation Principle of Proposed SRM Converter

림4의 SRM의 상전압과 상전류를 참조하여 한 상에 대한 동작 모드를 살펴보면 다음과 같다.

**[Mode I]**

상권선에 흐르는 각각의 전류를 제공하여 합한 값이 기준 전류의 제공 값보다 작으면 그림 3(a)와 같이 스위칭 소자 Tch를 턴-온시켜서 전원 V1과 전원 V2의 합성 전압(V1+V2)이 A상 권선에 인가되도록 한다. 따라서 상권선에 흐르는 전류는 그림4와 같이 증가하게 되어 된다. 이때, 다이오드 Dch는 전원 V2의 전압(V2)에 의해 턴오프된다. 초기 전류가 거의 존재하지 않으며, 인덕턴스는 서서히 변화함으로 역기전력은 무시할 수 있다. 이때, A상 권선에 흐르는 전류는 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$V1 + V2 = R i_1 + L \frac{di_1}{dt} + E$$

$$i_1(t) = \frac{V1 + V2 - E}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (13)$$

여기서,  $\tau = \frac{L(\theta)}{R}$

**[Mode II]**

상권선에 흐르는 전류를 제공하여 합한 값이 기준전류 제공 값보다 큰 값을 가지면, 그림 3(b)와 같은 스위칭 소자 Tch를 턴오프시켜서 전원 V1의 전압(V1)이 다이오드 Dch를 통해 A상 권선에 인가되도록 한다. 이와 같이 상권선에 인가되는 전압을 감소시킴에 따라 상권선에 흐르는 전류의 상승 기울기가 변화하게 된다. 그러나, 인덕턴스 변화가 거의 없으므로 역기전력은 무시할 수 있다. 따라서, A상 권선에 흐르는 전류는 식 (14)과 같이 표현할 수 있다.

$$V1 = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + E$$

$$i_2(t) = \frac{(V1 - E)}{R} (1 - e^{-t_2/\tau}) + i_{02}(t) \quad (14)$$

여기서,  $i_{02}(t) = i_1(t_1)$

**[Mode III]**

인덕턴스 변화가 없는 구간에서 상권선에 전원 V1의 전압(V1)을 인가한 경우 상권선에 흐르는 전류는 식 (14)와 같이 낮은 기울기를 가지며 지수 함수적으로 증가한다. 그러나, 인덕턴스 증가 구간에서 상권선에 인가된 전원 V1의 전압(V1)보다 인덕턴스 변화에 의해 발생된 역기전력 E이 크면, 상전류가 지수 함수적으로 감소하게 된다. 이때, 상전류를 제공한 값이 기준 전류의 제공 값보다 크면 상권선에 전원 V1의 전

압(V1)만을 인가한다. 따라서, A상 권선에 흐르는 전류는 식 (15)과 같이 표현할 수 있다.

$$V1 = R i_3 + L \frac{di_3}{dt} + E$$

$$i_3(t) = \frac{V1 - E}{R} (1 - e^{-t_3/\tau}) + i_{03}(t) \quad (15)$$

여기서,  $i_{03}(t) = i_2(t_2)$ ,  $E = \omega i \frac{dL}{d\theta}$

**[Mode IV]**

만약 상권선에 흐르는 전류를 제공하여 합한 값이 기준 전류의 제공 값보다 작아지면, 그림 3(a)와 같이 스위칭 소자 Tch를 턴온시켜 전원 V1과 전원V2의 합성 전압(V1+V2)이 상권선에 인가되도록 한다. 따라서 SRM에서 발생하는 역기전력보다 상권선에 인가된 전압이 더 커지게 되어 상전류가 다시 증가하게 된다. 이와 같은 방법에 의해 상전류를 일정하게 제어할 수 있다. 이때, A상 권선에 흐르는 전류는 식 (16)과 같이 표현할 수 있다.

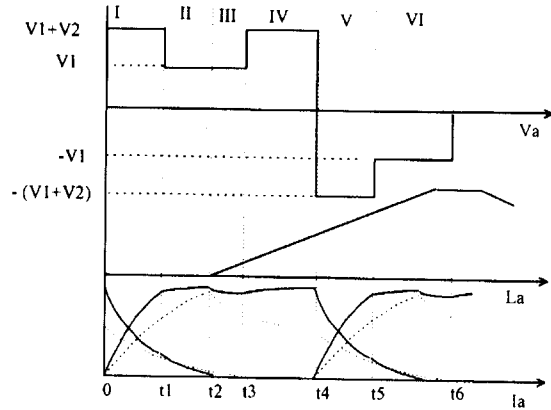


그림 4 제안 SRM 컨버터의 상전류와 상전압  
Fig. 4 Phase Current & Phase Voltage of Proposed SRM Converter

$$V1 + V2 = R i_4 + L \frac{di_4}{dt} + E$$

$$i_4(t) = \frac{V1 + V2 - E}{R} (1 - e^{-t_4/\tau}) + i_{04}(t) \quad (16)$$

여기서,  $i_{04}(t) = i_3(t_3)$

**[Mode V]**

그림 3(c)와 같이, 스위칭 소자 Tac와 Ta를 턴오프시키면 A상 권선에는 전원 V1과 V2의 합성 전압(V1+V2)이 역으

로 인가되고, 전류는 동일한 방향으로 흘러 A상 권선에 충전된 에너지는 다이오드 Dch와 Da 및 스위칭 소자 Tch내의 다이오드를 통해 전원측으로 환원된다. 이때, A상 권선에 흐르는 전류는 식 (17)과 같이 표현할 수 있다.

$$-(V1+V2) = R i_5 + L \frac{di_5}{dt} + E$$

$$i_5(t) = \frac{-(V1+V2+E)}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + i_{05}(t) \quad (17)$$

여기서,  $i_{05}(t) = i_4(t_4)$

**(Mode VI)**

SRM의 다음 번째 상을 제어하기 위해 스위칭 소자 Tch를 턴오프시키면 A상 권선에는 전원 V1의 전압(V1)이 역으로 인가되고, A상 권선에 충전된 에너지는 다이오드 Dch와 Da 및 스위칭 소자 Tch내의 다이오드를 통해 전원측으로 환원된다. 이때, A상 권선에 흐르는 전류는 식 (18)과 같이 표현되며 일정 시간후에 영(0)이 된다.

$$-V1 = R i_6 + L \frac{di_6}{dt} + E$$

$$i_6(t) = \frac{-(V1+E)}{R} (1 - e^{-t/\tau}) + i_{06}(t) \quad (18)$$

여기서,  $i_{06}(t) = i_5(t_5)$

**4. 시뮬레이션 결과**

SRM의 상권선에 흐르는 전류가 구형파와 유사한 형태가 되도록 SRM 컨버터의 입력 전압을 순시적으로 제어함에 따라 SRM에서 발생하는 토크 리플이 저감됨을 입증하기 위해 시뮬레이션을 실시하였다. 여기서, 시뮬레이션은 시뮬레이션 패키지 ACSL를 사용하였으며, 시뮬레이션에서 사용된 스위칭 소자와 다이오드는 이상적이고 소자의 전압강하와 역누설 전류는 무시할 정도로 작다고 가정하였다.

그림 5는 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 상전압, 상전류, 인덕턴스 변화 및 토크를 나타낸 것이다. 초기 상권선에 인가된 전압을 증가시킴(V1+V2)에 따라 전류는 크게 증가한다. 상전류가 일정한 기준 전류 값을 유지하도록 하기 위해 인가 전압을 다시 감소시키고(V1), 일정 시간후 인덕턴스 증가 구간에서 인가 전압을 다시 증가시켜(V1+V2), 역기전력에 의해 상권선에 흐르는 전류가 감소되는 것을 보았다.

따라서, 상권선에 흐르는 전류가 구형파와 유사한 형태로 변화하게 되며, SRM에서 발생하는 토크도 역시 구형파와 유사한 형태로 변한다.

그림 6은 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 상 전류 및 순시 토크를 보여주고 있다. SRM의 상권선에 흐르는 전류가 구형파와 유사한 형태가 됨에 따라 각 상에 흐르는 전체 전류의 리플이 감소됨을 보여 주고 있다. 이에 따라, SRM의 상권선에 흐르는 전류의 제곱에 비례하여 발생하는 토크 리플이 저감됨을 알 수 있다.

**5. 실험 결과**

본 논문에서는 제안한 순시전압제어방식에 의한 SRM 컨버터가 토크 리플을 저감함을 보이기 위해 제안 컨버터 및 기존의 비대칭 브리지형 SRM 컨버터의 상전압, 상전류를 측정하였다. 고속시 순시 토크의 측정이 어려우므로 본 논문에서는 식(7)을 기본으로 하여 상전류의 리플을 저감한다면 토크 리플이 저감된다고 가정한다. 또한, 각각의 SRM 컨버터에서 발생하는 소음을 FFT 비교 분석하여 제안 방식의 토크 리플이 정적 4상 8/6극 기준 방식보다 토크 리플 또는 소음이 저감되었음을 보여주었다. 제안된 SRM 컨버터의 모델 전동기는 1.2 hp, 8/6 SRM이며, 전력용 반도체 소자는 Semikron

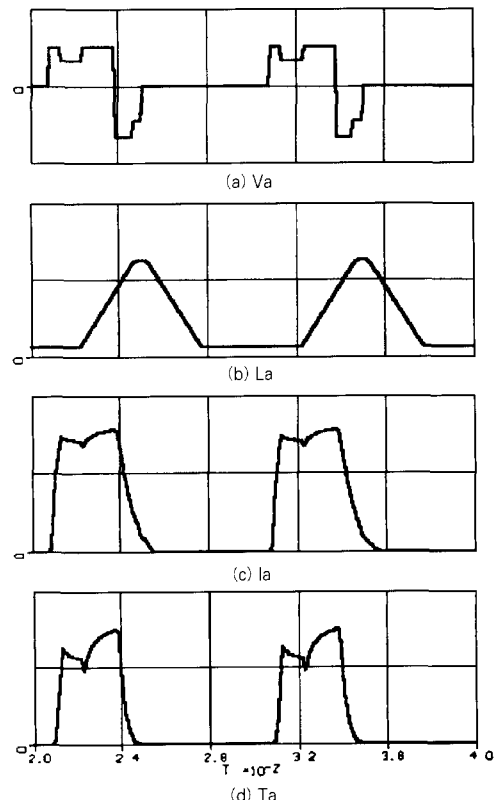


그림 5 제안 SRM 컨버터의 상전압, 상전류, 인덕턴스 변화 및 순시토크  
Fig. 5 Phase Voltage, Phase Current, Inductance, Torque of Proposed Converter

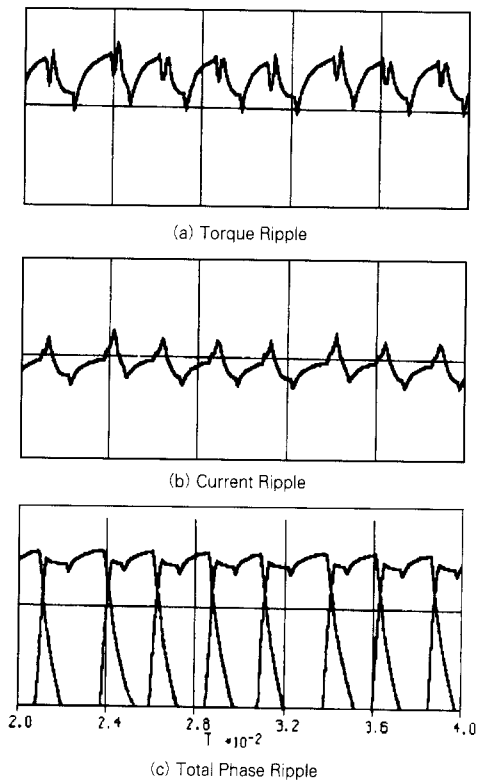


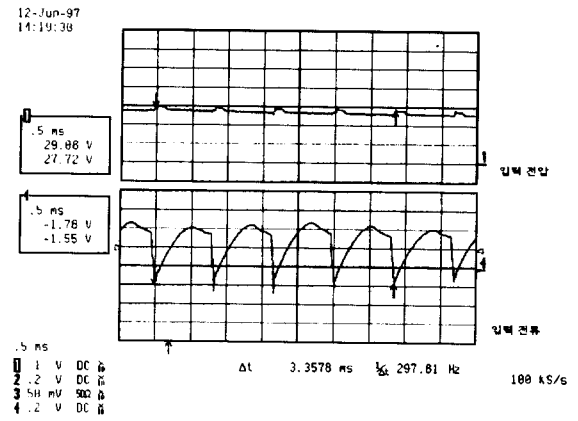
그림 6 제안 SRM 컨버터의 각 상 전류, 전류 맥동 및 토크 맥동  
 Fig. 6 Phase Current, Current Ripple and Torque Ripple of Proposed Converter

사의 IGBT를 사용하였다.

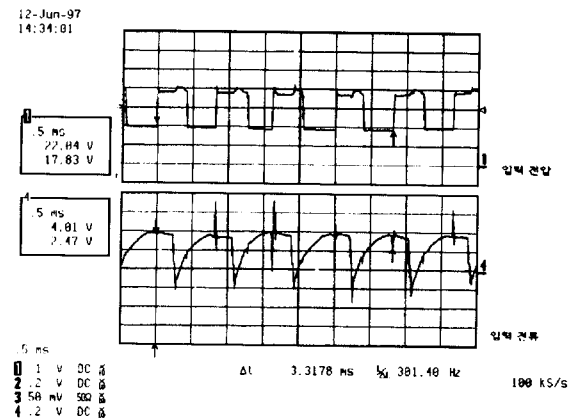
그림 7은 SRM이 3000 rpm으로 회전할 때, 비대칭 브리지형 컨버터와 본 논문에서 제안한 컨버터의 입력 전압과 입력 전류를 나타낸 것이고, 그림 8은 비대칭 브리지형 SRM 컨버터와 제안 SRM 컨버터의 상권선에 인가된 상전압과 상전류를 나타낸 것이다. 또한, 그림 9는 SRM에 흐르는 전체 전류와 전류 맥동을 나타낸 것이고, 그림 10은 각각의 SRM 컨버터에서 발생하는 소음을 측정하여 FFT 분석한 파형을 나타낸 것이다. 본 논문에서 제안된 SRM 컨버터의 입력 전압을 그림 7과 같은 펄스 형태로 SRM 컨버터에 인가함에 따라 그림 8 또는 그림 9과 같이 SRM의 상전류는 구형파와 유사한 형태가 되었으며, 전류 리플은 감소되었다. 또한, 그림 10과 같이 제안 SRM 컨버터를 구동함에 따라 SRM에서 발생하는 소음이 상당량 감소되었다.

### 6. 결 론

본 논문은 상권선에 인가되는 전압을 순시적으로 보상하여 SRM 상권선에 흐르는 전류가 구형파형으로 하고 더불어 전



a) 비대칭 브리지형 컨버터(10V/Div, 1A/Div)



b) 제안된 SRM 컨버터 (10V/Div, 1A/Div)

그림 7 SRM 컨버터의 입력 전압, 입력 전류  
 Fig. 7 Input Voltage, input current of SRM converter (3000 rpm)

체 전류의 리플을 줄여 SRM의 토크 리플을 저감하기 위한 방식을 제안한 것이다.

본 논문에서는 SRM에서 발생하는 토크 리플을 저감시키기 위해 다이오드(Dch)와, 전력용 스위칭 소자(Tch) 및 추가 전원(V2)으로 구성된 순시전압 보상회로를 (1.5n) 스위치 컨버터 앞단에 설치하여 SRM의 상전류가 구형파가 되도록 스위칭 소자 Tch를 턴 온/오프시켜 컨버터의 인가 전압을 제어하였다.

본 논문에서 제안한 방식에 의해 SRM 컨버터에 인가되는 전압을 순시적으로 보상함에 따라, 여자 구간에서 SRM의 전류 상승 기울기를 증가시켰으며, 인덕턴스가 증가하는 구간에서 역기전력에 의해 감소하는 전류를 일정 전류가 되도록

보상하였다. 또한, 인덕턴스 감소 구간에서 상전류가 흐를 경우, 역토크가 발생하는 것을 방지하기 위해 SRM에 역전압을 인가하여 상전류가 빠른 시간 내에 감소하도록 하였다.

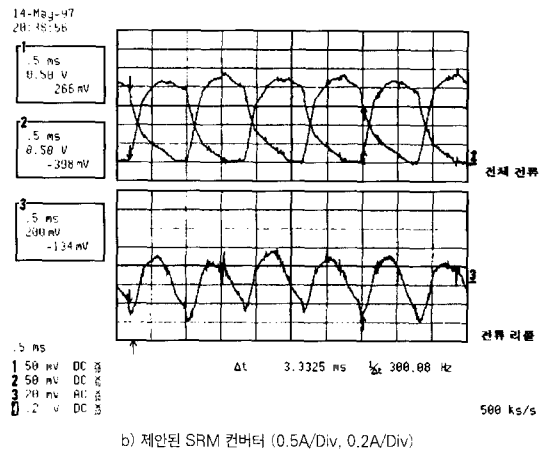
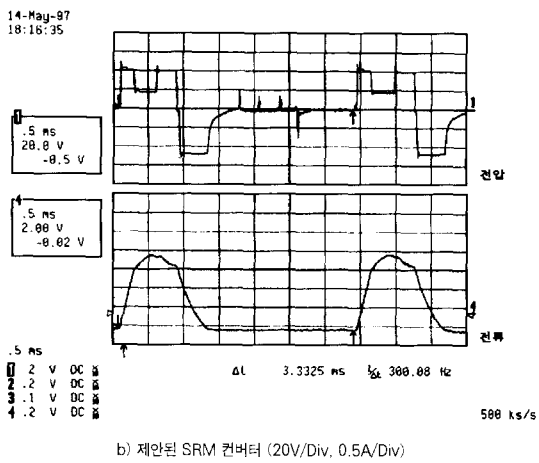
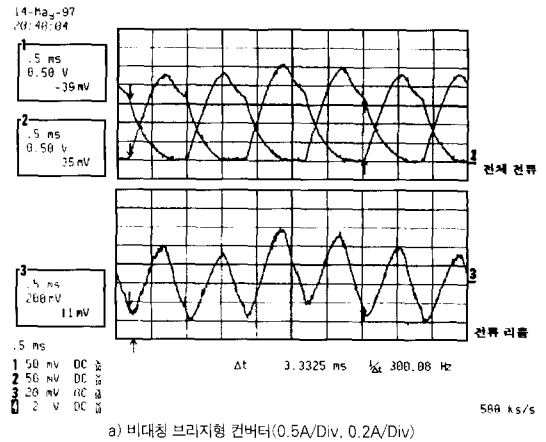
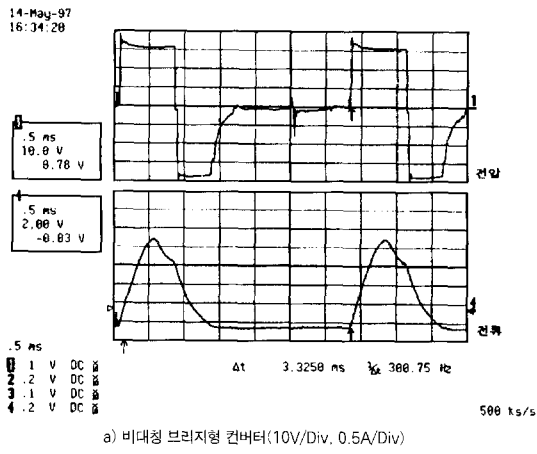


그림 8 SRM 컨버터의 상전압, 상전류(3000 rpm)  
Fig. 8 Phase voltage, phase current of SRM converter (3000 rpm)

그림 9 SRM 컨버터의 전체 전류, 전류 리플(3000 rpm)  
Fig. 9 Total current, current ripple of SRM converter (3000 rpm)

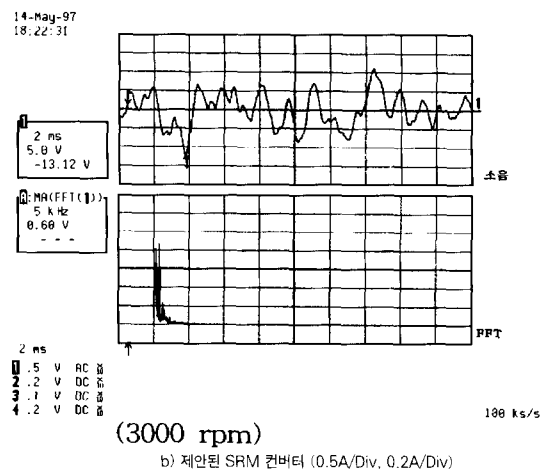
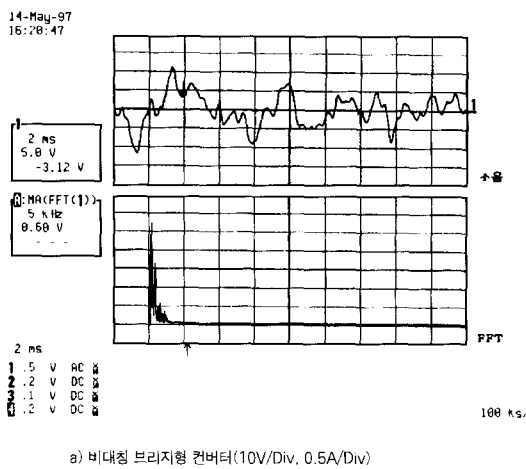


그림 10 SRM 컨버터의 소음, FFT  
Fig. 10 Acoustic noise, FFT of SRM converter(3000 rpm)



동일한 어드밴스 각과 회전속도의 비대칭 브리지형 SRM 컨버터에 비해 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터에서 발생하는 소음이 약 1.5 dB정도 작게 발생하였다.

또한, 저속에서 주로 사용하는 초핑 제어 방법은 스위칭 주파수가 높으나 제안 방식은 SRM 컨버터에 인가되는 전압을 순시적으로 보상함으로써 스위칭 주파수를 줄일수 있으며 따라서 스위칭 손실을 저감이 가능하다.

그러나, 두 개의 전원이 필요하고, 하나의 공동 스위치가 증가함에 따라 컨버터 제작비용이 증가한다. 따라서, 제안 방식에 의한 SRM 컨버터는 대형 고속용 SRM 컨버터에 적합한 것으로 사료된다.

### 참고 문헌

- [1] J. Lawrenson, J. M. Stenphenson, P. T. Blenkinsop, J. Corda and N. N. Fulton. "Variable Speed Switched Reluctance Motors", Proc. of IEEE, pp.253~256, vol. 127, July 1980.
- [2] J. E. Miller, "Switched Reluctance Motors and Their Control", Oxford University press, 1993
- [3] H. K. Bae, R. Krishnan "A Study of Current Controllers and Development of a Novel Current Controller for High Performance SRM Drives" IEEE IAS, pp.68~75, Oct 1996.
- [4] Richard C. Kavanagh, John M. D. Murphy, Michael G. Egan "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Drives using Self-Learning Techniques", IECON'91, pp.289~294, 1991.
- [5] H. Moghbelli, G. E. Adams, R. G. Hoft "Performance of a 10-Horsepower Switched Reluctance Motor and Comparison with Induction Motors" IEEE IAS 27, no.3 pp.531~538, 1991.
- [6] Julio C. Moreira "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors via Bi-cubic Spline Interpolation", IEEE-IAS Conf. Rec., pp.851~856, 1992.
- [7] M. O. Bilgic, V. Ozbulur, A. sabanovic "Torque Ripple Minimization of a Switched Reluctance Motor" Applied Power Electronics Conference, APEC'95, Dallas, 1995.

### < 저 자 소 개 >



#### 정선웅(鄭善雄)

1967년 7월 3일생. 1994년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 졸업(석사). 현재 현대중공업 재직



#### 장도현(張都鉉)

1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1993년~1994년 미국 Texas A&M univ. 객원교수. 현재 호서대 전기공학과 교수. 당학회 편집위원.



#### 최규하(崔圭夏)

1978년 서울대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 Oregon State univ. 객원교수. 현재 건국대 전기공학과 교수. 당학회 재무이사.