

# 산업용 인버터의 제어

설 승 기

(서울대 전기컴퓨터공학부 교수)

## 1. 서 론

전동기 구동 시스템은 가전기기, 산업용 기기에서 기계적 출력을 얻는 가장 기본적인 요소로 자리잡고 있다. 역사적으로 초기에는 직류 전동기가 제어의 편의성으로 인하여 가변속, 가변 토크로 제어가 필요한 곳에 널리 쓰여졌으나 현재는 전력전자 기술과 자성재료(Magnetic Material)의 발전으로 유도전동기 또는 영구 자석 교류 전동기가 폭 넓게 활용되고 있다. 교류 전동기를 가변속, 가변 토크로 제어하기 위해서는 주파수 변환장치(인버터-Inverter)가 필수적이다. 초기의 인버터는 다이리스터(Thyristor)를 사용하여 단순히 직류 전원을 교류 전원으로 바꾸는 역할을 수행하는 장치에 불과하였으나 현재에는 전력용 반도체(Power Semiconductor), 전자회로(Micro-Electronics)와 관련 제어 기술의 발전에 따라 순시적으로 전동기에 인가되는 전압 또는 전류의 크기와 위상(Phase)을 제어할 수 있게 되었다. 현재 통상의 범용 인버터(General Purpose Inverter)는 더 이상 첨단 기술의 문제가 아니라 판매 가격이 문제가 되는 일상품(Commodity)으로 바뀌었다. 그러나 아직 많은 응용 분야에서 특별한 제어 성능이 요구되는 인버터가 필요하고 이와 관련해서 꾸준한 기술 발전이 계속되고 있다. 이 글에서는 인버터를 이용한 전동기 제어 기술에 관하여 주요한 기술 및 기술 발전 동향에 대해 살펴본다.

## 2. PWM 방법

직류로부터 가변전압 가변 주파수(Variable Voltage and Variable Frequency-VVVF)의 교류를 얻는 가장 기본적인 방법은 펄스폭 변조(Pulse Width Modulation-PWM)이다. PWM에는 여러 방법이 있으나 현재로 가장 흔히 쓰이는 PWM 방법은 공간 벡터(Space Vector) 변조방법-SVPWM-이다. 이 방법은 인버터의 삼상 출력 기준전압을 다음과 같은

식으로 표현한 후 이를 인버터의 스위칭에 의해 시간 평균(Time Average)의 개념으로 구현하는 것이다<sup>[1,2]</sup>.

$$V_{adcs}^* = \frac{2}{3}(V_{as}^* + aV_{bs}^* + a^2V_{cs}^*)$$

여기서,  $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$  이다<sup>[3,4]</sup>.

전통적인 SVPWM의 구현방법은 매우 복잡하다. 그러나 아래 그림과 같은 전압 오프셋(Offset)방법을 이용하면 간단한 삼각파(Triangular Wave) PWM기법으로 SVPWM을 손쉽게 구현할 수 있다. 그림 1의 방법에서 오프셋 전압( $V_{sn}^*$ )을 변경함으로써 3상 대칭 PWM(연속 PWM), 2상 대칭 PWM(불연속 PWM)등의 다양한 PWM 방법을 순시적으로 구현할 수 있다<sup>[5,6]</sup>.

또한 그림 1에서처럼 삼각파와 비교되는 극전압(Pole Voltage  $V_{an}^*$ ,  $V_{bn}^*$ ,  $V_{cn}^*$ )을 삼각파의 크기( $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ )로 제한할 경우 그 성능이 가장 우수하다고 알려져 있는 과변조(Overmodulation)방법-제어기가 요구하는 전압을 전압 제한 육각형의 변(Side of Hexagon) 상의 가장 가까운 점으로 이동이 자동적으로 구현되는 특징이 있다<sup>[5,7]</sup>.

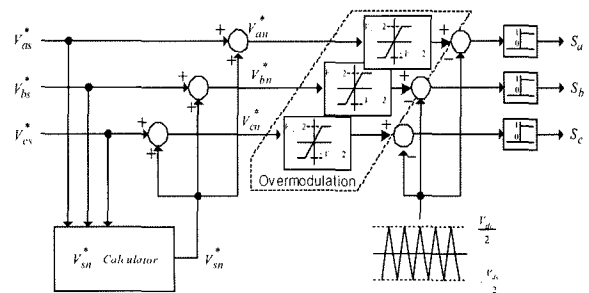


그림 1. 오프셋 전압을 이용하는 PWM방법과 과변조 기법

### 3. 벡터제어 기술

벡터제어는 교류 전동기의 순시 토크 제어를 가능하게 한다. 이 경우 토크분 전류와 자속(Flux)분 전류를 각각 독립적으로 전동기 자속에 기준(Orientation)하여 제어하여야 한다. 이러한 제어에 있어 가장 중요한 정보는 전동기 자속의 크기와 위치이다. 이를 위해서 유도전동기의 경우 간접적으로 회전자 자속(Rotor Flux)의 크기와 위치를 제어하는 간접(Indirect) 벡터 제어 방식이 있으나 현재에는 그림 2와 같이 직접 자속의 위치 및 크기를 추정(Estimation)하고 이에 기준하여 전류를 제어하는 방식이 널리 사용되고 있다. 여타의 교류 전동기에도 이와 유사하게 추정, 또는 측정된 회전자 자속의 위치 및 크기에 기준하여 제어하는 방법이 널리 쓰이고 있다<sup>[8,9]</sup>.

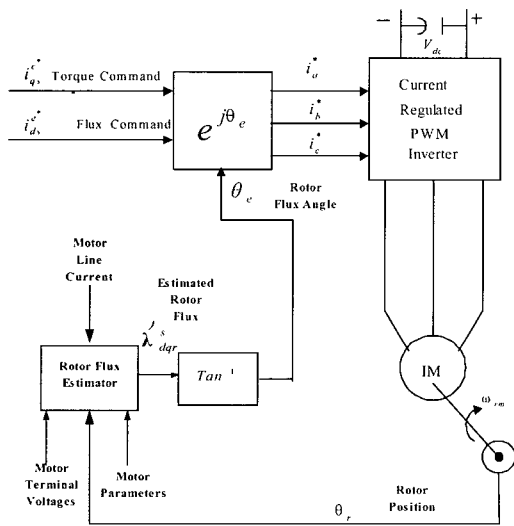


그림 2. 추정된 회전자 자속에 기준한 유도전동기 벡터제어

자속 추정 방법에는 여러가지 방법이 있으나 전동기 회전 속도가 저속인 경우에는 전동기 단자 전압 옵셋, 측정 잡음, 고정자 저항(Stator Resistance) 값의 변동에 강인한 전류 모델에 기인한 추정 방법을 사용하고 중,고속 회전의 경우에는 전동기 회전자 저항, 내부 인덕턴스값의 변동에 강인한 전압 모델에 기인한 추정법을 사용하는 것이 가장 우수한 자속 추정특성을 가진다고 알려져 있다<sup>[10]</sup>. 특히 이 경우 두 모델의 추정법이 절환(Transition)하는 영역에서 특성이 좋지 못한 경우가 있는데 이를 개선하기 위하여 위상 오차를 보정하면 그림 3과 같은 유도전동기의 회전자 자속 추정기를 얻을 수 있다<sup>[11]</sup>. 영구자석 전동기의 경우 회전자의 절대 위치(Absolute Position)를 측정할 경우 자속의 위치를 직접 알 수 있고 자속의 크기는 영구자석에 의해 결정되므로 별도의 자속 추정기가 필요없다. 또한 동기 릴럭턴스(Synchronous Reluctance) 전동기의 경우 회전자의 위치를 알 경우 토크는 자속축과 토크 축 인덕턴스의 차이와 각 축상의 전류의 곱에 의해 결정되므로 전류에 대한 인덕턴스의 변화만 알고 있으면 별도의 자속 추정기가 필요하지 않다.

### 4. 센서리스(Sensorless) 제어

교류 전동기의 벡터제어를 위해서는 전동기의 속도 또는 회전자의 위치를 측정하기 위한 측정 장치(센서-Sensor)가 필수적이다. 이러한 센서는 교류 전동기 적용에 제한을 가하게 되어 교류 전동기 벡터제어의 광범위한 적용에 있어 지난 30여년간 큰 단점으로 지적되어 왔다. 그러나 최근 10여년간 디지털 신호처리 기술과 관련 제어이론의 발달로 인하여 여러 센서 없는 제어(Sensorless Control)기법이 개발되어 많은 방법들이 실제 산업전반에 걸쳐 사용되고 있다. 가장 보편적으로 사용되는 유도전동기의 센서리스 제어 기법은 아래와 같은 상태 관측기(State Observer)를 이용하는 방법이다.

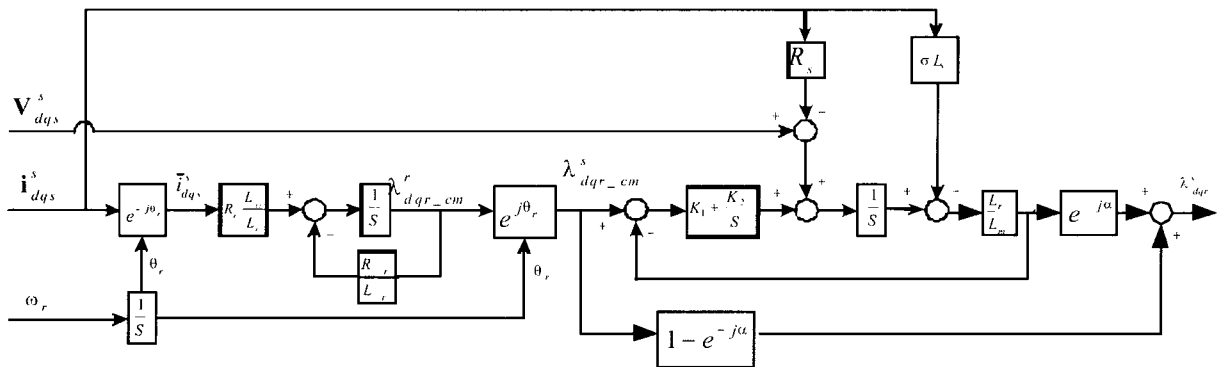


그림 3. 위상오차를 보정한 유도전동기 회전자 자속 추정기

4.1 상태 관측기를 이용하는 방법 : 유도전동기<sup>(12)</sup>

상태관측기를 이용하여 다음과 같은 과정을 통하여 회전자 자속  $\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$  를 추정할 수 있으면 이를 기준으로 앞에서 언급한 직접 벡터 제어 방법을 구현할 수 있고 또한 회전자의 회전속도,  $\omega_r$  도 아래와 같은 적응 법칙(Adaptation Law)에 의해 손쉽게 구할 수 있다. 그러나 이러한 방법에 의한 제어방법은 기존의 여타 방법에 비해 비교적 우수한 제어특성을 제공하나 다른 모든 센서리스제어 방법과 마찬가지로 전동기 인가 주파수가 정격 주파수의 2%이내 일 때는 제어가 불가능하다. 유도전동기의 자속 추정 방정식은 정지좌표계(Stationary Reference d-q Frame)에서의 고정자 전류와 회전자 자속을 상태(State)로 할 때 아래와 같다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s \\ \hat{i}_{qs}^s \\ \hat{\lambda}_{ds}^s \\ \hat{\lambda}_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{r11} & 0 & a_{r12} & -\hat{a}_{i12} \\ 0 & a_{r11} & \hat{a}_{i12} & a_{r12} \\ a_{r21} & 0 & a_{r22} & -\hat{a}_{i22} \\ 0 & a_{r12} & \hat{a}_{i22} & a_{r22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s \\ \hat{i}_{qs}^s \\ \hat{\lambda}_{dr}^s \\ \hat{\lambda}_{qr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds}^s \\ V_{qs}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \\ g_3 & -g_4 \\ g_4 & g_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds}^s \\ \hat{i}_{qs}^s \\ -i_{ds}^s \\ -i_{qs}^s \end{bmatrix}$$

여기서

$$a_{r11} = -\left\{ \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma \tau_r} \right\},$$

$$a_{r12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \frac{1}{\tau_r} = \frac{1}{c} \cdot \frac{1}{\tau_r},$$

$$a_{i12} = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_r = -\frac{1}{c} \omega_r,$$

$$a_{r21} = \frac{L_m}{\tau_r},$$

$$a_{r22} = -\frac{1}{\tau_r},$$

$$a_{i22} = \omega_r,$$

$b_1 = \frac{1}{\sigma L_s}$  이며 속도 추정식은 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr}^s - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}^s) + K_i \int (e_{ids} \hat{\lambda}_{qr}^s - e_{iqs} \hat{\lambda}_{dr}^s) dt$$

여기서 이득 행렬  $G$ 의 요소는 다음과 같이 결정될 수 있다.

$$g_1 = (k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_2 = (k-1)\hat{a}_{i22}$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - cg_1$$

$$= (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k-1)(a_{r11} + a_{r22})$$

$$g_4 = -cg_2 = -c(k-1)\hat{a}_{i22}$$

여기서  $k$ 는 관측기 이득을 전동기 극점(Pole)과 비례하게 결정하는 비례 상수이다.

4.2 자속 축 전류제어 오차에 의한 센서리스 제어 : 표면 부착형 영구자석 동기 전동기

아래 그림은 표면 부착형 영구자석 전동기의 센서리스 제어의 한 예이다. 만약 기동 토크와 저속 제어 특성이 크게 요구되지 않는 경우라면 자속축의 전류 제어 오차를 이용하여 영구자석에 의한 자속의 위치를 추정할 수 있다. 이 방법 역시 저속 및 정지 속도에서는 제어가 불가능하므로 별도의 기동 및 저속 제어 방법이 필요하다.

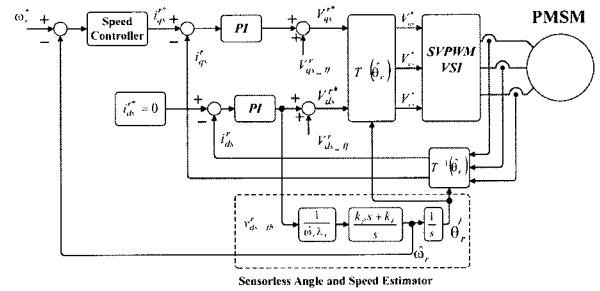


그림 5. 자속축의 전류 제어 오차를 이용하는 표면 부착형 동기 전동기의 센서리스 제어

4.3 고주파 주입법

저속 또는 정지 속도에서 센서리스 제어를 가능하게 하기 위하여 아래 그림과 같이 추정 자속 축에 수백Hz의 고주파를 인가하고 이를 통하여 전동기 자속의 위치를 추정하는 방법이 제안되어 실용화 되고 있다<sup>(13,14,15)</sup>.

그림 7은 이러한 방법을 이용하여 유도전동기를 제어함으로써 얻은 실험 결과<sup>(16)</sup>이고 그림 8은 표면 부착형 영구자석 전동기에 대한 실험 결과<sup>(17)</sup>이다. 두 그림에서 알 수 있듯이 고주파 신호를 주입함으로써 극저속 또는 정지속도에서 토크 제어가 가능하다.

5. 전동기 제정수(Parameters)의 추정<sup>(18)</sup>

인버터를 이용하여 교류전동기를 제어할 경우 인버터 내부의 각종 제어기의 이득(Gain), 제한값(Limiting Value), 기

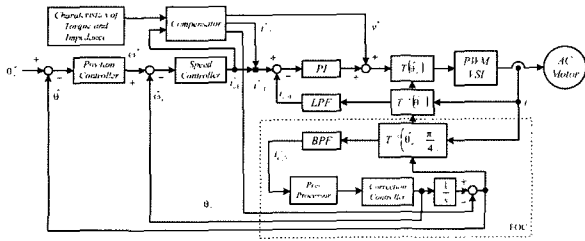


그림 6. 고주파 주입에 의한 교류 전동기의 센서리스 제어

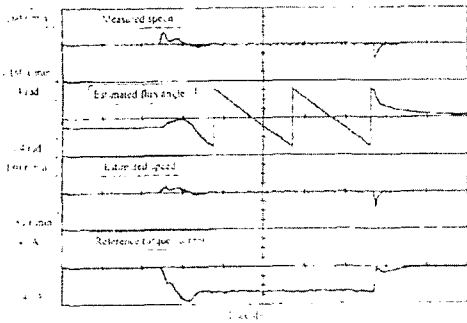


그림 7. 고주파 주입에 의한 유도전동기의 센서리스 제어 (Zero speed control under 100% Step Load Torque)

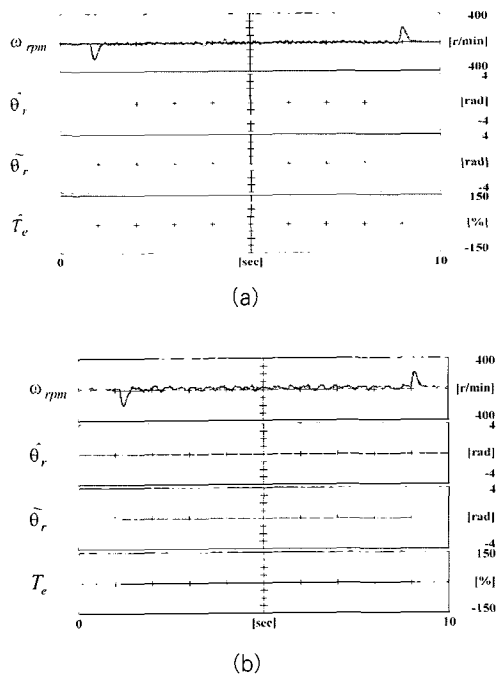


그림 8. 고주파 주입에 의한 표면 부착형 영구자석 동기 전동기의 센서리스 제어  
(a) 영속(Zero Speed)에서 100% 계단(Step)부하  
(b) 20r/min에서 100% 계단(Step)부하

준값(Reference Value), 전향보상치(Feed-Forward Value) 등을 결정 하여야 하고, 이를 위해서는 제어대상 전동기의 회로 정수들을 알아야 할 필요가 있다. 유도전동기 또는 영구자석 전동기의 등가 회로 정수는 구속시험(Locked Rotor Test), 무부하시험(No Load Test) 등을 통하여 구할 수 있으나 이러한 시험으로 얻은 회로 정수는 전동기의 실제적인 동작 상태(Operating Condition)에서 얻은 값이 아니므로 전동기의 제어를 위한 회로 정수로 사용하기에는 큰 오차가 있다. 또한 제어대상 전기기기의 설계 자료나 성능시험(Performance Test) 결과로부터 회로 정수를 구할 수도 있으나 이러한 자료나 시험 결과는 손쉽게 얻기 어렵다. 이 글에서는 전동기 구동을 위한 인버터 내부 제어기의 특성을 이용하여 전동기 제정수를 추정하는 방법을 소개하고자 한다. 이러한 방법은 제어대상 전동기를 현실적인 동작 조건에서 실제 제어시스템(인버터)을 이용하여 구동하면서 제정수를 추정하므로 인버터의 측정오차에 강인하며 추정하려는 정수가 타 정수의 추정오차에 큰 관련 없이 추정될 수 있다는 장점이 있다.

### 5.1 일반적인 제어기를 가진 제어 시스템

일반적인 단일 입력, 단일 출력 제어 시스템은 그림 9와 같은 구조를 가진다. 여기서  $r(s)$ 는 시스템에 인가되는 기준 입력력으로 정의되고 시스템의 출력은  $y(s)$ 로 정의된다.  $v(s)$ ,  $d(s)$ ,  $n(s)$ 는 각각 시스템의 불확실성에 의한 요소, 외란(Disturbance), 센서에 생기는 잡음(Noise) 성분으로 정의된다.

이 경우 제어 대상 플랜트를  $P(s)$ ,  $C(s)$  제어기를 로 정의한 경우, 기준 입력에 대한 출력 값의 전달함수는 아래식과 같다.

$$y(s) = \frac{C(s)P(s)}{1 + C(s)P(s)} (r(s) - n(s)) + \frac{P(s)}{1 + C(s)P(s)} v(s) + \frac{1}{1 + C(s)P(s)} d(s)$$

위 식의 우변 첫째 항은 기준입력과 센서 잡음, 둘째 항은 시스템의 불확실성 그리고 셋째 항은 외란이 각각 출력에 미

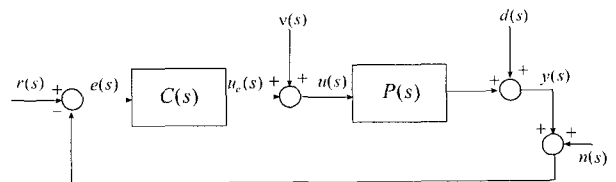


그림 9. 일반적인 제어 시스템 구성도

치는 영향을 나타낸다. 기준입력과 플랜트 출력의 오차  $e(s)$ 는 다음과 같이 각 입력의 항으로 표시된다.

$$e(s) = \frac{1}{1+C(s)P(s)}(r(s)-d(s)) + \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)}n(s) - \frac{P(s)}{1+C(s)P(s)}v(s) \quad (A1-18)$$

위와 같은 일반적인 제어 시스템의 제어 목적은 기준입력  $r(s)$ 가 시스템의 출력값  $y(s)$ 를 정확히 추종하여 오차 함수  $e(s)$ 를 0이 되게 하는 것이다. 해석의 단순화를 위해서 시스템의 외란 성분을 무시하고 센서(Sensor) 잡음(Noise)도 제어 성능에 영향을 미치지 않을 만큼 충분히 작다고 가정한다. 이 경우 다음의 식과 같은 조건을 만족시키는 제어기를 구성하면 오차 값이 0이 되도록 시스템을 제어할 수 있다.

$$|C(s)P(s)| \gg 1$$

이 때 제어기 출력을 살펴보면 다음 식과 같다.

$$u_c(s) = \frac{C(s)}{1+C(s)P(s)}r(s) - \frac{C(s)P(s)}{1+C(s)P(s)}v(s) = \frac{C(s)}{1+C(s)P(s)}r(s) - v(s)$$

그리고 다음과 같은 제어기의 출력에 대한 시스템의 입력은 아래 식과 같다.

$$u(s) = u_c(s) + v(s) = \frac{C(s)}{1+C(s)P(s)}r(s)$$

위의 식에서 알 수 있듯이, 시스템의 정수값의 변동 등으로 인한 모델링 오차와 같은 시스템의 불확실성,  $v(s)$ 는 제어기의 출력,  $u_c(s)$ 에 포함되어서 제어기의 출력을 왜곡시킨다. 이것은 시스템의 불확실성에 의해서 시스템의 출력이 왜곡되고 궤환(Feedback)된 출력 성분의 왜곡을 제거하기 위해서 제어기의 출력이 왜곡되는 것을 의미한다. 따라서 이를 이용하면 시스템의 모델링 오차, 즉 전동기 정수의 오차를 추정할 수 있다. 이 방법은 정수값의 추정을 위해서 제어기의 특성만을 이용하기 때문에 제어기 출력 왜곡의 원인이 되는 정수값의 오차 이외의 다른 영향은 존재하지 않는다. 또한 이런 전동기 정수의 오차가 제어기 출력에 직접적으로 나타나기 때문에 정수추정 오차에 대한 민감도가 상당히 크다는 장점이 있다.

### 5.2 적용 예-유도 전동기 회전자 시정수의 추정

회전자 시정수의 추정은 전동기 구동 시스템의 속도 제어기 특성을 이용한다. 원하는 제어기 특성을 살펴보기 위해서 급격한 부하 변동은 없다고 가정한다. 속도 제어기를 사용하여 유도전동기 시스템을 살펴볼 경우 내부의 전류 제어기가 정상적으로 동작한다고 가정하고 제어대상 기계를 그림 10과 같은 단순한 관성으로 설정한다. 따라서 플랜트  $P(s)$ 와 PI 비례적분(PI) 제어기  $C(s)$ 는 다음 식처럼 나타낼 수 있다.

$$P(s) = \frac{1}{J_m S} \\ C(s) = K_p + \frac{K_i}{S}$$

여기서,  $K_p$ 와  $K_i$ 는 각각 PI속도제어기의 비례 이득과 적분 비례 이득이고, S는 라플라스 연산자이다.

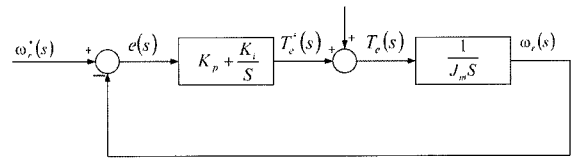


그림 10. PI속도제어기의 구성도

그림 10의 속도제어기가 정상적으로 작동한다고 가정하고, 벡터제어가 정확하게 수행될 경우에는 그림 11(a)에 도시한 램프(Ramp) 형태의 속도 지령에 대해서 그림 11(b)와 같은 구형파 모양의 제어기 출력,  $T_c^*(s)$ 을 얻게 된다. 하지만 시스템의 모델링에 오차가 있을 경우와 같이 시스템의 불확실성이 존재할 경우는 이런 요소들에 의해서 제어기 출력이 그림 11(c)와 11(d)처럼 왜곡되게 된다. 이런 시스템의 불확실성은 그림 11에서 나타나 있는 것 처럼 제어기 출력  $T_c^*(s)$ 에 외란  $\tilde{T}_c(s)$ 가 반영되어 왜곡된 형태로 관찰된다. 회전자 자속기준 벡터제어의 경우 회전자 자속각을 그림 3과 같은 자속 추정기를 통하여 얻을 경우, 전류 모델이 우세한 저속 운전영역에서 회전자 시정수에 오차가 발생하면 이는 자속 위치 검출에 오차를 발생시켜 전동기 토크의 외란 요소로 작용한다

전동기 구동시스템에서 전동기 속도에서 발생하는 오차 및 시간지연은 무시할 만하다면 이러한 토크의 비선형성은 회전자 시정수의 오차로부터 직접적으로 생긴다. 토크에 비선형적인 외란 요소,  $\tilde{T}_c$ 가 나타나면 속도제어기는 궤환되는 속도에 나타나는 외란 요소를 제거하도록 동작하고, 결국 토크 지령에 그림 11(c) 또는 그림 11(d)와 같은 왜곡이 받

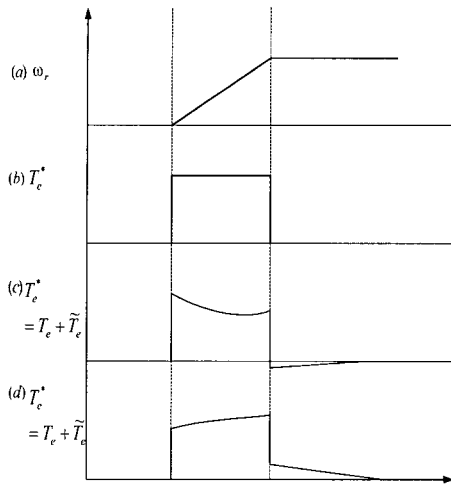


그림 11. 회전자 시정수 추정을 위한 속도제어기 출력

생하게 된다. 따라서 속도 램프 지령에 대해서 속도제어기 출력인 토크 지령을 그림 11(b)와 같은 형태가 되도록 회전자 시정수를 조정하면 다른 전동기 정수 오차에 무관한 회전자 시정수 값을 얻을 수 있고, 이 경우 회전자 시정수 오차에 기인한 토크 왜곡 정도가 제어기 출력에 직접적으로 나타나므로 오차에 대한 민감도가 매우 높다.

이상적인 경우와는 달리 실제 전동기 구동 시스템에는 속도나 전류를 측정할 때 잡음 성분이 존재하게 되고 이는 제어기 출력에 영향을 미친다. 그 결과로 제어기 출력인 토크 지령치에 잡음으로 인한 리플(Ripple)이 발생하게 되고 이렇게 되면 위의 방법을 적용하기 어렵게 된다. 그러나 이 리플 성분은 제어기의 비례 성분에 의한 것이므로 PI제어기의 적분

항의 출력(그림 10에서  $e(s) \cdot \frac{k_i}{s}$  값)만을 살펴보면 이상적인 경우와 마찬가지로의 방법으로 제어기의 왜곡을 파악할 수 있다. 이러한 정수 추정방법은 전동기의 인덕턴스를 추정하는 데에도 유사하게 적용 될 수 있다. 인덕턴스는 전류제어기의 적분 출력을 관찰하면 손쉽게 추정 할 수 있다.

## 6. 결 론

이상에서 살펴본 바와 같이 인버터의 제어 기법은 나날이 발전하고 있으며 디지털 신호 처리 기술의 발달에 따라 더욱 고도의 제어 이론이 폭 넓게 적용될 것으로 기대된다. 향후에는 각종 특수 교류 전동기 - 영구자석 매입형 동기전동기, 동기 릴럭턴스 전동기 - 의 센서리스 제어 기법과 약제자(Field Weakening) 제어 기법등에 대한 많은 연구결과가 예상된다.

## 참 고 문 헌

- [1] D.W Novotny and etc, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Chapter 2, Oxford, 1996.
- [2] I. Bolea and etc, "Electric Drives", Chapter 8, CRC Press, 1998.
- [3] Joachim Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey," Conf. Rec. of IEEE PESC, pp. 11~18, 1992.
- [4] H.W. van der Broeck, H.C. Skudelny, and G.V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 24, no. 1, pp. 142-150, Jan./Feb. 1988.
- [5] 정 대응, "옴셋전압에의한 3상 전압형 인버터 PWM 방법의 일반적 해석", 서울대학교 공학 박사학위논문, 2000년 2월.
- [6] D.W. Chung, J.S. Kim, and S.K. Sul, "Unified Voltage Modulation Technique for Real Time Three-Phase Power Conversion," IEEE Trans. on Ind. Applicat, pp. 374-380, Mar/Apr. 1998.
- [7] Ahmet M. Hava, Seung-Ki Sul, Russel J. Kerkman, Thomas A. Lipo, " Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM methods," IEEE Trans. on Ind Appl., Vol.35, No.4, July/Aug, pp. 896-907, 1999.
- [8] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Chapter 12.2, 2nd Edition, Springer, 1996.
- [9] P. Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [10] P.L. Jansen and etc., "A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 30, No. 1, pp. 101-110, Jan./Feb 1994.
- [11] 김장환, "유도전동기 벡터제어를 위한 새로운 자속 추정기에 대한 연구", 서울대학교 공학석사 학위논문, 2001년 2월.
- [12] H. Kubota and etc, "DSP-Based Adaptive Flux Observer of Induction Motor," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, March/April 1993.
- [13] Jung-IK Ha and etc, "Sensorless Field-Oriented Control of an Induction Machine by

- High-Frequency Signal Injection", IEEE Trans. on Industry Applications, pp. 45-51, Vol. 35, No. 1, Jan/Feb 1999.
- [14] Jung-IK Ha and etc, "Position Controlled Synchronous Reluctance Motor Without Rotational Transducer", IEEE Trans. on Industry Applications, pp. 1193-1198, Vol.35, No.6, Nov/Dec 1999.
- [15] Jung-IK Ha and etc, "Sensorless Field-Orientation Control Method of an Induction Machine by High-Frequency Signal Injection", United States Patent, #5886498, March 1999.
- [16] Jung-IK Ha and etc, "High Frequency Injection Method Improved by Flux Observer for Sensorless Control of an Induction Motor", Power Conversion Conference Proceedings, Vol. II, pp. 516-521, Osaka, Japan, 2002.
- [17] Ji-Hoon Jang and etc, "Sensorless Drive of SMPM Motor by High Frequency Signal Injection", IEEE Applied Power Electronics Conference Dallas, Texas, U.S.A., 2002.
- [18] J.K. Seok and etc., "Induction Motor Parameter Tuning for High-Performance Drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 37, No. 1, pp. 35-41, Jan./Feb. 2001.

### 〈저 자 소 개〉



#### 설승기(薛承基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학  
학과 졸업. 1986년 동 대학원 전기공학 졸업(공  
박). 1986년~1988년 미국 Univ of Wisconsin  
Madison 객원 연구원. 1988년~1991년 LG산  
전(주) 책임연구원, 전력전자연구실장. 1991년~

현재 서울대 공대 전기컴퓨터 공학부 교수.