

유도전동기의 벡터제어를 위한 자기동조기법

노영남, 이은규*, 정을기*, 전희종*
 숭실대학교 전기공학과*

Auto tuning method for vector control of Induction Motor

Young-Nam Noh, Eun-Gyu Yi*, Eull-Gi Jeong*, Hee-Jong Jeon*
 Dept. of Electrical Engineering, Soongsil University*

Abstract - The most important thing in vector control scheme is the knowledge of accurate electrical motor parameters. These parameters can be computed by conventional motor test, such as no-load and locked rotor tests. However, the values from these tests are different from actual motor parameters, and the adjustment process of the parameters is time consuming.

This paper presents an auto-tuning method for vector control of induction motor. The tuning algorithm is based on the rotor flux behavior of the induction motor for stepwise torque current command. The transient terminal voltage caused by the undesirable variation of the rotor flux is used for tuning the slip gain K_s , defined as the inverse of the rotor time constant. The electrical parameters of induction motor can also be calculated by this method. The presented method is evaluated through the computer simulations.

받기 쉽다. 유도전동기의 회전자 시정수가 정확하지 않으면 정상상태 및 과도상태의 제어성능이 저하된다. 따라서 고성능 제어를 하기 위해서 정확한 전동기의 파라미터를 사용하는 것이 중요하다.

이 논문에서는 유도전동기의 기동시에 필요한 전기적인 파라미터를 구하는 자기동조기법(auto-tuning method)을 제시하였다. 동조알고리즘은 계단식으로 주어지는 토오크전류지령에 대한 회전자자속의 움직임에 근거한다. 동조되는 시간동안 연속적으로 계단식 토오크전류를 가하면 회전자자속의 변화에 의해 발생한 과도단자전압을 이용하여 슬립이득 K_s 가 동조된다. 이와 동시에 고정자저항이 계산된다. 그 다음으로 토오크전류지령이 영이 아닌 상수 값을 가질 때 단자전압과 전동기속도사이의 선형적인 관계에 의해서 누설인덕턴스와 고정자인덕턴스가 계산된다. 마지막으로 토오크이득 K_t 와 모든 전기적인 전동기파라미터들은 직접 계산된다. 제시된 알고리즘의 타당성은 시뮬레이션을 통해 입증한다.

1. 서 론

유도전동기의 벡터제어는 순시토오크를 제어하기 위한 고성능 제어방식이다. 유도전동기의 고정자전류를 자속각을 기준으로 자속성분 전류와 토오크성분 전류로 분리시켜 독립적으로 제어함으로써 빠른 과도응답을 갖도록 한다. 이 때 자속의 회전각을 알아내는 방법에 따라 크게 두가지로 나뉜다. 즉 자속의 크기와 위치를 직접 측정하거나 전압과 전류와 속도의 정보를 이용하는 자속추정기를 통해 자속각을 알아내는 직접벡터제어와, 전동기의 회전속도와 계산된 슬립각속도를 이용해 간접적으로 자속의 위치를 구하는 간접벡터제어로 구분된다. 직접벡터제어는 기계적인 결합이 어렵고 비경제적이기 때문에 최근에는 간접벡터제어가 주로 사용되고 있다. 하지만 간접벡터제어는 슬립각속도가 회전자시정수(rotor time constant)를 이용한 전향보상방식으로 계산되기 때문에 이들 파라미터들의 영향을

2. 본 론

2.1 벡터제어의 조건.

동기회전좌표계에서 유도기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_{\sigma} & -\omega_0 L_{\sigma} & pM/L_r & -\omega_0 M/L_r \\ \omega_0 L_{\sigma} & R_s + pL_{\sigma} & \omega_0 M/L_r & pM/L_r \\ -MR_r/L_r & 0 & R_r/L_r + p & -\omega_s \\ 0 & -MR_r/L_r & \omega_s & R_r/L_r + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

여기서

- p 미분연산자
- i_{ds}, i_{qs} d축과 q축 고정자전류
- $\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ d축과 q축 회전자 채교자속
- V_{ds}, V_{qs} d축과 q축의 고정자전압
- R_s, R_r 고정자와 회전자 저항
- L_{σ}, L_r 고정자와 회전자의 자기 인덕턴스
- M 상호 인덕턴스
- q 극쌍(pole pairs)의 수

ω_0 전기적인 고정자 각속도
 ω_r 기계적인 회전자 각속도
 ω_s 슬립 각속도
 $L_{\sigma} = L_r - M^2/L_r$ 이다.

이 연구에서 벡터제어기법은 회전자자속벡터와 d 축이 항상 일치하는 좌표계를 사용하기 때문에 회전자 자속은 다음과 같다.

$$\lambda_r = \lambda_{dr} = M I_{dr}^* \quad (2)$$

여기서 I_{dr}^* 는 여자전류지령이다. 또한, 이러한 조건에서 슬립각속도 ω_s^* 와 토크 T 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_s^* = \frac{R_r I_{qr}^*}{L_r I_{dr}^*} = K_s \frac{I_{qr}^*}{I_{dr}^*} \quad (3)$$

$$T = q \frac{M^2}{L_r} I_{dr}^* I_{qr}^* = q K_t I_{dr}^* I_{qr}^* \quad (4)$$

여기서 I_{qr}^* 는 토크전류지령, 슬립이득 $K_s = R_r/L_r$, 토크이득 $K_t = M^2/L_r$ 이다. 식(2)의 조건하에서 식(4)의 토크를 제어하려면 정확한 슬립이득 K_s 가 필요하다.

2.2 자기동조의 원리.

유도전동기의 기동시에 필요한 전기적인 파라미터를 구하기 위해서 이 논문에서는 자기동조기법을 제시하였다. 동조알고리즘은 계단식으로 주어지는 토크전류지령 I_{qr}^* 에 대한 회전자자속의 움직임에 근거한다. 동조되는 시간동안 연속적으로 계단식 토크전류를 가하면 회전자자속의 변화에 의해 발생한 과도단자전압 $\mathcal{J}V_{dr}$ 을 이용하여 슬립이득 K_s 가 동조된다. 이와 함께 고정자저항이 계산된다. 그 다음으로 토크전류지령이 영이 아닌 상수값을 가질 때 단자전압과 전동기속도사이의 선형적인 관계에 의해서 누설인덕턴스와 고정자인덕턴스가 계산된다. 마지막으로 토크이득 K_t 와 모든 전동기파라미터들은 직접 계산된다. 그림 1.은 동조과정시에 시스템에 인가되는 동조신호이다. 그림 1.에서 I_{dr}^* 는 여자전류지령이고, I_{qr}^* 는 토크전류지령이다. $\omega_{r,limit}$ 는 정격값보다 작은 임의의 회전자각속도로서 구간 B의 길이를 결정한다.

동조과정 동안에 슬립이득 K_s 와 $\mathcal{J}V_{dr}$ 사이의 관계를 조사한다. 식(1)의 첫 번째, 세 번째 그리고 네 번째 열의 방정식으로부터 구간 A에서 고정자의 d 축 전압식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{dr} &= R_r I_{dr}^* - \frac{M}{L_r} e^{-\frac{R_r t}{L_r}} \left\{ \frac{R_r}{L_r} (\lambda_{dr}(t_{2n}) - M I_{dr}^*) + q \omega_r \lambda_{qr}(t_{2n}) \right\} \\
 &= R_r I_{dr}^* + \mathcal{J}V_{dr} \quad (5)
 \end{aligned}$$

여기서 $\lambda_{dr}(t_{2n})$ 과 $\lambda_{qr}(t_{2n})$ 은 구간 A에서의 회전자자속의 초기값이다. $\mathcal{J}V_{dr}$ 는 K_s 가 부정확한 값을 가질 때 나타난다.

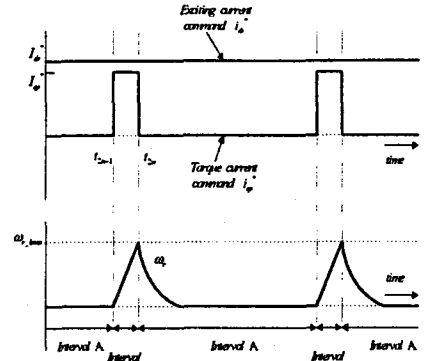


그림 1. 시스템에 인가되는 동조신호.

위의 식(5)은 식(2)을 만족하므로 만약 K_s 가 정확한 값을 갖는다면 $\mathcal{J}V_{dr}$ 는 '0'이 된다. 식(5)에서 $\mathcal{J}V_{dr}$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\mathcal{J}V_{dr} = -\frac{M}{L_r} e^{-\frac{R_r t}{L_r}} \left\{ \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr, err} + q \omega_r \lambda_{qr, err} \right\} \quad (6)$$

$$\lambda_{dr, err} = \lambda_{dr}(t_{2n}) - M I_{dr}^* \quad (7)$$

$$\lambda_{qr, err} = \lambda_{qr}(t_{2n}) \quad (8)$$

$\mathcal{J}V_{dr}$ 의 부호는 $\lambda_{dr, err}$ 과 $\lambda_{qr, err}$ 의 부호에 따라 달라진다. 그러므로 K_s 와 $\mathcal{J}V_{dr}$ 사이의 관계는 K_s 와 $\lambda_{dr, err}$ 혹은 $\lambda_{qr, err}$ 사이의 관계를 보임으로써 유도되어질 수 있다. 식(7)과 식(8)으로부터 분명히 알 수 있듯이, $\lambda_{dr, err}$ 과 $\lambda_{qr, err}$ 은 구간 A에서 회전자자속의 초기값에 의해서 결정된다.

구간 B에서 식(1)의 세 번째 열과 네 번째 열에 라플라스변환을 취함으로써 아래와 같은 방정식이 구해진다.

$$\begin{bmatrix} s + \frac{R_r}{L_r} & -\omega_s^* \\ \omega_s^* & s + \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}(s) \\ \lambda_{qr}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{MR_r}{L_r} \frac{I_{dr}^*}{s} + \lambda_{dr}(t_{2n-1}) \\ \frac{MR_r}{L_r} \frac{I_{qr}^*}{s} + \lambda_{qr}(t_{2n-1}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서 $\lambda_{dr}(t_{2n-1})$ 과 $\lambda_{qr}(t_{2n-1})$ 은 구간 B에서 회전자자속의 초기값이다. 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\lambda_{dr}(t_{2n-1}) = \lambda_{dr}(0) = M I_{dr}^* \quad (10)$$

$$\lambda_{qr}(t_{2n-1}) = \lambda_{qr}(0) = 0 \quad (11)$$

이 초기값들을 식(9)에 대입하고 라플라스 역변환을 하면, 아래 식(12), 식(13)이 구해진다.

$$\lambda_{dr}(t) = M I_{dr}^* + \mathcal{J} \lambda_{dr} - \mathcal{J} \lambda_{dr} e^{-\frac{R_r t}{L_r}} \cos \omega_s^* t - \mathcal{J} \lambda_{qr} e^{-\frac{R_r t}{L_r}} \sin \omega_s^* t \quad (12)$$

$$\lambda_{qr}(t) = \mathcal{J} \lambda_{qr} - \mathcal{J} \lambda_{qr} e^{-\frac{R_r t}{L_r}} \cos \omega_s^* t + \mathcal{J} \lambda_{dr} e^{-\frac{R_r t}{L_r}} \sin \omega_s^* t \quad (13)$$

$$\mathcal{J} \lambda_{dr} = \frac{\omega_s^* L_r^2 M}{R_r^2 + \omega_s^{*2} L_r^2} I_{dr}^* \left(\frac{R_r}{L_r} - K_s \right) \quad (14)$$

$$\mathcal{J} \lambda_{qr} = \frac{R_r M L_r}{R_r^2 + \omega_s^{*2} L_r^2} I_{qr}^* \left(\frac{R_r}{L_r} - K_s \right) \quad (15)$$

K_s 와 $\lambda_{dr, err}$ 혹은 $\lambda_{qr, err}$ 사이의 관계를 설명한다. 식(12)과 식(13)을 미분하면 다음을 얻을 수 있다.

$$p\lambda_{dr}(t) = e^{-\frac{R_r}{L_r}t} \frac{R_r}{L_r} \int \lambda_{qr} \left(\frac{\omega_s^2 L_r^2}{R_r^2} + 1 \right) \sin \omega_s t \quad (16)$$

$$p\lambda_{qr}(t) = e^{-\frac{R_r}{L_r}t} \frac{R_r}{L_r} \int \lambda_{qr} \left(\frac{\omega_s^2 L_r^2}{R_r^2} + 1 \right) \cos \omega_s t \quad (17)$$

식(12)~식(17)에서 다음 사항을 고려한다.

먼저 $K_r > R_r/L_r$ 일 경우, 식(16)과 식(17)에서 $\lambda_{dr}(t)$ 과 $\lambda_{qr}(t)$ 가 최대값을 갖는 시간을 각각 계산하여 그때의 값을 구하고, 구간 B의 최종값($t=t_m$)을 계산한다. 이 최대값과 최종값을 비교하여 회전자자속의 오차값 λ_{dr_err} 과 λ_{qr_err} 의 부호를 각각 알아본다.

그 다음으로 $K_r < R_r/L_r$ 일 경우에는 각각 자속의 최소값을 구하고, 마찬가지로 구간 B의 최종값과 비교하여 회전자자속의 오차값 λ_{dr_err} 과 λ_{qr_err} 의 부호를 알아보면, 아래 표 1.과 같은 결과가 얻어진다. 이와 함께 식(6)으로부터 K_r 와 ΔV_{ds} 사이의 관계도 알 수 있다.

표 1. K_r 와 ΔV_{ds} 사이의 관계.

	λ_{dr_err}	λ_{qr_err}	ΔV_{ds}
$K_r < R_r/L_r$	+	+	-
$K_r = R_r/L_r$	0	0	0
$K_r > R_r/L_r$	-	-	+

단, 위의 관계를 만족시키기 위해서 다음 조건이 만족해야 한다.

$$1 - \frac{L_r}{R_r} \omega_s^2 e^{-\frac{R_r}{L_r} t} > 0 \quad (18)$$

그림 2.은 표 1.에 주어진 관계를 입증하는 V_{ds} 의 응답을 나타내었다.

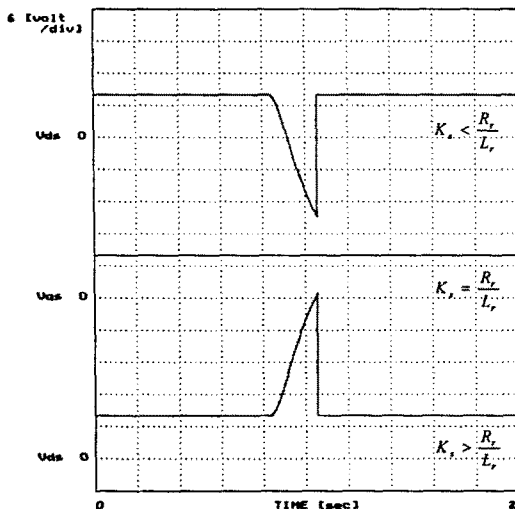


그림 2. 시뮬레이션을 통해 얻은 고정자 d축 전압의 파형.

2.3 자기동조 과정.

자기동조를 수행하기 위해서는 전류지령 i_{ds}^* 와 i_{qs}^* , 전동기 각속도 ω_r , 그리고 단자전압 V_{ds} 와 V_{qs} 가 필

요하다.

먼저 고정자저항 R_r 는 항상 구간 A의 마지막 부분에서 계산된다. 왜냐하면 정상상태의 V_{ds} 는 그림 2.와 같기 때문이다.

슬립이득 K_r 는 표 1.의 관계를 이용해서 동조시킬 수 있다. 하지만 이때 ΔV_{ds} 는 리플이 있기 때문에 적분하여 얻은 특성값 F 를 이용하여 동조시킨다. 여기서 F 와 동조식을 정의는 다음과 같다.

$$F = \sum V_{ds} T_s - r R_r I_{ds}^* \quad (19)$$

$$K_r(n+1) = \alpha \cdot K_r(n) \quad (20)$$

$$\alpha = N^{-F} \quad (21)$$

여기서 r 는 적분시간이고, α 는 이득계수로서 $N > 1$ 이다. F 와 α 의 관계는 식(21)으로부터 표 2.와 같이 얻어진다.

표 2. F 와 α 사이의 관계.

	F	α
$K_r < R_r/L_r$	-	$\alpha > 1$
$K_r = R_r/L_r$	0	$\alpha = 1$
$K_r > R_r/L_r$	+	$0 < \alpha < 1$

동조과정을 멈추기 위한 조건을 아래와 같다.

$$\frac{|K_r(n+1) - K_r(n)|}{K_r(n)} < \varepsilon \quad (22)$$

여기서 ε 은 오차계수이다. 벡터제어에서 K_r 가 정확한 값이라면, 식(2)은 만족한다. 식(1)의 첫 번째와 두 번째 열로부터, 구간 B에서의 전압식을 아래 식(23), 식(24)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= (R_r I_{ds}^* - \omega_s^* L_{\sigma} I_{qs}^*) - q\omega_s L_{\sigma} I_{qs}^* \\ &= (R_r I_{ds}^* - \omega_s^* L_{\sigma} I_{qs}^*) + \omega_s G(V_{ds}) \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} V_{qs} &= (R_r I_{qs}^* + \omega_s^* L_{\sigma} I_{ds}^*) + q\omega_s L_{\sigma} I_{ds}^* \\ &= (R_r I_{qs}^* + \omega_s^* L_{\sigma} I_{ds}^*) + \omega_s G(V_{qs}) \end{aligned} \quad (24)$$

위 식은 V_{ds} (혹은 V_{qs})와 ω_s 의 관계가 선형임을 보여준다. 따라서 $qL_{\sigma} I_{qs}^*$ 항과 $qL_{\sigma} I_{ds}^*$ 항은 기울기 G 로서 여길 수 있고, 측정된 데이터로부터 계산되어 질 수 있다. 그러므로 L_{σ} 와 L_{σ} 는 아래와 같이 계산될 수 있다.

$$L_{\sigma} = -G(V_{ds})/qI_{qs}^* \quad (25)$$

$$L_{\sigma} = G(V_{qs})/qI_{ds}^* \quad (26)$$

또한 K_r 는 다음 식(28)에 의해서 얻을 수 있다.

$$K_r = L_r - L_{\sigma} \quad (27)$$

만약 L_{σ} 이 L_r 와 같다고 하면, M 과 R_r 은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$M = \sqrt{K_r L_r} \quad (28)$$

$$R_s = K_s L_s \quad (29)$$

그리하여 두 개의 이득 K_s 와 K_r , 그리고 전기적인 전동기파라미터들을 얻을 수 있게 된다. 자기동조 절차가 끝나면, 자기동조 시스템에 간단히 속도제어 시스템을 추가함으로써 즉시 벡터제어를 수행시켜 볼 수 있다.

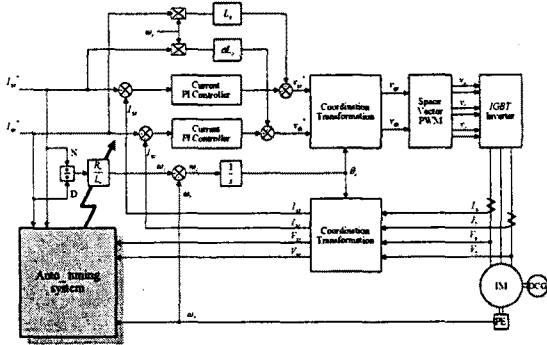


그림 3. 자기동조 시스템의 블록도.

2.4. 시뮬레이션.

제시한 자기동조기법의 타당성을 검토하기 위하여 시뮬레이션을 하였다. 그림 3은 자기동조시스템의 블록도로서 일반적인 벡터제어시스템에 간단히 자기동조 시스템만을 추가시킨 것이다. 이 블록도에서는 속도제어기를 사용하지 않는다. 시뮬레이션을 위해 사용한 파라미터의 값은 표 3과 같다.

표 4. 시뮬레이션에 사용된 파라미터들.

Parameter	Value	Parameter	Value
R_s	0.82590	L_m	0.03198
L_s	0.03630	K_s	10.68044
R_r	0.38770	K_r	0.02817
L_r	0.03630		

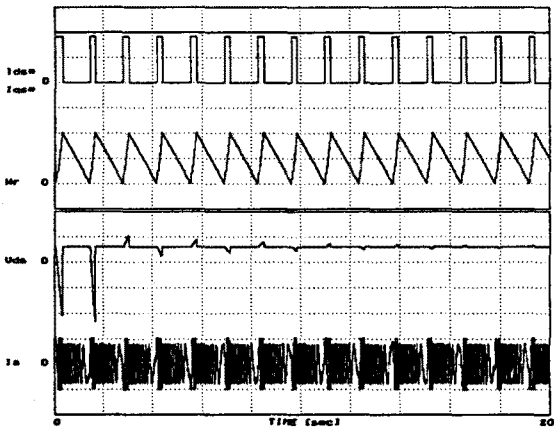


그림 4. 자기동조 시스템의 동조과정.

샘플링시간은 약 $5 \mu\text{sec}$ 이고, 시뮬레이션의 동조 과정은 약 1분 정도가 소요되었다. 물론 환경조건에 따라 차이는 있었지만 대부분 몇 분 정도가 소요된다. 그림 4는 시스템의 동조과정을 나타낸 것으로서 단자전압 V_{ab} 가 동조과정을 거치면서 과도단자전압이 점차로 감소하는 모습을 나타내고 있다. 이 방식으로 얻어진 슬립이득 $K_s = 10.680$ 는 시뮬레이션에서 사용한 값과 일치한다. 따라서 정확한 동조가 되었음을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 기동시에 필요한 파라미터들을 자기동조하는 기법을 제시하였다. 이 파라미터들은 회전자속의 변화에 의한 과도단자전압을 이용함으로써 동조시킬 수 있었다. 시뮬레이션 결과는 미리 예상하고 있었던 결과와 일치함을 통해서 그 타당성을 입증할 수 있었다.

(참 고 문 헌)

- [1] M.Akiyama, I.Miki, "Auto-Tuning Method for Vector Controlled Induction Motor Drives", Trans. IEE Japan, Vol.116-D, No.8, pp844-851, 1996.
- [2] R.D.Lorenz, "Tuning of field oriented induction motor controllers for high performance application", IEEE Trans. Ind. Appl., pp290-295, 1986.
- [3] B.K.Bose, "Power electronics and AC drives", Englewood Cliffs, New Jersey:Prentice-hall, 1986.
- [4] Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, 1990.
- [5] 윤병도, 정재륜, "최신전력전자공학", 생능출판사, 1987.