전력전자학술대회 논문집 1997. 7. 17-19 전력전자학회

순시 전압 조정 방식에 의한 스위치드 릴럭턴스 전동기의 토크 리플 저감

鄭 善 雄* 張 都 鉉** 崔 圭 夏*
* 건국대학교, ** 호서대학교

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

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

* Dept of Electrical Eng.
Kon-Kuk University

** Dept of Electrical Eng.
Hoseo University

Abstract -In this paper, Instantaneous voltage control method is proposed to reduce the torque ripple of a switched reluctance motor. 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 it's operation is analyzed. The experiments and simulations are performed to verify the capability of proposed principle.

Ⅰ. 서 론

최근 반도체 산업의 눈부신 발전과 각종 전력 전자 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 서보 기기, 전기 자동차, 제트 엔진의 기동 발전기 등과 같은 고기능 응용 분야 및 다양한 응용 분야에서 고조되고 있다[1][2][3].

SRM은 비교적 간단한 제어 장치에 의해 직류 전동기와 같은 속도-토크 특성을 얻을 수 있는 전동기로, 유도 전동기에 비해 기계적으로 견고하고 자기적으로 구조가 간단하며, 기동 토크가 큰 장점이 있다. 또한, 효율 면에서 표준 유도전동기에 비해 7~8% 높고, 고효율 전동기에 비해 5% 정도 높은 반면 생산 가격이 상대적으로 낮아 경제적인 측면에서 유리하다[4][5][6]. 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[2][7][8].

본 논문에서는 비대칭 브리지형 컨버터와 동일한 동작 특성을 가지며 소자수가 적은 (1.5n) 스위치 컨버터(n은 전동기의 상수)와, 상기 컨버터의 입력 전압을 순시적으로 제어하는 순시전압 보상 회로로 구성된 SRM 컨버터를 사용하여 SRM에서 발생되는 토크 리플을 저감하고자 한다. 본 논문에서 제안한 이론의 타당성을 입증하기 위해 ACSL를 이용하여 시뮬레이션을 실시하였으며, SRM 컨버터를 제작하여 실험을 실시하였다.

Ⅱ. SRM의 기본 특성

2.1 SRM의 동특성 방정식

SRM은 회전자와 고정자 모두 이중 돌극형 구조로 되어 있으며, 회전자의 위치에 따라 공극이 변화함으로 자기저항이 달라지게 된다. 이러한 자기저항의 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 고

정자 한 상에 대한 등가회로 전압방정식은 식 (1)과 같이 표현되며, 전기적 동특성 방정식과 기계적 동특성 방정식은 각각 식 (2),(3)와 같이 표현된다.

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

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

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}\left[\sum_{j=1}^{n} k_j(\theta)\, i_j^2 - B\omega - T_j\right] \qquad (3)$$

2.2 인덕턴스

자기포화, 히스테리시스 및 프린징(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.

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

여기서,

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

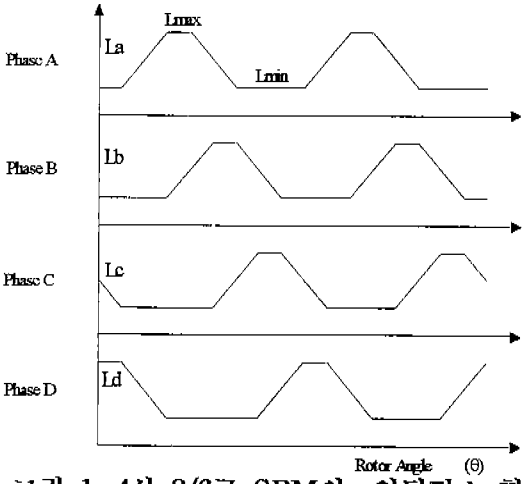


그림 1. 4상 8/6극 SRM의 인덕턴스 형상

Fig 1. Inductance Profiles of 4-Phase 8/6 Pole SRM

2.3. 토크

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

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

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

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

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

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

여기서,

L_n : n 번째 상의 인덕턴스.

식 (7)에서 알 수 있듯이, 회전자 위치에 대한 인덕턴스의 미분값 $\frac{dL_n}{d\theta}$에 의해 토크의 부호가 결정되고, 상전류들의 제곱의 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, 인덕턴스가 증가하는 구간에서 큰 전류가 인가되도록 하고, 인덕턴스가 감소하는 구간에서는 전류 값이 0이 되도록 하여 부(-) 토크가 발생되지 않도록 하여야 한다. 그러나, 전동기의 전류가 급격히 변화하지 않음으로 전체적인 토크가 최대가 되는 즉, 정(+) 토크와 부(-) 토크의 합이 최대가 되도록 제어할 필요가 있다.

III. 제안된 SRM 컨버터

본 논문은 SRM의 토크 맥동 저감에 관한 것으로, 보다 상세하게는 SRM의 상권선에 흐르는 전체 전류의 맥동을 줄여 SRM의 토크 맥동을 저감하기 위해 방법으로, SRM 상권선에 인가되는 전압을 단일 펄스 방식에 의해 순시적으로 보상하여 SRM 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태의 전류가 되도록 하는 방법에 관한 것이다.

본 논문에서는 다이오드(Dch)와, 전력용 스위칭 소자(Tch) 및 추가 전원(V2)으로 이루어진 순시전압 보상회로를 (1.5n) 스위치 컨버터 앞단에 설치하여 SRM 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태의 전류가 되도록 SRM 상권선에 흐르는 각각의 상전류를 제곱하여 합한 값과 기준 전류의 제곱 값을 비교하여 전력용 스위칭 소자(Tch)를 단일 펄스 방식으로 턴온-오프시켜 SRM 컨버터에 입력되는 전압을 제어하였다. 이에 따라, SRM 컨버터의 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태가 되었으며, 상권선에 흐르는 전류의 제곱에 비례하여 발생하는 SRM의 토크 맥동이 저감되었다. 또한, 토크 맥동과 더불어 SRM에서 발생하는 소음이 줄어들었다.

여기서, SRM 컨버터 각 상에 흐르는 전류가 서로 중첩되지 않으므로 두 개의 전류 센서에 의해 각 상에 흐르는 전류를 검출하였으며, SRM 상권선에 흐르는 전류의 제곱 값은 곱셈기(Multiplier)를 이용하여 얻었다.

3.1 SRM의 토크 리플 저감 원리

SRM의 상호 인덕턴스가 무시할 정도로 적다고 가정하면, SRM에서 발생되는 토크는 식 (7)에 나타난 바와 같이, SRM의 각 상에 흐르는 전류들을 제곱하여 합한 값에 비례한다. 따라서, SRM에서 발생되는 토크 맥동을 줄이기 위해 SRM 각 상에 흐르는 상전류를 각각 제곱하여 합한 값이 맥동이 없는 일정 전류가 되도록 제어하여야 한다.

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

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

여기서,

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

식 (8)에서 보는 바와 같이, 초기 전류가 거의 존재하지 않고 권선 내부저항(R)이 일정하다면, SRM의 상권선에 흐르는 전류는 SRM에 인가되는 전압(V)과 역기전력 (E)차이에 비례하여 지수함수적으로 변화한다. 따라서, SRM에 인가된 전압(V)을 적절히 조절함으로써 SRM의 상권선에 흐르는 전류를 제어 가능하다.

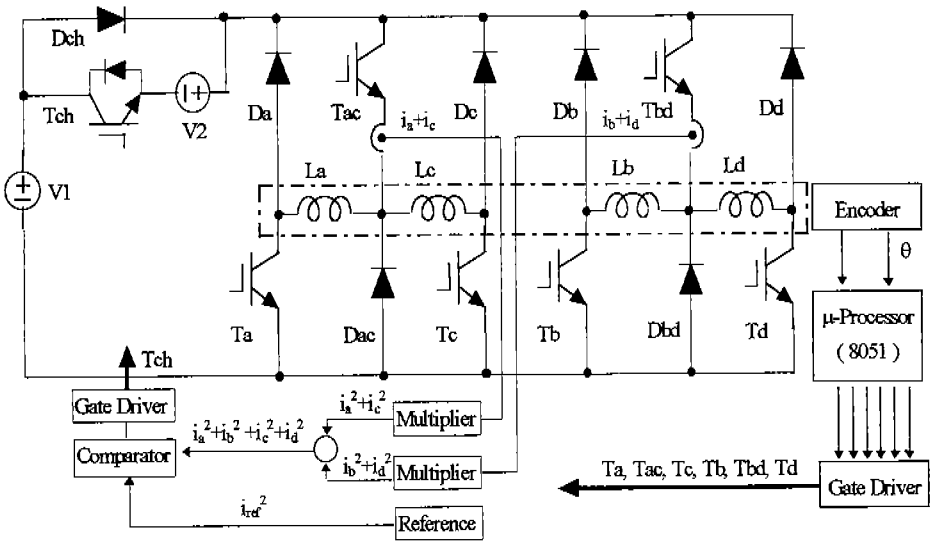


그림 2 제안된 SRM 컨버터의 전체 구성도

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 되어있는 순시전압 보상회로로 구성되어 있으며, SRM의 속도 제어를 위해 원칩 마이크로 프로세서 8051을 사용하였다.

(1.5n) 스위치 컨버터는 비대칭 브리지형 SRM 컨버터와 동일한 특성을 갖는 컨버터로, A, C상과 B, D상이 각각 하나의 공통 스위치를 갖는 구조로 되어 있어 SRM 각 상에 흐르는 전류가 서로 중첩되지 않으므로 (1.5n) 스위치 컨버터 각 상에 흐르는 전류를 얻기 위해 두 개의 전류 센서를 사용하였다. 상기 전류 센서에 의해 얻어진 전류를 곱셈기에 입력시켜 더함으로써 SRM 각 상 권선에 흐르는 전류를 제곱하여 합한 값을 얻었다.

(1.5n) 스위치 컨버터의 공통 스위칭 소자 (Tac)를 통해 흐르는 A상과 C상 전류의 제곱은 식 (9)과 같이 표현할 수 있으며, 공통 스위칭 소자 (Tbd)를 통해 흐르는 B상과 D상 전류의 제곱은 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$(i_a+i_c)^2=i_a^2+2*i_a\ i_c+i_c^2=i_a^2+i_c^2 \qquad (9)$$

$$(i_b+i_d)^2=i_b^2+2*i_b\ i_d+i_d^2=i_b^2+i_d^2 \qquad (10)$$

여기서,

$$i_a*i_c=i_b*i_d=0 \qquad (11)$$

따라서, SRM 각 상에 흐르는 전류를 제곱하여 합한 값(i_{total}^2)은 식 (9)과 식 (10)을 더한 값으로 식 (12)과 같이 표현된다[8].

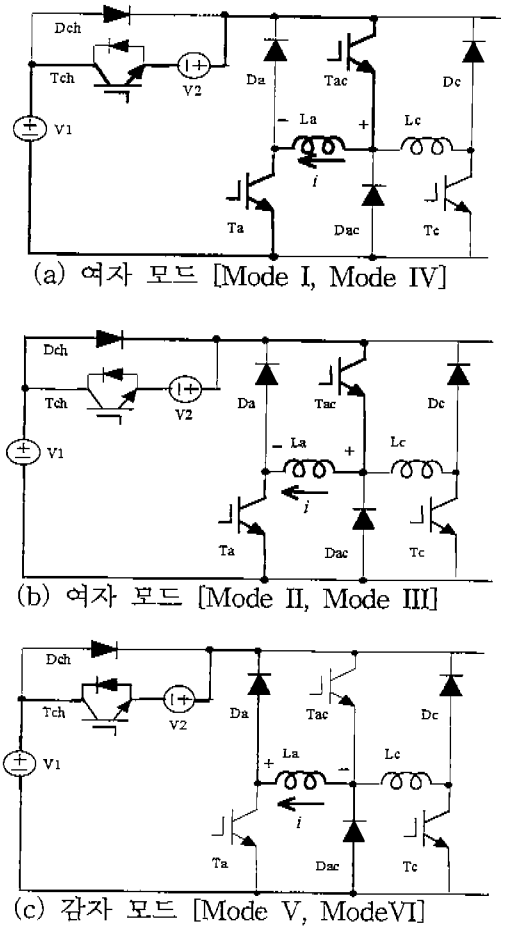
$$i_{total}^2=i_a^2+i_b^2+i_c^2+i_a^2 \qquad (12)$$

식 (12)가 맥동이 없는 일정 전류가 되도록 하기 위해서 식 (12)과 같이 표현되는 전류값(i_{total}^2)과 기준 전류를 제곱한 값(i_{ref}^2)을 서로 비교하여 기준 전류를 제곱한 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 제곱한 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)에 나타난 것과 같이, A상과 C상의 공통 스위치 (Tac)와, A상 스위치(Ta)가 동시에 턴-온시켜 A상 권선에 일정 전압이 인가되도록 하면 SRM 상 권선에는 식 (8)에 표현된 것과 같은 전류가 흐르는 여자 모드가 된다.



(a) 여자 모드 [Mode I, Mode IV]

(b) 여자 모드 [Mode II, Mode III]

(c) 감자 모드 [Mode V, ModeVI]

그림 3. 제안된 SRM 컨버터의 동작 원리

Fig 3. Operation Principle of Proposed SRM Converter

일정 도통각 동안 상권선에 전압을 인가한 후 스위치(Tac)와 (Ta)를 동시에 턴-오프시키면 그림 3(c)에 나타난 것과 같이, A상 권선에 충전된 에너지가 다이오드(Dac)와 (Da)를 통해 전원측으로 환원되는 감자 모드가 된다. 그림 3(c)에서 보는 바와 같이, A상 권선에 흐르는 전류는 동일한 방향을 갖지만 A상 권선에 인가된 전압은 양(+)의 전압에서 음(-)의 전압으로 바뀌게되어 에너지가 전원측으로 환원된다. 이에 따라, A상 권선에 흐르는 전류가 빠르게 감소하게 된다.

이와 동일한 방법으로 다음 번째 상을 동작시키면 회전자가 지속적으로 토크를 받아 회전하게 된다.

이어서, SRM 상권선에 흐르는 각각의 전류를 제곱하여 합한 값이 리플이 없는 일정 전류가 되도록 제어할 때 순시전압 보상회로의 동작을 그림 3과, SRM의 상전압과 상전류를 나타낸 그림 4를 참조하여 SRM의 한 상에 대하여 살펴보면 다음과 같다.

[Mode I]

SRM의 상권선에 흐르는 전류는 그림 4과 같은 형태를 가짐으로 상권선에 흐르는 각각의 전류를 제곱하여 합한 값이 기준 전류의 제곱 값보다 낮으면, 그림 3(a)에 나타난 것과 같이, 전력용 스위칭 소자 (Tch)를 턴-온시켜서 전원 V1과 전원 V2의 합성 전압(V1+V2)이 A상 권선에 인가되도록 한다. 그러면 상권선에 흐르는 전류의 상승 기울기가 증가하게 된다. 이때, 다이오드(Dch)는 전원 V2의 전압(V2)에 의해 턴-오프된다. 초기 전류가 거의 존재하지 않으며, 인덕턴스는 서서히 변화함으로 역기전력은 무시할 수 있다. 이때, SRM의 A상 권선에 흐르는 전류는 식 (13)과 같이 표현된다.

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

$$i_1(t) = \frac{V1+V2-E}{R}(1-e^{-t_1/\tau}) \qquad (13)$$

여기서, $\tau = \frac{L(\theta)}{R}$

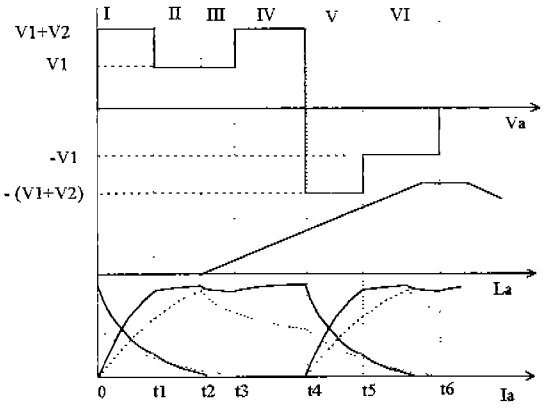


그림 4 제안 SRM 컨버터의 상전류와 상전압

Fig 4. Phase Current &Phase Voltage of Proposed SRM Converter

[Mode II]

SRM 상권선에 흐르는 전류를 제곱하여 합한 값이 기준전류 제곱 값보다 큰 값을 가지면, 그림 3(b)에 나타난 바와 같이 전력용 스위칭 소자 (Tch)를 턴-오프시켜서 전원 V1의 전압(V1)이 다이오드(Dch)를 통해 A상 권선에 인가되도록 한다. 이와 같이 SRM 상권선에 인가되는 전압을 감소시킴에 따라 상권선에 흐르는 전류의 상승 기울기가 변화하게 된다. 그러나, 인덕턴스 변화가 없으므로 역기전력은 무시할 수 있다. 따라서, SRM의 A상 권선에 흐르는 전류는 식 (14)과 같이 표현된다.

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

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

여기서, $i_{02}(t) = i_1(t_1)$

[Mode III]

인덕턴스 변화가 없는 구간에서 SRM 상권선에 전원 V1의 전압(V1)을 인가한 경우 SRM 상권선에 흐르는 전류는 식 (14)에 표현된 것과 같이 낮은 기울기를 가지며 지수 함수적으로 증가한

다. 그러나, SRM의 인덕턴스 증가 구간에서 SRM 상권선에 인가된 전원 V1의 전압(V1)보다 인덕턴스 변화에 의해 발생된 역기전력(E)이 큰 값을 갖으면, SRM 상권선에 흐르는 전류가 지수 함수적으로 감소하게 된다. 이때, SRM 상권선에 흐르는 전류 제곱합 값이 기준 전류의 제곱 값보다 큰 값을 가지면, SRM의 상권선에 전원 V1의 전압(V1)만을 인가한다. 그러면, SRM의 A상 권선에 흐르는 전류는 식 (15)과 같이 표현된다.

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

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

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

[Mode IV]

만약 상권선에 흐르는 전류를 제곱하여 합한 값이 기준 전류의 제곱 값보다 작아지면, 그림 3(a)에 나타난 것과 같이 전력용 스위칭 소자(Tch)를 턴-온시켜 전원 V1과 전원 V2의 합성 전압(V1+V2)이 상권선에 인가되도록 한다. 그러면 SRM에서 발생되는 역기전력보다 상권선에 인가된 전압이 큰 값을 갖게되어 SRM 상권선에 흐르는 전류가 다시 증가하게된다. 이와 같은 방법에 의해 상권선에 흐르는 전류를 일정한 전류가 되도록 제어할 수 있다. 이때, SRM의 A상 권선에 흐르는 전류는 식 (16)과 같이 표현된다.

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

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

여기서, $\quad i_{04}(t) = i_3(t_3)$

[Mode V]

그림 3(c)에 나타난 것과 같이, 전력용 스위칭 소자(Tac)와 (Ta)를 턴-오프시키면 A상 권선에는 전원 V1과 전원 V2의 합성 전압(V1+V2)이 역으로 인가되고, 전류는 동일한 방향으로 흘려 A상 권선에 충전된 에너지는 다이오드(Dch)와 (Da)및 전력용 스위칭 소자(Tch)내의 고속 리커버리 다이오드를 통해 전원측으로 환원된다. 이때, SRM의 A상 권선에 흐르는 전류는 식 (17)과 같이 표현된다,

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

$$i_5(t) = \frac{-(V1 + V2 + E)}{R}(1 - e^{-t_5/\tau}) + i_{05}(t) \qquad (17)$$

여기서, $\quad i_{05}(t) = i_4(t_4)$

[Mode VI]

SRM의 다음 번째 상을 제어하기 위해 전력용 스위칭 소자(Tch)를 턴-오프시키면 A상 권선에는 전원 V1의 전압(V1)이 역으로 인가되고, A상 권선에 충전된 에너지는 다이오드(Dch)와 (Da)및 전력용 스위칭 소자 (Tch)내의 고속 리커버리 다이오드를 통해 전원측으로 환원된다. 이때, SRM의 A상 권선에 흐르는 전류는 식 (18)과 같이 표현되며 일정 시간후에 영(0)으로 된다.

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

$$i_6(t) = \frac{-(V1 + E)}{R}(1 - e^{-t_6/\tau}) + i_{06}(t) \qquad (18)$$

여기서, $\quad i_{06}(t) = i_5(t_5)$

Ⅳ.시뮬레이션 결과

SRM의 상권선에 흐르는 전류가 구형파와 유사한 형태가 되도록 SRM 컨버터의 입력 전압을 순시적으로 제어함에 따라 SRM에서 발생하는 토크 맥동이 저감됨을 입증하기 위해 시뮬레이션을 실시하였다.

여기서, 시뮬레이션은 시뮬레이션 전용 프로그램인 ACSL를 사용하였으며, 시뮬레이션에서 사용된 전력용 스위칭 소자와 다이오드는 이상적이고 소자의 전압강하와 역누설 전류는 무시할 정도로 적다고 가정하였다.

그림 5는 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 상전압, 상전류, 인덕턴스 변화 및 토크를 나타낸 것으로, 초기 SRM의 상권선에 인가된 전압을 크게 함에 따라 전류 상승 기울기가 증가되었으며, SRM의 상권선에 흐르는 전류가 일정 설정 기준 전류 값을 갖도록 하기 위해 낮추었던 인가 전압을 일정 시간후 인덕턴스 증가 구간에서 다시 증가시켜 역기전력에 의해 상권선에 흐르는 전류가 감소되는 것을 보상하였다.

따라서, 상권선에 흐르는 전류가 거의 구형파와 유사한 형태의 전류가 되었으며, SRM에서 발생되는 토크 또한 구형파와 유사한 형태가 되었다.

그림 6은 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 각 상 전류와, 전류 맥동 및 토크 맥동을 나타낸 것으로, SRM의 상권선에 흐르는 전류가 구형파와 유사한 형태가 됨에 따라 SRM의 각 상에 흐르는 전체 전류의 맥동이 감소됨을 보여 주고 있다. 이에 따라, SRM의 상권선에 흐르는 전류의 제곱에 비례하여 발생하는 토크 맥동이 저감됨을 알 수 있다.

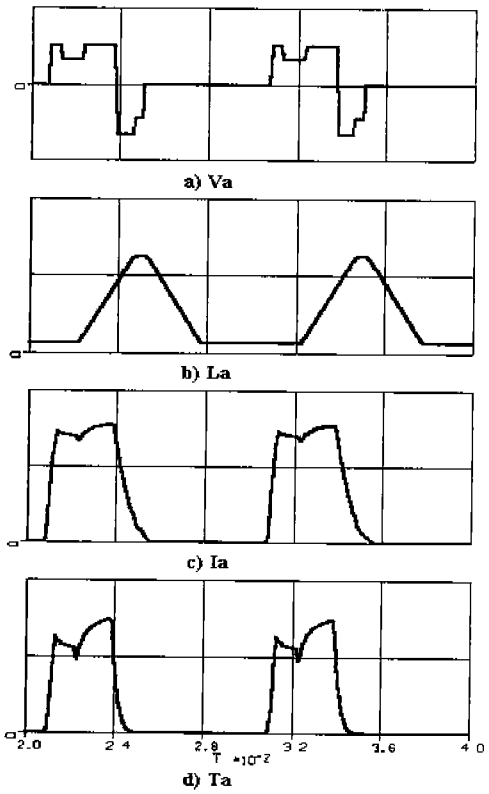


그림 5. 제안 SRM 컨버터의 상전압 상전류, 인덕턴스 변화 및 토크

Fig 5. Phase Voltage, Phase Current, Inductance, Torque of Proposed Converter

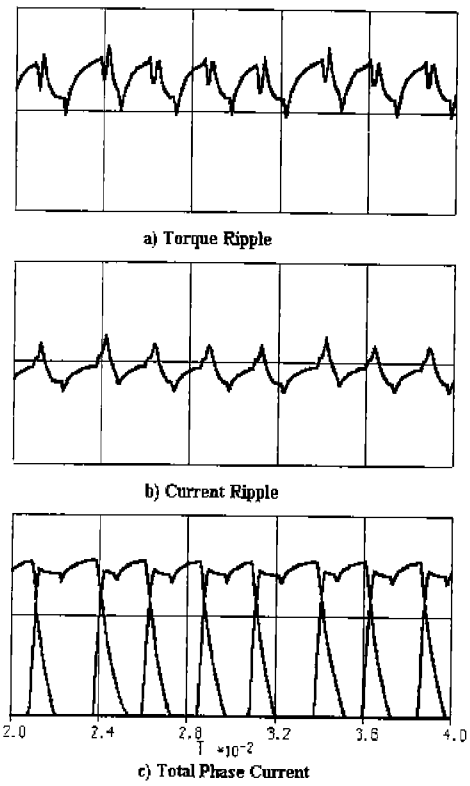


그림 6. 제안 SRM 컨버터의 각 상 전류, 전류 맥동 및 토크 맥동

Fig 6. Phase Current, Current Ripple and Torque Ripple of Proposed Converter

V. 실험 결과

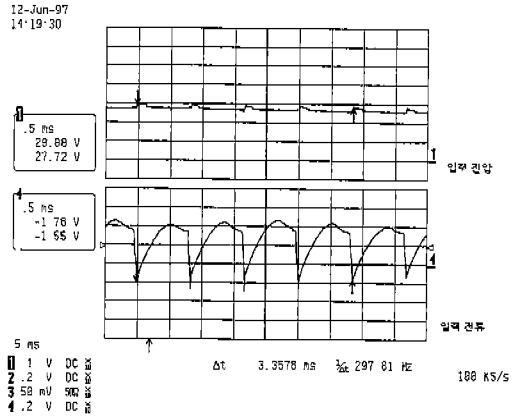
실험은 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터에 흐르는 상전압과 상전류를 측정하여 전형적인 SRM 컨버터인 비대칭 브리지형 SRM 컨버터와 비교 실험을 실시하였으며, 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 제어 방식에 의해 SRM의 토크 맥동 저감됨을 보이기 위해 SRM 각 상에 흐르는 전체 전류와 전류 맥동을 비대칭 브리지형 SRM 컨버터와 비교 실험하였다. 또한, 각각의 SRM 컨버터에서 발생되는 소음을 측정 FFT 비교 분석하였다.

본 실험에 사용한 SRM은 1.5HP 160V 3000 rpm 정격 4상 8/6극 SRM이며, 전력용 반도체 소자는 Semikron사의 IGBT를 사용하였다.

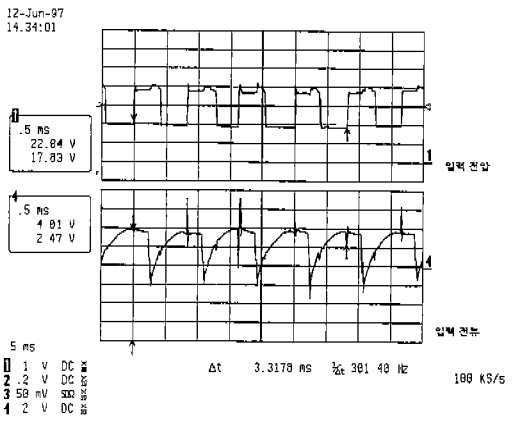
그림 7은 SRM이 3000 rpm으로 회전할 때, 비대칭 브리지형 SRM 컨버터와 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터의 입력 전압과 입력 전류를 나타

낸 것이고, 그림 8은 비대칭 브리지형 SRM 컨버터와 본 논문에서 제안한 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 7에 나타난 바와 같은 펄스 형태로 SRM 컨버터에 인가함에 따라 그림 8과 그림 9에서 보는 바와 같이 SRM의 상권선에 흐르는 전류가 구형파와 유사한 형태가 되었으며, 전류 맥동이 크게 감소되었다. 또한, 그림 10에서 보는 바와 같이, 제안 방식에 의해 SRM 컨버터를 구동함에 따라 SRM에서 발생되는 소음이 상당량 감소되었다.



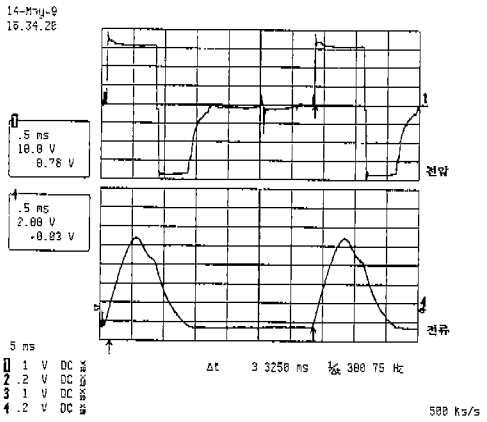
a) 비대칭 브리지형 컨버터(10V/Div, 1A/Div)



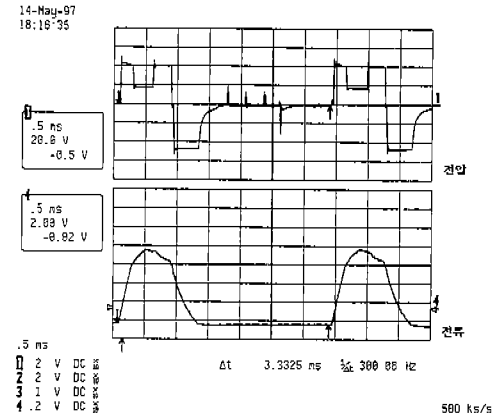
b) 제안된 SRM 컨버터 (10V/Div, 1A/Div)

그림 7. SRM 컨버터의 입력 전압, 입력 전류 (3000 rpm)

Fig 7. Input Voltage, Input Current of SRM Converter(3000 rpm)



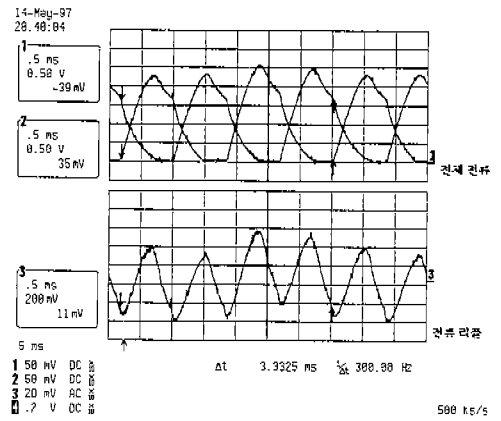
a) 비대칭 브리지형 컨버터(10V/Div, 0.5A/Div)



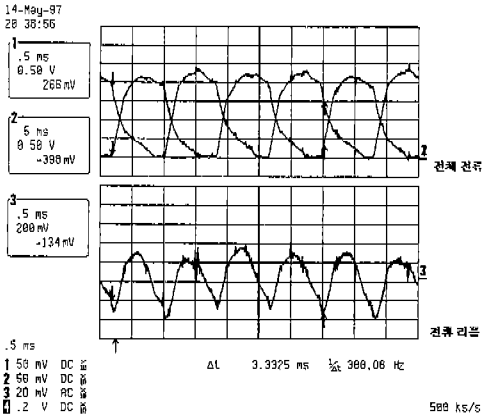
b) 제안된 SRM 컨버터 (20V/Div, 0.5A/Div)

그림 8. SRM 컨버터의 상전압, 상전류 (3000 rpm)

Fig 8. Phase Voltage, Phase Current of SRM Converter (3000 rpm)



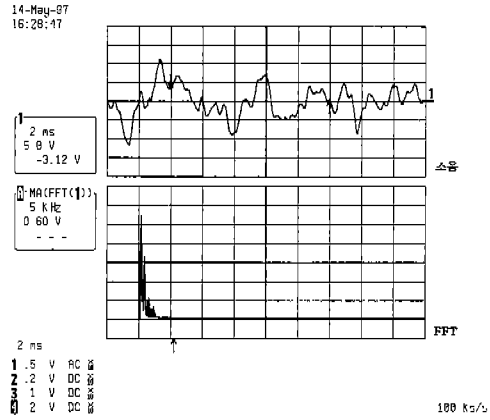
a) 비대칭 브리지형 컨버터(0.5A/Div, 0.2A/Div)



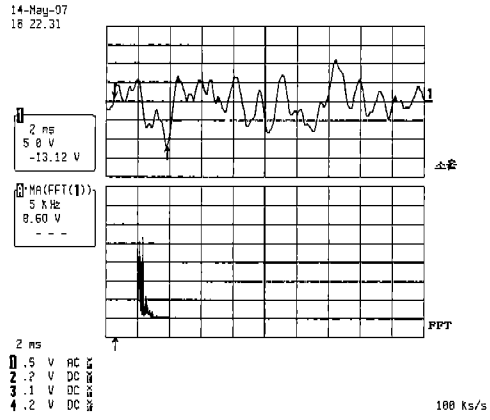
b) 제안된 SRM 컨버터 (0.5A/Div, 0.2A/Div)

그림 9. SRM 컨버터의 전체 전류, 전류 맥동 (3000 rpm)

Fig 9. Total Current ,Current Ripple of SRM Converter(3000 rpm)



a) 비대칭 브리지형 SRM 컨버터



b) 제안된 SRM 컨버터

그림 10. SRM 컨버터의 소음, FFT (3000 rpm)

Fig 10. Acoustic Noise, FFT of SRM Converter(3000 rpm)

Ⅵ. 결 론

본 논문은 SRM의 상권선에 흐르는 전체 전류의 맥동을 줄여 SRM의 토크 맥동을 저감하기 위해 방법으로, SRM 상권선에 인가되는 전압을 단일 펄스 방식에 의해 순시적으로 보상하여 SRM 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태의 전류가 되도록 하는 방법에 관한 것이다.

본 논문에서는 SRM에서 발생되는 토크 맥동을 저감시키기 위해 다이오드(Dch)와, 전력용 스위칭 소자(Tch) 및 추가 전원(V2)으로 구성된 순시전압 보상회로를 (1.5n) 스위치 컨버터 앞단에 설치하여 SRM의 상권선에 흐르는 전류가 구형파 형태의 전류가 되도록 전력용 스위칭 소자 (Tch)를 턴온-오프시켜 SRM 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, 인덕턴스가 감소하는 구간에서 SRM 상권선에 전류가 흐르면 역토크가 발생함으로 이를 방지하기 위해 SRM에 큰 역전압을 인가하여 SRM 상권선에 흐르는 전류가 빠른 시간 내에 영(0)으로 되도록 하였다.

동일한 어드밴스각도와 회전속도의 비대칭 브리지형 SRM 컨버터에 비해 본 논문에서 제안한 SRM 컨버터에서 발생되는 소음이 약 1.5 dB정도 덜 발생하였다.

또한, 저속에서 주로 사용하는 초핑 제어 방법은 스위칭 주파수가 높으나 본 논문에서 제안한 방법은 SRM 컨버터에 인가되는 전압을 단일 펄스 방식으로 순시적으로 보상함으로써 스위칭 주파수를 아주 낮게 할 수 있어 스위칭 손실을 저감할 수 있었다.

이외에도, 비대칭 브리지형 SRM 컨버터보다는 높으나 초핑 제어 방법보다 낮은 전압을 사용하고, 상권선에 저장된 에너지를 빠르게 전원측으로 회생 가능하여 상당한 에너지 절감 효과가 있었다.

이와 같이, 본 논문에서 제안한 방법에 의해 SRM 컨버터를 제어함에 따라 SRM의 토크 맥동 저감과 동시에 소음 저감효과 및 효율 향상의

효과를 가져왔다. 그러나, 두 개의 전원이 필요하고, 하나의 공동 스위치가 증가함에 따라 컨버터 제작비용이 증가하였다. 따라서, 본 논문에서 제안한 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] D. H. Jang, I. Husain and M. Ehsani, "Efficiency and Performance Analysis of Dual-decay Converter for Switched Reluctance Motor Drives", IEEE-IAS Conf. Rec., pp.658~664, 1994.

[7] Julio C. Moreira "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors via Bi-cubic Spline Interpolation", IEEE-IAS Conf. Rec., pp.851~856, 1992.

[8] M. O. Bilgic, V. Ozbulur, A. sabanovic "Torque Ripple Minimization of a Switched Reluctance Motor" Applied Power Electronics Conference, APEC'95, Dallas, 1995.