

고성능 벡터제어 유도기 구동장치의 모델링과 시뮬레이션

김종구·최옥돈·손진근·이종찬·김진식
현대중공업(주) 중앙연구소

Modeling and Simulation of A High Performance Vector Controlled Induction Motor Drive

Jong-Ku Kim·Uk-Don Choi·Jin-Geun Son·Jong-Chan Lee·Jin-Sik Kim
HYUNDAI HEAVY INDUSTRY CO.,LTD. INSTITUTE CENTER

ABSTRACT - This paper deals with the vector control that control of torque and speed of the induction motor using field-oriented control method. Rotor flux is estimated using the indirect sensing method based on the rotor circuit equation in the synchronously rotation reference frame, and slip angle and rotor position are calculated from rotor angular velocity and stator current. Through modeling and digital simulation with a voltage source inverter, it is shown that the proposed scheme gives good static and dynamic performance to the induction motor drive.

1. 서론

산업용 주 동력원인 유도전동기의 제어방식이 고성능 반도체 소자의 개발로 종전의 직류전동기나 영구자석형 동기전동기(PMSM)와 동등한 성능을 낼 수 있도록 제어하는 것이 가능하게 되었으며, 특히 공작기계용 주축모터나 고속 엘리베이터, 전기자동차등에 이르기까지 벡터제어 기법을 이용한 구동장치들이 널리 적용되고 있다. 벡터제어에는 크게 직접 벡터제어와 간접 벡터제어방식으로 나눌 수 있으며, 속도센서를 사용한 방식과 속도센서를 사용하지 않은 센서리스 벡터제어 방식이 있으나, 직접 벡터제어 방식은 모터의 공극 자속 검출이 어렵고 일반적으로 정격속도의 10[%] 이내에서는 속도제어가 어려운 것으로 알려져 있다.

최근에는 고성능 DSP을 사용하여 확장된 칼만 필터 기법을 적용하여 실시간으로 속도를 추종하는 센서리스 벡터제어 기법등이 제시되고 있으나 대부분의 상용제품들은 속도센서를 이용한 간접 벡터제어 기법을 사용하고 있다. 본 연구에서는 외란에 강한 제어특성을 가지며 정지상태에서의 STALL 토오크 발생은 물론 정토크 영역과 정출력 영역 전 구간에서 속응성과 원활한 제어성을 가지는 고성능 벡터제어 구동장치의 구현을 위한 기기의 모델링 및 시뮬레이션을 나타내었다.

제어기의 구성은 동기 좌표계 PI전류제어기와 고속영역에서도 전류제어가 용이한 공간 전압벡터 변조방식과 완벽한 벡터제어를 위한 데드타임 보상회로를 부가하였다.

2. 벡터제어를 위한 기기의 모델링

유도기의 벡터 제어는 타여자 직류전동기와 같이 유도기의 1차 전류를 자속 성분과 토크 성분 전류로 분리하여

두 성분이 직교하도록 하여 최대 토크가 발생할 수 있도록 1차 전류를 제어하는 것이다. 일반적인 유도 전동기의 모델링을 통한 등가회로에서 기기의 동기 회전좌표계에서 3상 유도 전동기의 d-q축 전압-전류방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -WeL_s & pL_m & -WeL_m \\ WeL_s & R_s + pL_s & WeL_m & pL_m \\ pL_m & -WslL_m & R_r + pL_r & -WslL_r \\ WslL_m & pL_m & WslL_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서 V_{ds}, I_{ds} : d-축의 고정자 전압, 전류
 V_{qs}, I_{qs} : q-축의 고정자 전압, 전류
 V_{dr}, I_{dr} : d-축의 회전자 전압, 전류
 V_{qr}, I_{qr} : q-축의 회전자 전압, 전류
 We : 회전자 자속의 각속도
 Wr : 회전자 각속도
 Wsl : 슬립 각속도($We - Wr$)

$$p = \frac{d}{dt} : \text{미분 연산자}$$

고정자 및 회전자의 자속 방정식과 총 누설 인덕턴스는 식 (2) 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \lambda_{qs} = L_{sl}I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \lambda_{ds} = L_{sl}I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \lambda_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \\ \lambda_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \sigma = L_r(1 - L_m^2/L_r L_s) \end{cases} \quad (2)$$

농형 유도기의 2차 권선은 단락되어 있으므로 2차 전압은 영이 되며, 식 (2)의 관계를 식(1)에 대입하면 다음 식과 같이 전개된다.

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_s + \sigma p)I_{ds} - \sigma WeL_{qs} + (L_m/L_r)p\lambda_{dr} - (L_m/L_r)We\lambda_{qr} \\ V_{qs} = (R_s + \sigma p)I_{qs} + \sigma WeL_{ds} + (L_m/L_r)p\lambda_{qr} + (L_m/L_r)We\lambda_{dr} \\ 0 = -R_r(L_m/L_r)I_{ds} + (R_r/L_r + p)\lambda_{dr} - Wsl\lambda_{qr} \\ 0 = -R_r(L_m/L_r)I_{qs} + (R_r/L_r + p)\lambda_{qr} + Wsl\lambda_{dr} \end{cases} \quad (3)$$

여기서, 동기속도로 회전하고 있는 회전자 자속 벡터와 d 축을 일치시키면 q축의 회전자 자속성분은 사라지게 된다. 따라서 d축의 자속 성분이 전체 자속이 되며 다음과 같이 된다.

$$\begin{cases} \lambda_{qr} = 0 \\ \lambda_{dr} = \lambda_r \end{cases} \quad (5)$$

슬립각속도 Wsl 를 식 (6)과 같이 정의한다.

$$Wsl = We - Wr \quad (6)$$

식 (5)의 관계를 이용하여 각각 정리하면 다음과 같다.

$$Wsl = \frac{Rr}{Lr} \frac{Lm}{\lambda dr} Iqs \quad (7)$$

$$\lambda r = \frac{LmRr}{Rr+pLr} Ids \quad (8)$$

정상 상태에서 λdr 이 시간 변화에 관계없이 일정하면 $pLr = 0$ 이 성립하므로 $\lambda r = LmIds$ 이 되고 이를 이용하여 전기적 토오크 식을 산출하면 식(9)와 같다.

$$Te = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{Lm^2}{Lr} IdsIqs \quad (9)$$

이는 Ids 을 일정하게 유지하면 토오크는 Iqs 에 선형적으로 비례함을 의미한다. 식 (7)은 회전자와 회전자 자속 벡터 사이의 슬립 각속도로 표시된 식이며 이때 λr (식(8))의 값은 회전자 자속 벡터의 추정된 값이 된다. 따라서 회전자 자속 벡터의 각속도를 식 (10)과 같이 표현할 수 있다.

$$We^* = Wr + \frac{RrIqs^*}{LrIds^*} \quad (10)$$

(* : 지령치)

(10) 식에서 보는 바와 같이 회전자 각속도와 고정자 전류만 필요하고 적분항이 없기때문에 어떤 속도에서라도 회전자 자속 벡터의 추정이 가능하다.

3. 비간섭 제어와 전압 벡터의 변조

유도 전동기의 고정자 전류를 고속으로 제어할 경우, 자속 성분과 토오크 성분은 상호 유도작용과 속도 기전력에 의해 서로 간섭을 일으켜 2차 쇄교자속과 전류 성분의 제어에서, 회전 각속도는 과도상태에서 간섭이 일어나지 않는 비간섭 제어(Decoupling control)가 필요하다. 비간섭 제어의 조건은 동기 좌표계에서 2차 쇄교자속의 방향을 d축과 일치 시키므로 q축 회전자 자속이 0으로 제어된다. 이때의 유도기 전압 방정식은 (11)식과 같이 쓸 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} Vds &= (Rs+\sigma Lsp)Ids - We\sigma LsIqs \\ Vqs &= (Rs+\sigma Lsp)Iqs + We\sigma LsIds \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

그러나, 이는 전류가 동기좌표계에서 제어되더라도 d-q축 간섭항의 영향을 받는다. 따라서 단순히 전류를 PI 제어하는 것만으로는 간섭항이 외란으로 작용하여 제어 성능이 악화된다. 이러한 영향을 감소시키기 위하여 제어기의 이득을 높이는 방법이 있으나, 실제의 시스템에서는 노이즈의 영향때문에 이득을 무리하게 높일수는 없다.

따라서, 본 연구에서는 이러한 외란 성분을 추정하여 전압 보상함으로써 d-q축 비간섭 제어를 행하였다. 즉 역기전력을 외란으로 분리하면, $Rs+\sigma Ls$ 선형회로의 전류제어 문제로 귀착되므로 순수하게 전류 오차만을 제어하는, 즉 d-q축의 상태 변수에 간섭 받지 않는 전압의 식을 (12)식과 같이 얻을 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} Vds^* &= (Rs+\sigma Lsp)Ids = Vds + We\sigma LsIqs \\ Vqs^* &= (Rs+\sigma Lsp)Iqs = Vqs - We\sigma LsIds \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

따라서 식 (12)와 같이 전압 Vds^* , Vqs^* 에 역기전력 성분을 더하여 지령 전압 Vds , Vqs 를 얻는다.

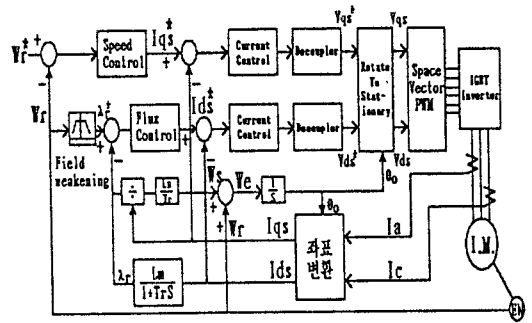


그림1. 제어 시스템의 블럭도

그림1은 본 연구에서의 전체 시스템 블럭도를 표시한 것이다. 이 시스템은 속도 제어기, 자속 제어기, 전류 제어기, 비간섭 제어기, 회전자의 자속 벡터 추정기, 공간 벡터 PWM 발생기, IGBT Type 인버터, 약계자 제어기 (Field - Weakening), 좌표변환기(Coordinate transformation) 등으로 구성되어 있다.

또한, 본 연구에서는 그림1과 같은 전류제어의 기법으로 동기 좌표계에서의 PI 제어를 행하였는데, 장치 좌표계에서의 Va , Vb , Vc 를 얻기 위해서는 공간 전압 벡터 변조 방법을 이용하였다. 교류 3상 전압은 복소 평면상에 크기와 위상을 가진 벡터로 표현될 수 있으며 수식적으로는 다음 식과 같다.

$$V = \frac{2}{3} (Va + aVb + a^2Vc) \quad \text{단, } a = e^{j2\pi/3} \quad (13)$$

그리고 3상 인버터의 출력 전압은 그림2에 보인 바와 같이 벡터적으로 정육각형을 형성하고 PWM을 행하면 시간 평균적인 의미에서 정육각형 내부의 임의의 점에 놓일 수 있다. 출력하고자 하는 전압 벡터가 위치한 삼각형의 두변에 해당되는 전압 벡터로부터 지령전압을 합성할 수 있고, 두 전압 벡터의 인가 시간의 합이 샘플링 시간 Ts 보다 작으면 나머지 시간 만큼 영벡터를 인가한다. 각 전압 벡터가 인가될 시간은 다음과 같이 계산된다.

$$\left. \begin{aligned} T1 &= \sqrt{3}Ts \frac{|V^*|}{VDC} \sin(\pi/3 - \alpha) \\ T2 &= \sqrt{3}Ts \frac{|V^*|}{VDC} \sin \alpha \\ T0 &= Ts - (T1 + T2) \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

식(14)로 계산된 $T1, T2$ 는 지령 전압이 $(\frac{\sqrt{3}}{2})(\frac{2}{3})Vdc$ 보다 작을 경우에는 올바른 인가 시간이 되지만 이보다 큰 값에서는 과변조 현상이 발생하여 $T1+T2 > Ts$ 로 되므로 잘못된 값이 된다. 이때 지령 전압 벡터 $V^*(k)$ 를 방향은 그대로 유지하고 크기만 $(\frac{\sqrt{3}}{2})(\frac{2}{3})Vdc$ 로 스케일링하여 시간을 계산함으로써 지령치에 가장 근사한 출력전압을 얻을 수 있으며 이때 식(15)에 의해 과변조를 방지한다.

$$\left. \begin{aligned} T1' &= T1 \times \frac{Ts}{T1+T2} \\ T2' &= T2 \times \frac{Ts}{T1+T2} \\ T0' &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

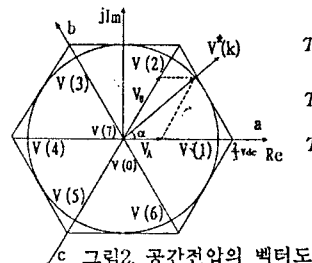
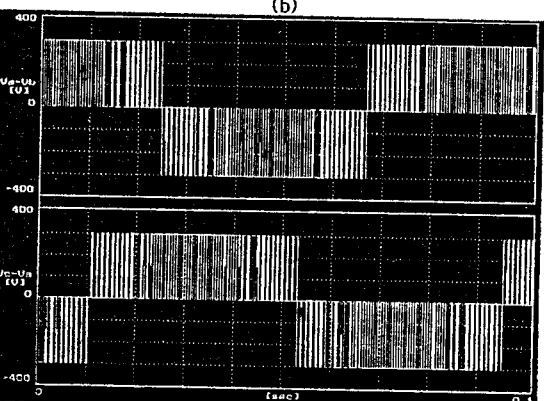
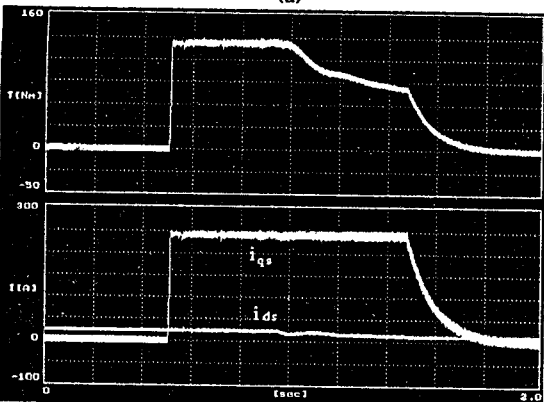
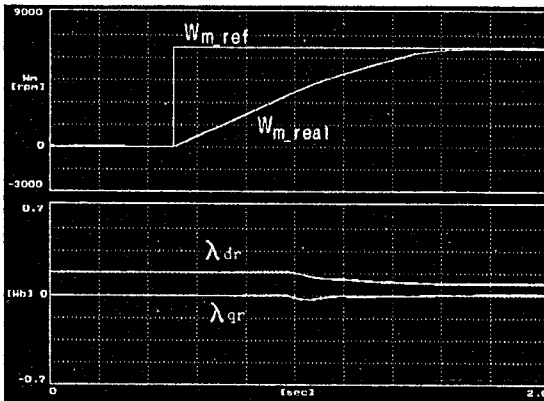


그림2. 공간전압의 벡터도

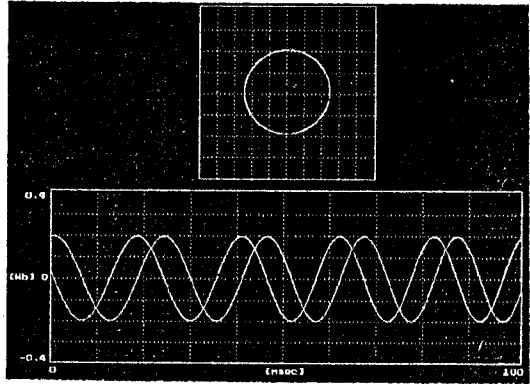
4. 시뮬레이션 결과

그림1에 나타난 제어 시스템의 특성을 검증하기 위해 시뮬레이션을 통해 결과를 고찰하였다. 그림(3)에서 (a)의 (上)은 기준속도 스텝지령에 따른 실제속도의 과도응답 특성을 보인것이며 (下)는 자속을 나타내고 있고 (b)는 토오크(上) 및 d-q축의 전류(下)를 보인것이며, (c)는 이때 전동기에 입력되는 선간 전압을 나타낸 것으로 스위칭 주파수는 10[KHz]이다.

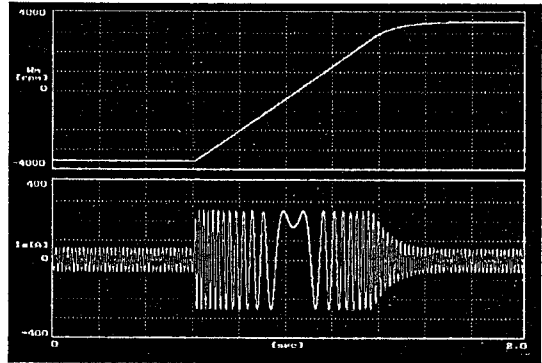
그림 (d)의 (上)은 제어기에서 출력되는 자속에 의한 리사주와 이때 자속 (下)를 나타낸 것으로 왜곡이 없는 완전한 정현파임을 알 수 있다. 그림 (e)는 역방향 3600 [rpm]에서 정방향 3600 [rpm]으로 기준 속도를 스텝으로 변환했을 경우의 과도 응답을 나타낸 것으로(上)은 실제 전동기 속도이며 (下)는 이때 전동기에 입력되는 상전류를 나타내는 것으로 전류제어기의 추종성과 제어 시스템의 속응성이 우수함을 알 수 있다.



(c)



(d)



(e)

5. 결론

본 연구에서는 고성능 벡터제어를 위한 유도기의 구동장치 설계 및 구현을 위한 모델링 및 시뮬레이션에 관하여 논하였다. 특히 시스템용으로 당사에서 직접 개발한 전용 모터의 파라미터를 이용하여 시뮬레이션 하였으며, 그 결과에서 보였듯이 제시된 방식은 Full Load상태로 정도오크 영역에서 정출력 영역까지 전구간에서 우수한 제어 특성을 얻을 수 있었으며, 특히 속응성이 우수함을 알 수 있었다. 본 연구에서는 엔코더를 사용한 회전자의 각속도와 고정자 전류에 의해 간접적인 회전자 자속벡터 측정방식을 채택하였으며, 앞으로 모터의 온도 변화에 따라 가변되는 2차저항의 영향을 최소화하기 위한 제어기법을 도입하여 건설한 제어기를 구현, 보다 안정되고 외란에 강한 시스템을 구축할 계획이다.

***** 참고 문헌 *****

- [1]S.Sathikumar and J.Vithayathil, "Digital Simulation of Field-Oriented Control of Induction Motor ". IEEE, Trans.,IND.,Electronics,Vol 1E-31,No.2,pp.142-148,1984.
- [2]T.W.Rowan and R.J.Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and Analysis of Current Regulated PWM Inverter", IEEE Trans., IAS.,VOL.IA-22, NO.4, July/Aug.,pp678-690,1986.
- [3]R.Joetten and H.Schierling,"Control of the Induction Machine in the Field-Weakening Range.",in IFAC 1983.,pp.297-304.
- [4]S.K.Sul, D.C.Lee, M.H.Park , " High Performance Current Regulator of Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive", IEEE IAS Conf. Rec., pp.538-544,1992.