

산업용 유도전동기의 새로운 속도 제어 기술

유 지 윤*

(*고려대 공대 전기공학과 부교수)

1. 서 론

유도 전동기는 기계적 구조가 견고하고 보수 점검 및 유지가 용이하며 가격이 비교적 저렴하다는 등의 잇점을 가지고 있어 종래 산업계에서 직류 전동기가 사용되어 오던 가변속 제어나 서보 제어계에의 응용 또는 대체 경향이 확산되고 있다. 그러나 유도 전동기는 그 특성상의 비선형성 때문에 직류기에 비해 제어 성능이 저하되는 단점을 내포하고 있다. 이와 같은 상황에서 제어 성능의 향상을 목표로 전동기 기술, 전력 변환기술, 제어 기술 및 센서 기술 등의 종합적 기술을 필요로 하는 유도 전동기 제어에 관한 연구는 이들 각 서브 시스템에 관한 이론과 기술의 진보와 함께 유기적인 관계를 유지하며 발전되어 왔다.

유도 전동기의 고성능 고정밀 제어를 위한 연구는 크게 나누어 전동기 자체의 등가회로 모델로부터 유도되는 제반 특성을 이용하여 제어 입력 변수를 결정하여 원하는 제어 목표를 달성하고자 하는 시도와 전동기 제어계를 하나의 시스템 제어적인 관점에서 상태 공간상에서 표현하고 과도시와 정상상태의 전과정에서 고성능 제어를 할 수 있도록 현대 제어 이론의 적용을 통해 제어 입력의 양을 결정하고자 하는 방향으로 진행되어 왔다.

전자의 경우에 해당하는 대표적인 예는 V/F 일정 또는 가변 제어, 슬립 주파수 제어에서부터 70년대 Blaschke, Hasse에 의해 제안되어 최근 폭넓은

응용이 이루어지고 있는 벡터제어 기법 등을 들 수 있다. 벡터 제어는 유도기의 고정자 전류 벡터를 동기속도로 회전하는 기준축상에서 회전자 자속 벡터와 같은 방향을 이루는 자화 전류 성분과 직교하는 토크 전류 성분으로 분류하여 각각 자속과 토크를 제어하게끔 함으로써 타여자 직류기와 같은 제어성을 얻을 수 있는 제어 이론이다[1,2]. 최근들어 벡터제어는 전동기 특성에 대한 면밀한 분석, 제어 방식의 고급화 및 주변 하드웨어의 연구가 활발하며 이로 인한 하드웨어의 간략화, 고신뢰, 고제어성 및 저 가격화와의 기여가 기대된다.[3][30-35]

후자의 경우에 있어서는 종래 산업계 전반에서 폭넓게 사용되어 온 PI 제어 방식이 파라미터 변동이나 부하 외란에 대해 견실성 및 속응성이 결여되는 등의 단점을 가지고 있으므로 고수준의 제어 이론, 즉, 가변 구조 제어, 적응 제어 및 비선형 제어 기법 등의 적용을 통하여 제어계의 성능을 향상시키는 방법에 대한 활발한 연구들이 이루어지고 있다[4-6][30][42][48] 이와 같은 연구들의 성과는 다수 보고되고 있으나 현대계에서 어떠한 방법이 가장 효과적이라고 평가할 수 있는 상태는 아니며 하나의 방법 제시 정도로서 산업응용까지는 다소 시간이 걸릴 것으로 보인다.

제어 성능 향상을 위하여 어떠한 접근 방법을 택하든 실제에 있어 고성능제어 실현에 필수적이고도 궁극적인 요소는 전압 또는 전류 제어기의 특성을 들 수 있다. 최근 들어서는 유도 전동기 벡터 제어

계에 현대 제어 이론의 적용을 시도하는 연구가 주류를 이루고 있으며, 이와 같은 경우에 있어 제어 성능은 전류 제어기의 성능에 크게 좌우된다고 할 수 있다. 유도기 벡터제어 시스템의 전류 제어를 위한 PWM파형 발생법으로서는 주로 램프 비교(ramp-comparison)법이나, 히스테리시스 제어법이 채택되어 왔으나 근년 들어 DSP와 IGBT 스위칭 소자 등의 인버터 요소 기술의 발전에 힘입어 하드웨어의 단순화 도모나 소프트웨어적 파형 발생법의 유연성을 감안하여 공간 전압 벡터 개념에 기초한 소프트웨어적 PWM 패턴 발생법에 대한 연구가 활성화되고 있다.[8-12][26]

따라서, 본고에서는 우선 유도 전동기 제어 성능에 직접적 영향을 미치는 전류 제어에 관해 논하고, 벡터 제어의 하드웨어적 간략화를 위한 센서리스 벡터 제어와 유도 전동기 벡터 제어계에의 적용이 시도되고 있는 현대 제어 이론들의 연구 동향과 문제점에 대하여 개략적으로 기술하고자 한다.

2. 전류 제어 기법

전류 제어에 있어서 기본적으로 요구되는 성능은 과도 상태에 대한 빠른 응답, 정상 상태에서의 작은 전류 맥동(ripple), 최적화 스위칭 패턴 그리고 부하 상태의 변화에 대한 안정화 등을 들 수 있으며 이 절에서는 몇가지 전류 제어 방식의 개략을 설명하였다.

2.1 히스테리시스 제어기[13-19]

이 제어기는 각 상의 전류 오차 크기에 근거하여 전동기에 인가될 전압을 결정하는 일종의 뱅뱅 제어기이다. 그림 2.1에 한 상에 대한 히스테리시스 제어기의 블럭 다이어그램을 보인다. 각 상전류의 오차가 정해진 허용 오차 범위쪽 즉, 히스테리시스 폭내에 있도록 각 상의 전압과 부하 사이의 스위칭 소자의 온, 오프 상태를 제어한다.

히스테리시스 제어기는 구조가 간단하고, 실현이 용이하며, 과도 응답 특성이 우수한 장점이 있다. 그러나, 인버터의 스위칭 주파수가 히스테리시스 폭, 직류 링크 전압, 전동기 정수 및 동작점에 따라 크게 변하는 단점을 지닌다. 특히, 전동기의 역기전력이 적은 저속 영역에서는 영벡터가 인가되

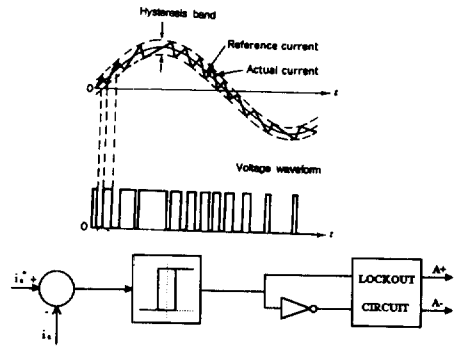


그림 2.1 히스테리시스 제어기의 제어 개념 및 블럭도

지 않고 계속 유효 벡터만 인가되어 스위칭 횟수가 크게 증가하는 리미트 사이클(limit cycle)이 발생하기 쉽다. 따라서, 높은 스위칭 주파수로 인한 소자의 열파괴를 방지하기 위해 히스테리시스 폭을 충분히 크게 설정해야 하는 데, 이것은 정상 상태의 전류 리플을 증가시키는 요인이 된다. 따라서, 히스테리시스 제어기는 스위칭 주파수가 동작점에 따라 크게 변하므로, 대용량 전류 제어기로는 부적합하고, 저가 실현을 위한 고주파 스위칭 인버터 시스템에 적합하다.

2.2 램프 비교 제어기[20][21]

그림 2.2와 같이 기준 전류와 실제 전류의 오차를 변조 함수로 하여 이를 일정 주파수의 삼각파와 비교하여 스위칭 패턴을 결정하게 된다. 이 방식은 삼각파의 반주기마다 한번씩 스위칭이 발생하므로 일정한 스위칭 주파수를 얻을 수 있으며 전류 고조파가 명확히 정의된다. 종래에는 연산 증폭기를 사용하여 하드웨어적으로 구현하는 경우가 많았으나, 근래에는 고속 마이크로프로세서의 도움으로 소프트웨어적으로 처리하는 경우가 많다. 변조지수

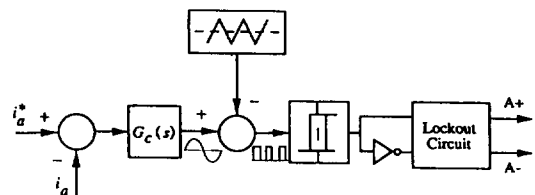


그림 2.2 램프 비교 제어기의 블럭도

(modulation index)가 1이 될 때까지는 출력 전압이 선형적으로 제어되지만, 그 이상에서는 비선형적으로 출력된다. 즉, 직류 링크 전압이 V_{dc} 일 때, 상전압의 기본과 최대치가 $V_{dc}/2$ 까지만 선형 제어되어, 구형파 인버터의 경우의 기본과 최대치의 78.5%로 제한된다. 이를 개선하기 위해 기준 전압에 기본파의 3배수의 고조파를 첨가하여 제어하면 출력 전압을 15.5% 증대시킬 수 있다. 그러나, 과도 상태에서는 기본파의 크기를 정의할 수 없으므로, 정확한 제 3 고조파의 첨가가 어렵게 되어 출력 특성에 제한이 초래된다.

2.3 예측 제어기[22-25]

그림 2.3은 벡터 제어 유도 전동기의 과도시 고정자측 간이 등가 회로이다.[25] 등가 회로로부터 전압 방정식은 다음과 같이 주어진다.

$$v_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + e \quad (2.1)$$

한 샘플링 T_s 동안 역기전력이 일정하다고 가정하고, 현시점의 전류와 다음 단계에 추종해야 할 기준 전류가 주어지면 입력해야 할 기준 전압을 식(2.1)로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_s^*(k) = R_s i_s^*(k) + \sigma \frac{L_s}{T_s} [i_s^*(k+1) - i_s(k)] + e(k) \quad (2.2)$$

이 예측 제어기는 과도 응답 특성이 우수하고, PI 제어기에서처럼 이득 선정의 번거로움이 없는 반면, 전압 결정에 있어 적분 효과를 포함하지 않기 때문에 전동기 정수 변동에 의한 정상 상태 오차를 제거할 수가 없다. 또한 스위칭 주파수가 낮으면, 한 샘플링 동안의 전류 변화의 폭이 크게 되는 중부하 및 고속 운전시에 샘플링 오차에 기인한 전류의 편차가 크게 나타나며, 특

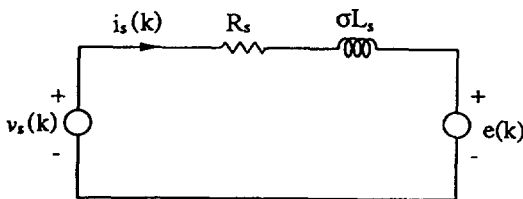


그림 2.3 유도 전동기 과도 등가 회로

히 고속 운전시에는 위상 지연으로 나타날 수도 있다. 또 과도 상태시 제어 전압이 포화되기 쉽다.

한편, 예측 제어기는 전압 변조법에 있어 램프 비교법보다 넓은 선형 제어 영역을 갖는 공간 전압 벡터법을 사용하기 때문에, 고속에서의 전류 제어가 보다 용이하다.

2.4 공간 벡터 변조 기법[26-29]

3상 교류 전압을 복소 평면상에 크기와 위상을 가진 벡터로 표시하면, 3상 인버터의 출력 전압은 그림 2.4에 보인바와 같이 벡터적으로 영벡터 2개와 각 전압 벡터 6개로 표현가능하며, 형태적으로는 정육각형을 형성한다. 또한 이 8개의 전압 벡터를 이용하여 PWM을 행하면, 임의의 전압 벡터는 평균적인 의미에서 정육각형 내부의 임의의 위치에 놓일 것이다. 즉 출력하고자 하는 전압 벡터는 인접한 삼각형의 두 변에 해당하는 전압벡터로부터 지령 전압을 합성할 수 있다. 또 두 전압벡터의 인가 시간(T_1, T_2)의 합이 샘플링 시간 T_s 보다 작으면 나머지 시간만큼 영벡터를 인가한다. 한 샘플링 구간동안 $V^*(k)$ 를 형성하는 인가전압 순차는 여러 가지가 있으나 영벡터를 맨 앞쪽과 맨 뒤쪽에 나누어 인가하고, 인버터의 각 상이 한번씩 스위칭하도록 벡터를 대칭적으로 인가하는 것이 출력의 고조파 성분을 최소화 할 수 있다.

또한, 과변조시에는 $T_1 + T_2 > T_s$ 로 되므로 한 샘플링 구간 안에 정확한 출력 전압을 생성할 수 있으므로 영벡터를 인가하지 않고 유효 벡터 2개

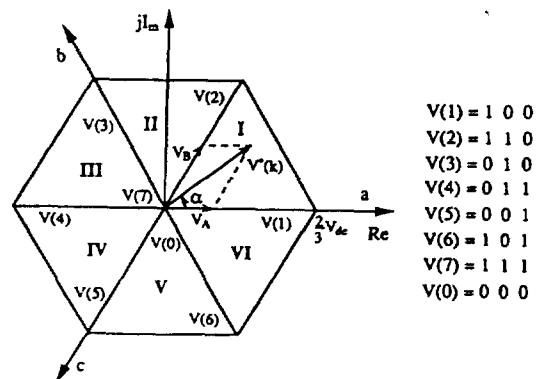


그림 2.4 공간 전압 벡터의 표시

만 인가한다.

이 방식은 선형 제어 가능 전압이 높고 출력 전압의 고조파 함유율이 적으며 과도 상태에서 빠른 응답을 얻을 수 있고, PWM 과형 발생시 연산 과정이 복잡하다는 단점이 있으나 최근 고속 연산이 가능한 DSP를 사용하여 디지털 제어기를 구성하면 매우 효과적인 방식이다.

3. 속도 제어 알고리즘

이 절에서는 유도 전동기에 적용가능한 현대 제어 기법중 최근 활발한 연구가 진행되고 있는 속도 센서리스 벡터 제어와 다양한 현대 제어 이론중에서도 유도기에의 적용이 주목을 받고 있는 가변 구조 제어 기법, 퍼지 논리 제어 기법, 비선형 제어 기법을 소개한다.

· 속도 센서리스 벡터 제어 기법[30-35]

속도 검출기를 갖는 종래의 벡터 제어는 공작 기계의 스펨들 드라이브와 같이 고속 운전이 요구되는 경우에는 검출기와 전동기의 커플링에 특별한 주의가 요구되며 일반적으로는 전동기 측에 검출기가 부착됨으로 해서 전동기 사용상의 제약이 발생되고 속도 검출기의 정밀도에 비례하여 전동기의 가격 상승을 유발하는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위하여 센서리스 벡터 제어 기법에 대해 활발한 연구가 진행되어 오고 있으나 유도 전동기 고유의 전기적 특성에 비선형 요소가 존재하고 특히 농형 유도 전동기의 경우 회전자 축의 시변 변수들에 대한 실측이 용이하지 않으므로 어려움이 따른다. 다행히도 최근 들어 첨단 제어 이론들의 적용과 함께 고속 프로세서를 사용하여 센서리스 벡터 제어에 대한 실용화 가능성을 점차 높게 하는 연구 성과들이 보고되고 있다. 센서리스 벡터 제어 방식에 있어서는 V/F 일정 제어의 원리적 응용으로부터 유도 전동기 속도를 추정하는 방식, 회전자 자속의 크기가 일정하게 제어된다는 가정하에서 회전자의 속도를 출력 토크와 EMF를 측정하여 속도를 추정하는 방식, 및 회전자 자속 관측기를 사용하여 정확한 회전자 자속 관측을 행하고 측정되는 고정자 전류와 결합하여 전동기의 속도를 추정하는 방식들을 들 수 있다.

위에서 열거한 센서리스 벡터 제어 방식들 중 에서 첫번째 및 두번째 방식은 과도 상태와 부하 변동에 따르는 오차가 크게 발생되기 때문에 현재는 세번째 방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 본 방식에 있어서는 유도 전동기의 속도를 전동기 모델내에서 시변하는 파라미터로 취급하고 자기 동조 기법이나 모델 추정기법에 의해 속도 변수를 추정한다.

모델 추정기법을 이용하여 유도 전동기의 속도 추정을 하는 경우 필수적으로 전동기 회전자 자속에 대한 정확한 정보를 필요로 하고 일반적으로 자속 관측기를 이용하여 자속을 관측한다. 이때 회전자 자속의 관측에 이용되는 특성식은 다음과 같다. 이때 사용되는 변수 및 상수들은 관례에 따른다.

$$p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \frac{L_2}{M} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} (R_1 + \sigma L_1 p) & 0 \\ 0 & (R_1 + \sigma L_1 p) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$p \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \end{bmatrix} + \frac{M}{T_2} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2)$$

$L_{1,2}$: stator, rotor self-inductance

R_1 : stator resistance

λ, i, v : rotor flux, stator current, stator voltage

σ : motor leakage coefficient

M : mutual inductance

T_2 : rotor time constant

p : d/dt

ω_r : rotor electrical angular velocity

여기서 식(1)을 기준 모델(reference model)로 하고 식(2)를 조정 모델(adjustable model)로 하여 기준 모델과 조정 모델의 차이를 유도하면 식(3)과 같다. 식(3)으로부터 전동기 모델에서 변수로 가정한 전동기 속도(ω_r)를 추정($\hat{\omega}_r$)한다.

$$p \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & -\omega_r \\ \omega_r & -1/T_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_d \\ \varepsilon_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\hat{\lambda}_q \\ \hat{\lambda}_d \end{bmatrix} (\omega_r - \hat{\omega}_r)$$

$$p[\varepsilon] = [A][\varepsilon] - [W] \quad (3)$$

$\hat{\lambda}_{d,q}$: 관측된 자속, $\hat{\omega}_r$: 추정 속도, $\varepsilon_{d,q}$: $\lambda_{d,q} - \hat{\lambda}_{d,q}$

Popov의 초안정도 조건을 고려하여 전동기 속도

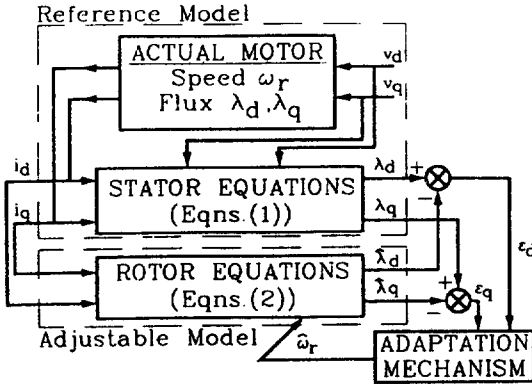


그림 3.1 속도 추정을 위한 모델 추정 기법의 구조

를 추정하면 추정 속도는 식(4)로 표현된다.

$$\hat{\omega}_r = \psi_2(|\epsilon|) + \int_0^t \psi_1(|\epsilon|) dt \quad (4)$$

$$\psi_2 = K_2(\epsilon_d \hat{\lambda}_d - \epsilon_q \hat{\lambda}_q) = K_2(\lambda_q \hat{\lambda}_d - \lambda_d \hat{\lambda}_q)$$

$$\psi_1 = K_1(\epsilon_d \hat{\lambda}_d - \epsilon_q \hat{\lambda}_q) = K_1(\lambda_q \hat{\lambda}_d - \lambda_d \hat{\lambda}_q)$$

K_1, K_2 : adaptation mechanism gain constants

그림 3.1은 상술한 모델 추정 기법을 이용한 속도 추정에 대한 블록선도를 나타낸다.

· 가변 구조 제어 기법[36-40]

강인성을 고려한 비선형 제어 방식으로서 가변 구조계(VSS: Variable Structure System)의 이론을 이용한 슬라이딩 모드(sliding mode) 제어 방식이 최근 주목을 받고 있으며 실제 전동기 속도 및 위치 제어 시스템에 적용한 논문이 다수 발표되고 있다.

특히, 인버터 및 유도기 시스템과 같은 비선형 시스템을 AC서보화 하기 위한 한 방법으로서 적응 메커니즘의 안정도를 보증하고 불연속 제어 입력에 그 기반을 둔 가변 구조계 이론의 적용이 각광을 받고 있다.

이 이론은 제어 대상의 상태에 따라서 제어기 이득을 스위칭 시켜 상태 공간상에 설정한 스위칭 평면(Switching hypersurface) 근방에 상태를 구속하면서 목표값에 도달시키는 제어 방식인데, 상태 궤적이 이 평면상으로 향하도록 제어 입력이 주어 진다면 이 때의 시스템 동작은 설정된 스위칭 평면에 전적으로 지배되므로 원래의 시스템과는 무관하

게 되며 파라미터 변동이나 시스템의 비선형성, 그리고 제어 입력의 영역내로 한정되 외란에 거의 둔감한 특성을 갖는다.

그러나 이러한 가변구조 제어시스템의 문제점은 도달시간(Reaching Phase)동안의 강인성이 상실되어 가변구조계의 장점을 얻을 수 없게 되므로 이 시간을 가능한 한 줄이거나 없앨 필요가 있다. 이를 위한 연구로서 최근 비선형 슬라이딩 커브나 시변 슬라이딩 라인등과 같은 새로운 스위칭 평면이 제시되어 실 시스템에의 적용이 확대되고 있다. 또한, 불연속 제어입력에 기인한 채터링이 문제가 되는데 이 현상은 한정된 샘플링 시간과 제어기의 시간 지연 때문에 더욱 고조될 수 있으므로 시스템 성능을 저하시키고 토크 맥동을 일으키는 원인이 되므로 구동계에 나쁜 영향을 미친다. 따라서 주변 하드웨어를 극소화시키고 제어기의 샘플링 시간이 아주 빠를 경우 부하나 비선형성과 같은 외란에 대해 강인한 제어 성능과 안정된 슬라이딩 모드를 얻을 수 있으므로 실제의 가변구조 제어시스템 구현시 계산 시간 단축이 요구된다.

· 퍼지 논리 제어 기법[41-47]

퍼지 논리 제어 기법은 1965년 Zadeh에 의해 개발된 퍼지 이론의 중요한 응용 분야로서 숙련된 시스템 오퍼레이터의 경험적 제어 기법을 연구하여 그것을 자동제어에 응용한 현실 감각이 뛰어난 제어 기법이다. 복잡한 비선형 시스템의 제어에 있어서 대부분의 경우는 복잡한 해석적 기법으로 제어하는 것보다는 경험이 풍부한 오퍼레이터가 더 효과적으로 제어할 수 있다. 퍼지 논리 제어 기법은 시스템 오퍼레이터의 언어적으로 표현될 수 있는 경험적 제어 규칙을 정량적으로 변환하여 직접적으로 제어에 적용하는 방식이다. 퍼지 논리 제어 기법은 Mamdani에 의해 증기기관 제어에 도입된 이래 수학적 모델링이 불가능한 미지 시스템 및 복잡한 시스템의 제어에 유용하게 적용된 바 있으며 최근에는 원천적인 견실성과 속용성으로 인해 많은 산업 공정 및 서보 시스템 제어에의 적용이 활발히 추진되고 있다.

퍼지 논리 제어 기법의 기본 구성 요소는 언어적 제어 규칙과 추론 엔진(Inference Engine) 및 이를 실현하기 위한 퍼지 알고리즘이다. 이 중 제어

규칙과 퍼지 알고리즘에 사용되는 귀속 함수(Membership Function)는 제어기의 성능을 좌우하는 가장 중요한 요소이지만, 현재까지의 연구 결과에 의하면 가장 적합한 제어 규칙 및 귀속 함수는 전문가의 지식으로부터 시행 착오를 거쳐서 결정하게 된다. 그런데, 전동기의 동특성 및 여러 가지 제어특성에 관한 지식은 현재까지 상당히 많이 축적되어 있기 때문에 전동기 고성능 속도 제어를 실현하기 위해 복잡한 수학적 모델링 과정이 불필요한 퍼지 논리 제어 기법의 적용은 대단히 매력적인 일이 될 것이다.

· 비선형 제어 기법[48-51]

로봇및 항공기와 같은 복잡한 비선형 시스템을 제어하기 위해서는 엄격한 제한 요소가 요구되므로 고도의 제어 기법의 개발이 필요하다. 이에 지난 수년간 복잡한 비선형 시스템을 제어하기 위한 방법으로 미분 기하학적인 제어 이론을 이용한 궤환 선형화 기법이 주목을 받아 왔다. 궤환 선형화 기법은 비선형 좌표 변환과 비선형 궤환을 이용하여 시스템의 비선형성을 제거함으로써 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환하여 이에 선형 제어 이론을 적용하는 것을 뜻하여, 이에 출력 함수를 고려하지 않고 전 상태 방정식을 선형화 하는 상태 공간 선형화(State-space Linearization)과 입출력 관계를 선형적으로 되게 하는 입출력 선형화(Input-output Linearization)가 있다. 이러한 궤환 선형화 기법은 동작점에서 Taylor 급수 전개하여 고차항을 무시하는 기존의 선형 근사화(Linearization Approximation)기법과는 달리 비선형 시스템을 동작점에 관계없이 균일하게 원하는 선형 과도 응답을 갖도록 제어할 수 있는 장점을 가지고 있다. 유도 전동기의 경우도 비선형 동특성을 가지고 있어 고성능 제어를 실현하기 위해서는 자기포화나 자기저항 변화와 같은 비선형요소의 영향을 고려하여 전동기의 자속과 인버터로 공급되는 전류를 제한된 값으로 유지하면서 주어진 궤적을 따라 전동기의 출력 토크를 전달하도록 제어 시스템을 구성하여야 한다. 그러나 유도 전동기 속도 제어 시스템에 비선형 제어 이론을 적용하기 위해서는 기본적으로 모델의 동특성을 정확히 알고 있다고 가정해야 한다. 이는 현실적으로 상당히 어려운 일이므로 결국 비선형 제어 시스템에 대한 건실성 문제가 대두된다.

4. 결 론

지금까지 산업용 유도 전동기의 속도 제어에 필요한 전류 제어기법과 센서리스 벡터 제어, 벡터 제어기에 실험 적용되고 있는 몇 종류의 현대 제어 이론에 대한 기본개념과 동향을 살펴보았다. 인버터 성능과 밀접한 관계가 있는 스위칭 디바이스 기술과 집적 기술의 발전은 전력 변환기술을 가속화시켜 센서 없는 속도제어 실현도 머지 않아 이루어지리라 생각한다. 특히 최근에는 차세대 전력용 스위칭 디바이스인, 게이트 회로 및 보호기능 회로를 집적화시킨 IPM(Intelligent Power Module) [26]이 등장하여 고속 스위칭(20kHz) 및 고신뢰성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라, DSP(Digital Signal Processor)[27]와 같은 요소 기술이 지속적으로 발전되고 있어 제어성능이 우수한 현대 제어이론의 실제 계통에의 적용 또한 가능하며, 현재보다 훨씬 광범위한 분야에 유도 전동기 속도 제어 기술을 응용할 수 있으리라 기대된다.

참 고 문 헌

- [1] Bimal K.Bose, "Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines." IEEE Trans. 2nd Electron, vol. 35, no.1, pp. 160-177.
- [2] B.K Bose, "Adjustable speed, AC drives- A technology status review", proc IEEE, vol. 70, pp. 116-135
- [3] Yochi Hori, "Speed sensorless field orientation control of the induction machine", IEEE IAS, pp. 385-391, 1991.
- [4] V. I. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes", IEEE Trans. Contr., vol. AC-22, no. 2, pp. 212-222, 1977.
- [5] U. Itkis, Control Systems of Variable Structure, John Wiley & Sons, New York, 1976.
- [6] V. I. Utkin, "Variable structure systems : present and future", Automat. Rem. contr., vol. 44, no. 9, pp. 1105-1120, 1983.
- [7] B. K. Bose, "Sliding mode control of in-

- duction motor”, IEEE IAS Conf. Rec., pp. 479-486, 1985.
- [8] B. K. Bose, Power Electronics and Ac Drivers, Prentice-Hall, 1987.
- [9] V. I. Utkin, “Equations of the Slipping regime in discontinuous Systems”, Automat. Rem. Contr., vol. 32, no. 12, pp. 1897-1907, 1971.
- [10] Hoang LE-Huy, “An Adaptive Current Control Scheme for PWM Synchronous Motor Drive”, IEEE Trans, Power ELEC vol. 4, no. 4, pp.486-495.
- [11] V.Gosbell and P.Dalton, “Current control of induction motors at low speeds”, IEE-E/IAS
- [12] A.Nabae, S.Ogasawara, and H.Akagi, “A novel control scheme of current-controlled PWM inverters”, IEEE/IAS 1985 Annual Meeting Conf., pp.437-478.
- [13] S. Salama and S. Lennon, “Overshoot and Limit Cycle Free Current Control Method for PWM Inverters”, EPE Proc., Firenze, vol. 3, pp. 247-251, 1991.
- [14] L. Malesani and P. Tenti, “A Novel hysteresis Control Method for Current-Controlled VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency”, IEEE IAS Conf. Rec., pp. 851~855 1987.
- [15] A.B.Plunkett, “A Current-Controll PWM Transistor Inverter Drive”, in Conf. Rec. 1979 14th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp.785-792.
- [16] S.C.Peak and A.B.Plunkett, “Transistorized PWM Inverter Induction Motor drive System”, in Conf. Rec. 1982 17th Annu. Meet. IEEE Ind. Appl. Soc., pp. 892-898.
- [17] B.K.Bose, “An Adaptive Hysteresis-band Current Control Technique of a Voltage-fed PWM Inverter for Machine Drive System”, IECON’88, pp. 684-690, 1988.
- [18] L.Malesani and P.Tenti, “A Novel Hysteresis Control Method for Current-controlled Voltage-source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency”, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-26, no. 1, pp. 88-92, 1990.
- [19] G. Pfaff, A.Weschta and A.Wick, “Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo-drive”, Conf. Rec. of IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 692-697, 1983.
- [20] S. Meshkat and E. K. Persson, “Optimum Current Vector Control of a Brushless Servo Amplier Using Microprocessors”, IEEE IAS Conf. Rec., pp. 451-457, 1984.
- [21] A.Schonung and H.Stemmler, “Static Frequency Changers with ‘Subharmonic’ Control in Conjunction with Reversible Variable-speed AC Drives”, Brown Boveri Rev., pp. 555-577, Aug./Sept. 1964.
- [22] H. Kohlmeier, O. Niermeyer, and D. Shröder, “High Dynamic Four-Quadrant AC-Motor Drive eith Improved Power-Factor and On line Optimized Pulse Pattern with PROMC”, IAS Conf. Rec., pp. 1081-1086, 1985.
- [23] A. J. Polmann, “Software Pulsewith Modulation for μP Control of AC-Drives”, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol IA-22, no. 4, pp. 691-696, 1988.
- [24] I.Takahashi, “A Flywheel Energy Storage System having Harmonic Power Compensation”, Univ. of Wisconsin, Madison, WEMPEC Res. Rep. 82-3, June 1982.
- [25] J.Holtz and S.Stadfeld, “A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source”, in Conf. Rec. 1983 Annu. Meet. Int. Power Electronics Conf., pp. 1665-1675.
- [26] H. W. Van der Broeck and H. C. Sku-

- dely, "Analysis and Realization of a Pulse With Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans on Ind. Appl., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1988.
- [27] T. G. Habetler, "A Space Vector-based Rectifier Regulator for AC/DC/AC Converters", EPE Proc., Firenze, vol. 2, pp. 107-107, 1991.
- [28] Marian P. Kazmierkowski, "Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM-Inverters", IEEE Trans, on Power ELEC, vol. 6, no. 1, 1991, pp. 158-166.
- [29] Horst. Grotstollen, "Line Voltage Modulation a New Possibility of PWM for Three Phase Inverters", IEEE/IAS, 1993, pp.567-574.
- [30] C. Schauder, "Adaptive Speed Identification for Vector control of Induction Motors without rotational transducers", IEEE IAS, pp. 493-499, 1989.
- [31] P. Vas, Vector control of AC machines, 1992.
- [32] F. Harashima et. al., "High Performance Torque Control of Induction Motor by Speed Sensorless vector Control", KACC, pp. 1410-1414, 1990.
- [33] S. Sangwongwanich and S. Okuma, "A Unified Approach to Speed and Parameter Identification of Induction Motor", IECON, pp. 712-715, 1991.
- [34] H. Tajima and Y. Hori, "Speed Sensorless Field Orientation control of the Induction Machine", IAS, pp. e85-391, 1991.
- [35] S. Sangwongwanich, "Generalized Controllers for Induction Motor Drive System", PCC-Yokohama, pp. 450-455, 1993.
- [36] V. I. Utkin, Sliding Mode and Their Application in Variable Structure System, Moscow, Soviet Union, MIR Publishers, 1978.
- [37] U. Itkis, Control Systems of Variable Structure, Wiley, 1976.
- [38] 催重曠, 가변 구조 제어 이론의 확장 및 그 응용에 관한 연구, 고려대학교 대학원.
- [39] A. Sabanovic and D. B. Izozimov, "Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Trans. Ind. Appl., vol IA-17, no. 1, pp. 41-49, 1981.
- [40] J. Zhang and T. H. Barton, "Robust control of an induction machine drive with optimal sliding mode approach", IECON, pp. 49-59, 1992.
- [41] E. H. Mamdani and S. Assilian, "An Experiment in Linguistic Synthesis with a Fuzzy Logic Controller", Int. J. Man Mach. Studies, vol. 7, pp. 1~3, 1974.
- [42] L. A. Zadeh. "Fuzzy Sets", Inform. Contr., vol. 7, pp. 338-357, 1965.
- [43] Kioshi, "Robust Temperature Control of Thermostatic Oven based on Adaptive and Fuzzy Algorithm", IEEE, 1989.
- [44] P. J. King and E. H. Mamdani, "The Application of Fuzzy Control Systems to Industrial Processes", Automatica, vol. 13, pp. 235-242, 1976.
- [45] Y. F. Li and C. C. Lau, "Development of Fuzzy Algorithms for Servo Systems", IEEE International Conference on Robotics and Automation, pp. 65-72, 1989.
- [46] E. Cerruto et. al., "Adaptive fuzzy control of high performance motion systems", IECON, pp. 88-94, 1992.
- [47] H. De Azevedo and K. Wong, "A Fuzzy Logic Controller for Permanent Magnet Synchronous Machine", APEC, pp. 122-127, 1993.
- [48] C. I. Byrnes and A. Isidori, "Global Feedback Stabilization of Nonlinear Systems", Proc. Conf. on DCD, pp. 1031-1037, 1985.
- [49] A. Isidori, Nonlinear Control Systems, Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, 1989.
- [50] N. Hemati and M. C. Liu, "Nonlinear Tracking Control of BLDC Motors for

High Performance Applications”, IEEE, CDC, Tampa, FL., 1989.

- [51] C.Chong et.al., “Nonlinear Decoupling Control and Exact Linearization of Induction Motor Drives Using Microprocessor”, IECON, pp. 707-711, 1991.
- [52] E. R. Motto, J. F. Donlon, “A New Generation of Intelligent Power Devices for Motor Drive Applications”, IEEE IAS Annual Meeting, pp. 1332-1338. 1993.
- [53] Texas Instrument, “TMS3203x User’s Guide,” 1991.
- [54] D.M.Brod and D.W.Novotny, “Current Control of VSI-PWM Inverters”, IEEE

Trans. Ind. Appl., vol. IA-21, no. 4, PP. 562-570, May/June 1985.



유지윤(柳志潤)

1955년 2월 25일생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동대학원 졸업. 1987년 일본 와세다대학 대학원 졸업(공학). 1987~90년 창원대 공대 전기공학과 조교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 부교수. 주관심분야: 유도전동기 서보 제어, 인버터 설계 해석 및 제어에 관한 연구.