

# 스위치드 릴럭턴스 전동기 구동 전류형 컨버터의 전류특성

## Commutation Performance of Current Source Converters fed Switched Reluctance Motors

張 都 鉉    崔 圭 夏    金 棋 洙    鄭 善 雄

Do-Hyun Jang, Gyu-Ha Choe, Ki-Su Kim, Seon-Ung Jeong

**Abstract :** The commutation operation of the current source converter for switched reluctance motor drives is analyzed in this paper. The commutation operation in the current source converter consists of two modes. At turn-off of phase switch, the phase current decreases sinusoidally, and the sum of two phase currents during commutation period is constant. At this time, the capacitor voltage increases quickly with changing polarity and decreases slowly when another phase switches turn on or off. Frequency of step-down DC chopper in the current source converter is low because of the dump inductor. A small number of switches are needed, and power devices with low switching frequency such as BJTs and GTOs are possible as phase switches instead of Power MOSFET and IGBTs. They may result in reductions of conduction losses and manufacturing cost in the current source converter comparing to the voltage source converter of SRM.

Key word : current source converter, commutation operation, capacitor voltage, dump inductor)

### 1. 서 론

스위치드 릴럭턴스 전동기(Switched Reluctance Motor : 이하 SRM)는 구조가 간단하여 전동기의 제작이 쉽고, 전동기 구동을 위한 컨버터의 구조가 간단하다는 장점이 있다. 또한 비교적 넓은 범위의 속도조절이 가능하다는 장점이 있어 전동기의 가변속 운전이 요구되는 응용분야에서 관심의 대상이 되고 있다.[1][3]

SRM을 기본 구조적인 측면에서 살펴보면, 자기저항이 변화하는 이중 돌극형(doubly salient pole)구조로 되어 있다. 고정자의 권선은 대각선 방향으로 위치한 고정자의 두 극에 한 상의 코일이 직렬로 연결되어 있으며, 회전자에는 어떠한 권선이나 자계가 존재하지 않는다. 고정자 권선이 여자되었을 때 회전자는 자기저항이 최소가 되는 방향으로 회전하고, 고정자 권선에 흐르는 전류의 방향은 전동기의 동작에 영향을 주지 않으므로 단방향성 컨버터에 의해 구동이 가능하게 된다. 따라서 교류전동기 구동용 인버터에 비해서 SRM 컨버터는 구조가 간단하고, 컨버터의 각상에 사용되는 스위칭 소자를 독립적으로 제어할 수 있으므로 전체 시스템의 내구성이 증대한다 [1][4].

SRM에서 발생하는 토오크는 고정자 권선에 흐르는 전류를 조정함으로써 제어가 가능하기 때문에 SRM에서의 토오크의 제어는 컨버터의 설계와 밀접한 관계가 있게 된다. 전압형 SRM 컨버터를 설계하는데 있어서 가장 어려운 문제중 하나는 전동기의 권선에 흐르는 전류를 전류(commutation)시키는 과정에서 포함되는 높은 에너지 레벨과 전동기의 권선에 흐르는 전류의 정밀한 제어방법에 관한 것이다 [4][5][6]. 왜냐하면 SRM의 회전자 위치에 따라 인덕턴스가 크고 인덕턴스의 값이 변화하기 때문이다.

따라서 SRM을 일정한 토오크가 발생되도록 하기 위해서는 컨버터는 가능한 한 구형파에 가까운 전류를 전동기의 권선에 공급할 수 있어야 한다. 이러한 전류형 SRM 컨버터는 한 상에서 다른상으로의 전류(commutation)가 가능한 한 빠른 시간내에 이루어져야 하고, 전류시간(commutation time)중에서 효율적인 전류의 제어가 필요하게 된다.[4][7]

본 연구에서는 전류형 SRM 컨버터의 동작특성에 관하여 연구하였다. 먼저 전원 형태에 따라 전압형 및 전류형 SRM 컨버터의 장단점, 토오크 특성에 관해 간략하게 설명하고 전류형 컨버터의 전류(commutation) 중의 상전류(phase current) 및 캐패시터 전압의 특성을 자세히 해석하였다. 또한 전류형 컨버터에 대한 이론적인 해석이 타당함을 입증하기 위하여 소프트웨어 패키지 ASCL에 의해 시뮬레이션하였다. 끝으로 실험을 통해 전류형 컨버터의 전류특성을 확인하였다.

### 2. 스위치드 릴럭턴스 전동기의 기본특성

#### 2.1 인덕턴스의 변화와 전압 방정식

SRM에서의 인덕턴스는 고정자 극과 회전자 극의 상대적인 위치에 따라 변화한다. 따라서 SRM의 인덕턴스는 회전자의 위치에 대한 함수로서 전동기의 상과 결합되는 쇠교자속( $\phi$ )으로서 표현할 수 있다 [1][5][6].

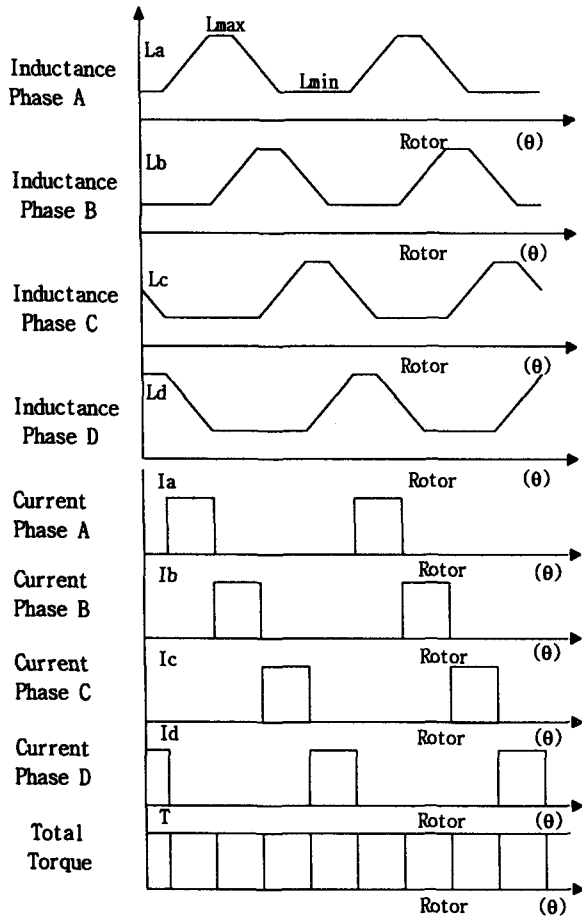


그림 1 이상적인 인덕턴스의 변화와 전류파형

Fig.1 Idealized inductance profiles and current waveforms of phases of SRM

고정자 권선의 상호 인덕턴스와 자기포화를 무시한 선형 영역에서의 자화 특성은 다음과 같다.

$$\phi = L(\theta)i \quad (1)$$

여기서,  $L(\theta)$ 은 상 인덕턴스이다.

그림 1 은 고정자 극수가 8개, 회전자 극수가 6개인 SRM을 모델전동기로 할때 회전자 위치의 변화에 따른 SRM의 이상적인 인덕턴스의 변화유형(profile), 이상적인 펄스형 전류파형 및 발생 토오르크를 나타낸 것이다. 인덕턴스의 변화 구간은 회전자의 위치에 따라 4개의 구간, 즉 회전자의 극이 고정자의 극과 일치하지 않는 인덕턴스가 최소인 구간( $-\theta_1 \leq \theta < 0$ ), 회전자의 극과 고정자 극의 접촉면적이 증가하여 인덕턴스가 증가하는 구간( $0 \leq \theta < \beta_s$ ), 회전자의 극이 고정자의 극과 일치하는 인덕턴스가 최대인 구간( $\beta_s \leq \theta < \beta_r$ ), 회전자의 극과 고정자 극의 접촉면적이 감소하여 인덕턴스가 감소하는 구간( $\beta_r \leq \theta < \beta_r + \beta_s$ )으로 분류할 수 있다[5][6]. 따라서 회전자 위치에 따라 인덕턴스의 크기는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$L(\theta) = \begin{cases} L_{min} & , -\theta_1 \leq \theta \leq 0 \\ L_{min} + K\theta & , 0 \leq \theta \leq \beta_s \\ L_{max} & , \beta_s \leq \theta \leq \beta_r \\ L_{min} - K(\theta - \beta_r - \beta_s) & , \beta_r \leq \theta \leq \beta_r + \beta_s \end{cases} \quad (2)$$

$$K = \frac{L_{max} - L_{min}}{\beta_s} \quad (3)$$

여기서 K는 인덕턴스가 증가하는 구간에서의 인덕턴스 변화의 기울기이다. 자화기간동안 한 상의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v = i_a R_a + \omega \left[ L(\theta) \frac{di}{dt} + i_a \frac{dL(\theta)}{d\theta} \right] \quad (4)$$

여기서  $\omega$  는 전동기의 각속도이며,  $R_a$ 는 권선저항이다. 식(4)로 부터 권선저항을 무시할 경우 SRM의 공급전압은 전동기의 권선에 유기되는 전압과 역기전력의 합으로 표현된다. 이때 전동기의 역기전력은 고정자 권선에 흐르는 전류의 크기, 전동기의 속도, 및 인덕턴스에 의해 변화된다.

### 2.2 SRM 토오르크의 발생

SRM에서의 토오르크는 회전자 위치의 변화에 따라 전동기의 인덕턴스가 변화하므로써 발생된다. 전동기에서 발생된 전자기적 토오르크는 시스템의 자기적 코-에너지의 변화를 계산함으로써 계산할 수 있다. 즉,

$$T = \left[ \frac{\Delta W'}{\Delta \theta} \right]_{i=const.} \quad (5)$$

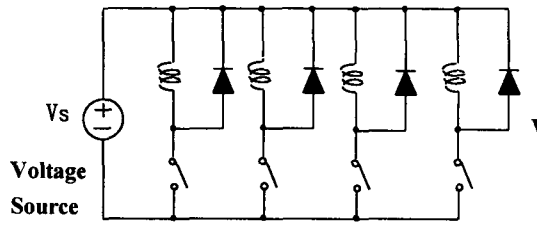
여기서  $W'$ 는 코-에너지이다. 전동기의 자기포화와 권선 상호간에 작용하는 상호 인덕턴스를 무시하면, SRM의 한 상에 의해 발생하는 순시 토오르크는 다음과 같다.

$$T = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (6)$$

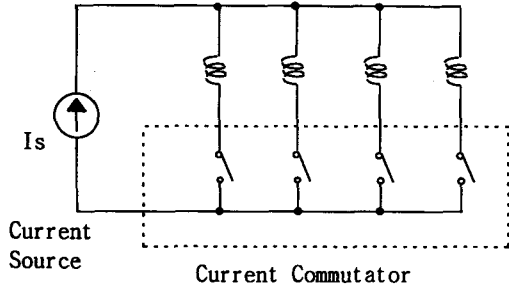
여기서, I 는 전동기의 순시 전류이며,  $dL/d\theta$  는 인덕턴스의 변화율이다. 이 식으로 부터 토오르크는 전류의 제곱에 비례하므로 전류의 방향과는 무관함을 알 수 있다. 따라서 일정한 방향으로 회전하는 정(+)의 토오르크를 발생시키기 위해서는 인덕턴스가 상승하는 구간에 전류가 공급되어야 하며, 이를 위해서는 정확한 위치를 알리는 구동신호가 각 상스위치에 전달되어야 한다.

### 3. 전원에 따른 SRM의 구동방식의 분류

SRM 컨버터의 전원으로는 전압원 또는 전류원으로 구분할 수 있다. 그림 2 은 이러한 2가지 전원 방식에 대한 컨버터의 기본구조이다. 따라서 SRM 컨버터는 전원의 형태에 따라 여러가지 구동특성이 달라지게 된다.



(a)



(b)

그림 2 전원에 의한 SRM의 컨버터의 분류.

(a) 전압형 컨버터 (b) 전류형 컨버터

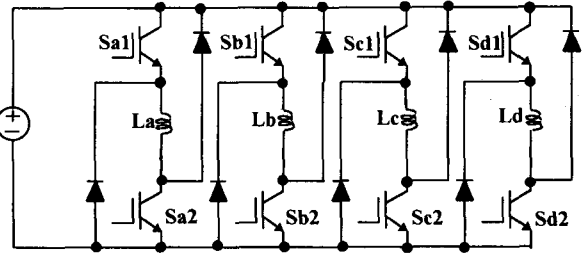
Fig.2 Classification of SRM converter by electric source.

(a) voltage source converter  
(b) current source converter

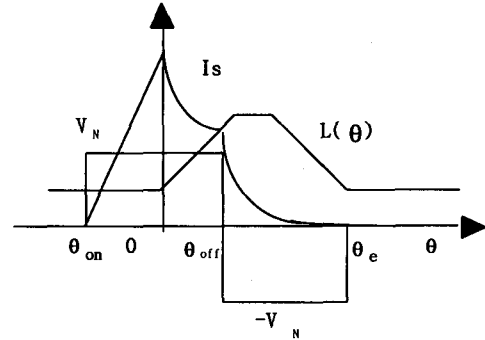
### 3.1 전압형 컨버터

전압형 컨버터는 전압원에 의해 일정한 전압을 회전자에 인가하여 전동기의 상 권선 양단에 인가하여 권선에 전류를 흘리고, 상 스위치의 턴오프시의 전압을 인가하거나, 환류회로에 의해 전류의 감쇄를 빠르게 한다. 단일 펄스방식에 의해 고속운전이 가능하며, PWM 제어방식 또는 DC 링크에 연결된 강압초퍼로써 저속운전을 행한다.

그림 3(a)는 전형적인 SRM 전압원 구동장치인 비대칭 브리지 컨버터의 회로이며, 그림 3(b)는 이 컨버터에서 발생하는 전형적인 상전압과 전류파형을 인덕턴스의 변화와 함께 나타내었다. 이 컨버터는 두개의 스위치와 두개의 환류 다이오드를 가지는 구조로써 효율이 높고 제어기능이 다양하며 각 상의 전류제어가 독립적이어서 두 상의 전류중첩이 가능하다. 또한 한 상의 고장 발생시에도 다른 상에 큰 영향이 없으며 소자의 정격전압이 상대적으로 낮아지는 등 제어특성이 가장 우수한 것으로 알려져 있다. 단점으로는 소자의 수가 상대적으로 많고 구동회로가 복잡해진다.



(a)



(b)

그림 3 전형적인 전압원 비대칭 브릿지 컨버터

(a) 컨버터 회로

(b) 인덕턴스 변화유형, 상전압과 상전류 파형

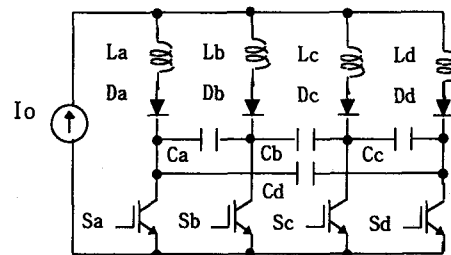
Fig.3 Asymmetrical bridge converter with voltage source.

(a) Power circuit

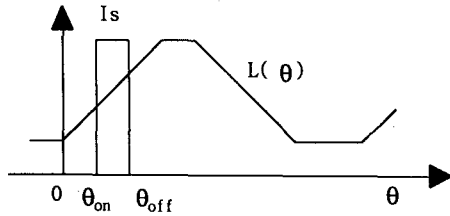
(b) Inductance profile, phase voltage and current waveforms.

### 3.2 전류형 컨버터

전류형 컨버터는 전동기의 역기전력이 작은 저속구동에 적합한 방식이다. 전류의 크기를 제어할 수 있는 전류 제어기에 의해 발생된 전류를 각상에서 순차적으로 스위칭한다. 따라서, 전동기의 각 상 권선에 구형파 전류가 흐르며 이에 따라 그림 1 과 같이 리플이 없는 토크를 발생한다.



(a)



(b)

그림4 SRM 구동을 위한 전류형 컨버터  
(a) 컨버터 회로  
(b) 인덕턴스 변화유형, 상전압과 상전류 파형

Fig.4 Current source converter for SRM drive  
(a) Power circuit  
(b) Inductance profile and phase Current.

그림 4(a)에서는 전류형 SRM 컨버터의 회로이며, 그림 4(b)에서는 전류형 컨버터의 전형적인 전류파형을 인덕턴스의 변화와 함께 나타내었다. 상 전류 확립을 위한 전류는 인덕턴스 증가 영역 사이( $0 \leq \theta < \beta_s$ )의 위치  $\theta_{on}$ 에서 인가하고,  $\theta_{off}$ 에서 제거한다. 따라서 전류원 구동방식에서 토오크 제어변수는 전류의 크기  $I_s$ 와 도통각 ( $\theta_{off} - \theta_{on}$ )이다.

### 3.3 전류형 컨버터와 전압형 컨버터 비교

그림 5와 같이 전체적인 토오크 제어영역은 전압원 컨버터가 더욱 넓으며, 따라서 기준속도(base speed)이상의 고속운전에서의 속도제어능력은 전압형 컨버터가 앞선다[6][7]. 그러나, 저속운전의 경우 강압직류초퍼를 직류링크의 전반부에 도입하여 입력전압을 사전조정함으로써 각 상에서 직류전압(DC full voltage)을 스위칭하여 PWM방식에 의해 전류를 제어하는 전압형 컨버터에 비하여 스위칭 손실을 크게 감소시킬 수 있다 [9]. 또한 평활 인덕터가 연결되어 있으므로 스위칭 주파수는 크게 줄어들어 전압형 컨버터에 비하여 주변기에 영향을 줄 수 있는 전자방해작용(Electromagnetic Interference : EMI)을 감소시킬 수 있다 [9].

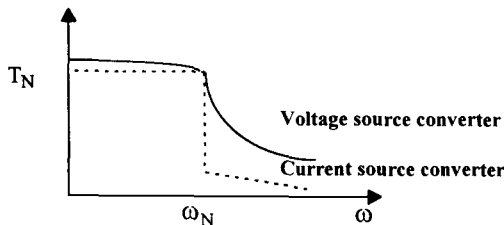


그림 5 전류원 컨버터와 전압원 컨버터의 속도 - 토오크 특성

Fig.5 Torque - speed characteristics of the voltage source converter and current source converter.

유도전동기용 전류형 인버터는 전압형 인버터와 비교하여 전력스위치를 감소할 수 없다. 그러나, 전류형

SRM 컨버터의 경우 스위치의 감소가 가능하다. 전압형 컨버터의 대표적인 비대칭브릿지방식의 경우, 모델 전동기가 4상일 경우 각각 8개의 전력스위치와 다이오드가 요구되나, 전류형 컨버터의 경우 각각 5개의 전력스위치와 다이오드가 필요하다. 뿐만 아니라 전압형 컨버터의 경우 PWM제어에 의한 스위칭 주파수를 고려하여 스위칭 속도가 높은 Power MOSFET 또는 IGBT등을 사용하여야 한다. 반면, 강압컨버터를 제외한 스위치는 BJT등 저속 스위치로 대체할 수 있어 가격저하가 가능하다. 이와 같이 스위치 수가 감소됨으로써 제어가 쉽고 소요 IC수가 감소되는 등 제어회로가 간단해지며, 여러 개의 제어회로는 하나의 직류전원으로도 작동이 가능하다. 따라서, 평활 인덕터 또는 캐패시터 등을 고려하더라도 제작비는 감소될 것이다. 그러나, 일정전류를 유지하기 위해 복잡한 폐회로의 구성이 요구된다.

### 4. 전류형 컨버터의 속도 - 토오크 특성

그림 4(b)에서 턴온각  $\theta_{on}$ , 턴오프각  $\theta_{off}$ , 전류의 크기  $I_s$ 라고 할 때, 전류형 컨버터의 평균 토오크는 다음과 같다 [6,7].

$$T_{av} = \frac{qK}{2\alpha_r} I_s^2 (\theta_{off} - \theta_{on}) \quad (7)$$

한 상의 최대 도전각이

$$(\theta_{off} - \theta_{on})_M = \frac{qK}{2\alpha_r} \quad (8)$$

일 때, SRM이 선형영역에서 동작할 때 발생하는 평균 토오크는 식(9)과 같이 표현된다.

$$T_{av} = \frac{1}{2} K I_s^2 \quad (9)$$

또 전류원 컨버터에서 저속운전시에는 최대전류  $I_m$ 에 의해서 제한되므로  $I_s = I_m$ 이라고 하면, 최대 평균 토오크는

$$T_{avM} = \frac{1}{2} K I_m^2 \quad (10)$$

고속운전중에는 상전류가 공급전압  $V_N$ 에 의해서 제한되므로 전류형 컨버터에서 상전압은 다음식(11)과 같이 표현된다.

$$V = K I_s \Omega \quad (11)$$

여기서  $\Omega$ 는 각속도이다. 최대전류  $I_m$ 은 전동기의 상전압이 공급전압  $V_N$ 과 같게 될 때 까지 전동기의 권선에 흐르게 되므로 이때의 속도를 전동기의 기준속도라 하면 다음 식(12)로 표현된다.

$$\Omega_M = \frac{V_N}{K I_M} \quad (12)$$

따라서 기준속도 이하에서는 최대전류는 공급전압을 초과하지 않도록 제한되므로 전류형 SRM 컨버터의 속도-토크 특성은 식(13)과 같다.

$$T_{av} = \begin{cases} \frac{1}{2} K I_m^2 & , \Omega \leq \Omega_N \\ \frac{1}{2} K I_m^2 \frac{\Omega_N^2}{\Omega^2} & , \Omega \geq \Omega_N \end{cases} \quad (13)$$

그림 5는 식(13)의 전류형 컨버터의 토크 식을 이용하여 속도 - 토크 특성과 전압형 컨버터를 나타내었다.[6] 토크 특성곡선으로부터 전체적인 토크 제어영역은 전압원 컨버터가 더욱 넓으나 기준속도 이하에서는 전류원 구동방식이 일정토크를 유지하고 있어 토크 제어특성이 더욱 우수함을 알 수 있다.

### 5. 전류형 SRM 컨버터의 전류특성

8/6 SRM의 구동을 위한 단방향 전류원 컨버터에서 상이 변환되는 전류모드는 2가지가 있으며, 이를 A상에서 B상으로 변환할 때의 간략화된 전류회로를 그림 6에서 나타내었다. 또한, 이때 A,B상 전류파형 및 A, B상 사이의 캐패시터 전압파형을 그림 7에서 보여주고 있다.

#### 5.1 A상에서 B상 스위치를 턴온할 때 전류동작

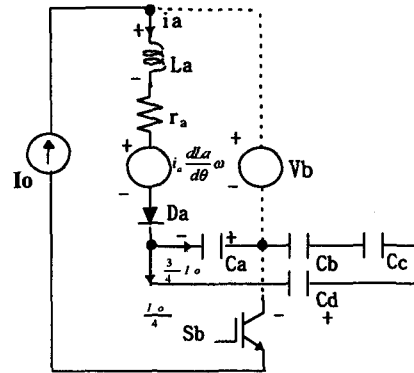
A상과 B상 사이의 전류동작(commutation operation)을 입력전류가 일정한  $I_o$  인 경우에 대하여 전류 준비 모드와 전류 동작 모드의 두가지 동작 모우드로 나누어 해석하였다. 이때 A상에 대한 역기전력은 다음 식으로 표현된다.

$$e_a = i_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega \quad (14)$$

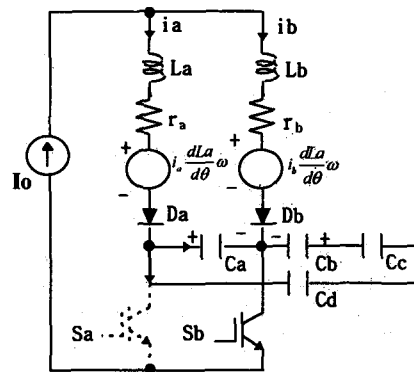
**Mode I ( 전류 준비 모드 )** : A상 권선에 일정한 전원전류  $I_o$  가 흐르고 있다고 가정하면, 바로 이전의 전류(commutation)의 결과로서 커패시터  $C_A, C_D$ 는 그림 6(a)와 같은 극성으로 충전되어 있으며, 커패시터  $C_B, C_C$ 는 영전압 상태이다. 스위치  $S_B$ 가 턴온되면 전류동작이 초기화된다. 이때  $-V_{CO}$ 의 역전압이 스위치  $S_A$ 에 인가되어  $S_A$ 는 턴오프된다. 따라서 전원전류  $I_o$ 는 상권선 A, 다이오드  $D_A$ , 커패시터  $C_A$ 와 스위치  $S_B$ 를 통해 순차적으로 흐른다. 그러나 다이오드  $D_B$ 는 역바이어스가 걸려 아직 전류는 흐르지 않고 있다. 따라서 현시점의 A상 전류  $i_a$ 는 전류전원의 크기  $I_o$ 와 같고, B상 전류  $i_b$ 는 영이다. 커패시터  $C_A$ 에 흐르는 전류는  $3I_o/4$ 이며,  $C_A$ 에서 방전되는 전압  $v_{CA}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{CA} &= -V_{co} + \frac{1}{C} \int \frac{3}{4} I_o dt \\ &= -V_{co} + \frac{3I_o}{4} t \end{aligned} \quad (15)$$

여기서,  $C_A = C_B = C_C = C_D = C$  (16)



(a)



(b)

그림 6 전류형 컨버터의 전류 모드 (a) 모드 I (b) 모드 II

Fig. 6 Commutation Process in Current Source Converter. (a) Mode I (b) Mode II

커패시터  $C_A$  양단의 전위차는 일정전류에 의해 선형적으로 방전되므로 커패시터 양단전압이 다이오드  $D_B$ 를 순방향 바이어스시키는 전압레벨에 이르게 되면 모드 I 단계가 종료된다.  $D_B-L_B$ 에 인가되는 전압을  $v_B$  이라고 할 때,  $L_a-D_A-C_A-D_B-L_b$ 의 폐회로에 대한 전압방정식은 다음과 같다.

$$L_a \frac{dI_a}{dt} + R_a I_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega + v_{DA}$$

$$-V_{co} + \frac{1}{C} \int \frac{3}{4} I_0 dt = v_b \quad (17)$$

$v_b$  가 0 이 되는 시점에서  $D_B$  의 역방향 바이어스는 끝난다. 이때 모드 I 에서 소요되는 시간은 다음 식과 같다.

$$t_1 = V_{co} \frac{C_{eq}}{I_a} - \left( R_a I_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega \right) \frac{C_{eq}}{I_a} = t_{10} - t_1, \quad (18)$$

모드 I 의 회로에서 등가 커패시터의 용량  $C_{eq}$  은  $4C/3$ 이며, 전원전류  $I_0$ 는 커패시터  $C_B, C_C, C_D$  의 직렬 회로에  $I_0/4$ , 커패시터  $C_A$  에  $3I_0/4$ 가 흐른다.

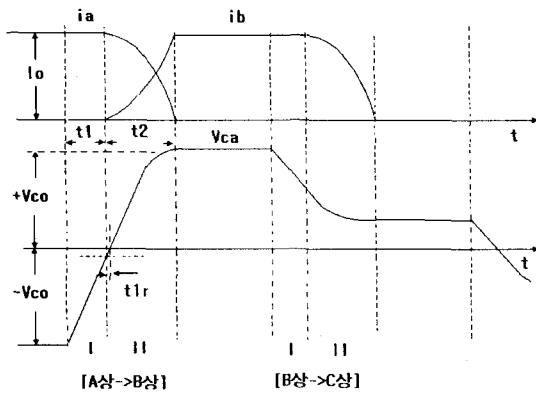


그림 7 전류동작 파형

Fig.7 Waveform of Commutation Operation.

**Mode II ( 전류 동작 모드 )** : 다이오드  $D_B$  가 순방향 바이어스가 되면 일정기간 동안 A상과 B상에서 전류가 흐른다. 따라서 상권선의 인덕턴스 ( $L_A + L_B$ )와 커패시터가 등가용량  $4C/3$ 로 공진회로를 구성한다.  $i_a$  와  $i_b$  사이에 전류(commutation)가 일어나는 순간의 인덕턴스  $L_A$ 는 최대값인  $L_{max}$ 이고  $L_B$ 는 최소값인  $L_{min}$ 이라고 가정하면, 상전류와 전원전류와의 관계,  $L_A - D_A - C_A - D_B - L_B$  의 폐회로에 대한 전압방정식은 다음과 같다.

$$i_a + i_b = I_0 \quad (19)$$

$$L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega + v_{DA} - V_{co} + \frac{1}{c_a} \int i_a dt - i_b \frac{dL_a}{d\theta} \omega - R_b i_b - L_b \frac{di_b}{dt} = 0 \quad (20)$$

여기서,  $L_a + L_b = L_{min} + L_{max} = L$

$$R_a = R_b = R_c = R_d = R \quad (21)$$

식(19), 식(25)를 식(24)에 대입하여 정리하면 다음과 같은 미분방정식을 구할 수 있다.

$$L \frac{d^2 i_a}{dt^2} + 2R \frac{di_a}{dt} + \frac{1}{C_{eq}} i_a = 0 \quad (22)$$

$(1/LC_{eq}) > (R/L)^2$  이라고 가정할 때, 이 방정식을 모드 II 의 영역에서 풀면,

$$i_a = e^{-\frac{R}{L}(t-t_1)} \left[ I_0 \cos \sqrt{\left\{ \frac{1}{LC_{eq}} - \left( \frac{R}{L} \right)^2 \right\} (t-t_1)} \right] \quad (23)$$

R을 무시하면  $i_a$ 는 다음과 같이 근사적으로 표현된다

$$i_a = I_0 \cos \sqrt{\frac{1}{LC_{eq}}} t = I_0 \cos \omega_0 (t - t_1) \quad (24)$$

따라서 B상 전류  $i_b$  는 식(19)에 의해 다음과 같다.

$$i_b = I_0 [1 - \cos \omega_0 (t - t_1)] \quad (25)$$

커패시터  $C_A$  에서 모드 I 의 반대극성으로 충전되는 전압  $v_{CA}$  은 다음과 같이 정현파로써 표현된다.

$$v_{ca} = -v_{co} + \frac{1}{C} \int \frac{3}{4} i_a dt = - \left( R_a I_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega \right) \frac{C_{eq}}{I_a} + I_0 \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \sin \omega_0 (t - t_1) \quad (26)$$

첫번째 항의 크기를 무시한다면 커패시터 전압의 최대값은 전동기 인덕턴스와 커패시터의 값에 의해 큰 영향을 받는다. 전류 동작 모드에 소요되는 시간은 다음과 같다.

$$t_2 = \left( R_a I_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega \right) \frac{C_{eq}}{I_a} + \frac{\pi}{2} \sqrt{LC_{eq}} \quad (27)$$

전류(commutation)동작이 종료되면 커패시터  $C_A, C_B$  는 그림 6(b) 와 같은 극성을 갖는 전압  $V_{co}$ 로 충전되어 다음 상의 전류동작의 초기상태가 된다. 따라서 A상과 B상사이의 전류동작(commutation operation)에서 소요되는 총시간은 식(18)와 식(27)의 합으로써 구할 수 있다.

$$t_c = t_1 + t_2 = \left( \frac{\pi}{2} + 1 \right) \sqrt{LC_{eq}} \quad (28)$$

이 식으로 부터 전류시간은 스위칭 소자의 스위칭 속도와는 무관하고, 전동기 인덕턴스와 전류용 커패시터의 값에 따라 변화됨을 알 수 있다.

### 5.2. B상에서 C상 스위치를 턴온할 때 전류동작

**Mode I** : 현시점의 B상 전류  $i_b$  는 전류전원의 크

기  $I_0$ 와 같고, C상 전류  $i_B$  는 영이다. 커패시터  $C_A$  에 흐르는 전류는  $I_0/4$ 이며,  $C_A$  에서 방전되는 전압  $v_{CA}$  는 식(15)와 같이 선형적으로 표시된다. 단, 이때의  $T$  는 회전자 한주기이며, 시정수는 충전시보다 3배로써 서서히 방전된다.

$$v_{CA} = V_{co} - \frac{1}{C} \int \frac{1}{4} I_0 dt$$

$$= V_{co} - \frac{I_0}{4C} \left( t - \frac{T}{4} \right) \quad (29)$$

**Mode II** : 현시점에서  $i_B$  는 식(24)와 같이 정현파로써 표현되며, 커패시터  $C_A$  에서 방전되는 전압  $v_{CA}$  는 다음과 같이 정현파로써 표현된다.

$$v_{CA} = v_{Co} - \frac{i}{C} \int \frac{1}{4} i_a dt$$

$$= \frac{2}{3} \left( V_{co} + R_a I_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega \right)$$

$$- \frac{I_0}{3} \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \sin \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \left( t - \frac{T}{4} - t_1 \right) \quad (30)$$

커패시터 양단전압이  $V_{co}/6$ 의 전압레벨에 이르게 되면 종료된다.

### 5.3 C상에서 D상 스위치를 턴온할 때 전류동작

**Mode I** : 커패시터  $C_A$  에 흐르는 전류는  $I_0/4$ 이며,  $C_A$  에서 방전되는 전압  $v_{CA}$  는

$$v_{CA} = \frac{V_{co}}{6} - \frac{I_0}{4C} \left( t - \frac{T}{2} \right) \quad (31)$$

**Mode II** : 커패시터  $C_A$  에서 충전되는 전압은  $v_{CA}$  는 다음과 같이 정현파로써 표현된다.

$$v_{CA} = \frac{1}{3} \left( R_a I_a + I_a \frac{dL_a}{d\theta} \omega \right)$$

$$- \frac{I_0}{3} \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \sin \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \left( t - \frac{T}{2} - t_1 \right) \quad (32)$$

커패시터 양단전압이  $-V_{co}/6$ 의 전압레벨에 이르게 되면 종료된다.

### 5.4 D상에서 A상 스위치를 턴온할 때 전류동작

**Mode I** : 커패시터  $C_A$  에 흐르는 전류는  $I_0/4$ 이며,  $C_A$  의 충전전압  $v_{CA}$  는

$$v_{CA} = -\frac{V_{co}}{6} - \frac{I_0}{4C} \left( t - \frac{3T}{4} \right) \quad (33)$$

**Mode II** :  $C_A$  의 충전전압은  $v_{CA}$  는 다음과 같이 정현파로써 표현된다.

$$v_{CA} = -\frac{2}{3} \left( V_{co} - R_a I_a - I_a \frac{dL_a}{d\theta} \right)$$

$$- \frac{I_0}{3} \sqrt{\frac{L}{C_{eq}}} \sin \frac{1}{\sqrt{LC_{eq}}} \left( t - \frac{3T}{4} - t_1 \right) \quad (34)$$

커패시터 양단전압이  $-V_{co}$ 의 전압레벨에 이르게 되면 종료된다.

## 6. 시뮬레이션 및 실험 결과

전류형 컨버터에 대한 이론적 해석의 타당성을 검토하기 위하여 소프트웨어 패키지 ACSL을 이용하여 시뮬레이션하였다. 시뮬레이션을 위한 조건은  $V_s=30V$ ,  $L_s=170mH$ ,  $C_D=20\mu F$ 와 같다.

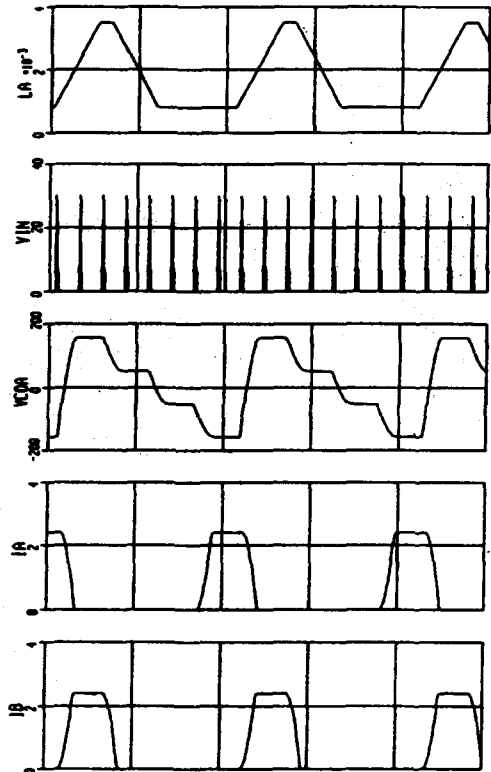


그림 8 상전류 및 캐패시터 전압의 시뮬레이션 파형.

Fig.8 Waveform of phase current and capacitor voltage by simulation.

그림 8 은 전동기속도 1200 rpm으로 가정하였을 때 시간에 대한 상인덕턴스, DC 초퍼에 의한 컨버터 입력전압  $V_{IN}$ , A상 커패시터 전압  $V_{COA}$ , A상 및 B상 전류  $I_A$ ,  $I_B$ 의 시뮬레이션 파형이다. 컨버터 입력전압  $V_{IN}$ 은 평활 인덕터에 의해 느린 주파수로 초퍼되며, A

상 커패시터 전압  $V_{COA}$ 의 시뮬레이션 파형은 5장에서 해석한 바와 같이 빠른 속도로 증가되며, 이후 3개의 계단을 이루며 감소된다. 또한, 과도시 전류  $I_A, I_B$ 의 합은 일정하다.

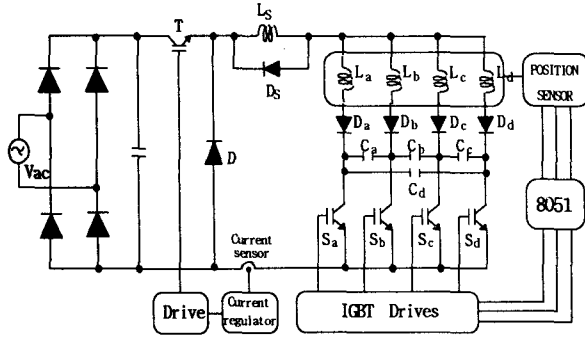


그림 9 전체 시스템 구성도

Fig 9 Block Diagram of Overall System.

그림 9는 본 연구에서 실험한 전류형 컨버터의 회로로써 시스템의 전류원  $I_o$ 는 입력 DC전류의 크기를 제어하기 위한 강압초퍼와 평활 인덕터로 구성하였다. 엔코더로부터 발생된 회전자의 위치신호는 원 칩 마이크로프로세서 8051를 사용하여 제어하였다. 본 연구에서 사용한 모델전동기는 고정자의 극수가 8개이고, 회전자의 극수가 6개인 1.5마력 소형 SRM을 사용하였다.

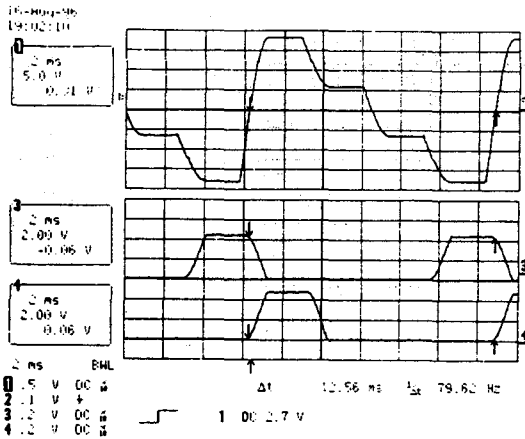


그림 10 전류동작 실험파형 I

- (a) 커패시터 전압  $V_{COA}$
- (b) A상 및 B상 전류  $I_A, I_B$

Fig.10 Experimental waveforms during commutation operation.

- (a) capacitor voltage  $V_{COA}$
- (b) current of phase A and phase B  $I_A, I_B$

그림 10는 전압원  $V_s=20V$ , 평활 인덕터  $L_s=400mH$ 이고,  $C_a, C_b, C_c, C_d$ 는 각각  $20\mu F$  일때, 전류 커패시터  $C_A$  양단의 전압 파형과 A상, B상의 전류 파형을 나타낸 것이다. 이 파형으로부터 컨버터의 전류동작 및 커패시터 전압파형은 2가지 동작 모우드로 나누어 해석한 이론적인 해석, 또는 시뮬레이션 파형과 거의

일치함을 알수 있다. 특히, 5.1절에서 해석한 바와 같이 커패시터 전압  $V_{COA}$ 이 0이 되는 점이 b상의 턴온 시점과 거의 일치하나 약간의 차이를 보이고 있다.

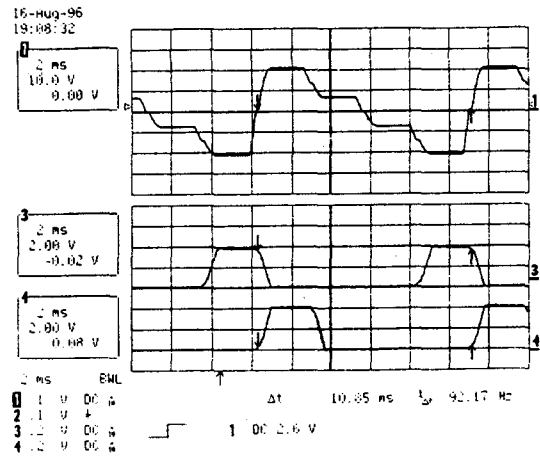


그림 11 전류동작 실험파형 II

- (a) 커패시터 전압  $V_{COA}$
- (b) A상 및 B상 전류  $I_A, I_B$

Fig.11 Experimental waveforms during commutation operation.

- (a) capacitor voltage  $V_{COA}$
- (b) current of phase A and phase B  $I_A, I_B$

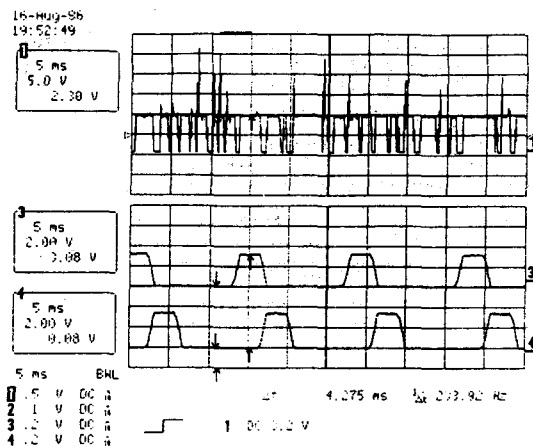


그림 12 직류초퍼의 출력전압 (컨버터 입력전압  $V_{in}$ ) 및 양소자의 전류파형

Fig. 12 Experimental waveforms for the output voltage and currents of two phases.

그림 11는 그림 10의 조건에서 전류를 약간 감소하였을 경우 전류 커패시터  $C_a$  양단의 전압 파형과 A상, B상의 전류 파형을 나타낸 것이다. 이 파형으로부터 전류가 감소함에 따라 토오크가 감소하여 속도는 감소하고 커패시터 전압의 최대치는 감소한다.

그림 12는 DC 초퍼이후의 출력전압파형을 보여주고 있다. 덤프 인덕터가 연결됨에 따라 스위칭 주파수



가 작다는 것을 알 수 있다.

### 7. 결 론

SRM 전류형 컨버터는 전압형 컨버터에 비해 고속 운전보다는 저속운전이 유리하다. 저속운전시 강압컨던서를 직류링크에 도입하여 사전조정함으로써 각 상에서 직류전압(DC full voltage)을 PWM제어방식으로 스위칭하여 전류제어하는 전압형 컨버터보다 스위칭 손실 및 EMI를 대폭 제거할 수 있다. 또한 전류형 컨버터의 경우 전력스위치 수를 줄일 수 있고 강압컨버터를 제외한 스위치는 BJT등 저속 스위치로 대체할 수 있어 가격저하가 가능하다. 뿐만 아니라 제어가 쉽고 간단하여 소요 IC수가 감소하며, 여러 개의 제어회로를 하나의 직류전원으로써 인가할 수 있다. 따라서, 평활 인덕터 또는 커패시터 등을 고려하더라도 제작비는 감소될 것이다.

본 연구에서는 스위치드 릴럭턴스 전동기의 구동을 위한 전류형 컨버터의 전류특성을 전류 준비 모드와 전류 동작 모드의 2가지 모드로 나누어 이론적으로 해석하였다. 상 스위치가 턴오프될 때 상전류는 정현적으로 감소하며, 다음 상의 전류와 감소전류의 합은 일정 전류원의 크기와 같다. 이 때 커패시터 전압은 극성이 변화되면서 빠른 속도로 증가하며 다른 상에서 턴온 또는 오프시 충전시의 1/3의 속도로 서서히 감소한다. 또한 강압초퍼에 의한 전압의 주파수는 평활 인덕터에 의해 낮아진다.

앞으로 전류형 컨버터의 성능을 최적화하기 위해서 스위칭 소자의 정격전압, 정격전류, 평활 인덕턴스의 크기, 전류 커패시터 용량 등을 고려하여 적절한 설계되어야 하며, 이와 같은 변수들을 고려하여 여러가지 특성이 해석되어야 할 것이다.

### 참고문헌

[1] T.J.E. Miller, "Switched Reluctance Motors and Their Control." Oxford, England: Oxford Press, 1993.  
 [2] B.K. Bose. " Power Electronics and AC Drives." Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey. 1986. pp 179-192.  
 [3] H. Le-Huy, P. Viarouge, B.Francoeur. "A novel unipolar converter for switched reluctance motor," in PESC Conf. Rec., 1989, pp.3-10.  
 [4] S. Vukosavic, V.R. Stefanovic, "SRM Inverter Topologies: A Comparative Evaluation", IEEE Tran. IAS. vol. 27. NO.3. AUG. 1985. pp.215-222  
 [5] H. Le-Huy, P. Viarouge, B. Francoeur. "Unipolar converters for switched reluctance motors," in IEEE-IAS Conf. Rec., 1989, pp.551-560.  
 [6] G.S.Buja, M.I. Valla. "Control Characteristics of the SRM drives-Part I : Operation in the Linear Region," IEEE Trans. I.E., vol.38,NO.5, pp.313-321.1991.  
 [7] G.S.Buja, M.I. Valla. "Control Characteristics

of the SRM drives-Part II : Operation in the Saturated Region," IEEE Trans. I.E., vol.41,NO.3, pp.316-325.1994.

[8] H. Le-Huy, K.Slimani, P. Viarouge. "A current-controller Quasi-resonant converter for switched reluctance motor," IEEE Trans. I.E., vol.38,NO.5, pp.355-362.1991.  
 [9] 이기철, 박종근, 임근희, " 가변속 스위치드 릴럭턴스 모우터의 새로운 컨버터 토폴로지," 대한 전기학회논문지, 제43권 9호, pp. 1463 - 1471, 1994.9.



장도현 (張都鉉)

1980년 한양대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1993년~1994년 미국 Texas A&M Univ. 전기공학과 객원 교수. 현재 호서대 공대 전기공학과 부교수. 당학회 편집위원.



최규하 (崔圭夏)

1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 객원 교수. 현재 건국대 공대 전기공학과 교수 당학회 재무 이사.



김기수 (金棋洙)

1968년 10월 5일생. 1993년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 효성중공업 재직중.



정선웅 (鄭善雄)

1967년 7월 3일생. 1994년 건국대 공대 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기공학과 석사과정 재학중.