

전압형 인버터로 구동되는 유도기의 안정화 제어

노성재<sup>o</sup> 이현우 이오걸 우정인 (동아대 전기공학과)

The Stabilized Control Method for The Voltage Source Inverter Fed Induction Motor Driver

S.C.Ro<sup>o</sup> H.W.Lee O.G.Lee J.I.Woo (Dong-A Univ.)

ABSTRACT

A constant V/F control system of voltage controlled PWM inverter has a unstable operation at the low-speed and the light-load. In this paper, the authors propose stability control with idealized operation of induction motor by the neglect of primary leakage inductance and resistance. Also idealized operation system is adopted voltage error, feed back impedance circuit, and increasing resistance from dead time of switching is compensated by the soft ware with u-processors. The proposed simulation of the idealized control method is proved at the low-speed operation for three phase induction motor.

1. 서론

유도전동기를 전압형 인버터로 v/f 일정제어를 하는 경우, 저속·경부하시어 불안정하게 되는 경우가 있다. 이러한 불안정 요인은 PWM 인버터의 arm 단락 방지 기간에 기인하는 수도 있으나 유도기 자체의 여러 Parameter에 기인하는 경우도 있다.

따라서, 인버터에 기인하는 불안정 요인을 제거 하더라도 불안정 현상이 일어난다.

그러므로 유도기를 전 주파수 영역에서 안정하게 운전하기 위해서는 안정화 제어가 필수적이다.

본 논문에서는 안정화 제어를 위하여 이상화 유도기의 개념을 도입하여 안정도 해석을 행한다. 그리고, 유도기 자체의 불안정 요인인 1차 저항의 임피던스 강하분 및 Dead time 에 의한 전압 오차분을 보상하여 여자전류의 변동을 제거하는 알고리즘을 제시하고 시뮬레이션 및 실험을 통하여 안정화 제어법의 타당성을 입증하고자 한다.

2. 유도기의 등가회로

일반적인 유도기의 전압 방정식은

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (P + j\omega_0)L_1 & (P + j\omega_{s0})M \\ (P + j\omega_{s0})M & R_2 + (P + j\omega_{s0})L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

와 같으며, 전기적 발생 Torque 및 기계계의 운동 방정식은

$$T = M I_m (-j i_1 \cdot i_2) \quad (2)$$

$$J \frac{d\omega}{dt} + D_r \omega_r + T_L = T \text{ [Nm]} \quad (3)$$

본 된다.

본 된다. 식 (1),(2)를 정상상태 동작점 부근에서 선형화 시키, 행렬 형태로 고쳐 쓰면

$$\begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + (P + j\omega_0)L_1 & (P + j\omega_0)M \\ (P + j\omega_{s0})M & R_2 + (P + j\omega_{s0})L_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \Delta E_s \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\Delta T = -M I_m [-j i_{20} i_{10}] \begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

이 된다.

식 (4)로부터 그림 1과 같은 미소 변환분에 대한 등가 회로를 얻을 수 있다.

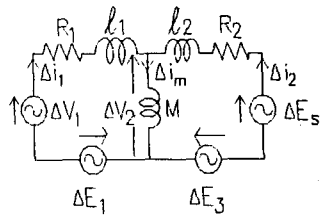


그림 1. 유도기의 등가회로

간단히 하기 위해

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= R_1 + L_1(P + j\omega_0) \\ Z_2 &= M(P + j\omega_0) \\ Z_3 &= M(P + j\omega_{s0}) \\ Z_4 &= R_2 + L_2(P + j\omega_{s0}) \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_m &= \Delta i_1 + \Delta i_2 \\ \Delta E_1 &= j\omega_0(L_1 \Delta i_1 + M \Delta i_2) \\ \Delta E_3 &= j\omega_{s0}(M \Delta i_1 + L_2 \Delta i_2) \\ \Delta E_s &= j(M i_{10} + L_2 i_{20}) \Delta \omega_r \\ l_1 &= L_1 - M \quad l_2 = L_2 - M \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

이상과 같은 특성의 유도 전동기를 V/F 제어 전압형 인버터로 구동하는 경우, 저속·경부하 시에 불안정한 현상이 자주 발생한다.

이러한 현상은 PWM의 SWITCHING 주파수가 높아질수록 현저하다. 그림 2는 V/F 제어를 행하는 경우, 불안정의 범위가 실제 운전되는 유도기의 1차 전압과 주파수 특성에 관련되고 있음을 보여주는 한 예이다. 따라서, 본 논문에서는 주로, 1차측 누설 임피던스에 기인한 불안정 현상의 원인을 보다 명확히 규명하기 위해 먼저, 본질적으로 안정한 이상화 유도기의 개념을 도입하고, 이의 동특성 시뮬레이션 결과를 토대로 안정도 해석과 안정화 제어를 시도하고자 한다.

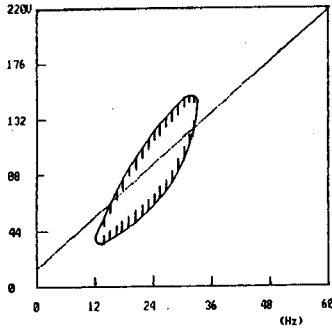


그림 2. 유도기 구동계의 불안정 영역

3. 이상화 유도기

이상화 유도기란 1차 저항과 누설 인덕턴스가 0인 이상적인 유도기라 정의한다. 즉, 이상화 유도기는 다음식을 만족한다.

$$R_1=0 \quad l_1=0 \quad L_1=L_2=M \quad (8)$$

일반적으로, 1차 및 2차 여자 전류의 미소 변화분  $\Delta i_1$ ,  $\Delta i_2$ ,  $\Delta i_m$  은 다음 식으로 표시되어 진다.

$$\begin{bmatrix} \Delta i_1 \\ \Delta i_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} \dot{Z}_4 - \dot{Z}_2 \\ -\dot{Z}_3 \dot{Z}_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_1 \\ \Delta V_2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\Delta i_m = \{(\dot{Z}_4 - \dot{Z}_3)\Delta V_1 + (\dot{Z}_1 - \dot{Z}_2)\Delta V_2\} / D \quad (10)$$

$$D = \dot{Z}_1 \dot{Z}_4 - \dot{Z}_2 \dot{Z}_3 \quad (11)$$

전압형 인버터 구동 유도기의 안정성 해석은 정 전압원 구동으로  $\Delta \omega$ 는 0 이므로, 식(8) 및 (9)에서

$$\Delta i_m = \{R_1 + l_1(P + j\omega_0)\} \Delta E_s / D \quad (12)$$

로 된다. 그런데, 이상화 유도기의 가정인 식(8)에서  $R_1$  이 0 이므로, 결국, 여자전류의 변동분  $\Delta i_m$  은 0 이 되며, 식(6)의  $\Delta T$  및  $\Delta E_s$  또한 0 이 됨을 알 수 있다.

따라서, 그림 1의 일반적인 유도기 등가 회로에서, M 또한 제거 될 수 있으므로, 결국 이상화 유도기의 등가회로는 그림 3 과 같게 된다.

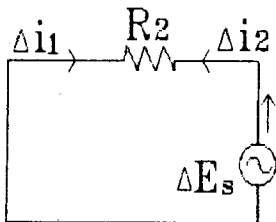


그림 3. 이상화 유도기의 등가회로

또한,  $\Delta \omega$ 와  $\Delta T$  구간의 전달 함수 H는 식(5) 및 (7)으로 부터

$$\frac{\Delta T}{\Delta \omega} = H(s) = -M^2 |i_{m0}|^2 / R_2 \quad (13)$$

가 된다.

여기서, H는 상수가 되므로 뒤집어 있어 안정하다.

4. 불안정 요인의 해석

이상화 유도기의 여자 전류는 2차 자속에 관계한다. 2차 자속이 일정한 경우, 여자 전류는 일정해져서 유도기는 안정하게 되므로, 이상화 유도기의 가정인, 식(8)에 기초하여, 안정도에 영향을 미치는 1차측 누설 임피던스에 대해 고찰한다.

4.1 누설 인덕턴스의 영향

실제의 유도기에서는 그림(2)와 같이 J 가 일정해도 전압 및 주파수에 대한, 불안정 영역이 존재하고 있음을 알 수 있다. 이러한 사실로부터 유도기 자신에 불안정 요인이 내재하고 있다고 생각된다.

즉, 그림 1에서 1차측 누설 임피던스 전압강하가 이상화 유도기에 대하여 전압 외란으로 작용하게 되므로 먼저, 누설 인덕턴스만이 부가된 경우를 생각한다.  $\Delta l_1$  이 0이 되도록  $\Delta l_2$ 를 선택하면,  $R_1$ 이 0이므로 식(12)로부터  $\Delta i_m$ 은 0이 된다.

따라서, 그림 4 과 같은 누설 인덕턴스만을 고려한 등가회로가 얻어진다.

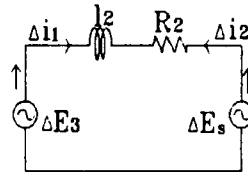


그림 4. 누설 인덕턴스를 부가한 등가회로

그림 4 의 등가회로로부터

$$\Delta i_2 = -\Delta i_1 = \frac{\Delta E_s}{\{R_2 + (P + j\omega_{s0})l_2\}} \quad (14)$$

로 되며, 이 식을 식(5)에 대입하여,  $H_{20}$ 를 구하면

$$H(s) = \frac{T_0(\beta s + \beta^2 - \omega_{s0})}{\omega_{s0}[(s + \beta)^2 + \omega_{s0}^2]} \quad (15)$$

이 된다.  
단,

$$T_0 = \frac{M^2 |v_{01}|^2 R^2}{\{(R_1 R_2)^2 + (R_2 \omega_0 L_2)^2\} / \omega_{s0} + \{(\omega_0 L_1 L_2 \sigma)^2 + (R_1 L_2)^2 \omega_{s0}\} + 2R_1 R_2 \omega_0 M^2} \quad (16)$$

$$\beta = \chi_2 / \sigma \quad \chi_2 = R_2 / L_2 \quad \sigma = 1 - M^2 / L_1 L_2$$

식(15)의 결과로부터  $\Delta\omega$ 에 대한 4차의 응답은 매우 빠르게 나타난다.  
반편, 4차 과  $\Delta\omega$  간의 전달함수  $G(s)$ 를 구하면

$$G(s) = \frac{-J \{ (s+\beta)^2 - \omega_{so}^2 \}}{s^3 + 2\beta s^2 + (\beta^2 + \omega_{so}^2 + k\beta)s + k(\beta^2 - \omega_{so}^2)} \quad (17)$$

본되며

$$T_n \cdot k = T_0 (\omega_{so}^2 J)$$

식(15)의 분모를 0으로 놓아 Routh-Hurwitz 안정도 판별법에 의해 안정 조건을 구하면

$$-\beta < \omega_{so} < \beta \quad (18)$$

$$2\beta^3 + 2\beta\omega_{so}^2 + k\beta^2 + k\omega_{so}^2 > 0 \quad (19)$$

이 얻어진다.

여기서,  $k$ 는 양인 상수이므로 식(19)는 항상 성립한다. 또한, 유도기는 Stall Torque 범위 내에서 운전하므로, 결국, 누설 인덕턴스는 불안정한 요인으로 작용하지 않는다.

4.2 1차 저항의 영향

그림 6은 복소 방정식인 식(4)에서  $R_1$ 의 변화에 대한 유도기 자체의 복소근의 궤적을 나타내고 있다. 여기에서,  $R_1 \rightarrow 0$ 으로 되면, 대표근이 허축에 접근하여  $\Delta\omega$ 에 대응 하는 전류 응답이 늦어질 것으로 생각되지만, 식(20) 및 식(21)와 같이 영-극점이 상쇄되어 2차제로 되므로 전류 응답은 오히려 빨라진다.

$$\Delta i_1 = -\Delta E_s M (P + j\omega_0) / D \quad (20)$$

$$D = \sigma I_1 I_2 \{ (P + j\omega_0 + \chi_1/\sigma)(P + \chi_2/\sigma + j\omega_{so}) + \chi_1\chi_2/\sigma - \chi_1\chi_2/\sigma \} \quad (21)$$

$$\text{단 } \chi_1 = R_1 / L_1$$

일반적으로,  $R_1$ 이 0 근처에서 증가하면 식(20)의 영-극점의 상쇄가 불가능해지므로 전류 응답이 나빠진다.

그 이유는,  $R_1$ 의 증가에 따라 여자 전류가 변동하기 때문이다. 따라서, 여자전류 즉 2차 자속의 변동 요인인  $R_1$ 을 0로 접근 시키면 안정화 제어가 가능하게 된다.

4.3 Dead time 의 영향

Arm 단락 방지 기간의 오차전압 파형은 Carrier 1 사이를 주기에 상하 1개가 발생하며 이것은 기본파 위상에 전류 위상에 일치한다.  
이 오차전압의 평균치  $V_e$ 는

$$V_e = \frac{4}{\pi} t_d f_c V_d \quad (22)$$

본 된다.

- $t_d$  : arm 단락 방지 시간
- $f_c$  : Carrier 주파수
- $V_d$  : 인버터 DC 전압

따라서  $V_e$ 는 1차속의 전압강하로 생각할 수 있다. 유도기의 1차 저항에 arm 단락 방지 기간에서 일어나는 등가저항  $R_d$ 를 추가하면 식(4)의 전압 방정식에서  $R_1$ 은  $R_1 + R_d$ 로 수정되어야 한다. 이때 회전좌표계에서의 유도기 전압방정식은 식(23)로 표시된다.

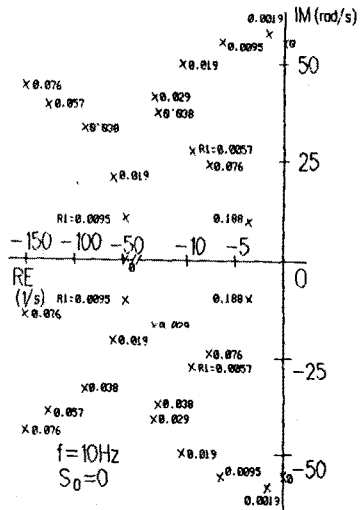


그림 6. 유도기 자체의 근궤적

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{1q} \\ \Delta V_{1d} \\ \Delta V_{2q} \\ \Delta V_{2d} \\ \Delta T_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + R_d + P \cdot L_1 \omega_0 \cdot L_1 & P \cdot M \\ -\omega_0 \cdot L_1 & R_1 + R_d + P \cdot L_1 - \omega_0 \cdot M \\ P \cdot M & \omega_{so} \cdot M & R_2 + P \cdot L_2 \\ -\omega_{so} \cdot M & P \cdot M & -\omega_{so} \cdot L_2 \\ i_{20d} \cdot M & -i_{20q} \cdot M & -i_{10d} \cdot M \\ \omega_0 \cdot M & 0 \\ P \cdot M & 0 \\ * \omega_{so} \cdot L_2 & -M \cdot i_{10d} - L_2 \cdot i_{20d} \\ R_2 + P \cdot L_2 & M \cdot i_{10q} + L_2 \cdot i_{20q} \\ i_{10q} \cdot M & -J \cdot P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta i_{1q} \\ \Delta i_{1d} \\ \Delta i_{2q} \\ \Delta i_{2d} \\ \Delta \omega_r \end{bmatrix} \quad (23)$$

5. 안정화 제어 알고리즘 및 시뮬레이션

일반 유도기에서  $R_1$ 을 0으로 하는 것은 불가능하다. 따라서 본 논문에서는 Dead time에 의한 등가저항  $R_d$  및 1차 저항  $R_1$ 에 의한 전압 강하분을 보상하는 제어 방식을 채택함으로써 안정화 제어가 가능하게 된다. 제어 구성 선도는 그림 6 과 같으며 시뮬레이션 결과물 그림 7 에 나타내었다.

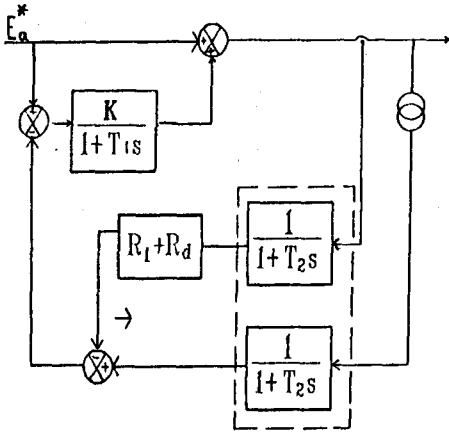


그림6. 안정화 제어 구성도

그림6 은  $f = 20\text{Hz}$ ,  $V = 73\text{V}$ ,  $\text{slip } s = 0.0104$  인 경우의 시뮬레이션 결과이다.

그림2의 불안정 Mode 에서 운전중 전류, Torque, 속도를 불안정한 정현진동을 지속하지만, 그림6의 제어 알고리즘에 의해 안정화 제어를 가하면 200 msec. 이내 안정한 Mode 로 들어가게 된다.

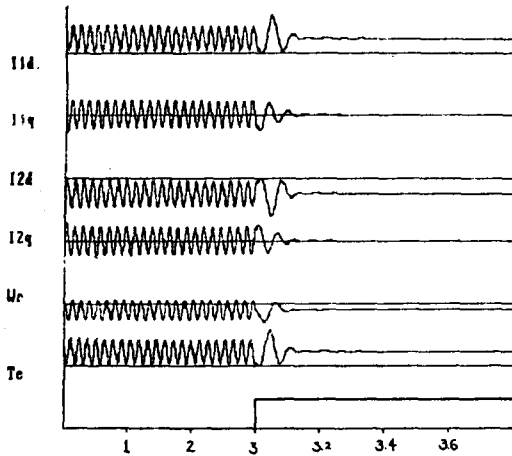


그림7. 시뮬레이션 결과

6. 실험 장치의 구성

안정화 제어를 위한 Hardware 구성을 그림8 에 나타내었다. 제어 알고리즘은 Software 화 하였으며 IBM - PC 에서 그 보상을 출력하도록 하였다. 제어용 Chip 으로는 Intel 사의 8051 - MICOM 을 사용하였다.

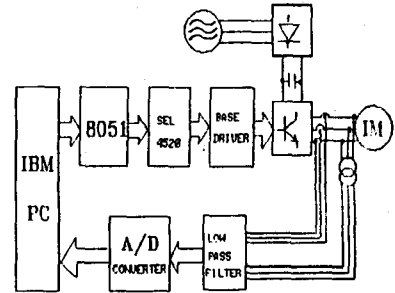


그림8. 실험장치의 구성도

7. 결 론

유도 전동기를 제어 전압형 PWM 인버터로 V/F제어를 하는 경우 1차 임피던스에 의한 전압 강하가 여자 전류의 변동 요인이 되어 불안정한 운전을 하게 된다. 따라서, 본 논문에서는 이상한 유도기의 개념을 도입하여 이 불안정한 진동을 지속시키는 요인이 1 차 저항  $R_1$  에 주로 기인함을 보였으며, 또한 Dead time 에 의한 1 차 등가 저항  $R_d$  도 보상하는 안정화 제어 알고리즘을 제시하였으며, 시뮬레이션 및 실험 장치의 구성을 통하여 보상 알고리즘의 타당성을 입증하였다.

文 獻 考

1. R. Ueda, T. Sonoda, Y. Inoue & T. Umezaki: "Unstable Oscillating Mode in PWM Variable Speed Drive of Induction Motor and Its Stabilization", IEEE Ind. Appl. Soci. 1982 Ann. Conf. Rec., IAS82: 28C, p686
2. D. W. Novotny & J. H. Wouterse: "Induction Machine Transfer Functions and Dynamic Response by Means of Complex Time Variables", IEEE Trans. Power Apparatus Syst., PAS-95, 1325 (1976)
3. 村井・細野・新野: "PWM 인버터で駆動される誘導電動機の安定性について", 電學誌B, 105, 467 (昭60-5)
4. P. C. Krause: "Analysis of E.M.", McGraw Hill, pp298~304. 1986.
5. 古賀・上田・園田: "인버터駆動誘導機の安定性解析と安定化制御", 昭62電氣學會産業應用部門全大, No. 81