

FA용 AC 서보 모터의 고성능 제어에 관한 최근 기술경향

河 仁 重

서울대학교 制御計測工學科

I. 서론

서보 모터(servo motor)는 정밀한 위치 또는 속도 제어를 위해 빠른 제어 응답 특성을 갖도록 특수설계된 모터를 총칭하는 말로서 서보 모터의 응용범위는 VTR등 가전제품에서부터 정밀한 위치제어를 필요로 하는 NC Machine, Robot 등 자동화기기에 이르기까지 실로 광범위하다. 특히 최근에는 초소형 Micro Actuator의 개발이 실현되어 인공심장 등의 정밀 의료기구에도 응용되고 있어 앞으로 서보 모터의 발전 가능성은 무궁무진하다 할 수 있다. 70년대까지만 해도 제어가 용이한 DC 서보 모터가 주로 사용되어 왔는데 80년대에 들어오면서 반도체 기술의 급격한 발달로 고속 전력 스위칭 소자들과 고속 마이크로프로세서, 특히 DSP(Digital Signal Processor)등의 사용이 보편화됨에 따라 DC 모터에 비해 전력효율이 좋고 소형 경량화가 용이한 AC 서보 모터가 DC 서보 모터를 대체 사용되는 추세에 있다. AC 서보 모터에는 모터의 동작 원리에 따라 크게 BLDCM(Brushless DCMotor), Induction Motor, 그리고 stepping Motor 등 세 종류로 분류할 수 있는데 이들 AC 서보 모터의 역학 모델(dynamic model)은 복잡한 비선형 모델로 표시되기 때문에 정밀 제어가 용이하지 않다. 최근들어 비선형 제어 기법들을 이용한 AC 서보 모터용 고정밀 제어 방식들이 제안되고 있는데 이제 이러한 최선 제어 경향에 대해 간략히 언급하겠다.

서보모터의 고성능 제어를 설계시 가장 핵심 제어 기법은 토크 리플(torque ripple)을 최소화하는 정밀

토크 제어인데 그 이유는 모터가 고속 회전시에는 회전자 관성에 의하여 토크 리플이 제거되지만 저속 회전시에는 토크 리플이 직접 속도 리플로 나타나 제어 성능을 저하시키기 때문이다. DC 서보 모터의 경우는 역학 모델이 선형이기 때문에 토크 리플 제거가 용이한 반면 AC 서보 모터의 경우는 역학 모델이 복잡한 비선형으로 표시되므로 토크 리플의 제거가 용이하지 않고 또한 토크 리플을 최소화하는 알고리즘을 구한다 하더라도 알고리즘이 너무 복잡해서 실제 구현이 거의 불가능한 경우가 대부분이었다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 모터의 전류제어 문제와 토크제어 알고리즘 개발 문제를 서로 분리하여 각각 독립적으로 고려하는 방식들이 제안되었다.^{[2], [5], [7], [8], [15]} 즉, 실제 모터의 상 전류 $i_j, j=1, 2, 3$ 가 전류 명령 $i_j^*, j=1, 2, 3$ 을 완벽하게 추종한다면

$$i_j = i_j^*, j=1, 2, 3 \quad (1)$$

이 되어 모터의 역학 모델은 다음과 같이 기계적인 부분만으로 단순화된다.

$$\begin{aligned} J\ddot{\theta} + B\dot{\theta} + T_L &= T_c \\ T_c &= T(i_1^*, \theta) + T(i_2^*, \theta + 2\pi/3) + T(i_3^*, \theta + 4\pi/3) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 J 는 회전자와 부하를 포함한 총 관성 모멘트, B 는 점성 마찰계수, θ 는 회전자 위치, T_L 은 부하 토크, T_c 는 총 발생토크를 나타내며 토크 함수 T 는 서보 모터의 종류에 따라 각각 다른 형태를 갖는다. 만약 전류 명령 $i_j^*, j=1, 2, 3$ 을

$$i_j^* = g_j(u, \theta), \forall \theta \in R, \forall u \in R, j = 1, 2, 3$$

$$\sum_{j=1}^3 T(g_j(u, \theta), \theta + \frac{2}{3}\pi(j-1)) = u, \forall \theta \in R, \forall u \in R \quad (3)$$

을 만족하도록 택하면

$$T_c = u \quad (4)$$

로 되어 AC 서보 모터가 DC 모터처럼 토크 리플없이 선형제어 된다. 여기서 u 는 토크 명령(입력)을 나타낸다. 따라서, AC 서보 모터의 토크제어 문제는 식 (1)을 구현하는 고성능 전류 제어기의 구현 문제와 식 (3)을 만족하는 즉, 토크 함수 T 를 선형화하는 함수 $g_j, j=1, 2, 3$ 를 구하는 토크 제어 알고리즘 개발 문제로 나뉘어 진다. 식(1)을 구현하는 전류 제어 방식에는 기존의 Bang Bang 전류 제어기와 고 이득 전류 제어기가 있고 최근에는 비선형 제어기법을 이용한 고성능 전류 제어 방식들도 제안되고있다. [4] [5] 식(3)을 각각의 AC 서보모터에 대해 구현하는 알고리즘에 대해서는 최근까지 [2], [7], [8], [15] 등에서 제안되어 왔는데 이에 대해서는 본문에서 좀더 자세히 언급하겠다. 서보 모터 제어에 대한 또 다른 하나의 경향으로 센서 없는(Sensorless) 속도제어기의 개발을 들수있다. 이것은 주로 유도 전동기 [1], [13], [17] 와 BLDCM [11], [16] 등에서 활발히 연구되어 왔는데, 비교적 고가인 속도/위치 센서를 사용하지 않고서도 서보 제어기로서의 필요한 정밀도를 갖춘 고성능 속도 제어기를 개발함으로써 서보 제어기의 단가를 낮추기 위함이다. 이제 이러한 최근의 발표된 연구 결과들을 중심으로 각 서보 모터에 대한 제어 기술 경향을 좀 더 자세히 살펴 보겠다.

II. Brushless DC Motor

현재 VTR, printer등의 산업전자 제품이나 로봇, CNC machine등의 자동화 기기들에는 구동장치로서 brushless DC motor(BLDCM)를 널리 사용하고 있다. 기존의 brush-type DC motor는 제어가 용이하다는 장점을 가지고 있지만 brush의 기계적 마모때문에 내구성이 떨어지는 단점을 가지고 있다. 반면에 brushless DC motor는 비선형 역학 특성으

로 인해 비교적 복잡한 제어 방식이 요구되지만 전기적 스위칭을 하기때문에 내구성 문제가 없고 power/weight ratio, torque/current ratio가 크다는 장점을 가지고 있다. 최근에는 microprocessor, power electronics 기술의 발달로 brushless DC motor 제어 기술이 크게 진보하여 산업기기 구동장치로서 brushless DC motor에 대한 수요는 현격히 늘어나고 있다.

이러한 산업기기의 성능은 모터를 얼마나 빠르고 정밀하게 그리고 신뢰성 있게 제어하느냐에 달려있다고 해도 과언이 아니다. 서론에서 언급하였듯이 고정밀 위치및 속도 제어를 위해서는 토크 리플이 발생하지 않는 정밀한 토크 제어가 선행되어야 한다. 이러한 이유로 인해 최근 BLDCM의 토크 제어 경향은 발생 토크를 선형화하여 일반 DC motor처럼 동작하게 만드는 것인데 그 일반적인 원리를 간략하게 소개하면 다음과 같다. BLDCM의 발생 토크는 회전자 자석에 의하여 고정자 권선에 유기되는 역기전력과 고정자 권선에 흐르는 전류와의 곱으로 표현되는데 bang bang 전류 제어기 혹은 high-gain 전류 제어기를 사용하면 실제 전류가 전류 명령을 완벽하게 추종하므로 발생 토크 식은 다음과 같이 주어진다.

$$T_c = K_t [e(\theta)i_1^* + e(\theta + 2\pi/3)i_2^* + e(\theta + 4\pi/3)i_3^*] \quad (5)$$

여기서 K_t 는 토크 상수이고 $e(\theta)$ 는 역기전력이다. 전류 명령을

$$i_j^* = u f_j(\theta), \forall \theta \in R, \forall u \in R, j = 1, 2, 3$$

$$\sum_{j=1}^3 e(\theta + 2\pi(j-1)/3) f_j(\theta) = 1, \forall \theta \in R \quad (6)$$

로 정하면 발생 토크가

$$T_c = K_t u \quad (7)$$

로 되어 일반 DC 모터처럼 동작하게 된다. 현재까지 f_j 를 결정하는 방법에 대한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 기존 방식에 의하면 역기전력 형태가 사다리꼴인 경우 f_j 는 구형과가 되는데 불연속점에서 전류 제어 오차가 생겨 토크 리플이 발생하는 문제점이 있다. [12], [14] 이러한 문제점을 극복하기 위하여 임의의 역기전력에 대하여 연속인 f_j 를 결정하는 방법이 발표되었는데 이 방법에 의하면 역기전력과 f_j 각각을

fourier series 형태로 표현하고 토크 리플이 최소화되도록 f 의 Harmonics 계수들을 결정한다. [8], [18] 최근에는 임의의 역기전력을 갖는 BLDCM를 토크 리플 없이 완전 선형화시키는 모든 토크제어기들을 완벽하게 규명한 연구 결과가 발표되었다. [7] 이 연구 결과에 의하면 BLDCM를 선형화하는 모든 함수 f 는 하나의 자유 함수를 포함하는 Explicit 형태로 표현되고 그 자유함수는 토크 함수의 선형화 이외의 다른 여러가지 제어 목적을 위하여 최적으로 선택될 수 있다는 장점을 가진다. 또한 비대칭 형태의 역기전력을 갖는 모터에도 적용할 수 있고 계산이 간단하다는 장점이 있다.

기존 BLDCM driver를 살펴보면 위치제어기, 속도 제어기, 전류 제어기, 속도 추정기 등이 대개 analog 및 digital circuit로 구성되어 있다. 따라서 그 성능이 시간 및 환경 변화에 민감하여 신뢰성이 저하되고 또한 여러 부품으로 구성되어 있으므로 hardware 크기가 커지고 제어 알고리즘 수정에 따른 회로 변경이 곤란하다. 최근에는 반도체 기술의 현격한 발전으로 제어용 고속 microprocessor들이 개발 소개되어 위에서 언급된 문제점들을 보완할 수 있고 각종 제어기를 한 개의 chip 안에서 program으로 구현하는 실시간 처리 all digital control system을 개발하는 추세에 있다. 그러면 analog회로로 구현할 수 없는 복잡한 제어 알고리즘도 구현 가능하게 되고 제어 알고리즘 변경에 대하여 S/W 변경으로 쉽게 대처할 수 있을 뿐만 아니라 전체 H/W를 compact하게 구성할 수 있다는 잇점이 있다.

DSP를 사용하여 구현한 BLDCM drive system을 블럭 선도로 표시하면 다음 그림 1과 같다.

III. Stepping motor

스텝 모터는, 입력 펄스당 정해진 스텝각(step angle)만큼씩 회전하도록 설계된 모터이며 종류로는 PM(permanent magnet)형, VR(variable reluctance)형, 그리고 PM과 VR을 결합한 형태의 Hybrid 형이 있다. 스텝모터는 위치센서없이 손쉽게 rough한 위치 및 속도제어를 할 수 있어 그다지 높은 정밀도를 필요로 하지 않는 프린터, 복사기 등의 OA기기의 구동부로 널리 사용되어 왔으며 최근에는 Linear Actuator로도 그 응용 범위를 넓혀가고 있다. 스텝모터는 이러한 위치센서없는 개루프(open Loop) 위치제어가 가능하다는 점 이외에 다른 모터들에 비하여 손쉽게 고출력 토크를 발생시킬 수 있다는 장점을 가지는 반면 회전분해능이 기계적으로 정해지므로 위치제어 정밀도가 떨어지고 또한 동작이 안정하지 못한 단점이 있다. 최근에는 이러한 단점을 보완하는 microstep 제어기법 [9]이 제안되어 기존의 방식에 비해 보다 안정되게 동작하고 위치제어 분해능을 최고 250배까지 높일 수 있게 되었으나 이것 역시 스텝 모터를 서보 모터로 응용할 수 있을 만큼의 정밀도는 보장하지 못한다.

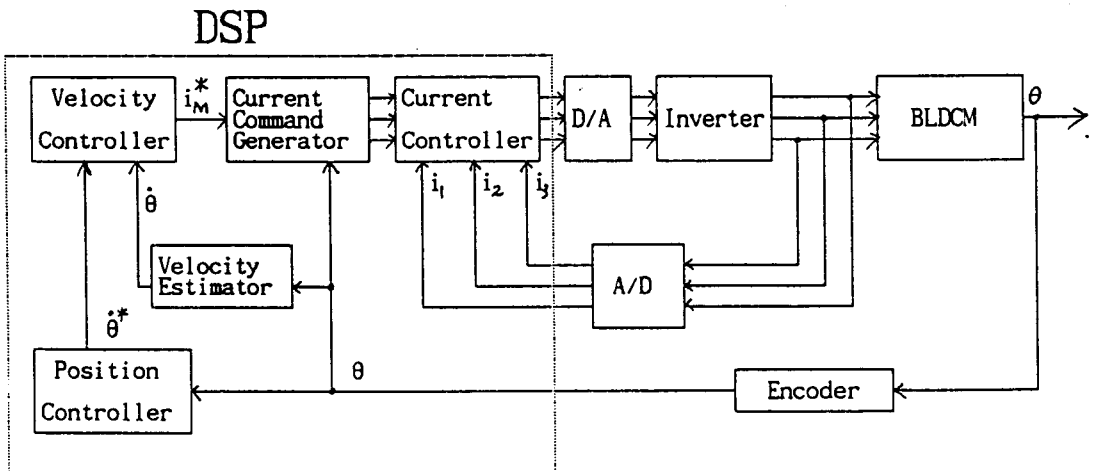


그림 1. BLDCM용 드라이브 시스템

그러나 80년대 중반으로 접어들면서 스텝모터의 높은 토크 출력특성을 이용하여 저속에서 높은 토크를 발생하고 높은 분해능의 위치센서가 장착된 VR 형 DD(direct drive)모터를 개발하여 DD 로봇의 서보 모터로 사용하기 시작했다. DD 로봇의 서보 모터로 사용되기 위해서는 고정밀 토크제어가 필수적인데, VR 형 DD모터는 앞서 설명한 BLDCM의 경우와는 달리 토크 함수가 역기전력과 상전류와의 곱으로 표시되지 않고 상전류와 회전자 위치의 복잡한 비선형 함수로 표시되어 고정밀 토크 제어 알고리즘 개발이 용이하지 않다. [10]에서는 최근의 비선형 변환 선형화 기법^[6]을 적용하여 VR 형 DD 모터를 토크리플 없이 DC 모터와 동가적으로 선형제어 할 수 있는 비선형 상태 변환제어기를 제안하였다. 그러나 이 방법은 VR 형 DD 모터의 전기적, 기계적 역학모형을 모두 고려하여 제어기를 설계하기 때문에 제어 알고리즘이 매우 복잡할 뿐만 아니라 모터와 외부부하에 대한 모델링이 매우 정확하여야 하는 결점이 있어 제어 알고리즘의 실제 구현이 매우 어렵다. 따라서 최근에는 이런 결점을 보완하기 위하여 고성능(맹행형, 고이득, 포화형)전류제어기를 사용하여 식(1)과 같이 상전류를 직접 제어한 후 비선형 토크모델만을 사용하여 토크함수를 선형화 시키는 방법이 제안되었다.^{[2], [15]} 그 원리를 설명하면 다음과 같다.

상 전류가 직접 제어될 때 VR 형 DD 모터의 발생 토크는

$$T_e = T(i_1^*, \theta) + T(i_2^*, \theta + 2\pi/3) + T(i_3^*, \theta + 4\pi/3)$$

$$T(i_j^*, \theta) = pD_2 \int_0^{i_j^*} \lambda(l, \theta) dl \quad (8)$$

로 표시된다. 여기서 λ 는 모터 고유의 특성을 나타내는 flux linkage 함수이고 p 는 회전자의 극 수를 나타낸다. 만약 전류 명령 $i_j^*, j=1, 2, 3$ 를

$$i_j^* = g(u, \theta + \frac{2}{3}\pi(j-1)), \forall \theta \in R, \forall u \in R, j=1, 2, 3 \quad (9)$$

$$\sum_{j=1}^3 T(g(u, \theta + \frac{2}{3}\pi(j-1)), \theta + \frac{2}{3}\pi(j-1)) = u \quad \forall \theta \in R, \forall u \in R$$

로 선택하면 발생토크가 $T_e = u$ 로 선형화 되어 VR 형 DD 모터가 DC 모터처럼 토크리플 없이 선형제어 된다. 결국 토크제어는 식(9)를 만족하는 함수 g 를 찾는 즉, 토크 함수 선형화 문제로 된다. 이 문제를 풀기 위해서는 먼저 토크 함수 T 의 정확한 모델을 구하는 문제가 선결되어야 하는데 [3]에서는 flux linkage 측정방법을 이용하여 비교적 쉽고 정확하게 토크 함수를 모델링하는 방법을 제안하였다. 함수 g 를 구하는 알고리즘은 [2], [15] 등에서 제안되었다. [15]에서는 FEM(finiteelement method)를 이용하여 토크 함수를 모델하고 이 토크 함수로부터 식(9)를 만족하는 함수 g 를 수치적인 테이블 형태로 구하는 방법을 제안하였다. 그러나 이 방법은 토크 함수 선형화 이외의 다른 제어 목적은 고려하기 힘든 단점이 있다. [2]에서는 식(9)를 만족하며 동시에 모터의 최대 허용전류를 고려하여 리플 없는 최대 평활토크(maximum constant torque)를 발생하는 함수 g 가 하나의 자유함수를 포함하는 explicit한 형태로 표현됨을 보였다. 여기서 자유함수는 토크 함수 선형화이외의 다른 제어목적은 달성하도록 선택될 수 있어 우리가 원하는 여러 제어성능들을 최적으로

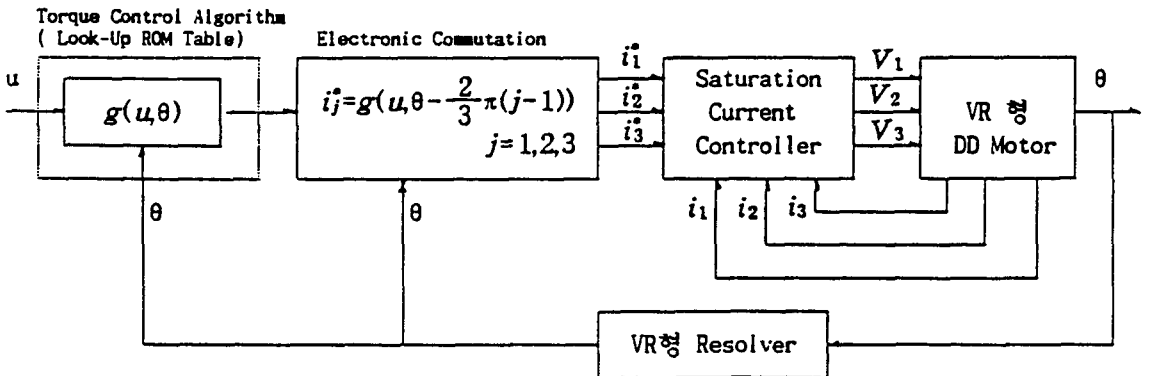


그림 2. VR형 DD 모터용 토크 제어 시스템

만족하는 전류명령을 비교적 쉽게 구할 수 있다는 장점을 가진다. 또한 함수 g 는 수치적인 테이블 형태로 계산되어 ROM 에 저장된다. 그림 2는 [2] 에서 제안한 전체 토크 제어 시스템의 블록 선도를 나타낸다.

한편, hybrid 형 DD 모터가 VR 모터와 비슷한 시기에 개발되어 DD 로봇의 서보 모터로 사용되어왔으나 현재까지 주로 기존의 제어 방식에 의존하는 경향이었고 고정밀 토크 제어에 대한 만족할 만한 연구 결과들은 아직까지 발표되고 있지 않는데 앞으로 이에 대한 연구가 활발히 이루어져야 할 것으로 생각된다.

IV. Induction motor

유도전동기는 현재 산업체에서 각종 기계 및 장치의 동력원으로써 가장 널리 사용되고 있으나 그 동적 특성에 비선형성이 강하고 변수들이 상호 간섭되어 있어서 고성능의 속도 제어가 매우 어렵다. 이러한 이유로 유도전동기는 주로 정속 운전의 목적으로만 사용되어 왔으며 개루프 제어 방식의 구동을 하는 것이 대부분이었으나 1970년대 초반 vector 제어 이론이 개발되고 80년대 이후 그의 실현이 가능해지면 서유도전동기도 고성능 제어가 가능해짐에 따라 정밀 서보 기구 등으로 그 응용범위가 확대되고 있고, 용량이 있어서도 AC synchronous motor, DC motor가 각각 주류를 이루었던 소용량, 대용량 구동원의 영역을 점차 유도전동기가 잠식해 나아가고 있는 추세이다. 또한 최근에 들어서는 더욱 발전된 이론으로 비선형계환 되먹임을 이용한 비간섭 제어를 사용하여 유도전동기를 가장 고성능으로 제어할 수 있는 연구 결과도 발표되었는데 [5] 이 방법에 대해 소개하면 다음과 같다.

x-y축 상에서 모델링된 유도전동기의 상태방정식에서 전류제어기가 완벽하게 동작한다고 가정하였을 때, 회전자 자속 $\Phi_r \neq 0$ 이면 비간섭화를 위한 조건을 만족하므로 [6] 이 시스템을 비간섭화시키기 위하여 다음의 식 (10)과 같은 비선형 계환 되먹임을 적용시킨다.

$$\begin{bmatrix} i_{x3}^* \\ i_{y3}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{\Phi_r} \begin{bmatrix} -\phi_{yr} & \phi_{xr} \\ \phi_{xr} & \phi_{yr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서 i_{x3}^*, i_{y3}^* 는 x,y축 전류 명령을, ϕ_{xr}, ϕ_{yr} 은 x,y축 회전자 자속을 나타내며 u_1, u_2 는 각각 속도 제어기와 자속 제어기의 출력으로 주어진다. 그러면 전체 시스템의 입출력 동특성은 식 (11)과 같이 자속 성분 Φ_r 과 속도 성분 ω_r 이 완전히 선형화, 비간섭화된 시스템으로 나타나게 되어 이를 이용하면 유도전동기를 가장 고성능으로 제어할 수 있게 된다.

$$\begin{aligned} \dot{\omega}_r &= -a_6\omega_r + a_7(K_T u_1 - T_L) \\ \dot{\Phi}_r &= -2a_4\Phi_r + 2a_5 u_2 \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 $a_i, i=1, \dots, 7$ 과 K_T 는 각각 유도전동기 상수와 토오크 상수를 나타낸다. 그림 3에 식 (11)과 같이 선형화, 비간섭화된 시스템의 블록 선도를 제시하였으며 H/W적 측면에서의 유도전동기 제어 시스템을 그림 4에 나타내었다.

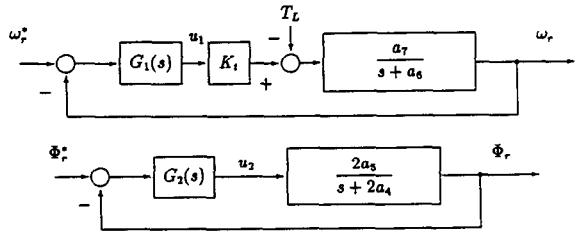


그림 3. 선형화, 비간섭화된 유도전동기 시스템

그러나 상기한 방법 등으로 유도전동기를 고성능으로 제어하기 위해서는 유도전동기 회전속도의 정확한 검출이 필요한데 이를 위해 속도 센서를 회전축에 부착하면 유도전동기 고유의 장점을 상실하게 되며 아울러 여러가지 문제점을 유발시킨다. [1] . [13] . [17] . [19] 이때문에 속도검출기를 사용하지 않고 회전속도를 추정하여 유도전동기를 제어하기 위한 연구는 최근들어 유도전동기 제어 관련 분야 제일의 관심사가 되고있다. [1] . [13] . [17] . [19]

유도전동기의 속도는 식 (12)와 같이 고정자 전류와 전압을 이용하여 고정자 자속의 회전속도 및 슬립 각속도를 구하고 이들의 차로 회전속도를 추정해내는 방법이 가장 일반적이다. [13] . [17]

$$\hat{\phi}_{xr}(\hat{\phi}_{yr}) = \frac{a_0}{a_3} \int_0^t (V_{xs}(V_{ys}) - R_s i_{xs}(i_{ys})) dt - \frac{1}{a_3} i_{xs}(i_{ys}) \quad (12)$$

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_s - \hat{\omega}_{sl}$$

$$= \frac{\hat{\phi}_{xr}\hat{\phi}_{yr} - \hat{\phi}_{yr}\hat{\phi}_{xr}}{\hat{\phi}_{xr}^2 + \hat{\phi}_{yr}^2} - a_5 \frac{\hat{\phi}_{xr}i_{ys} - \hat{\phi}_{yr}i_{xs}}{\hat{\phi}_{xr}^2 + \hat{\phi}_{yr}^2}$$
(13)

여기서 V_{xs}, V_{ys} 는 각각 x, y축 상의 고정자 인가전압을 나타낸다. 그러나 이때 사용하게 되는 순수 적분기는 실장에 있어서 여러가지 문제점을 유발시키므로 이의 보상을 위한 여러가지 방법의 연구 결과들이 발표되었으나 모두 이론적으로 한계가 있는 것이 사실이다. [13], [17]

최근에는 이러한 적분 방식을 채택하지 않고 한층 진보된 이론으로 MRAS방식이나 [1], Extended Kalman Filter를 유도전동기 모델에 적용시켜 [19] 자속 및 회전속도를 추정해내어 이를 다시 벡터 제어에 적용함으로써 넓은 속도 영역에서 보다 우수한 성능을 갖춘 제어 시스템에 대한 연구 결과도 발표되었으나 이들 방법들도 아직 상당한 개선의 여지가 남아 있다.

결론적으로, 전체 속도 영역에서의 안정성을 이론적으로 보장할 수 있고 저속에서도 안정된 구동이 가능할 뿐 아니라 과도응답이 우수한 제어 알고리즘의 개발과, 아울러 전동기 상수를 정확하게 추정해내어 운전중 변화하는 전동기 상수에 의해 위 제어 방식의 성능이 저하되는 현상을 방지할 수 있도록 해주는 추

정 이론에 대한 연구는 고도화를 지향하는 현 산업계가 앞으로 지속적으로 행하여야 할 중요과제라 하겠다.

V. 결론

지금까지 각종 AC 서보 모터의 최신 제어 기술 경향에 대하여 살펴보았다. 이상으로부터 알 수 있듯이 AC 서보모터의 고정밀 제어시 두 핵심제어 기술 즉, 전류 명령을 정확히 추종하는 전류 제어 기술과 토크 함수를 선형화하도록 전류 명령을 구하는 토크 제어 알고리즘 개발 기술의 확보가 가장 중요한 선결 과제이며 최근까지 이 두 연구 과제에 대한 만족할만한 연구 결과들이 발표되어 왔다. 또한, 서보 제어기의 단가를 낮추기 위해 비교적 고가인 속도/위치센서 없이 서보 모터를 고정밀 속도제어하는 센서 없는 제어기의 개발에 대한 연구가 유도 전동기와 BLDCM을 중심으로 활발히 연구되어 왔으며 앞으로도 이에 대한 지속적인 연구가 이어질 추세이다. 그리고 최근에는 고속 마이크로 프로세서의 급격한 발달로 인해 모든 제어 알고리즘들을 한개의 마이크로프로세서 안에서 S/W로 구현하는 실시간 처리 All Digital

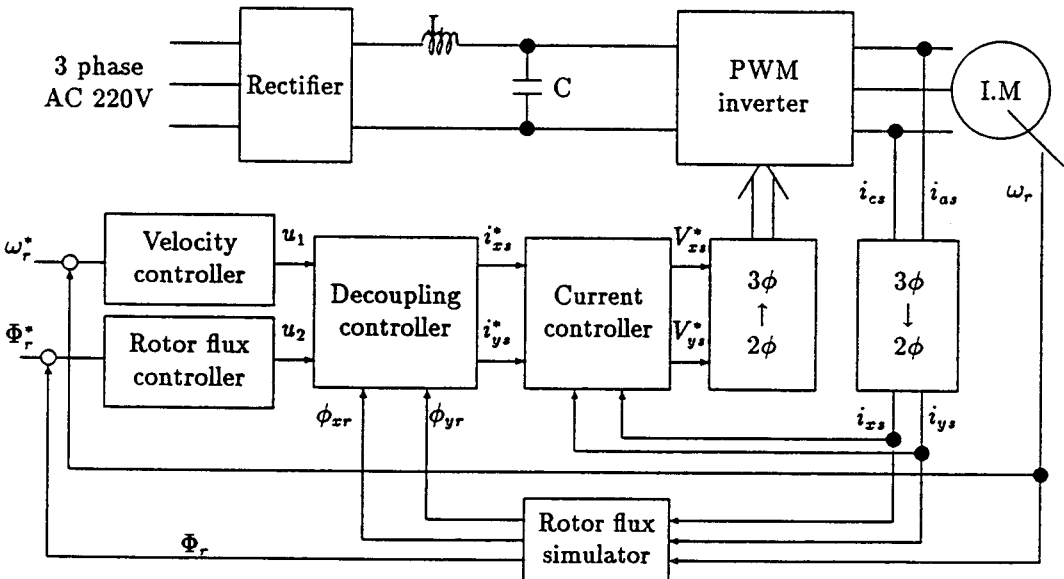


그림 4. 유도전동기 제어 시스템의 H/W 블록선도

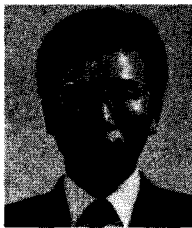
Controller 를 개발하는 추세에 있으며 이러한 결과로서 Analog 회로로는 구현이 어려웠던 복잡한 제어 알고리즘의 구현과 제어 알고리즘들의 변경이 용이하게 되었고 전체 H/W 의 소형, 경량화가 가능하게 되었다. 한편 지금까지의 AC 서보 제어기들은 각 서보 모터의 종류에 따라 독립적으로 설계, 제작되어 왔으나 이상의 연구 성과들을 바탕으로 하여 앞으로는 서보 모터가 바뀌더라도 H/W 나 S/W 의 변경없이 사용가능한 범용 서보 제어기를 개발하는 추세로 나아갈 것으로 예상된다. 범용 서보 제어기는 일단 서보 모터가 주어지면 그 서보 모터에 대한 토크 함수의 특성을 자동적으로 구하고 구한 토크 함수 특성에 해당되는 전류 명령을 발생시켜 모터를 제어하는 말하자면 모든 서보 모터를 통합적으로 제어할 수 있는 제어기를 의미한다. 만약 이러한 범용 제어기의 개발이 실현되면 모든 서보 모터에 사용 가능하므로 그 수요는 엄청날 것으로 예상되며 이에 따른서보 제어기의 대량생산과 가격 하락을 가져와 산업계 전반에 큰 파급 효과를 미칠것으로 생각된다. 범용 서보 제어기의 실현을 가능하게 하기 위해서는 주어진 서보 모터에 대해 토크 함수의 특성을 자동적으로 구해 낼 수 있는 알고리즘의 개발이 필수적인데 앞으로 이에 대한 연구가 활발히 이루어질 것으로 전망된다.

参 考 文 献

- [1] C.Shauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.28, no.5, 1992.
- [2] C.H.Kim, I.J.Ha, T.K.Ha, M.S.Ko, and D.I.Kim, "A new approach to control of variable reluctance motors for DD robots," '92 KACC, pp.664-669, Oct. 1992.
- [3] D.G.Manzer, M.Varghese, and J.S.Thorp, "Variable reluctance motor characterization," *IEEE trans. on Industrial Electronics*, vol.36, no.1, pp. 56-63, Feb. 1989.
- [4] D.G.Taylor, "Pulse-width modulated control of electromechanical systems," *IEEE Trans.on Automatic Control*, vol. 37,no.4, April, 1992.
- [5] G.S.Kim, I.J.Ha, and M.S.Ko, "Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 39,no.4, August, 1992.
- [6] I.J.Ha, "The standard decomposed system and noninteracting feedback control of nonlinear systems," *SIAM J. Contr. Optim.*, vol.26, 1988.
- [7] I. J. Ha and C. I. Kang, "Explicit characterization of all feedback-linearizing controllers for a general type brushless DC motor," To appear in *IEEE Trans. Automat. Contr.*
- [8] L. Hoang, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of torque ripple in brushless DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22,no. 4, pp. 748-755, July 1986.
- [9] M. F.Rahman, A.N.Poo, and C.S. Chang, "Approach to the design of ministepping step motor controllers and their accuracy considerations," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol IE-32, pp. 229-233, Aug. 1985.
- [10] M. Illic'-Spong, R. Marino, S.M. Peresada, and D.G. Taylor, "Feedback linearizing control of switched reluctance motors," *IEEE Trans. on Automatic control*, vol.AC-32, no.5, pp.371-379, May 1987.
- [11] N.Matsui and M.Shigyo, "Brushless DC motor control without position and speed sensors," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol.28, no.1, pp.120-127, Jan./Feb. 1992.

- [12] P. Pillay and R. Krishnan, "Modelling, simulation, and analysis of Permanent-Magnet motor drivers, Part 2: The brushless DC motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 25, no. 2, pp. 274-279, Mar./Apr. 1989.
- [13] R. Jotten and G. Maeder, "Control method for good dynamic performance induction motor drives based on current and voltage as measured quantities," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 19, no. 3, May/June, 1983.
- [14] R. H. Comstock, "Trends in brushless PM drive and motor technology," *Proc. of MOTOR-CON '86 Conf.*, Oct. 1986.
- [15] R. S. Wallace and D. G. Taylor, "Low-torque-ripple switched reluctance motors for direct-drive robotics," *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, vol. 7, no. 6, pp. 733-742, Dec. 1991.
- [16] S. Ogasawara and H. Akigi, "An approach to position sensorless drive for brushless DC motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 5, pp. 28-33, Sep./Oct. 1991.
- [17] T. Ohtani, N. Takakd, and K. Tanaka, "Vector control of induction motor without shaft encoder," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 1, 1992.
- [18] T. S. Low, T. H. Lee, K. J. Tseng, and K. S. Lock, "Servo performance of a BLDC drive with instantaneous torque control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 2, pp. 455-462, Mar./Apr. 1992.
- [19] Y. R. Kim, S. K. Sul, and M. H. Park, "Speed sensorless vector control of an induction motor using an extended Kalman Filter," In *Conf. Rec. IEEE /IAS Ann. Mtg.*, 1992.

筆者紹介



河仁重

1951年 3月 10日生

1973年 2月 서울대학교 공과대학 전자공학과 (학사)

1980年 10월 서울대학교 대학원 전자공학과 (석사)

1985年 8월 Ph.D. degree in computer, information, and control engineering(CICE) from Univ. of Michigan, Ann Arbor, U.S.A

1973年 4月 ~ 1974年 1월 국방부 과학장교

1974年 2월 ~ 1981年 8월 국방과학연구소 선임연구원

1982年 4월 ~ 1985年 7월 Research Assistant at Center for Research on integration Manufacturing(CRIM), Univ. of Michigan, Ann Arbor, U.S.A

1985년 8월 ~ 1986년 7월 Senior research engineer at General Motors(GM) Research Laboratoris, Warren, MI., U.S.A

1986年 9월 ~ 1990年 9월 서울대학교 공과대학 제어계측공학과 조교수

1990年 10월 ~ 현재 서울대학교 공과대학 제어계측공학과 부교수

주관심분야 : Nonlinear control theory and its applications to industrial systems (electric motors, robots, and missiles), Industrial electronics.