

論文2000-37SC-5-4

특이섭동 기법 기반 제어 시스템에 대한 샘플링 영향 분석 및 개선 - 특이섭동 기법 기반 STT 미사일 디지털 자동조정장치 설계에의 적용

(Analysis and Improvement of Time Sampling effects on
Singular Perturbation based Control Systems - Its
Aplication to Design of Singular Pertubation based STT
Missible Digital Autopilot)

鄭 善 太 *

(Sun-Tae Chung)

요 약

특이섭동 기법을 이용한 제어 시스템의 설계가 가능하기 위해서는 무엇보다도, 빠른 동력학의 안정성이 중요하다. 그런데, 제어기의 디지털 구현으로 인하여, 이 빠른 동력학의 안정도가 영향을 받을 수 있다. 본 논문은 최근의 개발된 우수한 성능의 특이섭동 기반의 STT 자동조정장치(autopilot) 설계의 경우를 들어, 이러한 특이섭동 기법에 기반하여 설계된 제어 시스템에 대한 샘플링 영향을 조사하고 개선된 제어기 설계의 예를 제시하여, 특이섭동 기반 제어 시스템에 대한 샘플링 영향 분석의 필요성 및 유효성을 밝혔다.

Abstract

The guarantee of the fast dynamics stability is essential for successful application of singular perturbation technique to control systems design. Even though the fast dynamics of the control systems is rendered stable by an analog controller, the fast dynamics stability of the control systems resulted from an digital implementation of the analog controller can be impaired severely. In this paper, we first investigate the time sampling effects on singular perturbation based control systems by centering on a design example of recently developed singular perturbation based STT missile autopilot with high performance. The investigation shows that the stability margin the fast dynamics of the STT missile autopilot system decreases rapidly as the sampling interval of discretizing the analog autopilot increases. Under this analysis, we propose a composite digital controller with compensation for the decreasing stability margin of the fast dynamics due to time sampling to achieve better performance with respect to sampling time. The improved performance of the proposed composite digital controller is verified by simulation. This result shows that one needs to investigate time sampling effects in the digital implementation of singular perturbation based controllder, and then can have benefit from the investigation.

* 正會員, 崇實大學校 情報通信電子工學部

(Department of Electronic Engineering, Soong Sil University)

接受日字:1999年10月2日, 수정완료일:2000年3月20日

I. 서론

특이섭동(Singular Perturbation) 기법을 제어 시스

템에 적용하면, 원래의 시스템을 보다 간단하게 축소된 차원의 시스템으로 근사화시킬 수 있으며, 이 간단하게 축소된 시스템에 대해서, 원래의 시스템에 대해 설계된 복잡한 제어 시스템의 성능에 근사한 성능을 얻을 수 있는 제어기의 설계가 가능하게 되므로, 많은 연구의 관심을 끌어왔다^[3,4,5,6,7]. 특이섭동 기법의 이론적 배경은, 이 기법을 적용한 후, 전체 시스템의 동력학을 빠른 동력학(fast dynamics)과 느린 동력학(slow dynamics)으로 구분될 수 있게 하며, 빠른 동력학의 적용을 받는 부시스템(subsystem)은 빠르게 안정된 상태에 도달하고, 이 후의 시스템은 느린 동력학에 의해 지배되는 축소된 부시스템으로 근사적으로 기술할 수 있다는 데 있다.

이러한 특이섭동 기법에 기반하여, 설계된 제어기를 구현할 때에, 제어기 구현의 용이성과 비용의 경제성 등의 여러 가지 이유로 디지털 구현을 고려하게 된다. 디지털 제어기의 구현은 보통 2가지 방법으로 이루어진다. 하나는 원래의 아날로그 시스템에 대해 설계된 아날로그 제어기를 이산화하여 디지털 구현하는 것이고 또 다른 하나는 원래의 제어 대상 시스템의 이산화 모델을 구하고, 이 이산화된 모델에 대해 직접적으로 디지털 제어기를 설계하는 것이다. 이산화된 시스템 모델이 복잡하거나 구하기가 어려우므로¹⁾, 보통, 설계된 아날로그 제어기를 이산화한 디지털 제어기를 사용하게 된다. 이 경우, 아날로그 제어기를 빠르게 샘플링(이산화)하여 디지털 제어기를 구현하면, 원래의 아날로그 제어기의 성능에 근접할 수 있다는 연속성의 원리에 대한 소박한 믿음이 기반이 되고 있다. 그런데, 아무리 빠르게 샘플링하여 디지털 구현하더라도 원래 시스템의 특성을 파괴할 수 있으므로 주의해야 한다. 예를 들어, 비선형 시스템의 경우, 'feedback linearizability'^[8]나 'observer error linearizability'^[2] 등이 바로 그것이다. 또한, 빠르게 디지털 구현하면, 깨지지 않는 시스템의 특성이더라도, 샘플링 시간이 커지게 되면 영향을 받게되며, 시스템의 성능에 열화를 가져오게 된다. 이는 샘플링에 의해 구현된 디지털 제어기가 평균적으로 샘플링 주기 T 의 반인 $\frac{T}{2}$ 만큼의 시간지연을 가져온다는 디지털 제어이론에서 잘 알려진 사실^[1] 때문에 전체

폐루프 시스템의 안정도 및 성능에 영향을 끼치기 때문이다. 그런데, 지나치게 빠른 샘플링은 계산상의 부담을 줄 뿐 아니라, 시스템에 주어진 제약(시스템의 H/W 제약, 또는 다른 모듈과의 연관성에 의한 제약 등) 때문에 샘플링 고속화에는 한계를 갖게 마련이다. 따라서, 아날로그 제어기의 디지털 구현시에 어느 정도 크기 이상의 샘플링 시간 간격이 요구된다. 따라서, 아날로그 제어기를 샘플링(이산화)하여 디지털 구현할 때는 이러한 샘플링 영향에 대해 조사가 필요하다^[2,13,14].

특이섭동 기법에 기반한 제어 시스템의 경우, 특이섭동 기법이 적용될 수 있기 위해서는 무엇보다도 빠른 동력학(fast dynamics)의 안정성이 중요하다. 그런데, 아날로그 제어기가 비록 이러한 빠른 동력학의 안정성을 보장하도록 설계되었다 하더라도, 샘플링을 통하여 구현된 디지털 제어기의 적용은 앞서 지적한 바대로, 이러한 빠른 동력학의 안정성에 영향을 미칠 수 있다. 따라서, 아날로그 제어기에서는 보장되었던, 빠른 동력학의 안정성이 제어기 디지털 구현의 샘플링 주기가 어느 정도 커지게 되면, 안정성이 더 이상 보장되지 않을 수 있다. 이 경우, 보통 디지털 구현에 사용되는 방법인 아날로그 제어기의 샘플링을 통한 디지털 구현과는 다른, 샘플링 영향을 개선한 디지털 구현 방법(즉, 디지털 모델된 시스템을 고려하여 이러한 모델에 대해 설계하는 것)이 가능한 지를 검토할 필요가 있다. 본 논문은 특이섭동 이론에 기반하여 설계된 구체적인 제어 시스템인 STT 미사일 자동조정장치(autopilot)의 경우를 들어 이러한 특이섭동 기법에 기반하여 설계된 제어 시스템에 대한 샘플링 영향을 조사하고 개선된 제어기 설계의 예를 제시하여, 디지털 제어기 구현시에, 샘플링 영향 분석이 유효함을 제시하고자 한다. 특이섭동 기법에 대한 기존의 결과에는 ' ϵ '에 대한 보다 정확한 근사화에 대한 연구^[4,5,6], 빠른 동력학과 느린 동력학 각각에 대해 제어를 적용한 합성제어(composite control)^[3,5,6], 빠른 동력학과 느린 동력에 각기 다른 샘플링율을 적용한 경우의 이산 시간 제어^[7] 등에 대한 연구는 보고되어 있으나, 특이섭동 기법에 대한 샘플링 영향을 조사한 연구결과는 아직까지 보고되어 있지 않은 것으로 보인다.

STT(Skid To Turn) 미사일의 자동조정장치(autopilot) 설계는 미사일의 비선형성과 결합성(coupling), 그리고 동력학의 내재적 비최소위상

1) 비선형의 경우는 해석적(closed form) 이산화 모델을 구하는 것이 매우 어렵다.

(nonminimum phase) 특성 때문에 동작 환경에 독립적이며, 성능이 우수한 자동조정장치 설계가 쉽지 않다^[12]. 최근에 개발된 특이섭동 기법 기반의 STT 미사일 자동조정장치 설계방법^[9,10]은 미사일 동력학에 부분선형화 제어를 적용한 후, 결과되는 시스템에 특이섭동 기법을 적용하여, 등가적인 축소된 최소위상 비선형시스템으로 근사시켜, 비선형 시스템의 효과적인 제어 기법인 입출력 선형화 기법을 적용할 수 있게 하며 따라서, 선형 시스템의 제어기법을 적용할 수 있게 되어 미사일의 동작환경에 독립적이며, 성능이 우수한 자동조정장치의 설계가 가능하게 하였다. 그런데, 설계된 미사일 자동조정장치는 그 구조의 복잡성 등의 이유로 디지털 구현이 필요하다. 일반적으로 디지털 자동조정장치의 구현은 연속시간 시스템에 기반하여 설계된 아날로그 자동조정장치를 빠른 샘플링(이산화)을 통해 디지털 구현하게 된다. 이에 따른 샘플링 영향의 조사 결과, 무엇보다도 샘플링의 영향을 많이 받는 것은 부분선형화 제어기 적용후, 결과되는 부분 선형화시스템의 fast dynamics 의 안정성이다^[15]. 특이섭동 기법에 기반하여 설계된 STT 자동조정장치의 안정성은 축소된 '느린 부시스템(slow subsystem)'의 안정성과 빠른 동력학의 안정성에 의해 보장된다. 하지만 아날로그 부분선형화 제어기 사용시 보장되었던 빠른 동력학의 안정성은 부분선형화제어기의 디지털 구현시에 시스템에 초래된 시간 지연에 영향을 크게받아, 샘플링 시간이 조금 길어지게 되면 더 이상 보장되지 않으며, 따라서 전체 제어시스템의 안정성도 더 이상 보장되지 않게 된다. 그러므로, 제어기의 디지털 구현시에, 디지털 페루프 시스템의 빠른 동력학의 안정성의 약화 또는 파괴가 전체 페루프 시스템의 안정성에 가장 큰 영향을 끼치기 때문에, 이 빠른 동력학의 안정도를 증대시키는 것이 중요함을 알 수 있다. 본 논문은 이러한 분석결과에 기반하여, 부분선형화된 시스템에 대해, '빠른 부시스템(fast subsystem)'과 '느린 부시스템(slow subsystem)'으로 분리시켜, 빠른 부시스템의 경우에, 이산화시 충분히 느린 샘플링 주기에 대해서 안정성을 보장하도록 하는 케환 제어를 추가적으로 설계할 수 있음을 밝혔다. 즉, 빠른 부시스템과 느린 부시스템 각각에 대해 제어기를 구성하도록 하여, 느린 부시스템에 대해서는, 이미 이에 대해 설계된(축소된 시스템에 대해 설계된) 아날로그 제어기를 이산화하여 얻은 제어

기를 그대로 이용하고, 빠른 부시스템의 경우에, 안정도 보상 케환 제어를 추가적으로 설계하여 얻은, 디지털 합성제어기 (composite controller)가 기존의 특이섭동 기반 제어기의 디지털 구현에 비해 샘플링 주기를 개선시킬 수 있음을 보였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 제2절에서는 본 논문의 이해를 위해, 특이섭동 이론을 소개하며, 제3절에서는 특이섭동 기법 기반 STT 자동조정장치 설계기법에 대해 간단히 소개한다. 제4절에서는 특이섭동 기법 기반 STT 자동조정장치의 디지털 구현에 따른 샘플링 영향에 대해 분석한 결과를 기술하며, 제5절에서는 본 논문에서 제안한 개선된 샘플링 영향 보상방법에 대해 기술한다. 마지막으로 제6절에서는 간단한 결론이 주어진다.

II. 특이섭동 (Singular Perturbation) 기법의 기초 이론

이 절에서는 본 논문에서 필요로 하는 특이 섭동 이론에 대해 간략히 소개한다. 특이섭동 이론에 대한 보다 자세한 내용은 [5,6]을 참조하라.

정의 2.1 : 벡터 함수 $f(t, \epsilon) \in R^n$ 은 다음을 만족하는 양(>0)의 상수 k 와 ϵ^* 가 존재할 때, 구간 $[t_1, t_2]$ 에서 $O(\epsilon)$ 이라 한다.

$$\|f(t, \epsilon)\| \leq k\epsilon, \text{ for all } \epsilon \in [0, \epsilon^*], \text{ for all } t \in [t_1, t_2]$$

(여기서, $\| \cdot \|$ 은 유클리디언 노름(norm) 임)

다음 (1)로 표현되는 특이섭동 시스템을 고려하자.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, z, u, \epsilon, t), x(t_0) = x^0, x \in R^n \\ \epsilon \dot{z} &= g(x, z, u, \epsilon, t), z(t_0) = z^0, z \in R^m \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, $x(t)$, $z(t)$ 는 상태, $u(t)$ 는 제어 입력을 나타내며, f 와 g 는 x , z , u , ϵ , t 에 대해 충분히 연속 미분 가능한 함수이다. 또한, 스칼라 ϵ 는 무시할 수 있는 모든 작은 파라미터를 표현한다. 이제, $\epsilon = 0$ 에서,

$$g(\bar{x}, \bar{z}, u, 0, t) = 0 \quad (2)$$

방정식 (2)가 다음으로 기술되는 해를 갖는다고 하면,

$$\bar{z} = \phi(\bar{x}, \bar{u}, t) \quad (3)$$

이후, 식 (3)을 식 (1)에 대입하면, 다음의 식(4)를 얻는다.

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, \phi(\bar{x}, \bar{u}, t), \bar{u}, 0, t), \quad \bar{x}(t_0) = x^0 \quad (4)$$

식 (4)를 추후의 사용을 위하여, 다음과 같이 간결하게 표현하기로 하자.

$$\dot{\bar{x}} = \bar{f}(\bar{x}, \bar{u}, t), \quad \bar{x}(t_0) = x^0 \quad (5)$$

식 (5)로 기술되는 시스템을 '준정상상태(quasi-steady-state) 모델'이라 하며, 이는 (1)로 기술되는 시스템의 '느린 동력학(slow dynamics)'을 나타낸다. 식 (5)로 기술되는 축소된 시스템의 해를 $\bar{x}(t)$ 하고, 이 경우 식 (3)에 의해 연관된 z 의 값을 $\bar{z}(t)$ 라 하자. 이 때, 원래의 시스템 (1)의 해가 다음과 같이 축소된 준정상상태 모델 시스템의 해로 근사화된다면 좋을 것이다.

$$x = \bar{x}(t) + O(\varepsilon) \quad (6)$$

$$z = \bar{z}(t) + O(\varepsilon) \quad (7)$$

그러면, 어떤 조건하에 원래의 시스템이 준정상상태 모델로 근사화할 수 있는 지 알아보자.

먼저, 다음과 같이, 새 시간변수 τ 를 취하자.

$$\tau \equiv \frac{t - t_0}{\varepsilon}$$

이때, 새 시간변수 τ 는 '연장(stretched)' 된다. 즉, ε 이 0으로 접근할 때, t_0 보다 약간 큰 t 에 대해서도, τ 는 무한대로 접근하게 된다. 따라서, z 와 τ 가 거의 순간적으로 변동하더라도, x 는 거의 초기값 x^0 근방에서 머무르게 된다. 이러한 사실과 $\varepsilon \frac{dz}{dt} = \frac{dz}{d\tau}$ 의 관계를 이용하면, τ 의 함수로써 z 의 행동은 t_0 근방에서 다음 같이 기술될 수 있다.

$$\frac{d\tilde{z}}{d\tau} = g(x^0, \tilde{z}(\tau), u, 0, t_0), \quad \tilde{z}(\tau=0) = z^0 \quad (8)$$

(8)으로 기술되는 시스템을 '경계층 시스템(boundary layer system)'이라 하며, 이 경계층 시스템은 짧은 시간 동안 z 의 행동을 기술한다. 즉, z 의 '빠

른 동력학(fast dynamics)'을 나타낸다. 이는 다음과 같이, z 의 균일 근사화(uniform approximation)에 필요한 정정(correction)을 준다.

$$z = \bar{z}(t) + \tilde{z}(\tau) - \bar{z}(t_0) + O(\varepsilon) \quad (9)$$

(여기서, $\bar{z}(t_0) \equiv \phi(\bar{x}(t_0), \bar{u}(t_0), t_0)$)

가정 2.2 : 식 (8)의 평형점 $\bar{z}(t_0)$ 은 x^0 과 t_0 근방에서, 균일적 점근적 안정(uniformly asymptotically stable)하며, $\tilde{z}(\tau)$ 의 초기값 z^0 는 평형점 $\bar{z}(t_0)$ 의 수렴영역(domain of attraction)에 속한다.

가정 2.3 : $\frac{\partial g}{\partial z}$ 의 고유치(eigenvalue)가 $\varepsilon=0$ 에 대해, $\bar{x}(t)$, $\bar{z}(t)$, $\bar{u}(t)$ 를 따라 계산되었을 때, 다음을 만족한다.

$$Re \lambda \left\{ \frac{\partial g}{\partial z} \right\} < -c < 0$$

이제 가정 2.2과 2.3의 조건 아래, 다음 정리가 성립된다.

정리 2.4 (Tichnov 정리)^[5] : 가정 2.2과 가정 2.3이 만족할 때, $T > t_0$ 인 어떤 T 에 대해, 근사식 (6)과 (9)가 $t \in [t_0, T]$ 인 모든 t 에 대해 성립한다. 또한 모든 $t \in [t_1, T]$ 에 대해, 근사식 (7)이 성립하는 t_1 ($t_1 > t_0$)이 존재하며, 충분히 작은 ε 을 택하므로써, 경계층 $t_1 - t_0$ 를 충분히 작게 만들 수 있다.

정리 2.4의 의미는 다음과 같다. ε 이 충분히 작은 값일 때, 식 (8)에 따라, z 는 빠르게, (3)으로 기술되는 다양체(manifold)에 접근하여, 이 다양체 근방에 머무르며, $\varepsilon=0$ 인 경우는 이 다양체에 머무른다. 이 때, x 는 이 다양체에서 식 (5)로 기술되는 동력학에 따라 움직인다. $\varepsilon \neq 0$ 인 경우, x 는 식 (5)로 기술되는 시스템에 $O(\varepsilon)$ 으로 근사화 된다(식(6) 참조). 즉, 특이섭동 기법을 적용할 수 있는 시스템의 행동은 식 (8)과 식 (5)의 동력학에 의해 기술된다. 따라서, 빠른 동력학이(점근적으로) 안정하면, 전체 시스템은 곧(접근 속도는 ε 의 크기에 의존) 느린 동력학으로 기술되는 축소 시스템으로 근사화 된다. 따라서, 정리 2.4가 성립되는

시스템에 대해서, 어떤 성능 지수를 만족하도록 축소 시스템에 대해 제어기를 설계하면, 이 제어기에 의한 전체 시스템의 성능은 충분히 작은 ϵ 에 대해, 목적으로 한 성능 지수에 근사하게 할 수 있다. 예를 들어, 이 경우에, 축소된 시스템이 안정하게 설계되면, 원래의 전체 시스템의 안정성이 보장될 수 있다(선형시스템의 안정성의 경우는 참고문헌 [6]의 2.3절, 비선형 시스템의 경우는 [6]의 7.5절 참조를 참조하라).

그런데, 여기서 무엇보다도 중요한 것은 특이섭동 기법이 적용되기 위해서는 빠른 동력학의 안정성이 필요하다는 것이다. 따라서, 특이섭동 기법에 의해 설계된 제어기를 디지털 구현하는 경우에, 빠른 동력학의 안정성에 대한 샘플링 영향이 무엇보다도 우선적으로 조사되어야 한다.

III. 특이섭동 기법 기반 STT 미사일 자동조정장치

이 절에서는 특이섭동 기법에 기반하여 설계된 우수한 STT(Skid To Turn) 미사일 자동 조정장치^[9,10]에 대해 설명한다. 본 논문의 전개를 위해서, 택한 STT 미사일 모델 및 (아날로그) 자동조정장치 설계는 [9,12]에서 논의한 모델을 택했다. [10]에서는 [9,12]에서 논의한 모델에 대해 가정을 일반화하여 확장한 모델에 대한 특이섭동 기법 기반 자동조정장치 설계에 대해 논의하였으나, 이 경우에도 본 논문에서 논의한 샘플링 영향에 대한 분석은 똑같이 적용될 수 있음을 밝힌다.

먼저, [9,12]에서 소개한 STT 미사일 자동조정 장치 설계를 설명하기 위해 사용한 기호들은 정리하면 다음과 같다.

- (X, Y, Z) : Missile body coordinate system
- U, V, W : X -, Y -, Z - components, respectively, of the total velocity vector of the missile
- p, q, r : X -, Y -, Z - components, respectively, of the total angular velocity vector of the missile
- I_y, I_z : Moments of inertia about Y -, Z - axis respectively
- V_M : total velocity of the missile ($\equiv \sqrt{U^2 + V^2 + W^2}$)
- M : Mach number
- m : Mass of the missile

- ρ : Air density
- Q : Dynamic pressure ($\equiv \frac{\rho}{2} V_M^2$)
- S : Aerodynamic reference area
- D : Aerodynamic reference length
- $\delta_r (\delta_q)$: Yaw (Pitch) control fin deflection
- $\delta_r^c (\delta_q^c)$: Yaw (Pitch) control fin command
- $A_y (A_z)$: Yaw (Pitch) acceleration of the missile
- $A_y^c (A_z^c)$: Yaw (Pitch) acceleration command
- $F_y (F_z)$: Y - (Z -) component of the total aerodynamic force vector
- $M_y (M_z)$: Y - (Z -) component of the total aerodynamic moment vector
- $H_y (H_z)$: Lateral (Normal) force coefficient
- $H_m (H_n)$: Pitching (Yawing) moment coefficient

다음의 가정아래, 단거리 지대공 STT 방식 미사일의 동력학 모델은 다음 (10)과 같다.

가정 3.1 : 미사일은 Y, Z 대칭 ($I_y = I_z \equiv I_M$)

가정 3.2 : 미사일의 rolling 은 안정화됨

가정 3.3 : $U = V_M$

가정 3.1, 3.2, 3.3 은 추력이 소실된 상황에서 비행하는 단거리 STT 방식 미사일에 있어서 일반적으로 받아들여지는 가정들이다²⁾.

$$\begin{cases}
 \text{Yaw channel} & \begin{cases} \dot{V} = -V_M r + \frac{QS}{m} H_y(V, W, \delta_r, V_M) \\ \dot{r} = -QH_a\left(\frac{V}{V_M}, \frac{W}{V_M}\right) - \frac{QS}{m} h_v H_y(V, W, \delta_r, V_M) \\ A_y = \frac{QS}{m} H_y(V, W, \delta_r, V_M) \end{cases} \\
 \text{Pitch channel} & \begin{cases} \dot{W} = V_M q + \frac{QS}{m} H_z(V, W, \delta_q, V_M) \\ \dot{q} = QH_b\left(\frac{V}{V_M}, \frac{W}{V_M}\right) + \frac{QS}{m} h_v H_z(V, W, \delta_q, V_M) \\ A_z = \frac{QS}{m} H_z(V, W, \delta_q, V_M) \end{cases}
 \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
 \left(H_a\left(\frac{V}{V_M}, \frac{W}{V_M}\right)\right) &\equiv -\frac{SD}{I_M} H_n(V, W, \delta_q, V_M) \\
 &\quad - \frac{S}{m} h_v H_y(V, W, \delta_r, V_M)
 \end{aligned}$$

$$H_b\left(\frac{V}{V_M}, \frac{W}{V_M}\right) \equiv \frac{SD}{I_M} H_m(V, W, \delta_q, V_M),$$

2) ~가정 3.3을 가정하지 않는 보다 일반적인 STT 미사일 모델에 대해서는 [10]를 참조하라.

$h_v \equiv \frac{(l_f - l_g)m}{I_M}$; 여기서, l_g, l_f 는 미사일 맨 앞쪽 끝 부분으로부터 각각 center of gravity, center of pressure of control fins 까지의 거리)

H_y 와 H_z 는 invertible 함이 잘 알려져 있으며^[11], 따라서, 다음을 만족하는 함수 K_y, K_z 가 존재하게 된다.

$$H_y(V, W, K_y(V, W, u_y, V_M), V_M) = u_y$$

$$H_z(V, W, K_z(V, W, u_z, V_M), V_M) = u_z$$

이제, 이러한 모델의 기반하에 설계된 특이섭동 기반 STT 미사일 자동조정장치 에 대해 간단히 기술한다. 보다 상세한 내용에 대해서는 [9,10]을 참조하라.

STT 미사일 동력학 (10)에 다음의 부분 선형화 제어기 C_{PL} 를 사용하면,

$$C_{PL} : \begin{cases} \delta_r(t) = K_y \left(V(t), W(t), \frac{m(v_y(t) + V_M r(t))}{QS}, V_M \right) \\ \delta_q(t) = K_z \left(V(t), W(t), \frac{m(v_z(t) - V_M q(t))}{QS}, V_M \right) \end{cases}$$

결과되는 부분선형화 시스템은 다음과 같다.

$$\Sigma_L : \begin{cases} \dot{x} = u \\ \dot{z} = -h_v V_M z + B_0 \left[QH_a \left(\frac{x}{V_M} \right) + h_v u \right] \\ y = -V_M B_0 z + u \end{cases}$$

(여기서,

$$\begin{aligned} x &\equiv [x_1, x_2]^T = [V, W]^T, z \equiv [z_1, z_2]^T = [r, q]^T \\ y &\equiv [y_1, y_2]^T = [A_y, A_z]^T, u \equiv [u_1, u_2]^T = [v_y, v_z]^T \\ H \left(\frac{x}{V_M} \right) &\equiv \left[H_a \left(\frac{V}{V_M}, \frac{W}{V_M} \right), H_b \left(\frac{V}{V_M}, \frac{W}{V_M} \right) \right]^T, B_0 = \begin{pmatrix} -1, & 0 \\ 0, & 1 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

이 부분선형화 시스템 Σ_L 에 근사 입출력 선형화 제어기 C_{AL}

$$C_{AL} : u = F(V_M, Q, x) + G(V_M, Q, x)v$$

$$\begin{aligned} F(V_M, Q, x) &\equiv \frac{x}{V_M} \dot{V}_M - \frac{V_M}{Q} \left[DH \left(\frac{x}{V_M} \right) \right]^{-1} H \left(\frac{x}{V_M} \right) \dot{Q} \\ G(V_M, Q, x) &\equiv -h_v \frac{V_M}{Q} \left[DH \left(\frac{x}{V_M} \right) \right]^{-1} \end{aligned}$$

과 동적 보상기 C_D 을 적용하면

$$C_D : \begin{cases} \dot{x}_{cl} = -a_1 w_n x_{cl} - a_2 w_n y + w_n x_{cl} \\ \dot{x}_{cl} = w_n (y^c - y) \\ v = w_n x_{cl} \end{cases}$$

(여기서, $y^c \equiv [A_y^c, A_z^c], v \equiv [v_1, v_2]$)

결과되는, 최종 페루프 시스템은 다음과 같다.

$$\Sigma^c : \begin{cases} \dot{x}_{cl}(t) = -a_1 w_n x_{cl} - a_2 w_n y + w_n x_{cl} \\ \dot{x}_{cl}(t) = w_n (y^c - y) \\ \dot{x}(t) = F(V_M, Q, x) + w_n G(V_M, Q, x) x_{cl} \\ \dot{z}(t) = -h_v V_M z + B_0 \left[QH \left(\frac{x}{V_M} \right) + h_v F(V_M, Q, x) \right. \\ \quad \left. + w_n h_v G(V_M, Q, x) x_{cl} \right] \\ y(t) = -V_M B_0 z + F(V_M, Q, x) + w_n G(V_M, Q, x) x_{cl} \end{cases}$$

이 시스템의 특이섭동 분석을 위해 다음의 시간 스케일(time-scaling) 변환 ($\hat{x}(t) \equiv x(\frac{t}{w_n})$)을 하고, 정리하면 다음과 같다.

$$\Sigma_n^c : \begin{cases} \hat{x}_{cl} = -a_1 \hat{x}_{cl} - a_2 \hat{y} + \hat{x}_{cl} \\ \hat{x}_{cl} = \hat{y}^c - \hat{y} \\ \hat{x} = F(\hat{V}_M, \hat{Q}, \hat{x}) + G(\hat{V}_M, \hat{Q}, \hat{x}) \hat{x}_{cl} \\ w_n \hat{z} = -h_v \hat{V}_M \hat{z} + B_0 QH \left(\frac{\hat{x}}{\hat{V}_M} \right) + w_n h_v F(\hat{V}_M, \hat{Q}, \hat{x}) \\ \quad + w_n h_v G(\hat{V}_M, \hat{Q}, \hat{x}) \hat{x}_{cl} \\ \hat{y}(t) = -V_M B_0 \hat{z} + w_n F(\hat{V}_M, \hat{Q}, \hat{x}) + w_n G(\hat{V}_M, \hat{Q}, \hat{x}) \hat{x}_{cl} \end{cases}$$

이 경우, $w_n \rightarrow 0$ 으로 하고 특이섭동 기법을 적용하면, 결과되는 등가의 축소 시스템은 다음과 같다.

$$\Sigma_r : \begin{cases} \bar{x}_{cl} = -a_1 \bar{x}_{cl} - a_2 \bar{y} + \bar{x}_{cl} \\ \bar{x}_{cl} = \bar{y}^c - \bar{y} \\ \bar{y} = \bar{x}_{cl} \end{cases}$$

이때, 이 축소 시스템의 입출력 특성은 다음과 같다.

$$\frac{\bar{Y}(s)}{\bar{Y}^c(s)} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 1}, & 0 \\ 0, & \frac{1}{s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + 1} \end{bmatrix}$$

따라서, 계수 a_1, a_2 의 조정에 따라, 원하는 제어 사양을 만족하는 미사일 동작환경에는 독립적인 우수한 자동조정장치의 설계가 가능함을 알 수 있다. 위 특이섭동 기법 기반의 제어기에 의한 전체 시스템의 안정성 및 성능 분석은 [9]를 참조하라.

그런데, 이러한 특이섭동 기법이 적용되기 위해서는, 전체 페루프 시스템 Σ_n^c (Σ^c) 의 안정성이 보장되어야 한다.

전체 페루프 시스템 Σ_n^c (Σ^c) 의 안정성의 보장을 위해서는 축소 시스템 Σ_r 의 안정성과 전체 페루프 시스템의 빠른 동력학(fast dynamics)

$$\frac{d\tilde{z}}{d\tau} = -h_v \widehat{V}_M \tilde{z} + B_0 QH \left(\frac{\hat{x}(t_0)}{\widehat{V}_M(t_0)} \right) \quad (11)$$

(여기서, t_0 는 초기 시간이며, $\tau \equiv \frac{t-t_0}{w_n}$ 이다)

의 안정성이 필요하다(가정 2.2 와 2.3 참조). 축소 시스템의 안정성은 동적 보상기 C_D 에 의해 보장되고 빠른 동력학 (11)의 안정도는 $h_v \widehat{V}_M = h_v V_M > 0$ 에 의해 보장된다.

IV. 특이섭동 기법 기반 STT 미사일 자동조정장치에 대한 샘플링 영향

이 절에서는 제3절에서 설명한 특이섭동 기법 기반 STT 미사일 자동 조정장치를 샘플링하여 디지털 구현하는 경우에 대한 샘플링 영향에 대해 조사한 바를 설명한다.

먼저, 부분선형화 제어기 C_{PL} , 근사 입출력선형화 제어기 C_{AL} , 동적보상기 C_D 를 각각 이산화하여 얻은 디지털 제어기 들을 $C_{PL}(k)$, $C_{AL}(k)$, $C_D(k)$ 라 하자. 즉, $C_{PL}(k)$, $C_{AL}(k)$ 는 각각 C_{PL} , C_{AL} 에서 $t_0 + kT \leq t < t_0 + (k+1)T$ 구간에서, $\delta_v(t)|_{t=t_0+kT}$, $\delta_a(t)|_{t=t_0+kT}$, $u(t)|_{t=t_0+kT}$ 를 취하여 얻은 디지털 제어기 들이며, $C_D(k)$ 는 $t_0 + kT \leq t < t_0 + (k+1)T$ 구간에서, 입력 디지털값 $y^c(t)|_{t=t_0+kT}$, $y(t)|_{t=t_0+kT}$ 를 적용하고, 이 입력에 대한 출력 $v(t)$ 를 샘플링하여 얻은 디지털 값을 $v(k) = v(t)|_{t=t_0+kT}$ 출력으로 하는 디지털 제어기를 말한다. 이제, 디지털 제어기 $C_{PL}(k)$, $C_{AL}(k)$, $C_D(k)$ 를 사용하여 결과되는 시스템을 $\Sigma_r^c(T)$ 라 하자. 결과되는 시스템 $\Sigma_r^c(T)$ 의 안정도를 조사하기 위해 샘플링 시간 T 에 대해 1차 근사화만 취하면, $t_0 + kT \leq t < t_0 + (k+1)T$ 구간에서, 다음과 같이 표현된다.

$$\Sigma^c(T): \begin{cases} \dot{x}_{c1}(t) = -a_1 w_n x_{c1} - a_2 w_n y(k) + w_n x_{c2} \\ \dot{x}_{c2}(t) = w_n (y^c(k) - y(k)) \\ \dot{x}(t) \cong F(V_M, Q, x(k)) + w_n G(V_M, Q, x(k)) x_{c1}(k) \\ \dot{z}(t) \cong -h_v V_M z(k) + B_0 [QH \left(\frac{\hat{x}}{V_M} \right) + h_v F(V_M, Q, x(k)) \\ \quad + w_n h_v G(V_M, Q, x(k)) x_{c1}(k)] \\ y(t) \cong -V_M B_0 z(k) + F(V_M, Q, x(k)) \\ \quad + w_n G(V_M, Q, x(k)) x_{c1}(k) \end{cases}$$

(여기서, $x(k) \equiv x(t)|_{t=t_0+kT}$ 를 의미한다.)

이 1차 근사화 시스템이 점근안정(asymptotically stable)이면, 샘플링시간에 대해 근사화되지 않은 원래의 결과시스템 $\Sigma_r^c(T)$ 는 충분히 작은 샘플링 시간에 대해서, 점근안정이 보장된다. 또한, 1차근사화 시스템이 불안정하면, 원래의 결과시스템 $\Sigma_r^c(T)$ 도 불안정하다. 이는 비선형시스템의 경우, 1차 근사화인 선형화된 시스템이 점근안정(불안정)이면, 원래의 비선형시스템이 국소적 점근안정(locally asymptotically stable)(불안정)인 사실과 같다^[11].

이제 결과된 페루프 시스템 $\Sigma^c(T)$ 의 안정도를 보면, 제3절에서 설명한 바대로, 다음의 빠른 동력학 $\Sigma_r^c(T)$ 의 안정도에 달려있다.

$$\Sigma_r^c(T): \frac{d\tilde{z}}{d\tau} \cong -h_v \widehat{V}_M \tilde{z}(\bar{k}) + B_0 QH \left(\frac{\hat{x}(t_0)}{\widehat{V}_M(t_0)} \right)$$

여기서, $\tilde{z}(\bar{k}) \equiv \tilde{z}(\tau)|_{\tau=kT}$ 를 의미하며, 참고로 시스템 $\Sigma^c(T)$ 의 빠른 동력학 기술은 제2절의 식 (8)의 기술에 준한 기술이다. 더 명확히 설명하면, T 는 원래의 시간 스케일(time scale) t 에서의 샘플링 주기를 나타낸다. T' 는 시간 스케일 변환 ($\hat{x}(t) \equiv x(\frac{t}{w_n})$) 을 취한 후의 시스템에서의 샘플링 주기를 나타내는 것으로, \bar{T} 는 시간스케일 $\tau(\equiv \frac{t-t_0}{w_n})$ 에서의 샘플링 주기를 나타내는 것으로 하면, 이때, 다음의 관계가 성립한다.

$$\bar{T} = \frac{T}{w_n}, \quad T' = w_n T \quad (12)$$

이 빠른 동력학 $\Sigma_r^c(T)$ 의 안정도 해석은 다음 시스템 $\Sigma_r^c(T)'$ 에 달려있다.

$$\Sigma_r^c(T)': \frac{d\tilde{z}}{d\tau} \cong -h_v \widehat{V}_M \tilde{z}(\bar{k})$$

$\Sigma'(T)$ 시스템 이의 양변을 적분하고, 관계식 (12)를 사용하여 기술하여 정리하면 다음과 같다.

$$\tilde{z}'(k+1) - \tilde{z}'(k) \cong -Th_v V_M \tilde{z}'(k)$$

따라서, $|1 - Th_v V_M| > 1$ 이면,

$$\text{즉, } T > \frac{2}{h_v V_M} \tag{13}$$

이면, 빠른 부시스템 $\Sigma'(T)$ 은, 즉 원래 시스템의 빠른 동력학은 불안정해진다. 따라서, 전체 시스템도 불안정해진다.

다음의 시뮬레이션의 예는 이러한 사실을 확인한다.

예 4.1 : 시뮬레이션에 사용한 모델에서, $h_v = 2.22$ 이며, 시뮬레이션시의 환경이

$V_M = 782m/sec$, $\rho = 0.8$ 이다. 또한, Yaw 가속도 명령 A_y^c 는 $0 m/sec^2$ 이고, Pitch 가속도 명령 A_z^c 는 각각 $300m/sec^2$ (A_{z1}^c), $200m/sec^2$ (A_{z2}^c) 이다. 이때, 그림 1에서, A_{z1} , A_{z2} 는 각각의 Pitch 가속도 반응을 나타낸다. 시뮬레이션에서 사용한 구동기(yaw(pitch) control fin deflection $\delta_r(\delta_q)$)의 동력학은 시간상수(time constant) 가 50msec 인 1차 저주파 필터이며, 구동기 출력 yaw(pitch) control fin deflection $\delta_r(\delta_q)$ 의 범위는 $|\delta_r(\delta_q)| \leq 20^\circ$ 로, 포화값은 $\pm 20^\circ$ 이다.

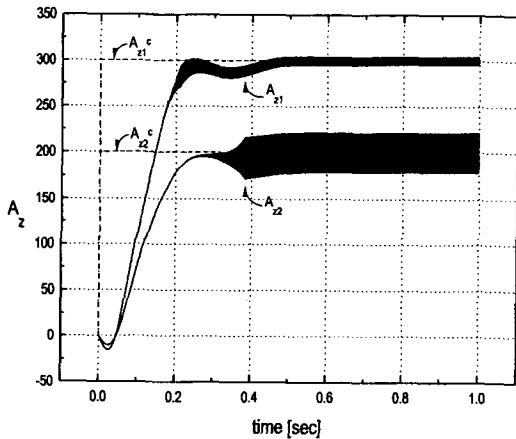


그림 1. STT 미사일 자동조정 장치의 Pitch 가속도 응답 반응

Fig. 1. Responses of Pitch Acceration of STT Missilse Autopilot.

우선, 식 (13)에 의해 계산하여 보면, 불안정해지는

$$\text{샘플링 주기 } T \text{ 는 } T > \frac{2}{h_v V_M} = \frac{2}{2.22 \times 782}$$

$\approx 0.00115(sec)$ 로, 샘플링 주기 1.15msec 이상에서, 전체 시스템은 불안정해진다. 그림 1 의 결과는 샘플링 주기 1.2msec에 시스템이 불안정해지는 것을 보여준다 (시뮬레이션에서 사용한 샘플링 주기의 최소 시간 단위는 0.1 msec 이다. 아날로그 제어기를 사용한 경우와 샘플링 주기가 1.1 msec 인 경우의 시뮬레이션 결과는 제5절의 그림 2를 참조하라.)

참고로, 그림 1에 나타나는 limit cycle 은 시스템의 불안정한 반응이 구동기의 포화(saturation) 때문에 나타나는 현상이다.

V. 특이섭동 기법 기반 STT 자동조정장치 샘플링 영향 보상

앞의 제4절에서 살펴본 바대로, 특이섭동 기반 STT 자동조정장치를 디지털로 구현하는 경우, 빠른 동력학의 급속한 안정도 마진의 감소가 초래되어 샘플링 시간이 조금 길어지면 급기야는 불안정해진다. 따라서 샘플링 시간에 대해 개선된 디지털 자동조정장치 구현을 위해서는 빠른 동력학의 급격한 안정도 마진 감소를 보상하여야 한다. 이는 전체 시스템을 빠른 부시스템(fast subsystem) 과 느린 부시스템(slow subsystem)으로 분리하여 빠른 부시스템의 안정도 마진을 케환 보상함으로써 가능하다.

이를 위하여 시스템을 느린 동력학과 빠른 동력학으로 분리할 필요가 있다.

먼저, 필요한 기호를 다음과 같이 도입한다.

$$x_s = [V_s, W_s]^T, x_f = [V_f, W_f]^T, z_s = [r_s, q_s]^T, z_f = [r_f, q_f]^T, u_s = [v_y^s, v_z^s]^T, u_f = [v_y^f, v_z^f]^T$$

여기서, $V_s, W_s, r_s, q_s, v_y^s, v_z^s, V_f, W_f, r_f, q_f, v_y^f, v_z^f$ 는 각각 V, W, r, q, v_y, v_z 의 느린 부분(slow parts) 와 빠른 부분(fast parts)을 나타낸다. 따라서, x_s, z_s, u_s 는 x, z, u 의 느린 부분을 나타내며, 제2절의 $\bar{x}, \bar{z}, \bar{u}$ 와 의미가 같다. 또한, x_f, z_f, u_f 는 x, z, u 의 빠른 부분을 나타낸다.

이제, STT 미사일 동력학 (10) 에 사용된 부분선형화 제어기 C_{PL} 의 디지털 구현을 미사일 동력학에 가한 후, 샘플링 주기 T 에 대해, 1차 근사화만 취하면

다음과 같다.

$$\Sigma_L(T): \begin{cases} \dot{x}(t) \cong u(k) & (14a) \\ \dot{z}(t) \cong -h_v V_M z(k) + B_0 [QH(\frac{x}{V_M}) + h_v u(k)] & (14b) \\ \dot{y}(t) \cong -V_M B_0 z(k) + u(k) & (14c) \end{cases}$$

앞 제3절에서 설명한 특이섭동 기법 기반 자동조정 장치 설계 방법을 살펴보면, 특이섭동 기법이 가능하게 한 빠른 동력학(fast dynamics)의 존재는 바로 상태 z 의 동력학이었다. 즉, $\Sigma_L(T)$ 의 경우에도 식 (14b)가 바로 빠른 동력학에 관계되는 부분이다.

따라서, (14b)에서,

$$-h_v V_M \dot{z}_s(k) + B_0 [QH(\frac{x_s}{V_M}) + h_v u_s(k)] = 0 \quad (\text{제2절 식 (2)})$$

식 참조)을 취하면,

$$z_s(k) \cong \frac{1}{h_v V_M} B_0 [QH(\frac{x_s}{V_M}) + h_v u_s(k)] \quad (15)$$

또한, 이때, $\dot{x}_s \cong u_s(k)$ 이 성립한다 (제2절 식 (4) 참조).

이제, $z_f(t) (\equiv z(t) - z_s(t))$ 는 다음을 만족한다.

$$\dot{z}_f = \dot{z}(t) - \dot{z}_s(t) = \dot{z}(t) \cong -h_v V_M z(k) + B_0 [QH(\frac{x}{V_M}) + h_v u(k)] \quad (16)$$

식 (16)에 식 (15)와 특이섭동 이론 적용이 가능한 경우(안정도 보상으로 가능해짐 - 뒤에 설명됨), $x(t) = x_s(t) + O(\epsilon)$ 이므로(정리 2.4), 이를 이용하면 다음과 같이 정리된다.

$$\dot{z}_f \cong -h_v V_M z_f(k) + B_0 h_v u_f(k) \quad (17)$$

따라서, 특이섭동 이론이 적용되는 경우, 부분 선형화 시스템 $\Sigma_L(T)$ 은 (15), (16), (17)을 통하여 다음과 같이 느린 동력학(부시스템)과 빠른 동력학(부시스템)으로 구분되어 정리될 수 있음을 알 수 있다.

$$\begin{cases} \dot{x}_s \cong u_s(k) \\ \dot{z}_f \cong -h_v V_M z_f(k) + B_0 h_v u_f(k) \\ \dot{z}_s(k) \cong \frac{1}{h_v V_M} B_0 [QH(\frac{x(k)}{V_M}) + h_v u_s(k)] \end{cases}$$

이제, 빠른 동력학(부시스템)을 다음과 같이 보상하자.

$$u_f(k) = V_M(1-\alpha)B_0 z_f(k) \quad (18)$$

이 경우, 페루프 시스템의 빠른 동력학은 다음과 같다.

$$\dot{z}_f \cong -\alpha h_v V_M z_f(k)$$

이제, 최종적인 전체 시스템의 제어기 $u(k)$ 는 다음과 같이 구성한다.

$u(k) =$ 특이섭동 기반 아날로그 자동조정장치 제어기의 디지털 구현 $u_s(k)$ + 빠른 동력학 보상기 $u_f(k)$

즉, $u_s(k)$ 는 제 3절에서 설계한 아날로그 자동조정장치 제어기(즉, 근사입력 제어기 C_L + 동적 보상기 C_D 로 구성된 제어기)의 디지털 구현이며, $u_f(k)$ 는 식 (18)로 주어진다.

이때,

$$\begin{aligned} u(k) &= u_s(k) + u_f(k) = u_s(k) + V_M(1-\alpha)B_0 z_f(k) \\ &= \alpha u_s(k) + V_M(1-\alpha)B_0 z(k) - \frac{1}{h_v}(1-\alpha)QH(\frac{x(k)}{V_M}) \end{aligned}$$

이 경우, 최종적인 보상된 페루프 시스템은 다음과 같다.

$$\Sigma^{cc}(T): \begin{cases} \dot{x}_{c1}(t) = -a_1 w_n x_{c1} - a_2 w_n A_s(k) + w_n x_{c2} \\ \dot{x}_{c2}(t) = w_n (A_s^*(k) - A_s(k)) \\ \dot{x}(t) \cong \alpha F(V_M, Q, x(k)) + \alpha w_n G(V_M, Q, x(k)) x_{c1}(k) \\ \quad + V_M(1-\alpha)B_0 z(k) - \frac{1}{h_v}(1-\alpha)QH(\frac{x(k)}{V_M}) \\ \dot{z}(t) \cong -\alpha h_v V_M z(k) + B_0 [\alpha QH(\frac{x}{V_M}) \\ \quad + \alpha h_v F(V_M, Q, x(k)) + \alpha w_n h_v G(V_M, Q, x(k)) x_{c1}(k)] \\ y(k) \cong -\alpha V_M B_0 z(k) + \alpha F(V_M, Q, x(k)) \\ \quad + \alpha w_n G(V_M, Q, x(k)) x_{c1}(k) - \frac{1}{h_v}(1-\alpha)QH(\frac{x(k)}{V_M}) \end{cases}$$

이제, 시스템 $\Sigma^{cc}(T)$ 의 안정도 마진 해석은 다음과 같다.

아날로그의 경우와 같이 전체 페루프 시스템 $\Sigma^{cc}(T)$ 의 안정도는 빠른 부시스템 $\Sigma_f^c(T)$ 의 안정도에 의존하며,

$$\Sigma_f^{cc}(T): \dot{z}_f \cong -\alpha h_v V_M z_f(k)$$

따라서, $T < \frac{2}{\alpha h_v V_M}$ 가 만족되면, 전체 페루프 시스템은 안정성이 보장된다.

따라서, 특이섭동 기법이 적용가능한 한도내에서, α 를 조정하여 샘플링 주기의 한계를 $\frac{1}{\alpha}$ 배 늘릴 수 있다.

한편, 이 페루프 시스템의 성능은 빠른 동력학의 안

정성이 보장되는 경우, 전체 제어 시스템의 입출력 특성은 아날로그의 경우와 같이, 느린 동력학의 축소 시스템으로 근사적으로 기술된다. 따라서, 이 경우에 축소된 시스템에 대해 설계한 아날로그 제어기를 이산화하여 얻은 디지털 제어기 사용에 따른 전체 제어 시스템의 성능은 시스템 제약에 필요한 확보되어야 할 충분히 큰 샘플링 주기에 아날로그 자동조정장치의 성능과 비슷한 성능을 갖는다. 다음의 예는 이러한 결과를 보여 준다.

예 5.1 : 예 4.1과 같은 비행환경에서, $\alpha=0.2$ 를 취하는 경우, 샘플링 시간의 한계는 $T < 1.15(msec) \Rightarrow T < 5.77(msec)$ 로 5배 증가되며, 이는 시뮬레이션을 통해 확인할 수 있다(그림2). 그림 2에서, A_{zd1} , A_{zd2} 는 아날로그 자동장치의 경우의 pitch 가속도 반응, A_{zd1} , A_{zd3} 는 샘플링 주기 1.1 msec 경우의 pitch 가속도 반응, A_{zd2} , A_{zd4} 는 샘플링 주기 5msec 경우의 pitch 가속도 반응을 나타낸다.

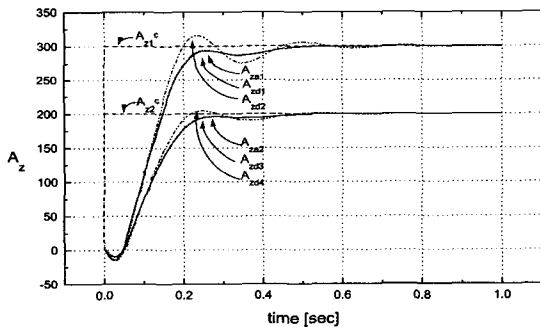


그림 2. 아날로그, 샘플링 주기 1.1 msec, 샘플링 주기 5msec 경우의 pitch 가속도 반응 (A_{zd1} , A_{zd4})

Fig. 2. Responses of Pitch Acceleration for the case of Analog Digital of sampling time 1.1msec, and 5msec.

VI. 결 론

특이섭동 기법은 복잡한 시스템을 보다 간단한 축소된 시스템으로 근사화하여 이를 기반으로한 제어시스템 설계가 가능하게 한다. 그런데, 이러한 특이섭동 기법이 적용 가능하기 위해서는 무엇보다도, 빠른 동력학의 안정성 확보가 무엇보다도 중요하다. 그런데, 아날로

그 제어 시스템에서 이 빠른 동력학(fast dynamics)이 안정하도록 설계되었다 하더라도, 제어기의 디지털 구현으로 인하여, 이 빠른 동력학의 안정도가 영향을 받을 수 있다. 본 논문은 최근에 개발된 우수한 성능의 '특이섭동 기법 기반의 STT 미사일 자동조정장치 (autopilot) 설계'의 경우를 들어, 이러한 특이섭동 기법에 기반하여 설계된 제어 시스템에 대한 샘플링 영향을 조사하고, 샘플링 영향에 대해 개선된 제어기 설계의 예를 제시하여, 디지털 제어기 구현시에, 샘플링 영향 분석의 필요성 및 유효성을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] K. Astrom and B. Wittenmark(1984), Computer Controlled Systems, Theory and Design, Prentice-Hall.
- [2] S.-T. Chung and J. W. Grizzle, "Sampled-Data Observer Error Linearization", Automatica, Vol. 26, pp 997-1007, 1990.
- [3] J. H. Chow and P. Kokotovic (1976), "A Decomposition of Near-Optimum Regulators for Systems with Slow and Fast Modes," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-21, pp. 710-705.
- [4] K. Khorasani and P. Kokotovic (1986), "A Corrective Feedback Design for Nonlinear Systems with Fast Actuators," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-31, pp. 67-69.
- [5] P. Kokotovic, A. Bensoussan and G. Blankenship (1987), Singular Perturbations and Asymptotic Analysis in Control Systems, Lecture Notes in Control and Information Sciences, Springer-Verlag.
- [6] P. Kokotovic,, H. K. Khalil and J. O'Reilly(1986), Singular Perturbation Methods in Control : Analysis and Design, Academy Press.
- [7] B. Litkouhi and H. K. Khalil(1985), "Multirate and Composite Control of Two-Time-Scale Discrete-Time Systems," IEEE Trans. Automat. Contr., vol. AC-30, pp. 645-651.

- [8] H.-G. Lee, A. Arapostathis and S.I. Marcus, "On the digital control of nonlinear systems", Proc. of the 27th IEEE Conf. Decision and Contr., Austin, TX., pp. 480-481, 1988.
- [9] Ju Il Lee, Jae-Hyuk Oh, In-Joong Ha, Eul-Gon Kim and Hang-Ju Cho, "A New Approach to Autopilot Design for Highly Nonlinear Missiles," AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference, July, 1996.
- [10] Ju Il Lee, In-Joong Ha, "Autopilot Design for Highly Maneuvering STT Missiles via Singular Perturbation-like Technique," To Appear in IEEE Trans. on Control Systems Technology.
- [11] M. Vidyasagar, Nonlinear Systems Analysis, Englewood Cliffs, N.J., Prentice-Hall, 1978.
- [12] 오재혁, 하인중, 조항주, 송택렬, "부분선형화와 상태변수 변환에 의한 STT방식 미사일의 자동 조정장치 설계," 한국항공공학회지 제 22권 제 1 호, pp. 73-87. 1994
- [13] 정선태, "개선된 선형 샘플치 출력 조절기", 대한 전자공학회지 제 35권 S편 제10호, 1998, 10월, pp. 1355-1363
- [14] 정선태, "비선형 시스템 출력조절과 샘플링 영향", 대한전자공학회지 제 35권 S편 제11호, 1998, 11월, pp. 1558-1568
- [15] 하인중, 정선태, 송용규, "비행체계의 비선형제어에 관한 연구", 유도제어 연구실 연구보고서, 자동제어특화연구센터, 1997

 저 자 소 개

鄭 善 太(正會員)

1983년, 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1990년, 미국 The University of Michigan, Ann Arbor, 전기 및 컴퓨터 공학과 졸업(공학박사). 1991년~현재, 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수. 주관심분야는 실시간 시스템, 디지털 제어, 비선형 제어 등임