

유도전동기의 동특성 및 효율 향상을 위한 연구동향

金奎植

서울市立大學校 工科大學 制御計測工學科

I. 서론

현재 세계적으로 전기 에너지의 2/3 가량이 산업용 구동기에 이용되고 있고 이들 전동기가 소비하는 전력의 80% 이상이 유도전동기의 구동에 사용된다. 이와같이 산업현장에서 사용되고 있는 전동기의 대부분을 유도전동기가 차지하고 있는 주된 이유는 값이 저렴하고 기계적인 정류기와 브러쉬가 없어서 정기적인 보수가 필요없기 때문이다. 이외에도 코킹 토크가 작으며 월드 워크닝 영역이 클 뿐만아니라 강인하고 큰 토크 및 속도 밴드폭을 갖고있는 특징이 있다.

이와같은 장점이 있음에도 불구하고 1970년대 초까지 고성능 응답특성 및 정밀성이 요구되는 산업용 기기에 적용이 어려웠던 가장 큰 이유는 회전자측 제어변수들의 정보를 간접적인 방법에 의해서만 측정할 수 있고 제어변수들이 서로 결합된 비선형 다변수 시스템(nonlinear coupled multivariable system)으로 표시되어 제어가 쉽지않았기 때문이다. 또한 회전자 자속을 발생시켜야 하기때문에 효율이 떨어지고 관성이 큰 편이며 관성대 토크비가 작고 발생된 토크에 대해 응답이 느리며 몸체가 큰 편이라는 단점도 갖고 있다. 그러나 유도전동기의 고정자 전류를 동기속도로 회전하는 d-q 축으로 변환하고 d 축을 회전자 자속 웨이저와 일치시킴으로써 d 축 성분은 자속성분전류로 그리고 q 축 성분은 토크 성분전류로 상호분리하여 유도전동기를 타여자 직류전동기와 유사한 특성을 갖도록 제어하는 벡터 제어 기술이 1970년대 초 개발되었다. 이와같은 고성능 응답 특성을 얻기위한 벡터 제어 방법의 구현에 관한 기술은 1970년대 이후의 반도체 기술의 눈부신 발달에 힘입

어 급속한 발전을 이룩하였으며 그결과 현재는 고성능 응답특성 및 정밀성을 요구하는 NC 공작기계, 고속 엘리베이터, 로봇 시스템에까지도 널리 적용되고 있는 추세이다.

이와같이 산업계의 많은 분야에서 광범위하게 사용되고 있는 유도전동기의 제어방식에 대해 이론적으로는 상당히 많은 연구가 이루어져 왔으나 이들에 대한 국내 산업계에의 응용이 미흡한 것이 우리나라 현실이다. 따라서 유도전동기의 동특성 및 효율 향상을 위한 최근 연구동향을 체계적으로 정리함으로써 유도전동기의 벡터 제어 시스템을 개발하고자 하는 기업이나 연구소에 조금이나마 도움이 되고자 한다.

II. 동특성 향상을 위한 선형 비간섭화

1. 벡터 제어 방식

유도 전동기의 고성능 제어에 관한 연구는 오랫동안 계속되어 왔는데 이들 제어기술은 크게 나뉘 두가지가 있다. 그중 첫번째로 스칼라 제어방법 (scalar control method) 이 있는데 전압형 인버터 제어 (voltage-fed inverter control), 전류형 인버터 제어 (current-fed inverter control) 그리고 싸이클로 컨버터형 제어(cycloconverter-fed control)가 여기에 속한다.^[1] 스칼라 제어 방법에서는 출력 토크와 공극자속이 전압 혹은 전류와 입력 주파수의 함수로 주어지는데 상태변수 사이에 서로 결합된 비선형 항들이 과도상태에서 살아나 자속의 저하를 유발시킨다. 이는 곧 슬러피에 대한 토크를 감소시켜 유도전동기의 응답속도를 늦어지게 한다. 이와같은 스

칼라 제어방법의 단점은 두번째 방법인 벡터제어에 의해 해결되었다.

이 벡터 제어 방법에는 크게 나누어서 두가지가 있다. 하나는 직접형(direct method)이라고 불리우는 F. Blaschke 에 의해 개발된 것이고^[2] 다른 한 가지는 간접형이라고 알려져 있는 K. Hasse 에 의해 개발된 것이다.^[3]

1) 간접 벡터 제어 방식

임의의 동기 각속도 ω_s 로 회전하는 d-q 회전 좌표계에서 표현된 유도전동기 방정식은 다음과 같다.^[1]

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \varphi_{dr} + p a_3 \omega_r \varphi_{qr} + a_0 V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - \omega_s i_{ds} + a_2 \varphi_{qr} - p a_3 \omega_r \varphi_{dr} + a_0 V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} &= -a_4 \varphi_{dr} + (\omega_s - p \omega_r) \varphi_{qr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{\varphi}_{qr} &= -a_4 \varphi_{qr} - (\omega_s - p \omega_r) \varphi_{dr} + a_5 i_{qs} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 (T_e - T_L) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 발생된 토크 T_e 는 다음과 같이 주어진다.

$$T_e = k_T (\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (2)$$

이들 식에서 V_{ds} , V_{qs} , ω_s 는 유도 전동기를 제어하기 위한 입력들이며 모터매개변수 α_i 는 뒤에 나오는 용어 및 약어에 정의되어 있다. 이때 제어 입력 ω_s 를 다음과 같이 선택하면

$$\omega_s = p \omega_r + a_3 i_{qs} / \varphi_{dr} \quad (3)$$

윗식 (1)의 네번째 식과 식 (3)으로 부터 φ_{qr} 이 0 으로 되어 유도전동기의 동특성은 다음식에 의해 결정된다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -a_1 i_{ds} + \omega_s i_{qs} + a_2 \varphi_{dr} + a_0 V_{ds} \\ \dot{i}_{qs} &= -a_1 i_{qs} - \omega_s i_{ds} - p a_3 \omega_r \varphi_{dr} + a_0 V_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} &= -a_4 \varphi_{dr} + a_5 i_{ds} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 k_T \varphi_{dr} i_{qs} - a_7 T_L \end{aligned} \quad (4)$$

즉 ω_s 를 식 (3)과 같이 제어하면 φ_{qr} 은 0 이 되고 발생토크 T_e 는 φ_{dr} 과 i_{qs} 의 곱으로 표시된다. 이때 식 (4)의 세번째 식에서 i_{ds} 를 일정하게 하면 φ_{dr} 도 일정하고 따라서 T_e 는 i_{qs} 에 비례하게 된다. 이처럼 식 (3)으로 주어지는 ω_s 에 의해 φ_{qr} 을 0 으로 만들고 φ_{dr} 을 일정하게 제어하여 i_{qs} 를 T_e 에 비

례하게 제어하는 방식을 간접 벡터 제어 방식이라 한다.

2) 직접 벡터 제어 방식

식 (3)과 같이 주어지는 동기 각속도 ω_s 로 회전하는 d-q 회전 좌표계에서 자속이나 토크를 제어하는 간접 벡터 제어와는 달리 직접 벡터 제어 방식은 다음과 같이 주어지는 X-Y 정지 좌표계에서 표현된 유도전동기 방정식에서 제어를 실현한다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{xs} &= -a_1 i_{xs} + a_2 \varphi_{xr} + p a_3 \omega_r \varphi_{yr} + a_0 V_{xs} \\ \dot{i}_{ys} &= -a_1 i_{ys} + a_2 \varphi_{yr} - p a_3 \omega_r \varphi_{xr} + a_0 V_{ys} \\ \dot{\varphi}_{xr} &= -a_4 \varphi_{xr} - p \omega_r \varphi_{yr} + a_5 i_{xs} \\ \dot{\varphi}_{yr} &= -a_4 \varphi_{yr} + p \omega_r \varphi_{xr} + a_5 i_{ys} \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 k_T (\varphi_{xr} i_{ys} - \varphi_{yr} i_{xs}) - a_7 T_L \end{aligned} \quad (5)$$

윗식 (5) 는 식 (1) 과 (2) 에서 d, q 를 각각 x, y 로 대체하고 ω_s 를 0 으로 놓음으로써 얻을 수 있음을 알 수 있다. 회전자 자속의 제곱을 다음과 같이 정의하면

$$\Phi = \varphi_{xr}^2 + \varphi_{yr}^2 \quad (6)$$

식 (5) 의 세번째와 네번째 식으로 부터 다음식을 얻을 수 있다.

$$\dot{\Phi} = -2a_4 \Phi + 2a_5 (\varphi_{xr} i_{xs} + \varphi_{yr} i_{ys}) \quad (7)$$

이때 $u \equiv [u_1 \ u_2]^T$ 를 다음과 같이 정의하면

$$u = [\varphi_{xr} i_{ys} - \varphi_{yr} i_{xs} \quad \varphi_{xr} i_{xs} + \varphi_{yr} i_{ys}]^T \quad (8)$$

식 (5)-(8) 로 부터 다음식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{i}_{xs} &= -a_1 i_{xs} + a_2 \varphi_{xr} + p a_3 \omega_r \varphi_{yr} + a_0 V_{xs} \\ \dot{i}_{ys} &= -a_1 i_{ys} + a_2 \varphi_{yr} - p a_3 \omega_r \varphi_{xr} + a_0 V_{ys} \\ \dot{\Phi} &= -2a_4 \Phi + 2a_5 u_2 \\ \dot{\omega}_r &= -a_6 \omega_r + a_7 k_T u_1 - a_7 T_L \end{aligned} \quad (9)$$

따라서 속도 제어 루우프에서 속도 제어 입력 u_1 이 결정되고 회전자 자속 제어 루우프에서 회전자 자속 제어 입력 u_2 가 결정되면 식 (8)로 부터 고정자 전류 명령 i_{xs}^* , i_{ys}^* 을 다음식과 같이 설정함으로써 속도 및 회전자 자속을 제어할 수 있는데 이 방식을

직접 벡터 제어방식이라 한다.

$$\begin{aligned} i_{xs}^* &= (-\varphi_{yr}u_1 + \varphi_{xr}u_2) / \Phi \\ i_{ys}^* &= (\varphi_{xr}u_1 + \varphi_{yr}u_2) / \Phi \end{aligned} \quad (10)$$

2. 역기전력 보상 제어

이와 같이 유도전동기를 벡터 제어 방식에 의해 구동하면, 고정자 전류를 자속 성분 전류와 토오크 성분 전류로 상호 분리하여 제어할 수 있어 유도전동기를 타여자 직류전동기와 유사하게 제어할 수 있다. 그러나 고정자 전류들 사이의 비선형항들에 의한 간섭 현상이 존재하기 때문에 완전한 타여자 직류전동기의 특성을 얻을 수 없다.

근래에는 벡터 제어시 유도전동기의 특성을 타여자 직류전동기의 특성에 보다 근사하게 만들기 위해, 이러한 비선형 항들을 보상하는 비선형 궤환 제어기가 연구되어 왔는데 그중에서 특히 역기전력 보상 비선형 궤환에 의한 유도전동기 제어방식^[4]에 대해 살펴본다. 유도전동기를 간접 벡터 제어 방식에 의해 제어할 경우 그 동특성은 식 (4)에 의해 결정된다. 식 (4)의 고정자 d축 전류 방정식에서의 비선형항은 $\omega_s i_{qs}$ 로 고정자 q축 자속에 의해 고정자 d 축에 유기되는 역기전력 성분이다. 또한 식 (4)의 두번째 식에서 비선형항 $-\omega_s i_{ds} - p a_3 \omega_r \varphi_{dr}$ 이 고정자 d 축 자속에 의해 고정자 q 축에 유기되는 역기전력임을 나타내고 있다. 만약 이러한 비선형항들을 보상할 수 있다면 유도전동기를 타여자 직류전동기의 특성을 갖도록 제어할 수 있다. 고정자 전류들 사이의 비선형항들을 보상하기 위한 제어기에서 다음 식으로 주어지는 비선형 궤환기를 사용하여 타여자 직류 전동기의 특성을 얻고 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= -\omega_s i_{qs} / a_0 + V_{ds}' \\ V_{qs} &= (\omega_s i_{ds} + p a_3 \omega_r \varphi_{dr}) / a_0 + V_{qs}' \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 V_{ds}' 과 V_{qs}' 은 새로운 입력들을 나타낸다.

3. 비선형 궤환 선형화 기법

또한, 산업 현장에서는 유도전동기를 정격 속도 이상에서 구동할 경우와 효율을 고려하여 운전할 경우가 발생한다. 이 경우 회전자 자속의 변화가 필수적이다. 하지만 식 (11)로 주어지는 제어기는 유도전동기를 완전한 선형시스템으로 제어하지 못하기 때문에

고성능 속도 응답특성을 보장하지 못하는 단점을 가지게 된다. 최근에 개발된 미분 기하 이론을 토대로 제시된 비선형 제어 이론에 의하면 비선형 시스템이 선형화 조건을 만족시킬 경우 일련의 편미분 방정식들의 해를 구함으로써 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환시키는 비선형 궤환기를 구할 수 있다. Luca 와 Ulivi는 입력이 V_{ds} , V_{qs} , ω_s 로 정의되고 출력이 토오크, $\varphi_{dr}^2 + \varphi_{qr}^2$, φ_{qs} 로 정의된 고정자 전류와 고정자 자속을 상태변수로 사용하는 유도전동기 방정식이 비선형 시스템을 입출력 선형화하기 위한 조건을 만족시킴을 보이고, 입출력 선형화를 위한 비선형 궤환 제어기를 설계하였다. 그리고 제안한 제어기가 유도전동기 파라미터의 오차에 대해 상당히 강인함을 보였다.^[5]

한편 Z. Krzeminski 는 직접 벡터 제어에 의해 구동되는 유도전동기의 회전자 자속과 속도를 입출력 선형화 시킬 수 있는 비선형 궤환 제어기를 제시하였고^[6] D.I.Kim 등은 간접 벡터 제어를 기초로 하여 페루우프 시스템을 완전한 선형시스템으로 만드는 비선형 궤환 제어기를 제안하였다.^[7] 이 연구들에서는 회전자 자속과 속도사이에 간섭 현상이 존재하지 않기 때문에 역기전력 보상 비선형 궤환 제어기의 단점을 해결할 수 있었다.

Ⅲ. 효율적인 회전자 자속의 측정

유도전동기의 벡터 제어 방식에서 회전자 자속을 원하는 값으로 제어하기 위해서는 회전자 자속의 측정이 반드시 필요한데 회전자 자속 측정방법에는 다음과 같이 직접 측정방법과 간접 측정방법의 두가지가 있다. 고정자 치면에 hall센서를 장착시켜서 공극 자속의 크기와 위치를 계산하고^[8] 이 결과와 회전자 및 고정자 전류와 공극자속 사이의 관계식을 이용하여 회전자 자속의 정보를 얻는 방법을 직접 측정방법이라 한다.

이와같은 직접 측정방법은 고정자 치면에 호울 센서를 설치해야 하므로 특별히 설계한 전동기만을 사용해야 한다. 이 방법에 의해 측정된 자속은 국부적인 값이기 때문에 회전자 전 표면에 걸쳐서 발생하는 토오크를 계산할 경우 신뢰성이 떨어진다. 또한, 호울 센서가 열에 약하고 회전자 슬롯의 영향으로 발

생한 공극자속의 고조파 성분을 제어하기 위한 필터의 설계가 쉽지 않다는 결점도 가지고 있다. 이와같은 단점을 극복하기 위해서 자속측정코일을 사용할 수도 있으나^{[8] [9]} 이 방법도 저속 운전시 적분기의 드리프트에 의한 오차가 커지는 단점이 있다.

hall센서나 자속 측정코일을 사용하지 않고 유도전동기 방정식으로부터 자속관측자를 구성하여 고정자 전류나 전압으로부터 회전자 자속을 추정하는 방법을 간접 측정방법이라 한다. 이 간접 측정방법에는 개루우프 자속관측자가 주로 사용되고 있으나 파라미터 변화에 대해 보다 견실하고 수렴속도가 빠른 페루우프 자속관측자가 최근에 개발되어 이용되고 있다.^[10]
^[11] 간접 측정 방법에는 회전자 기준 관측자와 고정자 기준 관측자가 있는데 먼저 x-y 고정자 좌표계에서의 회전자 기준 관측자에 대해서 알아본다. 식 (5)의 세번째와 네번째 식으로부터 개루우프 회전자 자속관측자는 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\varphi}}_{xr} &= -a_4 \hat{\varphi}_{xr} - p\omega_r \hat{\varphi}_{yr} + a_3 i_{xs} \\ \dot{\hat{\varphi}}_{yr} &= -a_4 \hat{\varphi}_{yr} + p\omega_r \hat{\varphi}_{xr} + a_3 i_{ys} \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 $\hat{\varphi}_{xr}$ 과 $\hat{\varphi}_{yr}$ 는 각각 φ_{xr} 과 φ_{yr} 의 추정값들이다. 페루우프 자속 관측자를 구성하기 위하여 식 (5)의 첫째부터 네번째 방정식으로부터 다음의 방정식을 얻는다.

$$\begin{aligned} V_{xs} &= (M/L_r) \dot{\hat{\varphi}}_{xr} + \sigma L_s \dot{i}_{xs} + R_s i_{xs} \\ V_{ys} &= (M/L_r) \dot{\hat{\varphi}}_{yr} + \sigma L_s \dot{i}_{ys} + R_s i_{ys} \end{aligned} \quad (13)$$

고정자 전류의 측정값과 식 (12)의 회전자 자속 추정치 $\hat{\varphi}_{xr}$, $\hat{\varphi}_{yr}$ 으로부터 \hat{V}_{xs} , \hat{V}_{ys} 을 다음과 같이 구성하면

$$\begin{aligned} \hat{V}_{xs} &= (M/L_r) \dot{\hat{\varphi}}_{xr} + \sigma L_s \dot{i}_{xs} + R_s i_{xs} \\ \hat{V}_{ys} &= (M/L_r) \dot{\hat{\varphi}}_{yr} + \sigma L_s \dot{i}_{ys} + R_s i_{ys} \end{aligned} \quad (14)$$

다음과 같은 페루우프 회전자 기준 자속관측자를 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\varphi}}_{xr} &= -a_4 \hat{\varphi}_{xr} - p\omega_r \hat{\varphi}_{yr} + a_3 i_{xs} + k(\hat{V}_{xs} - V_{xs}) \\ \dot{\hat{\varphi}}_{yr} &= -a_4 \hat{\varphi}_{yr} + p\omega_r \hat{\varphi}_{xr} + a_3 i_{ys} + k(\hat{V}_{ys} - V_{ys}) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 k는 페루우프 자속 관측자의 이득 값들이다.

실제 회전자 자속값과 추정된 값과의 오차가 어떠한 동적 특성을 갖는가를 조사하기 위해 오차함수 e 를 다음과 같이 정의한다.

$$e = [e_1 \ e_2]^T = [\varphi_{xr} - \hat{\varphi}_{xr} \ \varphi_{yr} - \hat{\varphi}_{yr}]^T \quad (16)$$

Lyapunov-like 함수 $V = e^T e$ 를 정의하면 식 (15)와 (16) 으로부터,

$$\dot{V} = -2a_4(1 - kM/L_r)^{-1} V \quad (17)$$

을 얻을 수 있다. 이 결과로부터 자속측정오차가 개루우프 자속 관측자의 경우 시상수(time constant) $1/a_4$ 로 감소하고 페루우프의 경우 시상수 $(1 - kM/L_r)/a_4$ 로 감소함을 알 수 있다. 따라서, 페루우프 자속 관측자에서는 적당한 k 값을 선정함으로써 시상수를 $1/a_4$ 보다 훨씬 작게 만들 수 있다. 또한 모터 파라미터 변동에 둔감한 자속 추정 특성을 갖도록 k를 적절히 선택할 수도 있다.^[10] 그러나 이 회전자 기준 자속관측자의 단점을 가장 변동이 심한 파라미터인 회전자 저항 R_r 이 자속관측자의 구성에 필요하다는 것이다.

다음으로, x-y 고정자 좌표계에서의 고정자 기준 자속관측자에 대해서 알아본다. 식 (13)으로부터 개루우프 회전자 자속 관측자를 다음과 같이 구성할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{\varphi}_{xr} &= (a_0/a_3) \int (V_{xs} - R_s i_{xs}) dt - (1/a_3) i_{xs} \\ \hat{\varphi}_{yr} &= (a_0/a_3) \int (V_{ys} - R_s i_{ys}) dt - (1/a_3) i_{ys} \end{aligned} \quad (18)$$

식 (16)과 (18)로부터

$$\dot{V} = 0 \quad (19)$$

을 얻을 수 있는데 이 결과로부터 고정자 기준 자속 관측자 (18)은 초기 오차를 줄일 수 없는 적분기의 형태를 갖고 있기 때문에 낮은 속도에서 DC 오프셋이나 드리프트 오차에 민감한 결점을 갖고 있음을 알 수 있다.

이와같은 결점은 페루우프로 바꾼다 하더라도 변함이 없다. 그러나 이 고정자 기준 관측자는 가장 변동이 심한 회전자 저항 R_r 을 사용하지 않고 구현할 수 있다는 장점을 갖고 있다.

IV. 회전자 저항의 추정

유도전동기의 회전자 저항은 기계온도의 상승에 따라 크게 변하고 회전자 저항의 변화는 유도전동기 제어기의 성능을 크게 저하시킨다.^[12] 따라서 유도전동기의 고성능 제어를 위해서는 효율적인 회전자 저항 추정 알고리즘이 필수적으로 요구된다. 최근에 들어 효율적인 회전자 저항 추정 알고리즘에 대한 많은 연구들이 있었다.^{[7], [13] - [18]} D.I. Kim 등은 L.J. Garcés 가 제시한 파라미터 변화 보상을 위한 기준 함수 사이의 수학적 관계를 유도하고 이 관계를 토대로 측정 가능한 물리량들을 사용하여 회전자 저항을 계산해 내는 알고리즘을 제안하였다.^[7] T. Matsuo 등은 고정자 전류에 주입된 역방향성 전류의 주파수를 변화시켜 이로 인해 생기는 역방향성 고정자 전압의 정상상태 값을 검출하고 이를 토대로 회전자 저항을 추정하였다. 그러나 이 방법은 추정시 MMF의 정방향과 역방향 성분의 상호작용으로 강한 토오크 변동을 야기시키는 단점이 있다. 또한 이들 연구 중에는 회전자 저항 추정시 고정자 전압에 대한 정보를 필요로 하는 것들도 있다.^{[13] - [17]} 일반적으로 유도전동기의 전압원으로는 PWM 인버터가 주로 사용되기 때문에 그와 같은 고정자 전압 검출은 회전자 저항을 추정시 오차를 초래하는 단점이 있다. 이를 피하기 위해 고정자 전압 명령으로부터 데드 타임 보상 (dead time compensation)을 시켜 고정자 전압을 계산하는 방법도 제안되었다.^[15] G.S. Kim 등은 회전자 자속을 변화시키고 이로 인해 변화된 각 제어변수들의 정상상태 값으로부터 현재의 회전자 저항을 계산해 내는 알고리즘을 제안하였다.^[18] 이 알고리즘은 T. Matsuo의 방법과는 달리 회전자 저항 추정시 토오크 변동을 일으키지도 않을 뿐만 아니라 고정자 전압을 이용하지 않기 때문에 이로 인해 생기는 오차를 피할 수 있는 장점이 있다.

V. 고효율 운전을 위한 제어방식

근래에 들어 산업계에서 널리 사용되고 있는 유도전동기의 제어에 있어 효율 개선이 에너지 절약의 관점에서 중요한 문제로 대두되었으며 최근의 마이크로

프로세서와 전력용 반도체의 발전에 힘입어 이에 관한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 유도전동기의 효율 개선은 모든 동작 상태에서 고려하는 것이 바람직하지만, 실제 산업 현장에서는 과도 상태 운전 시간보다 정상상태 운전 시간이 대부분을 차지하기 때문에 일반적으로 유도전동기의 효율 개선을 정상상태에서 고려한다. 실제로 유도전동기는 자속을 제어함으로써 효율을 개선할 수 있으며, 이 경우 효율 개선의 정도나 최대 효율을 위한 자속 상태를 나타내는 슬립 주파수는 유도전동기의 제어 가능한 손실들의 합을 최소화하기 위한 조건으로부터 구할 수 있다.

전압조정에 의한 자속제어시 전동기의 효율, 슬립, 입력전류, 역률등의 변화를 D.W. Novotny 가 체계적으로 연구하였다. 이 연구에서 전동기 철심의 비선형성과 고조파성분 손실을 무시하면 유도전동기의 최대 효율점의 최적슬립은 해석적으로 구해질 수 있고 이 값은 전동기에 인가되는 주파수가 일정하면 전동기의 토오크와 관계없이 일정함을 증명하였다.^[19] 일정 주파수 구동의 경우 자속제어에 의한 효율 개선에 관한 종합적인 연구는 T.A. Lipo 에 의하여 이루어졌다.^[20] 이 연구에서 자속제어를 위한 전압조정장치의 손실과 전동기 손실을 포함한 종합적인 효율이 고려되었고, 위상제어에 의한 전압제어와 정현파적인 전압제어가 비교되었다. 위상제어는 그 자체가 발생하는 고조파 전류로 인해 전동기 및 전압제어기 자체에 고조파 손실을 불러 일으키는데, 삼상 유도전동기의 적용에 관한 실험 및 계산결과에서 이러한 역률제어 장치는 전동기의 부하가 거의 무부하 상태로 운전되는 경우를 제외하면 에너지 절약의 효과가 크지 않음을 보였다.

그런데 Kusko 와 Galler 의 연구에서 최대 파우어 효율과 최적 슬립 속도와의 관계가 언급되었다.

^[21] 즉 ω_r 과 T_L 이 일정하면 최대 파우어 효율을 내는 최적 슬립속도 ω_{sl}^* 가 존재하고 이 값은 ω_r 의 함수임을 밝혔다. 따라서 다음의 관계식이 성립한다.

$$\omega_{sl}^* = f(\omega_r) \quad (20)$$

최근에 Kirschen 등은 최적 슬립 주파수 함수 ($\omega_{sl}^* = f(\omega_r)$)에 관한 정보를 사용하지 않는 유도전동기 효율 제어기에 관한 연구를 발표하였다.^[22] 그 연구의 효율제어 알고리즘에서는 벡터제어에 의해 구동되고 있는 유도전동기의 입력 전력을 전력계로 사용

하여 측정하고, 입력전력이 최소가 될 때까지 회전자 자속을 변화시켜 효율운전을 행하고 있다. 또한 G. S. Kim 등은 Kirschen 의 연구를 발전시켜 입력 전력이 최소가 되도록 하는 회전자 자속값을 가장 빠른 시간 내에 찾을 수 있는 방법을 제시하였다.^[18]

VI. 결론

회전자측 제어변수들의 정보를 간접적인 방법에 의해서만 측정할 수 있고 제어변수들이 서로 결합된 비선형 다변수 시스템으로 표시되어 제어가 쉽지 않았던 유도전동기는 타여자 직류 전동기와 유사한 특성을 갖도록 제어하는 벡터제어 기술이 1970년대 초 개발됨으로써 고성능 응답특성을 얻을 수 있는 기반을 마련하였다. 그후 비선형 시스템을 선형 시스템으로 변환시키는 역기전력 보상 제어 방법이나 비선형 폐환 선형화 기법등이 제시됨으로써 유도전동기는 완전한 선형 시스템의 형태로 제어될 수 있었다.

이때 회전자 자속의 정확한 측정과 모터 파라미터의 정확한 추정이 필수적으로 요구된다. 또한 근래에 들어 효율 개선이 에너지 절약의 관점에서 중요한 문제로 대두되었으며 최근의 마이크로 프로세서와 전력용 반도체의 발전에 힘입어 고효율 운전을 위한 제어 방식에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

국내의 자동 제어 및 로봇틱스 분야에서 그동안 선구자적 역할을 하시며 현 위치까지 오는데 많은 공헌을 하신 고명삼 교수님께 제자 중의 한 사람으로 감사드리며 앞으로도 내내 건강하시길 기원합니다.

용어 및 약어

- $V_{ds}(V_{qs})$ d(q)-축 고정자 전압
- $i_{ds}(i_{qs})$ d(q)-축 고정자 전류
- $\varphi_{dr}(\varphi_{qr})$ d(q)-축 회전자 자속
- ω_r 모터 속도
- ω_s 회전자 자속 속도
- ω_{sl} 슬립 속도
- ω_{sl}^* 최대과우어효율을 위한 최적슬립속도

- $R_s(R_r)$ 고정자(회전자) 저항
- $L_s(L_r)$ 고정자(회전자) 인덕턴스
- M 고정자/회전자 상호인덕턴스
- J 관성 모멘트
- B 댐핑계수
- K_T $3pM/2L_r$: 토오크 상수
- p 극대수
- σ $1 - M^2/L_sL_r$: 누설 계수
- a_0 $1/\sigma L_s$
- a_1 $\alpha_0(R_s + M^2 R_r/L_r^2)$
- a_2 $\alpha_0 M R_r/L_r^2$
- a_3 $\alpha_0 M/L_r$
- a_4 R_r/L_r
- a_5 $M R_r/L_r$
- a_6 B/J
- a_7 $1/J$
- T_L 부하 토오크

参 考 文 献

- [1] B. K. Bose, *Power Electronics and AC Drives*, New Jersey: Prentice-Hall, 1986.
- [2] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVECTOR closed-loop control system for rotating field machines," *Simens Review*, vol.34, pp.217-220, 1972.
- [3] K. Hasse, "Zur dynamik drehzahlge-regelter antriebe mit stromrichtergespeisten a s y n c h r o n - k u r z s c h l u ß laufermaschinen," *Darm-stadt, Techn. Hochsch., Diss.*, 1969.
- [4] M. Terashima, M. Nomura, T. Ashikaga, and T. Nakamura, "Fully digital controlled decoupled control system in induction motor drive," *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp.845-850, 1984.

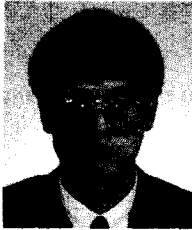
- [5] A. D. Luca and G. Ulivi, "Full linearization of induction motors via nonlinear state-feedback," *Proc. of 26th Conf. on Decision and Contr.*, Dec. 1987.
- [6] Z. Krzeminski, "Nonlinear control of induction motor," *Proc. 10th IFAC World Congress on Automatic Control*, pp.349-354, 1987.
- [7] D. I. Kim, I. J. Ha, and M. S. Ko, "Control of induction motors via feedback linearization with input-output decoupling," *Int. J. Control*, vol.51, pp.863-883, 1990.
- [8] A. B. Plunkett, "Direct flux and torque regulation in PWM inverter-induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.13, pp.139-146, 1977.
- [9] H. Sugimoto, S. Tamai, and M. Yano, "A high performance induction motor drives," *IEEE IECON Conf. Rec.*, pp. 833-838, 1984.
- [10] Y. Hori, V. Cotter, and Y. Kaya, "A novel induction machine flux observer and its application to a high performance AC drive system," *Proc. 10th IFAC World Congress on Automatic Control*, vol.3, pp.355-360, 1987.
- [11] G. C. Verghese and S. R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol.35, pp.85-94, 1988.
- [12] R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of parameter sensitivity in high performance inverter-fed induction motor drive system," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.33, pp.623-634, 1987.
- [13] L. J. Garcés, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-16, pp. 173-178, Mar./Apr., 1980.
- [14] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A rotor parameter identification scheme for vector-controlled induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, pp.624-632, May/June, 1985.
- [15] M. Koyama, M. Yano, I. Kamiyama and S. Yano, "Microprocessor-based vector control system for induction motor drives with rotor time constant identification function," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-21, pp.453-459, May/June, 1986.
- [16] S. K. Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-25, pp.578-587, July/Aug., 1989.
- [17] C. C. Chan and H. Wang, "An efficient method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol.IE-37, pp.477-482, Dec., 1990.
- [18] 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. Electr.*, vol.IE-39, pp.323-333, Aug., 1992.
- [19] J. W. Jian, N. L. Schmitz, and D. W. Novotny, "Characteristic induction motor slip values for variable part load performance optimization," *IEEE Trans. Power App. Syst.*, vol.PAS-102, pp.38-46, Jan., 1983.
- [20] T. M. Rowan and T. A. Lipo, "A quantitative analysis of induction motor performance improvement by SCR voltage control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.IA-19, pp.545-553, July/Aug., 1983.
- [21] A. Kusko and D. Galler, "Control means for minimization of losses in AC

and DC motor drives." *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-19, pp.561-570, July/Aug., 1983.

[22] D. S. Kirschen, D. W. Novotny, and

T. A. Lipo. "Optimal efficiency control of an induction motor drive." *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol.2, no.1, pp.70-75, Mar., 1987.

筆者紹介



金奎植

1958年 8月 25日生

1977年 3月 ~ 1981年 2月 서울대학교 공과대학 전자공학과 졸업

1981年 3월 ~ 1983年 2월 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (석사)

1985年 3월 ~ 1990年 8월 서울대학교 대학원 제어계측공학과 (박사)

1988년 10월 ~ 1992년 8월 대우중공업 중앙연구소 전자기술과부 선임연구원

1993년 1월 ~ 현재 서울시립대학교 공과대학 제어계측공학과 전임강사 근무