

## Switched Reluctance Motor 제어에 관한 최신 기술 동향과 향후 과제

김 창 환

대전대학교 전자공학과

### 1. 서론

Switched Reluctance Motor(SRM)은 돌극(Salient Pole) 형태의 철심에 권선이 감겨져 있는 고정자와 역시 돌극 형태의 철심만으로 이루어진 회전자로 구성되는 AC 모터이다. 그림 1은 3상 SRM의 단면 구조를 나타내는 그림이다. SRM은 구조적인 단순함, 낮은 제조단가, 높은 신뢰성, 유도전동기를 능가하는 효율 등으로 인해 여러 응용 분야에서 그 적용 범위가 급속히 확대되고 있는 차세대 모터 중의 하나이다. 특히, 항공기, 전기자동차 등과 같이 고속, 고 신뢰성, 고 효율을 요하는 분야로부터 냉장고, 세탁기, 등과 같은 가전 제품에 이르기까지 그 적용범위는 매우 다양하다.

현재 SRM 제어에 있어 주된 이슈는 SRM의 맥동토크(Torque Ripple) 저감 문제와 고정자 철심의 공진 소음 저감 문제이다. SRM은 그 구조적인 단순함에 비해 동 특성은 상당히 비선형적이다. 특히 맥동토크는 기존의 다른 AC 모터들에 비해 상당히 큰 편이다. 이러한 맥동토크는 SRM과 연결된 기구부에 상당히 큰 진동소음을 유발하고 이것이 SRM의 응용분야 확대에 큰 걸림돌로 작용되어 왔다. 따라서 최근까지 SRM의 맥동토크 저감 제어기법에 대한 많은 연구 결과들이 발표되어 왔으며 특히 피이드백 선형화 기법, 단순화된 선형화 기법등과 같은 최신 비선형 제어 기법들을 적용한 연구 결과들과 최근에는 뉴럴, 퍼지제어, 반복 학습제어 등과 같은 지능제어 기법들을 적용한 연구 결과들도 발표되고 있다[2]-[9]. 본 논문에서는 이러한 SRM의 맥동토크 저감 제어 기법들의 이론적 배경, 실제 적용결과, 그리고 문제점에 대하여 소개한다.

한편 SRM은 고정자와 회전자가 모두 돌극 형태라는 구조적인 특징으로 인해 고정자와 회전자 돌극 간의 서로 잡아당기는 힘 즉, 래디얼 포스(Radial Force)가 회전자의 위치에 따라 크게 맥동하게 되는데 이것이 고정자 철심의 공진을 유발하게 된다. 맥동하는 래디얼 포스의 고조파 성분이 고정자 철심의 공진주파수와 일치하는 경우 고정자의 공진이 발생하고 매우 큰 공진소음이 유발된다. 특히 SRM이 수 천 rpm 이상으로 고속 회전하는 경우 이러한 현상이 빈번히 발생된다. 고

정자의 공진 소음 저감을 위해 최근까지 많은 연구 결과들이 발표되어 왔는데 그 중에서 주목할 만한 연구 결과들로는 고정자 권선에 흐르는 상 전류의 형상을 어떤 특정한 형태로 제어하여 공진을 줄이는 기법과 이미 발생된 고정자의 진동에 대해 180도의 위상차를 갖는 같은 크기의 진동을 의도적으로 발생시켜 서로 상쇄되도록 하는 제어 기법이 있다[10]-[13]. 본 논문에서는 이러한 SRM의 공진소음 저감 제어 기법들에 대하여 이론적 배경, 기본 아이디어, 그리고 장 단점들을 살펴본다.

결론에서는 SRM 제어에 대한 연구가 향후 어떠한 방향으로 나아갈 것인지 그리고 남은 연구 과제들에는 어떠한 것들이 있는지에 대해 살펴본다.

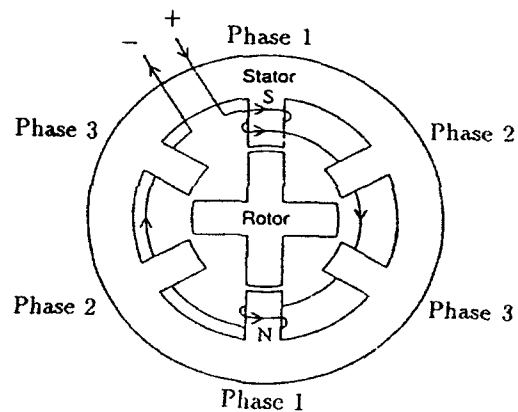


그림 1. 3상 SRM의 단면 구조.

### 2. SRM의 동 특성과 구동원리

3상 SRM의 다이내믹 모델은 다음 식으로 표시된다.

$$L(i, \theta) \frac{di_1}{dt} + E(i, \theta) \omega + R_1 i_1 = v_1 \quad (1a)$$

$$L\left(i, \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \frac{di_2}{dt} + E\left(i, \theta + \frac{2\pi}{3}\right) \omega + R_2 i_2 = v_2$$

$$L\left(i, \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \frac{di_3}{dt} + E\left(i, \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \omega + R_3 i_3 = v_3$$

$$\frac{J}{N_r} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{B}{N_r} \frac{d\theta}{dt} + T_L = T_r(i_1, i_2, i_3, \theta) \quad (1b)$$

여기서  $v_1, v_2, v_3$  는 각 상의 고정자 권선에 인가되는 상 전압으로 제어입력에 해당되고  $i_1, i_2, i_3$  는 각 상의 고정자 권선에 흐르는 상 전류,  $R_r$  는 고정자 권선 저항,  $\theta$  는 회전자 위치(전기각),  $\omega = d\theta/dt$  는 회전자 각속도(전기 각속도),  $J$  는 회전자와 부하의 총 관성모멘트,  $B$  는 점성 마찰계수,  $T_L$  은 부하토크,  $N_r$  은 회전자 극 수(또는 돌극의 개수)를 나타낸다. 그리고 고정자 권선의 인덕턴스를 나타내는  $L(i, \theta)$ 와 속도에 비례하는 역기전력 성분의 형태를 결정하는 역기전력 함수  $E(i, \theta)$ 는 쇄교자속(Flux Linkage)  $\lambda(i, \theta)$ 의 함수로 표시되며 다음 식으로 정의된다.

$$L(i, \theta) = D_r \lambda(i, \theta), \quad E(i, \theta) = D_r \dot{\lambda}(i, \theta) \quad (2a)$$

여기서 기호  $D_k f$  는 함수  $f$  의  $k$  번째 성분에 대한 편미분을 나타낸다. 총 발생토크  $T_r(i_1, i_2, i_3, \theta)$  는 각 상 발생 토크들의 합으로 나타나며 다음 식으로 표시된다.

$$T_r = T(i_1, \theta) + T\left(i_2, \theta + \frac{2\pi}{3}\right) + T\left(i_3, \theta + \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2b)$$

$$T(i, \theta) = N_r \int_0^{\theta} D_r \lambda(i, \theta) d\theta$$

함수  $T(i, \theta)$  는 1상에서 발생하는 토크를 나타내며 이로부터 상 토크 함수로 부르기로 한다. 식(1), (2) 의 SRM 의 다이내믹 모델로부터 알 수 있듯이 SRM 의 각 상의 다이내믹 특성은 회전자 위치에 대해  $2\pi/3$  만 큼 위상 차를 갖는 점을 제외하고는 동일하다. 따라서 하나의 상 만을 고려하여도 다른 상들의 다이내믹 특성은 쉽게 알 수 있다. 지금부터는 1상에 대한 나이나 미 모델 만을 고려하기로 한다.

일반적으로 SRM의 경우 효율을 극대화 하기 위해 쇄교자속의 포화(Saturation) 영역에서도 동작되므로 쇄교자속  $\lambda(i, \theta)$  는 상 전류  $i$  와 회전자 위치  $\theta$  의 비선형 함수로 표현된다. 따라서, 인덕턴스  $L(i, \theta)$ , 역기전력 함수  $E(i, \theta)$ , 발생토크 함수  $T(i, \theta)$  는 일반적으로 상 전류  $i$  와 회전자 위치  $\theta$  의 비선형 함수로 나타나는 것이 일반적이다. 따라서, SRM의 다이내믹 모델은 비선형 시스템 이 됨을 알 수 있다.

그러나 식 (4)의 비선형 모델은 SRM 의 비선형적인 특성을 정확하게 표현한다는 장점이 있지만 물리적인 직관을 얻기는 힘들다. 따라서 초기에는 쇄교자속의 포 화가 발생하지 않는다는 가정하에서 보다 단순화된 모 델을 사용하여 제어기를 설계하였다. 상 전류가 크지 않을 때는 모터가 쇄교자속의 선형영역에서 동작된다 고 가정할 수 있으므로 쇄교자속은 다음 식과 같이 상 전류  $i$  에 대해 선형으로 모델링 될 수 있다.

$$\lambda(i, \theta) = \tilde{L}(\theta) i \quad (3)$$

이 경우 식 (2)로부터  $L(i, \theta)$ ,  $E(i, \theta)$ ,  $T(i, \theta)$  는 다음 식과 같이 보다 구체적인 형태로 구해진다.

$$L(i, \theta) = \tilde{L}(\theta), \quad E(i, \theta) = \frac{d\tilde{L}(\theta)}{d\theta} i, \quad (4)$$

$$T(i, \theta) = \frac{1}{2} N_r \frac{d\tilde{L}(\theta)}{d\theta} i^2$$

(4) 로부터 알 수 있듯이 쇄교자속이 포화 되지 않는 영역에서는 인덕턴스가 상 전류  $i$  에는 무관한 회전자 위치  $\theta$  만의 함수  $\tilde{L}(\theta)$  가 되며  $\tilde{L}(\theta)$  는 항상 0 보다 큰 값을 갖는다. 그리고 고정자 돌극과 회전자 돌극이 정확히 일치했을 때 최대값을 갖고 완전히 어긋났을 때 최소값을 갖는다. 또한 상 토크함수는 상 전류  $i$  의 제곱에 비례하므로 발생토크의 방향(부호)은 상 전류의 방향(부호)과는 무관함을 알 수 있다. 따라서 SRM 의 경우 단 방향 전류로 구동하는 것이 보통이다. 그리고 상 전류  $i$  가 일정한 경 우, 역기전력 함수의 형상과 상 토크 함수의 형상은 서로 같으며 그 형상은 인덕턴스 의 회전자 위치에 대한 미분  $d\tilde{L}(\theta)/d\theta$  의 형상과 동일 하며  $d\tilde{L}(\theta)/d\theta$  의 값이 커질수록 역기전력과 발생토크 가 커짐을 알 수 있다.

따라서 모터 설계 시 큰 토크를 얻기 위해 인덕턴스 의 최대 값과 최소 값의 차이가 크도록 설계(주로 고 정자 돌극과 회전자 돌극 사이의 공극(air gap)을 줄이 는 방법을 사용함)하는 것이 보통이고 물론 응용분야에 따라 다소 간의 차이는 있지만 인덕턴스의 최대값도 같 은 용량의 다른 AC 모터들에 비해 보통 10배 이상 크게 설계한다. 또한 정 방향의 토크를 발생하기 위해서는  $d\tilde{L}(\theta)/d\theta > 0$  인 회전자 위치에서만 상 전류를 흘려주고 역 방향의 토크를 발생하기 위해서는  $d\tilde{L}(\theta)/d\theta < 0$  인

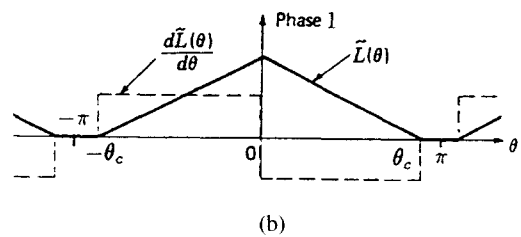
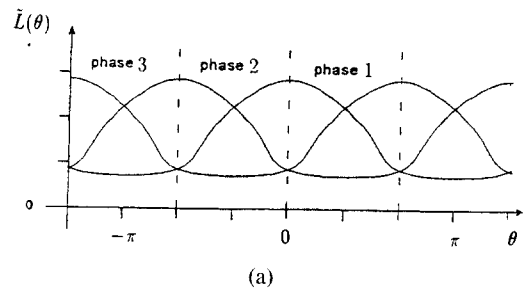


그림 2. (a) 실제 인덕턴스 파형.

(b) 이상적인 인덕턴스 파형과 인덕턴스의 회전자 위치에 대한 미분.

회전자 위치에서만 상 전류를 흘려주면 된다는 사실도 알 수 있다.

그림 2(a)는 SRM의 전형적인 인덕턴스 형상을 나타내고 그림 2(b)는 초기 제어방식에서 주로 사용한 단순화된 인덕턴스의 형상과 회전자 위치에 대한 변화율의 형상(발생토크, 역기전력 형상)을 나타낸다.

### 3. 초기의 제어 방식

일반적인 SRM 제어기의 구성은 그림 3과 같다. 다른 AC 동기 전동기의 경우와 마찬가지로 속도/위치 제어기, 토크 제어기, 그리고 PWM 인버터로 구성된다. 속도/위치 제어기는 속도 또는 위치 센서로부터 속도/위치 신호를 검출하여 기준 속도/위치 명령을 잘 추종하도록 제어하여 기준 토크명령을 발생한다. 토크제어기는 속도/위치 제어로부터 생성된 기준 토크명령을 실제 SRM이 발생하도록 제어하는 역할을 하며 각 상의 기준 전류명령의 형태를 결정하는 전류명령 발생기와 실제 상 전류가 기준 전류명령을 잘 추종하도록 제어하여 각 상의 전압명령을 발생하는 전류제어기 두 부분으로 구성된다. PWM 인버터는 DC 링크 전압을 이용하여 원하는 AC 전압을 생성하는 장치로 토크제어기에서 발생된 각 상의 전압명령에 해당되는 전압이 최종적으로 SRM의 각 상 권선에 인가 되도록 한다. 그림 4는 SRM 제어 시 가장 널리 사용되는 비대칭 H 브릿지(Asymmetric H Bridge) PWM 인버터의 구조를 나타낸다. 속도/위치 제어기 부분은 기존의 다른 모터의 경우와 동일하므로 본 논문에서 이 부분을 다루지는 않는다.

SRM의 전류제어에 있어서는 초기에는 주로 PWM 인버터를 사용한 히스테리시스 뱅뱅(Hysteresis Bang-Bang)제어기 또는 고 이득(High Gain) 제어기 등과 같은 단순한 제어기들이 널리 사용되어 왔지만 최근에는 비선형 전류추적제어기(Current Tracking Controller) 등과 같은 최신 비선형 제어 이론에 근거를 둔 고성능 전류제어 기법들도 소개되고 있다[1]. 이러한 비선형 전류제어기들은 SRM의 인덕턴스와 역기전력과 같은 비선형성을 보상하여 전류제어 오차를 충분히 작은 범위 이내로 줄일 수 있다.

한편, 권선저항에 의한 전압은 비교적 작으므로 무시한다고 가정하면, 식 (1)의 SRM의 전기적인 다이내믹 모델로부터 제어 입력 즉, 상 전압  $v_k$ 의 크기는 인덕턴스에 의한 전압과 역기전력 성분에 의한 전압의 합과 균형을 이루어야 함을 알 수 있다. 그런데 우리가 사용할 수 있는 상 전압의 크기는 물리적으로 제한될 수 밖에 없다. 즉,

$$|v_k| \leq V_{max} = V_{dc}, \quad k = 1, 2, 3 \quad (5)$$

여기서  $V_{dc}$ 는 DC 링크 전압으로  $220 V_{rms}$  전원을 사

용할 경우  $V_{dc} = 220\sqrt{2}$  [V]가 된다. 모터가 저속에서 동작하는 경우 역기전력과 인덕턴스 전압의 합이 제어전압의 한계치보다 훨씬 더 작기 때문에 고성능 전류제어기를 사용하여 전류제어를 완벽하게 할 수 있다. 그러나 모터가 고속으로 회전하는 경우에는 속도에 비례하는 역기전력 성분과 인덕턴스 전압의 합이 상 전압의 한계치  $V_{max}$ 를 넘어서는 경우가 발생하게 된다. 이 경우에는 어떠한 고성능 전류제어기를 사용하더라도 전류제어 오차는 피할 수 없게 되며 역기전력 성분이 상 전압의 한계치보다 훨씬 큰 경우에는 전류제어 자체가 무의미해진다. 따라서, SRM의 경우 초 고속 영역에서는 전류 제어 대신에 턴 온(Turn-on), 턴 오프(Turn-off) 전압제어를 한다. 즉, 전류를 흘려주어야 할 시점에서 최대 전압  $V_{max}$ 를 인가하여 최대한 빨리 전류를 증가 시켜 주고 전류를 끊어야 할 시점에서는  $-V_{max}$ 를 인가하여 최대한 빨리 전류가 흐르지 않도록 제어한다.

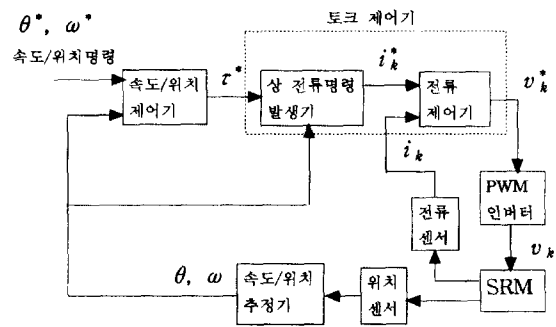


그림 3. SRM 제어기의 기능적 블록선도.

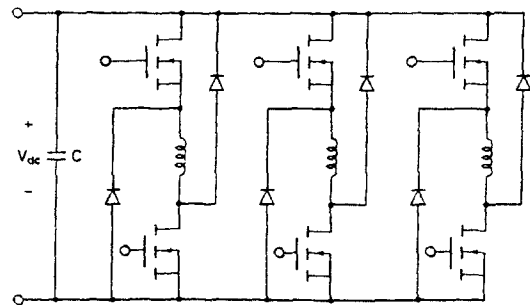


그림 4. 비대칭 H 브릿지 PWM인버터의 구조.

그리고 이와 더불어 턴 온, 턴 오프 각(Turn-on / Turn-off Angle)을 속도에 따라 제어해 준다. SRM의 경우 인덕턴스의 최대 값과 최소 값의 차이는 매우 크므로 인덕턴스가 작은 영역에서는 역기전력 값이 크더라도 전류를 충분히 크게 흘릴 수 있다. 이점에 착안하여 실제로 전류를 흘려야 할 시점보다 일정 각도(Advanced Angle) 만큼 앞서 턴 온 시켜주어 충분히 큰

전류를 흘려줄 수 있게 한다.

또한 고속에서는 음의 최대 전압을 인가하여 상 전류를 감소시키더라도 상 전류의 시간 지연이 발생하여 역 토크 발생 영역에 까지 전류가 흐르는 경우가 빈번히 발생한다. 이로 인해 모터의 효율이 저하 될 수 있는데 이와 같은 역 토크의 발생을 막기 위해 상 전류를 끊어야 할 시점보다 일정 각도 앞서 미리 턴 오프시켜 주어 상 전류가 감소할 충분한 시간을 주는 방법을 사용하는 것이 일반적이다. 이 기법은 유도전동기나 AC 동기전동기의 고속 제어 시 흔히 사용되는 약제자(Field Weakening) 제어 기법과 유사한 개념이라고 볼 수 있다. 그림 5 는 이상에서 설명한 SRM 의 저속 또는 고속제어 의 경우에 나타나는 전형적인 상 전류, 상 전압 파형을 나타낸다.

#### 4. 맥동토크 최소화 제어기법

2장에서 살펴본 바와 같이 SRM의 다이내믹 모델을 상당히 비선형적이다. 그리고 실제 발생토크의 형상도 그림 2(b)와 같이 이상적인 구형파 형태가 아니다. 그

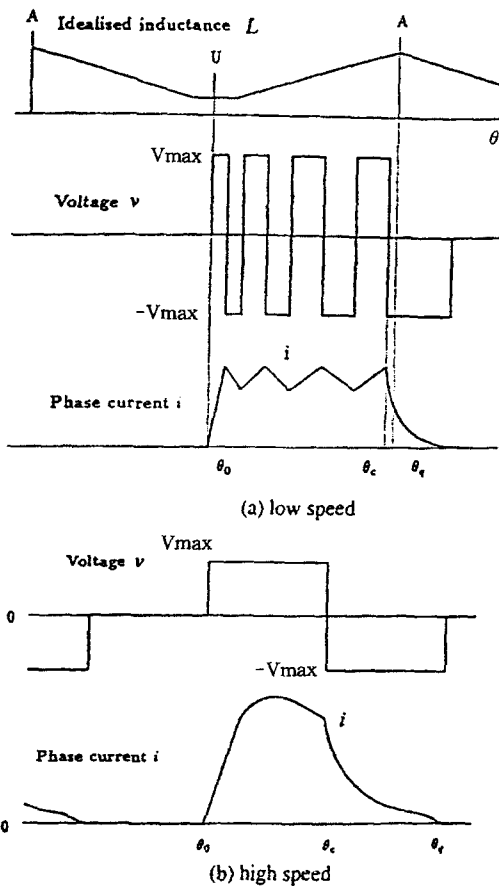


그림 5. 초기제어방식에 의한 상 전류, 상 전압 파형. (a) 저속 동작 시 (b) 고속 동작 시

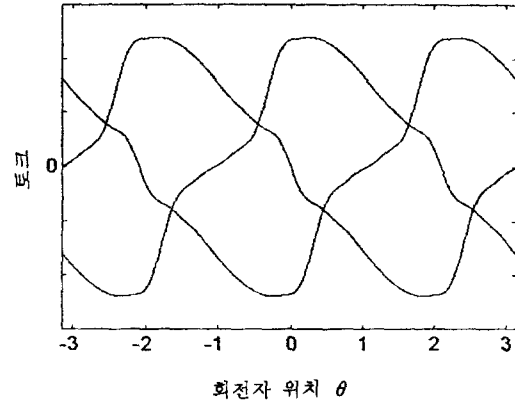


그림 6. SRM의 실제 발생토크 형상.

림 6은 SRM의 전형적인 발생토크 형상(상 전류가 일정한 경우)을 나타낸다. 따라서 3장에서 설명한 초기의 토크 제어방식으로 토크제어를 하면 상당히 큰 맥동토크가 발생한다. 그림 7은 초기의 토크제어 방식으로 제어한 경우의 각 상의 상 전류 파형과 총 발생토크의 형상을 나타낸다. 상당히 큰 맥동토크가 발생함을 볼 수 있다. 이러한 맥동토크는 속도/위치 제어 성능을 저하시킬 뿐만 아니라 SRM이 감속기어 없이 기구부와 직결될 경우 기구 부에 상당히 큰 진동 소음을 유발하게 된다. 특히 모터가 저속 회전 시 이러한 영향은 더욱 커진다. 따라서 최근까지 SRM의 맥동토크 저감 제어 기법에 대한 많은 연구 결과들이 발표되어 왔는데 그 중에서 주목할 만한 대표적인 연구결과 들로는 피드백 선형화 기법(Feedback Linearization Technique), 단순화된 선형화 기법(Simplified Linearization Technique) 등과 같은 최신 비선형 제어 기법들을 적용한 연구 결과들 [2]-[6]과 최근 발표된 뉴럴 네트워크(Neural Network), 퍼지제어(Fuzzy Control) 등과 같은 반복 학습적인 지능제어 기법들을 적용한 연구 결과들 [7]-[9]이 있다. 이제 부터 이러한 제어 기법들에 대해 살펴본다.

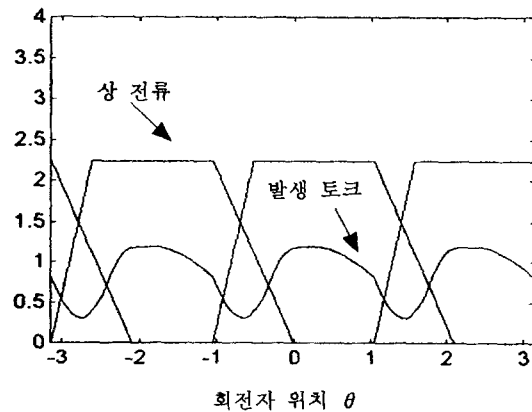


그림 7. 초기 방식으로 제어한 경우의 상 전류 파형과 총 발생토크.

4-1. 비선형 제어기법을 이용한 맥동토크 최소화

Spong은 피드백 선형화 기법을 적용하여 SRM의 비선형적인 동 특성을 완전히 보상하는 비선형 제어기를 제안하였다[2]. 그러나 Spong이 제안한 제어기는 SRM의 비선형 다이나믹모델 전체(식1(a), 1(b))를 사용하여 이를 선형화 하는 제어기를 설계하였기 때문에 제어기가 매우 복잡할 뿐만 아니라 제시된 제어성능을 얻기 위해서는 SRM의 비선형 다이나믹 모델 뿐만 아니라 발생토크와 부하토크의 미분 값도 정확히 알아야 한다. 따라서 이 방식은 모델링 오차가 존재하는 경우 제어성능이 크게 저하되는 단점이 있고 실제로 적용이 거의 불가능한 이론적인 제어 방식이다.

한편 [3], [4], [5] 등에서는 단순화된 선형화 기법을 적용하여, [2]에서 제안한 방식의 단점을 보완하는 실제로 적용 가능한 제어기를 제안하였다. 단순화된 선형화 기법이란 피드백 선형화 기법과 특이 섭동 기법(Singular Perturbation Technique)을 결합한 형태의 제어 기법이라고 볼 수 있다. 특이 섭동 기법이란 어떤 시스템이 빠른 다이나믹 특성을 갖는 서브시스템과 느린 다이나믹 특성을 갖는 서브시스템으로 명확히 구분될 경우 각각의 서브시스템에 대하여 독립적으로 제어를 설계하여 전체 시스템에 적용하더라도 각각의 서브시스템에 대하여 만족되는 제어 성능들이 거의 대부분 보장된다는 이론이다. 단순화된 선형화 기법은 이를 이용하여 각각의 서브시스템에 대하여 독립적으로 피드백 선형화 제어기를 설계하는 기법이다. 거의 모든 모터에 대해 공통적으로 적용되는 사실이겠지만 SRM의 전기적인 다이나믹 특성은 기계적인 다이나믹 특성보다 훨씬 더 빠르므로 전기적인 부분과 기계적인 부분을 분리하여 각각에 대해 서로 독립적으로 피드백 선형화 제어기를 설계할 수 있다. 이제 이러한 제어 기법에 대해 보다 구체적으로 살펴본다.

먼저 SRM의 전기적인 다이나믹 모델(식1(a))을 이용하여 주어진 상 전류명령  $i_k^*$ 에 대하여 상 전류  $i_k$ 가 원하는 오차 범위 이내로 상 전류명령  $i_k^*$ 를 따라가도록 전류제어기를 설계한다. 전류제어기로는 기존의 히스테리시스 뱅뱅 제어기 또는 고 이득 제어기 등을 사용할 수도 있고 비선형 전류 추적제어기 [1]와 같은 고성능의 전류제어기를 사용할 수도 있을 것이다. Taylor가 제안한 전류 추적 제어기는 비선형적인 역기력 성분과 인덕턴스 성분을 보상하여 상 전류가 충분히 작은 오차 범위 이내로 상 전류명령을 추적할 수 있게 해 준다.

고성능의 전류제어기를 사용하고 역기전력과 인덕턴스 전압의 합이 제어전압의 한계치 보다 작도록 모터가 충분히 저속으로 동작되고 있는 경우, 상 전류가 상 전류명령을 정확히 추적한다고 볼 수 있으므로 다음과 같은 가정을 할 수 있다.

$$i_k = i_k^*, \quad k=1,2,3 \quad (6)$$

그러면 SRM의 다이나믹 모델 식(1)은 상 전류명령  $i_1^*, i_2^*, i_3^*$ 를 새로운 입력으로 갖는 다음과 같은 시스템으로 단순화 된다.

$$\frac{J}{N_r} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{B}{N_r} \frac{d\theta}{dt} + T_l = T_c(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta) \quad (7a)$$

여기서

$$T_c(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta) = \sum_{k=1}^3 T \left( i_k^*, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right) \quad (7b)$$

상 전류명령  $i_1^*, i_2^*, i_3^*$ 를 단순화된 시스템 식(7a)의 새로운 입력으로 볼 때 총 발생토크  $T_c$ 가 새로운 입력  $i_1^*, i_2^*, i_3^*$ 와 회전자 위치  $\theta$ 에 대한 비선형 함수이므로 식(7a) 역시 비선형 시스템임을 알 수 있다. 그런데 만약 비선형 함수인 총 발생토크  $T_c$ 가 주어진 기준 토크명령  $\tau^*$ 에 대하여 선형이 되도록 즉,

$$T_c(i_1^*, i_2^*, i_3^*, \theta) = \tau^* \quad (8)$$

를 만족하도록 상 전류명령  $i_1^*, i_2^*, i_3^*$ 를 선택할 수 있다면 식(7a)는 다음과 같이 선형시스템으로 된다.

$$\frac{J}{N_r} \frac{d^2\theta}{dt^2} + \frac{B}{N_r} \frac{d\theta}{dt} + T_l = \tau \quad (9)$$

식(9)는 DC 모터의 다이나믹 모델과 동일함을 알 수 있다. 여기서 기준 토크명령  $\tau^*$ 는 선형시스템 식(9)의 새로운 제어입력으로 원하는 속도/위치 제어성능을 얻도록 설계하면 된다. 결국 비선형 시스템인 식(7)을 선형화 하는 제어입력  $i_1^*, i_2^*, i_3^*$ 를 구하는 문제는 식(8)과 같이 비선형 함수  $T_c$ 를 선형화 하는 제어입력  $i_1^*, i_2^*, i_3^*$ 를 구하는 문제 즉, 함수 선형화(Functional Linearization) 문제로 귀착됨을 알 수 있다. 식 (9)를 만족한다는 것은 SRM의 총 발생토크  $T_c$ 가 회전자 위치  $\theta$ 에 대한 맥동 없이 발생됨을 의미하므로 식 (9)를 만족하는 상 전류명령을 구한다는 것은 SRM의 맥동토크를 최소화하는 (완전히 제거하는) 상 전류명령을 구하는 것과 같은 의미를 알 수 있다. 또한 식 (9)로부터 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령은 회전자 위치  $\theta$ 와 기준 토크명령  $\tau^*$ 에 대한 함수 형태로 구해야 함을 알 수 있다.

식 (9)를 만족하는 상 전류명령, 즉 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령을 구체적인 형태로 구하는 문제에 대해서는 최근까지 많은 연구 논문들이 발표되었다[3]-[6]. 발표된 연구 결과들을 소개하기에 앞서 먼저 이러한 연구들이 바탕을 두고 있는 기본적인 아이디어에 대해 소개하고자 한다.

+방향의 토크를 발생하는 경우에 대해서 생각해 보자. 그림 7에서의 맥동토크 형상을 주목해 보면 맥동토크가 특히 크게 발생하는 시점은 어떤 한 상이 턴 온 상태에서 턴 오프 상태로 바뀌고 인접한 다른 상이 턴 온 오프 상태에서 턴 온 상태로 바뀌는 시점 즉, 한 상에

서 인접한 다른 한 상으로 커뮤테이션(Commutation) 되는 시점임을 알 수 있다. 그 이유는 그림 6에서 보듯이 SRM 의 발생토크 형상이 이 커뮤테이션 시점 근방에서 급격히 변하는 양상을 나타내는데 이 시점에서 상 전류를 단순히 커뮤테이션시켜 주는 것 만으로는 이러한 발생토크의 급격한 변화를 보상해 주지 못하기 때문이다. 한편 그림 6에서 +방향의 토크를 발생시킬 수 있는 회전자 위치  $\theta$  의 영역을 살펴보면, 인접한 상 끼리 서로 겹쳐지는(Overlap) 영역이  $\pi/3$  만큼 씩 있음을 알 수 있다. 또한 커뮤테이션 되는 시점도 이 영역에 포함됨을 알 수 있을 것이다. 따라서 이 영역에서는 인접한 두 상 모두에 적절한 형태로 전류를 흘려주면 커뮤테이션 시 발생하는 맥동토크가 보상될 수 있을 것이다. 이 점에 착안하여 먼저 각 상이 발생해야 할 토크의 형태를 그림 8과 같은 형태로 결정한다. 물론 맥동토크를 최소화 하기 위해, 겹쳐지는 부분의 합성 토크가 기준 토크명령과 같도록 해야 한다. 이렇게 각 상이 발생해야 할 토크 형상이 결정되면 남은 것은 각 상에 흘려주어야 할 상 전류의 형상을 구하는 것이다. 이를 위해 먼저 상 전류와 회전자 위치에 대한 발생토크의 관계를 나타내는 함수인 상 토크 함수를 실험적인 측정을 통해 구하고(보통 수치적인 테이블(Look-up Table) 형태로 결정된다.) 이로부터 상 토크 함수의 역함수 즉, 발생토크와 회전자 위치에 대한 상 전류의 함수 관계를 역시 수치적인 테이블 형태로 구할 수 있다. 이렇게 구한 상 토크 함수의 역함수를 이용하여 미리 결정된 각 상의 토크 형상을 발생하도록 상 전류 형상을 구할 수 있고 결국 이것이 맥동토크를 최소화 하는 상 전류명령이 된다.

이상에서 설명한 기본 개념을 바탕으로 하여 [5]에서는 맥동토크를 최소화하는 모든 상 전류명령들이 자유롭게 선택될 수 있는 주기함수  $h$  를 포함한 구체적인 형태로 표현됨을 증명하였고 최적화 기법을 사용하여 맥동토크를 최소화함과 동시에 다른 제어목적도 최적으로 달성할 수 있도록 자유함수(Free Function)  $h$  를 선택하는 알고리즘을 제안하였다. [5]에서 제안한 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령은 다음과 같다(여기서는 수식을 간단히 하기 위해 기준 토크명령이 + 인 경우만 고려하였음).

$$i_k^* = g\left(\tau^*, \theta + \frac{2\pi}{3}(k-1)\right) \quad k=1,2,3 \quad (10a)$$

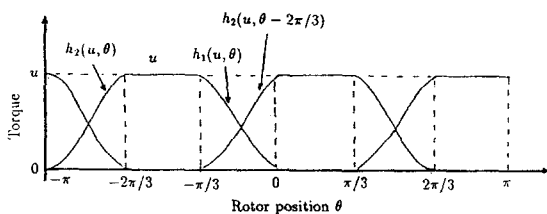


그림 8. 각 상이 발생해야 할 토크의 형상.

여기서

$$g(\tau^*, \theta) = U(f(\tau^*, \theta), \theta) \quad (10b)$$

그리고 함수  $U$  는 발생토크 함수  $T$  의 역함수 즉,

$$\tau = T(U(\tau, \theta), \theta) \quad (10c)$$

를 만족하는 함수이고 발생토크 모델  $T$  가 결정되면 수치적인 테이블 형태로 쉽게 구할 수 있다. 그리고 함수  $f$  는 각 상에서 발생해야 할 토크의 형상을 나타내는 함수로서  $\theta$  에 대한  $2\pi$  주기함수이며 다음 식으로 정의된다.

$$f(\tau^*, \theta) = \begin{cases} 0, & 0 \leq \theta \leq \pi \\ h(\tau^*, \theta), & -\pi/3 \leq \theta < 0 \\ \tau^*, & -2\pi/3 \leq \theta < -\pi/3 \\ \tau^* - h(\tau^*, \theta), & -\pi \leq \theta < -2\pi/3 \end{cases} \quad (10d)$$

여기서 함수  $h$  는  $\theta$  에 대한  $\pi/3$  주기함수로서 다음 식을 만족하는 함수이다.

$$y_1(\tau^*, \theta) \leq h(\tau^*, \theta) \leq h(\tau^*, \theta) \\ y_1(\tau^*, \theta) = \max\{0, |u| - |T(i_{max}, \theta - 2\pi/3)|\} \quad (10e) \\ y_2(\tau^*, \theta) = \min\{|u|, |T(i_{max}, \theta)|\}$$

여기서 함수  $h$  는  $\theta$  에 대한  $\pi/3$  주기함수로서 식 (10e)의 부등식을 만족한다는 점 이외에는 자유롭게 선택될 수 있는 자유함수이다. 이것은 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령은 무수히 많이 존재함을 의미한다. 만약 자유함수  $h$  를 식(10e)를 만족하는 어떤 특정한 형태로 선택한다면 상 전류명령은 유일하게 결정된다. 자유함수  $h$  는 최적화기법을 적용하여 다른 어떤 제어 목적을 달성하도록 최적으로 선택될 수 있다. [5]에서는 권선저항에 의한 전력손실을 최소화하는  $h$  와 상 전류명령의 시간에 대한 변화율을 최소화하는  $h$  를 선택하는 알고리즘을 제안하고 있다. 그림 9는 맥동토크를 최

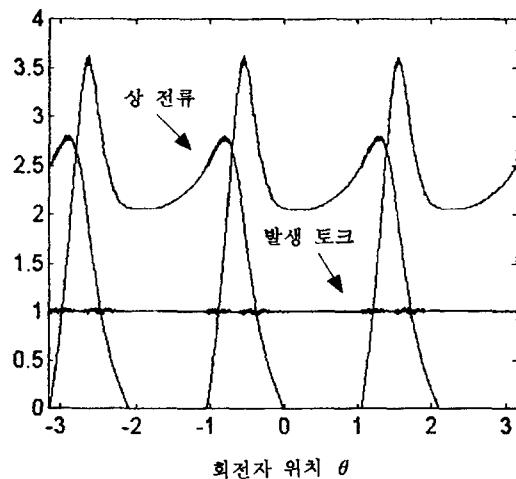


그림 9. 맥동토크를 최소화하는 상 전류와 발생토크.

소화 하는 상 전류명령과 총 발생토크를 나타낸 그림이다. 맥동토크가 거의 발생하지 않음을 볼 수 있다. 결국 상 전류제어가 완벽하고 발생토크 모델이 오차 없이 완벽하게 구해질 수 있다면 맥동토크를 완전히 없애는 토크제어를 설계할 수 있다. 그러나 실제의 경우 약간의 전류제어 오차와 발생토크 모델링 오차는 피할 수 없으므로 약간의 맥동토크는 발생할 수 있다.

한편 [3]에서도 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령의 형태를 제안하였다. 우선 1상 전류명령에 대해서 고려한다. 먼저 서로 인접하는 상인 1상과 3상에 대하여 동일한 상 전류 값으로 동일한 토크를 발생하는 회전자 위치  $\theta_i \in (-\pi/3, 0)$  를 결정한다.

즉,

$$T(i, \theta_i) = T\left(i, \theta_i - \frac{2\pi}{3}\right) = \frac{\tau^*}{2} \quad (11a)$$

$\theta_i$  는 그림 6에서 + 방향의 토크를 발생하는 영역에서의 1 상과 3상 발생토크 함수의 교점에서의  $\theta$  값이 됨을 알 수 있다. 이 값을 기준으로 증가영역  $R_+$  과 감소영역  $R_-$  를

$$R_+ = [-\pi, \theta_i - \frac{2\pi}{3}], \quad R_- = [\theta_i, 0] \quad (11b)$$

와 같이 정의한 후 증가영역  $R_+$ 에서는 상 전류를 직선적으로 증가 시키고 감소영역  $R_-$ 에서는 상 전류를 직선적으로 감소 시킨다. 그리고 나머지 영역  $[\theta_i - 2\pi/3, \theta_i]$ 에서는 [5]에서와 비슷한 방법으로 맥동토크를 최소화하도록 상 전류의 형태를 결정해 준다. 2상, 3상 전류명령들은 결정된 1상 전류명령을  $2\pi/3$  만큼씩 위상 이동시켜 구한다. 이 방법은 맥동토크를 최소화하면서 동시에 전류제어를 용이하게 하기 위해 상 전류명령의 시간에 대한 변화율을 줄인다는 장점이 있지만 무수히 많은 상 전류명령들 중에서 하나의 특정한 형태의 전류명령을 선택하는 것이므로 [5]에서와 같이 상 전류명령을 다양하게 선택할 수는 없다. [3]에서 제안한 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령은 [5]에서 제안한 상 전류명령 식(10)에서 자유함수  $h$  를 다음과 같이 선택한 경우에 해당된다.

$$h(\tau^*, \theta) = \begin{cases} T(g, (\tau^*, \theta), \theta) & \text{if } \theta_i \leq \theta < 0 \\ \tau^* - T\left(g, \left(\tau^*, \theta - \frac{2\pi}{3}\right), \theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \text{if } -\pi/3 \leq \theta < \theta_i \end{cases} \quad (12a)$$

여기서

$$g, (\tau^*, \theta) = \begin{cases} \frac{U(\tau^*/2, \theta_i) \theta}{\theta_i} & \text{if } \theta_i \leq \theta < 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12b)$$

$$g, (\tau^*, \theta) = \begin{cases} \frac{U(\tau^*/2, \theta_i - 2\pi/3) (\theta + \pi)}{\theta_i + \pi/3} & \text{if } -\pi \leq \theta < \theta_i - 2\pi/3 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12c)$$

이 외에도 이와 비슷한 개념의 맥동토크 저감 제어 기법에 대한 연구 결과 [4], [6]들이 발표되었으나 그 내용에 대해서는 앞서 설명한 제어 방식들과 개념적으로 큰 차이는 없기 때문에 내용 소개는 생략한다.

#### 4-2. 뉴럴, 퍼제 제어를 이용한 맥동토크 최소화

4.1절에서 설명한 비선형 제어기법을 이용한 맥동토크 최소화 기법은 실험적인 측정을 통해 얻은 발생토크 모델을 이용하여 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령을 구하기 때문에 발생토크 모델이 오차 없이 완벽하게 구해질 수 있다면 맥동토크를 완전히 없앨 수 있다. 그러나 약간의 발생토크 모델링 오차는 피할 수 없고 또한 발생토크 모델을 실험적으로 구하는 것은 다소 번거롭고 힘든 작업이다. 따라서 최근에는 뉴럴, 퍼지제어, 반복학습제어 등과 같은 지능제어 기법들을 적용하여 발생토크의 모델을 사용하지 않고 바로 실험적인 측정과 학습 알고리즘을 이용하여 맥동토크를 최소화 하는 상 전류명령을 구하는 방법들이 제안되고 있다[7]-[9]. 이 절에서는 이러한 지능제어 기법들에 대해 소개한다.

Williams 등은 [8]에서 CMAC 뉴럴네트워크를 이용하여 SRM의 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령을 학습을 통해 구하는 방법을 제안하였다. 여기서 제안한 시스템의 전체적인 기능적 블록선도는 그림 10과 같다. 주어진 기준 토크명령에 대해 SRM에 부착된 토크센서로부터 현재의 실제 발생토크를 검출하여 토크 오차 신호를 얻고 이것을 학습 알고리즘과 CMAC 뉴럴네트워크를 통해 새로운 제어신호 즉 상 전류명령을 발생하고 발생된 상 전류명령에 대해 전류제어를 한다. 새로운 전류명령에 대해 다시 발생토크를 검출하여 토크 오차를 구하고 위의 과정을 반복한다. CMAC 네트워크는 회

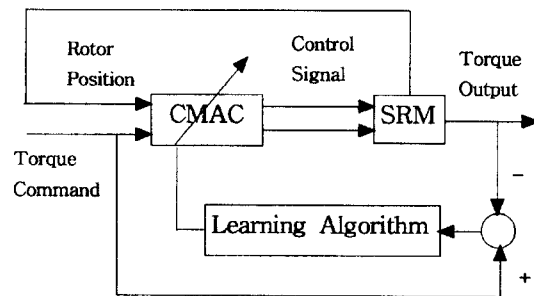


그림 10. 뉴럴 네트워크를 이용한 맥동토크 최소화 제어기 구조.

전자 위치(각도)와 기준토크명령을 입력으로 받고 학습 알고리즘에서 갱신된 가중치(Weight)를 이용하여 각 상 전류명령을 발생한다. 학습 알고리즘에서는 토크 오차를 이용하여 다음과 같은 알고리즘에 의해 갱신한다.

$$W(t+1) = W(t) + \mu f(\theta) \frac{e(t)}{\rho} \quad (13)$$

$$(0 < f(\theta) \leq 1, 0 < \mu < 1)$$

여기서  $e(t)$  는 기준 토크명령과 실제 발생토크와의 오차 이다. 일반적으로 학습 레이트(Learning Rate)를 상수인  $\mu$ 로만 사용하는 것이 보통이지만 여기서는 SRM의 발생토크가 회전자 위치에 따라 변한다는 특성을 고려하여 회전자 위치에 대해 가변인 학습 레이트 함수  $f(\theta)$ 를 사용함으로써 학습 레이트 함수  $f(\theta)$ 의 형태에 따라 서로 다른 형태의 상 전류명령을 구할 수 있도록 하였다. 이 방법은 발생토크의 모델링 없이 맥동토크를 최소화하는 상 전류명령을 구할 수 있다는 장점이 있지만 비교적 고가인 토크센서를 사용하여 실제 토크를 검출해야 한다는 단점이 있다. 또한 Williams는 [7] 등에서도 퍼지 제어의 개념을 도입하여 이와 유사한 형태의 맥동토크 최소화 제어를 제안하였다.

한편 [9]에서는 반복학습제어 기법을 적용하여 맥동토크를 최소화하는 방법을 제안하였다. [9]에서 제안한 반복학습제어기는 모터에 장착된 위치센서(증분 인코더)로부터 검출된 위치 신호를 사용하여 위치, 속도, 토크를 추정하는 관측자(Observer), 기준 속도명령에 대해 속도제어를 하는 속도제어기(기존의 PI 제어기 사용), 속도제어루프의 출력인 기준 토크명령과 관측자로부터 추정된 토크를 이용하여 새로운 상 전류명령을 갱신하는 학습제어기, 그리고 상 전류명령에 대해 전류제어를 하는 전류제어기로 구성된다. 위치, 속도, 토크를 추정하는 관측자는 식(1b)의 기계적인 다이내믹 모델을 이용하여 다음과 같이 구성된다.

$$\frac{d\hat{\theta}}{dt} = \hat{\omega} + k_1(\theta - \hat{\theta})$$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{J}(\tau - \hat{\tau}) + k_2(\theta - \hat{\theta}) \quad (14)$$

$$\frac{d\hat{\tau}}{dt} = k_3(\theta - \hat{\theta})$$

여기서  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\omega}$ ,  $\hat{\tau}$  는 각각 회전자 위치, 각속도, 발생토크에 대한 추정치를 나타내고  $\theta$  는 위치센서로부터 검출된 실제 위치,  $\hat{\tau}$  는 기준 토크명령 즉 속도제어 루프의 출력, 그리고  $k_1, k_2, k_3$ 는 관측자 이득을 나타낸다. 그리고 학습제어기는 관측자로부터 추정된  $\hat{\theta}$ ,  $\hat{\tau}$  와 속도제어 루프의 출력  $\hat{\tau}$ 를 이용하여 다음과 같이 구성된다( $k$  번째 반복학습 시의 1상 전류명령에 대한 갱신규칙을 나타냄).

$$i_{1,k+1}^*(\hat{\theta}) = i_{1,k}^*(\hat{\theta}) + \alpha K(\hat{\theta}) e_k(\hat{\theta}) \quad (15)$$

$$e_k(\hat{\theta}) = \hat{\tau}_k(\hat{\theta}) - \tau_k(\hat{\theta})$$

여기서  $0 < \alpha < 1$ 이며  $K(\hat{\theta})$ 는 갱신 이득으로 회전자 위치에 대한 함수로 선택된다. 이러한 반복학습을 이용한 맥동토크 최소화 방법은 토크 센서가 필요 없으며 모터에 장착된 위치센서만 있으면 구현이 가능하다는 장점이 있다.

### 5. 공진 소음 저감 기법

SRM에서 발생하는 소음에는 크게 2가지 종류가 있다고 볼 수 있다. 첫번째는 4장에서도 언급했듯이 SRM 의 큰 맥동토크에 의해 발생하는 기구부의 진동 소음 이고 두 번째는 모터 자체의 공진 현상에 의해 발생하는 공진소음 이다. 공진소음은 SRM과 연결된 기구부와는 상관 없이 SRM 자체에서 발생하는 소음이다. 맥동토크에 의한 기구부의 진동소음은 4장에서 설명한 맥동토크 최소화 제어 기법을 사용하여 거의 해결이 가능하다. 5장에서는 SRM 자체에서 발생하는 공진소음을 저감하는 제어 기법에 대해 소개한다.

모든 물질들은 고유한 공진 주파수를 갖고 있다. SRM의 경우 고정자는 보통 구조강판을 적층하여 만들고 있는데 고정자 역시 그 형상에 따라 다소의 차이는 있지만 보통 수 kHz 대에 걸쳐 여러 공진 점을 가진다. 그림 11은 고정자의 각 공진주파수 별로 공진하는 특성을 보여주는 그림이다. 그런데 SRM은 회전자에 영구자석이나 권선을 사용하지 않기 때문에 회전력 발생을 위해 고정자와 회전자가 모두 돌극 형태의 구조를 가진다. 이로 인해 고정자 돌극과 회전자 돌극 사이에는 반지름 방향으로 서로 잡아당기는 힘 즉, 래디얼 포스(Radial Force) 가 발생한다. 래디얼 포스는 두 돌극 사이를 통과하는 자속의 크기에 비례하므로 인덕턴스와 상 전류의 크기에 비례함을 알 수 있다. SRM 의 경우 회전자 돌극의 위치에 따라 인덕턴스의 차가 매우 크므로 두 돌극 간의 위치 상태에 따라 래디얼 포스의 차이는 매우 심하다. 즉 두 돌극이 완전히 일치한 경우 래디얼 포스가 가장 크고 완전히 어긋난 경우 가장 작아진다. 또한 모터가 회전함에 따라 상 전류가 턴 온,

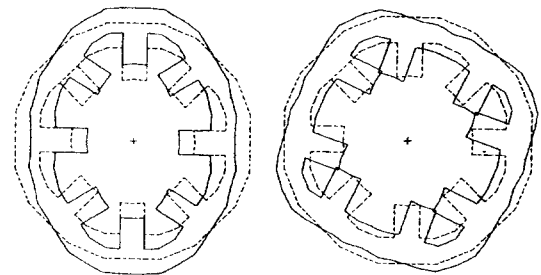


그림 11. SRM 고정자의 공진 모드(1679Hz, 6251Hz)



턴 오프를 반복하기 때문에 이러한 두 돌극 간의 래디얼 포스는 주기적으로 맥동하게 되는데 만약 래디얼 포스의 고조파 성분이 고정자의 고유 공진주파수와 일치하게 되면 고정자는 공진하게 되고 따라서 매우 큰 공진 소음이 발생된다. 보통 고정자 철심의 공진 주파수는 수 kHz 이기 때문에 특히 SRM이 수 천 rpm 이상으로 고속 회전하는 경우 이러한 현상이 두드러진다.

고정자의 공진 소음 저감을 위해 모터의 구조 설계적인 측면과 제어적인 측면에서 최근까지 많은 연구 결과들이 발표되어 왔고 현재도 진행 중이다. 모터의 설계적인 측면의 접근 방법은 모터의 형상 특히 고정자의 형상을 어떻게 설계하면 공진 점 즉 공진주파수를 높이고 진동을 줄일 수 있을 것인가 하는데 초점이 맞추어져 왔다. 그러나 이러한 구조적인 측면의 접근 방법은 성과는 있었지만 이것 만으로는 한계가 있다. 그 이유는 모터의 형상을 적절히 설계하여 어떤 특정한 속도에서의 공진 점은 피할 수는 있다 하더라도 모든 공진 점을 가칭주파수 대역보다 크게 설계하지 않는 한(이것은 현실적으로 거의 불가능하다.) 또 다른 속도에서는 공진이 유발될 수 있기 때문이다. 따라서 넓은 속도 대역의 가 변속을 필요로 하는 SRM의 경우 이러한 모터의 구조 설계적인 측면의 접근 방법만으로는 한계가 있고 이와 더불어 제어적인 측면의 연구도 병행되어야 한다.

최근 모터의 공진 현상을 제어적으로 해결하려는 많은 연구가 이루어지고 있다. 그 중에서 주목할 만한 연구 결과들로는 이미 발생된 고정자의 진동에 대해 의도적으로 다른 진동을 발생시켜 서로 상쇄되도록 하여 진동을 억제하는 기법이고 또 다른 하나는 고정자 권선에 흐르는 상 전류의 형상을 어떤 특정한 형태로 제어하여 공진을 줄이는 기법이다. 이제 이러한 두 가지 제어방법에 대해 소개한다.

Lang 등은 [10]에서 최초로 SRM의 공진 현상에 대한 실험적인 분석결과를 발표하였다. 여기서 Lang은 SRM의 소음의 주 원인이 고정자 돌극과 회전자 돌극 간의 래디얼 포스에 의해 발생하는 고정자의 공진 현상에 기인함을 고정자의 진동과 소음에 대한 주파수 분석을 통해 실험적으로 입증하였다. 이 논문이 발표된 이후로 SRM의 공진 소음 저감을 위한 많은 연구 결과들이 발표되었다. 특히 Pollock 등은 [11, [12] 등에서 공진현상의 시간영역 분석을 통해 공진소음 상쇄기법(Acoustic Noise Cancellation Technique)을 발표하였다. 이 기법의 기본적인 아이디어는 이미 발생된 고정자의 진동에 대해 180도의 위상차를 갖는 진동을 의도적으로 발생시켜 서로 상쇄되도록 한다는 것이다. 먼저 이 논문에서는 SRM에서 발생하는 공진의 시간영역 분석을 통해 진동이 주로 상 전류를 턴 오프 시켜주는 시점에서 크게 발생함을 알아내었다. 그림 12는 상 전류의 형상과 래디얼 포스의 형상 그리고 진동센서에 의해 측

정된 고정자 진동을 나타낸다. 진동이 주로 턴 오프 시점에서 크게 발생함을 알 수 있다. 즉 래디얼 포스의 기울기가 +에서 -로 급격히 변하는 시점에서 진동이 발생함을 알 수 있다. 이 점에 주목하여 [11]에서는 턴 오프 시점에서 한번 만에 바로 턴 오프 시키는 것이 아니라 2단계로 나누어 턴 오프 시키면 첫 번째 턴 오프에서 진동이 발생하고 이어서 두 번째 턴 오프에서도 다시 진동이 발생하기 때문에 만약 이 두 진동이 180도의 위상차를 갖고 그 크기가 비슷하다면 서로 상쇄되어 나타날 것이라는 아이디어를 고안하였다. 두 진동이 180도의 위상차를 갖도록 하기 위해서는 두 번째 턴 오프 시점을 첫 번째 턴 오프 시점으로부터 진동 주기의 반 주기 만큼의 시간이 경과한 후로 해주어야 함을 알 수 있을 것이다. 이러한 기법을 2단계 커뮤테이션 방법(Two-Stage Commutation Method) 이라 한다. 2단계 커뮤테이션은 SRM에서 가장 널리 사용되는 비대칭 H 브릿지 인버터(그림 4)를 이용하여 쉽게 구현할 수 있다. 그림 4에서 1상만을 고려하면 위 아래 스위치가 모두 턴 온 되면 모터 1상 권선 양단에 최대 전압  $V_{dc}$ 가 인가되고 위쪽 또는 아래쪽 스위치만 턴 온 되면 제로 전압 즉 0 V가 인가된다. 그리고 두 스위치 모두 턴 오프 되면  $-V_{dc}$ 가 인가된다. 이러한 비대칭 H브릿지 인버터의 특성을 이용하여 다음과 같이 2단계 커뮤테이션을 수행한다. 먼저 첫 번째 턴 오프 시점에서 위쪽 스위치만 턴 오프 시킨다. 이로 인해 첫 번째 진동이 발생한다. 이로부터 진동 주기의 반 주기 만큼의 시간이 경과한 후 두 스위치를 모두 턴 오프 한다. 이로 인해 첫 번째 턴 오프 시점에서 발생된 진동과 180도 위상차를 갖는 두 번째 진동이 발생하고 따라서 발생된 두 진동은 서로 상쇄된다. 그림 13은 이러한 2단계 커뮤테이션 방법에 의해 구동되는 상 전류 형상, 래디얼 포스 형상, 그리고 고정자 진동을 나타낸다. 진동이 거의 상쇄됨을 볼 수 있다. 이러한 2단계 커뮤테이션 방법은

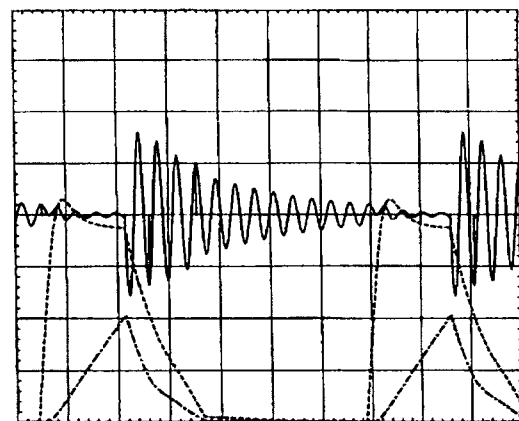


그림 12. 기존의 턴온, 턴오프 방식으로 제어한 경우의 상 전류, 래디얼 포스, 고정자 공진 파형.

첫번째 턴 오프 시점에서 발생하는 진동의 크기와 두 번째 턴 오프 시점에서 발생하는 진동의 크기가 비슷해야지만 상쇄효과가 극대화 된다. 따라서 이 방법은 모터가 고속 회전하는 경우 즉 턴 온, 턴 오프 전압제어만 하는 경우 아주 효과적으로 적용될 수 있다. 그러나 이 방법은 비교적 저속 영역 즉 전류제어를 하는 영역에서 첫번째 발생하는 진동의 크기와 두 번째 발생하는 진동의 크기가 매우 다르기 때문에 효과적으로 적용될 수 없다. Pollock 등은 전류제어 모드에서 첫번째 턴 오프와 두 번째 턴 오프의 크기가 다른 이유가 두 번의 턴 오프 시점에서 각각 인가되는 평균전압 크기의 변화가 서로 다르기 때문이라고 만약 두 번의 턴 오프 시점에서 모터에 각각 인가되는 평균전압의 크기 변화가 같다면 발생하는 진동의 크기가 서로 같아 질 것이라고 설명하고 있다[12]. 따라서 Pollock은 [12]에서 2단계 커뮤테이션 방법을 조금 수정하여 전류제어 모드에서도 효과적으로 동작될 수 있는 방법을 제안하였는데 그 원리는 다음과 같다. 전류제어 모드로 동작되어 쇼핑(Chopping) 되고 있을 때의 평균전압  $V_c$ 를 계산하여 첫번째 턴 오프 시점에서는 쇼핑 평균전압이  $V_n = (V_c - V_{dc}) / 2$ 가 되도록 PWM 듀티(Duty)를 변화시키고 또한 두 번째 커뮤테이션 시점에서는 두 스위치를 완전히 턴 오프시켜 모터 양단에  $-V_{dc}$  전압이 인가되도록 하면 두 번의 턴 오프 시점에서 인가되는 평균전압의 크기 변화가  $(-V_c - V_{dc}) / 2$ 로 서로 같아지게 된다. 따라서 동일한 크기를 갖는 두 진동이 180도 위상차를 갖고 발생하게 되고 결국 서로 상쇄된다. 그러나 보통 전류제어 모드에서는 대부분의 경우 PWM 듀티가 다소 가변적이기 때문에 평균 전압  $V_c$ 를 정확히 계산하는 것은 쉽지 않은 일이다. 따라서 턴 온, 턴 오프 전압제어 영역에서와 같은 뛰어난 진동 상쇄 성능은 기대하기 어렵다. 이상에서 설명한 2단계 커뮤테이션 방법은 방법 진동 센서를 이용한 고정자의 공진 주기 측

정이 끝나면 타이머를 사용하여 두 번째 턴 오프 시점만 정확히 계산하면 되므로 비교적 쉽게 구현할 수 있다는 장점이 있다. 그러나 모터의 구조가 바뀔 때마다 고정자의 공진 주파수가 달라지므로 이 방법은 모터가 바뀔 때마다 공진주파수를 다시 측정해야 하고 이에 따라 두 번째 턴 오프 시점을 변경해 주어야 한다는 단점이 있다.

한편 상 전류의 형상을 적절히 제어하여 고정자 공진을 줄이는 방법도 제안되고 있다. 그림 12에서 보듯이 래디얼 포스의 급격한 변화가 결국 고정자의 공진을 유발하므로 만약 래디얼 포스를 부드럽게 변화도록 제어해 줄 수 있다면 래디얼 포스의 고조파 성분의 크기가 감소하고 결국 공진을 줄일 수 있을 것이다. 그런데 래디얼 포스는 쇠교자속 즉 인덕턴스와 상 전류의 곱에 비례 관계가 있으므로 상 전류의 형상을 적절히 제어하면 래디얼 포스의 변화도 줄일 수 있을 것이다. 그림 12에서 보듯이 래디얼 포스는 턴 오프 시점에서 크게 변하므로 만약 턴 오프시점에서 인버터의 두 스위치를 모두 턴 오프시켜 상 전류를 빨리 끊어 주지 말고 비교적 천천히 감소되도록 전류제어를 한다면 래디얼 포스도 부드럽게 변할 것이다. 그런데 상 전류를 너무 천천히 감소시키면 상 전류 지연에 의한 역토크가 발생할 수 있고 따라서 효율의 저하를 가져올 수 있기 때문에 적절한 기술기로서 감소시켜야 한다. 이 방법은 앞서 설명한 2단계 커뮤테이션 방법에 비해 모터 형상이 달라 지더라도 그 동 특성만 서로 비슷하다면 새로운 공진 주기의 측정이나 제어기의 변경과 같은 부가적인 작업이 필요 없다는 장점이 있다. 그러나 이 방법은 전류제어가 가능한, 비교적 저속 영역에서만 유효하다고 볼 수 있다. 그 이유는 고속 영역에서는 인덕턴스와 역기전력 성분이 매우 크기 때문에 전류제어가 잘 안 될 뿐더러 인버터의 상, 하 스위치 모두 턴 오프시켜 음의 최대 전압을 인가하더라도 상 전류가 역 토크 발생 영역을 침범하여 흐를 수 있기 때문이다.

이 두 방법 외에도 턴 오프 되는 시점을 어느 범위 안에서 불규칙적으로 변화시켜 공진을 줄이는 기법도 제안되었다[10]. 그러나 이 방법의 진동 저감 성능은 위의 두 방법 보다는 떨어진다.

한편 유도전동기나 AC 동기전동기의 경우도 마찬가지 이겠지만 특히 SRM의 경우, PWM 인버터를 사용한 상 전류 제어 시, PWM 주파수의 크기도 공진 소음에 큰 영향을 준다. 그 이유는 PWM 인버터로 전류제어를 하는 경우 상 전류에 PWM 주파수를 갖는 맥동 전류 성분이 실리기 때문에 만약 PWM 주파수를 수 kHz 정도로 낮게 설계하면 이 맥동전류 성분이 고정자의 공진 주파수와 일치하는 경우가 발생되고 따라서 큰 공진소음이 유발된다. 따라서 SRM의 경우 PWM 주파수를 10kHz 이상으로 하는 것이 일반적이고 특히 저소음

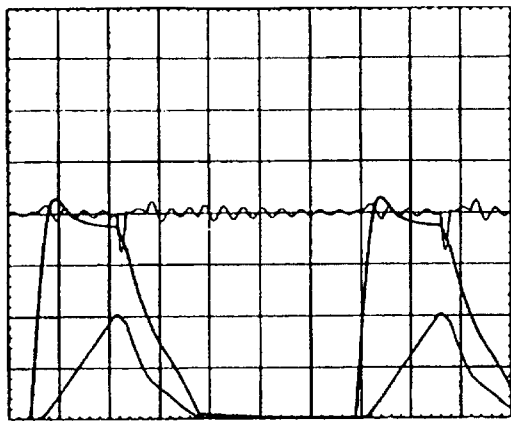


그림 13. 2단계 커뮤테이션 방법을 적용한 경우의 상 전류, 래디얼 포스, 고정자 공진 파형.

용도로 사용하기 위해서는 16~20kHz 정도를 사용하는 것이 좋다.

결론적으로 현재까지의 연구 결과로는 SRM의 공진 소음을 저감하기 위해서는 고속 모드에서는 2단계 커뮤테이션 기법을 사용하는 것이 바람직하고 저속 모드에서는 전류 형상을 제어하는 방법을 사용하는 것이 바람직하다고 볼 수 있다. 그리고 PWM 주파수는 가능한 10kHz 이상으로 높이는 것이 공진 소음 저감을 위해서는 바람직한 것으로 생각된다.

## 6. 결론

본 논문에서는 SRM에 대한 최신 제어기법 중에서 최근까지 이슈가 되어왔던 백동토크 저감 제어와 고정자의 공진 소음 저감 제어에 대한 최근까지의 연구 결과들에 대해 살펴보고 그 장 단점들을 비교 분석해 보았다.

본 논문에서 살펴본 바와 같이 전류제어가 완벽하게 되는 저속에서의 SRM 백동토크 최소화 문제는 거의 해결되었다고 할 수 있다. 백동토크의 영향은 저속에서 더 크다 할 수 있지만 고속에서도 기구부의 진동 소음을 유발하는 등 그 영향을 무시할 수는 없다. 고속에서는 저속의 경우와 달리 전류제어가 잘 되지 않는다는 점이 저속에서와 같이 전류제어에 의존하는 방법을 사용할 수 없다. 최근 고속에서의 백동토크 저감 제어 방법에 대한 연구가 진행 중이지만 아직까지는 만족할 만한 성과가 얻어진 것은 아니고 앞으로 계속 연구해야 할 과제 중의 하나이다.

고정자의 공진 소음 저감 문제에 대해서도 우수한 연구 결과들이 많이 발표되었지만 아직도 더 개선해야 할 부분들이 있다. 예를 들면 고속과 저속 동작모드에서 동시에 적용될 수 있는 공진 저감 제어 방법, 저속 모드에서 백동토크를 최소화 하면서 동시에 공진 소음도 저감하는 방법 등이 있을 수 있다. 앞으로도 이에 대한 지속적인 연구가 있어야 할 것으로 생각된다.

본 논문에서 소개하지는 않았지만 위치 센서 없이 SRM을 제어하는 문제와 SRM의 고 효율 제어문제에 대해서도 최근까지 깊이 있는 연구가 이루어져 왔다. 최근까지의 센서리스 제어에 대한 연구 결과로는 각각의 제어방법 나름대로 장단점을 가지고 있고 아직까지 확실히 내세울 만한 연구결과는 없는 실정이다. 특히 위치 센서 없이 턴 온 시점, 턴 오프 시점을 알아내어 초기의 제어방식으로 구동시킬 수 있을 정도의 센서리스 제어 방법들은 많이 발표되었지만 이러한 방법들은 백동토크를 최소화하는 제어 방식을 구현할 수 있을 정도의 높은 위치 분해능은 제공하지 못한다. 앞으로 이 분야에 대한 연구도 지속적으로 이루어져야 할 것 같다. SRM을 전기 자동차와 같이 고 효율을 필요로 하는 응용분야에 적용하기 위해서는 효율이 높은 모터

의 설계 뿐만 아니라 고 효율제어도 매우 필요하다. 고 효율제어에 대한 연구도 앞으로 계속 이어질 전망이다.

최근까지의 연구 성과들로 인해 SRM은 그 적용범위를 점점 확대해 가고 있는 추세이다. 그러나 앞서 언급한 대로 앞으로도 SRM제어에 대해 해결해야 할 과제들은 매우 많고 다양하다. 이러한 과제들에 대한 지속적인 연구가 이어져 멀지 않은 장래에 훌륭한 결실을 맺을 것으로 생각되며 SRM은 차세대 모터의 선두 주자로 우뚝 자리 매김 할 것이다.

## 참고문헌

- [1] D. G. Taylor, "Pulse-width modulated control of electro-mechanical systems," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 37, pp. 524-528, April 1992.
- [2] M. Ilic'-Spong, R. Marino, S. M. Peresada, and D. G. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," *IEEE Trans. Automat. Contr.*, vol. 32, pp. 371-379, May 1987.
- [3] R. S. Wallace and D. G. Taylor, "Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics," *IEEE Trans. Robotics Automat.*, vol. 7, pp. 733-742, Dec. 1991.
- [4] F. Filicori, C. G. L. Bianco, and A. Tonielli, "Modeling and control strategies for a variable reluctance direct-drive motor," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 40, pp. 105-115, Feb. 1993.
- [5] C. H. Kim and I. J. Ha, "A new approach to feedback-linearizing control of variable reluctance motors for direct-drive applications," *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol. 4, pp. 348-362, July 1996.
- [6] P. C. Kjaer, J. J. Gribble, and T. J. E. Miller, "High-grade control of switched reluctance machines," in Conf. Rec. of 31<sup>st</sup> IAS Annual Meeting, 1996, pp. 92-100.
- [7] D. S. Ray, M. M-Moud, Tim. C. Green, and B. W. Williams, "Switched reluctance motor control via fuzzy adaptive systems," *IEEE Control Systems Magazine*, pp. 8-15, June 1995.
- [8] C. Shang, D. S. Ray, and B. W. Williams, "Commutating switched reluctance motors efficiently via CMAC neural network with learning rate function," in Proceedings of the American Control Conference, 1997, pp. 237-241.
- [9] T. K. Ha, C. H. Kim, J. H. Kim, S. Y. Pyo, and S. K. Lim, "Simple and high-performance drive of switched reluctance motors for low-cost applications," in Proceedings of the ISIE'97, 1997, pp. 631-636.
- [10] D. E. Cameron, J. H. Lang, and S. D. Umans, "The origin and reduction of acoustic noise in doubly salient variable-reluctance motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, pp. 1250-1255, Nov./Dec. 1992.

- [11] C. Y. Wu and C. Pollock, "Reduction of acoustic noise and vibration in the switched reluctance drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 31, pp. 91-98, Jan./Feb. 1995.
- [12] A. Michaelides and C. Pollock, "Reduction of noise and vibration in switched reluctance motors : new aspects," in *Conf. Rec. of 31<sup>st</sup> IAS Annual Meeting, 1996*, pp. 771-778.
- [13] C. Pollock and C. Y. Wu, "Acoustic noise cancellation techniques for switched reluctance drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 33, pp. 477-484, March /April 1997.

**김 창 환**

1965년 11월 13일생. 1988년 서울대학교 제어계측공학과 (공학사). 1990년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (공학석사). 1995년 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (공학박사). 1995년~1999년 삼성전자 중앙연구소(리빙, 선행개발) 선임연구원. 1999년~현재 대전대학교 전자공학과 전임강사. 관심분야는 비선형 제어, 반복학습 제어, 전기기기(모터) 제어.