

변수적 강인해석기법을 이용한 실리콘 가속도계의 재평형루프 설계

論 文
49D-3-6

Design of Force Rebalance Loop for Silicon Accelerometer using Parametric Robust Control Technique

成 常 慶* · 李 章 揆** · 康 泰 三***
(Sangkyung Sung · Jang Gyu Lee · Taesam Kang)

Abstract - In this paper, presented are an active surface-micromachined silicon accelerometer, force rebalance loop using parametric robust control method, and experimental results with a real micromachined accelerometer. And finally, a robust controller of the form of PID compensator was designed to construct force rebalance loop. Through the frequency response analysis, it is shown that the loop guarantees appropriate stability and robustness. Experiments with a real accelerometer demonstrated that the proposed loop effectively controls the position of the accelerometer's proof mass. It also demonstrated that the resolution of the fabricated accelerometer is better than 1mg. Compared with a commercial accelerometer the proposed force rebalance silicon accelerometer showed better performances.

Key Words : surface-micromachined, silicon accelerometer, force rebalance loop, stability, robustness

1. 서 론

미소 전기기계 시스템(MEMS) 기술을 이용한 관성 센서가 최근 반도체 공정 기술의 발달과 함께 개발이 활발히 이루어지고 있다. 특히 실리콘 가속도계는 이미 여러 문헌에서 연구 사례를 찾아 볼 수 있는데 기 발표된 실리콘 가속도계들은 구조적으로 진자형 가속도계(pendulum type accelerometer) 형태를 원용한 것이 많다. 또한 공정 방법 면에서는 몸체 미세가공(bulk micromachining) 혹은 몸체-표면 미세가공(bulk-surface micromachining) 혼합형을 채택하였다. 그러나 이러한 방법들은 공정 기술의 측면이나 센서의 성능 등에서 제한이 있고 이로 인해 비용, 공정의 난이도와 호환성, 집적화 등에서 불리한 제조 방법이다. 따라서 이런 면에서 장점을 가지는 순수 표면 미세 가공(surface micromachining)법으로 제작된 실리콘 가속도계에 대한 연구가 활발한 편이다.[1-2]

본 논문에서는 순수 표면 미세 가공 방법을 사용하여 기존의 가속도계와는 다른 구조를 갖는 실리콘 가속도계를 제작하였다. 특히 제작한 가속도계는 검출 및 구동 원리 양면에서 선형적인 입출력을 만족하도록 설계된 독창적인 형태이다. 이러한 가속도계 구조물에 대해 신호 검출부를 구성하여 인가 가속도에 대한 변위 신호를 감지하고 이를 변환시켜 질량체의 변위를 영으로 유지시키는 재평형루프(force rebalance loop)를 설계하였다. 한편, 피드백 제어 시스템의

설계에는 실리콘 가속도계가 갖는 모델 불확실성(model uncertainty)을 고려하기 위해 강인 제어 기법을 적용하였으며 특히 플랜트 구조 변수의 불확실성(structural parameter uncertainty)에 대한 강인성을 보장하기 위해 확장 카리토노프 정리(generalized Kharitonov theorem)를 이용하였다. 본 연구의 대상 모델은 입력 가속도 명령 추종을 목적으로 하는 단일 입출력 시스템이므로 이 변수적 접근 방법은 적절한 접근법이라 할 수 있다. 제어 시스템의 설계는 구현 가능성 및 시스템의 간소성, 변수 변동에 대한 페루프 시스템의 강인성 보장의 측면에서 접근하였다. 특히 미세 가공 센서의 특성에 부합되고 현장에서 응용 가능한 간단한 제어 시스템의 설계 및 적용으로 강인 안정도 및 성능 등 목표 사양을 만족시킨 것이 본 논문의 주요 결과라 할 수 있다. 재평형루프의 적용은 결과적으로 시스템의 선형출력 영역 확대, 민감도(sensitivity)개선, 동적 영역의 확대 등을 가져왔으며 목표 대역폭(bandwidth)을 만족하였다. 이러한 성능향상의 결과는 루프의 시뮬레이션 결과와 실제 가속도 인가 시험을 통하여 확인하였다.

2. 표면 미세 가공형 실리콘 가속도계

본 장에서는 표면 미세 가공 기술로 제작된 마이크로 실리콘 가속도계의 구조 및 전기, 기계적 성질을 살펴보고 특징을 언급하기로 한다.

2.1 구조 및 동작원리

본 논문에서 다룰 표면 미세가공 기술로서 제작된 실리콘 가속도계는 기본적 동특성이 진자형 가속도계와 유사하게 근사적으로 질량, 댐퍼, 스프링으로 구성된 2차 동적 방정식

* 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 博士課程
** 正 會 員 : 서울대 電氣工學部 正教授 · 工博
*** 正 會 員 : 湖西大 制御計測工學科 助教授 · 工博
接受日字 : 1999年 10月 9日
最終完了 : 2000年 2月 1日

(2nd order dynamic equation)을 만족하는 기계적 시스템이다. 제작된 실리콘 가속도계는 개략적으로 그림 1-a)와 같은 구조를 가지며 등가적으로 1-b)와 같이 표현될 수 있다. 그림 1의 구조에서 핵심부는 인가된 가속도나 충격, 진동으로 인한 관성 질량체의 변위를 전기 신호로 출력해 주는 변위 감지부와 이 변위 신호로부터 관성 질량체의 위치를 제어해 주기 위해 힘(force)을 가할 수 있는 구동부이다.

시스템의 모델링을 위해 제작된 가속도계의 전기, 기계적 관계를 연결해 주는 감지부와 구동부를 자세히 살펴보자. 먼저 변위 신호 검출을 위한 감지 전극의 등가 회로는 그림 2-b)와 같다. 그림과 같은 상보적 감지 전극[7]은 먼저 기생 용량에 의한 잡음신호를 감쇄시켜 준다. 이는 서로 대칭된 감지 전극에 180도 위상 반전된 픽오프 신호를 인가함으로써 기생 용량에 의한 잡음 신호를 효과적으로 제거할 수 있기 때문이다.

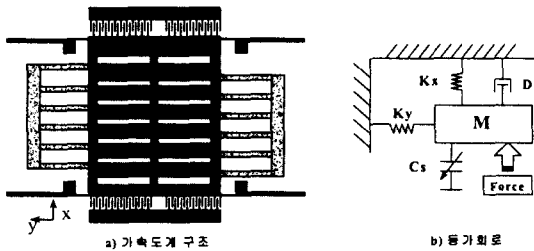


그림 1 설계된 가속도계의 구조와 등가 회로
Fig. 1 Structure and equivalent circuit

한편, 이러한 형태의 감지 전극은 인가 가속도에 의한 변위가 평행판 용량식에서 분자항에 존재하는 면적식에 나타나므로 선형적인 용량 변화를 유도한다. 기존 가속도계의 경우 변위와 용량 변화는 비선형성을 가지므로 위와 같은 구조는 본 센서만의 독특한 장점이 된다. 루프 구성의 측면에서 변위 신호 검출을 위한 회로는 용량 변화에 선형적인 신호를 출력해 주도록 구현하는 것이 유리하고 정밀 op 앰프를 이용한 전하적분방식(charge integrating)의 검출 회로가 예가 될 수 있다.

변위 제어시 구동력을 발생하는 구동 전극(actuating electrodes)은 그림 2-a)와 같은 세부 구조를 갖는다. 빗살형(comb drive type) 전극 구조의 구동력 변환상수는 정전 용량이 갖는 전기 에너지의 미분으로부터 유도할 수 있다. 이로부터 구동 전위에 의해 구동 전극에 유도되는 정전기력 F는 식 (1)과 같이 근사화된다.

$$F = N \frac{\partial W}{\partial x} = \frac{N}{2} (V_B + v)^2 \frac{\partial C}{\partial x} = \frac{N}{2} (V_B + v)^2 \frac{\partial}{\partial x} \left(\epsilon \frac{t(X_0 + x)}{d} \right) = \frac{N}{2} (V_B + v)^2 \epsilon \frac{t}{d} \quad (1)$$

이때 W는 용량에 축적되는 전기에너지, N은 빗살의 개수, V_B 는 바이어스 전위, v는 구동전위, C는 정전 용량의 크기, ϵ 는 유전 상수, t는 빗살의 두께, d는 빗살간 간격, X_0 는 정지시 빗살간 공유 길이이며 특히 초기 용량을 결정

짓는다. 식 (1)로부터 제어 출력과 제환 구동신호 사이에는 식 (2)와 같은 비례 관계가 성립한다. 여기서 F_+ 는 가속도 인가 방향으로 가해지는 힘, F_- 는 반대 방향으로 가해지는 힘이고 두 힘의 차이 F_{net} 는 구동 전위에 의한 등가력이 되어 구동 전위와 구조적 이득 상수 K_t 의 곱으로 구해진다[6].

$$F_{net} = F_+ - F_- = \frac{N\epsilon t}{2d} [(V_B + v)^2 - (V_B - v)^2] = 2 \frac{N\epsilon t}{d} V_B \times v = K_t v \quad (2)$$

따라서 최종적으로 얻어지는 동적 시스템의 지배 방정식은 아래 식 (3)과 같다.

$$F_{ext} = M\ddot{x} + D_x\dot{x} + K_x x + K_t v \quad (3)$$

설계된 가속도계의 동역학은 식 (3)과 같이 간단한 동적 지배 방정식으로 표현된다. 한편, 식 (3)의 2차 동적 방정식은 미세 가공 센서의 특성상 매우 작은 질량으로 인해 공진 주파수가 수 kHz 이상 되는 빠른 응답 특성을 보인다. 따라서 재평형루프의 설계는 빠르기 측면보다 정상상태 오차와 안정성 측면에 중점이 두어진다. 특히 미세가공시, 질량 변화 등 물리 변수의 불확실성에 대한 루프의 안정성 해석이 매우 중요하며 집적화 센서로 구현이 용이하도록 설계 명세를 만족하는 최소차의 제어기 설계가 요구된다. 그림 3은 검출 및 보상기를 포함[7]하는 신호처리 및 제어 루프에 대한 개략도이다.

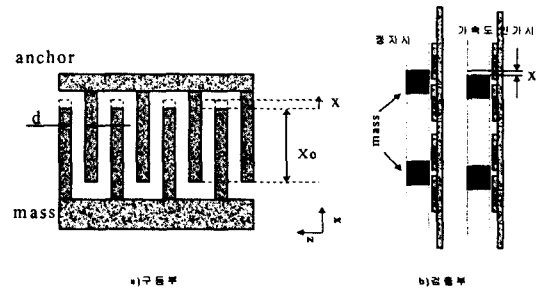


그림 2 가속도계 구동 및 검출부 구조
Fig. 2 Drive and pickoff structure of accelerometer

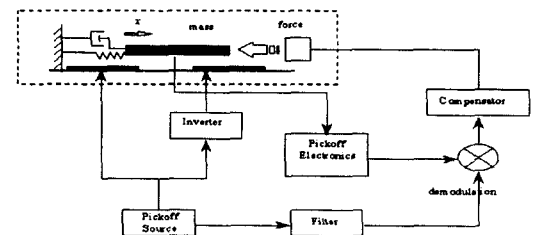


그림 3 가속도계 신호 처리 및 제어부
Fig. 3 Signal processing and control part

2.2 가속도계 구조물 제작

가속도계의 핵심부인 센서 구조물은 반도체 공정을 이용한 표면 미세 가공(surface micromachining) 방식으로 제작

된다. 표면 미세 가공 방식은 벌크형 가공 방식에 비해 구현할 수 있는 구조물의 형태가 다양하고 비용이 상대적으로 적게 들며 집적화를 위한 CMOS 공정과의 호환성(compatibility)도 우수하므로 최근 마이크로 센서 제작의 주류로 자리잡아 가고 있다. 가속도계 구조물은 표면 미세 가공 방식의 핵심인 박막의 증착(deposition)과 구조물 형태의 형상화(patterning) 그리고 구조물의 형성을 위한 식각(etching) 등 여러 단위 공정의 반복으로 제작된다. 본 가속도계 구조물의 제작에는 2층의 다결정 실리콘(poly silicon) 층을 사용하였다. 2층의 다결정 실리콘 중 하층은 주로 바닥층 전극의 역할을 하며 상층은 관성 질량체와 스프링 역할을 하는 빔(beam) 그리고 빔살 구조물 등을 형성한다. 그림 4에는 개념적인 구조 단면도, 증착 재료와 SEM 사진으로 본 실제 가속도계 구조가 나타나있다.

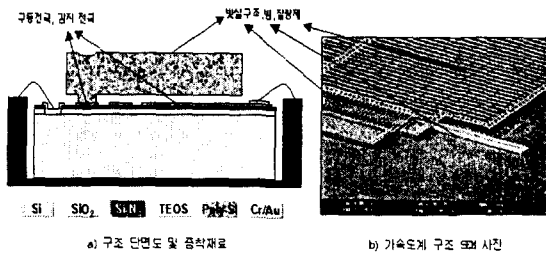


그림 4 가속도계 구조 및 제작
Fig. 4 Structure and manufacturing of accelerometer

3. 재평형루프 시스템 설계

일반적으로 폐환 제어시스템에서 제어기는 전체 시스템의 특성을 설계자가 원하는 대로 유도할 수 있는 자유 설계 요소이다. 즉, 제어기는 설계자의 요구에 따라 폐루프 시스템의 내부 안정성, 입출력 특성, 구현 가능성 등 여러 목적을 충족시키도록 설계되어야 한다. 이러한 제어기의 설계 및 해석에는 고전적인 비례·미분·적분(PID) 제어기로부터 고유구조 지정 및 극점 배치법, LQG/LTR, H_2 , H_∞ , μ , L_p 제어 기법 등 그 용도와 성능, 실제 시스템의 응용성에 따라 매우 다양한 방법이 적용될 수 있다. 본 논문에서 다룰 모델은 간단한 2차 동역학 시스템이지만, 제작 단계에서 공정오차로 인해 플랜트 변수에 구조적 불확실성이 존재하므로 폐루프 안정도의 보장을 위해 강인 제어의 설계 및 해석 기법이 필요하다.

모델의 불확실성 하에서 안정도·강인성을 고려하는 현대 다변수 강인 제어 기법중 대표적인 예는 H_2 , H_∞ 제어 기법이며 이들의 적용으로 외란(disturbance), 잡음(noise) 및 모델 변수의 불확실성을 고려한 시스템의 강인성을 보장해 줄 수 있다. 그런데, 이러한 H_2 , H_∞ 제어기법은 대상 모델이 구조적 불확실성(structured uncertainty)을 갖는 경우, 적합한 결과를 보여주지 못한다. 이는 본 논문에서 다루는 시스템과 같이 불확실성이 모델 계수의 구간 변동으로 주어지는 시스템의 경우, 단지 노음 유계된 불확실성으로 접근하는 방법은 다소 보수적인(conservative) 결과를 가져오기 때문이

다. 더우기, H_2 , H_∞ 제어기법은 입력 외란에서 제어 출력으로의 전달함수 노음을 최소화하는 최적해를 얻기 위해 고차의 제어기를 구성하게 되므로 실제 구현이 용이하지 않으며 모델 축소(model reduction)시키는 등의 복잡한 작업이 요구될 수 있다. 한편, μ 합성기법은 구조화된 특이값(structured singular value) μ 를 정의한 후 페루프의 μ 노음을 D-K iteration을 통하여 수렴하는 스케일링 행렬 D와 안정화 제어기 K를 구하는 방법이므로 대체로 μ 의 정의에 의해 구조적 불확실성을 갖는 모델에 대하여 H 제어기보다 덜 보수적인 결과를 보여준다. 그러나 이때 구해지는 제어기 역시, 전 상태변수를 필요로 하거나 제어기 차수 축소 등 페루프의 실제 구현시 난점이 존재하므로 본 시스템에서는 적합하지 않은 면이 있다.

이에 비하여 페루프 특성방정식에 대하여 설계 명세 및 안정도를 해석하는 변수적 강인 제어기법은 다변수의 복잡한 시스템에 적용할 때에는 한계가 있지만 단일 입출력 시스템에 대해서는 변수 변동에 의한 구조적 불확실성을 명확하게 다룰 수 있다. 또한 이러한 목적을 만족하는 제어기가 특수한 형태를 따르도록 설계할 수 있으므로 차수 축소 등의 작업없이 용이하게 구현할 수 있다. 따라서 본 장에서는 구조적 불확실성을 갖는 플랜트에 대해 설계명세를 만족하도록 변수적 강인제어 기법을 사용하며 이를 위하여 확장 카리토노프 정리(generalized Kharitonov theorem)를 도입하였다. 카리토노프 정리는 모델 변수가 구간 내에서 독립적으로 변하는 시스템의 안정도 해석에 유용한 정리이므로 공칭모델 제어기가 구조적 불확실성을 갖는 시스템에 대해 얼마나 강인한가를 정량화할 수 있고 역으로 정량화된 강인 안정도를 반영하여 제어기를 설계할 수도 있다.

3.1 재평형루프

관성 센서에 대하여 힘의 재평형을 보존하는 페루프 제어 시스템을 적용한 예는 DTG, 펜듈럼형 가속도계 등의 연구에서 그 예를 찾아볼 수 있다. 이는 재평형루프라는 변위 제어 시스템이 센서의 입출력 선형성 개선, 민감도(sensitivity)와 안정성(stability) 향상 등 여러 장점을 갖기 때문이다. 이러한 재평형루프의 장점을 구체적으로 언급하면 다음과 같다. 먼저 재평형루프는 관성 질량의 위치제어를 수행하여 센서의 선형성을 개선해 준다. 이는 위치제어를 통하여 변위를 영으로 유지하면 변위에 따라 발생하는 비선형 고차항을 제거할 수 있고 또한 전기적 제어 신호와 입력 가속도 신호가 비례하도록 할 수 있기 때문이다. 다음으로 센서의 민감도를 크게 하여 분해능을 좋게 할 수 있다. 개루프 센서의 경우, 관성량 입력에 의한 변위는 오직 질량과 스프링 계수에 의존한 기계적 출력 특성이지만 재평형루프와 같이 전기력과 기계력에 의해 힘의 동적 평형(dynamic equilibrium)상태가 유지된 시스템의 경우, 전기력에 의한 음의 탄성계수 효과가 나타나 개루프에 비해 민감도가 향상되고 분해능이 좋아진다[3]. 한편, 재평형루프는 변위를 영으로 유지하므로 개루프에 비해 더욱 넓은 동적 범위에서도 안정한 장점을 갖는다.

3.2 변수적 접근방법(Parametric Robust Control)

강인 제어에 대한 변수적 접근 방법은 해석의 복잡성과

많은 제약으로 인해 제어 이론 중 비교적 최근에 연구되고 있는 분야이다. 대체로 60-70년대까지 큰 변수 불확실성 하에서 제어 시스템의 안정성 문제는 제어 이론 연구에서 간과되어 왔다. 1963년, 피드백 이론에 대한 정량적인 접근 방법을 제안한 Horowitz와 변수 불확실성 하에서 제어 시스템의 분석과 설계를 위한 변수 공간(parameter space)의 활용을 옹호한 Siljak의 논문 등이 주목할 만한 예외이었다. 그런데 1978년, 카리토노프[4]에 의해 고정된 임의의 차수 다항식의 Hurwitz 안정도 해석에 관한 논문이 출간되면서 변수적 접근 방법에 대한 연구가 활발해졌다. 카리토노프는 변수 변동(parameter perturbation)을 고려할 수 있는 구간 다항식(interval polynomial)으로 표시되는 특성 다항식의 안정성을 4개의 첨점 다항식(vertex polynomial)으로 보장할 수 있음을 보였다. 이 정리는 이후 변수 공간상에서 안정도 영역의 대수·기하적 특성을 보여주는 효율적이고 명백한 방법임이 밝혀지면서 고정된 변수 변동 구간을 갖는 특성 다항식의 안정성 해석을 용이하게 하고 계산량 또한 크게 줄여주게 되었다. 한편, 카리토노프 정리는 방정식의 계수가 상호 독립인 구간 다항식에서만 성립하므로 실제 시스템 설계 이론의 적용에 제한이 많았다. 그러나, 이후 Chapellat, Bhattacharyya 등이 확장 카리토노프 정리를 발표하면서 기존 정리의 제약을 완화하여 실제 제어 시스템의 강인성 해석에 이용될 수 있도록 적용의 폭을 넓혔다[5].

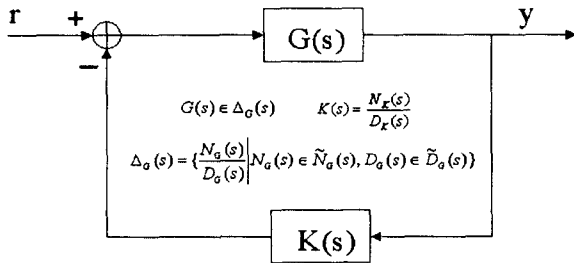


그림 5 플랜트 변수 변동을 갖는 제어시스템
Fig. 5 Control system with plant parameter variation

본 절에서는 이러한 정리의 결과를 이용하여 제어 시스템을 설계하였다. 먼저 변수적 강인 제어 기법을 시스템에 적용하기 위해 재평형루프 모델의 설정이 필요하다. 플랜트 모델 변수가 불확실성을 갖는 페루프 제어 시스템은 그림 5와 같은 블록도로 표현할 수 있다. 그림에서 G(s)는 플랜트의 구조적 불확실성과 전기 회로부를 포함하는 시불변(linear time invariant)의 전달함수 집합 $\Delta_G(s)$ 의 원소이며 K(s)는 불확실성을 고려하여 설계하고자 하는 고정계수의 제어기이다. 이때, 구조 변수의 불확실성에 강인한 재평형루프의 구성은 주어진 구조 변수의 변동 전구간에서 페루프 제어 시스템이 목표하는 최소한의 안정성과 성능을 보장하는 제어기 K(s)를 구하는 것이다.

그림 4에서 플랜트는 고정된 범위의 변수 변동 구간으로 표현되는 구조적 불확실성(structured uncertainty)을 가지므로 공칭시스템 $N_G(s)/D_G(s)$ 에 대비하여 $\tilde{N}_G(s)/\tilde{D}_G(s)$ 로서

표현된다. 이때 플랜트의 전달함수의 분자항과 분모항은 아래와 같은 구간 다항식(interval polynomial : 상호 독립 계수 다항식) 집합으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \tilde{D}_G(s) &= \{D_G(s) \mid D_G(s) = \sum a_i s^i, a_i \in [a_i^-, a_i^+]\} \\ \tilde{N}_G(s) &= \{N_G(s) \mid N_G(s) = \sum b_i s^i, b_i \in [b_i^-, b_i^+]\} \end{aligned} \quad (4)$$

따라서 식 (4)의 구간 다항식 집합 중 특정한 하나의 다항식으로 표현되는 플랜트와 설계된 고정 계수의 제어기로서 구해지는 루프의 특성 방정식은 아래 식 (5)와 같이 표현된다. 즉, 식 (5)의 형태로 표현되는 다항식 집합 전체에 대한 해석을 수행하면 페루프 시스템의 안정성과 성능을 보장할 수 있게 된다.

$$\delta^*(s) = \tilde{N}_G(s) \times N_K(s) + \tilde{D}_G(s) \times D_K(s) \quad (5)$$

그런데, 식 (5)는 다항식의 계수 변동이 상호 독립이 아니므로 식 (4)과 같은 구간 다항식이 아니다. 그러므로 페루프의 안정성을 4개의 카리토노프 첨점 다항식의 안정성으로 보장할 없다. 또한 이러한 경우, 구조적 불확실성에 강인한 제어기의 설계는 서로 연관된 각 변수들 간의 모든 조합을 고려한 안정성 및 성능 검증은 필요로 하므로 구현이 매우 어려운 일이다. 따라서 이러한 경우, 루프의 안정성 검증을 위해 보다 축소된 집합을 제공하는 확장 Kharitonov 정리의 도입이 필요하다.

$$\begin{aligned} S_N(s) &:= \lambda N_K^i(s) + (1-\lambda)N_K^j(s) \\ S_D(s) &:= \lambda D_K^i(s) + (1-\lambda)D_K^j(s) \\ G_E(s) &:= \left\{ \frac{N_K(s)}{S_D(s)} \cup \frac{S_N(s)}{D_K(s)} \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

확장 카리토노프 정리에 의하여 생성된 변수 공간상의 축소된 다항식 집합은 식 (6)와 같이 표현된다. 식 (6)에서 λ 는 [0,1]사이의 임의의 실수, i,j는 카리토노프 다항식 지수(Kharitonov index)인 1-4까지의 정수, $S_N(s)$ 과 $S_D(s)$ 는 첨점 방정식 상호간의 볼록 분할 다항식(convex segment polynomial)의 집합이다. 확장 Kharitonov 정리는 전체 구간 다항식 집합 G(s)의 Hurwitz 안정도 조건이 4개의 첨점 다항식과 $S_N(s), S_D(s)$ 로 표현되는 집합 $G_E(s)$ 의 모든 원소에 대한 안정도 조건과 등가임을 증명한다.[9] 따라서, 구조적 불확실성을 갖는 제어 시스템에 대한 안정도를 $G_E(s)$ 와 같이 매우 축소된 집합에 대한 안정도 해석으로 보장할 수 있게 된다.

한편, 확장 Kharitonov 정리에서 제어기의 분자 및 분모항 다항식이 특정한 형태의 조건을 만족할 경우, 페루프 시스템에 대한 해석이 더욱 간단해질 수 있다. 이러한 첨점 조건(vertex condition)은 식 (7)과 같은 형태일 때이다.

$$F_i(s) = s^i (a_i s + b_i) U_i(s) Q_i(s) \quad (7)$$

여기서 l_i 는 음이 아닌 임의의 정수이고 a, b 는 임의의 실수, $U(s)$ 는 anti-Hurwitz 다항식, $Q(s)$ 는 우함수 또는 기함수 형태의 다항식이다. 만약 변수적 불확실성을 갖는 시스템에 대한 페루프의 구성시, 제어가 식 (7)의 형태를 갖도록 하면 안정도 검색이 플랜트 전달함수의 분자, 분모항의 각각 독립된 4개 방정식의 곱인 총 16개 다항식에 대한 안정도 검사로 축소되므로 실제 구현 가능성과 해석에서 매우 용이해진다.[9] 또한 침점 조건의 제어기는 PID 제어기의 형태와 유사하게 구현 가능하므로 고전적인 주파수 영역 설계를 가능하게 해주는 장점이 있다. 한편, 식 (7)의 형태로 설계된 제어기와 불확실성을 갖는 플랜트의 페루프 특성을 결정하는 전체 시스템의 특성 방정식은 식 (8)과 같이 표현되며 이때, F_N, F_D 는 설계된 고전계수 제어기의 분자 및 분모항이다.

$$\delta(s) = F_D(s) \times K'_D(s) + F_N(s) \times K'_N(s) \quad i, j = 1, 2, 3, 4 \quad (8)$$

3.3 재평형루프 구성 및 해석

설계할 재평형루프의 명세는 표 1과 같다. 항법 시스템 응용의 사양을 만족하기 위해 최소 대역폭을 100Hz로 설정하였으며 페루프 변위값의 개루프에 대한 범위를 0.1% 이내로 하였다. 한편 루프의 안정도에 대한 값인 이득 및 위상 여유는 최소 10dB 및 40deg 으로 두었다.

표 1 제어시스템 설계 사양

Table 1 Design Specification of Control System

항목	대역폭	변위오차	이득여유	위상여유
값	100Hz	0.1% 이내	10dB 이상	40도 이상

그림 6은 재평형루프를 구성하는 블록도이며 이때 플랜트 입력력 관계는 식 (3)을 다음과 같이 변형한 형태로 표현된다.

$$e = r - u \\ = M\ddot{x} + D_x\dot{x} + K_x x \quad (9)$$

이때, 가속도계 플랜트인 $G(s)$ 는 플랜트와 검출부 필터를 포함하여 아래와 같은 전달함수 $D_x = D_{x0} + \Delta D$ 로 표현되며 플랜트의 구조 변수는 $M = M_0 + \Delta m$, $K_x = K_{x0} + \Delta k$ 의 변동을 갖는다. 이때 변동의 크기는 공정 오차를 고려하여 미리 범위를 설정할 수 있음을 가정한다.

$$G(s) = \frac{K_e \omega_n^2}{(ms^2 + Ds + k_m)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)} \quad (10)$$

한편 제어기는 설계 명세를 만족하도록 식 (12)의 성능을 갖도록 하고 강인 안정도에 대한 변수적 해석기법을 적용하기 위해 식 (11)의 조건을 만족해야 한다.

$$K(s) = Kt \times \frac{s^{l_n}(a_n s + b_n)U_n(s)Q_n(s)}{s^{l_m}(a_m s + b_m)U_m(s)Q_m(s)} \quad (11)$$

$$r \mapsto y: \frac{G(j\omega)}{1 + K(j\omega)G(j\omega)} \approx 0 \\ r \mapsto u: \frac{K(j\omega)G(j\omega)}{1 + K(j\omega)G(j\omega)} \approx 1 \quad (12)$$

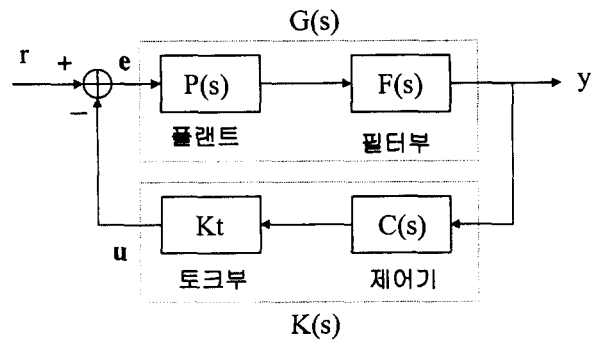


그림 6 재평형루프 블록도

Fig. 6 Force rebalance loop block diagram

식 (12)는 앞서 언급한 바대로 확장 카리토노프 정리의 적용을 위해 분자 및 분모항이 모두 침점 조건을 만족하는 제어기 형태이다. 따라서 최종적으로 그림 6의 루프로 결정되는 전달함수의 특성방정식은 식(13)와 같이 표현된다 [5],[10].

$$\delta(s) = K_e Kt \omega_n^2 s^{l_n} (a_n s + b_n) U_n(s) Q_n(s) + s^{l_m} (a_m s + b_m) U_m(s) Q_m(s) \times (ms^2 + Ds + k_m)(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2) \quad (13)$$

이와 같은 절차로 실제 재평형루프를 설계하기 위해서 우선 플랜트 구조 변수의 변동 범위를 설정해야 한다. 플랜트 구조적 불확실성은 주로 구조물 제작 시 발생할 수 있는 공정오차 등에 의하며 공정 후 밀도, 두께 테스트 및 시뮬레이션 등을 통하여 변수 변동폭의 정량적인 크기 설정이 가능하다. 대상 모델에서 공정 오차를 포함하는 변수 변동에 의한 구조적 불확실성은 표 2와 같이 주어진다. 설정된 범위는 공정 확립도에 따라 가변적이지만 일반적인 최대 공정오차보다 크게 두기로 한다. 변동폭의 범위가 결정되면 확장 카리토노프 정리에 따라 페루프의 안정도 해석을 위한 축소된 집합을 구한 후 이에 대해 최대한의 안정도 여유를 보장하는 제어시스템을 설계하는 절차를 따른다. 한편 제어기의 설계 후에는 역으로 설계한 제어기가 안정성을 보장할 수 있는 최대의 변수 변동폭을 설정할 수도 있다. 표 2의 변수 불확실성을 고려한 실제 제어기는 먼저 식 (12)의 침점 조건의 형태를 갖도록 하며 주파수 영역에서 루프 특성인 식 (11)을 만족하도록 설계된다. 즉, 대역폭 내의 주파수역에서 변위를 0으로 유지하기 위해 루프 이득을 매우 크게 하며 잡음에 민감한 고주파역에서 빠른 이득 감쇠를 보이도록 제어기의 극점을 배치해야 한다. 이와 같은 성능을 위하여 제어기는 대역폭 내에 하나의 극점을 갖고 이보다 10배

이상의 높은 주파수 대에 영점을 가지며 고주파대의 비선형 불확실성과 잡음 억제를 위한 고주파대 극점 배치로써 구현할 수 있다.

표 2 가속도계 제어시스템 설계 사양

Table 2 Design Specification of Control System

	질량		댐핑계수		탄성계수	
	최소	최대	최소	최대	최소	최대
공정유효오차	0.9	1.1	0.7	1.5	0.95	1.05
설계시고려비	0.8	1.2	0.5	2.0	0.8	1.2

식 (7)의 첨점 조건을 따르며 사양을 만족하도록 최종적으로 구한 제어기는 식(14)과 같은 2차의 비교적 간단한 형태이며 op 앰프 등의 아날로그 회로로 구현 가능하다.

$$K(s) = K \frac{1 \times 10^{-2}s + 90}{2.2 \times 10^{-8}s^2 + 1.1 \times 10^{-3}s + 1} \quad (14)$$

이제 설계된 제어기와 불확실한 플랜트를 포함하는 재평형루프에 대한 해석을 수행하자. 그림 7은 전술한 변수 변동에 대한 개루프 전달함수(그림 6에서 $G(s)K(s)$ 에 해당)의 주파수 특성을 보여준다. 주파수 특성 곡선은 확장 카리토노프 정리로 구한 모든 첨점 방정식들에 대한 결과이므로 포락선(envelope)형태로 나타난다. 첨점 방정식에 의한 곡선 집합에 의해 구조 변수 불확실성을 갖는 페루프 제어 시스템의 주파수 응답의 임계 특성(extremal property)이 나타나므로 그림 7로부터 페루프 시스템의 안정도·강인성에 대한 척도가 될 수 있는 이득 및 위상 여유도 정보를 얻을 수 있다. 이때 이득 및 위상 여유도 정보는 실제 플랜트가 최악의 상황일 때를 고려한 최소 안정도 여유가 된다. 이와 같은 해석으로 재평형루프는 최소 이득 여유 14.3dB과 최소 위상 여유 41.7deg를 보장하였다. 그림 8은 페루프 주파수 특성을 보여주며 변수 변동이 일어나는 모델에 대하여 대역폭 100Hz를 보장하고 고주파에서 빠른 이득 감쇠가 나타남을 보여준다. 한편 이때의 안정도 여유는 각 변수 변동을 상호 결합하여 최악의 경우를 고려한 최소 안정도 여유(worst case stability margin)이므로 실제 시스템의 안정도 여유보다 더욱 엄밀한 결과가 된다.

한편 설계된 페루프 특성 다항식의 안정도 해석에 사용되는 다른 기준은 특성 방정식의 주파수 응답을 복소 평면상에서 해석하는 방법이다. 이는 플랜트 변동으로 인해 복소 평면상에서 폴리토프 형태로 나타나는 페루프 특성방정식의 주파수 응답 곡선이 다항식의 안정도 해석에 관한 정리인 Mikhailov 안정도 조건을 만족하는지 관측함으로써 가능하다.[8] 그림 9는 폴리토프 곡선이 주파수가 증가함에 따라 양의 실수로부터 복소 원점을 반시계 방향으로 회전하여 전체 시스템 차수와 90도의 곱에 해당하는 위상으로 증가함을 보여준다. 이때 폴리토프가 원점을 포함하지 않고 동시에 위상 조건을 만족하므로 구조적 불확실성이 존재하는 페루프 시스템의 강인성 및 안정도를 보장할 수 있다.

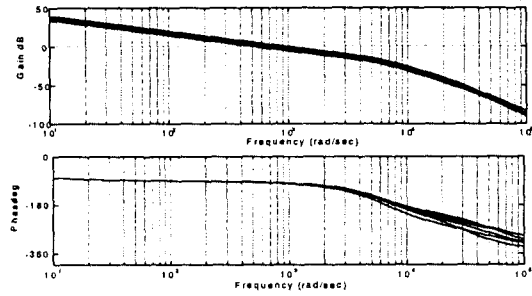


그림 7 개루프 주파수 특성
Fig. 7 Open loop frequency response

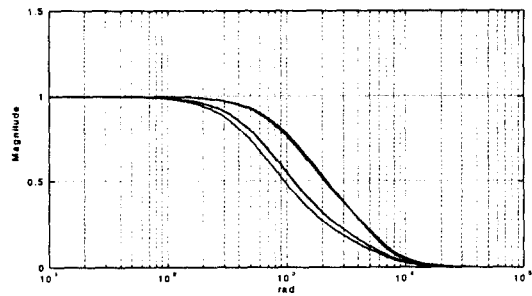


그림 8 페루프 주파수 특성
Fig. 8 Closed-loop frequency response

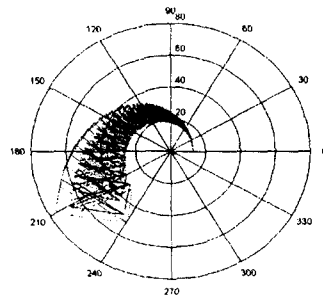


그림 9 Polytope의 극좌표 페루프 주파수 응답
Fig. 9 Closed-loop response of polytope

4. 시뮬레이션 및 실험결과

본 장에서는 설계한 재평형루프를 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 검증한 후, 실제 구조물에 장착하여 가속도 인가 실험을 수행하고 성능 및 안정성을 살펴보기로 한다.

4.1 컴퓨터 시뮬레이션

검출 및 필터회로, 제어기 등 전기 회로부를 포함한 전체 모델에 대한 재평형루프 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션 블록 구성시 플랜트는 제어기 설계 시 고려한 구조 변수 변동을 줄 수 있는 비선형 모델로 구성하였다. 또한 구조 변수는 설정된 변동폭을 만족하는 시변 상수로 두어 플랜트에서 발생할 수 있는 구조적 불확실성을 모두 고려할 수 있게 하였다

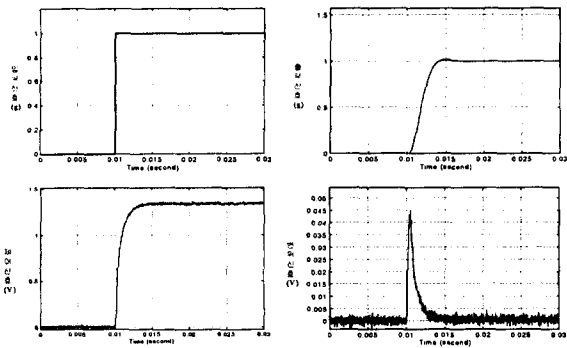


그림 10 페루프 시응답 시뮬레이션 결과
Fig. 10 Closed-loop time response simulation

그림 10은 플랜트에 시변 변수적 불확실성(time-varying parametric uncertainty)이 존재하고 검출 시 잡음이 인가되었을 때 전체 루프의 계단과 응답 특성이다. 그림에서 출력 및 제어 신호는 입력 가속도 신호를 충분히 빨리 추종하며 이때 변위 신호는 기준 영점을 유지하므로 재평형루프의 목적을 잘 달성하고 있음을 알 수 있다.

4.2 가속도 인가 시험

실제 가속도계 구조물에 대한 설계된 제어기의 성능 및 안정성 검증을 위하여 변위 검출부와 제어기를 아날로그 회로로 구성한 다음 가속도계에 대한 정적 및 동적 특성을 시험을 수행하였다. 수행한 시험은 구동 전극에 정전기력을 가하여 모의 가속도를 인가하는 실험과 기계적 가속도를 중력에 대한 경사각이나 진동 등으로 인가하는 실험으로 나뉘었다. 각 경우의 출력 결과를 시 영역 상에서 관찰하고 데이터를 얻어 분석하였다. 한편, 전기적 모의 가속도 인가 시험은 실험실에서 실제 가속도 인가 시험이 불가능한 경우, 예를 들어 대역폭 측정을 위한 고주파의 정현파 가속도 인가 시험 등에 유용하다.

먼저, 전기적 모의 가속도 인가 시험은 구동 전극단에 정현파나 구형파 등 명령 신호를 인가한 후 루프의 제어 출력을 관찰하는 방법으로 수행된다. 이때 입력되는 명령에 대하여 제어 출력은 이득만 곱해진 형태로 명령을 추종해야 한다. 그림 11은 전기적 구동 신호를 가했을 때의 입력 신호(위로부터 1번째 파형), 변위 신호(2번째 파형) 그리고 제어 출력 신호(3번째 파형)이다. 정현파 입력 신호에 대하여 변위를 충분히 0으로 유지함을 알 수 있으며 제어 신호가 입력 신호를 잘 추종함을 알 수 있다. 이때, 4번째 파형은 상보적 구동을 위해 3번째 신호와 반전된 제어신호가 되겠다. 또한, 모의 가속도 인가 시험으로 가속도계 설계 사양중의 하나인 대역폭 측정하였다. 이를 위하여 동적 신호 분석기를 이용하였으며 물리적인 가속도 인가는 불가능한 수 kHz까지의 입력을 가하여 시스템 전체 대역폭이 약 100Hz 이상이 됨을 확인하였다. 그림 12는 이러한 결과를 보여준다.

전기적 모의 가속도 인가 시험후, 실제 가속도 인가 시험을 통하여 센서 성능을 구하였다. 외부 가속도 인가 방법은 1축 가진기를 이용하였는데, 구조 및 회로부를 고정대에 부착한 후 가진기에 연결된 고정대를 진동시켜 가속도를 인가하는 방식을 취하였다.

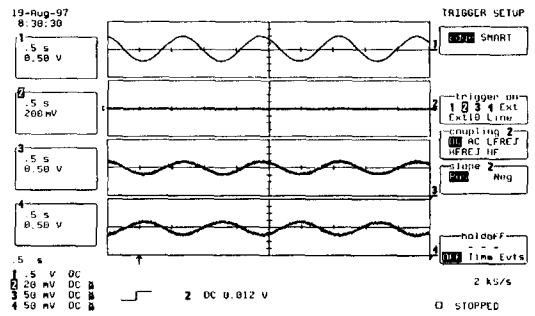


그림 11 정현파 입력 전기적 구동 시험
Fig. 11 Sensor output for sinusoidal electric force

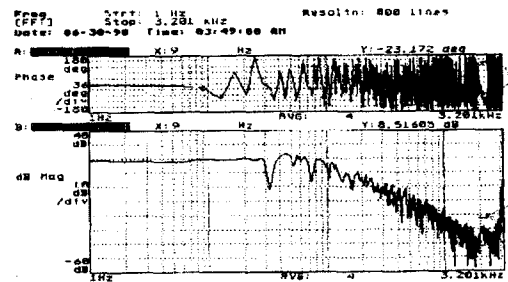


그림 12 전기력 입력 시험으로 구한 주파수 응답
Fig. 12 Frequency response excited by electric force

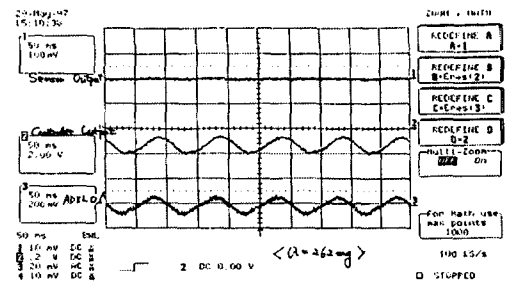


그림 13 외부 가속도 인가 및 성능 비교
Fig. 13 Output from external acceleration

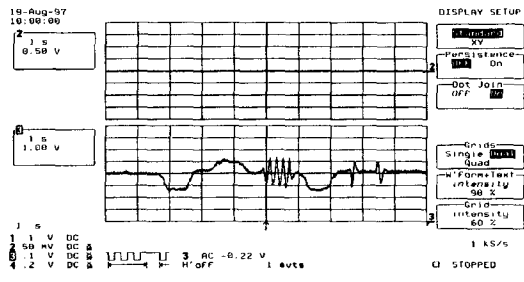


그림 14 임의파형 가속도인가 시 센서출력
Fig. 14 Sensor output for arbitrary acceleration applied

그림 13에서 위로부터 1번 파형은 변위 신호, 2번 파형은 제어 신호로서 센서 출력이 된다. 3번째 파형은 비교 센서로서 부착한 아날로그 디바이스사의 가속도계 (ADXL 05)로 측정된 출력이다. ADXL 센서와의 비교하면 제작한 가속도계의 수준을 평가할 수 있다. 결론적으로 본 가속도계는 동적 범위, 바이어스 안정도의 측면에서는 동등한 정도의 결과를 최소 감지가능 가속도, 대역폭 등의 측면에서는 우위에 있음을 알 수 있다. 그림 14는 임의의 가속도를 인가하였을 때 센서 출력이며 변위(첫번째 파형)가 0으로 유지되고 또한 제어 신호가 임의의 인가 가속도 신호를 잘 출력해 줌을 보여준다.

한편, 최소 감지 가능 가속도 및 선형성 등 더욱 정밀한 성능을 얻기 위해 고정대의 진동주파수와 변위 폭으로부터 입력되는 가속도 크기를 연산하고 이를 센서의 정밀 기준값으로 정의하는 방법을 택하였다. 기준값의 정밀도는 곧 진동 변위의 정밀도로 결정되므로 고정대의 변위 신호를 레이저 변위 측정기로 구하여 매우 정밀한 기준값으로 설정하였다. 그림 15는 50Hz의 기계적 진동이 가해질 때 제어 출력 신호를 주파수 영역에서 본 것이다. 이때, 인가되는 등가 가속도는 레이저 변위 측정기의 진동폭 측정으로 구해지며 약 2.08g가 됨을 그림을 통하여 알 수 있다. 이를, 백색 잡음 수준의 타 신호와 비교하면 0.2mg 이하의 분해능이 됨을 알 수 있다.

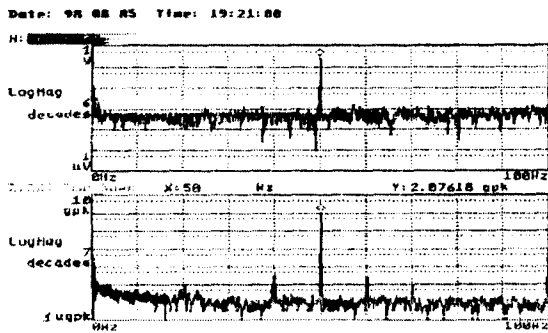


그림 15 고주파 가속도 인가 시의 주파수역 출력
Fig. 15 Output when 50Hz sine acceleration is applied

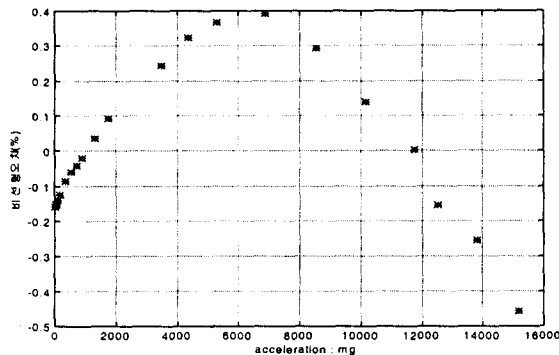


그림 16 선형성 및 동적영역
Fig. 16 Linearity and dynamic range

한편, 실제 구현된 회로로 신호를 검출할 때, 신호대 잡음비(SNR)가 어느 정도 보장되어야 하므로 최소 감지가능 가속도(minimum detectable acceleration)와 잡음대비 분해능이 동일하지는 않다. 따라서 현재까지 구현된 시스템의 최소 감지가능 가속도는 약 0.5mg이며 더욱 이상적인 회로 구성으로 향상될 수 있다. 그림 16의 결과에서 가로축은 인가 가속도이므로 최소 15g의 시스템 동적 영역을 나타내며 기준 신호와 비교한 비선형 오차는 0.5% 이내에 든다. 한편, 오차는 2차 함수의 형태이므로 이를 고려하여 오차 모델링을 수행할 경우, 더욱 비선형 오차를 개선할 수 있다.

이와 같은 가속도계 특성 시험을 통하여 구한 센서의 기본 사양은 표 3과 같이 정리된다.

표 3 가속도계 성능시험 결과

Table 3 Performance test result of accelerometer

항목	민감도	분해능	바이어스안정도
값	1320mV/g	0.5mg 이하	1mg
항목	대역폭	동적영역	비선형오차
값	100Hz	15g 이상	0.5% 이하

5. 결 론

본 연구에서는 반도체 공정 기술을 이용한 마이크로 실리콘 가속도계 구조물을 제작하고 센서로서의 성능을 높일 수 있도록 재평형루프를 설계하였다. 설계한 제어기는 공정 오차에 의한 플랜트 구조 변수의 불확실성에 대한 강인성, 안정도를 보장하도록 하였다. 구조 변수의 변동 범위를 고려한 제어기를 설계하여 컴퓨터 시뮬레이션으로 여러 입력 신호에 대한 응답 특성을 구하였다. 또한, 페루프 형성 시 발생하기 쉬운 전체 시스템의 안정성 문제를 해결하기 위해 충분한 이득 및 위상 여유를 가지는 재평형 루프를 구성하였다. 이러한 재평형 루프의 구성으로서 센서로서 갖추어야 할 중요한 특성인 입력 신호에 대해 선형적인 출력을 내어 주는 가속도계를 얻을 수 있었다. 재평형루프는 선형성 뿐만 아니라 관성 질량을 동적 평형 상태로 유지하여 센서의 민감도를 향상시켰으며 동적 측정 범위도 확장시켜주는 효과를 가져왔다.

한편 구조물 제작에 CMOS 공정 기술과 호환성을 갖는 표면 미세 가공 공정을 이용하였다. 공정 기술의 호환성은 질량체, 스프링 등의 구조물과 신호 처리 회로부 및 재평형 회로부를 집적화 할 수 있다는 장점이 있다. 따라서 최근 국내외로 활발한 연구가 이루어지고 있는 집적화 센서(integrated sensor; i-MEMS)로 응용이 가능하다. 지금과 같은 집적화 센서 개발의 추세이면 저가의 집적형 마이크로 가속도계가 곧 일반화될 수 있을 것이며 안정적인 동작과 저전력 및 소형 경량화된 집적형 가속도계는 산업 및 상업용으로 수요가 많아 그 파급효과가 클 것으로 기대된다.

감사의 글

본 연구는 1998-1999년도 삼성종합기술원의 자동 제어특화연구센터 위탁과제에서 수행되었으며 관계 제위께 감사 드립니다.

참 고 문 헌

[1] B. Wenk, M. Fehrenbach and W. Riethmuller, "Thick polysilicon surface micromachined capacitive accelerometer with force feedback operation", SPIE Vol. 2642, pp.84-94, 1996

[2] K. H. Chau, S. R. Lewis and R. T. Howe, "An integrated force-balanced capacitive accelerometer for low-g applications", International Conference on S. S sensors and actuators, pp. 593-596, Stockholm, June 25-29, 1995

[3] Karl J. Ma, Navid Yazdi and Khalil Najafi, "A Bulk Capacitive Micro Accelerometer With Built-in Overrange and Force Feedback Electrodes", Center for integrated sensors and circuits, Univ. of Michigan, Ann Arbor, MI, 48109-2122, 1992

[4] Kharitonov C. L. "Asymptotic stability of an equilibrium position of a family of systems of linear differential equations", Differential Uravnen, vol.14 2086-2088. 1978

[5] S. P. Bhattacharyya, H. Chapellat, L. H. Keel, "Robust Control : The parametric Approach", Prentice Hall International, 1995

[6] 서재범, 심규민, 문홍기 외, 실리콘 펜듈럼 서오보 가속도계의 제작 및 성능 평가, Proc. Of 11th KACC, pp. 56-60, 1996

[7] 이장규, 강태삼, 성상경, 마이크로 자이로의 변위 검출 회로 설계 및 기초성능 시험, 자동 제어 특화 연구 센터, 1996.8

[8] Jurgen Ackermann, Robust Control : System with Uncertain Physical Parameters, Springer-Verlag , 1993

[9] B. Barmish, "A Generalization of Kharitonov's four-polynomial concept for robust stability problem with linearly dependent coefficient perturbations," IEEE Trans. on Automatic Control, vol.34 no 2, pp 157-165, 1989

[10] C. Hollot, F. Kraus, R. Tempo, and B. Barmish, " Extreme Point results for robust stabilization of interval plants with first order compensator," in Proc. American Control Conference,(San Diego), pp 2533-2538, 1990.

저 자 소 개



성 상 경 (成 常 慶)

1973년 2월 11일 생. 1996년 서울대 전기 공학부 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학 부 졸업(석사). 1998년~현재 동 대학원 전기공학부 박사과정

Tel : 02-880-7317, Fax : 02-885-4459

E-mail : ssk@asrignc3.snu.ac.kr



이 장 규 (李 章 揆)

1946년 3월 28일 생. 1971년 서울대 전기 공학과 졸업. 1974년 피츠버그대 전기공학 과 졸업(석사). 1977년 동 대학원 전기공 학과 졸업(공학박). 1982년~현재 서울대 전 기공학부 교수

Tel : 02-880-7308, Fax : 02-878-8198

E-mail : jgl@snu.ac.kr



강 태 삼 (康 泰 三)

1963년 4월 6일 생. 1986년 서울대 제어 계측공학과 졸업. 1988년 동 대학원 제어 계측공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(공학박). 1994년~현재 호서대 제어계측공학과 조교수

Tel : 0418-540-5484, Fax : 0418-540-5480

E-mail : tskang@office.hoseo.ac.kr