

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{ds} \cdot i_{qs} - \psi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (1)$$

여기서 P는 극수, ψ_{qs} 는 q축 고정자 쇄교자속, ψ_{ds} 는 d축 고정자 쇄교자속, i_{qs} 는 q축 고정자 순시 전류, i_{ds} 는 d축 고정자 순시 전류이다.

특히, (1)의 ψ_{qs} , ψ_{ds} 는 다음식으로 주어진다.

$$\psi_{ds} = L_b i_{ds} + L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (2)$$

$$\psi_{qs} = L_b i_{qs} + L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3)$$

여기서 i_{qr} 는 q축 회전자 전류, i_{dr} 는 d축 회전자 전류, L_m 는 상당 자화 인덕턴스, L_b 는 고정자 누설 인덕턴스이다. 기준 좌표 변환(reference frame transformation)을 이용하면 (1)의 토크는 (4)식이 된다.

$$T_e = \left(\frac{3P}{4} \right) \left(\frac{L_m^2}{L_r} \right) i_{ds}^* \cdot i_{qs}^* \quad (4)$$

여기서 L_r 는 고정자에 관련된 상당 회전자 인덕턴스, i_{qs}^* 는 속도 제어기로부터 발생된 고정자 토크 전류 지령값, i_{ds}^* 는 고정자 자속 전류 지령값이다.

또한 그림 1에서의 슬립 각속도 ω_{sl} 은 다음 식으로 주어진다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{qs}^*}{L_r i_{ds}^*} \quad (5)$$

여기서 R_r 는 고정자를 기준으로 한 상당 회전자 저항이다. 비록 동적 모델이 위에서 소개한 방법 찾아질 수 있다 하여도 기계 부하를 포함하는 전체 시스템의 정확한 모델을 얻는 것은 어렵다.

B. 적분비례 속도 제어기(IPSC)의 설계

유도 전동기의 기계적인 동특성을 회전자 속도 ω_r 로 표현하면 다음의 미분식으로 나타낼 수 있다.

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - B\omega_r \quad (6)$$

여기서, J는 전체의 기계적인 관성 상수, B는 전체의 마찰계수이다. 이를 전달 함수로 표현하면

$$H_p(s) = \frac{1}{Js + B} \quad (7)$$

이고, (4)식에서 K를 $(3P/4)(L_m^2/L_r)i_{ds}^*$ 로 하고 속도 제어기를 비례적분 제어기(IPC)를 사용하면 그림 1은 다음의 비례적분 속도제어기(IPSC)로 나타낼 수 있다.

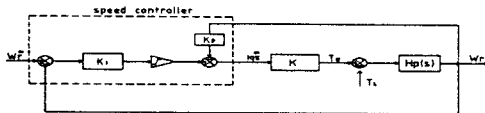


그림 2. IPSC와 제어시스템 블록도

여기서 비례적분 제어기(IPC)를 속도 제어기로 사용하는 이유는, IPC가 정상 상태 오차를 0으로 하는 좋은 조절 특성을 갖는다는 점과 단위 계단 응답에 있어서 작은 오버슈트를 갖는다는 점 때문이다. 공칭 모델을 사용하여 그림 2의 지령치에 대한 회전자 속도를 표현하면

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} \Big|_{T_e(s)=0} = \frac{K_I K}{Js^2 + (B + K_p K)s + K_I K} \quad (8)$$

이고, 이것을 2차 지연 전달 함수의 과도 응답 특성식으로 표현하면

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} \Big|_{T_e(s)=0} \triangleq \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9)$$

로서 표현된다. 그러므로 $\zeta = B + K_p K / 2(JK_I K)^{1/2}$ 와 $\omega_n = (K_I K / J)^{1/2}$ 의 관계를 얻는다. (8)식에서 영점이 없기 때문에 (8)의 감쇠비 ζ 를 1로하면 계단 응답의 오버슈트를 피할 수 있다. 일반적으로 (9)식으로 된 2차 지연 시스템의 시간 응답은 다음 식으로 되며 최종의 결과식을 얻는다.

$$\begin{aligned} \omega_r(t) &= \left\{ 1 - \frac{e^{-\omega_n t}}{\sqrt{1-\zeta^2}} \cos(\sqrt{1-\zeta^2} \omega_n t - \tan^{-1} \frac{\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}) \right\} \\ &\approx 1 - e^{-\omega_n t} (1 + \omega_n t) \end{aligned} \quad (10)$$

IPC의 해석의 편의를 위해 상승 시간 t_r 은 계단 응답이 최종치의 0에서 90% 까지를 상승시키기 위해 필요한 시간으로서 정의한다. 그러면 (10)식은

$$0.9 = 1 - e^{-\omega_n t_r} (1 + \omega_n t_r) \quad (11)$$

이 되고, ω_n 을 얻기 위해 위의 비선형식을 풀면 (12)의 IPC의 파라미터들을 찾을 수 있다.

$$K_I = J\omega_n^2 / K K_p = (2J\omega_n - B) / K \quad (12)$$

(8), (9)식을 통하여 추종 특성들이 요구되는 속도 추종 능력을 완전하게 도달 될 수 있다.

III. 단순 강인 제어기(SRC)와 불감시간 보상기(DTC)의 설계

A. 비선형 요소 제거를 위한 SRC의 설계

단순 강인 제어기(SRC)는 그림 3에서 제안된다. 여기서, 가중 함수 W는 0과 1사이의 값으로 정한다. 가중 함수는 추종 성능과 필요한 제어 효과 사이의 비교를 위해서 선택되었다. 감쇠비와 같은 기계적인 관성 상수가 ΔJ 와 ΔB 의 변동들에 영향을 받는다고 가정하면, $\bar{J} \triangleq J + \Delta J$, $\bar{B} \triangleq B + \Delta B$ 의 관계를 얻을 수 있다. 토크 상수는 비교 상수이기 때문에 제안된 강인 제어기에 의해서 시스템 모델과 연관된 동특성 방정식은 (13)으로 파생될 수 있다.

$$\begin{aligned} K i_{qs}^* &= (J + (1 - W)\Delta J)\omega_r \\ &+ (B + (1 - W)\Delta B)\omega_r + (1 - \omega)T_L \end{aligned} \quad (13)$$

따라서 등가 블록도는 그림 3으로 그려질 수 있다.

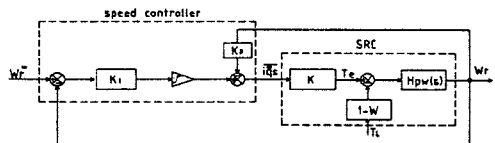


그림 3. 강인 제어 시스템의 블록도

그림 3은 다음의 특징을 갖는다.

- i) T_L 의 외란과 ΔJ 와 ΔB 의 변동들은 $(1-W)$ 의 요소에 의해 감소된다.
- ii) 일반적으로 제어 시스템은 비선형성(예로서, limiter, 불감 시간 요소, 등)을 갖기 때문에 이 비선형 요소를 제거하기 위해 W 를 1로 한다. 그러면 제어 성능의 파라미터 변동과 외란의 모든 효과들은 완전하게 제거된다.

B. DTC와 SRC의 설계

실질적인 유도 전동기의 구동에 있어서 부하 축의 결합 특성과 인버터 회로의 전력 공정(power processing) 때문에 시스템 동특성에 약간의 지연 효과가 있다. 따라서 그림 2에서의 공칭 유도 전동기 모델 $H_p(s)$ 는 (14)로 대체된다.

$$H_{pd}(s) \triangleq H_p(s) e^{-\tau s} = \frac{1}{Js+B} e^{-\tau s} \quad (14)$$

여기서 τ 는 유도 전동기의 불감 시간이다. 이 경우 페루프 제어 시스템은 불안정하게 되기가 아주 쉽다. 그래서 W 의 값이 보다 작게 적용 되는 것이 요구된다. 그러나 이 문제는 강인성과 제어 성능을 크게 감소시키는 단점이 있다.

앞의 문제점을 개선하기 위해 본 논문에서는 불감시간 보상기와 단순 강인 제어기를 결합한 DTRC를 구성한다.

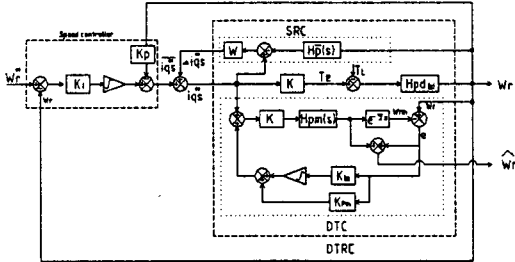
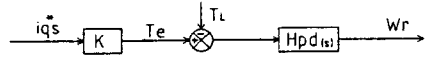


그림 4. DTRC를 갖는 속도 제어 블록도

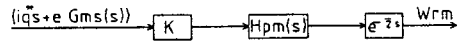
DTC의 주된 목적은 등가적으로 불감시간 요소들을 페루프를 벗어난 곳에 위치하게 하는 것이다. 그래서 시스템이 안정하게 구동하게 한다. 이것은 선택된 기준 모델 $H_{ms}(s)$ 이 정확하게 플랜트 모델과 같다면 성취될 수 있다. 그러므로 매개변수 변동에 따라 $H_{ps}(s)$ 과 변화하는 플랜트는 $H_{ms}(s)$ 을 구성하기 위하여 온-라인 식별이 이루어져야 한다. 그러나 이것은 매우 어려운 문제이다. 비록 제어기의 많은 형태들이 $G_{ms}(s)$ 을 구현하기 위하여 적용될 수 있다 하여도 IPC는 전체 시스템의 실현과 안정도 분석의 단순성을 목적으로 하는 것에 적용된다. 그림 4로부터 오차를 구하면 다음과 같다.

$$e \triangleq \omega_r - \omega_{rm} = \frac{i_{\omega}^* (H_{ps}(s) - H_{ms}(s))}{1 + G_{ms}(s) H_{ms}(s)} \quad (15)$$

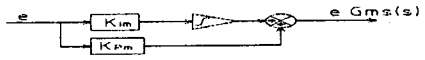
여기서 $H_{ms}(s)$, $H_{ps}(s)$, $G_{ms}(s)$ 는 다음의 블록도에서 주어진다.



(a) $H_{ps}(s)$ 의 구조: $H_{ps}(s) \triangleq KH_{pd}(s)e^{-\tau s} = K \frac{1}{Js+B} e^{-\tau s}$



(b) $H_{ms}(s)$ 의 구조: $H_{ms}(s) \triangleq KH_{pm}(s)e^{-\tau s}$



(c) $G_{ms}(s)$ 의 구조: $G_{ms}(s) = K_{pm} + \frac{K_{Im}}{s}$

그림 5. DTRC의 내부 구조

특히, 그림 5(b)의 $H_{pm}(s)$ 는 다음식으로 주어진다.

$$H_{pm}(s) = \frac{1}{Js+B} \quad (16)$$

그림 5에서 τ 는 공칭 시스템 불감 시간을 표시한다. 시스템 매개변수들(J 와 B)의 변동 가능한 범위들에 대해 $G_{ms}(s)$ 의 매개변수 K_{pm} 과 K_{Im} 은 좋은 모델 추종 특성을 얻기 위하여 적당하게 선택되며 이는 시행 오차 과정을 거쳐 결정된다.

C. 불감시간 강인제어기(DTRC)의 설계

앞의 단원에서 소개된 본 논문의 제안된 제어기의 설계 방법은 다음에 따라서 수학적으로 설명될 것이다.

(i) DTC가 없는 강인 제어기의 설계

그림 4에서 불감 DTC가 없는 경우의 페루프 명령 추종 전달 함수는 (17)식으로 파생된다.

$$\frac{\omega_r(s)}{\omega_r^*(s)} \Big|_{T_L(s)=0} = \frac{K_I K}{\theta(s)} \quad (17)$$

여기서,

$$\theta(s) = [JW + (1-W)(J + \Delta J)e^{\tau s}]s^2 + [BW + (1-W)(B + \Delta B)e^{\tau s} + KK_p]s + K_I K \quad (18)$$

모의실험의 편리성을 위하여 TAM (trapezoidal approximation method)을 사용하면 불감 시간 전달 함수 $e^{\tau s}$ 는 다음식으로 근사화 된다.

$$e^{\tau s} \approx \frac{1 + \tau s/2}{1 - \tau s/2} \quad (19)$$

(17)에 의해서 표현되는 제어 시스템의 안정도는 변화하는 시스템 매개변수들을 갖는 $\theta(s)$ 의 허근 존재 여부를 관찰하면 된다. 연구를 위하여 선택된 지배적인 매개변수들은 강인 제어기의 가중 요소 W 와 시스템 불감 시간 τ 와 기계적인 관성 J 이다.

(ii). DTRC의 설계

DTC가 연결된 강인제어기 DTRC를 구성하면 그림 4와 같다. $H_{ms}(s)$ 의 매개변수들은 $H_{ps}(s)$ 의 공칭값들로 주어진다. 앞의 i)에서 사용된 동일한 절차를 따라간다면 훨씬 개선된 안정한 제어기를 설계할 수 있다.

(iii) 가중 함수의 결정

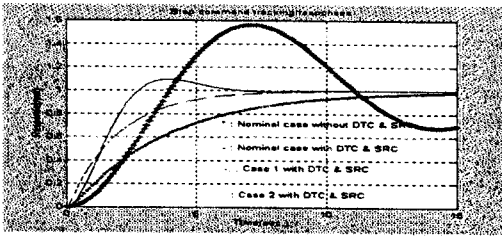
내부 회로의 불감 시간 보상기를 설계한다는 것에서 제안된 강인 제어기의 가중 함수 W는 다음의 절차들을 기초로 하여 결정된다.

- a) 매개변수에서 안정도의 경계는 변화하는 매개변수들로 τ , J와 W로 구성된다. 안정도 분석의 결과에 따라서 W의 값을 결정한다.
- b) 포화가 없는 조건하에서는 안정도 조건을 만족하는 보다 큰 W가 선택될 수 있다.

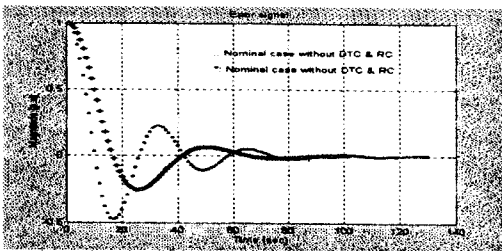
IV. 모의 실험 결과

다음의 모의실험은 제안된 제어기의 타당성을 검증한다. 그림 4에서 제안된 DTC를 사용한 경우와 그렇지 않은 경우, 그리고 공칭 전달함수 $H_M(s), H_R(s)$ 를 각각 달리한 경우의 모의 실험 결과가 그림 6에서 나타나 있다. 제안된 제어기에 의한 조절 응답과 추정 응답 사이의 중요한 성능 개선은 그림 6(a)와 (b)에서 나타난 결과로부터 관측된다.

$$H_M(s) = \frac{1}{1.525s + 0.2725} \quad H_R(s) = \frac{1}{0.1525s + 0.2725}$$



(a) 단위 계단 추종 응답의 결과



(b) 오차 신호 곡선

그림 7. 회전자 속도 응답의 비교곡선

V. 결론

유도 전동기에 대한 간접 벡터 제어의 단순한 강인 속도 제어기(SRC)가 본 논문에서 성공적으로 설계되었고 구현되었다. 우선 IPC는 추종된 공칭 시스템 모델과 속도 추종 특성에 따라서 설계되었다. 또한 DTC가 설계되었고 외부 외란과 매개변수 변동의 효과를 감소시키기 위해 SRC를 구성하였다. 제안된 제어기는 모의 실험을 통하여 조절 성능의 개선을 확인할 수 있었다. 향후 과제는 안정도 분석과 일반적인 액튜에이터에의 적용 일 것이다.

VI. 참고문헌

1. J. Hu and D. M. Dawson, "Robust tracking control of an induction motor", *International Journal of Robust and Nonlinear Control*, vol.6, pp. 201-219, 1996.
2. Marino, R., S. Peresada and Paolo Valigi, "Adaptive input-output linearizing control of induction motors", *IEEE Trans. Automatic Control*, 38, pp. 208-221, 1993.
3. Krzeminski, Z., "Nonlinear control of the induction motor", 10th IFAC World Congress, Munich, pp.349-354, 1987
4. J. M. Maciejowski, "Multivariable Feedback Design", Reading, MA: Addison-Wesley, 1989.
5. H. J. Wu and YU. Y. Tzou, "LQG/LTR robust control of an AC induction servo drive," in *IEEE Power Electron. Specialists Conf. Rec.*, pp. 613-619, 1991.
6. C. C. Chan, W. S. Leung, and C. W. Ng, "Adaptive decoupling control of induction motor drives," *IEEE Trans. Indust. Electron.*, vol. 37, no. 1, pp. 41-47, 1990.
7. R. D. Lorenz, "Tuning of field oriented induction motor controllers for high-performance applications," in *Conf. Rec. IEEE Indust. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 607-612, 1985.
8. Y. Y. Ho and P. C. Sen, "A Microcontroller based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling," *IEEE Trans. Indust. Electron.*, vol. 37, no. 3, pp. 227-235, 1990
9. B. K. Bose, "Sliding mode control of induction motor," in *Conf. rec. IEEE Indust. Appl. Soc. Annu. Meet.*, pp. 479-486, 1985.
10. A. T. Bahill, "A simple adaptive smith-predictor for controlling time-delay system," *IEEE Control sys. Mag.*, vol. 36, no.1, pp. 44-49, 1987