

論文 2002-39SD-9-8

완전차동용량형 압력센서를 위한 적분형 C-V 변환기

(Integral C-V Converter for a Fully Differential Capacitive Pressure Sensor)

李大成*, 金奎喆**, 朴孝德*

(Dae Sung Lee, Kyu-Chull Kim, and Hyo-Derk Park)

요 약

본 논문에서는 용량형 압력센서의 비선형성 문제를 해결하기 위한 적분형 C-V 변환기를 제안하였다. 이 변환기는 스위치 커패시터 적분기와 스위치 커패시터 차동증폭기로 구성되어 있으며 인가된 압력에 반비례하는 센서용량을 전압으로 변환하여 선형적으로 출력한다. 제안된 적분형 C-V 변환기는 PSPICE 시뮬레이션에서 초기 전극간격의 90%에 해당하는 큰 변위에 대해서 0.01%/FS 이하의 매우 낮은 비선형도와 오프셋 용량 및 기생용량에 둔감한 우수한 특성을 보였다. 또한 센서신호처리의 필수기능인 오프셋 보정 및 이득조정이 적분형 C-V 변환기에서 용이하게 구현됨을 보였다.

Abstract

An integral C-V converter is proposed to solve the nonlinearity problem of capacitive pressure sensors. The integral C-V converter consists of a switched-capacitor integrator and a switched-capacitor differential amplifier. It converts the sensor capacitance change which is inversely proportional to an applied pressure into a linear voltage output. Various PSPICE simulations prove that the convertor has excellent characteristics, such as low nonlinearity less than 0.01%/FS and low sensitivity to parallel offset capacitance and parasitic capacitance for the displacement range of sensor diaphragm set to 0 ~ 90% of the initial distance between the electrodes in the simulation. We also show that the offset compensation and the gain trimming are easily achieved with the integral C-V converter.

I. 서 론

압력센서는 자동차를 비롯하여 의료, 산업계측, 환경, 우주항공 그리고 군수 등 산업전반에 걸쳐 다양하게

* 正會員, 電子部品研究院, 나노메카트로닉스연구센터
(Korea Electornics Technology Institute, Nano-Mechtronics Research Center)

* 正會員, 檀國大學校 電子·컴퓨터工學科
(Dankook University, Dept. of Electrical, Electronics & Computer Engineering)

接受日字: 2002年3月21日, 수정완료일: 2002年8月31日

적용되고 있다. 이러한 응용분야에서는 정밀도가 높고 대량생산이 가능하며 가격이 낮은 센서가 요구된다.^[1] 최근 마이크로머시닝 기술과 반도체 집적기술의 발전으로 이러한 요구에 적합한 반도체식 마이크로 압력센서의 생산이 가능해졌다. 반도체식 마이크로 압력센서는 매우 미약한 신호를 발생하므로 고성능 저잡음 회로의 사용이 필수적이다. 센서의 최종출력을 내는 신호처리회로는 오프셋 보상, 이득 조정, 온도보상 및 비선형 보정 등의 기능을 수행하므로 센서의 성능은 이 신호처리회로에 의해 크게 좌우된다. 이에 따라 마이크로 압력센서와 더불어 집적화된 신호처리회로의 성능개선을 위한 많은 연구가 진행되고 있다.^[2-4]

압저항형 압력센서는 선형성이 뛰어나지만 낮은 감도와 2000ppm/°C 이상 높은 압저항계수의 TCR (Temperature Coefficient of Resistance) 특성 때문에 정밀한 온도보상회로와 과도한 보정공정이 요구된다.^[5] 이와 달리 정전용량형 압력센서는 압저항형에 비해 10~20배의 고감도특성과 100ppm/°C 이하의 낮은 온도계수를 갖고,^[6] 그리고 저소비전력의 장점을 갖고 있어 최근에 개발되고 있는 대부분의 압력센서는 이 방식을 채택하고 있다. 그러나 패키징 및 배선 등에 의한 오프셋과 기생용량이 상대적으로 크며 압력에 반비례하는 용량변화에 따른 비선형 특성을 갖고 있다.

정전용량형 압력센서의 오프셋과 기생용량의 영향을 줄이기 위해 차동모드의 센서구조와 신호처리회로가 제안되었다.^[7,8] 차동모드의 센서구조는 기생용량의 영향을 상쇄시키고 선형성을 증가시킨다. 그러나 여전히 선형범위가 제한적이기 때문에 변위가 클 경우 비선형 보정이 필요하다. 최근에 들어 센서신호처리에 혼합신호 CMOS 회로적용이 용이해짐에 따라 디지털회로와 메모리를 사용하는 비선형 보정방식인 룩업표(look-up table), 비선형 인코딩, 구간별 비선형근사(piecewise nonlinear fitting) 등의 비선형보정 방법이 제안되었다.^[9] 이러한 방식은 온도, 센서의 기계적 특성, 증폭기 등의 여러 원인에 의해 발생하는 모든 비선형성에 대응할 수 있으나 해상도를 높이려면 많은 메모리와 복잡한 신호처리회로가 필요하다는 단점을 갖고 있다.

정전 용량형 압력센서가 가지고 있는 비선형성의 주원인은 센서 신호처리회로의 출력이 압력에 반비례하는 용량변화에 비례하기 때문이다. 따라서 신호처리회로의 출력이 압력에 따른 변위에 비례하도록 하는 것이 바람직하다. 센서 커패시터가 피드백 커패시터 역할을 하는 적분기를 사용하면 출력이 압력에 비례하는 C-V 변환기를 구현할 수 있다.

따라서 본 논문에서는 적분형 C-V 변환기를 제안하고 이를 완전차동모드의 용량형 압력센서에 적합한 형태의 회로를 설계하였다. 이 적분형 C-V 변환기의 적분회로와 차동 증폭회로는 스위치 커패시터 CMOS 회로로 구현하였으며 센서 신호처리에 필수적인 오프셋보정 및 이득조정 기능을 부가하였다. 설계된 C-V 변환기의 성능은 광범위한 SPICE 시뮬레이션을 통해 검증되었다.

II. 완전차동용량형 압력센서와 C-V 변환기 회로

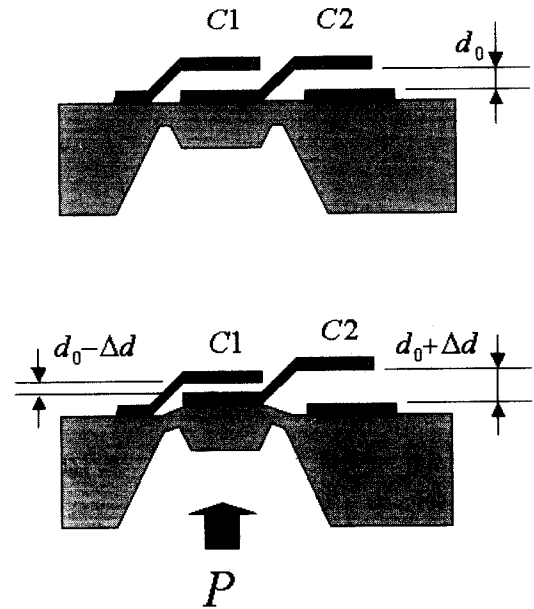


그림 1. 완전차동용량형 압력센서의 구조
Fig. 1. The structure of a fully differential capacitive pressure sensor.

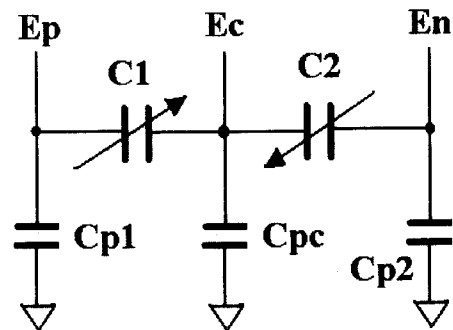


그림 2. 완전차동용량형 압력센서의 등가회로
Fig. 2. Equivalent circuit of a fully differential capacitive pressure sensor

그림 1은 본 연구에서 적용한 완전차동용량형 압력센서의 구조를 보이고 있다. C1은 압력에 의해 변형되는 다이어프램 상에 있고 C2는 변형되지 않는 실리콘 기판 상에 있다. 이 압력센서는 C1의 두 전극을 평행하게 유지하기 위한 중앙보스(center-boss)를 가지고 있다. 그림 2는 이에 대한 등가회로로 기생성분 Cp1,

Cp1, Cp2를 함께 표시하였다. 압력 P가 그림 1과 같은 방향으로 인가되면 C1의 전극거리 d1이 Δd 만큼 감소하여 용량이 증가하고 동시에 C2의 전극거리 d2는 같은 거리인 Δd 만큼 증가하여 용량이 감소하게 된다.

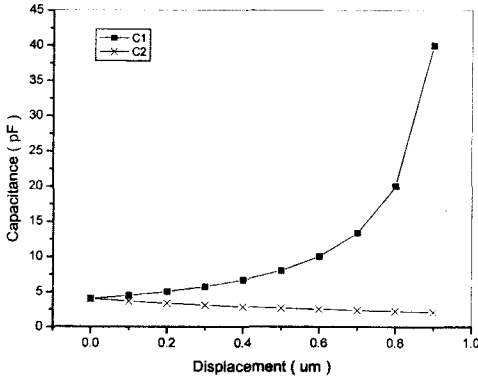


그림 3. 센서의 변위에 따른 용량변화, 초기값 C₀ = 4pF, d₀ = 1μm.

Fig. 3. Capacitance change as a function of distance between two electrodes of a sensor. Initial values are C₀=4pF and d₀ = 1μm.

일반적으로 압력에 의한 다이어프램의 변위는 압력 P에 비례한다.^[10,11] 따라서 신호처리회로의 출력을 변위량 Δd에 비례하도록 만드는 것이 필요하다. 변위량 Δd는 압력과 온도의 함수이므로

$$\Delta d = kP f(T) \tag{1}$$

으로 표현할 수 있다. 이 식의 k는 비례상수이고 P는 압력, T는 온도이다. 그림 3은 초기용량 C₀가 4pF인 센서의 전극의 거리에 따른 C1과 C2의 용량변화를 계산한 것으로 커패시터의 용량이 전극 거리에 반비례하기 때문에 센서의 변위량에 따른 C1과 C2의 용량변화량은 변위가 커질 경우 현저히 차이가 난다. 따라서 기존 방식의 용량 비례형 C-V 변환기에서는 선형성을 확보하기 위해서 센서의 변위량을 아주 작게 제한하여야 한다.^[12-14]

C1과 C2의 용량차이는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$C_1 = \epsilon \frac{A}{d_0 - \Delta d} \tag{2}$$

$$C_2 = \epsilon \frac{A}{d_0 + \Delta d} \tag{3}$$

$$\Delta C = C_1 - C_2 = 2\epsilon A \frac{\Delta d}{d_0^2} \left(1 - \left(\frac{\Delta d}{d_0} \right)^2 \right)^{-1} \tag{4}$$

여기에서 ε은 유전율, 그리고 A는 C1과 C2의 면적을 나타낸다. 1% 이하의 비선형성을 확보하기 위해 식(5)와 같이 변위량을 최대허용변위량의 10% 이하로 제한하면, 센서 커패시터의 용량변화는 식(6)과 같이 근사할 수 있다.

$$\frac{\Delta d}{d_0} \leq 0.1 \tag{5}$$

$$\Delta C \approx 2\epsilon A \frac{\Delta d}{d_0^2} \tag{6}$$

여기에서 최대허용변위량은 용량형 센서의 구조적 한계인 초기 전극의 거리 d₀이다. 결국 용량 비례형 C-V 변환기를 사용할 경우 센서의 변위 폭이 제한됨으로써 인가되는 압력범위가 작아지고 이에 따라 해상도와 감도가 떨어지는 단점을 갖게 된다.

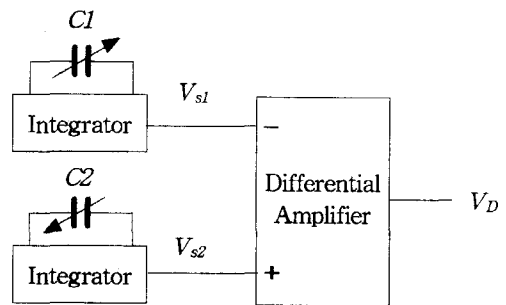


그림 4. 적분기를 적용한 C-V 변환기의 구조
Fig. 4. A block diagram of an integral C-V converter using the sensor for a feedback capacitor.

반면에 센서를 적분기의 피드백 커패시터로 사용하면 적분기의 출력전압이 센서용량에 반비례하기 때문에 두 전극사이의 거리에 비례하는 C-V 변환기를 구성할 수 있다. 그림 4는 두 개의 적분기와 차동증폭기로 구성된 적분형 C-V 변환기의 구성도이다. 이 회로의 동작원리는 다음과 같다. C1이 피드백 커패시터로 사용된 적분기의 출력 V_{S1}은

$$V_{S1} = \frac{1}{C1} \int_0^{T_{INT}} I_k dt + V_{OFF} \tag{7}$$

이다. 여기에서 I_k는 C1에 인가된 정전류, T_{INT}는 적

분시간이며 V_{OFF} 는 오프셋 전압이다. 이 식의 적분을 수행하면

$$V_{S1} = I_k T_{INT} \frac{1}{C1} + V_{OFF} \quad (8)$$

$$= k(d_0 - \Delta d) + V_{OFF} \quad (9)$$

이 된다. 여기에서 상수 $k = \frac{I_k T_{INT}}{\epsilon A}$ 이다. 마찬가지로 C2에 대해서도 인가전류와 적분시간을 같게 하여 정리하면

$$V_{S2} = k(d_0 + \Delta d) + V_{OFF} \quad (10)$$

를 얻는다. 따라서 차동증폭기의 출력 V_D 는

$$V_D = V_{S2} - V_{S1} = 2k\Delta d \quad (11)$$

으로 오프셋 전압은 상쇄되어 없어지고 압력에 의한 변위량 Δd 에 비례하게 된다. 이와 같이 적분형 C-V 변환기는 용량형 압력센서의 선형성을 완전히 확보할 수 있으므로 이론적으로 입력범위가 최대허용변위까지 가능해진다.

III. 스위치 커패시터를 적용한 적분형 C-V 변환기

그림 1의 압력센서는 일반적인 용량형 압력센서와 달리 두 커패시터가 전기적으로 분리되어 있지 않기 때문에 그림 4와 같이 간단하게 적분기를 적용할 수 없다. 따라서 본 논문에서 제안된 적분형 C-V 변환기의 적분기에서는 그림 5와 같이 MOS 스위치를 사용하여 C1과 C2가 교대로 연결되도록 하였다. 이 회로는 C1과 C2가 바이어스회로와 연산증폭기를 공유하기 때문에 오프셋 영향에 강하고 CMOS 스위치 커패시터 회로를 적용하기 때문에 온도특성 및 잡음에 강하다.

CK2는 스위치 커패시터 적분기의 2-위상 비중첩(non-overlapping) 클럭으로 적용하였다. 적분기회로의 동작은 다음과 같다. CK1이 'Low'인 동안 C1이 활성화된다. 이 때 CK2가 'High'가 되면 C_B 는 M6을 통해 방전되어 전위가 '0V'가 되고 동시에 C1도 M3에 의해 방전 상태가 된다. 따라서 V_S 는 비반전단자의 전압인 V_G 와 같게 된다. CK2가 'Low'로 바뀌고 $\overline{CK2}$ 가 'High'가 되면 M6가 OFF되고 M5가 ON되어 C_B 가 V_G 만큼 충전되고 C1에는 같은 양의 전하가 충전된다. 따

라서 C1의 크기에 반비례하는 V_S 를 얻는다. 같은 방법으로 CK1이 'High'일 때 C2가 활성화되어 C2에 의한 V_S 를 얻는다.

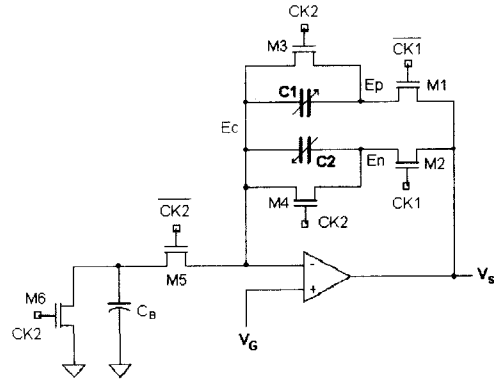


그림 5. 공통전극이 있는 완전차동용량형 압력센서를 위한 적분기 회로

Fig. 5. The Integrator circuit for the fully differential capacitive pressure sensor with a common electrode.

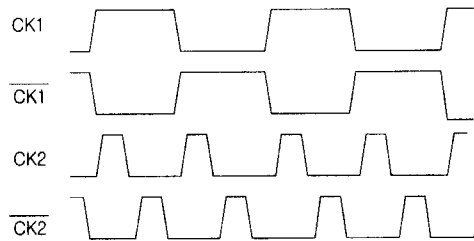


그림 6. 제어 클럭신호 CK1과 CK2

Fig. 6. Control clocks CK1 and CK2 : CK2 is a two phase non-overlapping clock.

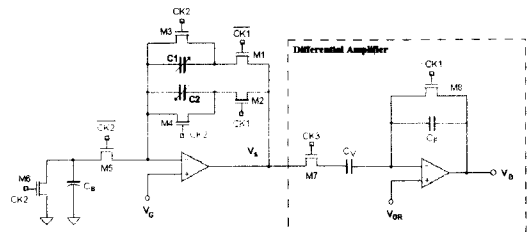


그림 7. 적분기와 차동증폭기로 구성된 적분형 C-V 변환기의 전체회로

Fig. 7. An integral C-V converter composed of an integrator and a differential amplifier.

CK1이 'Low'일 때 C1에 의한 출력전압을 V_{S1} 이라고

하고 CK1이 'High'일 때 C2에 의한 출력전압을 V_{S2} 라고 하자. 먼저 V_{S1} 은

$$V_{S1} = \frac{1}{C1} \int_0^T i_B dt + V_G \quad (12)$$

이다. 여기에서 i_B 는 C_B 로 흘러 들어가는 전류를 나타낸다. 적분시간(T)이 충분하여 C_B 가 V_G 로 충전되면 적분전류의 평균값은

$$i_{B\text{ avg}} = \frac{C_B V_G}{T} \quad (13)$$

이다. 이를 이용하여 식(12)를 다시 풀면

$$\begin{aligned} V_{S1} &= C_B V_G \frac{1}{C1} + V_G \\ &= \frac{C_B V_G}{\epsilon A} (d_0 - \Delta d) + V_G \end{aligned} \quad (14)$$

이 된다. V_{S2} 도 마찬가지로 구하면

$$V_{S2} = \frac{C_B V_G}{\epsilon A} (d_0 + \Delta d) + V_G \quad (15)$$

이 된다.

식(14)와 식(15)의 d_0 와 V_G 를 상쇄시키기 위해 그림 7과 같이 스위치 커패시터 차동증폭기를 적용하였다. M7의 샘플링 시점은 V_{S1} 과 V_{S2} 가 안정된 상태가 된 후이어야 하기 때문에 M7에 인가되는 CK3은 $\overline{\text{CK2}}$ 보다 폭이 좁은 클럭을 적용하였다. 스위치 커패시터 차동증폭기의 동작은 다음과 같다. CK1이 'High'일 때 C_F 는 방전되고 CK3과 M7을 통해 C_V 에 V_{S2} 가 샘플링된다. 이 후 CK1이 'Low'가 되면 CK3가 'High'일 때 C_V 에 V_{S1} 이 인가된다. 이 때 V_{S2} 와 V_{S1} 의 차이에 해당하는 전하가 C_F 에 충전되어 차동증폭 동작을 수행한다. 이를 수식으로 정리하면 다음과 같다.

$$Q1 = (V_{S1} - V_{OR})C_V \quad (16)$$

$$Q2 = (V_{S2} - V_{OR})C_V \quad (17)$$

$$\Delta Q = C_V (V_{S2} - V_{S1}) = C_F (V_D - V_{OR}) \quad (18)$$

위 식을 정리하면

$$\begin{aligned} V_D &= \frac{C_V}{C_F} (V_{S2} - V_{S1}) + V_{OR} \\ &= \frac{2C_B V_G C_V}{\epsilon A C_F} \Delta d + V_{OR} \end{aligned} \quad (19)$$

이 되어 변위에 비례한 출력을 얻을 수 있다. 단전원 연산증폭기를 적용할 경우 항상 V_{S2} 가 V_{S1} 보다 커야 하고 0V보다 큰 V_{OR} 이 필요하다.

용량형 압력센서는 제조공정오차, 패키징 및 주변 기생성분에 의해 오프셋이 발생하고 감도가 크게 변하기 때문에 신호처리회로에 이에 대한 조정기능을 추가하는 것이 필요하다. 이를 위해 차동증폭기를 그림 8과 같이 V_{OC} 를 인가할 수 있도록 수정하였다. V_{OC} 의 전압을 입력이 인가되지 않는 상태의 차동증폭기의 출력전압 V_{D0} 가 V_{OR} 과 같아지도록 구하면 다음과 같다.

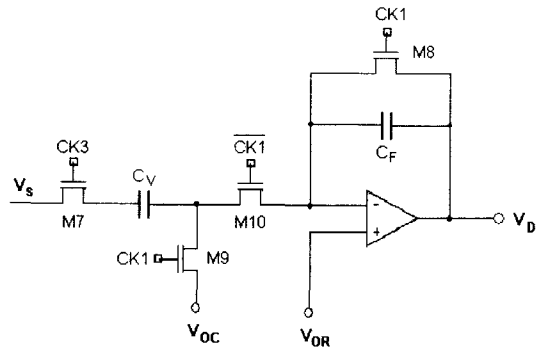


그림 8. 오프셋보상과 이득조정 기능이 추가된 차동증폭기 회로

Fig. 8. Differential amplifier modified for offset compensation and gain adjustment.

$$\begin{aligned} \Delta Q_{OFF} &= C_V [(V_{S20} - V_{OC}) - (V_{S10} - V_{OR})] \\ &= C_F (V_{D0} - V_{OR}) \end{aligned} \quad (20)$$

$$V_{D0} = \frac{C_V}{C_F} [(V_{S20} - V_{S10}) + (V_{OR} - V_{OC})] + V_{OR} \quad (21)$$

$$V_{OC} = (V_{S20} - V_{S10}) + V_{OR} \quad (22)$$

여기서 V_{S10} 과 V_{S20} 은 입력이 인가되지 않는 상태에서의 V_{S1} 과 V_{S2} 의 전압이다. 따라서 $C1$ 과 $C2$ 의 오프셋이 발생하지 않으면 V_{S10} 과 V_{S20} 은 같은 전압을 갖고 V_{D0} 는 V_{OR} 과 같다. 그러나 센서의 오프셋에 의해 V_{S10} 과 V_{S20} 이 차이가 나고 이것에 의해 V_{D0} 에 오프셋 전압이 발생한다. 이 때 식(22)과 같이 V_{OC} 를 조정하면 식(21)에서 좌변의 첫 항이 0이 되어 V_{D0} 가 오프셋 전압이 보상되어 V_{OR} 이 된다.

오프셋의 원인 중 센서 전극의 초기 거리 d_0 에 의한 오차는 식(19)와 같이 선형성분이기 때문에 V_{OC} 에 의해 쉽게 보정된다. 그러나 $C1$ 과 $C2$ 에 병렬로 연결되는 기

생용량에 의한 오프셋은 오프셋 전압의 변화, 감도 및 선형성 저하를 초래하므로 이에 대해 적분형 C-V 변환기의 성능평가가 필요하다.

IV. PSPICE 시뮬레이션에 의한 성능평가

본 연구에서 제안된 적분형 C-V 변환기의 성능을 알아보기 위해 0.6 μ m CMOS 공정 파라미터를 사용하여 PSPICE로 시뮬레이션을 수행하였다. 이 회로는 단전원을 사용하였고 연산증폭기는 그림 9와 같이 간단한 2단 CMOS 연산증폭기로서 DC이득이 70dB, 위상여유(phase margin)는 88°, 슬루율(slew rate)이 3V/ μ s인 것을 사용하였다. 입력센서의 응답속도는 수백 Hz 이하이므로 CK1으로 Duty 비가 50%이고 주파수가 50KHz인 펄스를 사용하였고, CK2와 CK3은 100KHz의 비중첩 클럭을 인가하였다. V_G 와 V_{OR} 은 0.5V로 고정하고 상온에서 시뮬레이션을 수행하였다. V_{OR} 은 센서 출력전압의 범위의 최소값에 의해 정해지는데 본 연구에서는 센서출력전압을 0.5V에서 4.5V로 정하였기 때문에 0.5V를 인가하였다. V_G 는 식(14), 식(15)와 같이 적분형 C-V 변환기의 감도에 해당되는 것으로 높을수록 감도가 좋아지는데 반면 출력전압이 제한적이므로 센서의 허용범위가 작아지게 된다. 따라서 C_B 의 용량을 고려하여 센서전극의 변위범위가 90%가 되도록 0.5V로 정하였다.

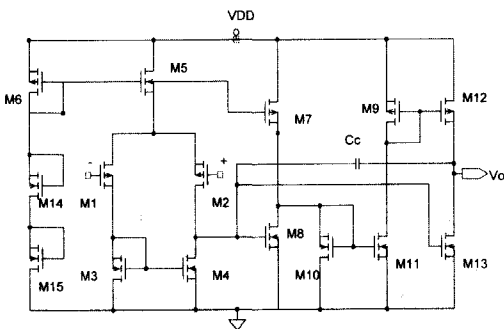


그림 9. 2단 CMOS 연산증폭기
Fig. 9. 2 stage CMOS operational amplifier

1. 변위에 따른 출력특성과 선형성

그림 10는 60 μ s 동안의 동작파형을 보여 주는 시뮬레이션 결과로 그림 10(c)의 CK1과 $\overline{CK1}$ 은 간단히 반전된 클럭이고 그림 10(b)의 CK2와 $\overline{CK2}$ 는 두위상

비중첩 클럭이다. 그리고 CK3은 CK2의 'High' 펄스에 포함되는 클럭임을 확인할 수 있다. 그림 10(a)의 파형에서 V_S 의 홀수 번째 펄스는 V_{S2} 이고 짝수 번째 펄스는 V_{S1} 이다. CK1이 'Low'이고 CK3이 'High'일 때 V_D 가 펄스 형태로 출력되고 있다. 이를 샘플링 하여 저역 통과 평활회로를 거치면 연속적인 센서출력을 얻을 수 있다.

표 1. 시뮬레이션에 사용된 상수 및 변수의 값
Table 1. Constants and Variables for simulation

items	values
C_0	4 pF
d_0	1 μ m
Δd	0~0.9 μ m(0~90%)
V_G	0.5 V
V_{OR}	0.5 V

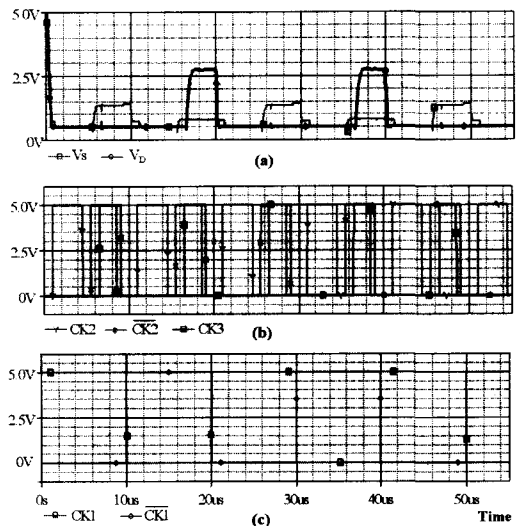


그림 10. PSPICE 시뮬레이션 결과. $\Delta d = 0.5 \mu$ m.
Fig. 10. PSPICE Simulation result at $\Delta d = 0.5 \mu$ m.

그림 11은 표 1과 같은 조건으로 시뮬레이션을 수행한 결과이다. 적분형 C-V 변환기는 0~0.9 μ m의 변위에 대해 0.5V~4.5V의 전압을 선형적으로 생성하여 0.01% 이하의 비선형성 특성을 보였다. 최대 변위인 0.9 μ m에 대하여 $C1$ 은 40pF이상으로 커지고 $C2$ 는 2.5pF 이하로 작아진다. 이와 같이 센서의 용량은 매우 큰 폭으로 변하고 비대칭이기 때문에 그림 11의 $V2$ 와 같이 용량비례형 C-V 변환기는 변위가 d_0 의 10%이상이 되면 적분

형 C-V변환기와 비해 매우 큰 오차를 갖는다. 반면 V1과 같이 적분형 C-V변환기는 큰 폭으로 변하는 용량형 센서에 있어서도 매우 뛰어난 선형성을 갖는다는 것을 확인하였다.

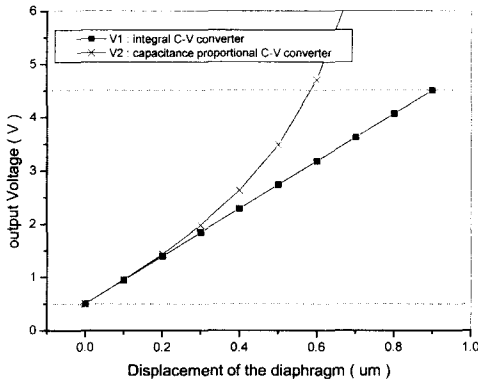


그림 11. 압력센서의 변위량에 따른 적분형 C-V 변환기와 용량비례형 C-V변환기의 출력특성 비교

Fig. 11. Output characteristics of an integral C-V converter and a capacitance proportional C-V converter.

2. 기생성분의 영향 평가

그림 2의 접지에 연결된 기생성분(Cp1, Cpc, Cp2)에 의해 발생하는 적분형 C-V변환기의 특성변화를 평가 하였다. 기생성분을 동상모드와 차동모드로 나누어 센서의 초기용량인 C0의 4배까지 변화시켰고, 압력에 의한 변위가 최대허용변위의 50%와 20%일 때 각각에 대해 시뮬레이션 하였다. 차동모드에서는 Cpc를 10pF으

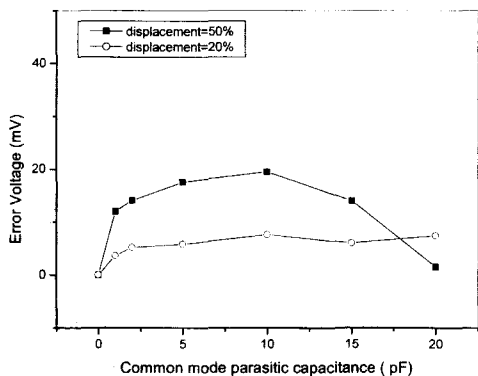


그림 12. 동상모드 기생캐패시턴스에 의한 에러 Fig. 12. Error voltage due to common mode parasitic capacitance.

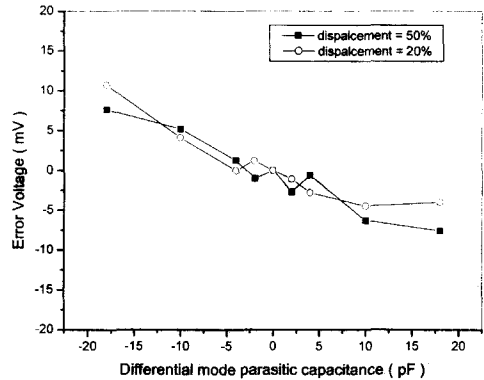


그림 13. 차동모드 기생캐패시턴스에 의한 에러 Fig. 13. Error voltage due to differential mode parasitic capacitance.

로 고정하고 이를 기준하여 Cp1과 Cp2를 각각 ±20pF 까지 반대방향으로 변화시켰다. 그림 12과 그림 13의 시뮬레이션 결과와 같이 동상모드의 에러전압은 최대 20mV이었고 차동모드의 경우 에러전압은 ±10 mV 이 하였다. 이 결과로부터 적분형 C-V변환기가 접지와 연결된 기생성분에 강한 특성을 갖는다는 것을 확인할 수 있다.

3. 오프셋 용량의 영향 평가

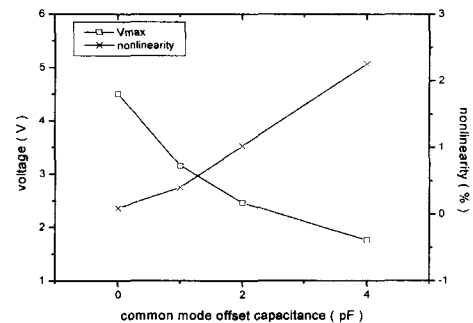


그림 14. 동상모드 오프셋용량의 영향에 의한 최대출력전압과 비선형성의 특성변화 Fig. 14. Maximum voltage and nonlinearity affected by the common mode offset capacitance.

센서와 병렬로 연결되는 기생용량성분과 제작공정의 오차로 발생하는 오프셋 용량에 의한 특성변화를 알아보기 위해 병렬 오프셋을 동상모드와 차동모드로 나누어 인가하고 시뮬레이션을 하였다. 오프셋의 범위는 C0인 4pF까지였고 변위는 90%까지였다. 시뮬레이션 결과를 동상모드의 경우 그림 14에, 차동모드의 경우는 그

림 15에 각각 나타내었다. 동상모드 오프셋은 출력전압을 감소시키는 이득감소 현상을 보였고 차동모드 경우 오프셋 전압을 증가시켰다. 오프셋과 이득은 그림 8의 보정회로로 조정이 가능하다. 그러나 동상모드와 차동모드 오프셋의 가장 큰 문제점은 비선형성을 증가시키는 것이다. 특히 동상모드의 경우 C_0 과 같은 4pF의 오프셋에서 2%를 넘는 비선형성을 보였다. 이것은 센서에 병렬로 연결되는 오프셋 용량이 용량비례형 C-V 변환기와 달리 적분형 C-V 변환기에서는 서로 상쇄되지 않기 때문에 발생하는 것으로 오프셋 용량의 발생을 최소화하는 센서 설계와 패키징이 필요하다.

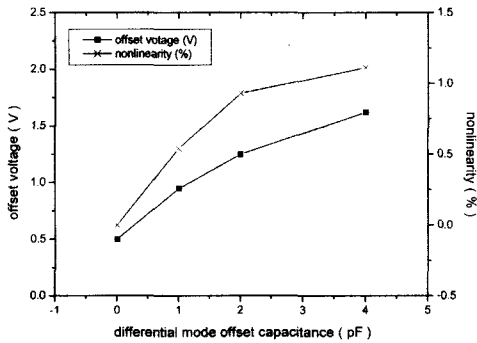


그림 15. 차동모드 오프셋용량의 영향에 의한 오프셋 전압과 비선형성의 특성변화
Fig. 15. Offset voltage and nonlinearity affected by the differential mode offset capacitance.

4. 오프셋 보상 및 이득조정

동상모드 오프셋의 경우 오프셋 전압은 발생하지 않고 이득만 감소하기 때문에 식(19)에서와 같이 V_G 를 조정하여 보정이 가능하다. 차동모드의 경우 오프셋 전압이 변하기 때문에 그림 8과 식(22)에 보인 바와 같이 V_{oc} 의 조정이 필요하다. 적분형 C-V 변환기가 오프셋 보상과 이득조정이 가능한지 평가하기 위해 C1과 C2에 각각 1pF의 차동모드 오프셋 용량을 인가하여 보정을 수행하였다.

그림 16에 나타난 바와 같이 C1에 1pF의 오프셋이 인가되었을 때 오프셋 전압이 0.5V 증가하여 1V가 되었다. 식(22)에 의해 V_{oc} 를 0.6V로 조정한 결과 오프셋 전압을 0.5V로 낮아졌다. 이에 따라 최대전압 V_{max} 가 같이 낮아져 V_G 를 0.55V로 조정함으로써 이득을 맞추었다. 그림 17은 C2에 1pF의 오프셋이 발생하였을 때의 보정결과를 보여 주는 것으로 V_{oc} 는 0.39V, V_G 는

0.63V로 조정하였다.

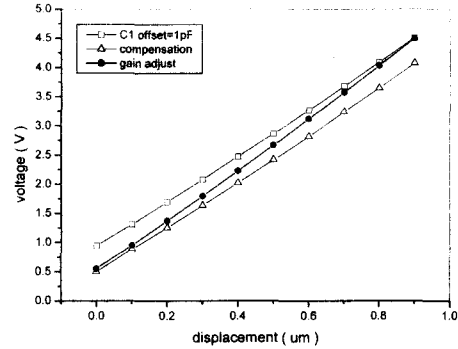


그림 16. C1의 1pF 병렬 오프셋용량에 의한 영향과 이에 대한 오프셋 전압보상과 이득조정
Fig. 16. Effects due to 1pF parallel offset capacitance of C1. It is compensated by offset voltage and gain trimming.

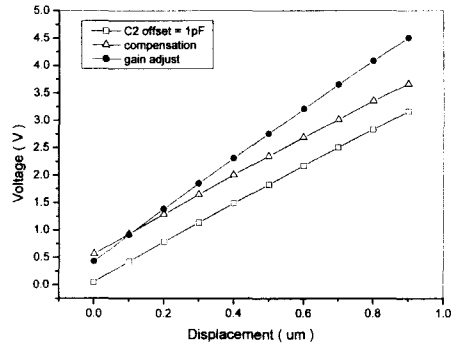


그림 17. C2의 1pF 병렬 오프셋용량에 의한 영향과 이에 대한 오프셋 전압보상과 이득조정
Fig. 17. Effects due to 1pF parallel offset capacitance of C2. It is compensated by offset voltage and gain trimming.

V. 결 론

본 논문은 완전차동용량형 압력센서에 적용할 수 있는 적분형 C-V 변환기를 설계하고 평가하였다. 적분형 C-V 변환기의 성능평가를 위한 시뮬레이션에서 초기 전극간격의 0~90%의 큰 변위에 대해서 비선형도가 0.01%/FS 이하의 매우 뛰어난 특성을 확인하였다. 그리고 기생성분의 영향에 매우 강한 특성을 갖는 것과 오프셋 보정과 이득조정이 가능함도 확인하였다.

용량비례형 C-V 변환기와 달리 적분형 C-V 변환기는 출력이 변위에 비례하기 때문에 변위를 제한할 필요가 없다. 이를 적용한 압력센서는 높은 선형성과 해

상도를 갖게 되었고 더 작은 면적으로 같은 용량을 구현할 수 있으므로 소형화에 유리하다. 또한 적분형 C-V 변환기는 압력 센서 이외에도 가속도 센서, 변위 센서 등 다양한 용량형 센서에 적용이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] M.M. O. Lee, "Merged technology on MEMS", *Proceedings of IEEE Electron Devices Meeting*, Hong Kong, 1997, pp. 128~135.
- [2] Giuseppe Ferri, P.D. Laurentis, "A novel low voltage low power oscillator as a capacitive sensor interface for portable applications", *Sensors and Actuators*, 76(1999), pp. 437~441
- [3] J.M. Borkey, K.D. Wise, "Integrated signal conditioning for pressure sensor", *IEEE Trans. Electron Devices*, ED 26 (1979), pp. 1906~1910.
- [4] H.J. Kress, F. Bantien, J. Marek, M. Williwan, "Silicon pressure sensor with integrated CMOS signal conditioning circuit and compensation of temperature coefficient", *Sensor and Actuators*, A 25-27(1991), pp. 21~26.
- [5] Bo-Na Lee, Kun-Nyun Kim, Hyo-Derk Park, Sang-Mo Shin, "Calibration and temperature compensation of silicon pressure sensors", *Sensors and Actuators*, A72(1999), pp. 148~152.
- [6] Y.S. Lee and K.D. Wise, "A batch fabricated silicon capacitive pressure sensor with low temperature sensitivity", *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. 10, pp. 113~120, 1983.
- [7] Carlos H. Mastrangelo, Xia Zhang, William C. Tang, "Surface Micromachined Capacitive Differential Pressure Sensor with Lithographically Defined Silicon Diaphragm", *Journal of Microelectromechanical system*, Vol. 5, NO 2, June 1996.
- [8] C.C. Wang, B.P. Gogoi, D.J. Monk, C.H. Mastrangelo, "Contamination insensitive differential capacitive pressure sensors", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Vol. 9, NO. 4, Dec. 2000.
- [9] Misuhiro Yamada, Takashi Takebayashi, Shun-Ichi Notoyama, and Kenzo Watanabe, "A Switched-Capacitor Interface for Capacitive Pressure Sensors", *IEEE Trans. on Instru. and Measurement*, Vol. 41, No. 1, Feb. 1992.
- [10] J.A. Voorthuyzen et al., "Optimization of capacitive microphone and pressure sensor performance by capacitor electrode shaping", *Sensor and Actuators A*, 25-27 (1991), pp. 331~336.
- [11] H. Sandmaier, K. Kuhl, "A square diaphragm piezoresistive pressure sensor with a rectangular central boss for low pressure ranges", *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 40, NO. 10, Oct. 1993.
- [12] B. E. Boser, "Electronics for micromachined inertial sensors", *Transducers 1997 Chicago*, June 16~19, 1997.
- [13] F.E.H. Tay J. Xu, V.J. Logeeswaran, "A differential capacitive low-g microaccelerometer with m g resolution", *Sensors and Actuators*, 86(2000), pp. 45~51.
- [14] Baoqing Li, Deren Lu, Weiyuan Wang, "Open-loop operating mode of micromachined capacitive accelerometer", *Sensors and Actuators*, 79(2000), pp. 219~223.

저 자 소 개

李大成(正會員)

1990년 2월 KAIST 전자공학과 공학사, 2002년 8월 단국대학교 전자컴퓨터공학과 공학석사, 1996년 9월~현재 : 전자부품연구원 근무. <주관심분야 : 센서신호처리, Smart Calibration, RF-MEMS>

朴孝德(正會員)

1993년 2월 경북대 전자공학과 공학박사, 1989년~1993년 : 센서기술연구소 근무. 1993년~현재 : 전자부품연구원 근무. 2001년~현재 : 국가지정연구실 책임자. 2001년~2002년 : 나노공정산업화지원센터 장. <주관심분야 : MEMS, 마이크로센서>

金奎喆(正會員)

1978년2월 서울대학교 물리학과 이학학사, 1980년2월 서울대학교 물리학과 이학석사, 1986년5월 University of Wisconsin 공학석사, 1992년 5월 University of Wisconsin 공학박사, 1993.3~1993.8 : 삼성전자 마이크로본부 근무 1993.9~현재 : 단국대학교 전자컴퓨터공학부 부교수. <주관심분야 : ASIC 설계 및 테스트, 혼성모드 회로설계, DFT, 마이크로프로세서 응용>