

論文96-33B-2-24

스위치드 리럭턴스 전동기 구동을 위한 새로운 컨버터에 관한 연구

(A Study on the New Converter for the Switched Reluctance Motor Drive)

姜 旭 *, 元 忠 淵 **

(Wook Kang and Chung yuen Won)

요 약

스위치드 리럭턴스 전동기 (SRM) 구동은 오늘날 기계기구, 팬 및 펌프와 같이 광범위한 응용에 사용되는 유도 전동기 및 브러쉬리스 전동기의 대체로 나타나고 있다. 이 논문은 스위치드 리럭턴스 전동기 구동에 사용되는 최소 스위칭 소자들로 구성된 분리 전원형 컨버터를 개선하기 위하여 새로운 컨버터 토폴로지를 다루었다. 분리 전원형 컨버터에 2개의 스위치와 6개의 다이오드를 추가시켰다. 제안된 컨버터는 인가전압의 2배 전압으로 상 전류를 소호시켜 불필요한 역토크를 최소화하는 성능을 갖는다. 이 컨버터의 최대 장점은 중부하, 고속에서 다른 컨버터 토폴로지보다 효율이 개선되어 평균 토크를 증가시킨다. 제안된 컨버터 시스템은 80C196KB 마이크로 콘트롤러를 사용하여 완성하였고, 실험은 시뮬레이션 결과를 증명하기 위하여 수행되었다.

Abstract

Switched Reluctance Motor (SRM) drives appear today as viable alternatives to induction and brushless motor drives in a wide range of application such as machine tools, fans, and pumps. This paper deals with a new converter topology which can be used in order converter. The split source type converter consists of minimum switching devices to be used in Switched Reluctance Motor (SRM) drive. In this proposed converter two switches and six diodes are added to split source type converter. The proposed converter has performance minimizes the negative torque, which puts the phase current off by double impressed voltages. The major advantage of this converter is the increase of the average output power while improving better converter efficiency in heavy load and high speed than other topologies. The proposed converter system has been implemented using 80C196KB Microcontroller and experiments were carried out to verify the simulation results.

I. 서 론

산업 및 가전 기구용의 고속용 전동기로서 구조가 간

단하고 무브러쉬인 유도전동기가 많이 사용되고 있으나 제어의 어려움이 있다. 한편 브러쉬리스 전동기는 고속 회전에 의한 영구 자석의 비산 방지 문제 및 과전류나 열에 의한 영구 자석의 감자 현상이 일어날 수 있다. 반면에 SRM은 구조상 특징으로 인해 제작비가 유도 전동기에 비하여 20~30 [%] 정도 절감할 수 있고 구조가 간단하며 단위 체적당 토크, 효율 및 컨버터의 정격등 많은 부분에서 우수한 특성을 가지고 있다. 또한 SRM은 유도 전동기에 비해 기동 토크가 크

* 正會員, 烏山專門大學 電氣科

(Osan Junior College.)

** 正會員, 成均館大學校 電氣工學科

(Sungkyunkwan Univ.)

接受日字: 1995年8月10日, 수정완료일: 1996年1月4日

고 가변속이 용이하며 속도 변화의 범위가 매우 높고 기기의 신뢰도도 높다. 그러나, 인덕턴스 변화에 따른 비선형 특성이 커서 구동 회로 설계시 문제점이 있으며 스위칭 형태가 SRM 구조에 따른 인덕턴스 변화를 고려하지 않을 경우 토크 맥동률이 크며 회전자 위치를 검출해야 하는 위치센서가 필요한 단점도 있다. [11]-[14]

이러한 SRM을 구동하기 위해서는 최적의 구동용 컨버터와 값싼 제어가 필요하며, 특히 컨버터 회로의 가격절감 및 성능향상을 위한 많은 연구가 진행되고 있다.

현재 상당 한 개의 스위치 및 한 개의 다이오드를 가지는 분리전원형 컨버터는 각 상의 상호 인덕턴스 등의 영향으로 효율이 떨어지고, 맥동이 심하여 출력 및 성능 면에서는 떨어지나 가격 면에서는 가장 저렴한 특징이 있다. 또한 상당 2개의 스위치 및 2개의 다이오드를 갖는 비대칭 브릿지 컨버터의 경우, 각 상의 전류 제어가 독립적이며, 전류의 중첩이 가능하고, 성능 및 효율이 가장 우수하나, 한 상당 스위치의 수가 많아 비용의 증가에도 불구하고 가장 널리 사용되고 있다. [15]-[18] 이러한 이유로서 최근에 스위치의 수를 줄일 수 있는 새로운 컨버터들이 개발되는 추세이다.

예를 들면 새로운 C-dump 회로는 기존의 C-dump 컨버터에 스위치를 1개 증가시켜 상호 인덕턴스 영향을 줄여 평균 토크와 효율을 개선하는 효과를 거두었고 [19], 강압 컨버터를 사용하여 직류 링크 전압의 크기를 제어하는 방법으로 기존 방식에 비해 스위칭 손실을 줄일 수 있는 새로운 컨버터들이 개발되고 있다. [10]

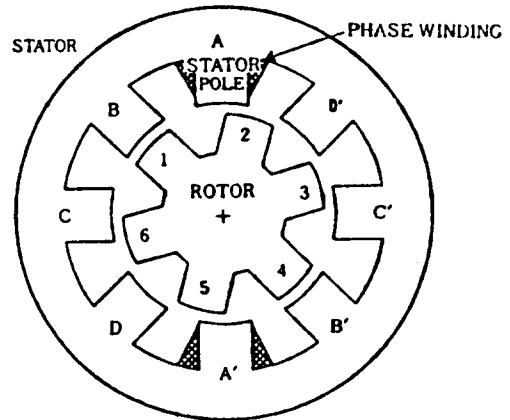
본 연구에서는 분리전원형 컨버터 회로를 기본으로 스위치를 2개, 다이오드를 6개 추가하여 각 상간의 영향으로 인한 간섭을 제거하고, 전류의 독립적인 제어로 전류 중첩이 가능한 새로운 컨버터 토폴로지를 제안하였다.

또한 전류의 전류(commutation)시 인가전압의 두 배의 전압으로 급속히 소호 시켜 역토크의 발생을 최소화시킴으로써, 드웰각(dwel angle)을 크게 할 수 있어 고속 중부하시에 더욱 장점을 나타낼 수 있도록 하였다. 제안된 토폴로지는 실험을 통하여 효율이 분리전원형 컨버터 회로보다는 월등하며, 비대칭 브릿지 컨버터 회로와는 비슷하고 고속 중부하시는 효율이 더 높음을 알 수 있었다.

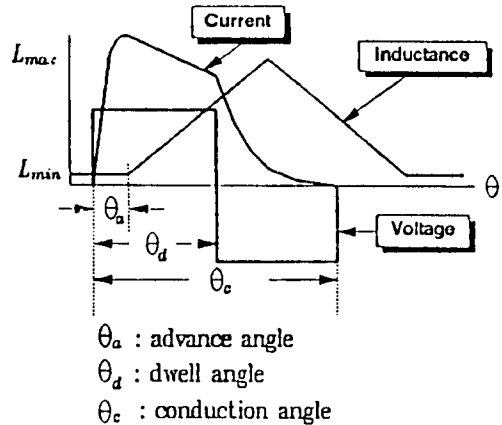
II. 제안된 컨버터 토폴로지

1. 기본적인 SRM 동작

SRM의 동작원리는 다음과 같다. 그림 1의 (a)는 고정자 극수가 8개, 회전자 극수가 6개인 8/6 pole SRM의 회전자와 고정자의 철심 단면도로서 (B, B')의 고정자가 여자 되었을 때 회전자가 일직선을 이루는 순간 다음 고정자(C, C')를 여자 시키면서 (B, B')가 소호 된다. 이와 같이 순차적으로 스위칭함으로써 토크가 발생한다.



(a)



θ_a : advance angle
 θ_d : dwell angle
 θ_c : conduction angle

(b)

그림 1. SRM의 구조와 각도 제어
 (a) 8/6 pole의 SRM구조 (b) SRM의 각도 제어

Fig. 1. The structure and angle control of SRM.

(a)8/6 pole SRM structure (b)Angle control of SRM

SRM의 구동특성은 SRM의 설계방식과 컨버터의 토폴로지에 의해 가장 크게 좌우된다.

그림 1의 (b)는 SRM에서 한 상의 인덕턴스 변화에 따른 전압, 전류의 파형과 어드밴스각(advance angle, θ_a)과 드웰각(dwel angle, θ_d), 도통각(conduction angle, θ_c)의 관계를 설명한 것이다. SRM이 회전하게 되면 인덕턴스가 변화하는 구간에서는 역기전력이 발생하게 되며, 고속에서는 역기전력의 크기가 인가 전압보다 커지게 되어, 전류의 크기를 감소시키게 된다. 충분한 전류의 상승을 위해서는 인덕턴스의 상승 전에 전압을 인가시켜 줘야 하기 때문에 어드밴스각(θ_a)이 필요하다. 기준 속도 (base speed) 이상의 고속 또는 중부하시에 충분한 토크를 얻기 위해서는 점호각과 드웰각을 조절하여 도전각을 늘려야 하지만 역토크를 발생하게 되는 구간이 되기 전에 전류의 크기를 최소화시켜야 한다.^[11]

2. 분리 전원형 컨버터(Split source type converter)

이 컨버터는 최소의 스위칭 소자를 만족하는 구조로서 그림2와 같다. 동작 모우드를 보면 스위치 T_1 이 턴 온 하여 상 A를 여자시키는데 이 때 T_1 과 상 A 및 C_1 를 통하여 회로가 구성된다. T_1 을 턴 오프 하면 상 A에 흐르던 전류는 다이오드 D_1 를 통해서 C_2 에 에너지를 환원시키며 소멸된다. 그러나 인접상간의 상호 인덕턴스 때문에 전압강하가 일어나고 유도 전류가 흘러 평균 토크를 감소시켜 출력과 효율이 떨어진다.^[12]

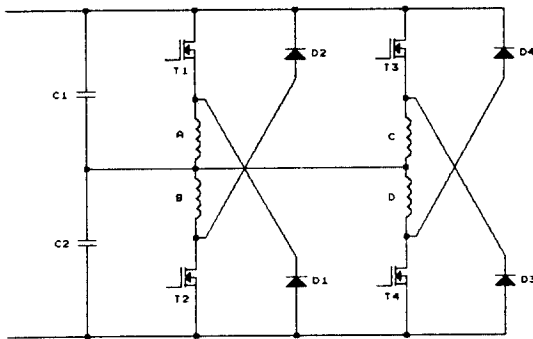


그림 2. 분리 전원형 컨버터
Fig. 2. Split source type converter.

기존에 가장 많이 사용하던 비대칭 브릿지 컨버터는 제어의 다양성이 가장 뛰어나며 각 상의 전류 제어가 독립적 이어서 두 상의 전류 중첩이 가능하다. 그러나 상당 스위칭수가 두 개라는 점과 그에 따르는 제어 및

드라이브 회로의 증가 upper level 스위치에 대한 드라이브의 전원이 각각 절연되어야 한다는 단점이 있다.^[8] 또한 이 토폴로지는 여자 전압과 소호 전압이 같으므로 드웰각을 너무 크게 하면 역 토크가 발생하여 평균 토크가 떨어지게 된다.

3. 제안된 컨버터의 회로

그림 3은 제안된 컨버터 토폴로지 회로이다. 이는 그림 2의 분리 전원형 회로에 2개의 스위치와 식(1)에서 나타난 인접한 상의 상호 인덕턴스에 의한 유도전류의 흐름을 막아 평균 토크를 증가 시키기 위하여 D_{11} , D_{22} , D_{33} , D_{44} , 4개의 다이오드를 추가하였다. 그림에서 T_1 , T_2 는 전동기 A상, C상 스위치이고 T_{12} 는 A, C상 공통 스위치이다.

또한 다이오드 D_1 , D_2 , D_{12} 는 A상, C상의 환류 다이오드이다. T_3 , T_4 는 전동기 B상, D상 스위치이고 T_{34} 는 B, D상 공통 스위치이다. 또한 다이오드 D_3 , D_4 , D_{34} 는 B상, D상의 환류 다이오드이다. 콘덴서 C_1 은 A상, C상 전원용이고 C_2 는 B상, D상 전원용이다. 또한 전류소호시 인가 전압의 두배 전압을 가해주어 역토크의 발생을 최소화시킬 수 있도록 하였다. 일반적인 컨버터 토폴로지에서는 SRM 한 상의 전압 방정식은 다음과 같다.^[12]

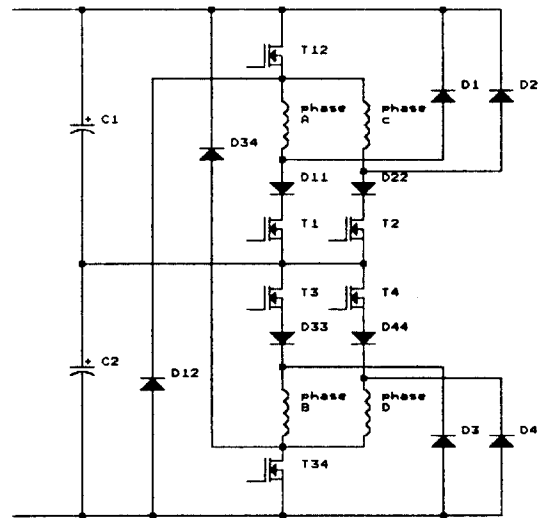


그림 3. 제안된 컨버터 토폴로지
Fig. 3. Proposed converter topology.

$$V_u = (R + R_d) + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta, i)}{dt} + M(\theta, i) \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$\frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega \quad (2)$$

여기서,

- V_{dc} : DC 평균 인가 전압
- R : SRM의 고정자 권선저항
- R_q : 스위치 저항
- $L(\theta, i)$: 인덕턴스
- i : 여자상의 순시전류
- i : 앞상의 여자 전류
- θ : 고정자와 회전자의 상대위치
- $M(\theta, i)$: 인접한 상의 상호 인덕턴스
- ω : 회전자의 회전 각속도

스위치의 저항값과 상호 인덕턴스의 영향을 무시하고 (2)식을 (1)식에 대입하면 한 상의 전압 방정식은 다음과 같이된다. (그림 3에서 A상의 인접상은 B, C, D상이나, 상호인덕턴스 영향을 없애기 위해 D_{11} , D_{22} , D_{33} , D_{44} 다이오드를 삽입하기 때문에 무시할 수 있다)

$$V_{dc} = Ri + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega \quad (3)$$

또한, 회전자의 회전에 의해 발생하는 토크는 다음과 같다.

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (4)$$

식 (3)과 (4)에서 토크는 전류의 극성과 무관하고 인덕턴스의 기울기에 따라 그 부호가 결정되며, 각 상의 상호 인덕턴스 성분은 역기전력을 증가시켜 DC 전압강하를 일으키며, 역토크를 발생시키는 부분에도 경로만 형성되면, 식(1)의 인접상간의 상호 인덕턴스 때문에 유도전류가 흘러 평균 토크를 감소시키게 됨을 알 수 있다. [2], [6], [10]

식(3)에서 한 상의 인덕턴스와 인가전압 및 전류의 변화를 구간별도 나누어 그리면 그림4와 같이 된다.

위의 그림에서 I, II구간에 가해지는 PWM파형의 주파수가 충분히 높다고 가정하고 스위칭 손실을 무시하면 전동기 한 상에 가해지는 직류 평균전압 V_{dc} 는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$V_{dc} = DV_S \quad (5)$$

여기서, V_S : 공급 전압 D : duty ratio
 각 구간 별로 전압 방정식과 그의 해는 다음과 같다.

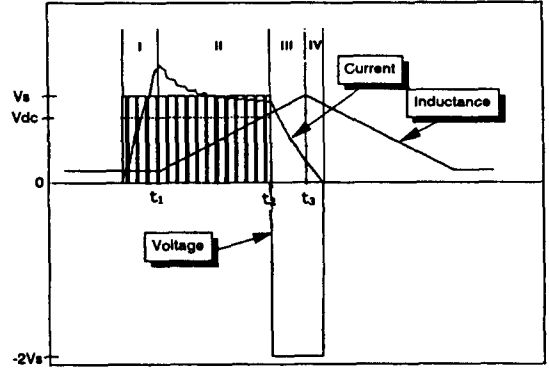


그림 4. 한 상의 전압, 전류의 변화
 Fig. 4. Variation of a phase current and voltage.

제 I 구간 : 어드밴스각(θ_a)에 해당하는 구간으로 인덕턴스 L 의 변화가 없는 구간이다(스위치 T_{12} , T_1 동시에 on). 이 때의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{dc} = Ri + L_u \frac{di}{dt} \quad (6)$$

여기서, L_u : unaligned inductance
 위 식에 대한 전류의 해는

$$i = I_0 + \frac{V_{dc}}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L_u} t\right) \right] \quad (7)$$

I_0 : 0 (초기값)

제 II 구간 : 인덕턴스 L 이 증가하기 시작하는 구간으로 L 의 변화에 따른 역기전력이 발생하게 되며 (스위치 T_{12} on, T_1 on,off) 인덕턴스 기울기가 K 일때 전압 방정식은 다음과 같이된다.

$$V_{dc} = Ri + L(\theta) \frac{di}{dt} + K\omega i \quad (8)$$

여기서, $K = \frac{dL(\theta)}{d\theta}$, ω : 전동기의 속도

위의 식에서 $K\omega i$ 는 전동기 회전에 의해서 발생하는 역기전력으로 이 때 전류의 해는 다음과 같다.

$$i = I_1 + \frac{V_{dc} - e_t}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L(\theta)} t\right) \right] \quad (9)$$

여기서, 역기전력 $e_t = K\omega i$

I_1 : t_1 지점에서의 초기 전류값

제 III 구간: 공급 전압 V_S 의 2배 전압 $-2V_S$ 로 소호시키는 구간으로 인덕턴스가 최대값까지 증가하는 구간이다(스위치 T_{12}, T_1 동시에 off). 이때의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$-2V_S = Ri + L(\theta)\frac{di}{dt} + e_l \quad (10)$$

이때 전류의 해는 다음과 같다.

$$i = I_2 + \frac{-2V_S - e_l}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L(\theta)}t\right) \right] \quad (11)$$

여기서, I_2 : t_2 지점에서의 초기 전류값

제 IV 구간: 인덕턴스가 감소하기 시작하는 구간으로

이 구간에서부터 인덕턴스의 기울기는 (-)가 되며 역기전력의 구성은 반전되어 전류의 감소를 방해하며, 불필요한 역토 오크를 발생시키게 된다.

이때 전압 방정식은 다음과 같다.

$$-2V_S = Ri + L(\theta)\frac{di}{dt} - e_l \quad (12)$$

이 식의 전류의 해는

$$i = I_3 + \frac{-2V_S + e_l}{R} \left[1 - \exp\left(-\frac{R}{L(\theta)}t\right) \right] \quad (13)$$

여기서, I_3 : t_3 지점에서의 초기 전류값

본 논문에서 제안한 새로운 컨버터 토폴로지는 III,

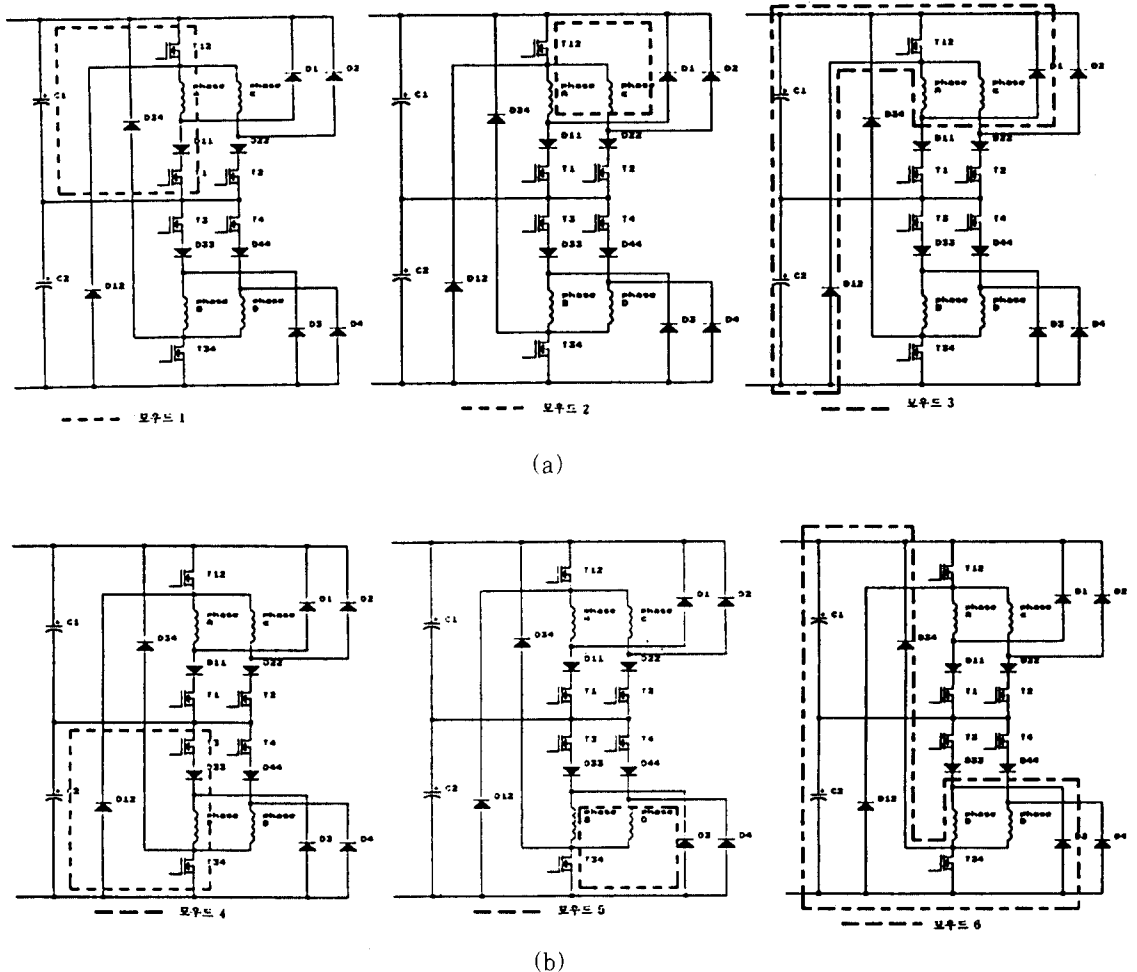


그림 5. 제안된 컨버터 동작 모우드

(a) A상 동작 모우드 (b) B상 동작 모우드

Fig. 5. Proposed converter operation mode.

(a) A phase operation mode (b) B phase operation mode

IV구간에서 전류를 두배로 빠르게 감소시켜 역토크를 발생시키는 IV의 구간을 최소화할 수 있으며, 따라서 같은 조건에서 드웰각(θ_d)을 더 넓혀 토크 발생 영역을 극대화시킬 수 있는 장점이 있다.

4. 제안된 컨버터의 동작 모드

1) A상의 동작 모드

모우드 1: 스위치 T_{12} 와 T_1 이 동시에 온(on)되면서

C_1 에 충전된 전압으로 A상을 여자시키는 모우드로 전류의 흐름은 그림 5(a)의 모우드 1과 같다.

($C_1 \rightarrow T_{12} \rightarrow A$ 상(C상)권선 $\rightarrow D_{11}(D_{22}) \rightarrow T_1(T_2) \rightarrow C_1$)

모우드 2: 스위치 T_{12} 는 온(on)으로 유지시키면서 T_1

(T_2)만을 오프(off)시켜 전류를 자체에서 순환시키는 모우드로 전류의 흐름은 그림 5(a)의 모우드 2와 같다.

(A상(C상) $\rightarrow D_1(D_2) \rightarrow T_{12} \rightarrow A$ 상(C상))

모우드 3: 스위치 T_{12} 와 $T_1(T_2)$ 를 동시에 오프(off)

시켜 인가 전압의 두배 전압으로 여자 전류를 급속히 소호시켜 역토크를 감소시키는 모우드로 전류의 흐름은 그림 5(a)의 모우드 3과 같다.

(A상(C상) $\rightarrow D_1(D_2) \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow D_{12} \rightarrow A$ 상(C상))

2) B상의 동작 모드

모우드 4: 스위치 T_3 와 T_{34} 가 동시에 온(on)되면서

C_2 에 충전된 전압으로 B상을 여자시키는 모우드로 전류의 흐름은 그림 5(b)의 모우드 4와 같다.

($C_2 \rightarrow T_3(T_4) \rightarrow D_{33}(D_{44}) \rightarrow B$ 상(D상)권선 $\rightarrow T_{34} \rightarrow C_2$)

모우드 5: 스위치 T_{34} 는 온(on)으로 유지시키면서 T_3

(T_4)만을 오프(off)시켜 전류를 자체에서 순환시키는 모우드로 전류의 흐름은 그림 5(b)의 모우드 5와 같다.

(B상(D상) $\rightarrow T_{34} \rightarrow D_3(D_4) \rightarrow B$ 상(D상))

모우드 6: 스위치 $T_3(T_4)$ 와 T_{34} 를 동시에 오프(off)시켜

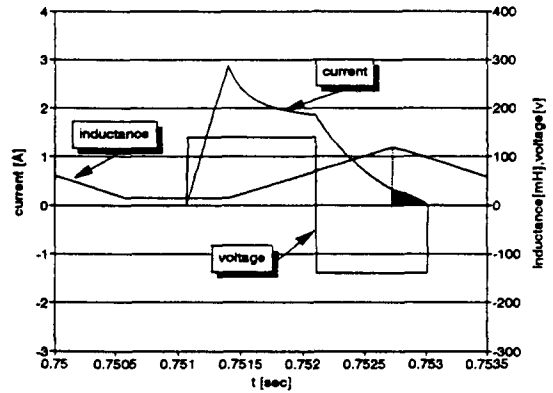
인가 전압의 두배로 전류를 급속히 소호시키는 모우드로 전류의 흐름은 그림 5(b)의 모우드 6과 같다.

(B상(D상) $\rightarrow D_{34} \rightarrow C_1 \rightarrow C_2 \rightarrow T_{34} \rightarrow B$ 상(D상))

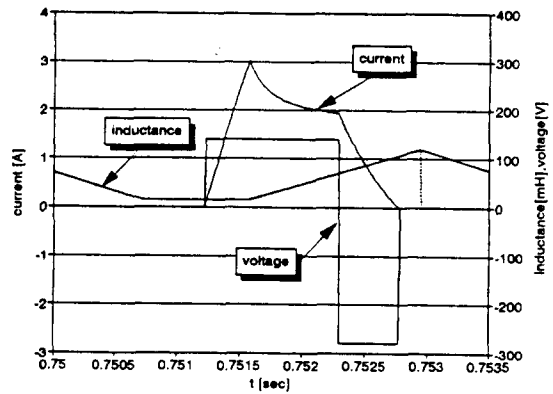
5. 시뮬레이션

그림 6과 그림 7은 고속 증부하시에 초핑없이 인가 전압을 단일 펄스 형태로 여자시켰을 경우의 비대칭

브릿지 컨버터와 새로 제안된 컨버터의 전류의 생성과 소호과정을 시뮬레이션 한 것이다. 여기서, SRM의 인덕턴스는 선형적인 것이라 가정하였다.



(a)



(b)

그림 6. 고정자 한 상의 전류 시뮬레이션 파형 (어드밴스각: 6° , 드웰각: 15°)

(a)비대칭 브릿지 컨버터를 사용한 경우

(b)제안된 컨버터를 사용한 경우

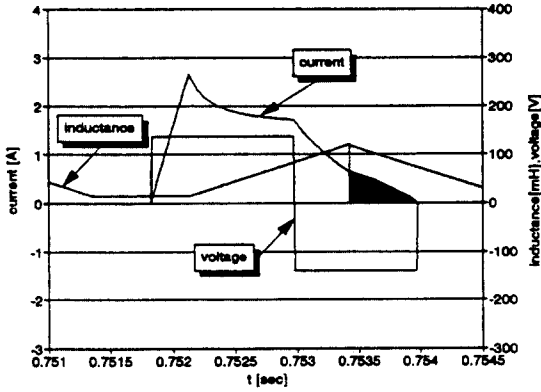
Fig. 6. The simulated current waveform of a stator phase.(Advance angle: 6° , dwell angle: 15°)

(a) Asymmetric bridge converter

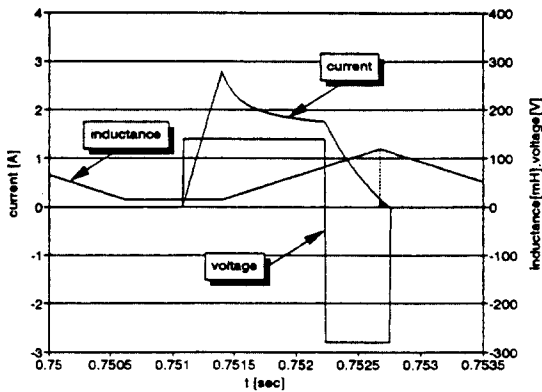
(b) Proposed converter

그림 6의 (a)의 경우는 인가 전압을 140 [V], 부하 토크 0.38 [N · m], 어드밴스각을 6° 로 하고 드웰각을 15° 로 했을 때 인가 전압과 같이 소호 전압도 140 [V]의 전압으로 소호시켰을 때의 전류 파형이다. 그림 6의 (b)는 같은 조건에서 인가 전압 140 [V]의 두배 전압, 즉 280 [V]로 소호시켰을 경우의 전류 파형이다. (a)의 그림에서 검은 점으로 표시된

부분은 역토크를 발생시키는 전류이다. 제안된 컨버터에서는 역토크를 발생시키는 전류가 나타나지 않을 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. 고정자 한 상의 전류 시뮬레이션 파형 (어드밴스각: 6° , 드웰각: 20°)
 (a) 비대칭 브릿지 컨버터를 사용한 경우
 (b) 제안된 컨버터를 사용한 경우

Fig. 7. Simulated current waveform of a stator phase (Advance angle: 6° , dwell angle: 20°)
 (a) Asymmetric bridge converter.
 (b) Proposed converter

그림 7의 (a), (b) 경우는 그림 6의 (a), (b) 경우와 같이 인가 전압, 소호 전압은 같은 조건으로 했으나 SRM의 고정자에 전압을 인가하는 상(phase)과 다음 상의 전류를 5° 중첩시켜 드웰각을 20° 로 증가시켰을 경우이다. 비대칭 브릿지 컨버터에서는 역토크를 발생하는 전류가 더 증가해서 평균 토크가 감소됨을 알 수 있다. 즉 시뮬레이션에서 알 수 있듯이 제안된

컨버터회로는 인가전압의 두배 전압으로 전류를 소호시키기 때문에 전류의 소호시간이 짧게 되어 역토크 발생을 억제한다. 따라서 드웰각을 더욱 넓혀 정토크 발생영역을 증가시킬 수 있기 때문에 고속, 중부하시에 출력 및 효율 면에서 유리하게 된다.

III. 실험 방법 및 시스템 구성

본 실험에 사용된 전동기 정수는 표1과 같으며 새로운 컨버터 토폴로지를 가진 전체 구성도는 그림8과 같다.

200 [W] 급 8/6 pole SRM 출력을 측정하기 위하여 직류 발전기(계지는 영구자석형)를 축에 직결하여 순부하 저항을 연결하여 가변 시킬 수 있게 하였다.

표 1. 시험용 전동기의 정수

Table 1. Parameters of test SRM.

고정자 극수	8 [개]	고정자 극호각	22.5 [deg]
회전자 극수	6 [개]	회전자 극호각	22.8 [deg]
전압	160 [V]	최대 인덕턴스	119.12 [mH]
전류	1.7 [A]	최소 인덕턴스	16.32 [mH]
출력	200 [W]	최대 속도	5000 [rpm]

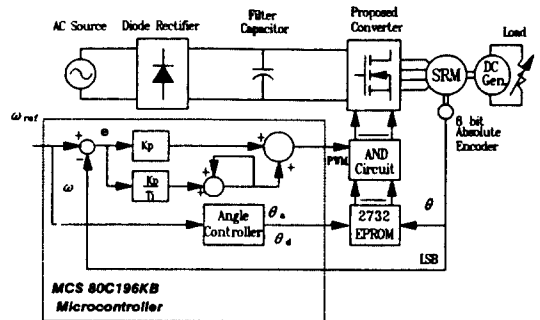


그림 8. 전체 시스템 구성도
 Fig. 8. Blockdiagram of all system.

직류 발전기의 유기 전압식은 다음과 같다.

$$E = K\phi \frac{N}{60} \text{ [V]} \quad (14)$$

$$V = E - IR_a \text{ [V]} \quad (15)$$

여기서, E : 직류 발전기의 유기 전압 [V]

I : 직류 발전기 부하 전류 [A]

- K : 상수
- R_a : 발전기 전기자 권선 저항 [Ω]
- ω : 계자 각속 [Wb]
- V : 발전기 단자 전압 [V]
- N : 직류 발전기 회전수 [rpm]

식(14), 식(15)에서 직류 발전기의 단자 전압은 회전수에 비례하므로 SRM의 컨버터 출력을 측정하려면 SRM에 직결된 직류 발전기의 회전수 N [rpm]을 일정하게 유지하여 같은 조건으로 실험 해야한다. 비대칭 컨버터에서는 DC링크 전압을 140 [V], 제안된 컨버터는 280 [V]를 분압해서 각 상당 공급 전압은 똑같이 140 [V]로 하였다.

직류 발전기의 출력계산에는 브러쉬손, 전기자 권선 저항손, 전기자 반작용손, 풍손, 표유부하손등이 있으나 속도가 같은 조건이므로 브러쉬손과 전기자 권선 저항손만을 출력에 포함시켰다.

제어기로는 가격이 저렴한 MCS 80C196KB 마이크로컨트롤러를 사용하였다. 8bit Absolute Encoder에서 최하위 bit인, LSB를 일정시간 마이크로컨트롤러 안에 있는 Timer 2로 계수 하여 현재 속도를 계산하게 되며, 여기서 계산된 속도와 지령속도 사이의 속도 오차를 가지고 PI 알고리즘을 수행하여 지령속도와 같은 시비율(duty ratio)을 갖는 PWM 파형을 발생시키게 된다. 또한 제어기에서는 지령속도를 추종할 수 있는 EPROM내의 페이지를 Port 1을 통해서 선택함으로써 드웰각과 어드밴스각을 제어할 수 있도록 하였다.

본 실험에서는 직류 발전기의 정격속도에 맞게 지령속도는 3000 [rpm]으로 하여 부하를 점차 증가하여 과부하가 되면 제어기에서 나오는 PWM의 시비율은 1.0이 되면서 SRM의 속도가 3000 [rpm] 이하로 떨어지고 직류 발전기의 속도도 떨어진다. 3000 [rpm]을 유지할 수 있는 최고의 부하를 1.0 [$p.u$]로 정하고 점차 부하를 감소시켜 10등분하여 출력과 입력을 계산하였다.

IV. 실험 결과

그림9와 그림10은 어드밴스각을 6° 앞당겨 주고 드웰각을 20° 로 했을 경우 분리 전원형 컨버터, 비대칭 브릿지 컨버터, 제안된 새로운 컨버터의 출력과 효율을

측정 비교한 것이다. 여기서도 알 수 있듯이 제안된 새로운 컨버터가 분리 전원형 보다는 월등히 출력과 효율이 좋은데 이것은 분리 전원형에서는 식(1)에서 보듯이 인접상간의 상호 인덕턴스에 의한 유도전류 때문에 전압강하가 일어나고 전류 중첩이 불가능하기 때문으로 생각된다. 지금까지 성능면으로나 제어면에서 가장 많이 사용하던 비대칭 브릿지 컨버터와 비교할 때 경부하에서는 거의 비슷하나 정격부하, 즉 1.0 [$p.u$]로 갈수록 효율이 좋아짐을 알 수 있다.

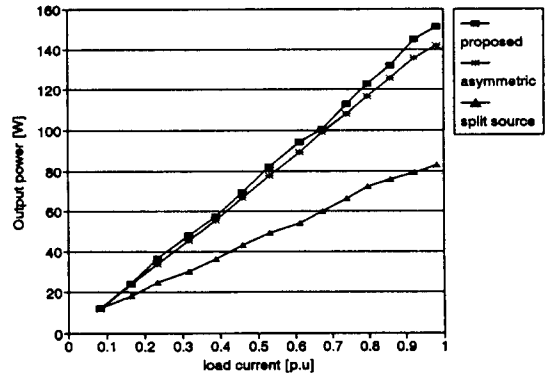


그림 9. 부하 변동시에 각 컨버터의 출력비교 (속도:3000[rpm], 어드밴스각: 6° , 드웰각: 20°)

Fig. 9. Comparisons of output power at the load variation (Speed:3000[rpm], advance angle: 6° , dwell angle: 20°)

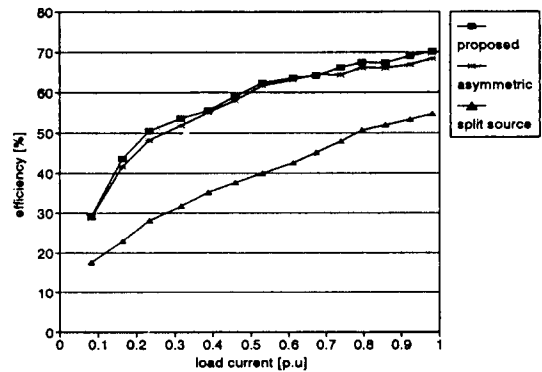


그림 10. 부하 변동시에 각 컨버터의 효율비교 (속도:3000[rpm], 어드밴스각: 6° , 드웰각: 20°)

Fig. 10. Comparisons of efficiency at the load variation (Speed : 3000[rpm], advance angle : 6° , dwell angle : 20°)

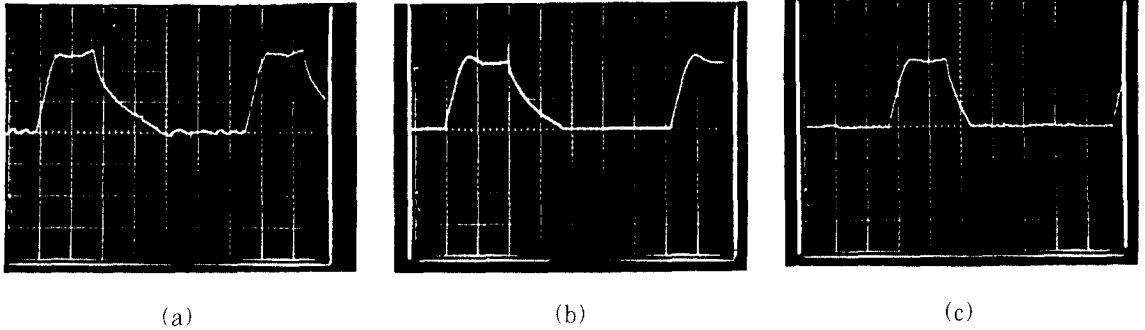


그림 11. 각종 컨버터의 실험 상전류 파형(속도: 3000[rpm] 드웰각: 15° 1A/div, 0.5ms/div)
 (a) 분리 전원형 컨버터 (b) 비대칭 브릿지 컨버터 (c) 제안된 새로운 컨버터

Fig. 11. Experimental phase current waveform.(Speed: 3000[rpm], dwell angle: 15°, 1A/div, 0.5ms/div)
 (a)Split type converter (b)Asymmetric bridge converter (c)Proposed converter

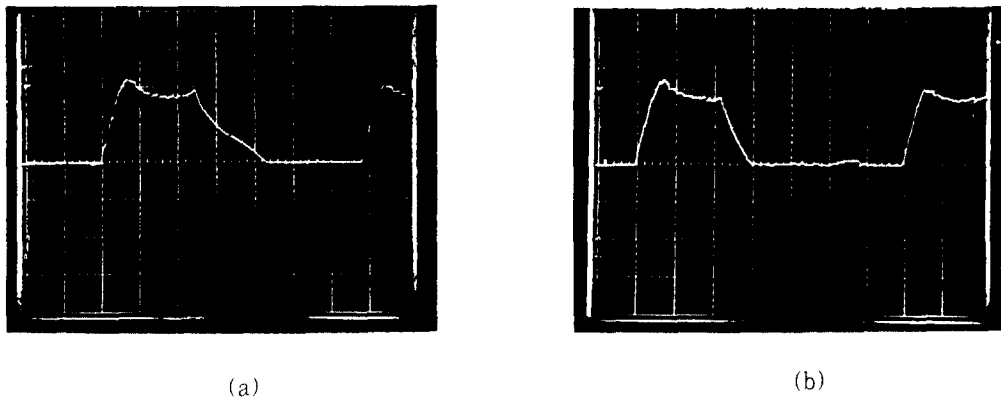


그림 12. 상전류 파형 (속도: 3000[rpm], 드웰각: 20°, 1A/div, 0.5ms/div)
 (a) 비대칭 브릿지 컨버터 (b) 제안된 새로운 컨버터

Fig. 12. Phase current waveform.(speed: 3000[rpm], dwell angle: 20°, 1A/div, 0.5ms/div)
 (a) Asymmetric bridge converter (b) Proposed converter

그림 11은 상 전류를 중첩시키지 않았을 때의 실험 파형이다.

(a)그림에서 분리 전원형 컨버터는 인접상간의 간섭 전류가 나타나고 전류의 소호가 늦으며 그림(b)는 비대칭 브릿지 컨버터의 파형도 역시 전류의 소호가 그림(c)의 제안된 컨버터보다 늦어서 역토크가 생김을 알 수 있다.

그림 12는 각상 전류를 5° 씩 중첩시켜 드웰각을 20° 로 했을 경우의 실험 파형이다. 그림(b)의 제안된 컨버터가 그림(a)의 비대칭 컨버터보다 전류의 소화가 빨라 역토크를 발생하는 전류를 줄일 수 있어 평균 출력을 증가시킬 수 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 SRM 구동을 위한 새로운 컨버터를 제안하여 분리 전원형과 비대칭 브릿지 컨버터와 비교하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

- (1) 제시한 새로운 컨버터는 스위치 2개, 다이오드 6개가 추가되지만 분리 전원형 컨버터와 비교할 때 효율에서 15 [%] 정도 우수한 성능을 나타냄을 확인하였다.
- (2) 비대칭 브릿지 컨버터와 비교할 때 경부하에서는 효율이 비슷하거나 조금 높지만, 정격부하에서는 3 [%] 정도 향상된다. 그러나 스위치 수를 2개

감소할 수 있고 다이오드만 2개 추가되어 경제적이다.

- (3) 고속, 중부하에서는 비대칭 브릿지 컨버터보다 드웰각을 더 늘려 줄 수 있으므로 고속도 운전과 높은 출력이 요구되는 곳에 이용하면 적합할 것으로 생각된다. 그러나 단점으로는 짝수상에만 가능하고 한 개의 전원 콘덴서가 추가된다.

참 고 문 헌

- [1] 황영문, "Reluctance Torque Motor Drive의 기술 동향과 전망", 대한전기학회 전기 기기 연구회 심포지엄 및 학술회의 논문집 (33회), pp. 1-9, 1994. 6
- [2] 임근희, "Switched Reluctance Motor의 개발 및 응용", 전기공업 9월호, pp. 29-43, 1993. 9
- [3] R.Krishnan, X.Mang and A.S. Bharadwaj, "A Low Cost SRM Analog Controller", Electronics Motor Technics, pp. 19-23, February/March, 1990.
- [4] 강욱, 김학성, 류홍제, 원충연, "One-Chip Microcontroller에 의한 Switched Reluctance Motor의 속도제어에 관한 연구", 대한전자공학회 전력 전자 연구회, pp. 66-70, 1993. 8
- [5] P.J. Lawrenson, J.M. Stephen, P.T. Blenkinsop, J.Codar and N.N. Fulton, "Variable Speed Switched Reluctance Motors", IEE, Vol. 127, Pt. B, No. 4, pp. 253-265, 1980.
- [6] Peter N. Materu, "Steady-State Analysis of the Variable Speed Switched Reluctance Motor Drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, pp. 523-529, 1989.
- [7] T.J.E. Miller, "Brushless Permanent-Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford University Press, 1989.
- [8] T.J.E. Miller, "Switched Reluctance Motor and Their Control", Magna Physics Publishing and Clarendon Press · Oxford, pp. 85-94, 1993.
- [9] 안영주, 안진우, 조철제, 황영문, "SRM 구동을 위한 새로운 C-dump 인버터 개발", 대한전기학회 논문지, 제 43권 9호, pp. 1472-1477, 1994. 9
- [10] 이기철, 박종근, 임근희, "가변속 스위치드 리럭턴스 모터의 새로운 컨버터 토폴로지", 대한 전기 학회 논문지, 제 43권 제9호, pp. 1463-1471, 1994. 9
- [11] 류홍제, "퍼지 제어를 사용한 스위치드 리럭턴스 전동기의 속도제어에 관한 연구", 성균관대학교 전기공학과 석사학위논문, pp.37-38, 1994. 12
- [12] P. N. Materu, "Design and Steady-State Analysis of the Switched Reluctance Motor drive", Ph. D. Dissertation, Dept. of Electrical Engineering, VPI & Su, Blackburg Va, 24061, pp.105-110, July 1989.

저 자 소 개



姜 旭(正會員)

1941年 8月 14日生. 1970年 한양대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1981年 동대학원에서 석사학위 취득. 1980年 ~ 현재 오산전문대학 전기과 부교수로 재임중. 1991年 1月 ~1992年 1月 까지 미국 버어지아 주립대학 초빙교수. 1995年 2月 성균관 대학교 전기공학과 박사 과정 수료

元 忠 淵(正會員) 第 32卷 第 4號 參照