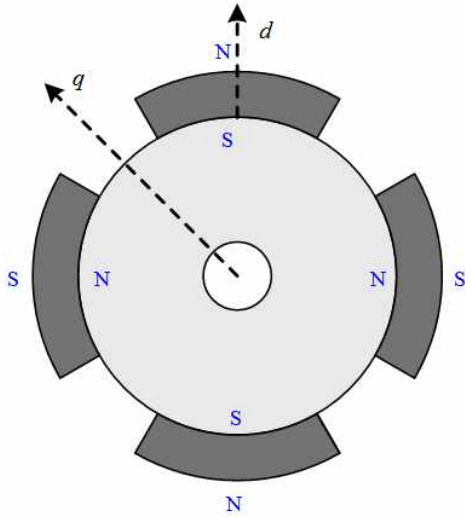
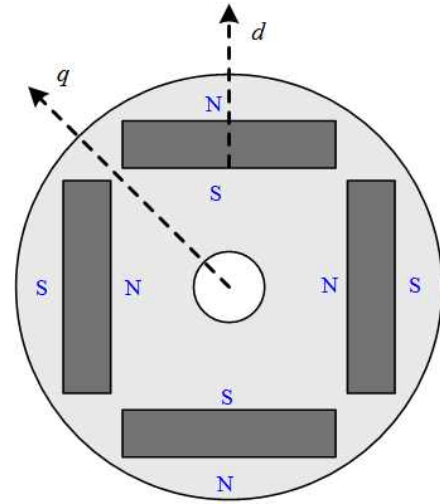


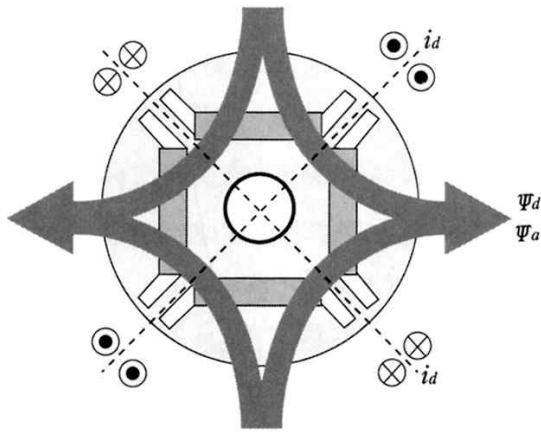
# IPM 및 SPM의 특징



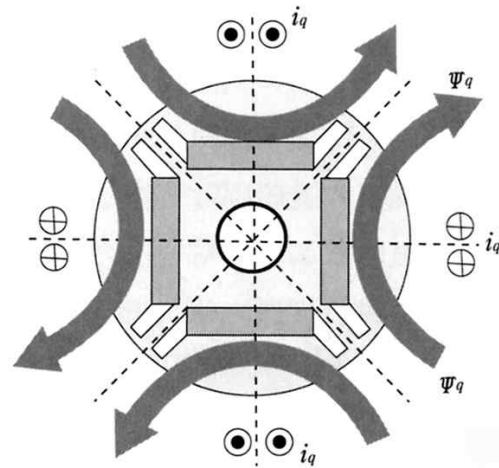
<그림1. SPM 전동기>



<그림2. IPM 전동기>



(a) d축 전기자반작용 자속의 흐름



(b) q축 전기자반작용 자속의 흐름

<그림 3 d, q축 전기자반작용 자속의 흐름>

그림 1에 표시한 것처럼 로터 표면에 영구자석을 부착한 표면자석구조의 동기 모터 (SPMSM: Surface Permanent Magnet Synchronous Motor)와 그림 2에 표시한 것처럼 로터 내부에 영구자석을 매입한 매입구조의 동기모터(IPMSM)으로 구분됩니다.

그림 1는 기존의 서보모터를 중심으로 최근까지도 이용되는 구조이다. 영구자석의 투자율은 진공중의 투자율과 거의 같으므로, 영구자석의 존재하는 부분이 자기적으로 에어갭과 등가가 된다. 또한, 그림 1의 표면자석구조의 자기저항은 회전자의 위치에 무관하므로, 전기자권선의 d축 인덕턴스  $L_d$ 와 q축 인덕턴스  $L_q$ 가 같은 비돌극기가 된다.

그러나, 그림 2의 매입자석구조에서는 그림 3에 표시한 경우처럼, 전기자권선이 만드는 d축 방향 자속의 자로에는 공극과 동일하게 자기저항이 큰 자석이 존재하여 자속이 흐르기 어렵지만, q축방향의 자속은 철심을 통해 흐르기 때문에 이 방향의 자기저항은 작게 되고, 이 결과  $L_d < L_q$ 의 돌극성이 된다. 권선계자형의 경우에는 반대로 돌극성이 표현되므로 역돌극성이라고 부르기도 한다.

이런 경우의 IPMSM은 아래의 특성을 가진다.

- ① 고속용의 SPMSM에서는 원심력에 의한 자석 비산을 방지하기 위해 외경에 비자성체의 보호관(SUS관 등)이 설치되지만, IPMSM에서는 회전자 내부에 고정되기 때문에, 기계적인 강도를 고려한 설계가 필요하지만 보호관이 불필요하다는 이점이 있다.
- ② 보호관에서는 슬롯 리플에 의한 와전류손이랑 인버터의 캐리어 주파수에 의한 고조파 손실이 발생하고, 효율의 저하를 가져오지만, IPMSM에서는 회전자 표면이 규소강판이므로 그 문제가 비교적 작게 된다.
- ③ 보호관이 불필요한 IPMSM에서는 등가 공극이 작게 되지만, 동량의 자석을 사용한 경우의 SPMSM에 비해 퍼미언스가 높게 되므로, 자석의 동작점 자속밀도를 향상시킬 수 있게 된다.
- ④ 자석단부에서 누설되는 자속이 발생된다.
- ⑤ 자석의 형상과 배치의 자유도가 크다.
- ⑥ SPMSM에서는 원호 형태의 자석이 필요하지만, IPMSM에서는 평판 형태의 자석이 사용되어 제작 비용이 저감된다.
- ⑦ 마그네틱 토크에 더하여 릴럭턴스 토크도 이용되기 때문에 고 토크화가 설명된다.
- ⑧ IPMSM에서는 SPMSM에 비해 특히 q축 인덕턴스가 크기 때문에 q축 전기자 반작용이 크고, 단자전압의 상승과 자기포화의 영향을 받기 쉽다.
- ⑨ 역돌극성을 이용하므로, 기동시부터의 센서리스 운전이 가능하다.




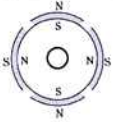
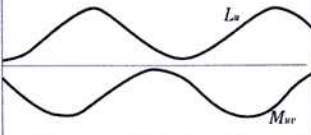
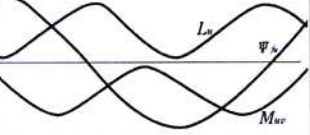
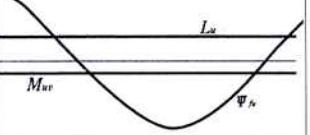
표 1.1에 표면자석 동기모터와 매입자석 동기모터의 각종 인덕턴스 분포와 토크 발생메카니즘을 표시했다. 참고로서 같은 분포권 스테이터를 가진 로터에 영구자석이 없는 동기릴럭턴스 모터 (SynRM: Synchronous Reluctance Motor)도 같이 표시했다.

SynRM에서는 자기적인 돌극성에 의해 전기자 권선의 자기 인덕턴스  $L$  및 상호 인덕턴스  $M$  이 로터의 위치에 따라 변화하고, 이것에 따라 공극에 저장된 자기 에너지가 기계 에너지로 변환되어진다. 이런 경우의 토크발생 메카니즘에 의해 발생하는 토크는 일반적으로 릴럭턴스 토크라 불리어진다.

SPMSM에서는 로터의 위치에 관하여 자기저항이 변화하지 않으므로 자기인덕턴스 및 상호 인덕턴스는 일정한 값이 된다. 그러나, 영구자석의 전기자 쇄교자속은 로터의 따라 회전각에 정현적으로 변화한다. 따라서, SPMSM에서는 영구자석의 전기자 쇄교자속만의 변화에 의해 에너지변환이 일어나는 토크가 발생한다. 이런 경우의 토크를 마그네틱 토크라 한다.

이것에 대해 IPMSM의 자기 인덕턴스 및 상호 인덕턴스는 회전각의 2배로 변화하고, 특히 영구자석의 전기자 쇄교자속도 SPMSM과 같이 변화한다. 따라서 토크 발생에서는 전기자 자기인덕턴스, 상호인덕턴스 및 영구자석의 전기자 쇄교자속의 위치에 대한 변화가 관여된다.

표 1.1 동기모터의 구조와 토크발생 메카니즘에 따른 분류

항목	동기궤력터빈모터(SynRM)	매입자석동기모터(IPMSM)	표면자석동기모터(SPMSM)
스테이터구조	 <p>○정현파 전류구동 ○분포권</p>		
로터구조			
인덕턴스 및 쇄교자속분포			
토크발생 메카니즘	<p>(자기인덕턴스+상호인덕턴스)의 변화</p> $T = \frac{1}{2} i_u^2 \frac{\partial L_u}{\partial \theta} + i_u i_v \frac{\partial M_{uv}}{\partial \theta} + \dots$	<p>영구자석의 전기자 쇄교자속의 변화 + (자기인덕턴스+상호인덕턴스)의 변화</p> $T = i_u \frac{\partial \psi_{fu}}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_u^2 \frac{\partial L_u}{\partial \theta} + i_u i_v \frac{\partial M_{uv}}{\partial \theta} + \dots$	<p>영구자석의 전기자 쇄교자속의 변화</p> $T = i_u \frac{\partial \psi_{fu}}{\partial \theta} + \dots$

# IPMSM의 등가회로와 벡터도

## [1] 영구자석 전동기의 dq축 모델

동기회전 좌표계에서의 전동기 모델을 그림 3.17에 나타내었다. 그림 3.17에서 알 수 있는 바와 같이 고정자에는 가상의 d축 코일과 q축 코일이 있고 이 코일에는 독립된 전원  $v_d$ 와  $v_q$ 가 있는 것으로 볼 수 있다. 이 때, 각 코일의 전압방정식을 직관적으로 유도하여보자. 그림 3.17에서와 같이 q축의 코일에서 발생하는 자속( $L_q i_q$ )가 d축 코일에 쇄교하고 유도되는 기전력의 방향은 그림 3.17에서와 같이 반시계 방향으로 돌기 때문에 권선의 입장에서는 시계 방향으로 회전하므로 지면에서 나오는 방향으로 유도된다. 이 속도기전력은 전원 전압과 같은 방향이므로 전압방정식에서 전원의 전압과 속도기전력을 전압원으로 보면 식 (3.35)와 같다.

$$v_d + \omega L_q i_q = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (3.35)$$

d축의 코일에서 발생하는 자속  $L_d i_d$ 와  $\Phi_f$ 는 그림 3.17에서와 같이 q축 코일에 쇄교하여 유도되는 속도기전력( $\omega L_d i_d$ )의 방향은 지면으로 나오는 방향으로 q축 전원 전압과 반대방향이 된다. 또한 영구자석의 N극을 d축으로 잡았고 영구자석의 자속은 q축 권선에 쇄교하므로 q축 권선에는 영구자석의 자속에 의한 속도기전력( $\omega \Phi_f$ )도 지면으로 나오는 방향이 된다. 따라서 q축에 유도되는 속도기전력은  $\omega \Phi_f + \omega L_d i_d$ 이고 방향은 전원전압과 반대방향이므로 q축 코일의 전압방정식은 식 (3.36)과 같다.

$$v_q - (\omega \Phi_f + \omega L_d i_d) = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \quad (3.36)$$

따라서 전압방정식을 행렬식으로 나타내면 식 (3.37)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

식 (3.37)은 좌표변환에서 수학적으로 얻어진 식 (3.23)과 등가라는 것을 확인할 수 있다. 즉, 좌표변환에 의해 수학적으로 얻어진 전압방정식은 그림 3.17과 같은 dq 좌표계에서의 전동기 모델을 나타내는 것으로 수학적인 의미뿐만 아니라 물리적 의미도 동시에 가지고 있다는 것을 확인할 수 있다.

다음은 dq 좌표계에서 토크를 구해보도록 하자. dq 좌표계에서는 물리량을 직류로 표현할 수 있으므로 d축의 속도기전력과 d축 전류의 곱이 d축 출력이 되며 또한 q축의 속도기전력과 q축 전류의 곱이 q축 출력이 된다. 따라서 기계적 출력은 d축 출력과 q축 출력을 더한 식 (3.38)과 같다.

$$P = \frac{3}{2}P_n(-\omega L_q i_q i_d + \omega(L_d i_d + \Phi_f) i_q) = \frac{3}{2}P_n(\omega \Phi_f i_q + \omega(L_d - L_q) i_q i_d) \quad (3.38)$$

2극 이상인 경우 전기적인 속도와 기계적인 속도는 식 (3.39)와 같은 관계가 있다.

$$\omega_e = P_n \omega_m \quad (3.39)$$

따라서 토크는 기계적 출력을 기계적 속도로 나눈 것이 되므로 다음과 같은 일반식을 얻을 수 있다.

$$T = \frac{P}{\omega_m} = \frac{3}{2}P_n(\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (3.40)$$

SPM의 경우는  $L_d = L_q$ 가 성립되므로 식 (3.39)의 우변 두 번째 항이 0이 되고 토크는 식 (3.41)과 같다.

$$T = \frac{3}{2}P_n \Phi_f i_q \quad (3.41)$$

다음은 그림 3.17의 영구자석 동기전동기의 모델로부터 토크를 직관적으로 구해 보도록 하자. 먼저 d축 코일에 흐르는 전류와 q축 도체에 쇄교하는 자속으로부터 토크를 구해보면, q축 도체에 쇄교하는 자속은  $(L_d i_d + \Phi_f)$ 이므로 q축 도체에는 시계 방향으로 식 (3.42)의 크기만큼의 토크가 발생된다.

$$T_q = \frac{3}{2}P_n (L_d i_d + \Phi_f) i_q \quad (3.42)$$

또한 d축 도체에 쇄교하는 자속은  $L_q i_q$ 이고 d축 도체에는 반시계 방향으로 식 (3.43)의 크기의 토크가 발생된다.

$$T_d = \frac{3}{2}P_n L_q i_q i_d \quad (3.43)$$

따라서 고정자 도체에 시계 방향(영구자석에는 반시계 방향)으로 발생되는 토크는 식 (3.43)과 같다.

$$T = \frac{3}{2}P_n(\Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_q i_d) \quad (3.44)$$

식 (3.44)는 앞에서 구한 식 (3.40)과 완전히 등가로 영구자석 전동기 dq 모델에서 구한 토크와 수학적으로 구한 토크가 정확하게 일치함을 알 수 있다.

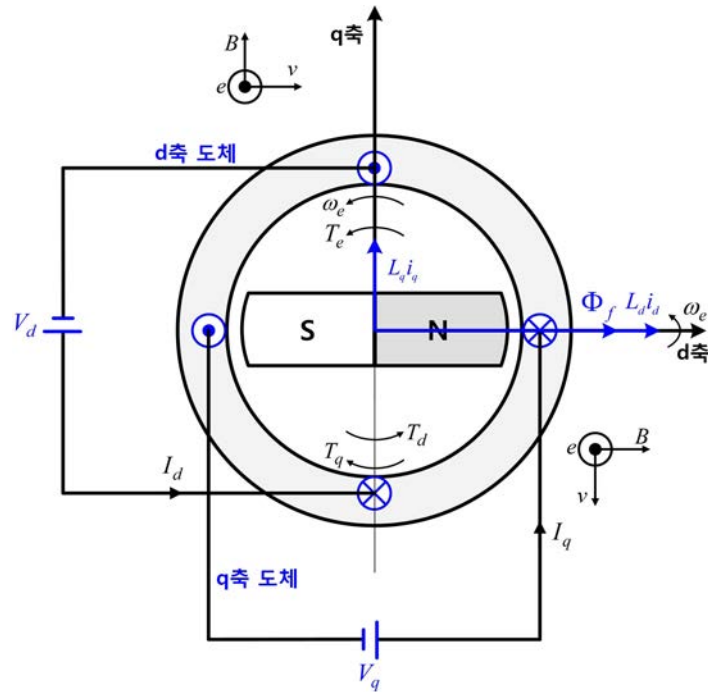


그림 3.17 IPMSM의 dq 좌표계에서 전동기 등가모델

## [2] 철손을 무시한 경우 회로와 벡터도

식 (3.37)로 표현된 dq 좌표계에서의 영구자석 전동기의 전압방정식으로부터 등가회로를 구해보면 그림 3.18과 같다.

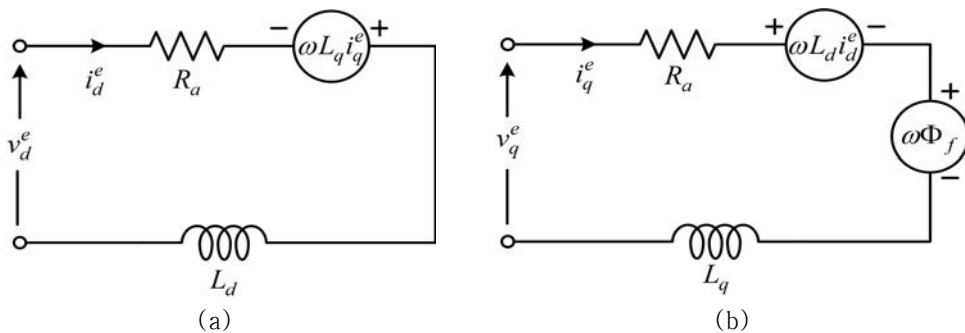


그림 3.18 회전자 자속기준 동기좌표계에서의 영구자석형 동기전동기 과도상태 등가회로  
(a) d축 등가회로 (b) q축 등가회로

그림 3.18의 등가회로에서 알 수 있는 바와 같이 d축 전류에 의한 자속( $L_d i_d$ )과 영구자석의 자속( $\Phi_f$ )은 q축 권선에 속도기전력( $\omega L_d i_d + \omega \Phi_f$ )을 유기하고 q축 전류에 의한 자속( $L_q i_q$ )은 d축 권선에 속도기전력( $\omega L_q i_q$ )을 유기한다. IPMSM에 흐르는 전류, 쇄교자속, 유기전압의 관계

를 그림 3.19의 벡터도로 나타내었다. 그림 3.19와 같이 전류  $I_a$ 가 전류  $i_q$ 를 기준으로 반시계 방향으로 각도  $\beta$ 로 흐를 경우 (부하각은 영구자석 자속과 전류의 관계이므로  $\delta = 90^\circ + \beta$ 임)  $I_a$ 를 식 (3.45)와 같이  $i_d$ 와  $i_q$ 로 분해할 수 있고  $I_a$ 의 크기를  $i_d$ 와  $i_q$ 로 나타내면 식 (3.46)과 같다.

$$i_d = -I_a \sin \beta, \quad i_q = I_a \cos \beta \quad (3.45)$$

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.46)$$

여기서  $dq$  회전자 자속기준 동기좌표계에서 전류  $I_a$ 는 참고 2에서 알아본 바와 같이 절대변환과 상대변환을 할 경우 식 (3.47)의 관계가 있다.

$$\begin{aligned} \text{절대변환} : I_a &= \sqrt{3} I_e \quad (I_e : \text{상전류 실효값}) \\ \text{상대변환} : I_a &= I_m \end{aligned} \quad (3.47)$$

그림 3.19(a)와 같이 d축 전류( $i_d$ )에 의한 d축 자속( $L_d i_d$ )은 전류의 방향과 동일하며, q축 권선에 속도기전력을 유기하고 ( $L_q i_q$ )는 d축 권선에 속도기전력을 유기하므로 그림 3.19(a)와 같은 벡터도가 된다.

또한 전류  $I_a$ 가 흐르는 전원의 뒤진 역률이  $\varphi$ 라고 하면 전원전압과 전류의 벡터도는 그림 3.19(b)와 같이 된다. 전원전압( $V_a$ )은 그림과 같이 d축 성분( $v_d$ )과 q축 성분( $v_q$ )으로 분해 되고 식 (3.48)이 성립된다.

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = \sqrt{(R_a i_d - \omega L_q i_q)^2 + (R_a i_q + \omega L_d i_d + \omega \Phi_f)^2} \quad (3.48)$$

여기서  $v_d$ 와  $v_q$ 는 식 (3.49)로 정의된다.

$$v_d = -V_a \sin \delta_a, \quad v_q = V_a \cos \delta_a \quad (3.49)$$

여기서 절대변환을 사용하면  $V_a = V_l = \sqrt{3} V_{eff}$  ( $V_l$  : 선간전압 실효치)를 나타낸다.

전압방정식 식 (3.37)로부터 알 수 있는바와 같이  $v_d$ 와  $v_q$ 로부터 저항 전압강하  $R_a i_d$ 와  $R_a i_q$ 를 빼주면 각각 d축 속도기전력( $v_{od}$ )과 q축 속도기전력( $v_{oq}$ )이 되고 각각은 식 (3.50)으로 정의된다.

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (3.50)$$

그림 3.19(b)에서  $V_o$ 는  $(v_{od} = -\omega L_q i_q)$ 와  $(v_{oq} = \omega \Phi_f + \omega L_d i_d)$ 의 벡터 합을 나타내고 있다. 따라서  $V_o$ 의 크기는 식 (3.51)로 정의 할 수 있다.

$$V_o = \sqrt{v_{od}^2 + v_{oq}^2} = \omega \Phi_o = \omega \sqrt{(L_d i_d + \Phi_f)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (3.51)$$

여기서  $\Phi_o$ 는 쇄교자속 성분으로서 식 (3.52)로 정의된다.

$$\Phi_o = \sqrt{\Phi_{od}^2 + \Phi_{oq}^2} = \sqrt{(L_d i_d + \Phi_f)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (3.52)$$

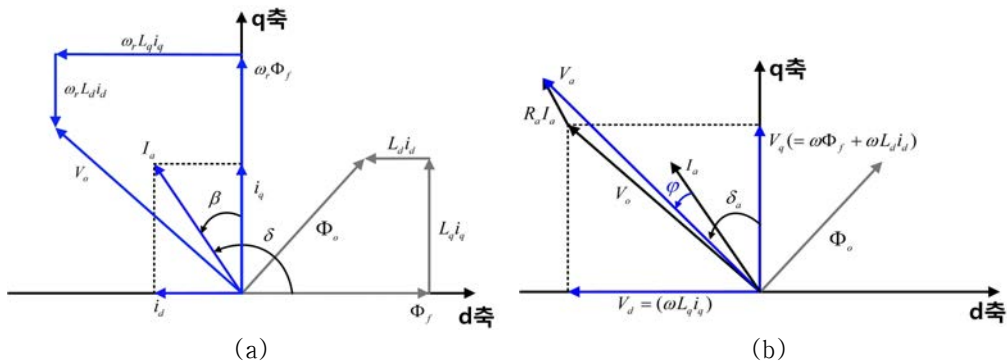


그림 3.19 전류 위상각과 벡터도

앞에서 설명한 두 개의 그림을 합쳐서 함께 그리면 다음 그림 3.20과 같고 IPMSM의 특성을 설명할 때 일반적으로 사용되는 벡터도이다.



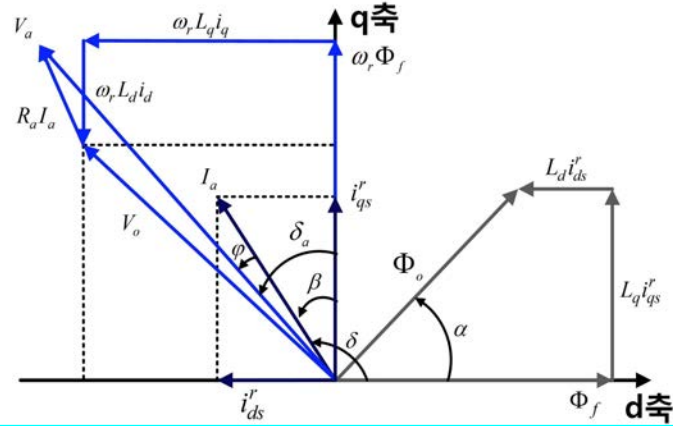


그림 3.20 IPMSM의 벡터도

벡터도에서 역률을 구해보면 식 (3.53)과 같다.

$$\cos\phi = \cos(\delta_a - \beta) \quad (3.53)$$

또한 토크를 구해 보면 식 (3.54)와 같다.

$$T = \frac{3}{2} P_n \{ \Phi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q \} \quad (3.54)$$

$$= \frac{3}{2} P_n \left\{ \Phi_f I_a \cos\beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta \right\} \quad (3.55)$$

$$= T_m + T_r \quad (3.56)$$

여기서,  $T_m = \frac{3}{2} P_n \Phi_f i_q = \frac{3}{2} P_n \Phi_f I_a \cos\beta$  : 마그네틱 토크

$T_r = \frac{3}{2} P_n (L_d - L_q) i_d i_q = \frac{3}{2} \frac{P_n}{2} (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta$  : 릴럭턴스 토크

식 (3.54)의 우측 제 1항은 마그네틱 토크를 표시하고, 제 2항은 돌극성에 의해 발생하는 릴럭턴스 토크를 나타내고 있다. 앞에서 기술한바와 같이 IPMSM에서는  $L_d < L_q$ 의 역돌극성이 있기 때문에, 음의 d축 전류를 흐르게 함으로써 마그네틱 토크에 릴럭턴스 토크를 부가하여 토크를 발생시킨다. 최근의 영구자석의 개선으로 보자력이 크고 감자 특성이 선형적인 자석이 개발되고 있어 음의 d축 전류제어가 가능해졌다. 또한 음의 d축 전기자 반작용은 전체 전기자 쇄교자속을 감소시키기 때문에 고속 영역에서 유기전압 제어가 가능하며, 정출력 운전 범위를 넓게 할 수 있다.

벡터도를 보면 음의 d축 전류에 의해, d축 전기자 반작용 자속이 영구자석을 감자시키므로 불가역 감자에 대하여 주의해야 한다.

이와 같은 토크를 위상각  $\beta$ 에 따라 그리면 그림 3.22와 같이 된다. 그림에서 알 수 있는바와 같이 전류가 일정할 때 최대의 토크를 발생시키는 위상각  $\beta$ 가 존재하는데 IPMSM과 같이 역돌극성 기계인 경우는 돌극차가 음이므로 전류  $i_d$ 가 음이어야 하고 최대토크를 발생시키는 부하각은  $90^\circ$ 이상이 된다.

권선형 계자를 갖는 직류모터에서 계자전류를 작게 하는 약계자(Field Weakening) 제어가 일반적으로 이용되는 것과 같이, 영구자석 모터에서는 음의 d축 전류에 의해 약자속(Flux Weakening) 제어를 할 수 있다.

# 동기형 릴럭턴스 전동기

## [SynRM : Synchronous Reluctance Motor]

차량의 동력 조향 장치는 초기의 무겁고 복잡한 유압식 장치에서 전동기로 직접 보조 조타력을 발생시키는 전동식 동력 조향 장치(EPS)로 대체되고 있다. 이에 EPS 시스템에 사용되는 전동기도 다양화 되고 있다. 초기 EPS 시스템에 채용되는 전동기는 주로 PMDC(Permanent Magnet DC) 전동기였으며 현재에도 주류를 이루고 있다. 그러나 EPS 시스템에 사용되는 전동기는 윈도우 레귤레이터나 스타터 전동기와 같은 다른 자동차 전장품용 전동기와는 달리 운전시간이 길기 때문에 온도 상승이 높고 브러시 마모에 의한 유지보수성이 악화될 수 있다. 또한 과도한 온도 상승은 영구자석의 성능을 저하시키고 최악의 경우는 영구자석이 될 수 있어 전동기의 성능을 저감시킬 수 있다[1][2].

따라서 그 대안으로 영구자석을 사용하지 않는 스위치드 릴럭턴스 전동기(SRM)이나 동기형 릴럭턴스 전동기(SynRM)가 적극적으로 검토되고 있다. 스위치드 릴럭턴스 전동기는 토크 발생의 원리상 토크리플이 크기 때문에 조향장치로서의 이용에 아직까지 한계를 가지고 있는 실정이다. 반면 동기형 릴럭턴스 전동기의 경우 토크리플이 작고 영구자석을 사용하지 않기 때문에 감자에 의한 전동기의 성능 저하의 우려가 없으며 회전자 측에 2차회로가 존재하지 않기 때문에 제조상의 이점이 있을 뿐 아니라 2차회로 정수의 변동에 의한 제어성능의 약화가 없고, 고정자 측을 기존의 유도전동기와 동일한 구조로 할 수 있기 때문에 기존의 생산시설을 그대로 이용할 수 있는 장점이 있다[3]. 이러한 장점들 때문에 동기형 릴럭턴스 전동기는 EPS 시스템에 사용하기 적합한 전동기라고 할 수 있다.

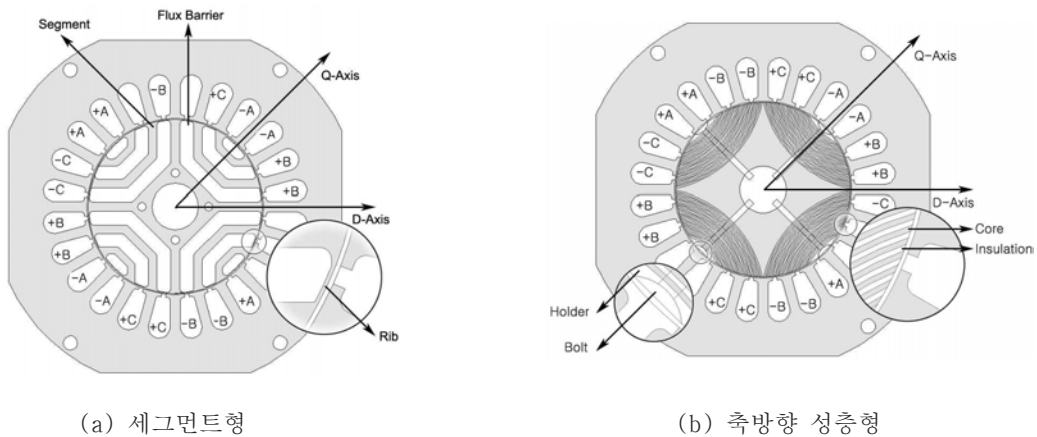
## 2. 구조 및 동작 원리

### 2.1.1 구조적 특징

동기형 릴럭턴스 전동기는 인덕턴스 차에 비례하여 토크가 발생하며 인덕턴스 비(돌극비, saliency ratio)와 회전자 구조는 밀접한 관련이 있으므로 회전자의 구조에 따라 그 형태를 나눌 수 있다. 초기의 동기형 릴럭턴스 전동기에 댐퍼 권선이 설치되었으나 돌극비가 낮은 단점이 있었으며, 벡터 제어 기술, 전력용 반도체 집적기술의 발전을 바탕으로 가변속 운전이 가능하여 댐퍼 권선을 설치하지 않고 회전자의 구조만으로 돌극 비를 최대화 하는 설계가 가능해졌다[4].

그림 2.1은 동기형 릴럭턴스 전동기의 대표적인 형태를 나타낸다. 그림 2.1(a)은 세그먼트형으로 코어를 편칭하여 길이 방향으로 적층하며 단편간의 기계적인 유지를 위하여 리브(Rib)가 존재한다. 자기적 돌극을 위한 자속장벽은 절연물로 채우거

나 비어있다. 내부를 공기만으로 둘 경우에 캐스팅(casting)공정이 필요가 없게 되어 제조 공정이 간단해지는 반면 기계적 강성이 떨어지는 단점이 있다. 반면 자속장벽 내에 절연물질이나 비자성 재질로 채울 경우 기계적 강성이 올라가고, 자속장벽을 가로지르는 누설자속을 막아 자속밀도를 높일 수 있으나 제조공정이 복잡해지므로 가격상승의 문제점을 갖는다. 또한, 자속장벽 내에 회전자 중심의 방사방향으로 착자된 영구자석을 삽입할 경우 q 축으로 쇄교하는 자속의 흐름을 방해하여 돌극차를 크게 할 수 있으나, 제조원가 상승한다.



(a) 세그먼트형

(b) 축방향 성층형

그림 2.1 동기형 릴럭턴스 전동기의 회전자 단면도

Fig 2.1 The rotor cross section of synchronous reluctance motor (4-pole model)

### 2.1.2 동작 원리

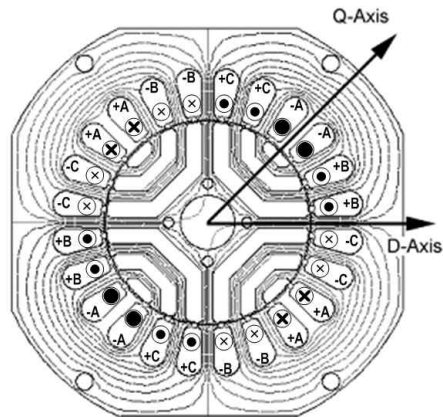
전기기기는 토크 발생 원리에 따라 크게 두 가지로 구별 된다. 첫 번째는 고정자와 회전자에서 생성된 두 자계의 상호작용, 즉, 두 자계가 서로 정렬되려는 전자계 토크를 이용하며 직류전동기와 유도전동기 및 동기전동기 등이 속한다. 자계를 발생시키는 일반적인 방법은 여자 권선에 의한 방법, 영구자석에 의한 방법, 유도 전류에 의한 방법 등이 있다.

두 번째는 릴럭턴스 토크를 이용하는 전기기기이다. 고정자 권선이 여자 되어 단일 자계가 발생하면 회전자는 자기 저항이 최소가 되는 위치로 힘을 받아서 움직인다. 이 때 회전기에 발생하는 힘을 릴럭턴스 토크라고 하며 동기형 릴럭턴스 전동기의 동작 원리에 해당한다. 이 현상은 계의 포텐셜 에너지가 최소가 되는 방향으로 반응이 일어난다. 예로 영구 자석에 의한 기자력이 철을 끌어당기는 것이 있다.

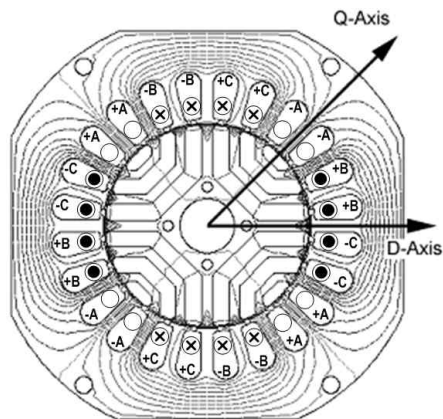
# SynRM 개념 및 벡터도

## 동기형 릴럭턴스 전동기 이론

그림 2.2는 동기형 세그먼트 형을 기준으로 고정자 자속과 회전자 d, q 축의 정렬에 따른 자속의 분포를 나타내었다. d축은 고정자 자속이 최대로 흐를 수 있어 인덕턴스가 최대로 되는 위치이며 그림 2.2(a)에 d축에 정렬된 자로가 나타나있고, q축에 정렬된 자속의 상태가 그림 2.2(b)에 나타나 있다. q 축은 d 축과 전기각으로 90°(4극기이므로 기계각으로 45°)에 위치하고 고정자 자속이 최소로 흐르므로 인덕턴스가 최소로 되는 축으로 된다. d 축의 자로를 보면 증가적인 공극은 기계적인 공극밖에 존재하지 않지만 q 축에서의 자로는 증가적인 공극이 매우 크게 된다.



(a) d 축 자속 경로



(b) q 축 자속 경로

그림 2.2 동기형 릴럭턴스 전동기의 자로

Fig 2.2 Flux lines of synchronous reluctance motor (4-pole model)

### 2.1.2 동작 원리

전기기기는 토크 발생 원리에 따라 크게 두 가지로 구별 된다. 첫 번째는 고정자와 회전자에서 생성된 두 자계의 상호작용, 즉, 두 자계가 서로 정렬되려는 전자계 토크를 이용하며 직류전동기와 유도전동기 및 동기전동기 등이 속한다. 자계를 발생시키는 일반적인 방법은 여자 권선에 의한 방법, 영구자석에 의한 방법, 유도 전류에 의한 방법 등이 있다.

두 번째는 릴럭턴스 토크를 이용하는 전기기기이다. 고정자 권선이 여자 되어 단일 자계가 발생하면 회전자는 자기 저항이 최소가 되는 위치로 힘을 받아서 움직인다. 이 때 회전기에 발생하는 힘을 릴럭턴스 토크라고 하며 동기형 릴럭턴스 전동기의 동작 원리에 해당한다. 이 현상은 계의 포텐셜 에너지가 최소가 되는 방향으로 반응이 일어난다. 예로 영구 자석에 의한 기자력이 철을 끌어당기는 것이 있다.

동기형 릴럭턴스 전동기의 릴럭턴스 토크는 돌극형 동기 전동기로부터 유도할 수 있다. 돌극형 동기 전동기의 발생 토크를 고정자 저항을 무시하고 단자 전압 항으로 표시한 일반적인 식은 식(2.1)과 같다.

$$T_e = 3 \left( \frac{EV}{X_d \omega_m} \sin \delta + \frac{X_d - X_q}{2\omega_m X_d X_q} V^2 \sin 2\delta \right) \quad (2.1)$$

이 때,  $E$ : 역기전력

$V$ : 단자전압

$X_d$ : d축 리액턴스

$X_q$ : q축 리액턴스

$\omega_m$ : 기계 각속도

$\delta$ : 역기전력과 단자전압 사이의 부하각

식(2.1)의 우변의 첫째 항은 전자기적 토크를 둘째 항은 릴럭턴스 토크를 나타낸다. 동기형 릴럭턴스 전동기는 회전자에 여자 권선이 없으므로  $E=0$ 이 되어 전자기적 토크는 존재하지 않고 둘째 항의 릴럭턴스 토크만 남게 된다. 이 토크는 회전자가 회전하는 공극 자속과 일치하려고 하는 힘으로 회전자는 릴럭턴스가 최소가 되는 자속 경로를 유지하면서 공극 자속의 회전 속도와 동일하게 회전하도록 만든다. 릴럭턴스 토크는 부하각  $\delta$ 에 영향을 받는데 식(2.1)에서 보는 바와 같이 첫째 항의 릴럭턴스 토크가 없는 원통형 동기 전동기는 부하각  $\delta=90^\circ$ 에서 최대 토크를 가지는 데 반해 동기 릴럭턴스 전동기는 둘째 항의  $\delta=45^\circ$ 에서 최대 토크를 갖는다.

## 2.2 수학적 모델링

동기형 릴럭턴스 전동기의 회전자는 돌극 구조로 되어 있다. 동기형 릴럭턴스 전동기는 회전자에 전류가 흐르지 않기 때문에 고정자 축의 전압 방정식만 고려하면 된다. 실제 동기형 릴럭턴스 전동기의 회전자 표면에는 자속에 의해 발생한 고조파에 의한 와류(eddy current)

가 존재하게 되어 추가적인 손실이 발생하게 된다[6][7]. 여기서 회전자는 손실이 없는 이상적인 모델을 가정한다.

그림 2.3은 극 3상 Y결선된 동기형 릴럭턴스 전동기의 등가 모델을 나타낸다.  $a^s, b^s, c^s$ 는 각 상의 권선을 나타내며 권선 분포는 이상적인 정현파로 가정한다.  $a^s, b^s, c^s$ 는 각 권선의 전류에 의한 기자력 축을 표시한다. 회전자는  $d^r, q^r$  축으로 나누어 표시하고,  $a^s$  축을 기준으로  $d^r$  축과의 각을  $\theta_r$ 로 정의한다.  $\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s$ 가 고정자 각 상을 쇄교하는 자속이라고 하면 고정자의 3상 전압방정식은 식(2.2)과 같다.

$$\overrightarrow{v_{abc}^s}(t) = r_s \overrightarrow{i_{abc}^s}(t) + \frac{d\overrightarrow{\lambda_{abc}^s}(t)}{dt} \quad (2.2)$$

이 때,

$$\begin{aligned} \overrightarrow{v_{abc}^s}(t) &= [v_a^s \quad v_b^s \quad v_c^s]^T \\ \overrightarrow{i_{abc}^s}(t) &= [i_a^s \quad i_b^s \quad i_c^s]^T \\ \overrightarrow{\lambda_{abc}^s}(t) &= [\lambda_a^s \quad \lambda_b^s \quad \lambda_c^s]^T \end{aligned}$$

고정자 자속( $\lambda_a^s, \lambda_b^s, \lambda_c^s$ )은 다른 상과 쇄교하는 상호 인덕턴스와 자기 인덕턴스로 이루어진다.

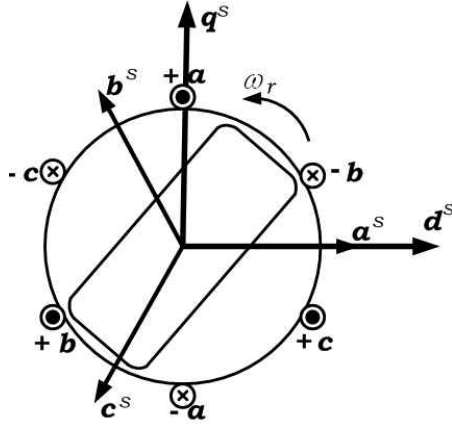


그림 2.3 2극 3상 동기형 릴럭턴스 전동기의 등가모델

Fig 2.3 Equivalent model of two pole, three phase synchronous reluctance motor

자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스는 회전자가 한번 회전하는 동안 같은 자기회로는 두 번 반복되므로  $2\theta_r$ 의 공간적인 함수로 표현된다. 고정자 각 상의 자기 인덕턴스는 식(2.3)과 같이 표현되고, 고정자 각 상간의 상호 인덕턴스는 식(2.4)과 같다.

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= L_{ls} + L_0 - L_2 \cos 2\theta_r \\
 L_{bb} &= L_{ls} + L_0 - L_2 \cos(2\theta_r + 2\pi/3) \\
 L_{cc} &= L_{ls} + L_0 - L_2 \cos(2\theta_r - 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

$$\begin{aligned}
 L_{ab} &= L_{ba} = -0.5L_0 - L_2 \cos(2\theta_r - 2\pi/3) \\
 L_{bc} &= L_{cb} = -0.5L_0 - L_2 \cos 2\theta_r \\
 L_{ca} &= L_{ac} = -0.5L_0 - L_2 \cos(2\theta_r + 2\pi/3)
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

여기서,  $L_{ls}$ 는 고정자 누설 인덕턴스이다. 이상의 인덕턴스 항에 관한 수식을 전류와 인덕턴스의 곱인 자속 쇄교량으로 표현하면 식(2.5)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_a^s \\ v_b^s \\ v_c^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^s \\ i_b^s \\ i_c^s \end{bmatrix} \tag{2.5}$$



동기형 릴럭턴스 전동기의 과도상태를 관찰하기 위해서는 식(2.2)의 전압방정식을 이용하여 미분 방정식을 풀어야 하는데, 식(2.5)에서와 같이 전동기의 인덕턴스가 회전자의 위치에 따른 함수이므로 비선형 상미분 연립방정식을 해석해야하는 어려운 점이 있다. 그래서 좌표변환 개념을 도입하여 전압 방정식을 간략화 한다. 대표적으로 이용되는 좌표변환은 그림 2.4와 같이 고정자 축을 기준한 정지좌표계와 회전자와 동기 되어 회전하는 동기좌표계로 나누어진다. 우선 동기형 릴럭턴스 전동기의 3상 정지 좌표계의 물리량을 2상 정지좌표계로 변환하기 위한 관계는 식(2.6)과 같다. 여기서 평형 3상인 경우 영상전압은 영이므로 생략한다. 2상 정지좌표계의 전압방정식은 식(2.7)과 같이 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} f_d^s \\ f_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a^s \\ f_b^s \\ f_c^s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

$$V_{dq}^s = \begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L] \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L^s + L_0^s \cos 2\theta_r & L_0^s \sin 2\theta_r \\ L_0^s \sin 2\theta_r & L^s - L_0^s \cos 2\theta_r \end{bmatrix}$$

$$L^s = \frac{L_d + L_q}{2}, \quad L_0^s = \frac{L_d - L_q}{2}$$

$$L_d = L_{ls} + L_{md}, \quad L_q = L_{ls} + L_{mq}$$

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_0 + L_2), \quad L_{mq} = \frac{3}{2}(L_0 - L_2)$$

이 때,  $L_{md}$ : d축 자화 인덕턴스

$L_{mq}$ : q축 자화 인덕턴스

$L_d$ : d축 인덕턴스

$L_q$ : q축 인덕턴스

$L_{ls}$ : 고정자 누설 인덕턴스

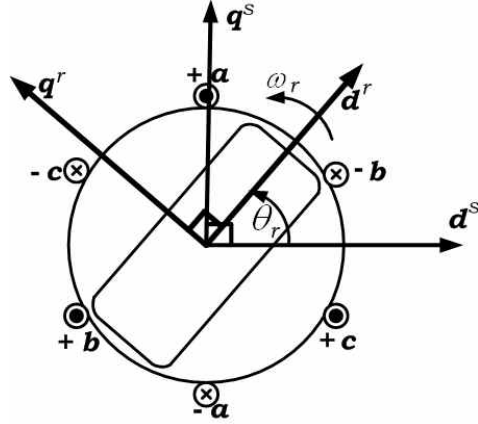


그림 2.4 3상 및 2상 직교 좌표계

Fig 2.4 Three phase and two phase coordinate system

위에 나타낸 인덕턴스 행렬을 이용하여 정지좌표계상의 자속을 표현하면 식(2.8)과 같다.

$$\lambda_{dq}^s = \begin{bmatrix} \lambda_d^s \\ \lambda_q^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L^s + L_0^s \cos 2\theta_r & L_0^s \sin 2\theta_r \\ L_0^s \sin 2\theta_r & L^s - L_0^s \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

식(2.7)의 전압방정식에 인덕턴스를 풀어서 표현하면 식(2.9)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d^s \\ v_q^s \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L^s + L_0^s \cos 2\theta_r & L_0^s \sin 2\theta_r \\ L_0^s \sin 2\theta_r & L^s - L_0^s \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

2상 정지 좌표계  $d^s - q^s$ 로 변환한 식(2.7)에서도 3상 정지 좌표계와 같이 행렬 항은 회전자의 위치에 관한 함수로 나타난다. 동기형 릴럭턴스 전동기는 회전자가 동기속도로 회전하므로 전압방정식을 동기좌표계로 표현할 수 있다. 좌표계간의 변환행렬은 식(2.10)과 같다. 변환행렬을 이용하여 좌표계간의 전압관계를 표현하면 식(2.11)과 같다.

$$S_{dq} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}, S_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$V_{dq}^s = S_{dq} V_{dq}^r, V_{dq}^r = S_{dq}^{-1} V_{dq}^s \quad (2.11)$$

식(2.9)의 양변에 각각  $S_{dq}^{-1}$ 을 곱하고  $I_{dq}^s = S_{dq} I_{dq}^r$ 을 대입하면 식(2.12), 식(2.13)과 같다.

$$S_{dq}^{-1} V_{dq}^s = r_s S_{dq}^{-1} I_{dq}^s + S_{dq}^{-1} \frac{d}{dt} [L] S_{dq} I_{dq}^r \quad (2.12)$$

$$V_{dq}^r = r_s I_{dq}^r + S_{dq}^{-1} \frac{d}{dt} [L] S_{dq} I_{dq}^r \quad (2.13)$$

위 식(2.13)을 정리하면 식(2.14)과 같다.

$$V_{dq}^r = \begin{bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_d \frac{d}{dt} & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & r_s + L_q \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

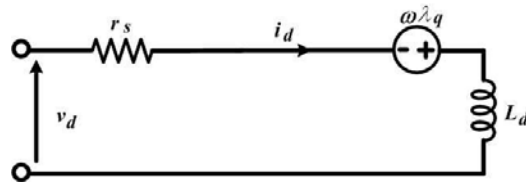
여기서,  $\omega$ 는  $\frac{d\theta}{dt}$ [rad/sec]이며 전기 각속도를 나타낸다.

상저항은 3상의 경우와 동일한 값을 갖는다. 식(2.14)을 스칼라의 형태로 표현하면 식(2.15), 식(2.16)과 같다.

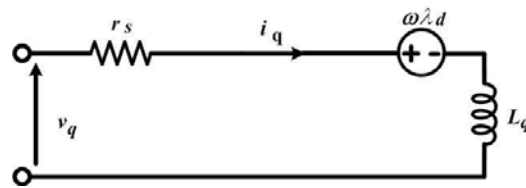
$$v_d^r = r_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \quad (2.15)$$

$$v_q^r = r_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d \quad (2.16)$$

식(2.15)과 식(2.16)로부터 동기 릴럭턴스 전동기의 d, q축 등가회로를 도시하면 그림 2.5와 같다. 그림 2.5는 철손과 자기포화를 고려치 않은 이상적인 전동기의 간략화 된 등가 회로이다.



(a) d축 등가회로



(b) q축 등가회로

그림 2.5 이상적인 동기 릴럭턴스 전동기 d, q축 등가회로

Fig 2.5 d, q axis equivalent circuit of the ideal synchronous reluctance motor

식(2.15)과 식(2.16)로부터 정상 상태에서 전류 미분항을 영(zero)으로 하면 d, q축 전류는 식(2.17)과 식(2.18)과 같다.

$$i_d = \frac{\omega L_q v_q + r_s v_d}{r_s^2 + \omega L_d L_q} \quad (2.17)$$

$$i_q = \frac{\omega L_d v_d + r_s v_q}{r_s^2 + \omega L_d L_q} \quad (2.18)$$

식(2.15)에서 식(2.18)을 가지고 정상 상태의 동기 릴럭턴스 전동기의 페이저도를 그리면 그림 2.6과 같다.

식(2.15)과 식(2.16)에서 볼 수 있는 바와 같이 전압방정식의 각 항은 동기 좌표계를 도입함으로써 회전자의 위치의 함수가 아닌 상수가 된다. 전동기의 토크는 출력방정식으로부터 구한다. 3상 입력에 의한 순시 입력을  $P_{in}$ 이라 하면, 그 값은 식(2.19)과 같다.

$$P_{in} = v_a^s i_a^s + v_b^s i_b^s + v_c^s i_c^s \quad (2.19)$$

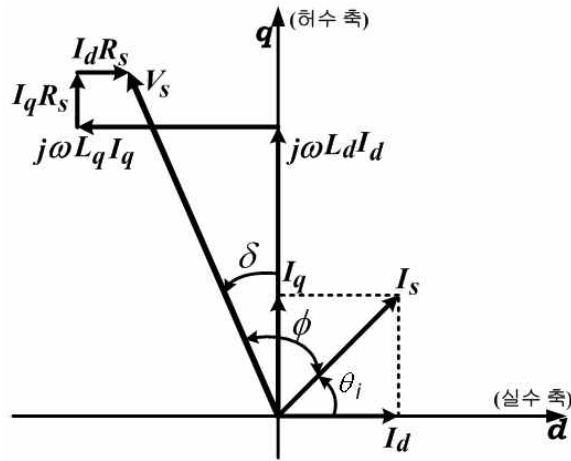


그림 2.6 동기 릴럭턴스 전동기의 정상 상태 페이저도

Fig 2.6 Phasor diagram of the synchronous reluctance motor in the steady state

식(2.19)의 관계를 이용해 고정자 좌표계에서의 3상 전압 및 전류를 동기좌표계의 전압, 전류로 변환하면 식(2.20)과 같다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_d^r i_d^r + v_q^r i_q^r) \quad (2.20)$$

다시 식(2.15)과 식(2.16)에서 식(2.20)에 대입하여 정리하면 식(2.21)로 된다.

$$P_{in} = \frac{3}{2} [r_s (i_d^{r2} + i_q^{r2}) + (L_d i_d^r \frac{d}{dt} i_d^r + L_q i_q^r \frac{d}{dt} i_q^r) + \omega_r (L_d i_d^r i_q^r - L_q i_d^r i_q^r)] \quad (2.21)$$

식(2.21)의 우변에서 첫 번째 항은 동손을, 두 번째 항은 자계 에너지 변화를 나타내고, 세 번째 항은 기계적 출력이 된다. 따라서 기계적 출력  $P_{out}$ 은 식(2.22)과 같다.

$$P_{out} = \omega_r \frac{3}{2} (L_d - L_q) i_d^r i_q^r \quad (2.22)$$

또한,

$$P_{out} = \omega_m T_e \quad (2.23)$$

이고, 전기 각속도  $\omega_r$ 과 기계 각속도  $\omega_m$ 의 관계는  $\omega_r = (P/2)\omega_m$ 의 관계가 있으므로 전동기 출력 토크  $T_e$ 는 식(2.24)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_d^r i_q^r \quad (2.24)$$

여기서,  $P$ 는 극수를 나타낸다.

식(2.24)를 다시 쓰면 식(2.25)와 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} L_d \left(1 - \frac{L_q}{L_d}\right) i_d^r i_q^r \quad (2.25)$$

식(2.24)와 식(2.25)에서 알 수 있듯이 동기형 릴럭턴스 전동기의 토크는 두 인덕턴스 차 ( $L_d - L_q$ )와 인덕턴스 비 ( $L_d/L_q$ )에 비례하므로 인덕턴스가 토크의 크기에 결정하는데 중요한 요소임을 알 수 있다.

또한, 식(2.24)에 그림 2.6의 페이저도로부터  $i_d = i_s \cos\theta_i$ ,  $i_q = i_s \sin\theta_i$ 이고  $\theta_i$ 는 전류벡터와 d축 사이의 전류각이라고 하면, 토크는 식(2.26)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \frac{\sin 2\theta_i}{2} \quad (2.26)$$

식(2.26)은 d, q축 전류를 똑같이 분배함으로 해서 전동기의 동손이 최소화되기 때문에 단위 전류당의 최대 토크가 발생된다. 따라서 이상적인 전동기 모델링에서는  $\theta_i = 45^\circ$ 에서 단위 전류 당 최대 토크가 발생하게 된다.

# 영구자석전동기의 최대출력제어

## 개요

그림 4.4의 벡터 제어 전동기의 속도-토크 제어 특성에 대해서 상세히 알아보자. IPMSM을 제어할 때 동일 전동기를 제어하여도 제어방법에 따라 그림 4.9와 같은 여러 가지 속도특성 곡선을 가질 수 있다. 시스템의 속도와 토크의 지령 범위가 매우 넓고 그 변화가 빈번한 응용 분야와 같이 제어기의 응답성이 매우 중요한 분야에서는 여러 가지 속도-토크 특성곡선을 나타낸 그림 4.9처럼 제어법이 시스템 성능에 상당한 영향을 미치게 된다. 예를 들면 제어 2의 특성을 갖는 임의의 IPMSM을 제어할 경우, 정지에서 point 1로 이동할 때, 제어 2의 검은색 파선을 따라 움직이다 검은색 실선을 거쳐 point1에 도달한다. 반면 동일한 IPMSM을 제어 1과 제어 3의 속도-토크 특성을 갖도록 제어하게 되면 제어 1의 검은색 파선과 제어 3의 파란색 파선을 따라 움직이다 빨간색 실선을 거쳐 point1에 도달한다. 두 제어법을 비교하여 보면 제어 2에 비해서 제어 1과 제어 3으로 하는 것이 가속도 면에서 우수하므로 속응성이 향상된다고 할 수 있다. 또한 point2가 지령 속도라고 하면 제어 1의 경우와 제어 2의 경우는 제어가 가능하지만 제어 3의 경우는 point2에서의 운전이 불가능하다. 제어 1과 제어 2를 비교하게 되면 두 제어 모두 point2에서의 운전이 가능하지만 가속도가 다르기 때문에 속응성 면에서 제어 1이 우수함을 알 수 있다.

이와 같이 동일한 IPMSM을 제어하더라도 제어방법에 따라서 전동기의 성능이 완전히 달라지는데 그림 4.9의 제어 1과 같이 동일 IPMSM에서 최대의 출력이 나오도록 제어하는 방법을 최대출력 제어라고 한다. 전류와 전압의 제한을 고려한 최대 출력제어는 크게 다음과 같은 3가지 방법에 의해 제어하는 것을 의미한다.

- (1) 최대 토크/전류 제어
- (2) 약계자 제어
- (3) 최대 토크/전압제어

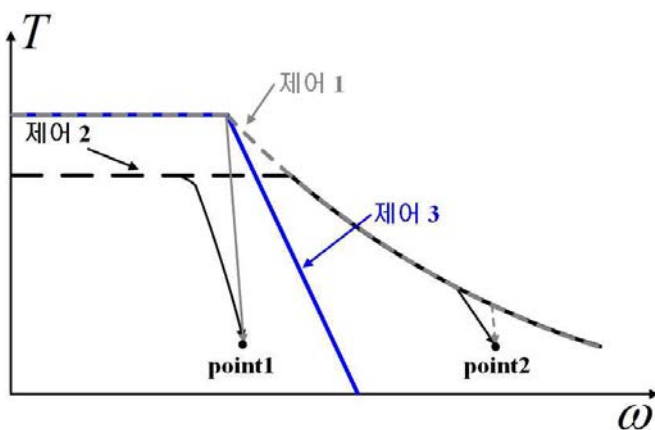


그림 4.9 IPMSM의 속도-토크 제어 특성

### 4.3.2 최대 토크/전류(MTPA) 제어

3.3절에서 알아 본 바와 같이 동일 전류에 대해 발생하는 토크가 최대가 되는 전류 위상이 항

상 존재하게 된다. 전기자 전류에 대하여 항상 최대 토크가 발생하는 점에서 운전하는 것을 단위 전류 당 최대 토크(MTPA : Maximum Torque per Ampere) 제어 혹은 최대 토크/전류 제어라고 한다.

최대 토크/전류 제어의 운전점은 전기자 전류의 크기  $I_a$ 와 전류 위상각  $\beta$ 의 함수로 표현된 식 (3.54)을  $\beta$ 로 편미분하여 구할 수 있다. 즉, 식 (4.14)와 같이 IPMSM의 토크 방정식을  $\beta$ 로 편미분하여 그 값이 0이 되는  $\beta$ 에서 극값을 가지므로 그 때 토크가 양 또는 음의 최댓값을 갖게 된다.

$$\begin{aligned}\frac{\partial T}{\partial \beta} &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{-\Psi_a I_a \sin \beta + (L_q - L_d) I_a^2 \cos 2\beta\} \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \{-\Psi_a I_a \sin \beta + (L_q - L_d) I_a^2 (1 - 2\sin^2 \beta)\}\end{aligned}\quad (4.14)$$

식 (4.14)를 만족하는  $\beta$ 을 구하면 식 (4.15)가 된다.

$$\beta_1 = \sin^{-1} \left( \frac{-\Psi_a \pm \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \right)\quad (4.15)$$

식 (4.15)를 살펴보면 영구자석에 의한 쇄교자속( $\Psi_a$ )과 인덕턴스( $L_d, L_q$ )가 일정하다고 하면 단위 전류 당 최대 토크를 발생시키는 전류 위상각  $\beta_1$ 는 전기자 전류  $I_a$ 만의 함수임을 알 수 있다. 따라서 전기자 전류의 크기가 정해지면 최대 토크를 발생시키는 전류 위상각은 정해지므로 이때의 운전 포인트는 최대 토크/전류 곡선과 전류제한원의 교점이 되고 d,q축 전류의 값  $i_{d1}, i_{q1}$ 은 각각 식 (4.16), 식 (4.17)로 된다.

$$i_{d1} = -I_a \times \left( \frac{-\Psi_a \pm \sqrt{\Psi_a^2 + 8(L_q - L_d)^2 I_a^2}}{4(L_q - L_d) I_a} \right) = \frac{\Psi_a}{4(L_q - L_d)} \mp \sqrt{\frac{\Psi_a^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{I_a^2}{2}}\quad (4.16)$$

$$i_{q1} = \sqrt{I_a^2 - i_{d1}^2}\quad (4.17)$$

이때의 전기자 총 쇄교자속은 식 (4.18)과 같이 된다.

$$\Psi_{o1} = \sqrt{(\Psi_a + L_d i_{d1})^2 + (L_q i_{q1})^2}\quad (4.18)$$

유기전압  $V_o (= \omega \Psi_{o1})$ 이 제한 값  $V_{om}$ 에 도달하는 전기 각속도는 식 (4.19)와 같이 된다.

$$\omega_{base} = \frac{V_{om}}{\Psi_{o1}}\quad (4.19)$$

따라서 MTPA 제어는 속도  $\omega_{base}$ 까지 가능하다.

MTPA 전류 궤적을 나타내는 식 (4.16), (4.17)를 d,q축 상에 그리면 그림 4.10과 같은 그래프를 얻을 수 있다. 그림 4.10에서 알 수 있는 바와 같이 최대토크/전류 곡선은 2상한, 3상한에 위치하고 2상한 (위상각 $0^\circ \leq \beta \leq 90^\circ$ )에서는 양의 토크를 발생하고 3상한 (위상각 $90^\circ \leq \beta \leq 180^\circ$ )에서는 음의 토크를 발생한다. 또한 음의 최대토크를 발생시키는 위상각을  $\beta_2$ 라고 하고  $\beta_2$ 는  $\beta_1$ 과 d축에 대해서 대칭이므로  $\beta_2 = 180^\circ - \beta_1$ 을 만족한다.

그림 4.10에서 전류가 25A로 일정할 경우를 살펴보자. 전기자 전류가 25A로 일정할 때, 이를 만족하는  $i_d$ ,  $i_q$ 는 무수히 많이 존재하고 이러한 전류 벡터로 만들 수 있는 토크도 무수히 많이 존재한다. 그런데 이러한 전류 벡터 중 가장 큰 토크인 18.1Nm를 발생시키는 전류는 오직 한 포인트로 나타난다. 이 운전점은 정전류원과 정토크 곡선이 접하는 점이 된다. 따라서 최대 토크/전류 곡선은 정전류원과 정토크 곡선이 접하는 점을 이은 곡선으로 나타난다. 그림 4.10을 보면 전류의 변화에 따른 최대 토크/전류 제어 운전점의 전류 위상각 변화가 작다는 것도 알 수 있다. 따라서 최대 토크/전류 제어를 위한 전류 위상각을 식 (4.15)에 의해 구하기도 하지만, 제어의 간편화를 위해 전류 위상각을 속도에 관계없이 일정하게 하는 경우가 일반적이다.

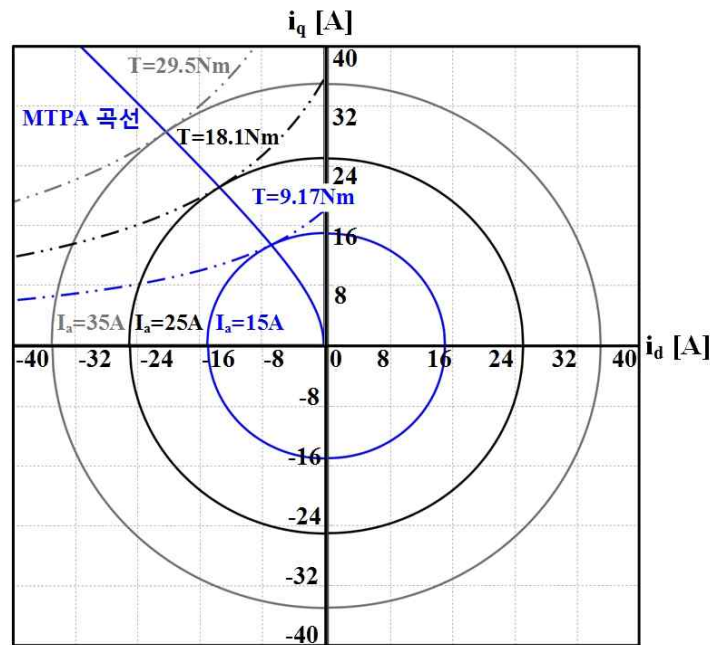


그림 4.10 최대 토크/전류 제어의 전류 벡터 궤적