



Buck Converter를 사용한 SRM 피드백 시스템(상)

김 상 구 충남대학교 시설과

1. 서론

전력용 반도체 분야의 급격한 기술개발의 진행으로 인하여 대용량 스위칭소자가 범용화 됨으로써 이를 사용한 각종 전력변환장치의 개발은 물론 전동기구 등으로의 적용에 관한 연구도 다양하게 진행되고 있다.

이러한 상황을 배경으로 하여 종래에는 스위칭 기술의 어려움으로 인해 응용분야가 위축되어 왔던 릴럭턴스 토크를 동력원으로 이용하고자 하는 연구개발이 이루어졌으며 이를 실용화시킨 것이 SRM(Switched Reluctance Motor)이다.

스위치드 릴럭턴스 전동기(SRM)는 제조공정의 간단성과 구동회로의 구조의 간단성으로 인해 연구가 활발히 진행되고 있다. 국내에서는 최근 들어 SRM에 대한 관심이 연구소 및 대학을 중심으로 급속하게 확산되면서 이의 가전제품과 산업용 기계의 응용 및 전기자동차의 견인용 전동기로서의 가능성 등에 대하여 활발히 연구되어 오고 있다. SRM은 구조상의 특징으로 인해 제작 생산적인 측면에서 상당한 이점을 지니고 있으며 또한 유도전동기와 비교하여 Drive의 구조가 간단하고 단위

체적당 토크, 효율 및 인버터의 정격 등 많은 부분에서 우수한 특성을 지니고 있다. 특히 광범위한 변속 범위와 초저속 운전을 요구하는 부분에 있어서는 아주 우수한 특성을 나타내므로 다양한 응용 범위를 지니고 있다.

SRM은 회전자 구조가 간단하여 제조과정이 쉽고 관성이 매우 작다. 그리고 고정자 권선이 간단하여 대부분의 발열이 고정자 권선에서 나타나므로 냉각이 빠르고 용이하며, 회전자에 영구자석이 없으므로 영구자석형 모터에 비하여 온도 상승에 따른 문제가 없고, 토크가 상전류의 극성에 무관하므로 구동회로에서 스위칭소자의 개수를 줄일 수 있다.

SRM의 토크는 자기회로의 릴럭턴스의 변화에 의해 발생되며 효과적인 정토크의 생성과 부토크의 발생을 억제하기 위해 고정자의 각 상에 회전자의 위치각도에 따른 적절한 스위칭을 필요로 한다. 실제로 SRM의 토크를 극대화하기 위해서는 상의 인덕턴스가 증가하는 구간에서만 전류를 흐르게 하여 양의 토크만 발생하며 충분한 전류의 확립을 위하여 토크가 발생하는 구간에 앞선 구간에서 전류가 흐르도록 스위칭을 해야 한다.

본고에서는 Buck Converter를 이용한 전압제어로 SRM의 속도제어 및 가변부하에 따른 적정스위칭각도를 해석, 제어함으로써 최적의 전류 형상을 도출시켜 SRM의 고효율운전을 실증하였다.

본고를 위한 실험으로 Buck-Converter와 모터구동용 3상 Classic Inverter를 제작하였고, 1kW급, 3상, 6/4 VRM이 사용되었다.

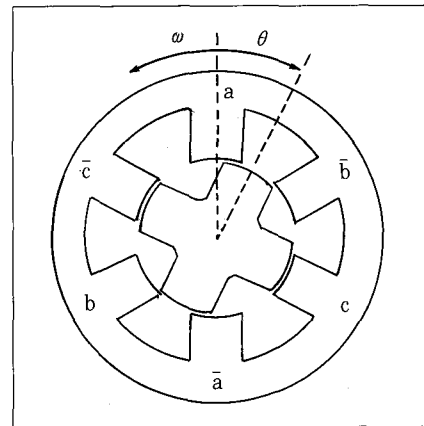
2. SRM의 구동조건 및 동작해석

가. SRM의 구동조건

(1) SRM의 구조

SRM은 일종의 동기기이며, 유도전동기나 PM

Motor와는 달리 영구자석이 없고 규소 강판을 적층한 단순한 구조이다. 그림 1은 6/4 SRM의 단면 구조로써 토크의 극대화를 위한 2중 돌극형 구조이며 릴럭턴스의 크기가 고정 자극과 회전 자극 표면의 중첩크기에 따라 변하는 가변 인덕턴스 구조이다.



〈그림 1〉 3상 6/4 SRM의 단면

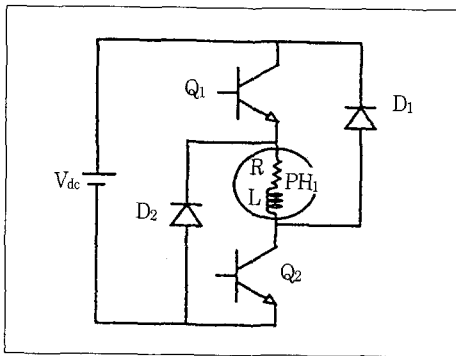
이중 돌극형 가변 인덕턴스 전동기(Variable Reluctance Motor : VRM)는 릴럭턴스가 최소로 되는 방향, 즉 여자되는 권선의 인덕턴스가 최대가 되는 방향으로 토크가 발생한다. SRM은 이중 돌극형 VRM과 회전자의 위치에 따라 스위칭 전압을 인가하는 스위칭 인버터로 이루어져 있다.

본고에서 실험용으로 사용된 전동기는 그림 1의 6개의 고정 자극과 4개의 회전 자극을 가진 VRM으로 고정자에만 집중적으로 권선이 감겨 있고 회전자는 권선, 영구자석 및 브러시 등이 없는 간단한 철심 구조로 되어 있다.

(2) 구동원리 및 토크 발생

단일 여자 기기인 SRM에서의 토크 발생은 릴럭턴스가 최소가 되는 방향으로 회전자 이동하려는 작용으로 이루어지므로 연속적인 운전을 위해서는 릴럭턴스가

감소하는 방향 즉, 인덕턴스가 증가하는 영역에서 각 상을 반복적으로 여자하기 위해 스위칭해야 된다. SRM은 고정자 권선이 집중권이고 상권선 사이의 상호 인덕턴스가 무시되므로 1상당 2개의 스위칭 전력소자를 사용하는 클래식 인버터에서 1상의 구동회로는 그림 2와 같으며, 구동회로에서 전류를 확립하는 방식에 따라 그림 3과 같은 2가지 도통 모드를 가지게 되며 전류 확립시의 전압 방정식은 다음과 같다.



〈그림 2〉 1상당 구동회로

$$V = R_i + \frac{d\lambda}{dt} = R_i + \frac{d}{dt}[L(\theta) \cdot i] \quad (2.1)$$

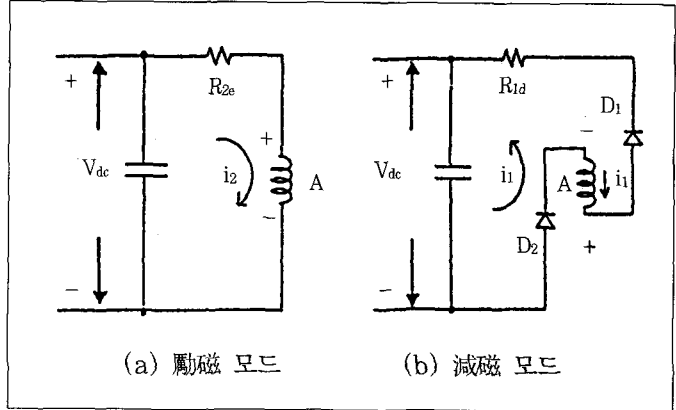
여기서 $\begin{cases} V = \text{인가전압} \\ R = \text{1상의 저항} \\ i = \text{고정자권선에 흐르는 전류} \\ \lambda = \text{flux linkage}(=L(\theta) \times i) \\ L(\theta) = \text{회전자 위치에 따른 인덕턴스} \end{cases}$

이를 전개하면 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V = R_i + L(\theta) \frac{di}{dt} + i \frac{dL(\theta)}{d\theta} \omega \quad (2.2)$$

여기서 $\omega = \text{각속도}$

그림 3 (b)는 급격한 전류 감소 모드이며 전압 방정식은

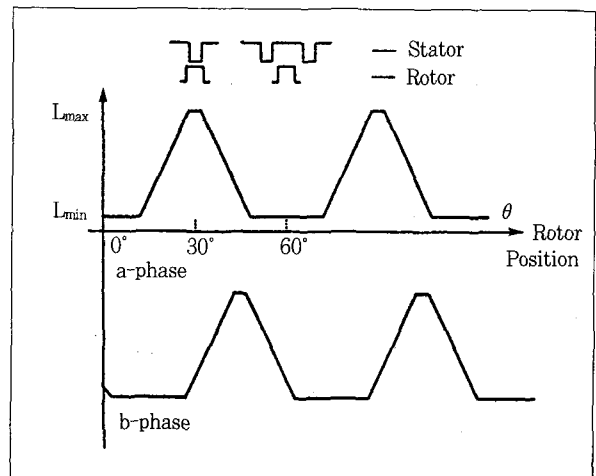


〈그림 3〉 導通 모드

다음과 같다.

$$-V = Ri + \frac{d\lambda}{dt} \quad (2.3)$$

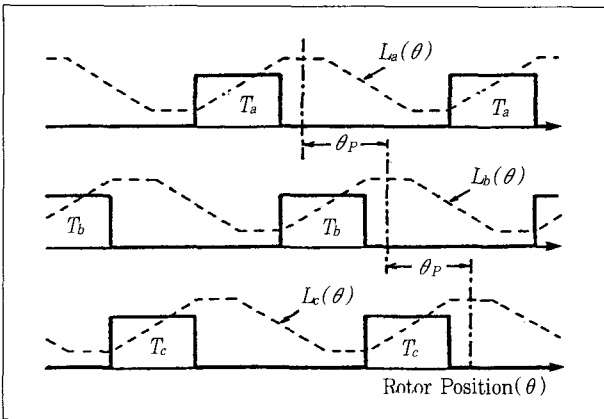
또한 그림 1에서 회전자와 고정자의 위치각에 따른 인덕턴스 파형을 나타내면 그림 4와 같으며 1상에 대하여 이러한 인덕턴스의 변화는 일정한 회전각도의 주기로 반복되며 그 주기는 회전자 극절의 크기가 되므로 식(2.4)과 같이 된다. 그리고 이 상권선에 일정한 여자 전류를 흐르게 하면, SRM은 그림 5와 같이 인덕턴스



〈그림 4〉 회전자 위치 변화에 따른 인덕턴스 변화

가 증가하는 구간에서는 정토크를 발생하게 되며 인덕턴스가 감소하는 구간에서는 부토크를 발생하게 된다. 따라서 정방향의 회전력만을 얻기 위해서는 인덕턴스가 증가할 때만 여자되도록 하는 스위칭이 필요하다.

$$\theta_T = \frac{2\pi}{p_r} \quad (2.4)$$



〈그림 5〉 6/4 SRM에서 각 상의 인덕턴스 프로파일과 정방향 토크

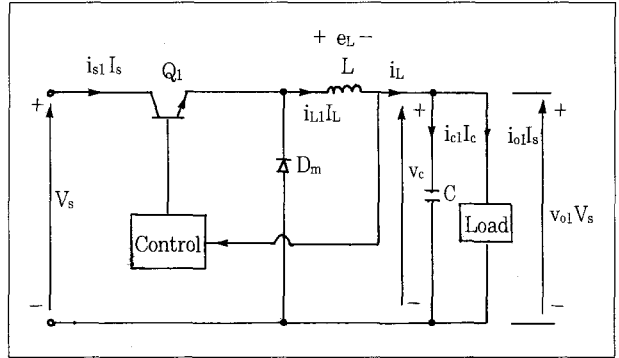
또한 나머지 각 상에 대한 위상차는 식(2.5)와 같다. 각 상의 인덕턴스 프로파일도 동일한 파형을 가지게 되며 그림 5와 같이 반복적으로 여자시켜야 연속적인 토크를 얻을 수 있게 된다.

$$\theta_p = \frac{2\pi}{q p_r} \quad (2.5)$$

토크는 전류의 제곱에 비례하며 상전류의 방향과 무관하게 토크를 발생시킬 수 있으며, 각 상의 여자전류에 의하여 발생하는 토크들의 합으로 출력 토크를 생성하며, 3상 출력 토크,

$$T_p = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{dL(A)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{dL(\theta - 30^\circ)}{d\theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{dL(\theta - 60^\circ)}{d\theta} \quad (2.6)$$

로 된다.



〈그림 6〉 연속적인 전류 i_L 이 흐를 때의 Buck Regulator

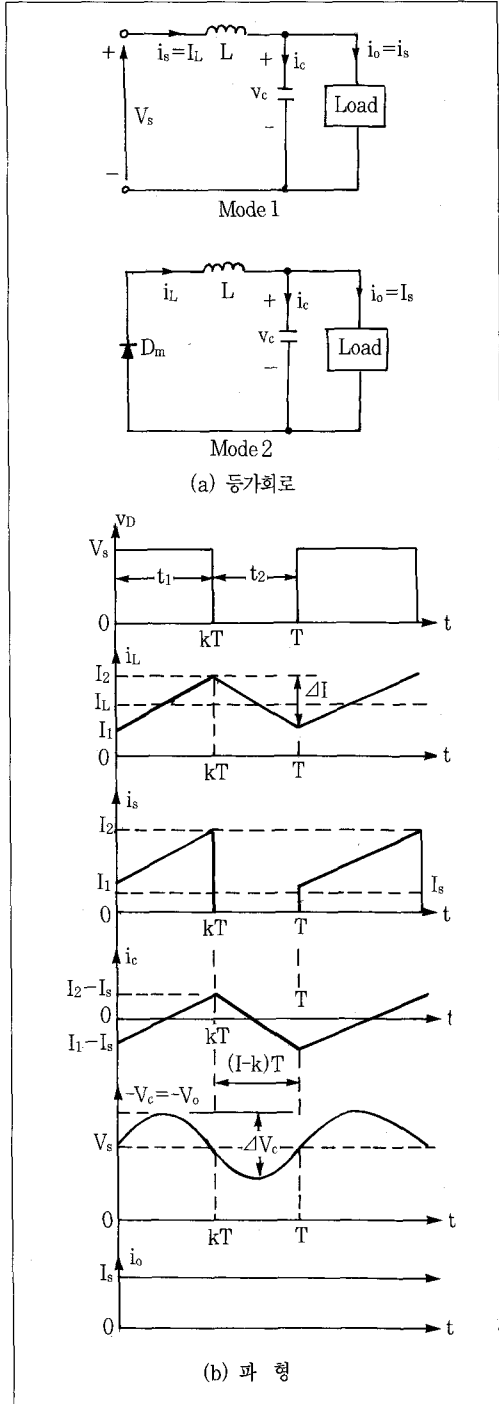
나. SRM 전압 제어용 Buck Converter

(1) Buck(Step-down) Converter의 동작원리

Buck Regulator에서 평균 출력전압 V_a 는 입력 전압 V_s 보다 작기 때문에 그 이름을 "buck"이라고 부른다. 그림 6은 Power IGBT를 Buck Regulator로 사용한 회로도를 나타낸다. 회로 동작은 두 개의 Mode로 나눌 수 있다. Mode 1은 스위치 Q_1 이 $t=0$ 에서 스위치 온 시킬 때부터 시작되며 입력 전류는 필터 인덕터 L, 필터 커패시터 C 및 부하저항 R을 통해서 흐른다.

Mode2는 트랜지스터 Q_1 이 $t=t_1$ 에서 off될 때이다. 환류다이오드 D_m 은 인덕터에 저장된 에너지에 의해 도통하고 인덕터전류는 L, C, 부하, 다이오드 D_m 을 통해 계속해서 흐른다. 인덕터전류는 트랜지스터 Q_1 이 다음 주기에서 다시 on될 때까지 감소한다. 동작 모드에 대한 등가회로가 그림 7(a)에 나타나 있다.

전압과 전류파형은 인덕터L을 통해 흐르는 전류에 대해 그림 7(b)에 나타나 있다. 스위칭주파수와 필터인덕턴스 그리고 커패시턴스에 따라서 인덕터 전류는 불연속이 될 수 있다. 인덕터L에 걸리는 전압은



〈그림 7〉 Buck-regulator의 등가회로 및 파형

$$e_L = L \frac{di}{dt}$$

인덕터 전류가 t_1 에서 I_1 에서 I_2 까지 선형적으로 증가한다고 가정하면

$$V_s - V_a = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1} \quad (2.7)$$

또는

$$t_1 = \Delta I \frac{L}{V_s - V_a} \quad (2.8)$$

그리고 시간 t_2 에서 I_2 에서 I_1 까지 선형적으로 감소하는 인덕터전류는

$$-V_1 = -L \frac{\Delta I}{t_2} \quad (2.9)$$

또는

$$t_2 = \frac{\Delta I L}{V_a} \quad (2.10)$$

$\Delta I = I_2 - I_1$ 은 인덕터L의 peak-to-peak리플 전류이다. 식 2.7과 식 2.9로 ΔI 의 값을 계산하면

$$\Delta I = \frac{(V_s - V_a)t_1}{L} = \frac{V_a t_2}{L}$$

$t_1 = kT$, $t_2 = (1-k)T$ 로 바꾸면 평균출력전압은

$$V_a = V_s \frac{t_1}{T} = kV_s \quad (2.11)$$

손실이 없다고 가정하면 $V_s I_s = V_a I_a = kV_s I_a$ 그리고 평균입력전류는

$$I_s = kI_a \quad (2.12)$$

스위칭주기 T는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I L}{V_a}$$

$$= \frac{\Delta I L V_s}{V_a (V_s - V_a)} \quad (2.13)$$

Peak-to-peak 리플전류는

$$\Delta I = \frac{V_a (V_s - V_a)}{f L V_s} \quad (2.14)$$

또는

$$\Delta I = \frac{V_a k (1 - k)}{f L} \quad (2.15)$$

키리호프 전류법칙을 이용하면 인덕터전류 i_L 은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$i_L = i_c + i_o$$

만약 부하 리플전류 Δi_o 가 매우 작거나 무시할 수 있다고 가정하면 $\Delta i_L = \Delta i_c$, $t_1/2 + t_2/2 = T/2$ 동안 흐르는 평균 커패시터전류는

$$I_c = \frac{\Delta I}{4}$$

커패시터전압은

$$v_c = \frac{1}{C} \int i_c dt + v_c(t=0)$$

커패시터의 peak-to-peak 리플전압은

$$\Delta V_c = v_c - v_c(t=0) = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{\Delta I}{4} dt$$

$$= \Delta I \frac{T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC} \quad (2.16)$$

식 2.16에서 식 2.14 또는 2.15로 ΔI 값을 바꾸면

$$\Delta V_c = \frac{V_a (V_s - V_a)}{8Lcf^2 V_s} \quad (2.19)$$

또는

$$\Delta V_c = \frac{V_s - k(1 - k)}{8LCf^2} \quad (2.18)$$

하나의 스위칭소자를 필요로 하는 Buck Regulator는 간단하고 90% 이상의 높은 효율을 가지고 있다. 부하 전류의 di/dt 은 인덕터L에 의해 제한된다. 그러나 입력전류가 불연속적이며 입력 필터가 일반적으로 요구된다. 또한 출력전압과 단방향의 출력전류는 하나의 극성을 가진다. 다이오드 패스를 통해 회로가 단락되는 경우에 대해 보호회로를 필요로 한다.

(2) Buck Converter 설계 및 제작

Buck-Converter에서는 구형파로 정류된 출력을 일정한 직류 전압으로 얻기 위해 Filter 회로를 거쳐야 한다.

직렬 인덕터는 입력 구형파의 고조파 성분에 대해 입력 임피던스가 크고, 병렬 커패시터는 리플 성분에 대해 임피던스가 낮으므로 Filtering 특성이 인덕터 혹은 커패시터 단일 소자 Filter보다 훨씬 양호하다.

Filter회로 소자치의 조건은

- 1) 인덕터는 고주파 성분에 대해서 임피던스가 커야 하고,
- 2) 커패시터는 리플 성분에 대해서 임피던스가 적어야 한다.

(가)인덕터의 설계

인덕터 L에 있어서 입력전압 E_{in} , 출력전압 E_o , Ripple 전류 Δi 인 경우 요구되는 Inductance 값 L은

$$V = L \frac{di}{dt} \text{에서}$$

$$\begin{aligned} \Delta i &= \frac{1}{L} \Delta V \cdot t = \frac{E_{in} - E_o}{L} \cdot t_{on} \\ &= \frac{E_{in} - E_o}{L} \frac{E_o}{E_{in}} \tau \\ &= E_o \frac{E_{in} - E_o}{L \cdot f \cdot E_{in}} \end{aligned} \quad (2.19)$$

위 식 2.19에서

$$L = \frac{E_o(E_{in} - E_o)}{f \cdot \Delta i \cdot E_{in}} = \frac{150(311 - 150)}{15 \times 10^3 \times 1 \times 311} = 5.2mH$$

여기서, 요구된 L값에 맞는 인덕터를 제작하기 위해서는 코어를 감을 권선의 직경과 Air Gap, l_a 의 산출 및 권선수를 결정해야 한다.

권선의 직경 D_p 는

$$I_p(av) = 2D_p^2 \quad (2.20)$$

이므로 $D_p = \frac{\sqrt{10}}{2} = 2.23mm$ 가 된다.

(여기서 I_p 는 평균부하전류)

또한 인덕터로 사용되는 core의 투자율을 60~300 사이가 적당하므로, $\mu_e = 200$ 으로 한다면 다음 식으로부터

$$\begin{aligned} L &= 0.4 \pi N^2 \mu \frac{A_e}{l_e} \times 10^{-8} \\ &= N^2 A_L 10^{-9} [H] \end{aligned} \quad (2.21)$$

이 되고 A_L 은 1턴을 감을 때의 유기 인덕턴스로

$$\begin{aligned} A_L &= 0.4 \pi \mu \frac{A_e}{l_e} \times 10 \\ &= 0.4 \pi \frac{\Delta B}{\Delta H} \cdot \frac{A_e}{l_e} \times 10 \end{aligned}$$

$$= \frac{\Delta B}{NI} \cdot A_e \times 10 [H] \quad (2.22)$$

따라서

$$\begin{aligned} A_L &= 0.4 \mu_e \cdot \frac{A_e}{l_e} \times 10^{-8} \\ &= 0.4 \times 200 \times \frac{1}{8.7} \times 10^{-8} = 290nH \end{aligned}$$

가 된다. 여기서 A_L 이 5.23mH가 되도록 요구되는 Air Gap l_a 의 길이는 본 논문에 제작 사용된 TDK사의 ETD and EC Cores의 데이터 값을 통해서 구할 수 있다.

(나) 커패시터의 설계

커패시터는 다음 식 2.23으로 구할 수 있으며

$$\begin{aligned} C &= \frac{E_o(E_{in} - E_o)}{8 \cdot f^2 \cdot \Delta V_c \cdot L \cdot E_{in}} \\ &= \frac{150(311 - 150)}{8 \times (15 \times 10^3)^2 \times 560 \times 10^{-3} \times 5.23 \times 10^{-3} \times 311} \\ &= 14.7 \mu F \end{aligned} \quad (2.23)$$

이고, Capacitor의 임피던스 X_c 는

$$X_c = \frac{1}{2\pi \times (15 \times 10^3 \times 14.7 \times 10^{-6})} = 0.72 \Omega$$

로 되고, LC Filter의 특성조건 $R_L \gg X_c$ 에서 Capacitor의 Impedance가 낮을수록, 출력 ripple의 크기가 적어지며 통상 출력 전류 1A당 500~1000 μ F로 계산하므로 본 논문의 실험용 SRM의 정격 전류 허용치가 약 10A이므로 6000 μ F 이상의 것을 사용한다. ■