

적응 슬라이딩 옵저버를 이용한 유도전동기의 센서없는 벡터제어

박은재^o, 김영석
인하대학교 전기공학과

Sensor-Less Vector Control of Induction Motor using the Adaptive Sliding Observer

Park Eun-Jae^o, Kim young-seok
Dept. of Electrical Engineering INHA Univ.

Abstract- The field-oriented control of induction motor without speed sensor has been widely studied. This paper proposes the new design method of adaptive sliding observer for induction motor, which include the rotor speed identification together with the rotor flux estimation.

The proposed adaptive observer has advantage of their global stability which is developed on some assumption. It is easy to analyse because the identifier is separated from the controller. Finally, the chattering which is caused by switching is reduced by new control scheme, and the validity of the adaptive algorithm is verified by simulation.

1. 서론

유도기 벡터제어는 타여자 직류 전동기와 같이 유도 전동기의 1차전류를 자속성분과 토크성분 전류로 분리하여 두성분이 직교하도록 하여 최대 토크가 발생할 수 있도록 1차전류를 제어하는 것이다. 따라서 유도기의 높은 제어 성능을 얻기 위해서는 회전자 자속과 회전자 속도의 정확한 값을 아는 것이 필수적이며, 크게 슬립주파수형 벡터제어와 직접형 벡터제어로 대별된다. 지금까지는 유도기의 고경도 벡터제어로서 슬립주파수형 벡터제어가 널리 사용되었지만, 운전시 회로정수 특히 2차저항에 대하여 감도가 높기 때문에 2차저항의 실제치와 설정치가 다른 경우 원하는 제어성능을 얻기가 힘든 단점이 있다. 직접형 벡터제어는 센서에 의한 검출 또는 옵저버에 의해 추정된 회전자 자속이 지령치에 피이득백 되기 때문에 진동기 회로정수의 변동에 강인한 제어법이지만 센서등의 설치와 필요하고, 시스템 구성이 복잡 해지며, 또한 회로정수 변동에 감도가 완전히 영이 되는 것은 아니다.^[2] 그래서 최근 회로정수 변동에 대하여 견실한 2차자속 옵저버를 이용하여 회전자 자속을 추정하는 연구와 속도 센서를 제거하여 속도를 추정하는 연구가 활발하게 진행되고 있다.^{[3],[4]} 회전자 자속은 회전자 속도없이 추정되어야 하고 동시에 실제 회전자 속도는 동정되어야 한다. 이런 문제를 해결하기 위해 적응제어가 도입되어지고 있으나 대부분의 적응제어를 이용한 동정은 파라메타 동정의 수렴과 동정자의 안정성의 분석에 있어서 완벽하게 해결하지 못하고 있으며, 파라메타 변동에 대해서는 정확한 추정을 행하지 못하고 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 외란과 파라메타 변동에 강인한 특성을 갖는 슬라이딩 모드 제어를 도입한 견실한 2차자속 옵저버를 설계하여 그림 2와 같은 직접형 벡터제어 시스템을 설계한다.^{[1],[5]}

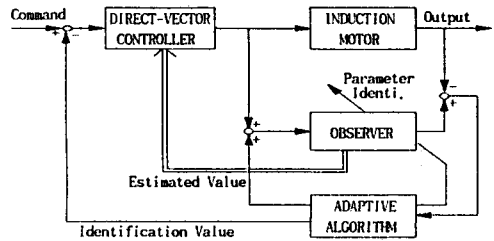


그림 1. 제안하는 적응 제어기

회전자 속도 동정자와 제어를 분리하여 적응 옵저버의 안정성을 확보하고, 유도 전동기의 변수들중 2차저항은 운전시 온도에 따라 심하게 변동하여 시스템의 안정성 및 제어성능을 저하시키므로 이를 극복하기 위해 2차저항의 변동에 저감도한 최적 극배치 법을 이용한 적응 슬라이딩 옵저버를 제안하며, 동정자의 적응측은 Lyapunov's 안정성 이론으로부터 도출한다. 또한 슬라이딩 모드 제어에서 가장 문제시 되는 채터링 현상을 줄이기 위해 새로운 제어기법을 도입하여 전체 시스템의 강인함을 실현하고자 한다.

2. 유도기의 적응 슬라이딩 옵저버 구성

농형 유도전동기의 상태방정식 및 출력방정식은 고정좌표표상에서 (1), (2)식으로 표시 할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s \quad \text{-----(1)}$$

$$i_s = \begin{bmatrix} I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{bmatrix} \quad \text{-----(2)}$$

$$A_{11} = \left(-\frac{R_s}{\sigma L_s} - \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r} \right) I$$

$$A_{12} = \left(\frac{R_r M}{\sigma L_s L_r^2} \right) I - \left(\frac{p w_m M}{\sigma L_s L_r} \right) J$$

$$A_{21} = \left(\frac{R_r M}{L_r} \right) I$$

$$A_{22} = - \left(\frac{R_r}{L_r} \right) I + p w_m J$$

$$B_1 = \left(\frac{1}{\sigma L_s} \right) I, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{(L_s L_r)}$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$i_s = [i_{ds} \ i_{qs}]^T, \quad v_s = [v_{ds} \ v_{qs}]^T$$

w_m 은 회전자 속도, p 는 극대수, 첨자 'r'은 회전자측, 's'는 고정자측을 표시한다. 이 시스템의 슬라이딩 옵저버를 구성하면 (3), (4)식과 같다.

$$\dot{i}_s = A_{11} \dot{i}_s + A_{12} \dot{\lambda}_r + B_1 v_s + K_1 \text{sgn}(e_1) + D_1 w \psi \quad \text{-----}(3)$$

$$\dot{\lambda}_r = A_{11} \dot{i}_s + A_{22} \dot{\lambda}_r - LK \text{sgn}(e_1) + D_2 w \psi \quad \text{-----}(4)$$

$$D w \psi = \begin{pmatrix} D_1 \\ D_2 \end{pmatrix} w \psi = [A_{\bar{v}} - A_{\bar{v}}] \begin{pmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{pmatrix} \quad \text{-----}(5)$$

: 파라메타 오차에 기인하는 외란

L, K : 피어득백 이득

wψ : 외란 벡터

ψ = θ̇ - θ : 파라메타 오차 (θ : 파라메타 참값)

e₁ = i_s - i_s, e₂ = λ_r - λ_r에 의한 오차 방정식은 다음과 같다.

$$\dot{e}_1 = A_{11} e_1 + A_{12} e_2 + K_1 \text{sgn}(e_1) + D w \psi \quad \text{-----}(6)$$

$$\dot{e}_2 = A_{22} e_1 + A_{22} e_2 - LK \text{sgn}(e_1) + D_2 w \psi \quad \text{-----}(7)$$

슬라이딩면을 (8)식과 같이 설정하고, 슬라이딩 모드 발생 조건을 (9)식으로 나타낼 수 있다.

$$s = [s_1 \ s_2]^T = \dot{i}_s - \dot{i}_s = 0 \quad \text{-----}(8)$$

$$s_1^T s_1 < 0, \quad s_2^T s_2 < 0 \quad \text{-----}(9)$$

$$s^T \dot{s} = e_1^T (A_{11} e_1 + A_{12} e_2 + K_1 \text{sgn}(i_s - i_s)) < 0 \quad \text{-----}(10)$$

(10)식을 만족하는 K₁ = k₁ I 을 구하고, 그림 2와 같이 슬라이딩 면에 도달하면 (6), (7)식은 다음과 같이 된다.

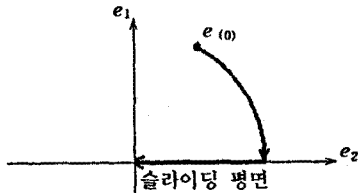


그림 2. 슬라이딩 음저버의 오차 궤적

$$e_1 = \dot{e}_1 = 0 \quad \text{-----}(11)$$

$$\dot{e}_2 = (A_{22} + L A_{12}) e_2 + [L \ I] D w \psi \quad \text{-----}(12)$$

(12)식에서 초기오차 분과 파라메타 변동을 고려한 최적 극배치 법을 사용하여 L = x I + y J 을 구하면

$$L = \left[\varepsilon - \frac{c\alpha + d\beta}{c^2 + d^2} \right] I + \left[\frac{-d\alpha + c\beta}{c^2 + d^2} \right] J \quad \text{-----}(13)$$

$$c = \frac{R_r}{L_r \varepsilon}$$

$$d = \frac{p w_m}{\varepsilon}, \quad \varepsilon = \frac{\sigma L_x L_r}{M}$$

$$z = -K_1 \text{sgn}(i_s - i_s) = A_{12} e_2 + D_1 w \psi \quad \text{-----}(14)$$

$$\dot{e}_2 = (L - \varepsilon I) z + (\varepsilon D_1 + D_2) w \psi \quad \text{-----}(15)$$

여기서 z는 파라메타 오차분을 가지고 있으므로 이를 이용하여 파라메타 동정 알고리즘을 유도할 수 있다.

3. 적응 동정 알고리즘

(14)식과 (15)식을 이용 동정 알고리즘을 설계하기 위해 다음과 같은 가정이 필요하다.

$$\theta = 0, \quad A_{12} = 0 \quad \text{-----}(16)$$

$$\varepsilon D_1 + D_2 = 0 \quad \text{-----}(17)$$

위의 가정에서 만약 θ ≠ 0이라면 θ의 사전 정보를 알지 못하므로 동정의 수렴은 확보할 수 없다. 동정 알고리즘을 유도하기 위해 Lyapunov's 안정도 이론을 사용하면 아래와 같은 동정칙을 유도할 수 있다.

$$V = \frac{1}{2} \psi^2 \quad \text{-----}(18)$$

$$\dot{\psi} = -g (D_1 w)^T z \quad (g > 0) \quad \text{-----}(19)$$

$$\|(D_1 w)^T A_{12} e_2\| < \|(D_1 w)^T w\| \quad \text{-----}(20)$$

$$\begin{aligned} V &= \psi \dot{\psi} \\ &= -\psi g (D_1 w)^T (A_{12} e_2 + D_1 w \psi) \\ &\leq 0 \end{aligned} \quad \text{-----}(21)$$

(21)식은 t → ∞ 일때 파라메타 오차가 0이 되는것을 확보하고, (20)식의 가정은 초기오차 e₂(0)가 매우 클때를 제외하고 거의 모든 동작점에서 만족된다. 위의 동정칙은 몇 가지 가정하에 안정성을 확보하지만, 해석이 간단하며, 필수적인 가정들 또한 일반적으로 만족되어지며, 동정 오차의 분석을 쉽게 할 수 있다.

3-1. 속도추정 알고리즘과 추정 조건

회전자 속도의 변동에 대한 외란벡터, 즉

w_m → w_m + Δw_m 일때,

$$D = [I \ -\varepsilon I] \quad \text{-----}(22)$$

$$\psi = \frac{p}{\varepsilon} (\dot{w}_m - w_m) \quad \text{-----}(23)$$

$$w = -J \dot{\lambda}_r \quad \text{-----}(24)$$

(18)식-(21)식에 위의 식을 대입하면, 속도에 대한 적응 동정칙은 다음과 같이 된다.

$$\dot{w}_m = g \frac{\varepsilon}{p} z^T J \dot{\lambda}_r \quad (g > 0) \quad \text{-----}(25)$$

파라메타 오차의 수렴속도를 결정하는 적응 이득 g가 항상 일정한 비로 수축하도록 적분이득 K_p와 속응성을 높이기 위한 K_i를 부가하여 (25)식은 (26)식이 될수 있다.

$$\dot{w}_m = \frac{K_f \varepsilon}{p \|\dot{\lambda}_r\|^2} z^T J \dot{\lambda}_r + \frac{K_p \varepsilon}{p} \frac{d}{dt} \left[\frac{z^T J \dot{\lambda}_r}{\|\dot{\lambda}_r\|^2} \right] \quad \text{-----}(26)$$

위의 동정칙은 신호 z가 0이 될때까지 파라메타를 조정하지만, 만약 신호 z(t)가 0이 되었을 때도 파라메타 오차가 존재하고 있을 가능성이 있다. 그러므로 z(t)=0이 되었을 때에도 추정된 파라메타가 실제 값으로 수렴하는 것을 확보하기 위한 조건을 고려해야한다. 속도 추정시의 z는 (27)식과 같고, 이때 z(t)=0이라면

$$z = -K_1 \text{sgn}(i_s - i_s) = A_{12} e_2 - \frac{p}{\varepsilon} J \dot{\lambda}_r (\dot{w}_m - w_m) \quad \text{-----}(27)$$

$$e_2(t) = \text{const.} \quad \text{-----}(28-a)$$

$$\dot{\lambda}_r(t) = \dot{\lambda}_r(t) + \text{const.} \quad \text{-----}(28-b)$$

$$\frac{p}{\varepsilon} J \dot{\lambda}_r(t) (\dot{w}_m - w_m) = A_{12} e_2(t) = \text{const} \quad \text{-----}(28-c)$$

(28-b)식에서 λ_r(t) = const.이면, λ_r(t) = const.가 되고 이때 추정된 속도가 실제 속도와 다른 경우라도 추정은 (28-c)식에 의해 멈추어 버린다. 그러므로 신호 z가 0이 되더라도 추정을 계속할 수 있는 조건을 구하면 다음과 같다.

$$\dot{\lambda}_r(t) \neq \text{const.} \quad \text{-----}(29)$$

반대로 만약 Δw_m = ẇ_m - w_m = 0이면 식(28-c)에서 e₂(t) = 0이 된다. 그래서 위의 동정조건은 회전자 속도와 회전자 자속이 실제 값으로 동시에 수렴하도록 한다.

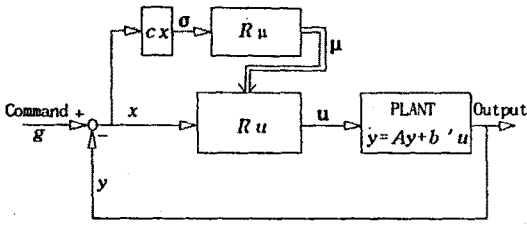


그림 3, Binary Control Scheme

4. Binary Control

슬라이딩 모드 제어는 정밀 제어를 위한 주파수의 스위칭과, 무한대의 이득이 필요하고 따라서 출력변수들이 채터링을 일으키는 단점을 갖고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 본 연구에서는 슬라이딩 모드 제어의 발전된 형태로서 Binary control[:B.C.]을 도입한다.^[6]B.C.는 파라메타 변동에 강인하고 외란에 둔감하며, 높은 주파수의 채터링을 줄일 수 있고 이득이 유한한 값을 가진다. 스칼라 입력을 갖는 선형 시변 시스템을 고려하면 다음과 같다.

$$\dot{y}(t) = A(t)y + b'(t)u \quad (30)$$

여기서, $y \in R^n$, $u \in R$ 이고, 시스템의 변수들은 모으며, 단지 상한과 하한을 알고 있는 것으로 한다. 그림 3은 B.C.의 블록도이다. 이 제어의 목적은 시스템의 출력변수 $y(t)$ 가 지령치 $g(t)$ 를 추정하도록 연속 제어입력 u 를 결정하는 것이다. 시스템 오차방정식은 아래와 같이 된다.

$$\dot{x}(t) = A(t)x + D(t)z + b(t)u \quad (31)$$

$$\text{여기서 } D(t) = [-A(t) \ I], \quad z = [g^T \ g^T]^T \\ b(t) = -b'(t)$$

이 시스템의 구조는 그림3와같이 내부조정기 R_u 와 외부조정기 R_u 로 분리되어 있고, 내부조정기의 이득은 외부조정기에 의해 조절되며 외부조정기는 오차에 의해 조절되어진다. 따라서 B.C.의 가장 큰 특징은 슬라이딩 모드 제어가 슬라이딩 면에서만 절환하는 것과는 달리 (32)식과 같이 그 면뿐만 아니라 그면의 적절한 주위에서도 동작하게 된다는 것이다. 두개의 조정기의 구조는 (33), (34)식과 같다.

$$G_s = [x \in R^n ; \sigma \leq \delta \|x\|_1] \quad (32)$$

$$R_u : \dot{u} = u (k^T|x| + h^T|z|) \quad (33)$$

$$R_u : \dot{u} = \begin{cases} -(a + \beta^T z) \text{sgn}(-\sigma) & \text{if } |\mu| \leq 1 \\ -\gamma \mu & \text{if } |\mu| \geq 1 \end{cases} \quad (34)$$

여기서 G_s 를 Hypercone이라고 한다. k, h, β 는 벡터이고 a, γ 는 스칼라이며, a, β, k, h 의 적절한 선택에 의해 오차방정식 (31)식이 원점으로 수렴 하도록 두 조정기를 구성할 수 있다. 만약 이득 a 가 무한대 값을 가지면 슬라이딩 모드 제어와 같게 되고 두개의 조정기의 구성은 다음과 같이 된다.

$$u = \begin{cases} +(k^T|x| + h^T|z|) & \text{if } |\sigma| < 0 \\ -(k^T|x| + h^T|z|) & \text{if } |\sigma| > 0 \end{cases} \quad (35)$$

적용 슬라이딩 옵저버에 B.C.이론을 적용하면 슬라이딩 모드 제어에서 발생하는 채터링을 저감시킬 수 있다. B.C.의 Hyperplane을 (35)식으로 놓고 지령치 $g(t)$ 를 모터의 실제 전류로, 피이득 백 되어지는 $y(t)$ 를 옵저버에서 추정된 전류로 하면, 외부 조정기와 내부 조정기의 구성은 아래와 같다.

$$\sigma = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (36)$$

$$\text{여기서 } x_d = ids - i'_{ds} \\ x_q = iqs - i'_{qs}$$

$$R_u : u = \mu (k^T|x|) \quad (37)$$

$$R_u : \dot{\mu} = \begin{cases} -\alpha \cdot \text{sgn}(-\sigma) & \text{if } |\mu| \leq 1 \\ -\gamma \mu & \text{if } |\mu| \geq 1 \end{cases} \quad (38)$$

5. 모의실험 및 결과

그림4는 적용 슬라이딩 옵저버에 제안하는 제어기법인 B.C.이론을 부가한 시스템 블록도이다. 전류 제어기는 히스테리시스 밴드 폭이 0.5[A]인 히스테리시스 비교형이다. 그림5는 2차저항의 오차가 없는 경우의 모의실험 결과이고, 그림6은 2차저항의 오차가 25%가 있는 경우의 모의실험 결과이다. 그림7은 저속도에서의 속도 추정을 나타내고 있다. 그림8은 본래의 적용 슬라이딩 옵저버에서의 스위칭 신호와 B.C.이론을 부가한 제안하는 시스템의 스위칭 신호이다. 모의실험에서 보는 것과 같이 정상상태에서는 회전자 속도 추정이 거의 에러가 없는 것이 분명하고 좋은 속도 응답 특성을 나타내고 있으며, 2차저항의 오차가 있는 경우에도 속도 및 자속의 추정에 대해 건설한 옵저버를 설계할 수 있었다. 또한 B.C.이론에 의해 채터링의 현저한 감소를 모의실험 결과에서 확인 하였다.

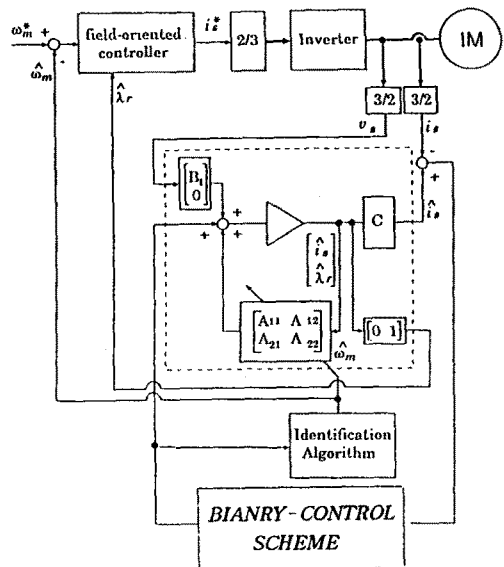
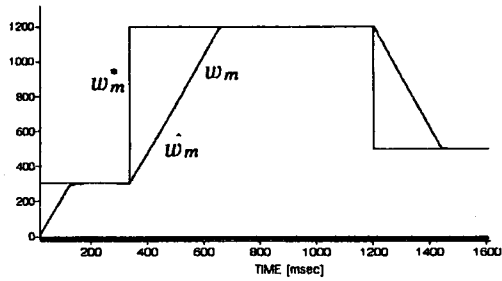
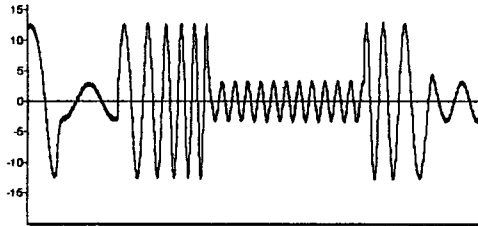


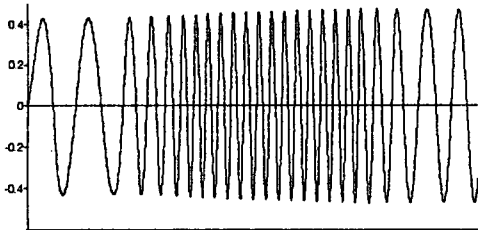
그림 4. 제안하는 적용 슬라이딩 옵저버의 제어 블록도



(a) 속도 지령치 w_m^* , 실제속도 w_m , 추정속도 \hat{w}_m

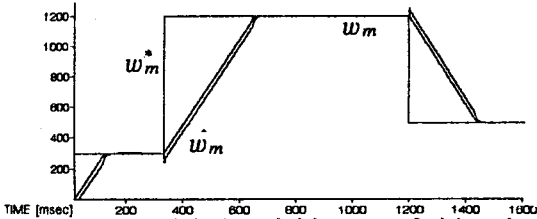


(b) 실제 1차전류 i_{ds} , 추정 1차전류 \hat{i}_{ds} [:d축]

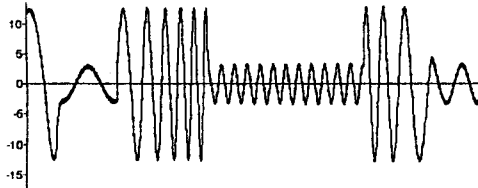


(c) 실제 2차자속 λ_{dq} , 추정 2차자속 $\hat{\lambda}_{dq}$ [:d축]

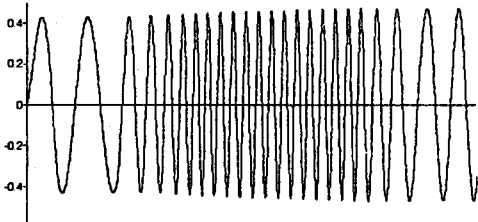
그림 5, 제안하는 적응 슬라이딩 옵저버의 모의실험 결과 (300rpm - 1200rpm - 500rpm, $R_r = R_r$)



(a) 속도 지령치 w_m^* , 실제속도 w_m , 추정속도 \hat{w}_m



(b) 실제 1차전류 i_{ds} , 추정 1차전류 \hat{i}_{ds} [:d축]



(c) 실제 2차자속 λ_{dq} , 추정 2차자속 $\hat{\lambda}_{dq}$ [:d축]

그림 6, 제안하는 적응 슬라이딩 옵저버의 모의실험 결과 (300rpm - 1200rpm - 500rpm, $\hat{R}_r = R_r + 25\%R_r$)

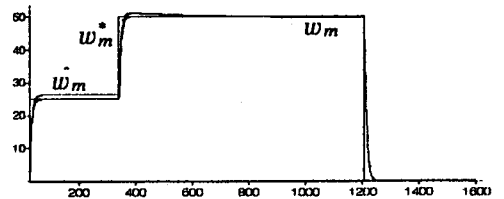


그림 7, 제안하는 적응 슬라이딩 옵저버의 모의실험 결과 (25rpm - 50rpm - 0rpm, $R_r = R_r$)

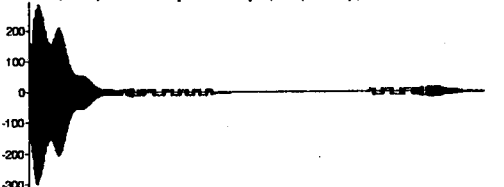


그림 8-(a), 기존의 적응 슬라이딩 옵저버의 스위칭 신호

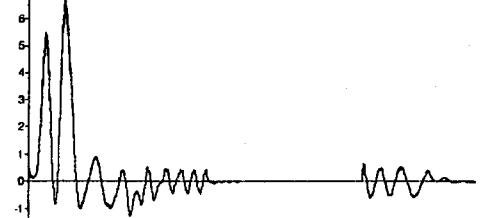


그림 8-(b), 제안하는 적응 슬라이딩 옵저버의 스위칭 신호 (300rpm - 1200rpm - 500rpm, $R_r = R_r$)

6. 결론

유도기에 대한 적응 슬라이딩 옵저버의 적용은 종래의 적응기의 주된 단점인 동정자의 안정성의 애매함과 회전자 자속 옵저버의 불안정성의 문제를 극복하였고, 회전자 자속은 안정한 속도 동정자를 가진 안정한 옵저버에 의해 추정되며 가감속시의 속도응답 특성이 넓은 영역에서 개선됨을 모의실험을 통하여 알수있었다. 슬라이딩 모드 제어에서 문제시 되는 채터링 또한 새로운 제어기법을 도입하여 좋은 결과를 이루었다. 추후로 실험에 의해 이것의 타당성을 입증하고자 한다.

참고 문헌

1. V.I. Utkin, Sliding Modes and their Application in variable structure systems, Moscow, MIR Publishers, '78
2. Peter Vas, Vector Control of AC Machines, Clarendon Press, Oxford, '90
3. H. Kubota et al., "Direct Field Oriented Control of Induction Motor without Speed Sensors using Adaptive Flux Observer", T. IEE Japan, Vol. 111-D, No. 11, '91 pp 954 - 960
4. Hisao Kubota et al., "Adaptive Flux Observer of Induction Motor and its Stability" T. IEE Japan, vol. 111-D, No. 3, '91, pp 188 - 194
5. S. Sangwongwanich et al., "On Design of Adaptive Sliding Observers for Induction Motor Control" IEEE Int. Workshop on Advanced Motion Control, pp8 - 17, '90
6. C. Rossi et al., "Variable Structure Control of a Brushless Motor" EPE, Firenze '91 ppl-007 - ppl-012