

유도전동기구동계의 불안정현상에 관한 이론적고찰

백수현, 김필수, 송성준* 김 용
 동국대 대림공전

A Theoretical Investigation on the Instability Phenomena of Induction Motor Drive System

Soo Hyun Baek , Pill Soo Kim , Sung Joon Song* Yong Kim
 Dong Guk University Dae Lim Tech. Jr. College

Abstract

In this paper the instability analysis of Inverter fed Induction motor drive system is performed by calculate the eigen value of the linearised equation which describe the behavior of the Induction motor. Inverter fed Induction motor drive system may become unstable at low speeds(frequencies) even though balanced, sinusoidal voltage are applied. Effect for the change of machine parameter and Inverter delay time are simulated by digital computer.

유도전동기는 가격이 저렴하고 보수가 용이하다는 장점에도 불구하고 직류전동기에 비하여 속도제어가 어렵다는 큰 단점을 지니고 있어서 예전부터 가변속 구동용으로 경시되어 왔다. 이러한 단점은 최근의 전력용 반도체소자 및 주변기기의 발달에 힘입어 제어정류능력이 원활하게 됨으로서 직류전동기에 뒤지지 않는 제어성능을 가지게 되어, 유도전동기는 산업용 전동기로서 보편적으로 사용되게 되었다. 이러한 유도전동기의 가변속 제어능력은 응용산업이 세분화됨에 따라 그 적용부분도 다양화되고 있는데, 특히 일부 응용에서는 정격속도보다 훨씬 낮은 저속도(정격속도의 5~10(X))로 구동되도록 제어되는 경우가 늘어나는 추세에 있다.

그러나 최근에 많이 사용되고 있는 전력변환장치인 인버터로 유도전동기에 전원을 공급할 때 저속도 영역에서 바람직하지 않은 불안정현상이 나타날 때가 종종 있다. 이러한 현상은 유도전동기의 안정도 문제로서 유도전동기의 제어에 큰 영향을 주는 것으로, 예전부터 많은 학자들에 의하여 연구·발표되고 있지만, 이들 대부분의 연구가 수치적인 문제에만 너무 국한되어 있고, 물리적인 현상 파악에는 소홀히 하는 등의 문제가 있으며, 요즘과 같이 인버터가 포함되어 유도전동기계가 확대된 상태에서는 더욱 안정도해석에 여러 문제점이 발생하게 된다. [1]-[4]

따라서 본 논문에서는 기존의 안정도 해석에 사용되는 해석 방법을 기초로하여 유도전동기의 각종 파라메타 변화에 따

른 불안정영역 및 요인을 관찰하여 보았으며, [1][2][5][6] 특히 최근에 문제가 되고 있는 PWM인버터가 포함된 포괄적인 유도전동기계를 대상으로 하여 안정도 해석에 미치는 영향을 고찰하여 보았다. [2][4][5][7]

2. 유도전동기계의 선형화 모델

유도전동기 제어시 발생하는 여러 불안정 현상을 고찰하기 위하여 안정도에 영향을 주지않는 이상유도전동기(IIM: Ideal Induction Motor) 조건[1]하에서 일반적인 유도전동기모델은 그림1과 같이 나타낼 수 있으며, 이것은 식(1)과 같이 표현된다.

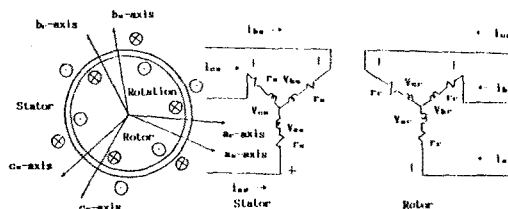


그림 1. 2극 3상 유도전동기 모델.

$$\left. \begin{aligned} V_{abcs} &= r_s \cdot i_{abcs} + p \cdot \lambda_{abcs} \\ V_{abcr} &= r_r \cdot i_{abcr} + p \cdot \lambda_{abcr} \end{aligned} \right\} \dots \dots (1)$$

여기서 λ 는 각 권선의 총채고자속이며, p 는 연산자 d/dt 이다.

식(1)을 동기회전좌표계를 이용하여 d-q축 변환을 하면 유도전동기의 방정식은 식(2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^{\circ} \\ V_{ds}^{\circ} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r + \frac{p}{\omega_b} X_m & f_r \cdot X_{mN} & \frac{p}{\omega_b} X_m & f_r \\ -f_r \cdot X_{mN} & r_r + \frac{p}{\omega_b} X_{mN} & -f_r \cdot X_m & \frac{p}{\omega_b} X_m \\ \frac{p}{\omega_b} X_m & f_r \cdot S \cdot X_m & r_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rr} & f_r \cdot S \cdot X_{rr} \\ -f_r \cdot S \cdot X_m & \frac{p}{\omega_b} X_m & -f_r \cdot S \cdot X_{rr} & r_r + \frac{p}{\omega_b} X_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^{\circ} \\ i_{ds}^{\circ} \\ i_{qr}^{\circ} \\ i_{dr}^{\circ} \end{bmatrix} \dots \dots (2)$$

단, $S = \frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_0}$ $f_r = \frac{\omega_0}{\omega_b}$

여기서 f_R 은 인가주파수에 대한 동작주파수의 비를 나타내며, 단위법으로 표현하였다.

한편, 유도전동기의 토크를 단위법으로 환산하여 표현하면 식(3)과 같이 된다.

$$T_e = X_m (i_{q0} \cdot i_{dr}^* - i_{d0} \cdot i_{qr}^*) \dots\dots(3)$$

식(2), (3)은 유도전동기의 동작을 나타내는 일반식이지만 비선형 방정식이어서 유도전동기계의 해석이 복잡하고 어려우므로 미소변위법을 사용하여 비선형방정식을 단순화시킨 선형방정식으로 표현하도록 한다.

따라서 식(2), (3)의 모든 변수에 정상상태 동작점에 대한 미소변위가 허용되고, 정상상태 동작모우드를 묘사하는 항이 제거된다면 식(3)은 식(4)와 같은 간략화된 식으로 변환된다. [7]

$$\frac{p}{\omega_b} \begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -X^{-1} \cdot R & -X^{-1} \cdot v_{10} \\ \frac{1}{2H \cdot \omega_b} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X^{-1} & 0 \\ 0^T & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v \\ \Delta T_L \end{bmatrix} \dots\dots(4)$$

단,

$$R = \begin{bmatrix} r_r & f_r \cdot X_{ms} & 0 & f_r \\ -f_r \cdot X_{ms} & r_s & -f_r \cdot X_m & 0 \\ 0 & f_r \cdot S \cdot X_m & r_r & f_r \cdot S \cdot X_{rr} \\ -f_r \cdot S \cdot X_m & 0 & -f_r \cdot S \cdot X_r & r_r \end{bmatrix} X = \begin{bmatrix} X_s & 0 & X_m & 0 \\ 0 & X_s & 0 & X_m \\ X_m & 0 & X_r & 0 \\ 0 & X_m & 0 & X_r \end{bmatrix}$$

여기서 행벡터 v_{20} 와 v_{10} 는 단위법으로 나타낸 전압으로 정상상태 동작조건에 따라 결정된다. [8]

식(4)는 선형화된 벡터-행렬 미분방정식으로서 이중 열벡터 $[\Delta i^T, \Delta \omega_r / \omega_b]^T$ 와 $[\Delta v^T, \Delta T_L]^T$ 는 각각 선형제어시스템의 상태벡터 및 구동함수와 거의 유사한 형태를 갖게 된다. 여기서 구동함수 벡터가 0일 경우 식(4)의 해는 식(5)와 같이 변환된다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix} = e^{A \omega_b t} \begin{bmatrix} \Delta i(0) \\ \Delta \omega_r(0) \end{bmatrix} \dots\dots(5)$$

단,

$$\omega_b \cdot A = \omega_b \cdot \begin{bmatrix} X^{-1} \cdot R & X^{-1} \cdot v_{10} \\ \frac{1}{2 \cdot H \cdot \omega_b} & 0 \end{bmatrix}$$

여기서 $[\Delta i(0)^T, \Delta \omega_r(0) / \omega_b]^T$ 는 임의의 초기조건에 대한 값이며, 초월함수 e^{At} 는 시스템의 상태변이행렬을 나타낸다. 이때 상태변이행렬의 모든 요소들이 시간의 경과($t \rightarrow \infty$)에 따라 점근적으로 0에 근접되면 시스템은 극부적으로 안정을 이루게 된다. 이러한 시스템의 안정을 이룩하기 위해서는 시스템 특성방정식의 근이 s 의 실수부를 가져야한다.

이러한 특성방정식의 근은 $\text{Det } \lambda' = \lambda / \omega_b$ 의 값에 따라 주어

지게 되며, 이때의 특성방정식은 식(6)과 같이 된다.

$$\left| \lambda' \begin{bmatrix} I & 0 \\ 0^T & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} X^{-1} \cdot R & X^{-1} \cdot v_{10} \\ \frac{1}{2H \cdot \omega_b} & 0 \end{bmatrix} \right| = 0 \dots\dots(6)$$

여기서 λ' 은 기본주파수에 대한 특성방정식의 근을 정규화하는데 도움을 주게된다.

식(6)의 근은 λ' 의 다항식을 이용하거나 행렬A의 고유치를 이용하여 계산된다.

3. 유도전동기계의 안정도 해석

3.1 안정도의 기본 개념 및 안정성 검토

식(6)의 고유치를 해석함으로써 임의의 주파수와 부하모우드에 대한 유도전동기계의 특성을 예측할 수 있다. 즉, 계의 안정도 해석에서 식(6)의 고유치가 s 의 실수부를 갖게 되면 응답의 진동이 감쇄되어 계가 안정되며, 식(6)의 고유치가 s 의 실수부를 갖게 되면 응답의 진동이 시간의 경과에 따라 증가되어 계는 불안정하게 된다.

그림 2는 본 연구에서 고려된 PWM인버터로 구동되는 유도전동기 계를 나타낸다. 이러한 유도전동기계에서 자속의 포화를 방지하기 위하여 PWM인버터는 전압/주파수(V/f)를 일정하게 제어할 필요가 있다. [9]

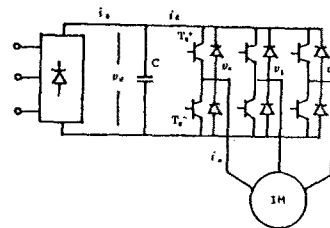


그림2. PWM인버터로 구동되는 유도전동기계

또한 본 논문에서 이용된 유도전동기는 60[Hz], 2.2[Kw], 220[V], 4[극], 3[상], 농형 유도전동기이며, 이때의 유도전동기상수를 표1에 나타내었다.

표1. 시험용 전동기상수

R_1	1.2293[Ω]	X_m	1.525 [Ω]
R_2	0.9078[Ω]	Rated voltage	220 [V]
X_1	1.5998[Ω]	S	2.85 [%]
X_2	1.7913[Ω]	Zu	29.332 [Ω]
I_1	9/5.2[A]	Efficiency[η]	80 [%]

3.2 파라미터 변화에 따른 안정도 고찰

유도전동기의 각종 파라미터를 변화시켰을 경우의 유도전동기계의 안정도를 고찰하여 보면 다음과 같다. 그림3~그림6은 각각 고정자 저항, 회전자 저항, 자화리액턴스, 고정자 인가전압을 변화 시켰을 경우의 불안정영역을 나타내고 있다.

여기서 그림3,4와 같이 고정자저항 및 회전자저항을 각각 변화시켰을 경우 각 파라메타가 증가할수록 불안정영역이 감소되는 것을 알 수 있으며, 그림5,6과 같이 자화리액턴스, 고정자인가전압을 각각 변화시켰을 경우 각 파라메타가 감소될수록 불안정영역이 감소되는 것을 알 수 있다. 따라서 각종파라메타의 변화는 유도전동기계의 안정도에 큰 영향을 줌을 알 수 있다.

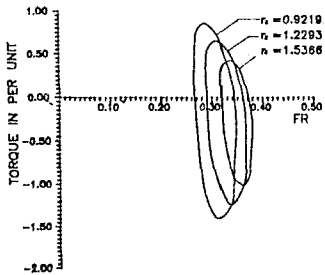


그림3 고정자 인가전압 변화에 따른 불안정영역.

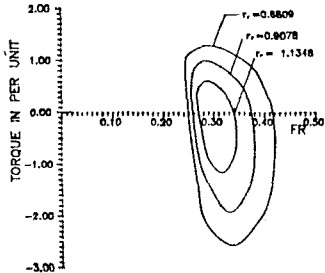


그림4 회전자 저항 변화에 따른 불안정영역.

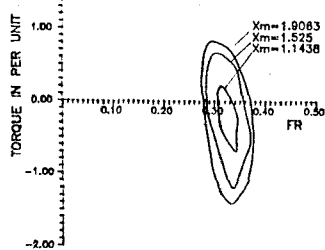


그림5 자화리액턴스 변화에 따른 불안정영역

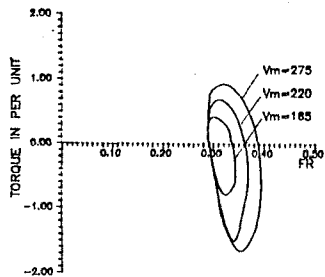
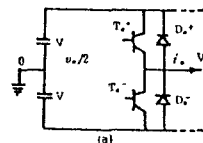


그림6 고정자인가전압 변화에 따른 불안정영역

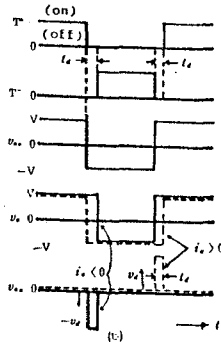
3.3 인버터 지연시간을 고려한 안정도 고찰

그림2의 유도전동기계를 구동시킬 경우 실제의 PWM인버터는 스위칭소자의 轉流시 발생하는 단락현상을 방지하기 위하여 어느 정도의 지연시간을 갖게 된다. 이 지연시간

(delay time; t_d)은 일반적으로 약 $10 \sim 20[\mu s]$ 정도로 설계되나 스위칭소자의 주파수를 상승시키에 따라 출력파형은 일그러지게 된다. 따라서 인버터로 구동되는 유도전동기에서 지연시간(t_d)의 영향이 불안정요인으로 동작한다고 볼 수 있으므로 이 지연시간을 고려하여 안정도를 고찰하여 보기로 한다. 그림7의 (a)와 (b)는 각각 인버터의 한상(a상)과 이때 나타나는 파형의 상태를 표현한 것이다. 그림7(b)에서 온신호와 오프신호는 지연시간 t_d 만큼 시간차를 갖게 되며, 여기서 온오프 신호 T^+ 와 T^- 는 트랜지스터 T_{a^+} 및 T_{a^-} 의 온 오프 베이스 입력신호를 나타낸다. 이 때 a상의 전압 V_a 는 지연시간 $t_d=0$ 이 되는 이상적인 전압 V_{a0} 에 비해 실제의 출력전압은 오차를 갖게 된다. 결국 오차전압 V_{eA} 는 V_{a0} 와 V_a 의 차로써 나타나게 되어 그림7(b)와 같이 진폭 2[V], 폭 t_d 인 펄스파가 발생하게 된다.



(a) Switching circuit in a Phase



(b) Delay time and error voltage

그림7 스위칭에 의한 지연시간과 오차전압

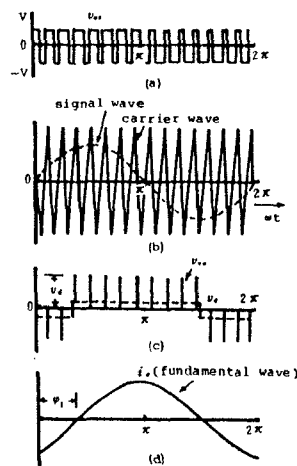


그림8 정현파 PWM과 오차전압 파형

그림8(a)는 V_{a0} 의 출력파형이고 그림8(b)는 삼각반송파 및 변조파를 나타내고 있다.

또한 그림8(c)는 그림8(b)에서 삼각 반송파와 변조파의 교차점으로 부터 얻어지는 주회로 스위칭소자 T_a^+ , T_a^- 의 온 또는 오프상태를 나타낸다.

따라서 반송파의 한 주기동안에 V_{ao} 가 한 번의 正, 負의 값을 갖게 되면 오차전압 펄스는 매주기마다 1계직 발생하게 된다. 결국 전류 i_a 의 파형이 그림8(d)와 같다면 오차전압 V_e 의 파형은 그림8(c)와 같이된다.

이상과 같이 인버터로 구동되는 유도전동기에서 지연시간의 영향은 불안정요인으로 동작한다고 볼 수 있으므로 지연시간이 포함된 특성방정식을 유도하여 안정도를 해석한다면 좀더 정확한 안정도해석이 되리라 본다.

4. 결 론

유도전동기계의 안정도를 살펴본 결과 다음과 같은 특성을 알 수 있었다.

첫째, 유도전동기가 저속도로 구동될 경우 유도전동기의 각종 파라미터에 따른 유도전동기계의 불안정영역을 확인할 수 있었다.

둘째, 인버터로 유도전동기를 구동할 경우 인버터의 지연시간에 의한 유도전동기계의 안정도를 고찰하여 보았다.

셋째, 본 연구에서 제시된 안정도해석이 실험을 통한 실속치와 비교된다면 좀더 정확한 안정도판별이 가능하리라 보며, 안정도 해석방법에 있어서도 정확하고 간략화 될 수 있도록 지속적인 연구를 통하여 보완할 필요가 있다고 보아진다.

참고문헌

- [1] ROBERT H. NELSON, THOMAS A. LIPO, PAUL C. KRAUSE, "Stability of a simmetrical Induction machine" IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-68, pp. 1710-1718, November 1969.
- [2] 村井由宏, 細野 勇, 常廣 謙, 電氣學會論文誌, B54, 60, p467 (昭 60-5), PWM인버터에서 驅動される 誘導電動機の 安定性に について.
- [3] T.A. LIPO and KRAUSE, "Stability analysis of reluctance synchronous machine", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol PAS-86, pp. 825-834, July 1967.
- [4] T.A. LIPO and KRAUSE, "Stability analysis of a rectifier inverter induction motor drive", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol PAS-88, pp. 55-66, January 1969.
- [5] T.A. LIPO and KRAUSE, "Stability analysis for variable frequency operation of synchronous machine", IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-87, pp. 227-234, January 1969.
- [6] R. G. Hoft, "Llapunov stability analysis of Reluctance motors", IEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-87, pp. 1485-1491, June 1968.
- [7] Y. Murai & Y. Tsunehhiro: "Improved PWM Method for Induction Motor Drive Inverter", IPEC Tokyo, 83, v. 407-422, 1983.
- [8] Y. Murai, I. Hosono, Y. Tsunehhiro, "On System Stability of P.W.M. Inverter Fed Induction Motor", IEEEJ Trans., V10, 105-B, No. 4, pp. 467-474, 1985.

- [9] D.W. Novotny, J.H. Wouterse, "Induction Machine Transfer Function and Dynamic Response by Means of Complex Time Variables", Proc. IEEE Trans. Power Apparatus and Systems, vol. PAS-85, pp. 1325-1338, 1976.