

# 마이크로프로세서에 의한 전압형 인버터-유도전동기 시스템의 최적이득 설계

## Design of Optimal Gains on Microprocessor-Based Voltage Source Inverter-Induction Motor System

朴 旻 鎬\* · 全 泰 園\*\* · 閔 丙 薰†  
(Min-Ho Park, Tae-Won Chun, Byung-Hoon Min)

### 요 약

본 논문은 마이크로프로세서에 의해 제어되는 전압형인버터-유도전동기 속도제어시스템이 최선의 과도특성을 가지기 위하여 제어루우프 내의 제어기이득을 최적화 시켰다. 최적화기법을 적용하기 위하여 디지털 시스템에서 반드시 존재하는 시간지연까지 고려하여 전체 시스템을 하나의 이산형 상태 방정식으로 유도하였다. 최적화기법으로 공액경사법을 사용하여 최선의 과도특성을 가지는 이득인 최적이득을 구하였으며, 이 최적이득에서 실험에 의한 과도응답과 시뮬레이션의 결과와 비교하였다.

**Abstract-**This paper is concerned with the design of the optimal gains of the controller in the speed control system for the induction motor controlled by the microprocessor. The system is modelled with the discrete-time state equation, considering the time delay, for the facility of the optimization techniques. Introducing the conjugate gradient descent method, as the optimization technique, are derived the optimal gains, the gains which give the best transient characteristics. At the optimal gains obtained, the theoretical transient responses are verified by experimental ones on a 5HP induction motor drive system.

### 1. 서 론

전력전자분야의 발달에 따라 선동기 시스템에서 속도제어가 필요할 시, 종래의 직류전동기에서 인버터를 사용한 유도전동기로 대체되고 있다. 유도전동기 구동용 인버터중 전압형인버터(voltage source inverter)는 가장 일반적으로 사용되는 것이며, 캐환루우프 없이 유도전동기의 속도를 제어할 수 있다. 그러나 부하 변동 등과 같은 외부의 외란에도

항상 원하는 속도로 일정하게 유지하기 위해서는 속도제어루우프가 반드시 필요하다. 이러한 제어루우프의 구현에 있어서는 종래의 아날로그방식보다는 마이크로프로세서를 이용한 디지털방식이 계속 확대되는 추세에 있다. 이와 더불어 이러한 유도전동기 속도제어시스템에 대한 특성 해석과 더 좋은 특성을 내기 위한 캐환루우프에 대한 연구가 진행되어 왔다.<sup>1)</sup>

우수한 과도특성을 내기 위하여 복잡한 제어방식이 부분적으로 연구되고 있으나, 현실적으로 구현시키기가 매우 힘들기 때문에 아직은 대부분 비교적 특성이 좋은 비례적분제어기(PI controller)가 사용되고 있다. 이렇게 비례적분제어기를 제어루우프에

\*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 教授 · 工博

\*\*正 會 員 : 蔚山大 工大 電氣工學科 助教授

†正 會 員 : 金星中央研究所 研究員

接受日字 : 1987年 1月 8日

1次修正 : 1988年 2月 13日

사용할 경우 제어기의 이득(gain) 선정이 시스템의 안정도는 물론이고 과도특성에도 큰 영향을 미치게 된다. 이러한 이득은 반드시 안정영역 내의 것으로 선정하여야 하며 더 나아가서는 과도특성이 가장 좋은 최적이득(optimal gain)으로 선정하는 것이 바람직하다.

최적이득을 얻으려면 먼저 제어기이득을 포함한 전체 시스템을 수식으로 표현할 수 있어야 한다. 다음으로는 최적화에 대한 기준으로 적절한 평가함수(cost functional)를 설정하고 여기에 최적화 기법을 적용하여 최적이득을 구한다.

종래에는 유도전동기를 간단한 1차 내지 2차의 전달함수로 표현하여 제어기를 포함하는 폐루프 전달함수를 구한 후, 원하는 이득여유(gain margin)와 위상여유(phase margin)를 가지는 제어기 이득으로 결정하는 논문들이 발표되었다.<sup>2),3)</sup> 이러한 해석방법은 실제 시스템과 모델링오차가 크며 제어루프 내에 다수의 제어기가 있을 경우 각 제어기마다 전달함수를 구해야 하는 상당히 복잡한 계산이 요구되며, 더구나 디지털시스템인 경우는 이 어려움이 더욱더 심화된다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 본 연구에서는 유도전동기의 특성을 간략화함이 없이 5차의 방정식으로 비교적 정확하게 표현하였으며 또한 시간지연(time delay)까지 고려하여 실제 시스템의 특성에 더욱 근접시켰다. 제어루프까지 포함시킨 전체 시스템을 상태방정식 형태로 표시하고, 여기에 최적화기법으로 공액경사법(conjugate gradient descent method)을 적용함으로써 복잡한 제어루프에도 이 알고리즘을 적용시킬 수 있도록 하였다.

## 2. 시스템 블럭선도 및 방정식

그림1은 전압형인버터의 속도제어루프 중에서 가장 일반적인 슬립주파수 제어방식을 나타내었다. 속도제어기를 비례적분제어기로 사용하며 이 제어기의 비례 및 적분이득을 최적화하고자 한다. 제어루프는 Z-80 마이크로프로세서로 구현하였다.

이 시스템을 식으로 표현하기 위하여 먼저 동기속도로 회전하는 d-q 축을 기준축으로 하는 유도전동기의 전압-전류 방정식과 토오크식을 각각 식(1)

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & \omega_{sd} L_s \\ -\omega_{sd} L_s & R_s + pL_s \\ pM & \omega_{sl} M \\ -\omega_{sl} M & pM \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pM & \omega_{sd} M \\ -\omega_{sd} M & pM \\ R_r + pL_r & \omega_{sl} L_r \\ -\omega_{sl} L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

과 (2)와 같이 표현한다.<sup>4)</sup>

$$T_e = pM i_{qs} i_{dr} - i_{qr} i_{ds} = J p \cdot \frac{\omega_r}{P} + B \cdot \frac{\omega_r}{P} + T_L \quad (2)$$

여기서 P는 전동기쌍극수, p는 미분 연산자를 표시한다.

6계단형 전압형인버터에 의한 출력상전압 파형의 고조파성분을 무시하고 기본파만 고려하면 상전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{as} &= \frac{2}{\pi} V_1 \cos(\omega_{sd} t) \\ v_{bs} &= \frac{2}{\pi} V_1 \cos(\omega_{sd} t - \frac{2}{3}\pi) \\ v_{cs} &= \frac{2}{\pi} V_1 \cos(\omega_{sd} t - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (3)$$

식(3)의 고정자전압식을 d-q 변환시킨 식과 회전자 d-q 전압식은 각각 다음과 같다.

$$\begin{aligned} v_{qs} &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_1 \\ v_{ds} &= 0 \\ v_{qr} &= v_{dr} = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

직류링크에 있는 LC필터의 전류방정식과 전압방정식은 식(6)과 (7)과 같다.

$$\begin{aligned} I_R - I_1 &= C_f pV_1 \\ V_R &= V_1 + (R_f + pL_f)I_R \end{aligned} \quad (6)$$

콘버터의 평균출력전압은 다음과 같이 표현된다.

$$V_R = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha = K_R U_{rd} \quad (8)$$

여기서  $V_s$ 는 입력전압의 실효치이며 이 콘버터를 단순한 전력증폭기로 모델링하여 증폭율  $K_R$ 과 입력정보  $U_{rd}$ 의 곱으로 표시할 수 있다. 또 인버터의 손실을 무시하면 인버터의 입력전력과 출력전력은 같다. 즉

$$V_1 I_1 = v_{qs} i_{qs} + v_{ds} i_{ds} = v_{qs} i_{qs} \quad (9)$$

위의 식(4)~(9)를 정리하면 콘덴서전압과 리액터 전류에 대한 2개의 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$p v_{qs} = \frac{\sqrt{6}}{\pi C_f} I_R - \frac{6}{\pi^2} \frac{1}{C_f} i_{qs}$$

$$p I_R = \frac{K_R}{L_f} U_{Rd} - \frac{\pi}{\sqrt{6}} \frac{1}{\sqrt{L_f}} v_{qs} - \frac{R_f}{L_f} I_R \quad (10)$$

식 (1)과 (2), (10)에서 모두 7개의 상태방정식을 얻을 수 있다. 그런데 이 방정식은 비선형방정식이므로 이를 선형화 시키기 위하여 소신호해석법을 사용한다. 각 변수를 임의의 동작점에서 정상상태분

과 미소변화분으로 표시하고 (즉  $\omega_r = \omega_{ro} + \Delta \omega_r$ ) 미소변화분의 2계항 이상을 무시하면 다음과 같은 선형상태방정식이 유도된다.

$$\dot{\underline{X}}_a(t) = \underline{A}_a \underline{X}_a(t) + \underline{B}_a \underline{U}_a(t) \quad (11)$$

$$\underline{X}_a(t) = [\Delta i_{qs} \Delta i_{ds} \Delta i_{qr} \Delta i_{dr} \Delta \omega_r \Delta v_{qs} \Delta I_R]^T$$

$$\underline{U}_a(t) = [\Delta U_{Rd} \Delta \omega_{sd} \Delta T_L]^T$$

$$\underline{A}_a = \begin{bmatrix} -L_r R_s / L_l & -(\omega_{sdo} + M^2 \omega_{ro} / L_l) & M R_r / L_l \\ \omega_{sdo} + M^2 \omega_{ro} / L_l & -L_r R_s / L_l & M L_r \omega_{ro} / L_l \\ R_s M / L_l & L_s M \omega_{ro} / L_l & -L_s R_r / L_l \\ -L_s M \omega_{ro} / L_l & R_s M / L_l & \omega_{sdo} - L_s L_r \omega_{ro} / L_l \\ P^2 M I_{dro} / J & -P^2 M I_{qro} / J & -P^2 M I_{dso} / J \\ -6 / (\pi^2 C_f) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -M L_r \omega_{ro} / L_l & -M(L_r I_{dro} + M I_{dso}) / L_l & L_r / L_l & 0 \\ M R_r / L_l & M(M I_{qso} + L_r I_{qro}) / L_l & 0 & 0 \\ -\omega_{sdo} + L_s L_r \omega_{ro} / L_l & L_s(L_r I_{dro} + M I_{dso}) / L_l & -M / L_l & 0 \\ -L_s R_r / L_l & -L_s(M I_{qso} + L_r I_{qro}) / L_l & 0 & 0 \\ P^2 M I_{qso} / J & -B / J & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{6} / (\pi C_f) \\ 0 & 0 & -\pi / (\sqrt{6} L_f) & -R_f / L_f \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & K_R / L_f \\ -I_{dso} & I_{qso} & -I_{dro} & I_{qro} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -P / J & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$(L_l = L_s L_r - M^2)$$

위의 방정식으로 표시된 전압형인버터-유도 전동기는 마이크로프로세서로 제어되는 디지털 시스템이므로 식(12)와 같은 이산형 상태방정식으로 변환시켜야 한다.

$$\underline{X}_I(n+1) = \underline{A}_I \underline{X}_I(n) + \underline{B}_I \underline{U}_I(n) \quad (12)$$

여기서  $\underline{A}_I = \exp(\underline{A}_a T) = \{a_{ij}\}$

$$\underline{B}_I = \left( \int_0^T \exp(\underline{A}_a \tau) d\tau \right) \cdot \underline{B}_a = \{b_{ij}\}$$

$\underline{X}_I(n)$ 은  $\underline{U}_I(n)$ 은  $\underline{X}_a(t)$ 와  $\underline{U}_a(t)$ 를 이산형 변수로 바꾼 것이며 T는 샘플링시간을 나타낸다.

다음에는 이 식에 제어루우프의 각 부분을 첨가한다. 먼저 그림 1의 제어루우프에서 보는 바와같이 전동기내의 공극자속을 모든 동작점에서 일정하게 유지하기 위하여 콘버터의 제어입력은 인버터의 주파수에 비례하도록 되어 있다. 이 관계를 미소변

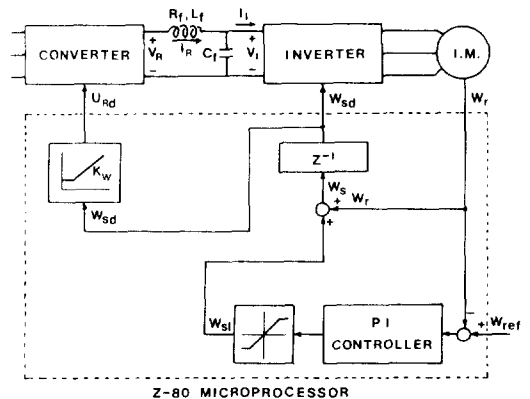


그림 1 시스템 블록선도  
Fig. 1 System block diagram

화분으로 표시하면  $K_w$ 의 비례상수를 가지는 다음과 같은 관계가 된다.

$$\Delta U_{rd}(n) = K_w \cdot \Delta \omega_{sd}(n) \quad (13)$$

일반적으로 디지털제어시스템에는 시간지연이 존재하게 된다. 즉 마이크로프로세서의 입력정보 변화에 대해 실제 컨버터집회각이나 인버터 주파수가 변화될 때까지는 항상 어느 정도의 시간지연이 존재하며, 이것은 시스템의 안정도와 과도상태에 큰 영향을 미친다. 이 시간지연은 전동기의 동작상태에 따라 약간씩 변동되나 전동기제어시스템에서는 평균적으로 한 샘플링시간 정도로 평가할 수 있다. 따라서 마이크로프로세서에서 계산된  $\omega_s$ 와 실제 시스템에 들어가는  $\omega_{sd}$  사이에 한 샘플링시간을 고려하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta \omega_{sd}(n+1) = \Delta \omega_s(n) \quad (14)$$

슬립주파수제어를 미소변화분에 대한 차분방정식(difference equation)으로 표시하면 다음과 같다.

$$\Delta \omega_s(n) = \Delta \omega_{st}(n) + \Delta \omega_r(n) \quad (15)$$

속도제어기로서 사용된 비례적분제어기를 Z 변환된 식으로 표시하면 다음과 같다.

$$\omega_{st}(Z) = \frac{(K_{ps} + K_{is}T)Z - K_{ps}}{Z - 1} (\omega_{ref}(Z) - \omega_r(Z)) \quad (16)$$

여기서  $K_{ps}$ ,  $K_{is}$ 는 속도비례이득, 속도적분이득이며 T는 샘플링시간이다. 이 식을 새로운 변수 Q를 사용하여 두 식으로 분할시킨 후 차분방정식으로 표시하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \Delta Q(n+1) &= \Delta Q(n) + \Delta \omega_{ref}(n) - \Delta \omega_r(n) \\ \Delta \omega_{st}(n) &= K_{is}T \Delta Q(n) + (K_{ps} + K_{is}T)(\Delta \omega_{ref}(n) - \Delta \omega_r(n)) \end{aligned} \quad (17)$$

식(12)에 식(13)~(17)을 대입하여 정리하면 다음과 같은 9차 이상형 상태방정식을 유도할 수 있다.

$$\underline{X}_2(n+1) = \underline{A}_2 \underline{X}_2(n) + \underline{B}_2 \underline{U}_2(n) \quad (18)$$

여기서

$$\begin{aligned} \underline{X}_2(n) &= [\Delta \omega_{sd} \Delta Q \Delta i_{qs} \Delta i_{ds} \Delta i_{qr} \Delta i_{dr} \Delta \omega_r \Delta v_{qs} \Delta I_R]^T \\ &\triangleq [X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4 \ X_5 \ X_6 \ X_7 \ X_8 \ X_9]^T \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \underline{U}_2(n) &= [\Delta \omega_{ref} \Delta T_L]^T \\ &\triangleq [U_1 \ U_2]^T \end{aligned}$$

$$\underline{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & K_{is}T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ K_w b_{11} + b_{12} & 0 & a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ K_w b_{71} + b_{72} & 0 & a_{71} & a_{72} & a_{73} & a_{74} \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_2 = \begin{bmatrix} 1 - (K_{ps} + K_{is}T) & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ a_{15} & a_{16} & a_{17} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{75} & a_{76} & a_{77} \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_2 = \begin{bmatrix} (K_{ps} + K_{is}T) & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & b_{13} & b_{23} & b_{33} & b_{43} & b_{53} & b_{63} & b_{73} \end{bmatrix}$$

#### 4. 공액경사법에 의한 최적이득 설계

위의 방정식에서 먼저 최선의 과도특성에 대한 기준으로 평가함수(cost functional)를 정의한 후, 공액경사법(conjugate gradient descent method)을 이용하여 이 평가함수를 최소로 하는 이득, 즉 최적이득(optimal gain)을 구한다.

##### 4.1 평가함수의 설정

최적이득에 대한 평가기준을 다음과 같이 정의한다.

$$J = \sum_{j=0}^{N-1} [(1 - \Delta \omega_r(j))^2 + R1(\Delta U_{rd}(j))^2 + R2(\Delta \omega_{st}(j))^2] + W(1 - \Delta \omega_r(N))^2 \quad (19)$$

식(19)의 평가함수는 기준속도를 단위증가시켰을 때 제어입력 및 전동기속도의 과도상태와 전동기속도의 정상상태를 표현하고 있다.  $\sum$ 안의 항은  $(N-1)T$  시간까지 전동기속도의 오차분, 컨버터입력분과 슬립주파수입력분들의 제곱값으로 나타났으며 마지막 항은 정상상태에서의 전동기속도와 기준속도의 차를 제곱으로 표시한 것이다. R1, R2, W는 식에서 보는 바와 같이 각 항의 가중치(weighting factor)를 나타낸다.

식(19)를 상태변수의 함수로 표현하기 위하여  $\sum$ 안의 항을 새로운 열번째 상태변수  $X_{10}$ 의 미분치로 정의한다. 따라서

$$X_{10}(n+1) = X_{10}(n) + T[(1 - \Delta \omega_r(n))^2 + R1(\Delta U_{rd}(n))^2 + R2(\Delta \omega_{st}(n))^2] \quad (20)$$

로 되고 평가함수는

$$J = X_{10}(N) + W(1 - \Delta \omega_r(N))^2 \quad (21)$$

로 표현된다. 여기서  $\Delta U_{rd}$ 와  $\Delta \omega_{st}$ 은 식(13)과 (17)에 의해 모두 상태변수로 표시된다.

4. 2 이산형 공액경사법

공액경사법을 적용하기 위하여 9차 상태방정식(18)에 평가함수에서 정의된 상태방정식(20)을 더하여 10차의 비선형 상태방정식을 만든다.

$$\underline{X}_d(n+1) = f(\underline{X}_d(n), \underline{Z}) \quad \underline{X}_d(0) = \underline{0} \quad (22)$$

여기서 상태벡터  $\underline{X}_d(n)$ 은 상태벡터  $\underline{X}_2(n)$ 에 상태변수  $X_{10}(n)$ 을 첨가한 것이며,  $\underline{Z}$ 는 최적화의 대상이 되는 이득벡터로서  $(K_{ps}, K_{1s})^T$ 로 정의한다. 안정영역내의 이득 중 위에서 정의된 평가함수의 값이 최소가 되는 최적 이득을 공액경사법을 사용하여 구한다. 먼저 안정영역내의 임의의 이득을 초기이득 벡터로 정하고 이 이득벡터를 평가함수가 감소되는 방향으로 한 단계씩 변화시켜 나간다. 이득벡터를 단계별로 변화시켜 나감에 따라 평가함수가 계속 감소하여 그 값이 최소가 될 때 그 때의 이득을 최적 이득이라 한다. 이 과정을 간략히 설명하면 다음과 같다.<sup>5)</sup>

1) 평가함수의 최소점으로 가는 이득의 방향을 찾기 위하여 먼저 adjoint system  $\underline{\lambda}$ 를 정의한다.

$$\underline{\lambda}(n-1) = f_x^T(\underline{X}_d(n-1), \underline{Z})\underline{\lambda}(n) \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } \underline{\lambda}(N) &= \nabla_x J(\underline{X}_d(N)) \mid \underline{X}_d(N) = \underline{X}_d(N) \\ (f_x(\underline{X}_d, \underline{Z}))_{ij} &= \partial f_i(\underline{X}_d, \underline{Z}) / \partial Z_j \end{aligned}$$

$\underline{\lambda}(n)$ 은 최종치  $\underline{\lambda}(N)$ 부터 시작하여 역으로 구해 나간다.

2) adjoint system을 이용하여 평가함수의 기울기 (gradient)를 구한다.

$$\nabla f(\underline{Z}_i) = \underline{g}_i = \sum_{j=0}^{N-1} f_z^T(\underline{X}_d(j), \underline{Z})\underline{\lambda}(j+1) \quad (24)$$

$$\text{여기서 } (f_z(\underline{X}_d, \underline{Z}))_{ij} = \partial f_i(\underline{X}_d, \underline{Z}) / \partial Z_j$$

3) 기울기를 이용하여 실제 이득을 변화시키는 방향 (descent direction)  $\underline{d}_i$ 를 다음 식으로부터 구한다.

$$\underline{d}_0 = -\underline{g}_0 \quad ; i=0$$

$$\underline{d}_i = -\underline{g}_i + \gamma_i \underline{g}_{i-1} \quad ; i \geq 1 \quad (25)$$

$$\text{여기서 } \gamma_i = 11\underline{g}_i \cdot 11^2 / 11\underline{g}_{i-1} \cdot 11^2$$

4) 이득을  $\underline{d}_i$  방향으로 얼마만큼 변화시킬 것인가는 step size  $\alpha_i$ 에 의해 결정된다. 물론  $\underline{d}_i$  방향으

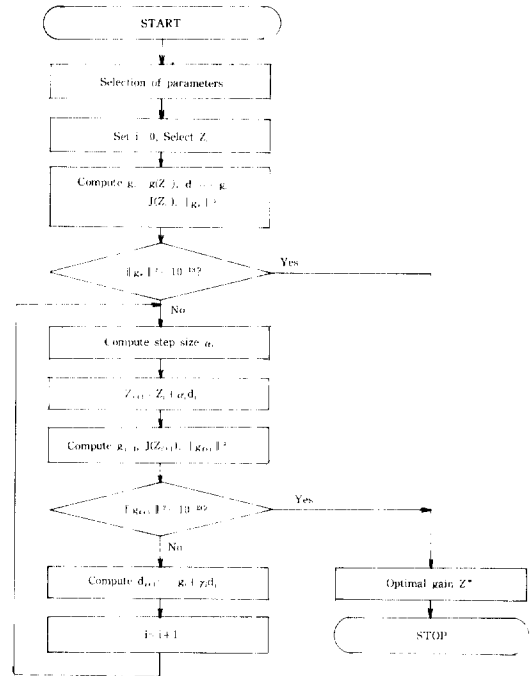


그림 2 공액경사법의 흐름도

Fig. 2 Flow chart of conjugate gradient descent method.

로 평가함수가 최소로 되는 값으로 결정하지만 함수가 2차(quadratic)가 아닌 경우에는 해석적으로 구하기가 불가능하다. 여기에서는 참고문헌(6)에서 제시한 Armijo type step-size rule을 근거로 하여 이 step size의 값을 결정한다.<sup>6)</sup>

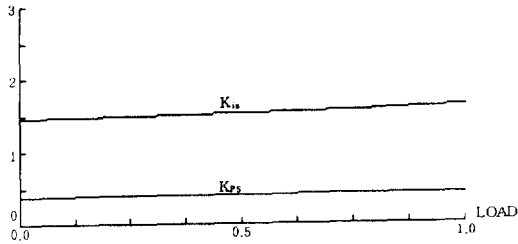
5) 위에서 결정된  $\underline{d}_i$ 와  $\alpha_i$ 에 의해 다음 단계의 이득벡터  $\underline{Z}_{i+1}$ 이 구해진다.

$$\underline{Z}_{i+1} = \underline{Z}_i + \alpha_i \underline{d}_i \quad (26)$$

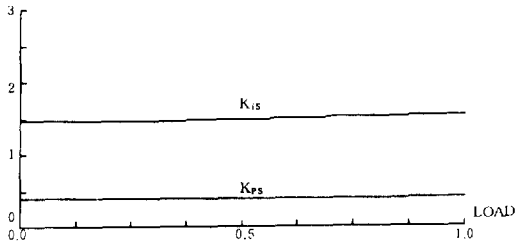
위와 같은 과정을 반복하여 이득을 변화시켜 나가면서 평가함수의 최소점을 찾는다. 각 단계에서 기울기  $\underline{g}_i$ 의 노름(norm)값을 계산하여 이 값이 거의 0로 접근하면 그 때의 이득을 최적이득으로 판정한다. 이 과정을 흐름도로 표시한 것은 그림 2와 같다.

4. 3 각 동작점에서의 최적이득

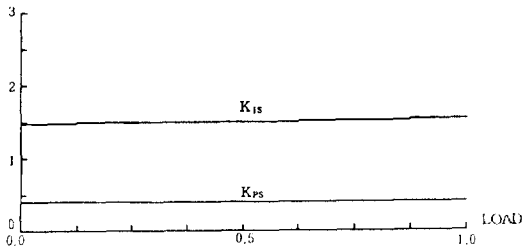
그림 3은 기중치 R1, R2, W를 0.5, 100으로 하였을 때 각 동작점에서의 최적이득을 구한 것이다. 전동기의 동작점은 전동기속도와 부하토크오크에의



(a) 600rpm



(b) 1200rpm

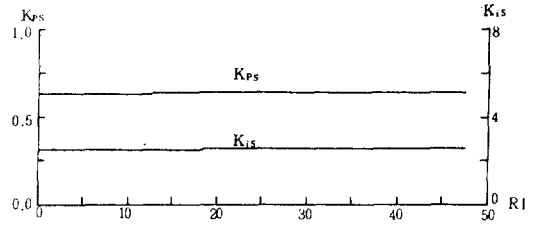


(c) 1800rpm

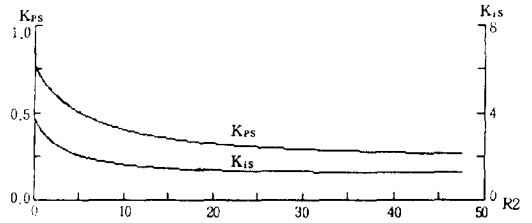
그림 3 각 동작점에서 최적이득  
**Fig. 3** Optimal gains at each operating point.

해 결정되므로 전동기속도를 600, 1200, 1800rpm으로 일정하게 유지하고 부하토크를 무부하에서 전부하까지 변화시켜 가면서 최적이득을 계산한 것이다. 그림에서 보는 바와같이 부하토크가 증가함에 따라 최적 비례이득 및 적분이득은 증가되는 추세이며 전동기속도의 변화에 대해서는 두 최적이득이 약간의 변화가 있음을 알 수 있다. 실험에 사용된 전동기는 5HP, 4극 농형 유도전동기이며 이 전동기의 상수는 부록에 수록되어 있다.

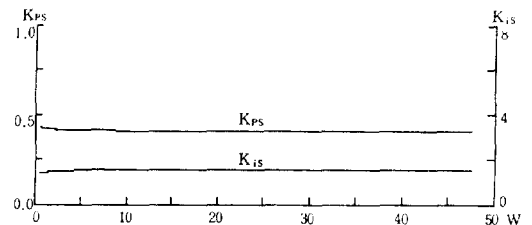
그림 4는 전동기속도가 600rpm이고 부하토크가 정격토크의 1/2인 동작점에서 가중치 R1, R2, W에 대한 최적이득의 변화를 그린 것이다. 먼저 가중치 R1이 증가하여도 이득은 거의 변화가 없으며, R2의 증가에 대해서는 두 이득이 감소되는 경향을 가지며, W는 작은 값범위에서는 이득이 약간 변동



(a) R1에 대한 변화



(b) R2에 대한 변화



(c) w에 대한 변화

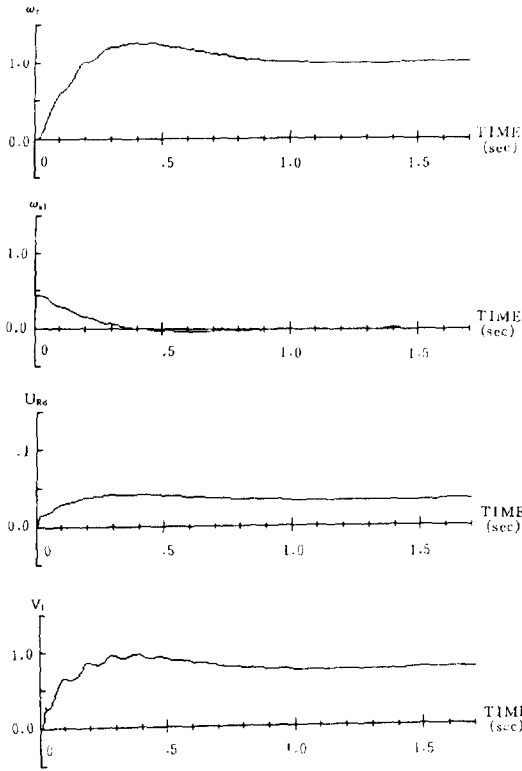
그림 4 가중치에 대한 최적이득변화

**Fig. 4** Variations of optimal gains with weighting factor

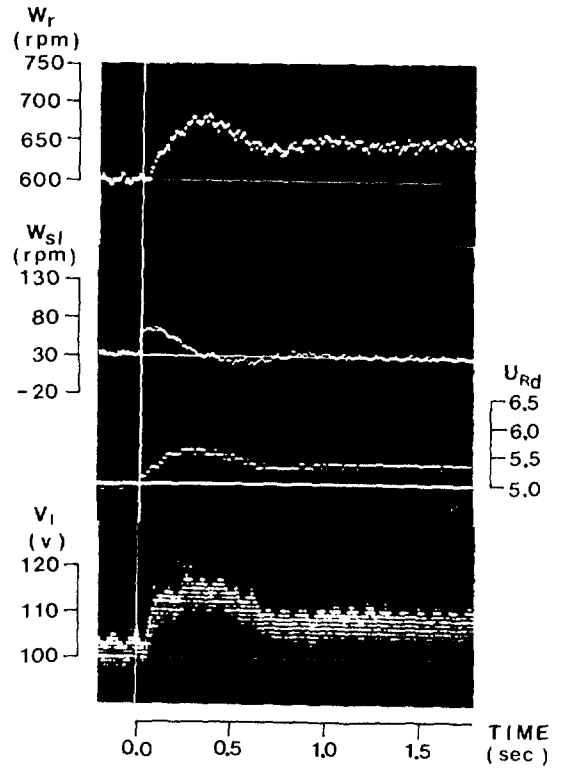
이 있으나 큰 값으로 가면 거의 변화가 없다. 물론 다른 동작점에서도 거의 같은 경향을 나타낸다.

### 5. 실험 결과

그림 5는 전압형 인버터로 구동되는 유도전동기를 속도가 600rpm이고 정격토크의 1/2인 부하토크를 가지는 동작점에서 가중치 R1, R2, W가 0, 5, 100일 경우 구한 최적이득으로 운전할 때, 기준속도를 제단 변화시켜 출력된 각종 변수들의 과도 응답을 시뮬레이션 결과와 실험결과로 나타낸 것이다. 즉 그림 5의 (a)에 있는 시뮬레이션 결과는 부하토크의 변화를 0로 하고 기준속도 변화를 1로 단위증가시켰을 때 전동기속도  $\omega_r$ , 슬립주파수  $\omega_{sl}$ , 콘버터입력정보  $U_{Ra}$  및 콘덴서전압  $V_1$ 의 과



(a) 시뮬레이션결과



(b) 실험결과

그림 5 600rpm, 1/2부하에서의 과도응답

Fig. 5 Transient responses at 600 rpm, 1/2 load.

도응답 파형을 그렸으며 그림 5의 (b)에 있는 실험 결과는 기준속도를 600rpm에서 650rpm으로 계단증가시켰을 때 같은 과도응답 파형을 그린 것이다.

$\omega_r$ ,  $\omega_{st}$ ,  $U_{Rd}$ 의 실험파형은 마이크로프로세서에서 계산된 값을 D/A 변환기를 통하여 출력시킨 것이며,  $V_t$ 는 실제값을 변화분만 증폭시켜 보인 것이다.

### 6. 결 론

- 1) 마이크로프로세서로 제어되는 전압형인버터-유도전동기 속도제어시스템을 시간지연까지 근사적으로 고려하여 단일 이산형 상태방정식으로 나타내었다.
- 2) 최선의 과도특성을 가지는 제어기의 최적이득을 구하기 위하여 이산형화 된 공액경사법을 사용하였으며, 가중치에 따라 각 동작점에서 최적이득을 계산하였다.

3) 실험결과와 시뮬레이션결과가 거의 일치하였으며 다른 유도전동기 속도제어시스템에 이 최적화 방식을 적용할 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

- 1) W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag 1985 pp. 204-237.
- 2) P.C.Sen and W.S.Mok, "Modelling and Stability Analysis of Microcomputer Control of Induction Motor Drives", Internation Semiconductor Power Conference 1982 pp. 239-251.
- 3) S. Bolognani and G.S.Buja, "Control System Design of a Current Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 5, pp. 1145-1153, Sept./Oct. 1985.

- 4) P.C.Krause and T.A.Lipo, "Analysis and Simplified Representations of a Rectifier Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. Power App. Syst., Vol. PAS-88 pp. 588-596 May 1969.
- 5) L.Hasdorff, "Gradient Optimization and Nonlinear Control", Willey-Interscience Publ. 1976.
- 6) H.Mukai, "A Scheme for Determining Stepsizes for Unconstrained Optimization Methods", IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. A C-23. pp. 987-995, 1978.

〈부 록〉

전동기 및 회로상수

$R_s$ : 0.434 $\Omega$	$R_r$ : 0.356 $\Omega$
$L_s$ : 56.33 mH	$L_r$ : 55.67 mH
$M$ : 54.60 mH	$J$ : 0.13 $\text{kg} \cdot \text{m}^2$
$B$ : 0.0255 $\text{kg} \cdot \text{m}^2/\text{s}$ (600rpm에서)	
$R_f$ : 0.073 $\Omega$	$L_f$ : 12.19 mH
$C_f$ : 0.002 F	$K_w$ : 0.034
$K_R$ : 22	

