

〈論 文〉

견실한 서보적응제어기를 응용한 절삭력 추종제어

金 鍾 源*

(1990년 9월 19일 접수)

Application of an Adaptive Robust Controller to Cutting Force Regulation

Jongwon Kim

Key Words : Adaptive Control(적응제어), Robust Control(견실제어), Cutting Force Regulation(절삭력 추종제어), Feedrate Maximization(이송속도극대화)

Abstract

This Paper presents an application example of the Adaptive Robust Servocontrol (ARSC) scheme, which is an explicit (or indirect) pole-assignment adaptive algorithm with the property of "robustness". The ARSC scheme is applied to an end-milling process for cutting force regulation. It is shown that the feedrate of an end-milling process can be maximized by the adaptive regulation of the peak cutting force through the ARSC scheme. The results of simulation study and real cutting experiment are presented. It has been verified that asymptotic regulation can be achieved with robustness against the slowly time-varying perturbations to the process model parameters, which are caused by nonlinear cutting dynamics.

1. 서 론

절삭가공공정의 생산성 및 신뢰성의 향상을 위해서, CNC공작기계의 보급이 급속하게 확장되어 왔다. 이러한 CNC공작기계의 운전에는 고도로 숙련된 기계가공 기능인력을필요로 하지 않기 때문에, 부품가공의 품질, 비용 및 재공기간(lead-time)의 측면에서 유리한 점이 많다.

그러나, 반면에, CNC공작기계는 NC프로그램에 의하여 작동되므로, NC프로그램어가 요구되며, 일반적으로, NC프로그램어가 절삭이송속도 및 스피들 회전수를 가공전에 미리 결정하여 프로그래밍하여야 한다. 그러나, 소재 불균일에 의한 절삭깊이의 변화, 공구마멸 등의 불확실한 요인이 있고, 공구와 소재재질의 조합의 종류가 수없이 많기 때

문에, NC프로그래밍 할 때, 최적절삭조건을 찾아내는 일은 실제로 매우 어렵고, 시간이 많이 걸린다.

따라서, NC프로그램어는, 항상 최악의 경우를 예상하여, 여유있는 절삭이송속도나 스피들 회전수를 정하지 않을 수 없으며, 여기에 생산성 저하요인이 여전히 존재한다.

이러한 이유로, 적응제어이론을 이용하여, 최적절삭조건(절삭이송속도 및 스피들회전수)을 가공중에 온라인으로 찾아내는 연구가 활발하게 진행되고 있다. 그중에서, 가장 큰 관심의 대상이 되는 것으로서, 절삭력 적응제어를 통한 절삭이송속도의 극대화 연구를 들 수 있다.

절삭이송속도의 극대화개념은 Fig. 1과 같이 요약된다. 기존의 CNC공작기계에서는, 절삭공정중에 절삭이송속도가 일정하면, 절삭깊이의 변화에 따라서, 절삭력이 비례하여 변하게 된다. 그러나, 반대로, 주어진 CNC공작기계에 대하여 최대로 허

*정회원, 서울대학교 자동화시스템공동연구소

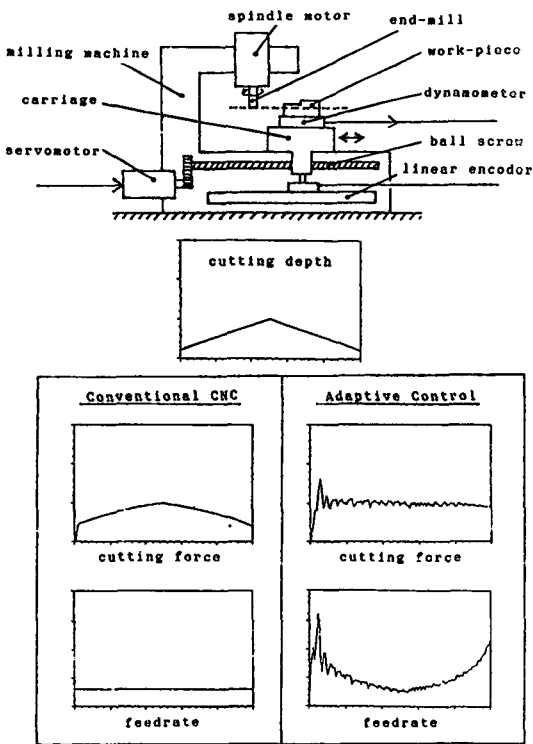


Fig. 1 Basic concept on feedrate maximization by using adaptive control scheme

용될 수 있는 기준절삭력을 정하고, 절삭공정 중에 발생하는 절삭력이 항상 기준절삭력에 추종(regulation)되도록 제어한다면, 절삭깊이에 대하여, 절삭이송속도가 반비례적으로 변화하면서, 주어진 조건내에서 항상 극대값을 갖게 된다.

절삭력 추종제어를 위해서 제어이득이 고정된 기존의 비례·적분·미분(PID)제어제어기를 생각해 볼 수 있으나, 절삭공정의 비선형 특성과 절삭소재와 공구의 수 많은 조합에 따른 다양한 절삭공정을 건설하게 제어하기에는 불충분하다. 따라서, 적응제어이론을 응용하여 절삭력 추종제어를 구현하는 연구가 진행되어 왔다.

Koren과 Masory⁽¹⁾는 “가변이득 제어시스템(Variable-Gain Control System)”을 제안하였다. 이것은 선삭공정의 개회로이득(open-loop gain)을 추정하고, 이것이 지정된 값으로 수렴되도록 비례적분(PI) 제어제어기의 이득을 가변시키는 알고리즘으로 구성된다. 그러나, 이 알고리즘은 모델추정기 및 제어이득조정기구의 고정변수의 선정이 초기

에 잘못되면, 안정성을 보장할 수 없는 단점이 있다.

Tomizuka, Oh 및 Dornfeld⁽²⁾는 엔드밀링공정에 암시적인 모델추종적응제어(Implicit Model Reference Adaptive Control)이론을 적용하여, 절삭력을 기준절삭력에 추종되도록 하는 연구를 하였다. 이것은 적응제어이론을 절삭공정에 적용한 최초의 연구로 볼 수 있지만, 엔드밀링공정 이외의 절삭공정에 일반적으로 응용하기 위해서는 연구가 더욱 확장되어야 한다. 즉, 첫째로 절삭공정모델로서 단일입력 단일출력(SISO) 대신에 다수입력 다수출력(MIMO)시스템을 사용해야 하며, 둘째로, 절삭공정의 비선형특성 및 다양성을 고려하여 적응제어기의 구조가 건설성을 가져야 한다.

이를 위하여, Kim^(5,6)은 엄격한 점근적 추종과 추적을 달성함과 동시에, 절삭공정 모델의 불확실성에 대응하여 건설성을 보장하는, 명시적인(explicit) 적응제어알고리즘을 제시하였다. 이것은 Davison⁽⁶⁾의 “건설한 서보기구 이론”을 디지털제어방식으로 변환시켜서, 적절한 순환식 최소 제곱법에 의한 모델추정기법과 결합시킨 것으로서, “건설한 서보적응제어기법(Adaptive Robust Servocontrol Scheme)” 또는 “ARSC”로 약칭된다.

본 논문에서는 ARSC를 엔드밀링 공정에 적용하여, 절삭력을 추종제어하는 實例를 제시하고자 한다. 제2장에서는 ARSC를 절삭공정에 일반적으로 적용하기 위한 구체적인 이론전개를 설명하여, 제3장에 實時間 시뮬레이션의 방법과 결과를 예시하고, 마지막으로, 제4장에 엔드밀링 절삭시험을 위한 장치의 구성 및 그 결과를 설명하였다.

2. 절삭공정제어를 위한 ARSC의 전개

ARSC는 NC밀링, 보링 및 선삭공정의 절삭력 추종적응제어에 일반적으로 적용가능하다. ARSC를 일반적인 절삭공정에 적용하기 위한 이론적인 전개는 다음과 같다.

2.1 제어대상계 모델

제어대상계는 NC절삭공정이며, 입력신호로서, 서보모터 입력전압 또는 이와 비례하는 신호, 즉, PWM증폭기에 대한 펄스폭변조비, D/A 변환기에 대한 입력치 등을 선정하고, 출력신호로서, 절삭력과 절삭이송속도를 선택하여, 아래와 같은 ARV(2)

모델을 설정한다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} f_{cs}(t) \\ v_s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_{111} & \phi_{112} \\ \phi_{121} & \phi_{122} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{cs}(t-1) \\ v_s(t-1) \end{bmatrix} \\ + \begin{bmatrix} \phi_{211} & \phi_{212} \\ \phi_{221} & \phi_{222} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{cs}(t-2) \\ v_s(t-2) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta_{01} \\ \theta_{02} \end{bmatrix} u_s(t-1) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서,

$$\Phi_1 \equiv \begin{bmatrix} \phi_{111} & \phi_{112} \\ \phi_{121} & \phi_{122} \end{bmatrix} \quad \Phi_2 \equiv \begin{bmatrix} \phi_{211} & \phi_{212} \\ \phi_{221} & \phi_{222} \end{bmatrix}$$

로 정의하며, $\{f_{cs}(t)\}$, $\{v_s(t)\}$ 및 $\{u_s(t)\}$ 는 각각의 기준치에 대해서 무차원화된 절삭력, 절삭이송속도 및 서보모터 입력전압의 샘플링 데이터 수열이다. 제어대상계 모델 (1)은 절삭공정과 서보드라이브 시스템을 각각 2차원 모델로 가정하여 얻어졌으며, 모델변수 ϕ_{ijk} 와 θ_{0i} ($i, j, k=1, 2$)는 未知이지만 시간에 대해서 서서히 변화한다고 가정한다.

식 (1)은 아래와 같이 상태벡터(state vector)를 정의함에 따라서, 블록관측가능기본형(block observable canonical form)으로 표현될 수 있다.

$$\begin{cases} x_1(t) = -\phi_{211}f_{cs}(t-1) \\ \quad -\phi_{212}v_s(t-1) + \theta_{01}u_s(t-1) \\ x_2(t) = -\phi_{221}f_{cs}(t-1) \\ \quad -\phi_{222}v_s(t-1) + \theta_{02}u_s(t-1) \\ x_3(t) = x_1(t-1) - \phi_{111}f_{cs}(t-1) \\ \quad -\phi_{112}v_s(t-1) \\ x_4(t) = x_2(t-1) - \phi_{121}f_{cs}(t-1) \\ \quad -\phi_{122}v_s(t-1) \end{cases} \quad (2)$$

또는, 식 (2)를 간결하게 표현하여,

$$\begin{cases} x(t+1) = \Phi x(t) + \Gamma u_s(t-1) \\ y_s(t) = C_m x(t) \end{cases} \quad (3)$$

$$(4)$$

여기서,

$$x(t) \equiv \{x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)\}^T$$

$$y_s(t) \equiv \{f_{cs}(t), v_s(t)\}^T$$

$$\Phi \equiv \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\phi_{211} & -\phi_{212} \\ 0 & 0 & -\phi_{221} & -\phi_{222} \\ 1 & 0 & -\phi_{111} & -\phi_{112} \\ 0 & 1 & -\phi_{121} & -\phi_{122} \end{bmatrix}$$

$$\Gamma \equiv \begin{bmatrix} \theta_{01} \\ \theta_{02} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$C_m \equiv \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

이다.

2.2 모델변수 추정기

한편, 제어대상계 모델 (1)을 출력분리형(output-decoupled) 다수입력 다수출력시스템으로 가정하여, 아래와 같은 형태로 전개한다.

$$\begin{cases} f_{cs}(t) = \phi(t-1)^T \theta_1 \\ v_s(t) = \phi(t-1)^T \theta_2 \end{cases} \quad (5)$$

여기서,

$$\begin{aligned} \phi(t-1)^T &\equiv [f_{cs}(t-1), v_s(t-1), f_{cs}(t-2), \\ &\quad v_s(t-2), u_s(t-1)] \\ \theta_1 &\equiv [-\phi_{111}, -\phi_{112}, -\phi_{211}, -\phi_{212}, \theta_{01}] \\ \theta_2 &\equiv [-\phi_{121}, -\phi_{122}, -\phi_{221}, -\phi_{222}, \theta_{02}] \end{aligned}$$

식 (5)에 의거하여, 순환식 최소제곱법(recursive least-squares method)을 사용하여, 일정한 샘플링 간격마다, 모델변수 θ_1 및 θ_2 를 온라인으로 추정한다.

2.3 견실한 서보제어기의 구성

절삭깊이의 변화에도 불구하고 절삭력을 일정한 값에 유지시키는 것이 제어목표이므로, 절삭력 $f_{cs}(t)$ 에 대한 지령입력신호 $f_{cs}^*(t)$ 는 임의의 일정한 값이 된다. 즉,

$$f_{cs}^*(t) - f_{cs}^*(t-1) = 0 \quad (6)$$

이며, 초기조건은 $f_{cs}^*(-1) = \text{定數}$ 이다.

따라서, 서보 보상기는 ARSC⁽⁴⁾에서의 정의에 의해서,

$$\eta(t+1) = \eta(t) + \{f_{cs}(t) - f_{cs}^*(t)\} \quad (7)$$

이며, 이것은 적분제어기의 구조와 일치한다. 서보 보상기 (7)을 제어대상계모델 (3), (4)와 결합시키면 다음과 같은 확장시스템이 얻어진다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(t+1) \\ \eta(t+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{\Phi} & 0 \\ C & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \eta(t) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} \bar{\Gamma} \\ 0 \end{bmatrix} u_s(t-1) - \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} f_{cs}^*(t) \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} y_s(t) \\ \eta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_m & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ \eta(t) \end{bmatrix} \quad (9)$$

여기서, $f_{cs}(t) = Cx(t)$ 이고, $C = [0 \ 0 \ 1 \ 0]$ 이다.

위의 같은 확장시스템을 안정화시키기 위하여, 아래와 같은 안정화보상기를 사용한다⁽⁴⁾.

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_1(t+1) \\ \varepsilon_2(t+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma_{01} & \gamma_{02} \\ 0 & \gamma_{03} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_1(t) \\ \varepsilon_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_{11} & \gamma_{12} \\ 0 & \gamma_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_{cs}(t) \\ v_s(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \gamma_{21} \\ \gamma_{22} \end{bmatrix} \eta(t) \quad (10)$$

안정화보상기 (10)과 아래와 같은 제한제어기

$$u_s(t) = k\eta(t) + [\gamma_{31} \ \gamma_{32}] \begin{bmatrix} f_{cs}(t) \\ v_s(t) \end{bmatrix} + [\gamma_{41} \ \gamma_{42}] \begin{bmatrix} \varepsilon_1(t) \\ \varepsilon_2(t) \end{bmatrix} \quad (11)$$

를 확장시스템 (8), (9)와 결합시키면, 다음과 같은 총체적 폐회로계 (global closed-loop system)가 구성된다.

$$X(t+1) = \hat{\Phi}(K)X(t) + \hat{\Gamma}(K)f_{cs}^*(t) \quad (12)$$

$$y_s(t) = C_m x(t) \quad (13)$$

$$e(t) = Cx(t) - f_{cs}^*(t) \quad (14)$$

여기서,

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t), \eta(t), \varepsilon_1(t), \varepsilon_2(t)]^T \quad (15)$$

$$\hat{\Phi}(K) : \text{Fig. 2참조} \quad (16)$$

$$\hat{\Gamma}(K) = [0, 0, 0, 0, -1, 0, 0]^T \quad (17)$$

이며, K 는 서보제어기의 이득벡터를 의미한다. 즉,

$$K = [k, \gamma_{31}, \gamma_{32}, \gamma_{41}, \gamma_{42}, \gamma_{01}, \gamma_{02}, \gamma_{03}, \gamma_{11}, \gamma_{12}, \gamma_{13}, \gamma_{21}, \gamma_{22}] \quad (18)$$

위의 같이 구성되는 서보제어기는 다음과 같은 성질을 갖는다.

(1) 제어대상계 모델 (3), (4)의 변수에 대한 교

란이 $\hat{\Phi}$ 를 불안정하게 만들지 않으며, $\hat{\Phi}$ 가 항상 점근적으로 안정하고,

(2) $(\hat{\Phi}, \hat{\Gamma})$ 제어가능(controllable)하고, 동시에 $(C_m, \hat{\Phi})$ 가 관측가능(observable)하고,

(3) 측정되는 출력의 수효 α 가 제어대상출력의 수효 r 보다 크거나 같으며,

(4) $(C_m, \hat{\Phi}, \hat{\Gamma}, 0)$ 의 전이제로(transmission zero)⁽⁶⁾가 $f_{cs}^*(t)$ 의 동특성 모드와 일치하지 않고,

(5) 제어대상출력이 물리적으로 측정가능하다면, 어떠한 극배치에 대해서도, 추종오차를 제로로 하는 제어이득벡터 K 가 항상 존재하며, 동시에, 서보제어기의 건설성이 보장된다⁽⁷⁾.

2.4 서보제어기 이득벡터의 온라인 조정

총체적 폐회로계 (12)가 점근적으로 안정할 뿐만 아니라, 원하는 특정한 댐핑계수를 갖게 하기 위해서는, 서보제어기 이득벡터 K 를 온라인으로 조정하여, 폐회로계 행렬 $\hat{\Phi}(K)$ 가 지정된 고유치(eigenvalues)를 갖도록 해야 한다.

폐회로계 행렬 $\hat{\Phi}(K)$ 의 특성방정식을

$$J(\mu, K) = \det\{\mu I - \hat{\Phi}(K)\} = \mu^7 + d_1\mu^6 + d_2\mu^5 + \dots + d_6\mu + d_7 \quad (19)$$

와 같이 표시하였을 경우, 특성방정식의 계수를 아래와 같은 형태로 계통적으로 구할 수 있다^(3,4).

$$d_i = f_i(\hat{\Phi}, \hat{\Gamma}, K) \quad i=1, 2, 3, \dots, 7 \quad (21)$$

上記 (21)이 구해지면, 폐회로계 행렬 $\hat{\Phi}(K)$ 가 지정된 고유치를 갖도록 하는 서보제어기 이득벡터 K 는 다음과 같은 연립비선형방정식을 풀어서 구할 수 있다.

$$d_i^* = f_i(\hat{\Phi}, \hat{\Gamma}, K) \quad i=1, 2, 3, \dots, 7 \quad (22)$$

여기서, $d_i^*(i=1, 2, \dots, 7)$ 은

$$\mu^7 + d_1^*\mu^6 + d_2^*\mu^5 + \dots + d_6^*\mu + d_7^* = 0 \quad (23)$$

의 계수이며, 上記 방정식 (23)의 근들은 폐회로계 행렬 $\hat{\Phi}(K)$ 의 지정된 고유치들과 같다.

그러나, 연립비선형방정식 (22)를 직접 온라인으로 풀어내어, 절삭공정의 적응제어에 사용하는 것은, 계산량이 많아서, 현재로서는 거의 불가능하다. 따라서 서보제어기 이득벡터 K 로부터 7개의 제어이득을 선택하여, 식 (22)가 선택된 7개의 제어이득에 대해서 연립선형방정식이 되도록 만든다.

| | | | | | | |
|---|---|--|--|--------------------|------------------------------|------------------------------|
| 0 | 0 | $\hat{\phi}_{211}$ $\hat{\phi}_{01\gamma_{21}}$ | $\hat{\phi}_{212}$ $\hat{\phi}_{01\gamma_{22}}$ | $\hat{\phi}_{01k}$ | $\hat{\phi}_{01\gamma_{41}}$ | $\hat{\phi}_{01\gamma_{42}}$ |
| 0 | 0 | $\hat{\phi}_{221}$ $\hat{\phi}_{02\gamma_{21}}$ | $\hat{\phi}_{222}$ $\hat{\phi}_{02\gamma_{22}}$ | $\hat{\phi}_{02k}$ | $\hat{\phi}_{02\gamma_{41}}$ | $\hat{\phi}_{02\gamma_{42}}$ |
| 1 | 0 | $\hat{\phi}_{111}$ | $\hat{\phi}_{112}$ | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | $\hat{\phi}_{121}$ | $\hat{\phi}_{122}$ | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |
| 0 | 0 | γ_{11} | γ_{12} | γ_{21} | γ_{01} | γ_{02} |
| 0 | 0 | 0 | γ_{13} | γ_{22} | 0 | γ_{03} |

Fig. 2 Closed-loop system matrix $\hat{\Phi}(K)$

$$\begin{aligned} d_{1a} &= \hat{\phi}_{111}\hat{\theta}_{02} - \hat{\phi}_{121}\hat{\theta}_{01} \\ d_{2a} &= \hat{\phi}_{112}\hat{\theta}_{02} - \hat{\phi}_{122}\hat{\theta}_{01} \\ d_{3a} &= \hat{\phi}_{211}\hat{\theta}_{02} - \hat{\phi}_{221}\hat{\theta}_{01} \\ d_{4a} &= \hat{\phi}_{212}\hat{\theta}_{02} - \hat{\phi}_{222}\hat{\theta}_{01} \\ d_{12} &= \hat{\phi}_{111}\hat{\phi}_{122} - \hat{\phi}_{121}\hat{\phi}_{112} \\ d_{23} &= \hat{\phi}_{112}\hat{\phi}_{221} - \hat{\phi}_{122}\hat{\phi}_{211} \\ d_{34} &= \hat{\phi}_{211}\hat{\phi}_{222} - \hat{\phi}_{221}\hat{\phi}_{212} \\ d_{14} &= \hat{\phi}_{111}\hat{\phi}_{222} - \hat{\phi}_{121}\hat{\phi}_{212} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_1 &= \gamma_{42}\gamma_{01} - \gamma_{41}\gamma_{02} \\ h_2 &= \gamma_{41}\gamma_{03} \\ h_3 &= 1 - \hat{\phi}_{111} - \hat{\phi}_{122} \\ h_4 &= -1 + \hat{\phi}_{111}\hat{\phi}_{122} - d_{1a}^* \\ \gamma_{01} &= h_4 - \gamma_{03} \\ h_5 &= \gamma_{01}\gamma_{03} \\ h_6 &= \hat{\theta}_{02} - d_{1a} \\ h_7 &= d_{3a} - d_{1a} \\ h_8 &= \hat{\theta}_{01} + d_{2a} \\ h_9 &= d_{2a} - d_{4a} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} h_{10} &= d_{12} - \hat{\phi}_{111} - \hat{\phi}_{122} + \hat{\phi}_{211} + \hat{\phi}_{222} \\ h_{11} &= d_{12} + d_{23} - d_{14} + \hat{\phi}_{211} + \hat{\phi}_{222} \\ h_{12} &= d_{34} + d_{23} - d_{14} \\ h_{13} &= h_2\gamma_{12} \\ h_{14} &= h_2\gamma_{21} \\ h_{15} &= \gamma_{41}\gamma_{12} \\ h_{16} &= \gamma_{41}\gamma_{21} \end{aligned}$$

| | | | | | |
|---|---|--|--|--|--|
| 0 | 0 | 0 | 0 | $-\hat{\theta}_{01}$ | $-\hat{\theta}_{02}$ |
| $-\hat{\theta}_{01}$ | $-\gamma_{41}\hat{\theta}_{01}$ | $-\gamma_{42}\hat{\theta}_{02}$ | 0 | h_8 $+h_4\hat{\theta}_{01}$ | h_6 $+h_4\hat{\theta}_{02}$ |
| d_{2a} $+h_4\hat{\theta}_{01}$ | $\gamma_{41}h_8$ $+h_2\hat{\theta}_{01}$ | $-\gamma_{42}h_6$ $+h_1\hat{\theta}_{02}$ | $-\gamma_{42}\hat{\theta}_{01}$ | $-h_9$ $-h_4h_8$ $-h_5\hat{\theta}_{01}$ | $-h_7$ $-h_4h_6$ $-h_5\hat{\theta}_{02}$ |
| d_{4a} $-h_4d_{2a}$ $-h_5\hat{\theta}_{01}$ | $-\gamma_{41}h_9$ $-h_2h_8$ | $-\gamma_{42}h_7$ $-h_1h_6$ | $\gamma_{42}d_{2a}$ $+h_1\hat{\theta}_{01}$ | $-d_{4a}$ $+h_4h_9$ $+h_5h_8$ | d_{3a} $+h_4h_7$ $+h_5h_6$ |
| $-h_4d_{4a}$ $+h_5d_{2a}$ | $-\gamma_{41}d_{4a}$ $+h_2h_9$ | $\gamma_{42}d_{3a}$ $+h_1h_7$ | $\gamma_{42}d_{4a}$ $-h_1d_{2a}$ | h_4d_{4a} $-h_5h_9$ | $-h_4d_{3a}$ $-h_5h_7$ |
| h_5d_{4a} | h_2d_{4a} | $-h_1d_{3a}$ | $-h_1d_{4a}$ | $-h_5d_{4a}$ | h_5d_{3a} |

| |
|---|
| $d_2^* - h_{10} - h_4h_3 - h_5$ |
| $d_3^* + h_{15}\hat{\theta}_{02} + h_{11} + h_4h_{10} + h_5h_3$ |
| $d_4^* - h_1sh_6 - h_{13}\hat{\theta}_{02} + h_1\hat{\theta}_{01} - h_{12} - h_4h_{11} - h_5h_{10}$ |
| $d_5^* + h_{15}h_7 + h_{13}h_6 - h_{16}d_{2a} - h_{14}\hat{\theta}_{01} + d_{34} + h_4h_{12} + h_5h_{11}$ |
| $d_6^* - h_{15}d_{3a} - h_{13}h_7 - h_{16}d_{4a} + h_{14}d_{2a} - h_4d_{34} - h_5h_{12}$ |
| $d_7^* + h_{13}d_{3a} + h_{14}d_{4a} + h_5d_{34}$ |

(a) $P(\cdot)$ matrix

(b) $\delta(\cdot)$ vector

Fig. 3 $P(\cdot)$ and $\delta(\cdot)$ of linear equation (26)

7개의 제어이득으로서 $k, \gamma_{01}, \gamma_{11}, \gamma_{13}, \gamma_{22}, \gamma_{31}, \gamma_{32}$ 를 선택하면, 우선 식 (22)에서 $i=1$ 일 경우에 대해서는, 아래와 같이 제어이득 γ_{01} 을 먼저 독립적으로 구해낼 수 있다.

$$d_{1a}^* = \gamma_{01} + \gamma_{03} - 1 + \hat{\phi}_{111} + \hat{\phi}_{122} \quad (24)$$

즉,

$$\gamma_{01} = \hat{\phi}_{111} + \hat{\phi}_{122} - 1 - \gamma_{03} - d_{1a}^* \quad (25)$$

그리고, 식 (22)에서 $i=2, 3, \dots, 7$ 일 경우에 대해서는, 다음과 같은 연립선형방정식을 유도하여, 온라인으로 가우시안 소거법(Gaussian Elimination)을 이용해서, 나머지 6개의 제어이득들을 구해낸다.

$$P(\hat{\Phi}, \hat{\Gamma}, K^r)K^v = \delta(D^*, \hat{\Phi}, \hat{\Gamma}, K^r) \quad (26)$$

여기서,

$$\begin{aligned} K^v &\equiv \{k, \gamma_{11}, \gamma_{13}, \gamma_{22}, \gamma_{31}, \gamma_{32}\} \\ K^r &\equiv \{\gamma_{02}, \gamma_{03}, \gamma_{12}, \gamma_{21}, \gamma_{41}, \gamma_{42}; \gamma_{01}\} \\ P(\cdot) &: \text{Fig. 3(a) 참조.} \\ \delta(\cdot) &: \text{Fig. 3(b) 참조.} \\ D^* &\equiv \{d_2^*, d_3^*, d_4^*, d_5^*, d_6^*, a_1^*\} \end{aligned}$$

3. 實時間 시뮬레이션

본 장에서는, 엔드밀링공정의 절삭력 적응추종제어에 ARSC를 적용하는 경우를 예로들어서 實時間 시뮬레이션을 수행한 결과를 보인다.

시뮬레이션을 위하여, 실제의 엔드밀링 절삭공정을 대신해서, 아래와 같은 시스템운동방정식을 사용한다. 아래의 식 (27)은 NC공작기계의 축이송기구 및 서보모터 드라이브 시스템에 대해서 Koren과 Bollinger⁽⁸⁾가 세운 모델을 이용한 것이고, 식 (28)은 엔드밀링 공정에 대한 Tomizuka 등⁽⁹⁾의 모델을 이용한 것이다.

$$v_s(t) + a_{11}v_s(t-1) = b_{11}\{u_s(t-1) - f_{cs}(t-1)\} \quad (27)$$

$$f_{cs}(t) + a_{21}f_{cs}(t-1) = b_{21}\delta_s(t-1)v_s(t-1) \quad (28)$$

여기서, $\{f_{cs}(t)\}, \{v_s(t)\}, \{u_s(t)\}$ 및 $\{\delta_s(t)\}$ 는 각각 기준치에 대해서 무차원화된 절삭력, 이송속도, 서보모터 입력전압 및 절삭깊이의 샘플링 데이터 수열이며,

$$a_{11} = -\exp(-T/T_v) \quad b_{11} = K_{vs}(1 + a_{11})$$

$$a_{21} = -\exp(-T/T_f) \quad b_{21} = C_{fs}(1 + a_{21})$$

이고, T : 샘플링 시간[sec]
 T_v : 축이송 기구의 時定數[sec]
 K_{vs} : 축이송 기구의 개회로이득[-]
 T_f : 엔드밀링 공정의 時定數[sec]
 C_{fs} : 엔드밀링 공정의 절삭계수[-]

이다.

본 예제에서는 $T=0.15\text{sec}$, $T_v=0.25\text{sec}$, $K_{vs}=1.0$, $T_f=0.20\text{sec}$, $C_{fs}=1.5$ 로 설정하였으며, 따라서,

$$a_{11} = -0.5488, \quad b_{11} = 0.4512,$$

$$a_{21} = -0.4724, \quad b_{21} = 0.7915$$

이다.

절삭깊이는 Fig. 4에서와 같이 절삭공정의 전반부에서는 0.2mm에서 1.0mm까지 선형적으로 증가하다가, 후반부에서 다시 0.2mm로 감소한다고 가정한다. 이러한 경우, 식 (28)에서 알 수 있는 바와 같이, 절삭깊이 $\{\delta_s(t)\}$ 의 변화에 따라서, 선형화된 시스템모델 (1)의 계수들이 대응하여 변화하게 된다.

식 (3)에서의 모델변수가 未知이므로, 오프라인 준비작업의 하나로서, 예비시험과정을 통해서, 모델변수 추정을 위한 초기치를 선택한다. Fig. 5는 예비시험과정에서 사용된 모터입력전압과 이에 따른 개회로 상태에서의 절삭력과 이송속도를 보여주는 것으로서, 절삭깊이가 다시 0.2mm로 되었을 때, 모델변수 추정치는 Fig. 6에서와 같이,

$$\hat{\Phi}_1 = \begin{bmatrix} -0.12 & -0.16 \\ 0.07 & -0.28 \end{bmatrix}$$

$$\hat{\Phi}_2 = \begin{bmatrix} -0.03 & -0.17 \\ 0.1 & -0.06 \end{bmatrix}$$

$$\hat{\theta}_0 = \begin{bmatrix} 0.0 \\ 0.5 \end{bmatrix} \quad (29)$$

로 수렴하며, 이 값을 온라인 모델변수 추정알고리즘의 초기치로 사용하였다(Φ_1 과 Φ_2 의 정의는 식 (1)을 참조).

또한, 온라인 ARSC 알고리즘을 적용하기 전에, 제 2.3절의 결론 부분에서 언급한 5개의 가정들이 만족되는지 점검해 보아야 한다.

먼저, 식 (3)의 $\hat{\Phi}$ 가 점근적으로 안정할 조건은 아래와 같이 Jury의 안정성 시험⁽⁹⁾을 이용하여 얻을 수 있다. $\hat{\Phi}$ 의 특성식은

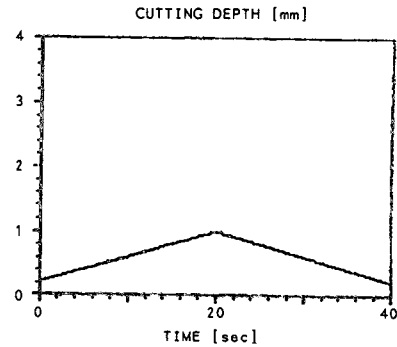


Fig. 4 Cutting depth variation

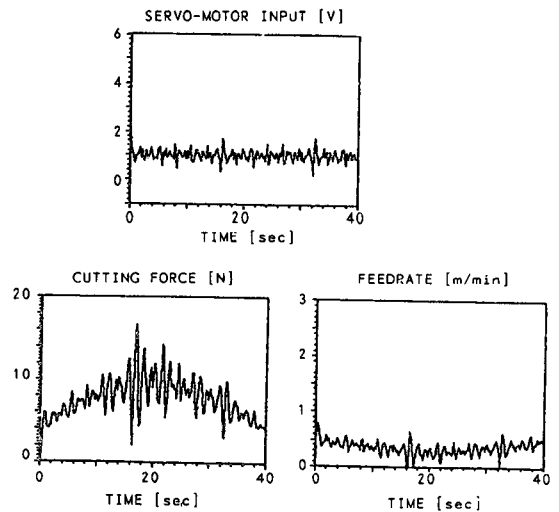


Fig. 5 Servo-Motor input, cutting force and feedrate of test-and-learning stage

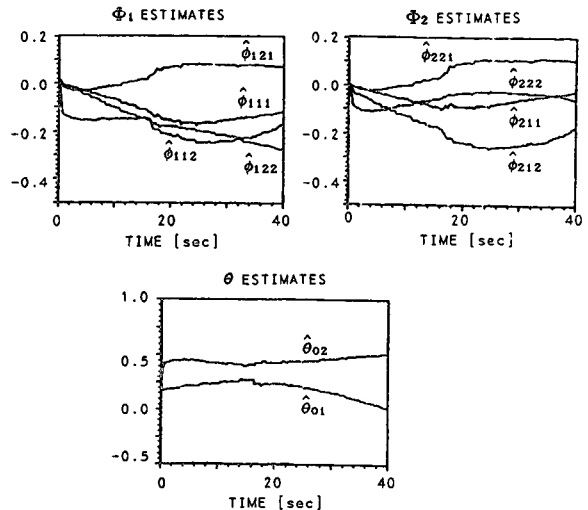


Fig. 6 Model parameter estimates of test-and-learning stage

$$z^4 + d_1z^3 + d_2z^2 + d_3z + d_4 = 0 \quad (30)$$

이며, 여기서,

$$\begin{aligned} d_1 &= \hat{\phi}_{111} + \hat{\phi}_{122} \\ d_2 &= \hat{\phi}_{211} + \hat{\phi}_{222} + \hat{\phi}_{111}\hat{\phi}_{122} - \hat{\phi}_{112}\hat{\phi}_{121} \\ d_3 &= \hat{\phi}_{211}\hat{\phi}_{122} + \hat{\phi}_{222}\hat{\phi}_{111} - \hat{\phi}_{212}\hat{\phi}_{121} - \hat{\phi}_{221}\hat{\phi}_{112} \\ d_4 &= \hat{\phi}_{211}\hat{\phi}_{222} - \hat{\phi}_{212}\hat{\phi}_{221} \end{aligned}$$

식 (30)이 $|z| < 1$ 인 근을 가질 조건은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} (i) & |d_4| < 1 \\ (ii) & |D_{14}| < |D_{11}| \\ (iii) & |D_{23}| < |D_{21}| \\ (iv) & |D_{32}| < |D_{31}| \end{aligned} \quad (31)$$

여기서,

$$\begin{aligned} D_{11} &= 1 - d_1^2 \\ D_{12} &= d_2(1 - d_4) \\ D_{13} &= d_1 - d_3d_4 \\ D_{14} &= d_3 - d_1d_4 \\ D_{21} &= (D_{11}^2 - D_{14}^2)/D_{11} \\ D_{22} &= (D_{11}D_{13} - D_{12}D_{14})/D_{11} \\ D_{23} &= (D_{11}D_{12} - D_{13}D_{14})/D_{11} \\ D_{31} &= (D_{21}^2 - D_{23}^2)/D_{21} \\ D_{32} &= D_{22}(D_{21} - D_{23})/D_{21} \end{aligned}$$

식 (29)의 초기치가 식 (31)을 만족하며, Fig. 6의 모델변수 추정치의 모든 집합이 식 (31)을 만족하므로, $\hat{\theta}$ 는 점근적으로 안정하다.

또한, $\text{rank} [\hat{\Phi}_1] = 2$ 이고, $\hat{\theta}_0 \neq 0$ 이므로,

$$\text{rank}(\hat{\Gamma}, \hat{\Phi}\hat{\Gamma}, \hat{\Phi}^2\hat{\Gamma}, \hat{\Phi}^3\hat{\Gamma}) = 4$$

이다. 즉, $[\hat{\Phi}, \hat{\Gamma}]$ 는 제어가능(controllable)하며, 또한 $[C_m, \hat{\Phi}]$ 도 항상 관측가능(observable)하다.

한편, 측정되는 출력의 수효는 2개[절삭력 $f_{cs}(t)$ 와 이송속도 $v_s(t)$]로서, 제어대상 출력의 수효 1개[절삭력 $f_{cs}(t)$]보다 크며, 본 예제에서의 시스템 모델은 단일입력 복수출력 모델로서, 입력과 출력의 수효가 다르므로, 전이제어를 가지지 않는다⁽⁶⁾. 따라서, 지령입력 $f_{cs}^*(t)$ 의 동특성 모드와 일치하는 전이제어는 없다.

以上을 요약하면, $\text{rank}[\hat{\Phi}_1] = 2$ 이고, $\hat{\theta}_0 \neq 0$ 이며, $\hat{\Phi}$ 가 항상 식 (31)을 만족한다면, 어떠한 극배치에 대해서도, 온라인 ARSC 알고리즘은 추종오차를 제로로 하는 제어이득벡터 K 를 계산해 낼 수 있고, 동시에, 서보제어의 견실성을 보장한다.

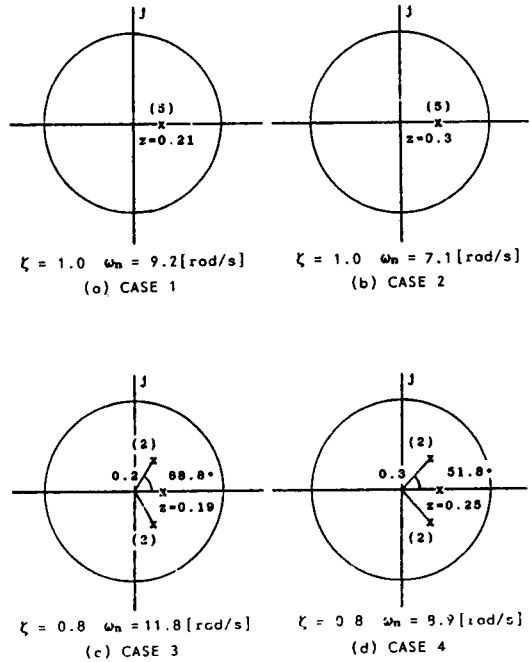


Fig. 7 Four cases of desired closed-loop pole assignment

임의의 폐회로 극배치가 가능함을 보이기 위해서, Fig. 7과 같은 네가지 경우의 극배치 집합을 선정하였다. CASE1과 CASE2는 각각 $z=0.21$ 과 $z=0.3$ 에 7개의 폐회로 극을 모두 배치하였을 경우이고, CASE3과 CASE4는 각각 $z=0.19$ 와 $z=0.25$ 에 한 개의 실수극을, 그리고, 나머지 폐회로 극을 각각

$$\begin{aligned} z &= 0.2(\cos 68.8^\circ \pm j\sin 68.8^\circ) \text{와} \\ z &= 0.3(\cos 51.8^\circ \pm j\sin 51.8^\circ) \end{aligned}$$

에 배치한 경우이다. 각각의 경우에서의 대표적인 시스템 땀평계수와 고유진동수를 각각 ζ 와 ω_n 으로 표시하였다.

Fig. 7의 네가지 폐회로극배치 집합의 경우에 대해서, 식 (29)의 초기치를 사용하여, 實時間 시뮬레이션을 실시한 결과를 Fig. 8~Fig. 12에 보인다.

샘플링 시간은 170ms이었으며, 그 중에서 모델 추정에 소요되는 시간이 120ms이었고, 나머지 50ms을 새로운 제어이득 벡터의 계산에 사용하였다. 시뮬레이션 프로그램은, 實時間 가로채기(interrupt) 부분만 어셈블리 언어로 구성되었으며, 나머지는 Turbo-PASCAL언어로 작성하였다. 컴퓨터

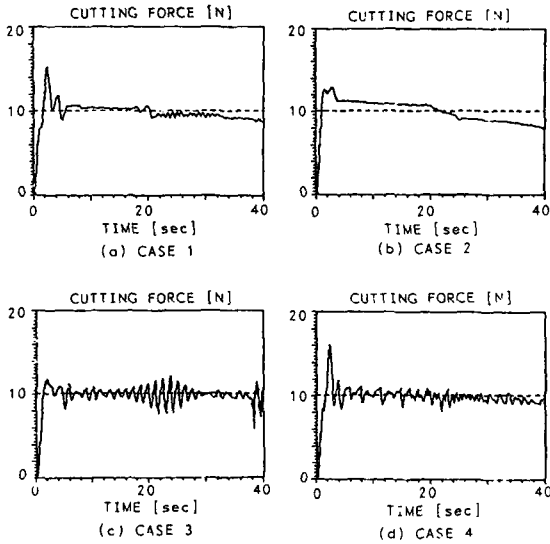


Fig. 8 Cutting forces for four cases of closed-loop poles

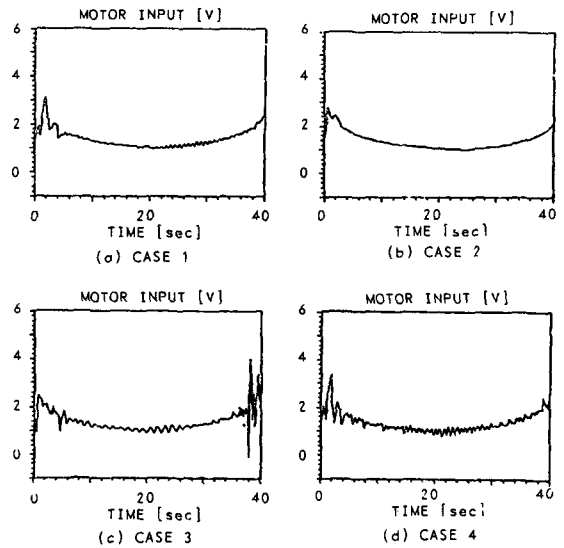


Fig. 10 Servo-Motor input for four cases of closed-loop poles

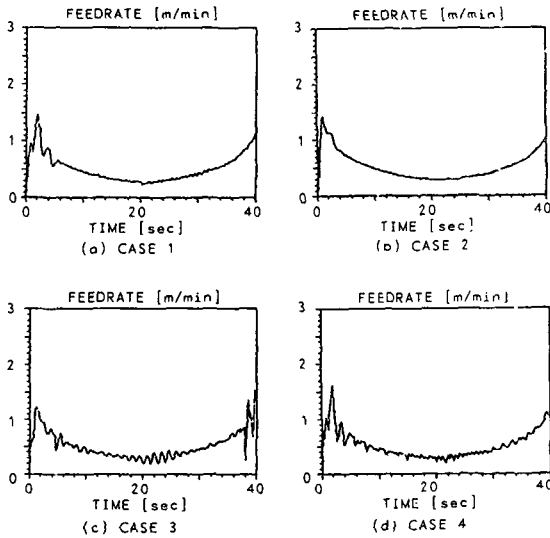


Fig. 9 Feedrate for four cases of close-loop poles

는 IBM-XT 호환기종으로서 CPU속도는 8MHz이였으며, CPU 보조연산기(co-processor)를 같이 사용하였다. 또한, 식 (26)에서의 고정 제어이득 벡터는 아래와 같이 임의로 설정하였다.

$$\begin{aligned} \gamma_{02} &= 0.5, \quad \gamma_{03} = 0.1, \\ \gamma_{12} &= \gamma_{21} = \gamma_{41} = \gamma_{42} = 1.0 \end{aligned} \quad (32)$$

Fig. 8은, 절삭깊이가 Fig. 4와 같이 변화할 때,

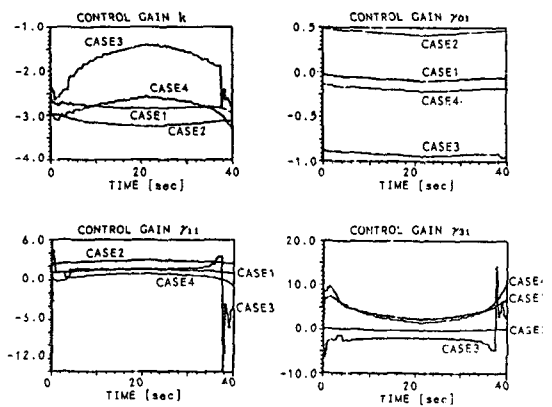


Fig. 11 Typical ARSC gains for four cases of closed-loop poles

上記 네가지 경우의 극배치에대해서, 절삭력 $f_c(t)$ 가 점선으로 표시된 지령치 $f_c^*(t)$ 를 각각 어떻게 추종하는가를 보인것이고, 이때 각각의 경우에 대한 이송속도 $v(t)$ 는 Fig. 9에서와 같으며, 모터입력전압 $u(t)$ 는 Fig. 10과 같다. 절삭깊이가 선형적으로 증가 및 감소함에 따라서, 이송속도가 각각 지수함수적으로 감소 및 증가함을 보여준다.

Fig. 11은, 가변 제어이득 벡터 중에서, $k, \gamma_{01}, \gamma_{11}, \gamma_{31}$ 을 선정하여,上記 네가지 경우의 극배치에 대한 각각의 변화를 보인 것이고, Fig. 12는 시스템 모델 변수 ϕ_1, ϕ_2 및 θ_0 에 대한 추정 결과를 도

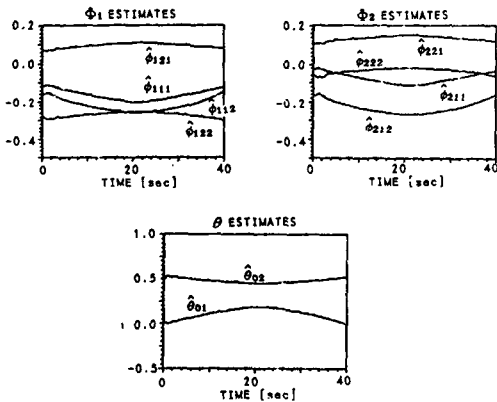


Fig. 12 Model parameter estimates in case of the real-time simulation

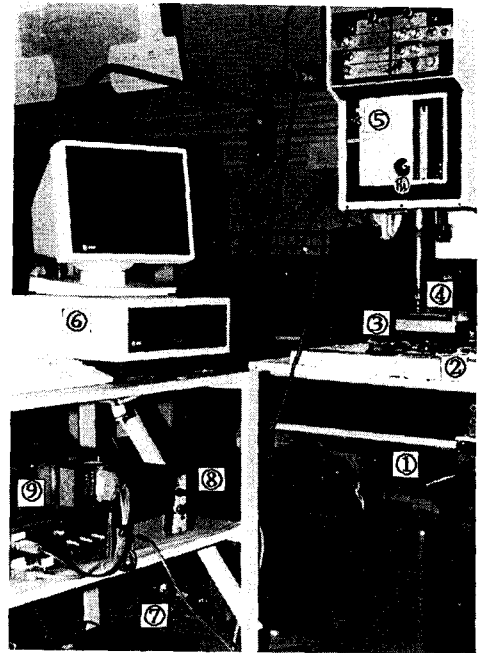
시한 것으로서, 절삭깊이가 변함에 따라서, 모델변수가 시간에 대해서 변화함을 알 수 있다.

CASE 1과 CASE 2, 또는 CASE 1과 CASE 3을 비교하여 보면, 극배치가 $z=0$ 원점에서 멀어질수록 대표적인 고유진동수가 작아지고, 이에 따라서, 제어입력 $u(t)$ 의 진폭이 작아지고(Fig. 9), 지령치 $f_c^*(t)$ 에 대한 제어출력 $f_c(t)$ 의 추종정밀도가 떨어진다는 것을 알 수 있으며(Fig. 8), 이것은 z -영역에서의 폐회로 극배치에 대한 시간 영역에서의 이론적인 반응특성과 일치한다.

4. 절삭시험의 방법 및 결과

절삭공정에 대한 ARSC의 적용가능성을 보이기 위해서, 실절삭시험을 수행하였다. 절삭공정으로서, 절삭인선 4개, 직경 3/8인치짜리의 엔드밀링 공정을 선택하였다. 알루미늄 소재(A12024)를 절삭할 때, 절삭깊이에 관계없이, 최대절삭력을 150 N으로 일정하게 유지시키는 것이 실절삭제어의 목표이며, 이러한 제어목표를 달성함으로써, 이송속도를 극대화할 수 있다.

Fig. 13에 시험장치의 전경을 보인다. Heidenhain社의 LS703 선형인코더를 이용하여 소재의 직선변위를, Kistler社의 9257A 동력계(dynamometer)를 사용하여 절삭력을 온라인으로 측정하였다. 모터는 Singer社의 SCR 구동방식의 AC서보모터를 사용하였고, 데이터 처리를 위해 Scientific Solution社의 PC내장형 보드인 LAP TENDER를 사용하였는데, 절삭력 지령치의 2.5%를 추종정밀



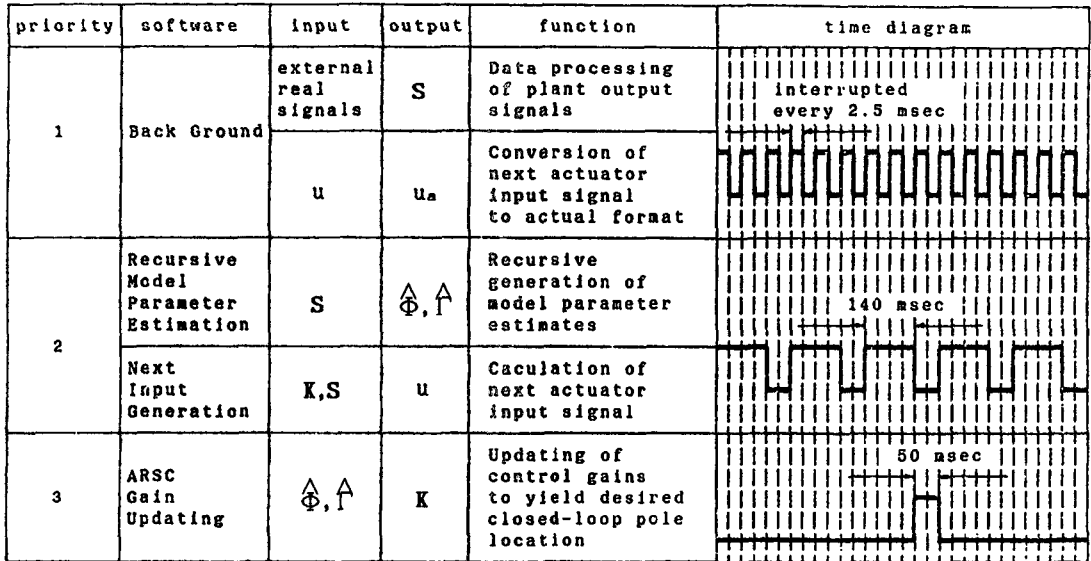
- ① Linear Encoder
- ② Dynamometer
- ③ Workpiece
- ④ End-mill Cutter
- ⑤ Milling Machine
- ⑥ AT&T PC-6300 Computer
- ⑦ Servo-driver
- ⑧ Charge Amplifier
- ⑨ Signal Processing I/F

Fig. 13 Photography of experimental set-up

도 오차범위의 목표로 설정하여, A/D 및 D/A 컨버터의 최소설정단위를 8비트로 결정하였다.

제어용 컴퓨터로서, IBM-XT 호환기종인 AT&T社의 PC-6300을 사용하였다. 이것은 INTEL社의 16비트 8086 마이크로프로세서를 채용하고 있으며, 클럭속도는 8 MHz이다. 또한 연산속도를 높이기 위하여 8087-2 보조연산기(co-processor)를 사용하였다.

ARSC 알고리즘은 Turbo-PASCAL언어로 구현하였으며, 어셈블리 언어를 Turbo-PASCAL 언어와 결합해서 PC 内の 프로그래머블 가로채기 콘트



S : state matrix
 $\hat{\Phi}, \hat{\Gamma}$: model parameter estimates
 K : ARSC gain vector
 u : next actuator input
 u_a : actually formatted input

Fig. 14 Software structure for the implementation of ARSC scheme applied to cutting force regulation

플러 및 타이머(IC 8259 A 및 8253)를 프로그래밍 함으로써, 2.5ms(400 Hz) 간격으로 가로채기가 걸리게 해서, 實時間 제어가 가능하도록 하였다.

소프트웨어의 구조는 Fig. 14와 같다. Fig. 14의 소프트웨어 서브루틴 “BACKGROUND”는 가로채기 서비스루틴으로서, 2.5ms 간격으로 가로채기가 걸릴 때마다 직선변위 및 절삭력의 샘플링과 모터에 대한 제어입력 변환을 수행한다.

메인루틴으로서, “MODEL_ESTIMATION”, “NEXT_INPUT_GENERATION” 및 “ARSC_GAIN_UPDATING”등이 있다. “MODEL_ESTIMATION” 루틴에서는, 샘플링된 직선변위를 이용하여 이송속도로 변환하고, 절삭력 데이터로부터 한회전당 최대절삭력평균을 구해서, 순환식 최소제곱법에 의하여 시스템 모델변수를 추정한다. “NEXT_INPUT_GENERATION” 루틴에서는, 식 (7), (10) 및 (11)의 건설한 서보제어기 구조에 의거하여, 새로운 모터제어입력 $u_o(t)$ 의 계산을 수행한다. 上記 두가지 루틴의 계산에 소요되는 시간은 140ms이었다.

또한, “ARSC_GAIN_UPDATING” 루틴에서는,

식 (25)에 의해서 제어이득 γ_{01} 을 계산하고, 가우시안 소거법을 이용하여 식 (26)의 선형방정식을 풀어내어, 새로운 제어이득 $k, \gamma_{11}, \gamma_{13}, \gamma_{22}, \gamma_{31}$ 및 γ_{32} 를 구해낸다. 이것에 소요되는 시간은 50ms 이었다.

따라서, 전체적으로 이송속도 및 절삭력을 샘플링하여 모델변수를 추정하고, 새로운 제어이득을 계산하여 모터에 대한 제어입력을 계산하기까지의 과정에 필요한 시간은 190ms으로서, 이것은 충분히 빠른 시간이라고 할 수 없다. 왜냐하면, 시험장치로사용한 소재 이송구조부의 개회로 時定數가 약 500ms이기 때문이다. 새로운 제어입력이 계산되는 주기는 보통 소재이송구조부의 時定數보다 10배 이상 빠른 것이 좋으므로, 190ms에서 50ms이내로 단축하는 것이 추천되며, 이러한 계산시간의 단축이 적응제어 이론의 온라인화에 가장 큰 문제가 된다.

개회로상태로 서보모터에 임의의 제어입력을 인가하여, 알루미늄 소재(AI 2024)를 이송시키면서, 엔드밀링 절삭(직경 3/8인치, 절삭인선 4개, 300 rpm, 절삭깊이 0.2mm)을 수행하였을 경우에 측

정되는 최대절삭력과 이송속도는 Fig. 15와 같으며, Fig. 16은 온라인으로 모델추정을 행한 결과이다. 이 결과로부터, 온라인 ARSC 실절삭제어를 위한 모델추정치의 초기값을 선택할 수 있다.

온라인 ARSC실절삭시험을 수행한 결과는 Fig. 17과 Fig. 18과 같다. 이때, 폐회로 극배치는 시뮬레이션 결과를 참조하여 모두 $z=0.21$ 로 하였으며, 기계이송거리의 제한 때문에, 절삭깊이 0.8mm와 1.2mm 두가지 경우로 나누어서 시험하였다.

시험결과, 주어진 절삭소재에 대하여, Fig. 17의 (a) 및 Fig. 18의 (a)에서와 같이, 최대 절삭력은 지령치 150N에 대해서 $\pm 30\%$ 의 추종정밀도를 나타내었으며, 이송속도는, Fig. 17의 (b) 및 Fig.

18의 (b)에 보이는 바와 같이, 절삭깊이가 0.8mm로 감소할 경우 0.75m/min으로 증가하였다.

절삭력 추종정밀도를 향상시키기 위해서는 한 사이클당 계산속도를 증가시켜서 샘플링 시간간격을 190ms에서 50ms이내로 단축하기 위한 방법이 고안되어야 한다. 이의 해결방법으로서, 다음과 같은 사항을 향후과제로 생각할 수 있다.

- (1) CPU계산속도의 증가: 현재의 8 MHz, 16비트의 CPU를 16 또는 20 MHz, 32비트(Intel 80386 급 수준)의 CPU로 개선하여 계산시간을 단축함.
- (2) 복수 CPU 제어시스템의 채용: 앞에서 언급한 "MODEL_ESTIMATION"과 "ARSC_GAIN_UPDATING" 소프트웨어 루틴을 서로 다른 CPU에서 동시에 처리함.
- (3) 데이터 신호처리부의 하드웨어화: 직선변위로부터의 속도계산과 절삭력 데이터로부터의 한회

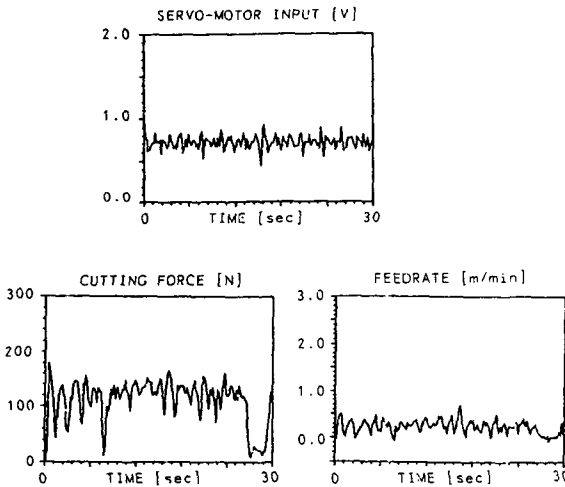


Fig. 15 Test-Input and output signals of real cutting experiment

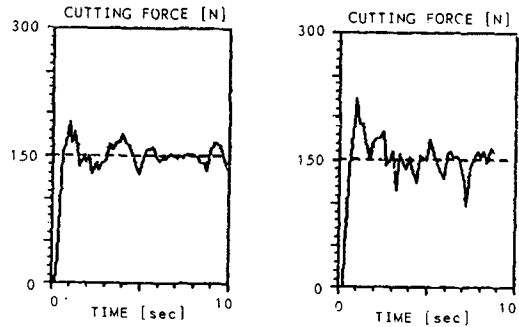


Fig. 17 Cutting force output signals of real cutting experiment

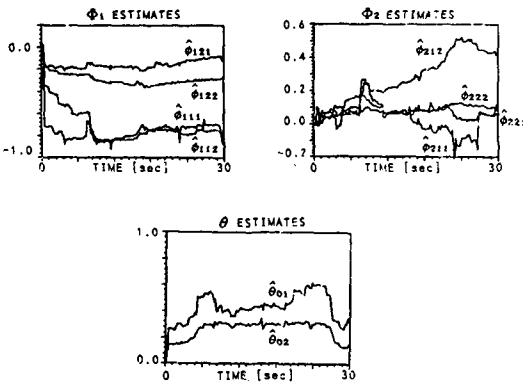


Fig. 16 Model parameter estimates in case of real cutting experiment

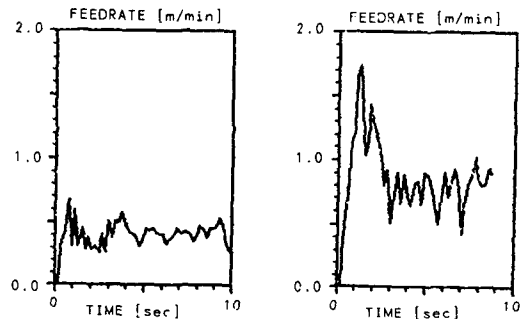


Fig. 18 Feedrate output signals of real cutting experiment

전당 최대절삭력 산출 등을 하드웨어로 처리하도록 전환함.

5. 결 론

(1) 이미 발표된 ARSC알고리즘⁽⁴⁾을 절삭공정에 적용하기 위한 이론적인 전개방법을 제시하였다. 제어대상계는 단일입력 복수출력의 ARV(2) 모델로 설정할 수 있으며, 서보보상기, 안정화보상기 및 케환제어기를 포함한 총체적 폐회로계 행렬은 7차 정방행렬(square matrix)로 표시된다.

(2) 實時間 시뮬레이션을 통하여, 절삭깊이의 변화에 따른 모델변수의 변동에 관계없이 절삭력의 추종적응제어가 견실하게 수행됨을 예시하였다. 절삭력의 추종제어오차는 최대 10%이다.

(3) 지정된 폐회로 극배치(desired closed-loop pole assignment)가 온라인 ARSC 알고리즘상에서 직접적으로 이루어짐을 보였다.

(4) ARSC 알고리즘이 실제 절삭공정에 적용가능함을 보이기 위하여, 온라인 적응제어에 의한 실질삭시험을 수행해서, 절삭깊이의 변화에 따른 이송속도의 증가를 구현하였다.

참 고 문 헌

(1) Masory, O. and Koren, Y., 1980, "Adaptive Control System for Turning", Annals of CIRP, Vol.29, No. 1, pp. 281~284.
 (2) Tomizuka, N., Oh, J.H. and Dornfeld, D.A., 1983,

"Model Reference Adaptive Control of the Milling Process", ASME Winter Annual Meeting on Control of Manufacturing Processes and Robotic Systems, pp. 55~63.
 (3) Kim, J.W., 1987, "Adaptive Robust Servocontroller Design for Feedrate Maximization of Machining Processes", Ph. D. Thesis, University of Wisconsin-Madison.
 (4) 김종원, 1990, "전실한 서보적응제어기에 관한 연구", 대한기계학회논문집, 제14권 제3호, pp. 513~525.
 (5) Davison, E.J., 1976, "The Robust Control of a Servomechanism Problem for Linear Time-Invariant Multivariable Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-21, No. 1, pp. 25~34.
 (6) Davison, E.J. and Wang, S.H., 1974, "Properties and Calculation of Transmission Zeroes of Linear Multivariable Time-Invariant Systems", Automatica, Vol. 10, pp. 643~658.
 (7) Davison, E.J. and Feguson, I.J., 1981, "The Design of Controllers for the Multivariable Robust Servomechanism Problems Using Parameter Optimization Methods", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-26, No. 1, pp. 93~110.
 (8) Koren, Y. and Bollinger, J.G., 1978, "Design Parameters for Sampled-Data Drives for CNC Machine Tools", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-14, pp. 255~264.
 (9) Åström, K.J. and Wittenmark, B., 1984, "Computer Controlled Systems: Theory and Design", Prentice-Hall, Eaglewood Cliffs, N.J..