

소형 디지털 카메라의 손떨림 보정 기능을 위한 임베디드 제어 시스템의 구현

Implementation of an Embedded Image Stabilization Control System for a Small Digital Camera

문정호*, 정수열
(Jung-Ho Moon and Soo Yul Jung)

Abstract : This paper presents the design and implementation of an embedded image stabilization control system for a mobile phone with a built-in camera. Image stabilization is a family of techniques for reducing image blur resulting from minute camera shake due to hand-held shooting, thereby allowing the use of shutter speeds slower than values normally required to obtain sharp images. A mechanical image stabilizer mechanism developed for a camera mobile phone is introduced and a digital control system as a part of the image stabilization system is designed and implemented on an 8-bit microcontroller with integer arithmetic in C. This paper focuses primarily on issues that need to be taken into consideration for fixed-point implementation of the digital controller. Several experimental results are presented to demonstrate the performance of the implemented image stabilization control system.

Keywords : image stabilization, digital camera, fixed-point implementation, embedded controller

I. 서론

현재 시장에서 판매되고 있는 디지털 카메라에는 다양한 이름을 가진 손떨림 보정 기술이 적용되어 있다. 사진을 촬영하는 순간 사용자의 손 떨림으로 인해 카메라가 흔들리면 광학 축과 이미지 센서가 직교하지 않게 되어 촬영된 이미지가 초점이 맞지 않고 흐릿해지는 현상이 생긴다. 이와 같은 손떨림의 영향은 셔터 속도가 느리고 렌즈의 초점 거리가 길수록 현저하게 나타나며 빠른 셔터 속도를 확보할 수 없는 상황에서 촬영하는 경우 문제가 된다. 손떨림 보정 기능은 카메라의 흔들림을 감지하여 이를 보상하기 때문에 사용자는 이 기능이 없는 카메라로 선명한 사진을 얻기 위해 필요한 셔터 속도보다 더 느린 속도에서도 초점이 맞는 선명한 사진을 얻을 수 있다.

손떨림 보정 기술에는 다양한 방식이 있지만 크게 광학식 보정 방식과 기계식 보정 방식으로 분류할 수 있다[1]. 광학식 보정 방식은 카메라의 흔들림에 맞추어 추가의 보정용 렌즈를 움직여 광 경로를 조절하는 방식이다. 이 방식은 렌즈를 움직이기 때문에 렌즈 이동식이라고도 한다. 효과적으로 영상의 왜곡을 줄일 수 있지만 이 방식은 여분의 렌즈를 필요로 하기 때문에 주로 카메라의 몸체가 아닌 렌즈 자체에 구현된다. 따라서 이 기술은 소형 카메라에는 적용하기가 어려우며 일반적으로 일안 리플렉스(SLR) 카메라용 렌즈에 적용된다. 기계식 보정 방식은 카메라의 떨림을 감지하여 이를 보상하도록 이미지 센서를 움직여 피사체로부터 입사된 빛이 이미지 센서의 중심에 맞히도록 만드는 방법으로 이미지 센서 이동 방식이라고도 한다. 광학식 보정 방식과 달리 기계식 보정 방식은 광학 축과 이미지 센서의 직교성을 유지

할 수는 없지만 소형화 및 경량화에 유리하므로 주로 소형 디지털 카메라에 적용되고 있다.

카메라의 손떨림 보정 기술은 여러 경로를 통하여 그 내용이 공개되어 있으며 현재 많은 상용 제품에 적용되고 있는 잘 알려진 기술이다[1-5]. 이 논문에서는 휴대 전화에 내장할 목적으로 개발한 손떨림 보정 모듈에 적용할 제어 시스템의 설계와 구현 문제를 다룬다. 휴대 전화에 내장하려면 제어 시스템을 포함한 손떨림 보정 모듈의 크기가 작아야 하며 전력 소모가 많지 않아야 한다. 손떨림 보정은 편리한 기술이지만 이 기능이 과도한 제품 가격 인상 요인이 되거나 많은 전력 소모를 유발한다면 휴대용 제품에 적용하기가 어렵다. 따라서 복잡한 형태의 제어 알고리즘을 적용하거나 부동 소수점 연산 기능을 가진 고성능 프로세서나 DSP 등을 활용하기 어렵다는 현실적 제약이 있다. 이런 조건에서는 제어기 설계만큼이나 설계된 제어기를 저가의 프로세서로 구현하는 기술이 중요한 부분을 차지한다.

이런 맥락에서 이 논문은 손떨림 보정 제어기를 설계하고 이를 C 언어의 정수 연산을 사용하여 구현하는 과정에 초점을 맞추어 설명한다. 우선 연속 시간 영역에서 제어기를 설계한 다음 이를 이산화하여 내부 AD 변환기와 DA 변환기를 가진 8051 코어 기반의 8비트 마이크로컨트롤러로 구현한다. 구현한 손떨림 보정 제어 시스템을 사용한 실험 결과를 바탕으로 이 논문에서 구현한 손떨림 보정 제어 시스템의 성능을 보인다.

II. 시스템 설명

이미지 센서 이동 방식, 즉 기계식 손떨림 보정 방식은 조리가 개방되어 있는 동안의 카메라의 미세한 떨림을 센서로 감지하여 카메라의 흔들림의 영향을 보상하도록 이미지 센서를 움직이는 기술에 바탕을 두고 있다. 그러므로 기계식 손떨림 보정 시스템은 수평 방향과 수직 방향의 카메라의 움직임을 감지하기 위한 두 개의 각속도 센서 및 이미지 센서

* 책임저자(Corresponding Author)

논문접수 : 2007. 9. 29., 채택확정 : 2007. 10. 26.

문정호 : 강릉대학교 전자공학과(itsmoon@kangnung.ac.kr)

정수열 : 삼성전자 디지털 미디어 사업부(stephen.jung@samsung.com)

※ 이 연구는 강원임베디드소프트웨어연구센터의 지원에 의한 것임.

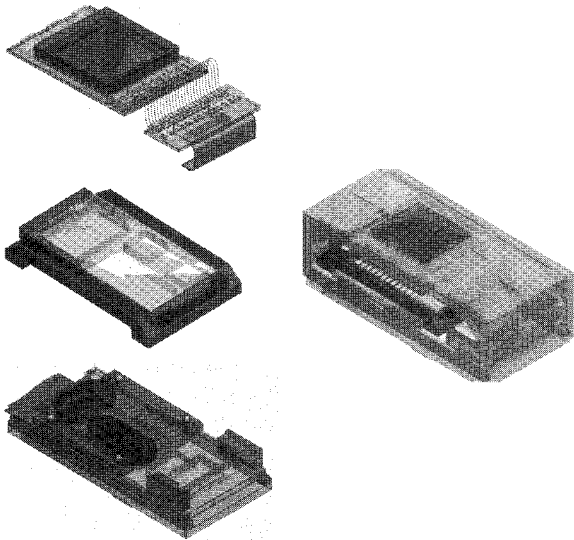


그림 1. 고정 프레임 (좌하), 이동 프레임 (좌중), 이미지 센서 (좌상)로 구성된 손떨림 보정 기구부.

Fig. 1. An image stabilizer mechanism (right) comprising a fixed frame (lower left), a movable frame (middle left), and an image sensor (upper left).

를 직교하는 x축과 y축 방향으로 움직이기 위한 두 개의 액츄에이터 (actuator)를 필요로 한다. 이 논문에서 사용한 손떨림 보정 모듈은 이미지 센서를 움직일 수 있도록 힘을 발생시키는 고정 프레임 (frame)과 고정 프레임의 위에 올려져 x축과 y축 방향으로 자유롭게 움직일 수 있는 이동 프레임으로 이루어져있다. 이미지 센서는 이동 프레임의 위에 부착되어 이동 프레임과 함께 움직인다. 고정 프레임과 이동 프레임 및 이들을 결합한 손떨림 보정 모듈의 개략적인 구조는 그림 1과 같다.

고정 프레임에는 두 개의 VCM (Voice-Coil-Motor)이 서로 직교하도록 배치되어 있어서 이동 프레임을 움직이기 위한 힘을 발생시킬 수 있다. 이동 프레임에는 두 개의 영구 자석이 부착되어 있어 이동 프레임은 VCM에서 생성한 자기력에 의하여 x축과 y축 방향으로 독립적으로 움직일 수 있다. 마찰력을 줄이기 위하여 두 프레임 사이에는 자유롭게 회전하는 4개의 금속 볼이 삽입되어 있다. 또한 고정 프레임에는 두 개의 홀 센서 (hall sensor)가 장착되어 있기 때문에 이동 프레임의 이동에 의한 자기장의 변화를 감지하여 이동 프레임의 위에 장착되어 있는 이미지 센서의 위치를 파악할 수 있다. 이와 별도의 렌즈 모듈에는 두 개의 자이로 센서 (gyro sensor)가 장착되어 있어서 렌즈 모듈의 수평과 수직 방향 각속도에 비례하는 신호를 출력한다. 렌즈 모듈은 손떨림 보정 모듈의 위쪽에 위치하며 피사체로부터 입사된 빛이 아래쪽에 있는 이미지 센서에 모이도록 광 경로를 아래쪽으로 90도 꺾어주는 역할을 한다.

손떨림 보정 시스템을 구성하는데 필요한 센서와 액츄에이터는 두 개씩 짝을 이루고 있으므로 제어 시스템 또한 이미지 센서를 x축과 y축 두 방향으로 제어할 수 있도록 독립적으로 동작하는 두 개의 루프로 이루어진다. 두 제어 루프는 동일한 구성 요소와 특성을 가지므로 지금부터는 한 축에

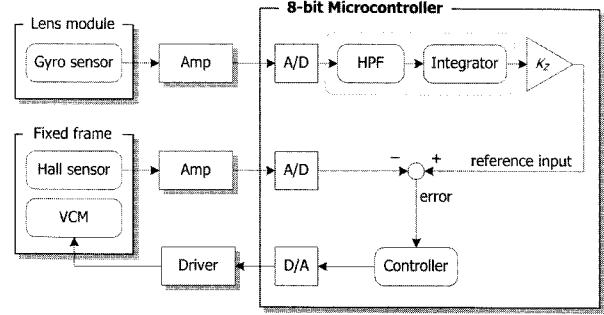


그림 2. 손떨림 보정 제어 시스템의 블록선도.

Fig. 2. A block diagram of the image stabilization control system.

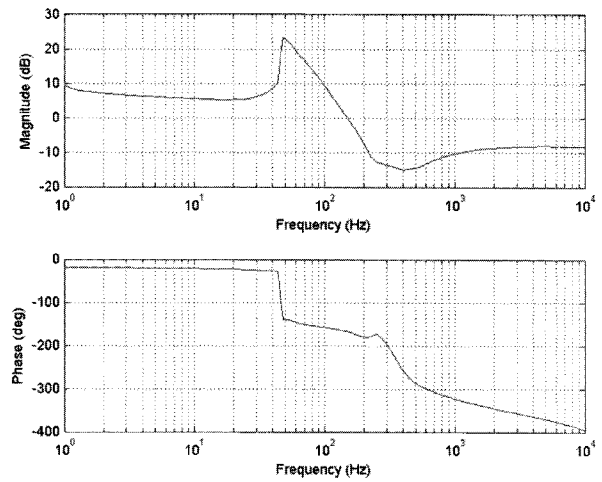


그림 3. VCM 액츄에이터의 주파수 응답.

Fig. 3. The frequency response of the VCM actuator.

대해서만 설명한다. 그림 2는 손떨림 보정 제어 시스템의 간략한 블록선도이다. 렌즈 모듈에 장착되어 있는 자이로 센서는 카메라 흔들림의 각속도에 비례하는 신호를 출력하기 때문에 카메라의 흔들림 각을 알기 위해서는 이 신호를 한번 적분해야 한다. 카메라 흔들림을 보상하도록 이미지 센서를 이동시킬 직선 거리, 즉 제어기의 기준 입력은 이 적분 값에 이득 K_z 를 곱하여 구할 수 있다. 카메라의 떨림각이 같다고 하더라도 이미지 센서를 움직여야 하는 거리는 줌 배율에 따라 달라지므로 이득 K_z 는 렌즈의 초점 거리 또는 줌 배율에 따라 변하는 값이다. 자이로 센서의 출력을 적분하기 전에 고역 통과 필터를 사용하여 센서 출력에 존재하는 DC 및 매우 낮은 주파수 성분을 제거할 필요가 있다. 이런 낮은 주파수 성분의 신호는 카메라 사용자의 의도적인 손 움직임에서 기인하거나 회로의 오프셋에 의한 것이기 때문이다. 이렇게 구한 기준 입력에서 홀 센서의 출력, 즉 이미지 센서의 변위를 뺀 값이 트래킹 오차이다. 그림 2에서 제어기뿐만 아니라 고역 통과 필터와 적분기는 모두 마이크로컨트롤러 내부에서 디지털 연산으로 구현되어 있기 때문에 렌즈의 변위나 오차 신호를 직접 관측할 수는 없다.

그림 3은 이동 프레임 위에 이미지 센서를 탑재한 상태에서 드라이버 회로를 포함한 VCM 액츄에이터의 주파수 응답을 측정된 결과이다. 이동 프레임은 자유롭게 구르는 4개의

금속 볼에 의해서만 지지되도록 하여 두 프레임 사이의 마찰력을 매우 적도록 설계하였기 때문에 VCM 구동 전압에서 이미지 센서의 변위까지의 전달 함수는 k/s^2 와 같은 형태를 가질 것으로 예상하였다. 그러나 그림 3에서 확인할 수 있듯이 실제 측정된 주파수 응답은 일반적인 2차 시스템에서 나타나는 주파수 응답과는 상당히 다른 특성을 보인다. 50 Hz 이하의 주파수 응답의 형태로 보면 이동 프레임을 지지하는 볼에 의한 마찰력이 무시할 만큼 낮은 수준이 아닌 것으로 판단된다. 그리고 50Hz 부근에서 나타나는 공진이나 50 Hz 이상의 응답도 일반적인 2차 시스템의 응답의 형태와는 다르기 때문에 이 주파수 응답을 잘 근사화할 수 있는 전달 함수를 얻기가 쉽지 않다.

III. 제어 시스템 설계

사용자의 손떨림에서 생기는 카메라의 흔들림은 20Hz 이하의 주파수 성분을 가지고 있으며 8~12Hz 구간에서 가장 큰 영향을 미치는 것으로 알려져 있다. 따라서 선명한 이미지를 얻기 위해서는 이 주파수 대역에서 손떨림 보정 시스템이 정확하게 동작해야 한다. 트래킹 오차의 크기는 제어 시스템의 루프 이득과 반비례하므로 제어 시스템은 이 주파수 대역에서 충분히 높은 개루프 이득 (open-loop gain)을 확보해야 한다. 동시에 제어 시스템의 댐핑이 너무 작아서 응답에 과도한 진동이나 오버슈트 (overshoot)가 나타나는 것을 방지하기 위하여 30° 이상의 위상 여유를 확보해야 한다. 기준 신호의 주파수 성분에 비해 제어 대역폭이 필요 이상으로 넓으면 제어 시스템이 잡음에 취약해지므로 제어 주파수 대역도 적절하게 제한할 필요가 있다.

제어기를 설계하기 위해서는 제어 대상의 수학적 모델이 필요하지만 그림 3의 주파수 응답은 일반적인 2차 시스템이 가지는 특성과 상당히 다르기 때문에 이를 잘 근사화할 수 있는 모델을 얻기가 쉽지 않다. 그러나 50Hz에서 200Hz 사이의 주파수에서는 이득이 -40dB/decade 의 기울기로 감소하며 위상은 -180° 에 가까운 값을 가지므로 이 주파수 대역에서는 액츄에이터의 전달 함수를 k/s^2 로 근사화할 수 있다. 제어 주파수 대역폭은 대략 50Hz에서 200Hz 사이에서 결정되기 때문에 안정성 여유, 특히 위상 여유에 대한 고려를 위해서는 이 주파수 대역에서의 모델이 중요하다. 이보다 낮은 주파수 대역에서는 개루프 이득이 20dB 이상의 큰 값을 가지므로 위상 특성은 크게 중요하지 않기 때문에 그림 3의 특성으로도 제어기 설계에 필요한 최소한의 정보를 얻을 수 있다. 그림 3의 50Hz-200Hz 사이에서의 주파수 응답은 아래의 전달 함수 $G_{VCM}(s)$

$$G_{VCM}(s) = \frac{1010600}{s^2} \tag{1}$$

으로 근사화 할 수 있다.

(1)로 주어진 모델을 사용하여 개루프 이득 교차 주파수 (gain crossover frequency)를 200Hz 이하로 한정하면서 동시에 10Hz 이하의 주파수에서 20dB 이상의 개루프 이득을 확보하고 30° 이상의 위상 여유를 확보하도록 lead-lag 보상기를 설계한 결과

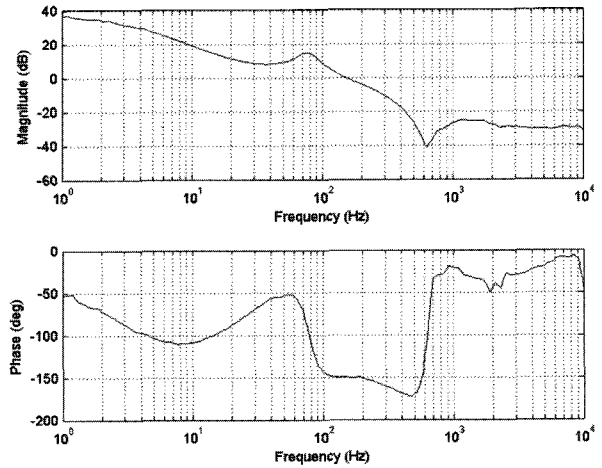


그림 4. 제어 시스템의 개루프 주파수 응답.
Fig. 4. The open-loop frequency response of the control system.

$$C(s) = 2.8 \frac{(s+157)(s+188)(s+440)}{(s+22)(s+38)(s+1885)} \tag{2}$$

로 표현되는 보상기를 얻었다. 그림 4는 보상기 $C(s)$ 를 8비트 마이크로컨트롤러에 구현하여 측정한 손떨림 보정 제어 시스템의 개루프 이득의 주파수 응답이다. 이득 교차 주파수는 약 150Hz이며 30° 정도의 위상 여유가 있음을 확인할 수 있다. 그림 4의 주파수 응답은 보상기 $C(s)$ 를 디지털로 구현한 상태에서 이를 사용하여 측정한 결과이므로 여기에는 디지털 구현에 의한 시간 지연에서 발생하는 위상 감소분이 모두 포함되어 있다.

그림 2에서 보듯이 손떨림 보정 제어기의 기준 입력을 얻기 위해서는 일단 자이로 센서 신호의 출력을 적분해야 한다. 이 때 앞에서 설명한 것처럼 적분하기 전에 고역 통과 필터를 사용하여 우선 센서의 출력에서 DC와 매우 낮은 주파수 성분을 제거할 필요가 있다. 하지만 나머지 주파수 영역에서 고역 통과 필터는 자이로 센서의 출력 신호를 왜곡시키지 않아야 하므로 고역 통과 필터의 차단 주파수 (break frequency)는 가능한 낮은 값으로 설정하는 것이 바람직하다. 이 논문에서는 다음과 같은

$$G_{HPF}(s) = \frac{s}{(s+3.14159)} \tag{3}$$

전달 함수의 고역 통과 필터를 사용하였다. 필터 (3)은 차단 주파수가 0.5Hz 이므로 약 2Hz 이상의 입력 신호의 크기는 거의 영향을 미치지 않지만 위상을 조금 앞당기는 결과를 가져온다. 물론 고역 통과 필터 (3)의 차단 주파수를 더 낮게 설정하면 위상 왜곡을 더 줄일 수는 있지만 고역 통과 필터 (3)의 출력이 수렴하기까지 안정화 시간이 더 길어진다는 단점이 있다. 따라서 이 두 가지 특성을 고려하여 적당한 차단 주파수를 선택해야 한다.

고역 통과 필터 (3)의 출력은 다시 적분기를 거친 다음 카메라의 초점 거리 또는 줌 배율에 따른 이득 K_z 가 곱해진 후 제어기의 기준 입력으로 가해진다. 결과적으로 자이로 센서의 출력은

$$G_F(s) = \frac{s}{(s+3.14159)} \times \frac{K_Z}{s} = \frac{K_Z}{s+3.14159} \quad (4)$$

로 표현되는 필터를 거친 후 제어기의 기준 입력으로 사용된다. 필터 (4)는 차단 주파수가 0.5Hz인 1차 저역 통과 필터이다. 자이로 센서의 출력에서 DC를 제거하기 위해 고역 통과 필터 (3)을 사용했지만 필터 (4)의 출력에는 여전히 DC 성분이 있을 수 있다. 만일 필터 (4)의 출력에 DC 성분이 있으면 카메라의 떨림이 없는 경우에도 이미지 센서의 중심은 광축의 중심으로부터 벗어나 있게 된다. 이런 상태에서는 필요한 전력 소모가 생기며 이미지 센서가 움직일 수 있는 범위가 비대칭이 되므로 좋지 않다. 1차 필터인 (3) 대신에 차수가 더 높은 고역 통과 필터를 사용하면 이런 문제를 해결할 수 있지만 이 경우에는 고역 통과 필터를 통과한 신호의 위상이 더욱 빨라지게 되므로 자이로 센서의 출력이 더욱 왜곡된다. 이 논문에서는 제어를 시작하기 전 미리 설정한 시간 동안 필터 (4)의 출력의 DC 성분을 측정하여 제어기가 동작하는 동안 필터 (4)의 출력에서 측정된 DC 성분을 빼주는 방법으로 제어기 기준 입력의 DC 성분을 제거하였다.

IV. 제어기의 고정 소수점 구현

3장에서 설계한 손떨림 보정 제어 시스템을 8051 기반의 8비트 마이크로컨트롤러인 C8051F411에서 동작하도록 C언어를 사용하여 구현하였다. 부동 소수점 연산을 사용할 수 있다면 사용자는 수를 처리하고 저장하는 과정에 많은 주의가 기울일 필요가 없기 때문에 비교적 어려움 없이 제어기를 구현할 수 있다. 하지만 시장에 나와있는 어떤 8비트 마이크로컨트롤러도 부동 소수점 연산 하드웨어를 가지고 있지는 않다. 물론 소프트웨어 라이브러리를 사용한다면 부동 소수점 연산을 활용할 수 있지만 이 때에는 연산 속도가 너무 느려져서 필요한 제어 샘플링 주파수를 확보하기가 어렵다. 필요한 샘플링 주파수를 확보할 수 있다고 하더라도 부동 소수점 연산을 사용하지 않으면 프로세서의 클럭 주파수를 더 낮추어 전력 소모를 줄일 수 있다. 이런 점을 고려하여 이 논문에서는 C언어의 정수형 연산을 통해 제어기를 구현하였다.

부동 소수점 연산을 사용하면 사용자는 연산 과정에 발생하는 오버플로우 (overflow)나 반올림 오차 등에 관한 걱정 없이 비교적 정확한 연산 결과를 얻을 수 있다. 따라서 부동 소수점 연산의 경우에는 스케일링 (scaling) 방법이나 제어기 구조의 선택이 연산의 정확성에 큰 영향을 주지 않는다. 반면에 고정 소수점 연산은 표현 가능한 숫자의 범위가 제한적이어서 구현된 제어기는 한정된 워드 길이의 영향 (finite wordlength effects)에 민감하므로 고정 소수점 구현 시에는 제어기 구조나 스케일링 인자의 선택이 상당히 중요하다[6,7]. 제어기 출력을 구하기 위한 연산 과정에서 오버플로우가 발생할 수도 있으며 반올림 오차 등이 크게 확대되어 연산 결과에 나타날 수도 있다. 결과적으로 고정 소수점 구현에서는 제어기의 구현 방법에 따라 제어기의 성능이 크게 달라질 수도 있으므로 제어기의 구현은 제어기 설계만큼이나 중요한 부분을 차지한다.

제어 대역폭이 약 150Hz이므로 좋은 성능을 얻기 위해서는 이보다 대략 20배 이상의 샘플링 주파수가 필요하다. 실

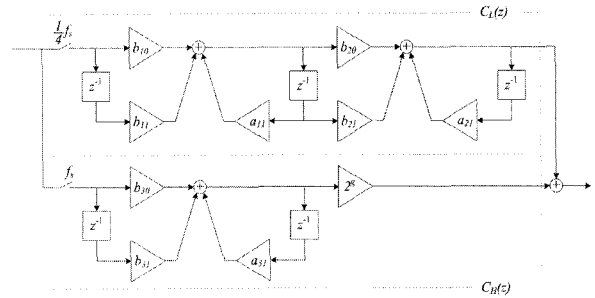


그림 5. 구현된 디지털 제어기의 구조.
Fig. 5. The structure of the implemented digital controller.

험에서는 수평축 및 수직축 제어 루프 모두 4kHz의 샘플링 주파수로 동작하도록 설정하였다. 고정 소수점 연산을 사용할 때에는 일반적으로 직렬형 (cascade form) 구조를 많이 사용하지만 직렬형 구조는 보상기 (2)를 구현하기에는 적합하지 않다. 제어기 C(s)가 샘플링 주파수에 비해서 매우 낮은 주파수의 극점을 포함하고 있기 때문이다. 아날로그 제어기를 이산화할 때 극점의 주파수가 낮을수록 그리고 샘플링 주파수가 높을수록 이산 제어기의 극점은 복소평면 상의 단위원에 가까워진다. 이산 제어기의 극점이 단위원에 매우 가깝게 위치하는 경우에 계수 양자화 오차에 의해 극점의 위치가 미세하게 변하면 그 오차에 의한 극점의 주파수 변화가 매우 커져서 제어 시스템은 계수 양자화 오차에 매우 취약하게 된다. 또한 샘플링 주파수에 비하여 너무 낮은 주파수에 위치하는 극점은 연산 결과에 오차를 일으켜 제어 정밀도를 손상시키는 결과를 가져온다.

이런 문제가 있다고 하더라도 단순히 낮은 주파수의 극점 때문에 제어 샘플링 주파수를 낮출 수는 없다. 제어 샘플링 주파수는 필요한 제어 대역폭을 고려하여 결정하는 것이기 때문이다. 이러한 직렬형 구조의 문제는 병렬형 구조와 다중 샘플링을 사용하여 해결할 수 있다. 병렬형 구조는 제어기를 두 개 이상의 낮은 차수의 전달 함수의 합으로 표현하는 방법이므로 각 부분 제어기의 출력을 계산할 때 서로 다른 샘플링 주파수를 적용할 수 있다는 장점이 있다. 제어기 (2)는 다음과 같이

$$C(s) = C_L(s) + C_H(s) = 200 \frac{(s+92)}{(s+22)(s+38)} + 2.8 \frac{(s+654)}{(s+1885)} \quad (5)$$

두 부분 제어기의 합으로 표현할 수 있다. 여기에서 C_L(s)은 저역 통과 필터의 특성을 가지고 C_H(s)는 고역 통과 필터의 특성을 가진다. 이처럼 C(s)를 두 개의 부분 제어기 C_L(s)와 C_H(s)의 합으로 표현하면 각각의 부분 제어기에 서로 다른 샘플링 주파수를 적용하여 이산화할 수 있다.

그림 5는 제어기 (5)를 이산화하여 구현한 디지털 제어기의 내부 구조를 보여주고 있다. 이 그림에서 f_s는 제어 샘플링 주파수인 4kHz이다. 고역 통과 필터인 C_H(s)는 4kHz의 샘플링 주파수를 사용하여 이산화하였지만 극점의 주파수가 매우 낮은 저역 통과 필터 C_L(s)은 f_s의 1/4인 1kHz를 사용하여 이산화하였다. 따라서 그림 5의 위쪽의 필터 C_L(z)와 아래

쪽 필터 $C_H(z)$ 는 각각 1kHz와 4kHz의 샘플링 주파수로 동작한다. 이 두 필터 출력의 합이 제어 입력으로 가해진다. 이와 같이 $C_L(s)$ 와 $C_H(s)$ 에 서로 다른 샘플링 주파수를 적용할 때 얻을 수 있는 장점은 모의 실험을 통해서 쉽게 확인 가능하다. $C_L(s)$ 와 $C_H(s)$ 를 모두 4kHz의 샘플링 주파수로 이산화시켜 동작시키면서 제어기에 작은 크기의 DC 입력을 가하면 $C_L(s)$ 에 더 낮은 샘플링 주파수를 적용한 경우에 비해 정상 상태에서의 제어기 출력이 더 큰 오차가 생기는 것을 볼 수 있다.

그림 5에서 위쪽과 아래쪽에 위치한 이산 제어기 $C_L(z)$ 과 $C_H(z)$ 의 전달 함수는 각각

$$\begin{aligned} C_L(z) &= \frac{(b_{10} + b_{11}z^{-1})(b_{20} + b_{21}z^{-1})}{(1 - a_{11}z^{-1})(1 - a_{21}z^{-1})} \\ C_H(z) &= \frac{(b_{30} + b_{31}z^{-1})}{(1 - a_{31}z^{-1})} \times 2^k \end{aligned} \quad (6)$$

로 표현된다. 한가지 주의할 점은 제어기 $C_L(z)$ 과 $C_H(z)$ 는 서로 다른 샘플링 주파수로 동작하기 때문에 그림 5의 디지털 제어기의 전달 함수를 (6)에 주어진 두 전달 함수의 합으로 표현할 수는 없다는 것이다. 전체 제어기의 주파수 응답을 구하기 위해서는 두 제어기의 주파수 응답을 각각 구한 다음 동일한 주파수에서 두 제어기의 주파수 응답을 더하는 과정을 거쳐야 한다. bilinear 변환이나 matched pole zero mapping 방법 등을 사용하면 아날로그 제어기를 이산화할 수 있다[8]. 그러나 어떤 이산화 방법을 사용하더라도 (6)의 제어기 계수를 설정하는 방법은 유일하지 않으며 고정 소수점 구현에서는 이 제어기 계수 값을 어떻게 설정하는가에 따라서 제어 결과가 달라질 수 있다. a_{11} , a_{21} , a_{31} 값은 이산 제어기의 극점으로서 이 값은 원래의 아날로그 제어기의 극점과 일대일 대응되기 때문에 유일하게 결정되지만 분자의 계수들인 b_{10} , b_{11} , b_{20} , b_{21} , b_{30} , b_{31} 은 여러 다른 조합이 가능하다. $C_L(z)$ 는 저역 통과 필터의 특성을 가지므로 DC에서 가장 큰 이득을 가진다. 결과에 오버플로우가 발생하지 않는다면 가능한 앞 단의 필터의 DC 이득이 높은 편이 계산 결과가 양자화 오차의 영향이 적게 받는다.

이진수의 의미는 정해진 것이 아니며 우리가 이진수를 어떻게 해석하는가에 따라 달라진다. 고정 소수점 연산을 사용하여 제어기를 구현할 때에는 이진수를 정수로 해석하기 보다는 소수 (fraction)로 해석하는 것이 여러 가지 면에서 편리하다. 이진수 데이터의 LSB 다음에 소수점이 위치한다고 가정하면 이진수 데이터는 정수 값으로 해석되지만 부호 비트, 즉 MSB 바로 다음에 소수점을 위치시키면 이진수 데이터는 ± 1 사이의 값으로 해석된다. 소수형 해석은 고정 소수점 DSP에서 일반적으로 사용되는 방법이기도 하다. 16비트 데이터의 부호 비트 바로 다음에 소수점을 위치시켜 이진 데이터를 해석하는 포맷을 Q15 포맷이라고 한다[7]. Q 다음의 숫자는 소수점 아래에 위치한 데이터의 비트 수를 나타낸다. 정수형이나 소수형 모두 이진수 데이터를 해석하는 방법일 뿐이지만 이에 따라서 곱셈 연산의 결과를 저장하는 방법이 달라진다. C 언어는 소수 데이터 형을 직접 지원하지 않기 때문에 정수형 연산을 통해서 간접적으로 고정 소수점 연산

을 구현해야 한다.

간단한 예제 코드를 참고하여 C 언어의 정수형 연산으로 Q15 포맷의 고정 소수점 연산을 수행하는 방법을 설명한다. 다음은

$$G(z) = \frac{(b_0 + b_1z^{-1})}{(1 - a_1z^{-1})} \quad (7)$$

로 표현되는 필터 $G(z)$ 의 출력을 구하기 위한 함수이다.

```
int first_order_filter(int input)
{
    static int coef[3] = {Q15(0.86), Q15(-0.6333), Q15(0.9543)};
    static int delay[2];
    long sum_of_products;

    sum_of_products = (long)coef[0]*input
                    + (long)coef[1]*delay[0]
                    + (long)coef[2]*delay[1];

    delay[0] = input;
    delay[1] = (int)((sum_of_products+0x4000)>>15);

    return delay[1];
}
```

이 함수는 16비트 입력을 받아 이 입력에 의한 필터 (7)의 출력을 계산하여 반환한다. 배열 coef[]에는 제어기 계수 b_0 , b_1 , a_1 이 차례로 저장된다. 배열 coef[]의 초기화에 사용된 Q15(num)은

```
#define Q15(num) ((32768*num)+0.5)
```

로 정의된 매크로 함수로서, 입력으로 주어진 -1에서 +1 사이의 소수 값을 C 언어의 정수형 변수에 저장하도록 정수로 변환하는 역할을 한다. 변수 sum_of_products에는 차분 방정식을 통하여 계산된 제어기의 출력이 저장되어 있는데 이 값은 16비트 곱들의 합이므로 32비트 길이를 가진다. 이 값은 차후의 연산을 위해 16비트 길이의 변수에 다시 저장되어야 하는데 이 값의 상위 16비트를 저장한다. 이 때 이 값의 상위 16비트를 그대로 저장하면 그 결과가 Q15 포맷이 아닌 Q14 포맷의 값이 되기 때문에 소수점의 위치를 정렬시키기 위해서 변수 sum_of_products 값 전체를 왼쪽으로 한 비트 이동한 후에 상위 16비트를 저장해야 한다. 위 코드에서 확인할 수 있듯이, 이는 변수 sum_of_products 값 전체를 오른쪽으로 15비트 이동시킨 후 남게 되는 17비트 데이터를 16비트 변수에 저장하는 것과 같은 결과가 된다. 변수 sum_of_products 값을 비트 이동하기 전에 0x4000을 더해주는 것은 연산 결과의 하위 15비트를 버리기 전에 반올림하기 위한 것이다. 0x4000을 더해지지 않으면 연산 결과를 저장할 때 항상 버림 연산을 수행하는 것과 같은 효과가 생기는데 이는 제어기의 출력 값에 음의 방향으로 작은 바이어스를 가하는 것과 같이 작용한다. 위 함수는 샘플링 주기마다 한번씩 실행된다.

고정 소수점 DSP의 곱셈기와 ALU는 곱셈 연산과 곱셈 결과의 저장 때에 앞에서 설명한 비트 이동이나 반올림 연산을 자동으로 실행하도록 설계되어 있다. 그러므로 고정 소수점 DSP의 어셈블리 언어를 사용하여 제어기를 구현한다면 앞의

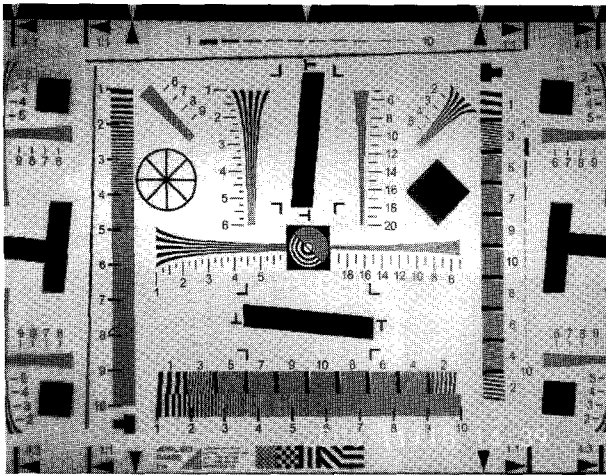


그림 6. 진동이 없는 상태에서 촬영한 ISO 12233 차트.
 Fig. 6. The ISO 12233 chart image taken in the case of no camera shake.

C 코드의 비트 이동이나 반올림을 위하여 0x4000을 더해주는 연산 등은 사용자가 프로그램으로 실행할 필요가 없다. 그러나 이런 기능을 가진 고정 소수점 DSP를 사용하더라도 C 언어로 코딩한다면 사용자가 직접 DSP의 곱셈기와 ALU를 다룰 수 없기 때문에 앞에서 제시한 C 코드의 내용을 실행해야 한다. 앞의 C 코드의 내용은 고정 소수점 DSP가 수행하는 연산 과정을 그대로 C 언어로 옮긴 것이므로 DSP의 어셈블리 언어를 사용하여 필터나 제어를 구현한 경험이 있다면 그 내용을 이해할 수 있을 것이다. 2차 제어기 $C_L(z)$ 도 위의 코드를 응용하여 쉽게 구현할 수 있다.

자이로 센서의 출력 신호로부터 카메라의 진동량을 검출하기 위한 필터 (4) 또한 0.5Hz의 매우 낮은 주파수의 극점을 가지고 있기 때문에 이 필터도 4kHz의 샘플링 주파수로 동작시키기 곤란하다. 이 논문에서는 필터 (4)도 제어 샘플링 주파수의 1/4인 1kHz의 샘플링 주파수로 동작하도록 이산화하였다. 정리하면 자이로 센서의 출력은 1kHz의 주파수로 A/D 변환된 후 필터 (4)를 거쳐서 손떨림 보정 시스템의 기준 입력으로 가해진다. 손떨림 보정 제어기는 내부적으로 저역 통과 필터와 고역 통과 필터의 병렬 형으로 이루어지고 저역 통과 필터는 1kHz의 샘플링 주파수로 동작하고 고역 통과 필터는 4kHz의 샘플링 주파수로 동작한다.

V. 실험 결과

앞에서 설명한 제어기 및 C 코드를 사용하여 8051 기반의 8비트 마이크로컨트롤러 C8051F411로 손떨림 보정 제어 시스템을 구현하였다. 디지털 제어 시스템을 구성하는데 필요한 A/D 변환기와 D/A 변환기는 모두 C8051F411 내부 장치를 사용하였다. 구현한 손떨림 보정 시스템의 성능 평가를 위하여 진동의 진폭과 주파수를 조절할 수 있는 진동 장치를 만들어 카메라를 강제로 진동시키면서 이미지를 촬영하는 실험을 실시하였다. 그림 6은 카메라의 흔들림이 없는 상태에서 촬영한 ISO12233 차트의 이미지이다. 그림 7, 8, 9는 카메라를 수평 방향으로 진동시키면서 손떨림 보정 기능을 활성화시키고 촬영한 이미지와 이 기능을 사용하지 않고 촬영

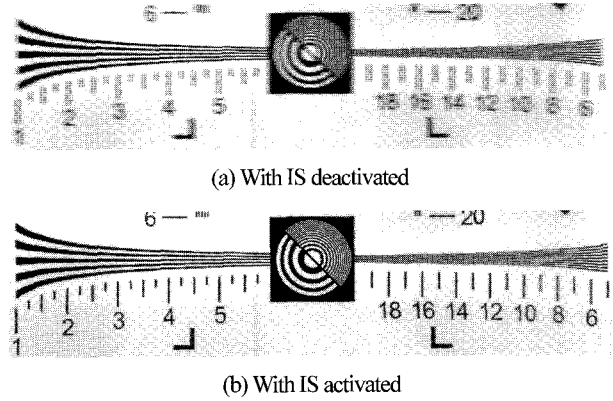


그림 7. 6Hz의 진동을 가한 상태에서 촬영한 이미지.
 Fig. 7. Cropped images taken while the camera was exposed to forced vibration of 6Hz.

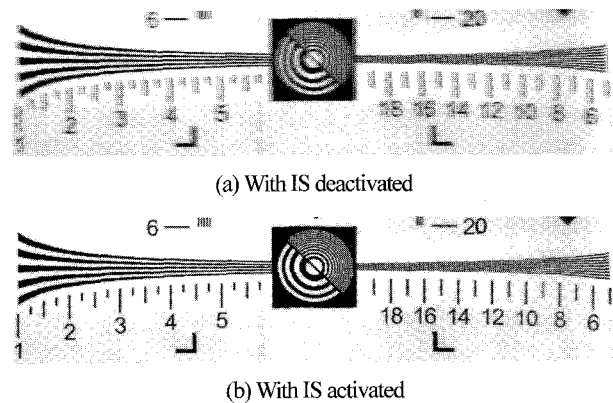


그림 8. 8Hz의 진동을 가한 상태에서 촬영한 이미지.
 Fig. 8. Cropped images taken while the camera was exposed to forced vibration of 8Hz.

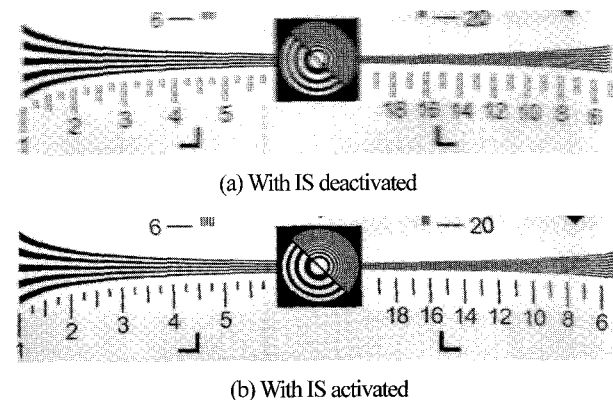


그림 9. 12Hz의 진동을 가한 상태에서 촬영한 이미지.
 Fig. 9. Cropped images taken while the camera was exposed to forced vibration of 12Hz.

한 이미지의 일부를 비교하고 있다. 그림 7, 8, 9는 모두 카메라의 셔터 속도를 1/3 초로 설정한 조건에서 촬영되었으며 이 때 가해진 강제 진동의 진폭은 3도로 모두 동일하다. 이 때 카메라에 가해진 강제 진동의 주파수는 그림 7, 8, 9에서 각각 6Hz, 8Hz, 12Hz이다.

실험 결과에서 손떨림 보정 제어기의 동작 여부에 따라 촬

영된 이미지의 선명도에 분명한 차이가 있음을 확인할 수 있다. $\frac{1}{2}$ 초는 상당히 느린 셔터 속도이므로 외부에서 강제 진동을 가하지 않아도 이렇게 느린 셔터 속도에서는 손떨림 때문에 흐릿한 사진을 얻을 가능성이 상당히 높다. 하지만 손떨림 보정 시스템은 카메라의 흔들림을 효과적으로 보정하기 때문에 이런 느린 셔터 속도에서도 비교적 선명한 사진을 얻을 수 있음을 볼 수 있다. 이 기능을 활성화시키면 이 기능이 없을 때보다 더 느린 셔터 속도를 사용할 수 있어서 비교적 작고 어두운 렌즈를 사용할 수 밖에 없는 소형 카메라에서 손떨림 보정 기능은 매우 효과적이다. 앞에서 제시한 실험 결과는 카메라를 수직 방향으로 진동시키지 않고 수평 방향으로만 진동시키면서 얻은 이미지이다. 그 이유는 단지 실험에 사용한 강제 진동기가 수평과 수직 두 방향으로 동시에 진동을 가할 수 없었기 때문이다. 구현한 손떨림 보정 시스템은 수평 방향과 수직 방향 모두 독립적인 제어 루프를 가지고 있으므로 카메라에 수직 방향의 진동을 가하더라도 유사한 성능을 얻을 수 있었다.

VI. 결론

이 논문에서는 휴대 전화기의 카메라 모듈에 적용할 용도의 이미지 센서 이동식 손떨림 보정 기능을 위한 제어 시스템을 8비트 마이크로컨트롤러 상에서 C 언어의 정수 연산으로 구현하고 실험을 통하여 구현한 시스템의 효과를 확인하였다. 손떨림 보정 제어기를 8비트 마이크로컨트롤러로 구현할 수 있었던 이유는 부동 소수점 연산을 사용하지 않고 C 언어의 정수 연산만을 사용하여 출력을 얻기 위한 계산량을

줄일 수 있었기 때문이다. 따라서 앞으로 이 기술을 상용 휴대 전화에 적용할 때에는 이 기능을 구현하기 위한 별도의 마이크로컨트롤러를 추가로 사용하지 않고 기존의 휴대 전화에 포함되어 있는 프로세서에 이 기능을 추가하는 것도 가능하리라 예상된다. 5장에서 제시한 실험 결과는 정성적인 분석에 기반하고 있어서 손떨림 보정 시스템의 성능을 객관화된 수치로 비교하지는 못하고 있다. 손떨림 보정 시스템의 성능 분석을 위해서는 앞으로 촬영된 이미지의 주파수 분석 등을 통하여 손떨림 보정 시스템 기능을 수치로 평가할 수 있는 방법에 대한 연구가 필요하다고 생각된다.

참고문헌

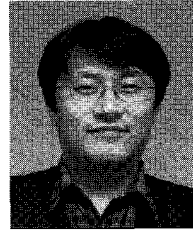
- [1] Wikipedia, "Image stabilization," Available: http://en.wikipedia.org/wiki/Image_stabilization.
- [2] D. Sachs, S. Nasiri, and D. Goehl, "Image stabilization technology overview," Available: http://www.invensense.com/shared/pdf/ImageStabilizationWhitepaper_051606.pdf.
- [3] Y. Toyoda, "Image stabilizer," *U.S. Patent* 6064827, 2000.
- [4] M. Yamamoto, Y. Yoko, and S. Haga, "Image stabilization apparatus," *U.S. Patent* 7164531, 2007.
- [5] K. Washisu "Image stabilization device," *U.S. Patent* 5245378, 1993.
- [6] H. Hanselmann, "Implementation of digital controllers-A Survey," *Automatica*, vol. 23, no. 1, pp. 7-32, 1987.
- [7] *Digital Control Applications with the TMS320 Family*, Texas Instruments, 1991.
- [8] K. Ogata, *Discrete-Time Control Systems 2/e*, Prentice Hall, 1994.



문정호

1969년 3월 8일생. 1991년 서울대학교 제어계측공학과 졸업. 1998년 한국과학기술원 전기및전자공학과 석사, 2004년 박사. 2003년부터 강릉대학교 전자공학과 재직중. 현재는 부교수. 관심분야는 디스크 드라이브 서보 시스템, 디지털

제어, 임베디드시스템.



정수열

1963년 9월 13일생. 1986년 서울대학교 전기공학과 졸업. 1989년~현재 삼성전자 근무. 모터 제어기, 캠코더 제어 시스템, 광 디스크 드라이브 제어 시스템 등 많은 제어 시스템 개발 과제 수행. 현재 삼성전자 디지털 미디어 사업부 수석

연구원. 관심분야는 제어 시스템, 전력 전자, 아날로그 회로 설계.