

속도센서없는 벡터제어시 회전자저항 추정에 의한 속도오차보상

김 준석*, 목 형수*, 김 희욱**, 박 민호*

* 서울대학교 전기공학과

** 삼성사 중앙 연구소

Speed Error Compensation By Rotor Resistance
Estimation in Sensor-less Vector Control.

John_Sheok Kim, Hyung_Soo Mok, Heui_Wook Kim, Min_Ho Park
Seoul National University Electrical Eng. Dep.

Abstract : In the vector-controlled induction machine drive, mechanical sensors restrict the wide applications of high performance AC drives. So in recent years, many papers have been presented which doesn't need mechanical sensors, named by sensorless vector control. But sensorless control has a few serious problem, one of which is poor speed estimation in case of incorrect rotor resistance (R_r) information. This paper describes the stator flux orientation speed control strategy with the speed estimation algorithm and the method of adapting R_r change due to thermal heating. By proposed method, we can acquire precise speed estimation and higher performance.

서론 : 능형 유도전동기를 벡터제어하는 경우에 전동기 파라미터의 변동이 시스템에 큰 영향을 미친다는 것은 이미 널리 알려진 사실이다. 특히 회전자저항 추정은 측정하기 어렵고 변동폭이 심하기 때문에 벡터제어시 가장 고려해야 할 중요한 파라미터가 된다. 더우기 속도 센서 없이 벡터제어를 하는 경우에는 회전자 저항이 속도추정값과 밀접한 관계가 있으므로 이 저항값을 얼마나 정확하게 알고 있는지가 제어 성패의 관건이 된다.

본 논문에서는 전동기의 파라미터 변동에 대해 강인한 특성을 갖는 고정자 자속 기준 벡터제어를 이용한 속도 센서 없는 벡터제어 시스템을 소개하고, 회전자 저항 변동에 의한 회전자 속도 추정오차를 없애기 위해 개발한 새로운 회전자 저항 추정 알고리즘을 제안한다. 이 추정 방식에 의해 전동기의 운전 도중에 정확한 회전자 저항을 알아내어 정밀한 속도제어를 수행할 수 있다.

1. 속도센서 없는 벡터제어.

1. 벡터제어

유도전동기를 벡터제어하면 자속성분전류와 토오크성분전류를 각각 독립적으로 분리제어할 수 있으므로 유도전동기를 마치 타여자식 직류 전동기 처럼 운전시킬 수 있다. 따라서 유도전동기를 정밀하게 토오크제어 할 수 있게 되고, 일반 범용이 아닌 각종 제어응도에 응용할 수 있다.

벡터제어를 할 때에는 유도기를 동기좌표계에서 제어함으로써 각종 제어 변수를 교류값이 아닌 직류치로 사용할 수 있게 되어 제어가 훨씬 간편하게 된다. 이때 실제 전동기에 작용되는 전류, 자속 등의 변수들이 정현파 교류값이므로 이

들 변수를 정지좌표계로 변환시키기 위해 자속과 동기속도로 회전하는 단위벡터 $\sin(\omega_e \cdot t), \cos(\omega_e \cdot t)$ 가 필요 하게되며 또한 이 단위벡터에 의해 자속성분전류와 토오크성분전류를 분리해 낼 수 있게 된다. 일반적으로 이 단위벡터는 속도 센서나 위치센서 등을 이용하여 구하거나 센싱코일(Sensing Coil)로 자속을 직접 취득하여 구할 수 있는데, 이들 센서류는 가격이 비싸고 전동기와의 기계적 결합이 어려운 점등 많은 문제를 갖고 있다.

그러므로 근래에 들어 이러한 센서 없이 벡터제어가 가능하도록 하는 연구가 활발하게 진행되고 있다. 그 중의 한 방법으로 고정자권선을 센싱코일로 활용하여 자속을 얻어내는 방법이 있는데 이를 자속 연산형 벡터제어 방식이라 한다.

2. 속도 센서 없는 벡터제어

자속 연산형 벡터제어방식이란 자속을 전동기의 단자전압, 단자전류로부터 연산해 내고, 다시 자속정보로부터 단위 벡터를 알아내는 방식을 말한다. 즉 전동기의 등가회로에서 얻을 수 있는 기본 수식을 이용하여 자속을 직접 연산해내므로 속도 측정기등 부가적인 장치없이 바로 일반 전동기에 적용시킬 수 있고 이로인해 경제성 및 응용성에서 많은 이점을 가지고 있다.

자속 연산형 벡터제어 방식은 자속을 연산할때 자속의 기준을 고정자속에 두느냐 회전자속에 두느냐에 따라 고정자 자속 기준 벡터제어방식과 회전자 자속 기준 벡터제어 방식, 두가지방식으로 나눌 수 있다.

회전자 자속을 기준으로 하는 방식은 제어수식이 간단해서 제어가 쉬우므로 일반적으로 많이 사용되고 있는 방식이지만 유도기의 파라미터 - 고정자 저항·인덕턴스, 회전자 저항·인덕턴스, 자기 인덕턴스 등 - 의 영향을 많이 받으며, 특히 자기인덕턴스와 회전자저항의 영향을 상당히 받기 때문에 이 파라미터들이 잘못 산정된 경우에는 시스템의 안정도에 까지 문제가 발생 할 수 있는 단점이 있다.

고정자 자속을 기준으로 한 방식은 제어수식이 비교적 복잡해서 제어가 까다로운 단점이 있으나 유도기의 파라미터에 강인한 특성을 갖고 있으므로 파라미터의 변동에 대해 상당히 안정된 운전특성을 얻을 수 있다.[1]

본 연구에서는 속도센서없이 벡터제어 할 때의 가장 큰 단점인 안정도를 보완하기 위해 고정자 자속을 기준으로한 벡터제어방식을 채택하였다.

3. 고정자 자속 기준 벡터제어

유도전동기의 전압방정식을 d-q 변환하여 상태방정식을 세우면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i^*_{ds} \\ i^*_{qs} \\ \psi^*_{ds} \\ \psi^*_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right) & (\omega_e - \omega_r) & \frac{R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} & \frac{\omega_r}{\sigma \cdot L_s} \\ -(\omega_e - \omega_r) & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_s}{L_s} \right) & -\frac{\omega_r}{\sigma \cdot L_s} & \frac{R_r}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} \\ 0 & 0 & 0 & \omega_e \\ 0 & -R_s & \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i^*_{ds} \\ i^*_{qs} \\ \psi^*_{ds} \\ \psi^*_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma \cdot L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (1-1)$$

* 위첨자 *는 회전좌표계의 값을 표시

위의 수식을 고정자자속기준 벡터제어방식으로 다시 정리하면

$$0 = R_r \cdot \psi^*_{qs} + L_r \cdot p(\psi^*_{qs}) - R_r \cdot L_s \cdot i^*_{qs} - L_r \cdot L_s \cdot \sigma \cdot p(i^*_{qs}) + \omega_{sl} \cdot (L_r \cdot \psi^*_{ds} - L_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i^*_{ds}) \quad (1-2)$$

$$0 = R_r \cdot \psi^*_{ds} + L_r \cdot p(\psi^*_{ds}) - R_r \cdot L_s \cdot i^*_{ds} - L_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot p(i^*_{ds}) - \omega_{sl} \cdot (L_r \cdot \psi^*_{qs} - L_s \cdot L_r \cdot \sigma \cdot i^*_{qs}) \quad (1-3)$$

$$\text{단, } \sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$$

이때 위의 식(1-2)와 식(1-3)를 동기좌표계로 변환 시키면 $\psi^*_r = 0$, $p(\psi^*_r) = 0$ 이므로

$$L_s \cdot i^*_r + \sigma \cdot Tr \cdot L_s \cdot p(i^*_r) = Tr \cdot \omega_{sl} \cdot (\psi^*_r - \sigma \cdot L_s \cdot i^*_r) \quad (1-4)$$

$$L_s \cdot i^*_r + \sigma \cdot Tr \cdot L_s \cdot p(i^*_r) = \psi^*_r + Tr \cdot p(\psi^*_r) + \omega_{sl} \cdot Tr \cdot \sigma \cdot L_s \cdot i^*_r \quad (1-5)$$

$$\text{단, } Tr = L_r / R_r$$

위첨자 r은 정지좌표계의 값을 표시

위의 수식이 고정자자속기준 벡터제어시에 일반적으로 쓰이는 수식이다.

4. 속도 추정 알고리즘

직접벡터방식의 속도 추정 방식은 대부분 자속의 회전 속도인 ω_e 를 먼저 구하고 다시 슬립(Slip) 각속도인 ω_{sl} 을 연산하여 다음 식에 의하여 회전자의 기계적 각속도인 ω_m 을 알아 내는 방식이다.

$$\omega_m = \omega_e - \omega_{sl} \quad (1-6)$$

일반적으로 ω_e 를 추정할때 다음의 식을 이용한다.

$$\sin(\omega_e \cdot t) = \psi^*_{qs} / |\psi| \quad (1-7)$$

$$\cos(\omega_e \cdot t) = \psi^*_{ds} / |\psi| \quad (1-8)$$

$$\text{단, } |\psi| = (\psi^*_{ds}{}^2 + \psi^*_{qs}{}^2)^{1/2}$$

$$\omega_e \cdot t = \tan^{-1}(\psi^*_{qs} / \psi^*_{ds}) \quad (1-9)$$

식(1-9)은 일반적인 제어기에서 쉽게 구해지지 않으므로 다음의 근사식을 이용한다.

$$\omega_e = \frac{\sin(\omega_e \cdot t_1) - \sin(\omega_e \cdot t_0)}{\int_{t_0}^{t_1} \cos(\omega_e \cdot t) dt} \quad (1-10)$$

$$\approx \frac{\sin(\theta_1) - \sin(\theta_0)}{\Delta t \cdot (\cos(\theta_1) + \cos(\theta_0)) / 2} \quad (1-11)$$

이러한 연산을 이용하여 저속에서 고속까지 상당히 정확하게 ω_e 를 얻을 수 있다. ω_{sl} 은 식(1-4), 식(1-5)로부터

$$\omega_{sl} = \frac{L_s \cdot i^*_r + \sigma \cdot Tr \cdot p(i^*_r)}{Tr \cdot (\psi^*_r - \sigma \cdot L_s \cdot i^*_r)} \quad (1-12)$$

이때 ω_{sl} 의 연산에 미분항이 포함되어 있는데, 고정좌표계상에서는 모든 변수가 직류값이므로 정상상태에서 미분치가 모두 영(zero)이 되기 때문에 일반적으로 미분항을 연산하지 않고 생략하게 된다. 그러나 미분항을 생략한 경우, 과도상태에서는 미분항이 영이 아니므로 실제의 ω_{sl} 과 무시할 수 없는 오차가 발생되게 된다. 또한 미분항을 연산한다 하더라도 모든 물리량이 PWM되어 나오는 값을 단위벡터를 이용하여 변환시킨 값이므로 정확한 연산값을 기대하기 어렵다. 더구나 모든 물리량이 단위벡터를 이용하여 동기좌표계로 변환시킨 값들이므로 변환 오차가 항상 존재하게 된다.

본 연구에서는 이러한 기존의 문제점을 해결하기 위해 모든 변수가 정현파의 형태를 갖는 회전좌표계에서 ω_m 을 직접 연산하는 방식을 도입했다. 이 방식은 실제의 $\omega_e \cdot t$ 를 직접 미분하는 방법[2]으로 다음과 같다.

$$\omega_e = p(\tan^{-1}(\psi^*_{qs} / \psi^*_{ds})) \quad (1-13)$$

$$= \frac{\psi^*_{ds} \cdot p(\psi^*_{qs}) - \psi^*_{qs} \cdot p(\psi^*_{ds})}{\psi^*_{ds}{}^2 + \psi^*_{qs}{}^2} \quad (1-14)$$

위식에 고정자 자속 기준제어의 식(1-2), 식(1-3)을 대입하여 정리하면

$$\omega_e \cdot (\psi^*_{ds}{}^2 + \psi^*_{qs}{}^2) = \omega_m \cdot (\psi^*_{ds}{}^2 + \psi^*_{qs}{}^2 - \sigma \cdot L_s \cdot (\psi^*_{ds} \cdot i^*_{ds} + \psi^*_{qs} \cdot i^*_{qs})) + \sigma \cdot L_s \cdot p(T_q) + T_q \cdot L_s / Tr \quad (1-15)$$

$$\text{단, } T_q (\text{Torque}) = \psi^*_{ds} \cdot i^*_{qs} - \psi^*_{qs} \cdot i^*_{ds} \quad (1-16)$$

식(1-15)의 관계에서 자속, 전류를 알고 ω_e 를 안다면 쉽게 ω_m 구할 수 있음을 알 수 있다. 이 식을 동기 좌표계로 변환시키면 결국은 앞에서 언급한 $\omega_m = \omega_e - \omega_{sl}$ 의 수식과 같게 되지만, 모든 변수가 회전좌표계의 정현파값이므로 간단한 필터(filter)를 이용하여 미분항까지 정확하게 연산할 수 있을 뿐 아니라 변환 오차를 포함하지 않으므로 과도 상태에서도 정밀하게 속도 추정을 할 수 있다.

일정부하에서의 기존의 연산방법에 의한 추정속도와 본 연구에서 도입한 방법에 의한 추정속도의 시뮬레이션 파형을 그림(1-1)에 도시한다.

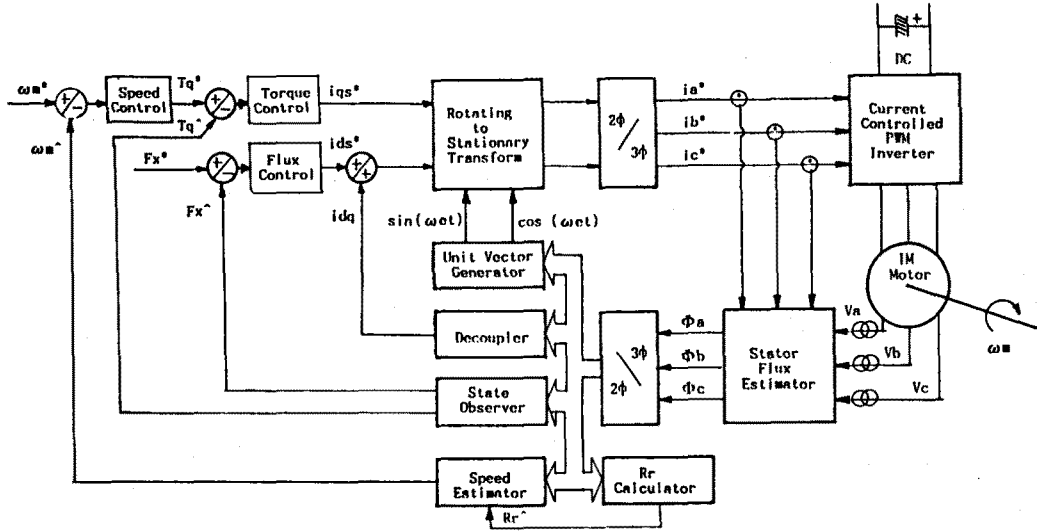
문제점은 모든 ω_m 추정 수식이 그러하듯이 본 연구에서 사용한 ω_m 추정방식에도 회전자저항 R_r 값이 이용되고 있다는 것이다. 회전자저항은 전동기의 내부발열에 의해 쉽게 가변되어지므로 제어도중에 R_r 을 정확히 추정하지 못하면 필연적으로 속도제어에 오차를 수반하게된다.

그림(1-3)은 본 연구에서 사용한 고정자자속기준 벡터제어의 블록선도를 나타낸다.

II. 회전자저항 추정.

1. 회전자 저항 오차.

벡터제어시스템은 전동기의 파라미터에 크게 의존하기 때문에 반드시 전동기 파라미터의 정확한 값을 알고 있어야 한다. 일반적인 농형유도전동기의 파라미터들은 기존의 많은 방법들에 의해 거의 정확한 초기값을 알 수 있다. 그러나 일단 전동기가 운전되기 시작하면 자체에서 발생하는 열에 의해



그림(1-3) 고정자자속기준 벡터제어시스템 블록 선도.

파라미터들이 약간씩 변동하게 되는데, 특히 저항값의 경우 다른 파라미터에 비해 변동폭이 심하게 된다. 고정자 저항의 경우 외부로의 발열이 잘되므로 심각하지는 않으나 회전자 저항의 경우 심하면 $\pm 50\%$ 까지 변동하는 것으로 알려졌다. 이 때문에 회전자 저항의 변동이 벡터제어에 끼치는 영향을 해석한 많은 논문이 발표되었고 이 저항의 추정내지는 보상에 관한 연구도 많이 발표되어있다.

그러나 대부분의 저항 추정방식들이 온 라인(On-Line)으로 수행되기 어렵고 상당한 계산량을 요하기 때문에 현실적으로 실행되기가 어렵다는 단점이 있으며, 또한 반드시 실제의 전동기 속도 정보를 필요하므로 속도센서 없이 벡터제어하는 경우 별 타당성이 없게된다.

본 연구에서 사용한 고정자 자속 기준 벡터제어에서는 제어시에 회전자 저항 R_r 을 이용하지 않으므로 R_r 의 변동에 대해 안정하게 동작하지만 속도 추정시에는 R_r 을 사용하게 되어 정상상태 속도 추정시에 무시할 수 없는 오차를 발생시킨다. 시뮬레이션 결과 최대 $\pm 7\%$ 정도의 정상상태 오차를 내고 있다. 따라서 운전도중에 변화하는 회전자 저항 R_r 을 거의 정확하게 알아내야만 오차없이 정상적인 속도제어를 할 수 있다.

본 연구에서는 속도센서를 전혀 사용하지 않으므로 오로지 단자전압, 단자전류 정보만을 가지고 회전자 저항을 추정해내는 새로운 추정알고리즘을 개발하였다. 이 알고리즘을 이용하여 운전중에 온-라인으로 R_r 값을 알아낼 수 있으므로 어떤 조건에서도 정확한 속도제어를 할 수 있다.

2. 회전자 저항 추정 원리.

이제 R_r 의 변동이 속도 추정시에 미치는 영향을 자세히 분석해 보자. 만일 전동기에 60 Hz 상용전원 같은 일정한 주파수를 가진 전압전압을 투입한다고 가정해 보자. 이 경우 ω_e 는 일정하게 되는 셈이고 이때의 슬립 주파수는 다음 식과 같게 주어진다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_2 \cdot I_r}{L_2 \cdot I_o} \quad (2-1)$$

단, R_2 = 전동기를 2상 변환한 경우의 등가 2차 저항
 L_2 = " " " " 등가 2차 인덕턴스
 I_r = " " " " 등가 2차 전류
 I_o = " " " " 등가 자화 전류

즉 ω_{sl} 은 R_r ($\approx R_2$) 에 정비례 하게된다. 따라서 부하조건이 변동이 없이 전동기 자체의 발열에 의해 R_r 이 증가하게 되면 ω_{sl} 이 증가하고, 이는 전동기의 기계적 회전 속도인 ω_m 이 줄어드는 효과로 나타난다. 그러므로 이런 경우에 전동기를 일정속도로 운전시키려면 ω_e 를 ω_{sl} 에 비례하여 증가시켜야 한다. 위와 마찬가지로의 현상이 벡터제어에서도 나타난다. 식(1-4)에서 정상상태에서는 $p(i^*r_{qs}) \approx 0$, $L_s \cdot i^*r_{ds} \approx \dot{r}_{ds}$ 이므로 ω_{sl} 에 대한 식이 다음과 같게된다.

$$\omega_{sl} \approx R_r \cdot \frac{(L_s / L_r) \cdot i^*r_{qs}}{(1 - \sigma) \cdot \dot{r}_{ds}} \quad (2-2)$$

위 식에서 R_r 이 증가하면 ω_{sl} 이 증가하고, 정속도 운전 을 시킬때는 ω_e 도 ω_{sl} 과 같은 크기로 증가하게 된다.

그러나 ω_{sl} 을 직접 연산하여 ω_m 을 추정하는 경우에는 양상이 틀려진다. R_r 의 실제값이 변동하여도 초기 추정값 R_r^* 은 제어 도중에 변함이 없으므로 부하의 변동이 없는 한 계산된 ω_{sl}^* 은 항상 같은 값을 갖게 된다. 이때 ω_e 는 R_r 의 변동에 대해 같이 변동하므로 결국 추정속도 ω_m^* 에 정상상태 오차가 생긴다. R_r 의 변화에 의한 추정속도오차를 그림(2-1)에 시뮬레이션하여 보인다.

실제 R_r 과 추정된 R_r^* 이 서로 다른 경우에 그차이를 ΔR_r 이라 하면 추정 속도의 정상상태오차 $\Delta \omega_m$ 을 아래식과 같게 근사시킬 수 있다.

$$\Delta \omega_m \approx \Delta R_r \cdot \frac{(L_s / L_r) \cdot i^*r_{qs}}{(1 - \sigma) \cdot \dot{r}_{ds}} \quad (2-3)$$

식(2-3)의 관계에서 R_r 의 변동에 대해 ω_m 이 민감하게 변동하지 않도록하는, 즉 속도의 오차를 줄이는 한가지 방법이 있을 수 있다. 즉, ΔR_r 에 곱하여지는 나머지 부분을 감소시켜서 ΔR_r 이 큰값을 갖더라도 $\Delta \omega_m$ 이 작은값을 갖도록 해줄 수 있다. 부하에 직접적인 관계가 있는 토오크가 아래 식과 같으므로

$$T_q = i_{qs} \cdot \phi_{rds} \quad (2-4)$$

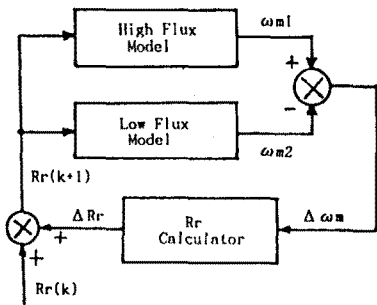
$$\Delta \omega_m \approx \Delta R_r \cdot \frac{(L_s / L_r) \cdot T_q}{(1 - \sigma) \cdot (\phi_{rds})^2} \quad (2-5)$$

전동기에 전 부하가 걸려있지 않은 경우에는 같은 토오크를 내더라도 ϕ_{rds} 를 증가시키고 i_{qs} 를 감소시키면 식 (2-3)의 $\Delta \omega_m$ 을 ΔR_r 의 값에 거의 관계없이 감소시킬 수 있다. 그러나 자속을 너무 크게하면 필요이상의 무효전력이 공급되어 시스템이 발전할 우려가 있으므로 자속을 크게하는 방법은 추정속도의 오차를 줄이는데 있어서 근본적인 해결책이 되지 못한다. ΔR_r 자체를 감소시키는, 즉 정확한 R_r 을 추정해내는 방법이 반드시 필요하게 된다.

3. 새로운 회전자저항 추정방법

앞절에서 자속의 크기를 증가시킴으로써 회전자 저항의 값이 많이 변동하여도 실제속도와 거의 근사한 속도추정을 할 수 있음을 알았다. 바로 이점에 착안하면 어렵지 않게 변동된 저항값을 알아낼 수 있다.

만일 추정된 R_r^* 과 실제의 R_r 이 거의 비슷하다면 자속의 크기를 아무리 증감시켜도 추정되는 속도는 항상 일정한 값을 유지한다. 이때의 추정속도가 전동기의 실제속도가 된다. 반대로 추정된 저항값이 실제값과 차이가 있으면 자속을 증감시킬때 추정속도에 차이가 나게 된다. 이러한 원리로 자속을 증감시켰을때 발생하는 추정속도의 차이를 간단한 MRAC (Model Reference Adaptive Control) 알고리즘에 입력하여 실제 저항값을 알아낼 수 있다. 이때 자속이 증가된 경우를 기준모델(Reference Model)로 생각한다. 본 연구에서 채택한 MRAC 구성도를 그림(2-2)에 도시한다.



그림(2-2) 간단한 MRAC를 이용한 회전자 저항 추정 알고리즘.

이러한 원리로 아주 우수하게 R_r 을 추정해 낼 수 있다. 이 방식이 실제 전동기에 응용될 때는 운전도중에 R_r 을 추정할 수 있어야만 정상상태 속도추정의 오차를 줄일 수 있으므로 특수한 제어 알고리즘을 이용하여 이를 구현한다.

본연구에서는 R_r 추정시에 정상상태를 가정하므로 정상상태의 토오크가 추정도중에 그대로 유지 될 필요가 있다. 그러나 속도센서없이 전동기를 속도제어하면 추정속도가 변동할 때마다 바로 속도제어기가 동작하여 토오크 기준치를 가변시키므로 정상상태가 깨어지게 된다. 따라서 이를 방지하기 위해 다음의 알고리즘을 이용한다.

전동기의 속도가 속도 명령값에 이르러서 정상상태가 되면 속도제어기로부터 거의 일정한 토오크명령 T_q^* 가 나오게 된다. 이 토오크명령은 토오크 제어기로 입력되어 전기적 토오크 T_e 의 기준이 된다. 이때 다음의 토오크식에 의해 속도 ω_m 이 결정된다.

$$T_e = J \cdot \frac{d(\omega_m)}{dt} + B \cdot \omega_m + T_L \quad (2-6)$$

단, T_e : Electrical Torque
 J : Inertia
 T_L : Load Torque
 B : Biscous Fliction

위식에서 부하 토오크만 불변한다면 잠시동안 정상상태 토오크명령을 기준입력으로하여 토오크제어만 하더라도 실제의 전동기속도에는 별 변화가 없음을 알 수 있다. 따라서 전동기가 정상상태에 들어간 이후, 적당한 시간주기마다 약 200 ms 동안 속도제어회로를 폐쇄시키고 정상상태 토오크제어만 하면서 R_r 추정 알고리즘을 동작시키면 실제 전동기의 운전 에 전혀 무리를 주지않고 R_r 을 추정할 수 있다.

토오크제어만을 할때 주의할 점은 실제의 정상상태 토오크보다 크거나 작은 토오크기준치가 설정되면 전동기의 실제 속도가 무시할 수 없는 크기로 변동할 수 있다는 것이다. 따라서 정밀한 토오크 관측기(Torque Observer)가 필요하게 된다. 본 연구에서는 가변이득 PI제어기를 속도제어기에 도입하고 수학적 통계방식을 이용하여 수십차례의 토오크연산 결과를 바탕으로하여 정확한 정상상태 토오크를 추출한다.

이때 가변이득 PI제어기만 과도상태에서는 속응성을 얻기 위해 큰 이득을 제어기에 사용하고, 정상상태에서는 안정성을 얻기위해 작은 이득을 쓰는 제어방식을 말한다.

4. 회전자저항 추정 알고리즘

앞절에서 이론적으로 설명한 회전자 저항 추정 방식을 실제로 동작시키는 과정에 대해 상세하게 설명하고 그 흐름도를 도시한다.

속도제어 시스템에 기준속도입력이 내려지면 속도제어기에 의해 최대 토오크로 전동기가 회전하게되고 잠시후 전동기의 속도가 기준명령과 같은속도로 회전하게되는 정상상태에 들어가게된다. 일단 정상상태에 들어갔다고 판단되면 즉시 R_r 추정계산기가 동작한다.

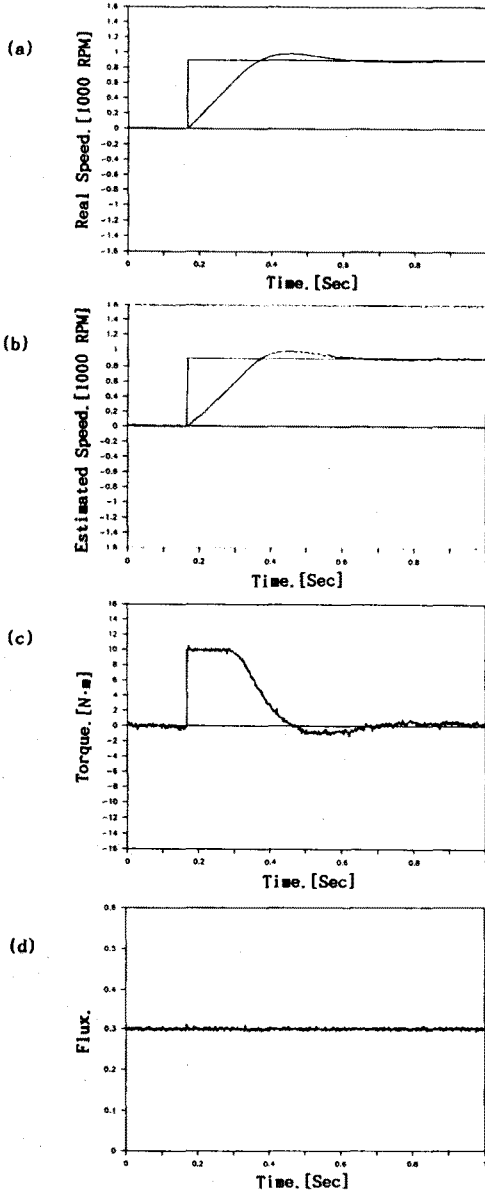
먼저 토오크 관측기로부터 정상상태 토오크를 취득한후 속도제어부트를 폐쇄하고 정상상태 토오크를 입력으로 하여 토오크제어를 수행한다. 이때 기준자속명령을 증가시킨 다음 자속이 안정되기를 기다려서 추정속도를 몇 차례 평균하여 기억시킨다. 그다음 자속을 다시 감소시킨후에 위와 같은 방식으로 추정속도를 기억시킨다. 두 추정 속도값의 차이를 PI로 구성된 R_r 추정기에 입력시켜서 새로운 R_r^* 을 추정한후에 다시 원래의 속도제어부트로 돌아간다. 전체제어기의 속도 샘플링 간격을 6 ms, 자속 및 토오크 샘플링 간격을 1 ms 로 하였을 때, 위의 모든 과정이 200 ms 에서 250 ms 걸리게 된다.

그림(2-3)은 R_r 추정계산기가 동작할 때의 각 변수 파형을 시뮬레이션한 것이며 그림(2-4)는 위와 같은 R_r 추정 과정을 몇 번 거친후 실제값에 점점 근사해가는 추정 저항값 R_r^* 과 그때의 추정 속도 차이 $\Delta \omega_m$ 을 도시한 것이다. 시뮬레이션 결과 아주 우수하게 실제의 R_r 을 추정해 낼수 있으며 따라서 정확한 속도제어가 가능함을 알 수 있다.

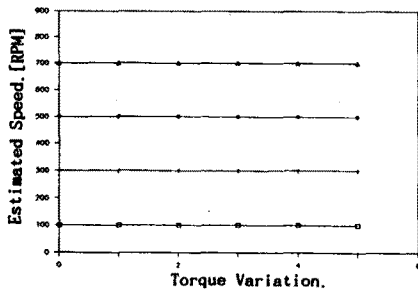
그림(2-5)에는 R_r 추정 계산기의 흐름도를 도시한다.

III. 시뮬레이션 결과.

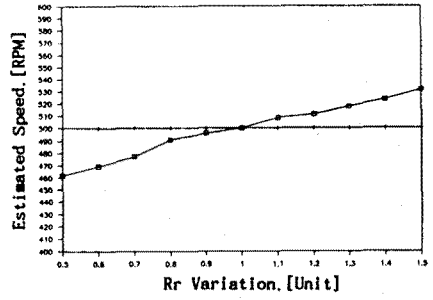
본연구에서 새로이 제안한 고정자자속기준 벡터제어 방식의 응답특성과 회전자저항 추정시의 상태및 결과를 다음에 도시한다.



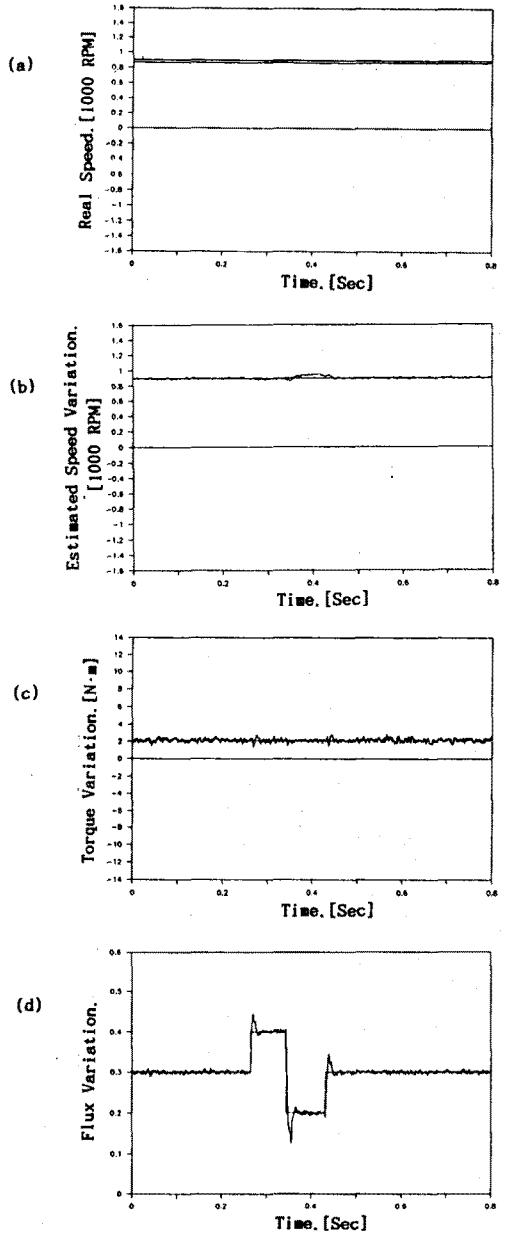
그림(1-1) 속도센서없는 속도제어 응답곡선
(a) 실제속도 (b) 추정속도
(c) 토크 (d) 자속

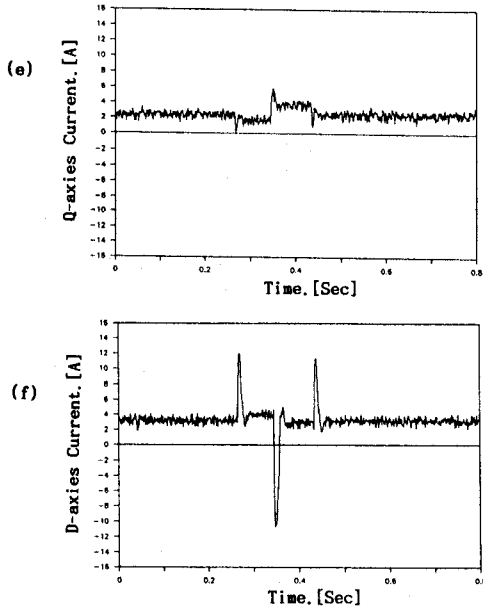


그림(1-2) 부하변동에 대한 실제속도와 추정속도.

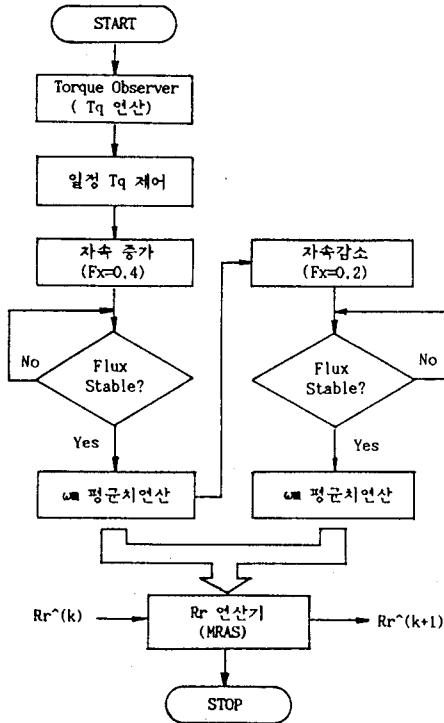


그림(2-1) Rr의 변동에 의한 추정속도오차

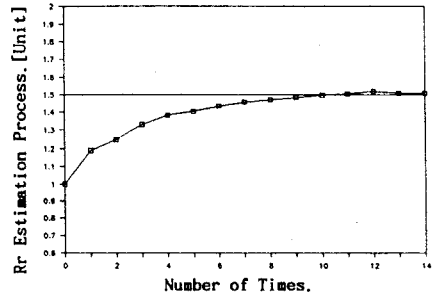




그림(2-3) Rr 추정시의 각 변수 파형
 (실제 Rr = 1.9, 초기 Rr̂ = 1.28)
 (a) 실제속도 및 기준 속도 (b) 추정속도 및 기준 속도
 (c) 토오크 파형 (d) 자속 파형
 (e) 전류 파형 (i_{rqs}) (f) 전류 파형 (i_{rds})



그림(2-5) 온-라인 회전자 저항 추정 알고리즘의 흐름도.



그림(2-4) 추정된 Rr̂ 이 실제값에 접근되는 추이과정.
 (실제 Rr = 1.9, 초기 Rr̂ = 1.28)

IV. 결론.

본 연구에서는 우수한 속도추정방식의 속도센서 없는 벡터 제어방식을 제안하고 회전자 저항의 변동에 의해 일어나는 정상상태 속도추정오차를 줄이고자 새로운 회전자저항 추정 알고리즘을 제안했다. 시뮬레이션을 통해 유도 전동기의 단자전압, 단자전류만을 이용하여 정확한 회전자 저항을 알아 내어 오차없이 속도제어를 할 수 있음을 보였다.

농형 유도 전동기를 속도센서나 그 이외의 센서 없이 속도 제어를 수행할때 비교적 간단하게 실제값에 거의 근사한 회전자 저항을 추정할 수 있으므로 현장에서의 적용성 및 안정성, 정확성에 있어서 어느 시스템보다도 우수하다고 할 수 있다.

V. 참고문헌(Reference).

1. X.Xu, R.D.Doncker & W.Novotny "A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive". PESC'88 Record 1988 pp.437-443
2. Uwe Baader, Manfred Depenbrock "Direct Self Control of Inverter-fed Induction Machine, ... ". IEEE/IAS Conf.Rec 1989 pp.488-492
3. Colin Schauder " Adaptive Speed Identification For Vector Controlled Induction Machine Without Rotational Transducers" IEEE/IAS Conf.Rec 1989 pp.493-499
4. R.Gabriel & W.Leonhard "Field Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors". IEEE/IAS Conf.Rec 1979 pp.437-443
5. Madato Koyama et al. "Effect Of Parameter Change On Coordinate Control System of Induction Motor" IPEC-Tokyo'83 pp.684-695

* 부록

전동기 제원		
정격: 3상 4극, 220 [V], 2 [Hp], 1735 [RPM]		
Rs : 1.26[Ω]	Ls : 109 [mH]	Lo : 106 [mH]
Rr : 1.28[Ω]	Lr : 109 [mH]	
J : 0.02 [Kg·m ²]	B : 0.004 [Kg·m ² /Sec]	