

고속 동기 릴럭턴스 전동기의 비간섭 벡터제어

(Decoupling Vector Control for a High-Speed Synchronous Reluctance Motor)

백동기* · 성세진**

(Tong-Ki Paek · Se-Jin Seong*)

요 약

돌극형 동기 릴럭턴스 전동기의 고속회전 영역에서, 철손의 영향은 무시할 수 없게 된다. 본 논문에서는 돌극형 동기 릴럭턴스 전동기에 대하여 고정자 철손이 고정자 내의 등가 와전류에 의해서 발생한다는 가정 하에서, 등가 인덕턴스에 직렬로 등가 철손저항이 삽입된 모델을 이용하여 철손을 고려한 전압방정식을 유도하였다. 또, 동작 주파수의 증가에 따른 철손의 변동은 벡터제어계의 제어성능을 악화시키고, d 축과 q 축의 쇄교자속에 서로 간섭하여 벡터제어의 적용을 어렵게 한다. 따라서, d 축과 q 축을 비간섭화 하여 철손저항의 영향을 제거해서 비간섭 토크제어가 가능한 벡터제어법을 제안하였으며, 시뮬레이션을 통하여 이를 확인하였다.

Abstract

In the high speed range for salient type synchronous reluctance motor, the effect of iron loss can not be negligible. In this paper, under the assumption that stator iron loss is generated from the equivalent eddy current in the stator, we derive the voltage equations including iron loss from the model that is added the equivalent iron loss in the equivalent inductance in series. The variation of iron loss is dependent on the increase of the operating frequency change for the worse a performance of the vector control system. As there is cross coupling between the d and q axes, it is hard to apply the vector control to the proposed model. Hence, we propose a decoupling current controller for including the effects of iron loss. And we show that the proposed vector control scheme achieves the desired performances through simulation results.

1. 서 론

최근 고속을 필요로 하는 부하의 증가와 구동원 및 여기에 부속되는 장치의 소형·경량화의 요구로부터 전동기의 고속 구동에 대한 요구와 관심이 높아져가고 있다. 이와 같은 목적의 고속전동기로 유도

기가 많이 이용되고 있었으나, 고속화에 따른 농형 회전자 내원심력 및 발열에 문제가 있었다. 소형·경량화와 고속운전에서 유도기의 단점을 보완할 수 있는 전동기로 동기 릴럭턴스 모터(SynRM)를 들 수 있으며, 회전자의 구조가 단순하여 견고하고, 회전자에서의 발열이 적다는 특징을 가지고 있어, 본질적으로 고속운전 모터로 적합하여 이의 이용에 대해 많은 연구가 이루어지고 있다. 반면에 동기기와 같이 회전자에 계자권선이 없기 때문에 여자전류를 고정

* 정회원 : 주성대학교 전기전자통신공학부 조교수

** 정회원 : 충남대학교 전기공학과 교수

접수일자 : 1998. 9. 18.

자 권선으로 공급해주게 되어 일차 전류가 비교적 크고 역률이 적다는 단점을 가지고 있다[1, 2]. 국내에서도 돌극형 동기 릴럭턴스 전동기의 특성과 고속 구동방법에 대한 연구가 이루어지고 있다[3, 4, 5].

교류전동기를 고성능으로 속도제어하기 위해서는 일반적으로 벡터제어를 이용한다. 근간에는 SynRM에 대해서도 벡터제어의 이용에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다. 저속운전 영역에서 SynRM의 철손은 무시해도 되나, 고속운전 영역에서는 동작 주파수의 증가에 따라 철손도 증가하여 구동 특성에 영향을 끼치게 되므로 무시할 수 없게 된다. 따라서 철손을 등가적인 철손저항으로 하고 여자 인덕턴스에 대해 병렬로 삽입한 모델을 이용한 벡터제어법이 적용되고 있다[6, 7, 8]. 또한, 철손이 고정자내의 등가 와전류에 의해서 발생한다는 가정 하에서[9], 여자 인덕턴스에 직렬로 철손저항이 삽입된 모델에 대하여 유도된 전압방정식을 이용한 벡터 제어법도 연구되고 있다[10]. 이 전압방정식은 철손저항의 병렬 삽입 모델과 비교하여 분명한 이론 전개가 이루어짐을 알 수 있다[11].

벡터제어를 적용하는 유도기 제어에 있어서, 동작 주파수에 따른 철손저항의 변동은 벡터제어계의 제어성능을 악화시키고, d 축과 q 축의 쇄교자속에 서로 간섭하여 벡터제어의 적용을 어렵게 한다. 따라서, 철손저항의 영향을 제거하여 비간섭 토크제어가 가능하도록 d 축과 q 축을 비간섭 제어방법이 제안되고 있다[12, 13, 14].

본 논문에서는, 고속 돌극형 SynRM에 대하여 고정자 철손이 고정자 내의 등가 와전류에 의해서 발생한다는 가정 하에서, 철손저항을 고려한 전압방정식을 유도하였고, d 축과 q 축을 비간섭화 하여 철손저항의 영향을 제거해서 비간섭 토크제어가 가능한 벡터제어법을 제안하였으며, 시뮬레이션을 통하여 이를 확인하였다. 본 논문에서는 전류 및 자속의 구조파성분, 자기포화현상, 회전자 철손 및 표유부하손은 고려하지 않았으며, 고정자 및 등가 와전류회로의 누설자속은 없다고 가정하였다.

기호 및 첨자:

v : 전압, i : 전류, R : 저항, L : 자기 인덕턴스, M : 상호 인덕턴스, λ : 자속쇄교수, p : 미분

연산자, θ : 고정자의 a 상 축과 회전자 d 축간의 각도(회전자의 위치각), ω_r : 회전자 각속도, $\omega_r = d\theta/dt$, ω : 회전자 동기 속도, s : 고정자, r : 회전자, a, b, c : 각각 고정자의 a 상, b 상, c 상, d, q : 회전자의 d 축, q 축, e : 등가 와전류권선

2. 철손을 고려한 SynRM의 모델링

모델링에 사용한 SynRM의 구조는, 고정자는 삼상 교류 전동기와 같으며 계자 권선이 없는 돌극형 회전자를 갖는 동기 전동기와 유사한 형태이다.

먼저 모델링을 위해 철손의 발생원인을 고정자 내에 존재하는 등가 와전류회로에 있다고 보고, 고정자 내에 분포하는 와전류를 집중회로로 취급하여 삼상 권선축 상에 동일 권선 저항 및 회전자 위치각의 함수인 인덕턴스를 가지는 등가 와전류 권선을 가정해서, 삼상권선모델을 설정하였다. 그림 1은 등가 와전류권선을 고려한 삼상 권선 모델을 보여준다.

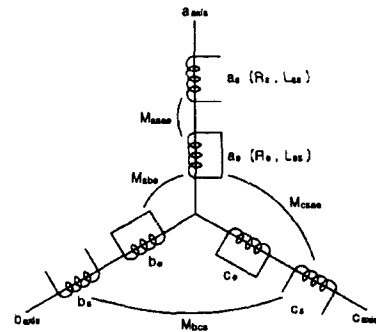


그림 1. SynRM의 삼상권선 모델
Fig. 1. Three-phase winding model of SynRM

SynRM에서 고정자 권선 및 등가 와전류권선의 인덕턴스는 위치각 θ 에 따라 변하며, 고정자 권선 및 등가 와전류 권선의 자기인덕턴스, 상호 인덕턴스는 2θ 의 함수로 나타낼 수 있다. 따라서 삼상 권선 모델에 대한 전압방정식은 다음과 같이 볼 수 있다.

$$[v_{abc}] = [R][i_{abc}] + p[L_{abc}(\theta)][i_{abc}] \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{단, } [v_{abc}] &= [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ 0 \ 0 \ 0]^T, \\ [i_{abc}] &= [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs} \ i_{ae} \ i_{be} \ i_{ce}]^T, \\ [R] &= \text{diag}[R_s \ R_s \ R_s \ R_e \ R_e \ R_e], \\ [L_{abc}(\theta)] & \end{aligned}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{as} & M_{abs} & M_{acs} & M_{asae} & M_{asbe} & M_{asce} \\ M_{bas} & L_{bs} & M_{bcs} & M_{bsae} & M_{bsbe} & M_{bsce} \\ M_{cas} & M_{cbs} & L_{cs} & M_{csae} & M_{csbe} & M_{csce} \\ M_{aeas} & M_{aebs} & M_{aece} & L_{ae} & M_{abe} & M_{ace} \\ M_{beas} & M_{bebs} & M_{becs} & M_{bae} & L_{be} & M_{bce} \\ M_{ceas} & M_{cebs} & M_{cecs} & M_{cae} & M_{cbe} & L_{ce} \end{bmatrix}$$

삼상 권선 모델의 (1)을 2상 변환하려면 각 변수가 6×6 행렬이 되므로 해석적으로 구하기는 매우 어렵다. 따라서 (1)의 전압 방정식을 회전자 각속도 ω_r 로 회전하는 dq 축 상으로 3상/2상 변환하여 dq 권선 모델을 구한다. 그림 2는 구해진 dq 권선 모델을 보여준다. dq 권선 모델에 대한 전압방정식과 자속쇄교수는 다음과 같다.

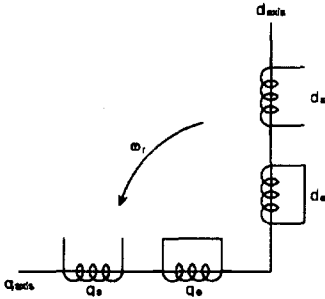


그림 2. SynRM의 dq 권선 모델
Fig. 2. dq winding model of SynRM

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_r \lambda_{qs} \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_r \lambda_{ds} \\ 0 &= R_e i_{de} + p\lambda_{de} - \omega_r \lambda_{qe} \\ 0 &= R_e i_{qe} + p\lambda_{qe} + \omega_r \lambda_{de} \end{aligned} \quad (2)$$

또, 자속쇄교수 λ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds} &= L_{ds} i_{ds} + M_{di} i_{de} \\ \lambda_{qs} &= L_{qs} i_{qs} + M_{qi} i_{qe} \\ \lambda_{de} &= L_{de} i_{de} + M_{di} i_{ds} \\ \lambda_{qe} &= L_{qe} i_{qe} + M_{qi} i_{qs} \end{aligned} \quad (3)$$

단, $L_{ds} = 3/2(L_{hs} + L_{0s})$, $L_{qs} = 3/2(L_{hs} - L_{0s})$;
 $L_{de} = 3/2(L_{he} + L_{0e})$, $L_{qe} = 3/2(L_{he} - L_{0e})$,

$$M_d = 3/2(L_{se} + L_{0se}), \quad M_q = 3/2(L_{se} - L_{0se})$$

전압방정식 (2)에 자속쇄교수 (3)을 대입하여 정리하면 등가 와전류를 포함하는 전압방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= (R_s + pL_{ds})i_{ds} - \omega_r L_{qs} i_{qs} + pM_{di} i_{de} - \omega_r M_{qi} i_{qe} \\ v_{qs} &= \omega_r L_{ds} i_{ds} + (R_s + pL_{qs})i_{qs} + \omega_r M_{di} i_{de} + pM_{qi} i_{qe} \\ 0 &= pM_{di} i_{ds} - \omega_r M_{qi} i_{qs} + (R_e + pL_{de})i_{de} - \omega_r L_{qe} i_{qe} \\ 0 &= \omega_r M_{di} i_{ds} + pM_{qi} i_{qs} + \omega_r L_{de} i_{de} + (R_e + pL_{qe})i_{qe} \end{aligned} \quad (4)$$

등가 와전류의 검출은 매우 어렵기 때문에 등가 와전류정수의 측정도 곤란하므로, 여기서는 고정자측의 변수로 표현되는 전압방정식을 유도하기 위하여 (4)에서 등가 와전류를 소거한다. 그러나, 직접 (4)에서 등가 와전류 i_{de} , i_{qe} 를 소거하려면 대단히 복잡한 식이 되므로, 등가 회로정수의 근사식을 이용해서 과도상태의 전압방정식을 유도한다. (4)에서 먼저 i_{de} 를 구하기 위하여 (3행)× $R_e + pL_{eq}$ +(4행)×($\omega_r L_{eq}$)를 계산하고 i_{de} 에 대하여 정리한다. 다음에 i_{qe} 를 구하기 위하여 (3행)×($\omega_r L_{ed}$)-(4행)×($R_e + pL_{ed}$)를 계산하고 i_{qe} 에 대하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} i_{de} &= \frac{-\{(\omega_r^2 L_{qe} + pR_e + p^2 L_{qe})M_{di} i_{ds} - \omega_r R_e M_{qi} i_{qs}\}}{R_e^2 + R_e(pL_{de} + pL_{qe}) + p^2 L_{de} L_{qe} + \omega_r^2 L_{de} L_{qe}} \\ i_{qe} &= \frac{-\{(\omega_r^2 L_{de} + pR_e + p^2 L_{de})M_{qi} i_{qs} + \omega_r R_e M_{di} i_{ds}\}}{R_e^2 + R_e(pL_{de} + pL_{qe}) + p^2 L_{de} L_{qe} + \omega_r^2 L_{de} L_{qe}} \end{aligned} \quad (5)$$

등가 회로정수를 정의하기 위하여 정상상태인 경우를 고려하면, 각 전류는 직류량이 되고, 미분연산자 p 는 영이 된다. 따라서, (5)는 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_{de} &= -\frac{\omega_r^2 L_{qe} M_{di} i_{ds} - \omega_r R_e M_{qi} i_{qs}}{R_e^2 + \omega_r^2 L_{de} L_{qe}} \\ i_{qe} &= -\frac{\omega_r^2 L_{de} M_{qi} i_{qs} + \omega_r R_e M_{di} i_{ds}}{R_e^2 + \omega_r^2 L_{de} L_{qe}} \end{aligned} \quad (6)$$

또, (4)는 회전자 각속도 ω_r 로 회전하는 회전좌표상의 전압방정식이 되므로 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} - \omega_r L_{qs} i_{qs} - \omega_r M_{qi} i_{qe} \\ v_{qs} &= \omega_r L_{ds} i_{ds} + R_s i_{qs} + \omega_r M_{di} i_{de} \end{aligned} \quad (7)$$

(6)을 (7)에 대입하여, 고정자측의 변수로 표시하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + R_m & -\omega_r L_q \\ \omega_r L_d & R_s + R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (8)$$

여기서, 새로운 등가 회로정수는 다음과 같이 정의된다.

$$A = 1 / (R_e^2 + \omega_r^2 L_{de} L_{qe}), R_m = \omega_r^2 D R_e M_d M_q, \\ L_d = L_{ds} - \omega_r^2 D L_{qe} M_d^2, L_q = L_{qs} - \omega_r^2 D L_{de} M_q^2 \quad (9)$$

단, L_d, L_q : 고정자 d 축 및 q 축 자기 인덕턴스, R_m : 등가 철손저항

(8)에서 등가 철손저항 R_m 은, 여자 인덕턴스에 대하여 직렬로 삽입되며, 여자전류는 단자전류와 같음을 알 수 있고, 전기자 단자에서 직접여자전류를 검출하는 것이 가능하므로, 벡터제어의 적용이 용이함을 알 수 있다.

다음에, d 축 및 q 축에 관한 근사식을 등가 회로정수인 L_d, L_q 및 R_m 으로 유도한다. 고정자와 와전류권선의 모든 누설자속이 거의 0 인 완전결합이라고 가정하면, $L_s \approx L_e \approx M$ 의 관계가 성립한다. 이러한 관계를 이용하여, 등가 회로정수인 L_d, L_q 및 R_m 을 등가 와전류 회로정수인 R_e, L_{de}, L_{qe} 의 관계로 나타내면 (10)과 같이 된다.

$$\frac{R_m}{L_d} = \frac{\omega_r^2 L_{qe}}{R_e}, \frac{R_m}{L_q} = \frac{\omega_r^2 L_{de}}{R_e} \quad (10)$$

따라서, (10)에서 등가 와전류회로의 시정수인 L_e/R_e 의 관계를 유도하면 시정수 관계식인 (11)과 같이 되고, 일반적으로, 등가 와전류회로의 저항분은 다른 회로 정수에 비해서 상당히 크므로, 등가 와전류회로의 시정수는 1 보다 매우 작다고 가정할 수 있다.

$$\frac{L_{de}}{R_e} = \frac{R_m}{\omega_r^2 L_q} \ll 1, \frac{L_{qe}}{R_e} = \frac{R_m}{\omega_r^2 L_d} \ll 1 \quad (11)$$

등가 와전류에 관한 (5)에 (11)을 적용하여 정리하

면 다음 식처럼 된다.

$$i_{de} = -A \{ (\omega_r^2 L_{qe} + p R_e) M_d i_{ds} - \omega_r R_e M_q i_{qs} \} \\ i_{qe} = -A \{ (\omega_r^2 L_{de} + p R_e) M_q i_{qs} + \omega_r R_e M_d i_{ds} \} \quad (12)$$

(12)에 (10)을 다시 적용하면, 다음과 같이 된다.

$$i_{de} = -A (\omega_r^2 L_{qe} M_d i_{ds} - \omega_r R_e M_q i_{qs}) \quad (13) \\ i_{qe} = -A (\omega_r^2 L_{de} M_q i_{qs} + \omega_r R_e M_d i_{ds})$$

따라서, (13)을 (4)의 전압방정식에 대입하여, i_{de}, i_{qe} 를 소거하면, 고정자 철손을 고려한 과도상태의 전압방정식을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + R_m + p L_d & -\omega_r L_q + p R_m / \omega_r \\ \omega_r L_d - p R_m / \omega_r & R_s + R_m + p L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (14)$$

(13)을 (3)에 대입하며 정리하면, dq 축 자속쇄교수를 구할 수 있다.

$$\lambda_{ds} = L_d i_{ds} + (R_m / \omega_r) i_{qs} \quad (15) \\ \lambda_{qs} = L_q i_{qs} - (R_m / \omega_r) i_{ds}$$

따라서, (15)을 전자토크식에 대입하면 전자토크의 순시값을 구할 수 있다.

$$\tau_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (16) \\ = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left\{ (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} + \frac{R_m}{\omega_r} (i_{ds}^2 - i_{qs}^2) \right\}$$

여기서, p : 극수

구해진 전압방정식에서, 여자인덕턴스에 대해서 등가 철손저항이 직렬로 투입되고, 등가 철손저항을 통해서 d 축과 q 축 쇄교자속이 상호간섭하기 때문에 벡터제어의 적용이 곤란하게 됨을 알 수 있다. 따라서, 등가 철손저항의 영향을 무효로 하고, dq 축을 비간섭화 시켜서 벡터제어를 실현하기 위해서, 피드포워드 간섭보상을 갖는 비간섭 제어를 적용한다.

3. 피드포워드 간섭보상을 갖는 비간섭 제어

SynRM에 벡터제어 이론을 적용하여, dq 좌표축로 표현되는 철손을 고려한 전압 방정식 (14)를 전류동적 상태 방정식으로 나타내면 (17)과 같이 된다.

$$\begin{aligned}
 p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} &= \frac{-1}{L_d L_q + \left(\frac{R_m}{\omega_r}\right)^2} \begin{bmatrix} (R_s + R_m)L_q - L_d R_m & \\ & \omega_r L_d^2 + \frac{(R_s + R_m)R_m}{\omega_r} \\ -\omega_r L_q^2 - \frac{(R_s + R_m)R_m}{\omega_r} & \\ & (R_s + R_m)L_d + L_q R_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \\
 &+ \frac{1}{L_d L_q + \left(\frac{R_m}{\omega_r}\right)^2} \begin{bmatrix} L_q & -\frac{R_m}{\omega_r} \\ \frac{R_m}{\omega_r} & L_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \quad (17)
 \end{aligned}$$

(17)을 라플라스 변환하여 i_{ds} 와 i_{qs} 로 표시하면 다음과 같이 된다.

$$i_{ds} = \frac{\frac{1}{L_d}}{s + \frac{R_s + R_m}{L_d}} v_{ds} + \frac{\frac{L_q}{L_d} - s \frac{R_s}{\omega_r^2 L_d}}{s + \frac{R_s + R_m}{L_d}} \omega_r i_{qs} \quad (18)$$

$$i_{qs} = \frac{\frac{1}{L_q}}{s + \frac{R_s + R_m}{L_q}} v_{qs} - \frac{\frac{L_d}{L_q} - s \frac{R_s}{\omega_r^2 L_q}}{s + \frac{R_s + R_m}{L_q}} \omega_r i_{ds} \quad (19)$$

d 축 전류 거동식 (18)에서, $s + (R_s + R_m)/L_d$ 를 K_1 라 하면 간섭항은 $\{L_q/(L_d K_1)\} \omega_r i_{qs} - \{sR_s / (\omega_r^2 L_d K_2)\} \omega_r i_{qs}$ 이고, q 축 전류 거동식 (19)에서, $s + (R_s + R_m)/L_q$ 를 K_2 라 하면 간섭항은 $\{L_d/(L_q K_2)\} \omega_r i_{ds} - \{sR_s / (\omega_r^2 L_q K_2)\} \omega_r i_{ds}$ 이다. 정상상태에서 간섭항은 간략화 되고, 간섭항은 전동기의 변수를 알고 있다면, 전류를 검출하는 것으로 추정이 가능하므로, 이를 추정하여 보상하는 것처럼 전압을 인가한다면 전압 v_{sd} , v_{sq} 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= v_{ds}' - \omega_r L_q i_{qs}' \\
 v_{qs} &= v_{qs}' + \omega_r L_d i_{ds}' \quad (20)
 \end{aligned}$$

이때 (17)은 (21)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 p \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_m}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s + R_m}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \\
 &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}' \\ v_{qs}' \end{bmatrix} \quad (21)
 \end{aligned}$$

(18)~(21)에 의하여 피드포워드 보상입력을 갖는 PI 제어기의 블록도를 구하면 그림 3과 같이 된다.

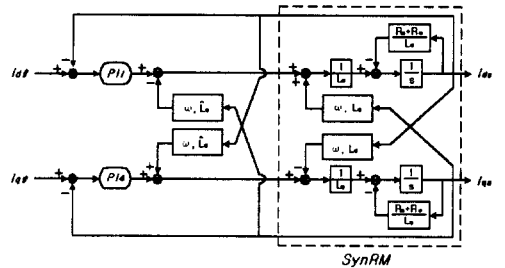


그림 3. 피드포워드 보상입력을 갖는 PI 제어기 블록도
Fig. 3. The block diagram of the PI controller with the feedforward decoupling compensation input

비간섭은 다음 (22)와 같은 전압 명령을 선택함으로써 수행될 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{ds}^* &= \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_{ds}^* - i_{ds}) - \omega_r \widehat{L}_q i_{qs} \\
 V_{qs}^* &= \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (i_{qs}^* - i_{qs}) - \omega_r \widehat{L}_d i_{ds} \quad (22)
 \end{aligned}$$

여기서, $K_p, K_i > 0$ 은 비례와 적분 이득을 나타내고, $\widehat{L}_d, \widehat{L}_q, \widehat{R}_m$ 는 각각 L_d, L_q, R_m 의 계산값을 나타낸다.

이상과 같은 피드포워드 간섭보상을 갖는 비간섭 제어를 통하여 전자토크의 식은 직류기와 등가가 되어 벡터제어가 가능하게 된다.

4. 시뮬레이션 결과 및 검토

물극형 SynRM의 철손을 고려한 벡터제어시스템

의 타당성을 고찰하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 행하였다. 전체 시스템은 Matlab/ Simulink를 이용하여 구현하였다. 그림 4는 피드포워드 보상입력을 갖는 속도 제어 시스템의 구성도이다. 시뮬레이션에 사용한 SynRM의 파라미터는 표 1과 같다.

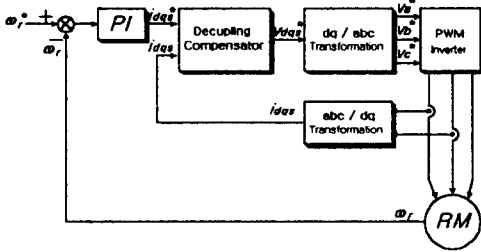


그림 4. 시스템 구성도
Fig. 4. The system configuration

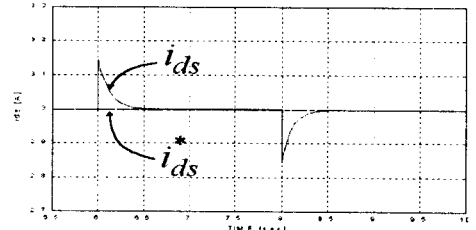
표 1. 시뮬레이션에 사용된 SynRM의 파라미터
Table 1. The parameter of the SynRM used in the simulation

| | | | |
|-------|-----------|--------|-----------------------------|
| 정격출력 | 3.5[kW] | 직축인덕턴스 | 0.328[H] |
| 정격전압 | 3상 220[V] | 횡축인덕턴스 | 0.204[H] |
| 정격전류 | 16 [A] | 동작주파수 | 400[Hz] |
| 극수 | 2 | 관성모멘트 | 0.00206 [Kgm ²] |
| 고정자저항 | 1.8[Ω] | 비례이득 | 2.284 |
| 철손저항 | 488[Ω] | 적분이득 | 5.070 |

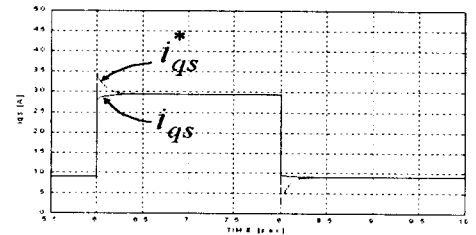
그림 5는 새로운 모델에 의해 구해진 SynRM에 대하여 비간섭 제어를 행하지 않은 일반적인 속도 제어 시스템에서, 무부하 정속운전 중에 25% 부하를 인가하였을 때의 d 축과 q 축 전류, 회전 각속도 및 토크 파형의 변화를 보여주고 있다. 부하가 인가 되었을 때 토크전류 i_{qs} 는 여자전류 i_{ds} 에 비해 상당히 큰 변동을 가지고 있음을 보여준다. 또, 회전 각속도 ω_r 도 변동이 있음을 보여준다.

그림 6은 비간섭 제어를 고려한 속도 제어 시스템에서, 그림 5의 경우와 마찬가지로 무부하 정속운전 중에 25% 부하를 인가하였을 때의 d 축과 q 축 전류, 회전 각속도 및 토크 파형의 변화를 보여주고 있다. 그림 5와 그림 6의 각 파형을 비교해 보면, 토크가 인가되었을 때 비간섭 제어를 고려한 경우가 비간섭 제어를 고려하지 않은 경우 보다 토크 전류 및 여자 전류의 추종성이 좋음을 알 수 있

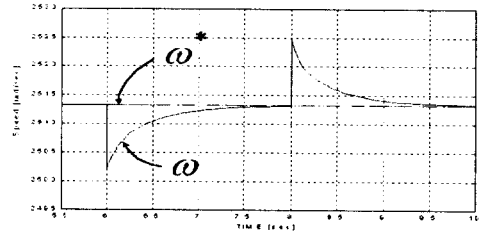
다. 회전 각속도도 변동의 폭이 적음을 알 수 있고, 또한 토크의 변동도 훨씬 적음을 확인할 수 있다.



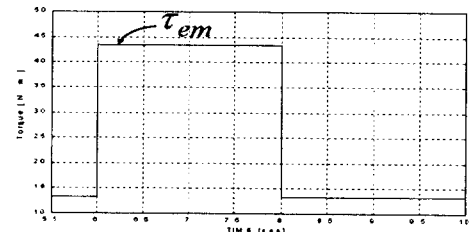
(a)



(b)

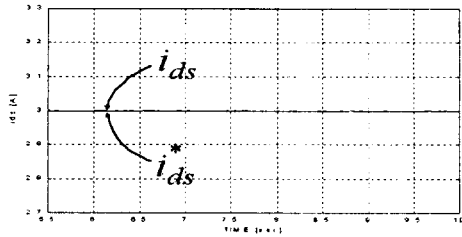


(c)

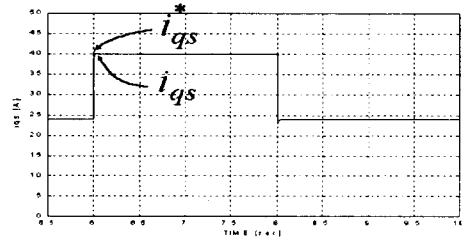


(d)

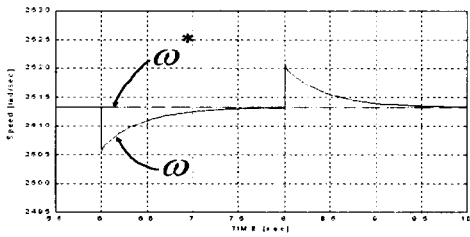
그림 5. 비간섭 제어를 하지 않은 경우의 전류, 속도와 토크 응답 (25%부하). (a) i_{ds}^* , i_{ds} (b) i_{qs}^* , i_{qs} (c) ω_r^* , ω_r (d) 토크
Fig. 5. Current, speed and torque responses of the system without the decoupling PI controller (25% load). (a) i_{ds}^* , i_{ds} (b) i_{qs}^* , i_{qs} (c) ω_r^* , ω_r (d) torque



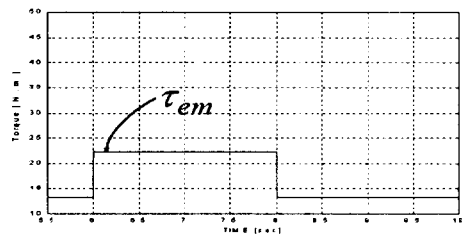
(a)



(b)



(c)



(d)

그림 6. 비간섭 제어를 하는 경우의 전류, 속도와 토크 응답(25%부하). (a) i_{ds}^* , i_{ds} (b) i_{qs}^* , i_{qs} (c) ω_r^* , ω_r (d) 토크

Fig. 6. Current, speed and torque responses of the system with the decoupling PI controller (25% load). (a) i_{ds}^* , i_{ds} (b) i_{qs}^* , i_{qs} (c) ω_r^* , ω_r (d) torque

5. 결 론

본 논문에서는 고속 돌극형 SynRM에 대하여 고정자 철손이 고정자 내의 등가 와전류에 의해서 발생한다는 가정에서, 고정자 철손을 고려한 전압 방정식을 유도하였다. 그 결과 등가 철손저항은 여자 인덕턴스에 직렬로 추가되었고, 등가 철손저항을 통하여 d 축과 q 축이 서로 간섭하는 것을 알 수 있었다. 벡터제어를 하기 위해서는 d 축과 q 축의 비간섭이 필요하다. 본 논문에서는 피드포워드 보상입력을 갖는 PI 제어기를 이용하여 비간섭화를 구현하였다.

시뮬레이션 결과를 통하여 비간섭 제어를 행하지 않은 일반적인 시스템보다, 피드포워드 간섭 보상을 고려한 비간섭 제어 시스템이 더욱 안정적으로 동작하며, 속도 및 토크 응답이 양호함을 확인할 수 있었다.

향후에는 본 논문에서 제안된 비간섭 벡터제어법을 실험적으로 검증하기 위하여, 고속연산처리가 가능한 DSP를 이용한 시스템을 구축하고 프로그램의 개발을 계속 할 예정이다. 또한 고정도의 토크제어를 위하여 비간섭 제어 및 최적 제어에 대해서도 지속적인 연구를 할 예정이다.

부록: 돌극형 동기 릴럭턴스 전동기

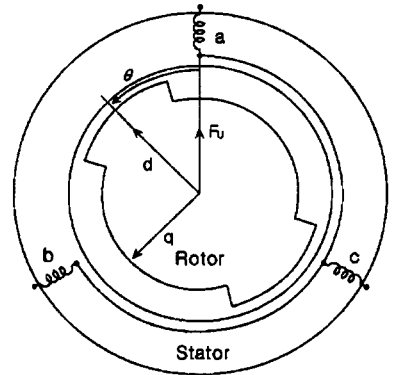


그림 7. 돌극형 동기 릴럭턴스 전동기의 단면도
Fig. 7. Cross section of a salient type SynRM

참고문헌

- [1] 深尾 正, 千葉 明, 松井幹彦, "超高速リラクタンス電動機閉ループ制御の一方式", 電學論D, 107卷2号, pp.271~278, 昭62.
- [2] Akira Chiba, Tadashi Fukao, "A Closed-Loop Operation of Super High-Speed Reluctance Motor for Quick Torque Response", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.3, May/June 1992.
- [3] TongKi Paek, Sejin Seong et. al, "A study on Variable V/f PWM Inverter for High-Speed Motor using DSP", IPFMC97 CES, pp.1007-1011, November 3-6, 1997.
- [4] 김민태, 오성업, 성세진, 백동기, "SV-PWM을 이용한 고속 동기 릴럭턴스 전동기 구동", 전력전자 학술대회 논문집, pp.204~207, 1998.7.
- [5] 오성업, 김민태, 성세진, 백동기, "동기 릴럭턴스 전동기의 인덕턴스 고찰", 전력전자 학술대회 논문집, pp.208~211, 1998.7.
- [6] L.Xu, X.Xu, T.A. Lipo and D.W.Novotny, "Vector Control of a Synchronous Reluctance Motor Including Saturation and Iron Loss", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.27, No.5, pp.977-985, May/June 1992.
- [7] L.Xu, and J.Yao, "A Compensated Vector Control Scheme of a Synchronous Reluctance Motor Including Saturation and Iron Losses", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.6, pp.1330-1338, November/ December 1992.
- [8] R.E.Betz, "Aspects of the Control of Synchronous Reluctance Machines Including Saturation and Iron Losses", Annual Meeting IEEE-IAS, Houston USA, pp.456-463, October 1992.
- [9] 楊 仲慶, 深尾 正, "鐵損を考慮した超高速リラクタンス發電機の等價回路と定常特性の考察", 電學論D, 110卷6号, pp.746~754, 平成2年.
- [10] 上里 勝實, 千住 智信, 友利 好克, "オンラインパラメータ測定機能を有するリラクタンスモータのベクトル制御", 電氣學會研究資料, RM-93-107, pp.67~76, 1993.
- [11] 上里 勝實, 千住 智信, 友利 好克, "固定子鐵損を考慮したリラクタンスモータのモデル化とパラメータ測定法", 電學論D, 114卷9号, pp.855~861, 平成6年.
- [12] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, ACサーボシステムの理論と設計の實際, 總合電子出版社, pp.104~121, 1990.
- [13] 水野孝行, 高山順一, 市岡忠士 外, "固定子鐵損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法", 電學論D, 109卷11号, pp.841~848, 平成元年.
- [14] Jinhwan Jung, Sunkyoung Lim, Kwanghee Nam, "PI Type Decoupling Control Scheme for High Speed Operation of Induction Motors" PESC97 IEEE PELS, Vol.2. pp1082~1085, June 22-27, 1997.

◇ 저자소개 ◇

백 동 기 (白董基)

1957년9월3일생. 1984년 전북대공대 전기공학과 졸업. 1992년 충남대 대학원 전기공학과 졸업(석사) 1996년 동 대학원박사과정 수료. 1984년~1986년 LG전자 근무. 1986년~1993년 한국기계연구원 근무. 1993년~현재 주성대학 전기전자통신공학부 조교수.

성 세 진 (成世鎭)

1948년 7월 15일생. 1973년 서울대 공대 공업교육과 졸업. 1975년 동 대학원 졸업(석사). 1988년 일본 동경공업대 대학원 졸업(박사). 현재 충남대학교 전기공학과 교수.