

論文98-35T-6-8

용량성 압력센서의 집적화에 관한 연구 (Study on Integrated for Capacitive Pressure Sensor)

李允熙 *

(Youn Hee Lee)

요약

본 논문은 센서에서 수반되는 기생용량과 온도 드리프트 및 누설전류의 영향을 경감하기 위한 C-V변환회로 및 C-F변환회로에 관한 실험결과를 제시하고, 또한 논문에서 제안한 센서 주파수를 기준주파수로 나누어 줌으로써 상기 영향들을 줄일수 있는 새로운 인터페이스 회로를 제시한다. 이 회로는 용량비의 출력신호를 디지털 방식으로 16진수로 계수 함으로써 신호의 전송이나 컴퓨터 처리가 쉬울뿐 아니라 비트수의 증가에 따라 분해능을 항상 시킬수 있는 이점도 있다.

시작한 인터페이스 회로의 C-V 및 C-F 변환회로에서 전원전압 4.0V, 피아드백 커패시턴스 10pF, 압력 0~10 KPa 범위에서 감도는 각각 28 mV/KPa · V, -6.6 Hz/Pa로서 양호 하였고, 온도 드리프트 특성은 0.051 %F.S./°C 및 0.078 %F.S./°C로서 크게 개선되었다.

Abstract

For the purpose of designing novel capacitance pressure sensor, several effects on sensitivity such as parasitic capacitance effects, temperature/thermal drift and leakage current have to be eliminated.

This paper proposed the experimental studies on frequency compensation method by electronic circuit technique, C-V converting method with switched capacitor and C-F converting method with schmitt trigger circuit. The third interface circuit by frequency compensation method is composed to eliminate the drift and leakage component by comparision sensing frequency with reference frequency. The signal transmission is realized by digital signal to minimize the influence of noise and high resolution is obtained by means of increasing the number of digital bits.

In the fabricated high performance C-V interface, the offset voltage was not appeared, and in case of voltage source, 4.0V, feed back capacitance, 10pF, the pressure, 0~10 KPa, the sensitivity of C-V converter is 28 mV/KPa · V, the temperature drift characteristic, 0.051 %F.S./°C and C-F converter shows -6.6 Hz/Pa, 0.078 %F.S./°C respectively, relatively good ones.

I. 서 론

실리콘 단결정 기판을 박막화한 다이아프램 (diaphragm) 압력센서는 가볍고 신뢰성이 좋을뿐 아니라 소형으로 만들 수 있기 때문에 공업계측, 자동차

* 正會員, 永進專門大學 電子情報系列
(Yeungjin Junior College)

接受日字: 1998年4月13日, 수정완료일: 1998年5月28日

및 의용장치등 많은 분야에 이용되고 있다. 특히 최근 저압력 변화를 측정할수 있는 압력센서가 공기 조절장치, 공기제어 및 의료분야 등에서 많이 요구됨에 따라 고감도, 고정도의 압력센서가 필요하게 되었다.

현재 실리콘 압력센서의 주축을 이루고 있는 실리콘 압저항 압력센서^[1,2]에 비해 압력에 따른 다이아프램의 휨에 의한 커패시터 용량변화를 이용하는 실리콘 용량성 압력센서는 구조가 간단할 뿐 아니라 압저항

센서에 비해 고감도, 고정도 이므로 이를 실용화하기 위한 많은 연구가 진행되고 있다.^[3,4,5] 그런데 용량성 압력센서는 출력의 비선형성과 기생용량의 영향 및 온도 드리프트의 영향을 받기 쉬운 문제가 있다.

본 연구에서는 출력신호를 검출하는 인터페이스 회로의 특성을 향상시키기 위하여 먼저 스위치드 커패시터 회로와 슈미트 트리거 및 비안정 멀티바이브레이터를 이용한 용량-주파수 변환회로의 비직선성, 기생용량 및 온도드리프트 영향등의 문제점을 검토하여 보완하고, 또한 2개의 발진회로와 16비트 디지털 보상회로로 구성된 새로운 이상적인 인터페이스 회로를 제안한다. 이 회로는 센싱 센서 주파수를 기준 센서 주파수로 나누어 줌으로써 드리프트 및 누설전류의 영향이 제거될 수 있도록 설계되었고, 신호전송시 잡음의 영향이 적은 디지털 신호를 처리하도록 되어있다. 또 압력센서와 위 3가지 인터페이스 IC칩을 각각 제작하여 하이브리드형으로 접적화하고, 그 동작특성을 평가한다.

II. 용량성 압력센서의 구조해석

평면형 다이아프램을 이용한 용량성 압력센서는 압력 대 용량의 비직선성 문제가 생기게 되는데, 이는 압력이 가해짐에 따라 가동전극이 되는 다이아프램과 고정전극과의 평행상태를 유지하지 못함에서 기인된다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법으로 다이아프램의 구조를 변형시킨 센터보스 구조를 사용하면 된다.^[6]

센터보스 구조에 있어서 압력변동에 따른 흙값 및 용량값은 식(1), (2)와 같이 구해진다.^[7] 여기서, h 는 다이아프램의 두께(μm), $2a$ 는 다이아프램 한변의 길이(μm)이고 P 는 인가압력($\text{Kg} \cdot \text{f}/\text{cm}^2$), α 는 다이아프램 면적에 대한 센터보스 면적의 비이고 a 값은 $\alpha \leq 1$ 범위에 있다. α 가 1이 될 경우, 즉 센터보스의 크기가 다이아프램의 크기와 같을 때는 Full Scale값의 압력범위에서도 흙은 전혀 없게된다.

$$W_o(P) = 1.56 \times 10^{-13} \frac{P(2a)^4}{h^3} (1 - \alpha)^2 \quad (1)$$

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{d_o - W(x, y)} \quad (2)$$

그림 1은 센터보스 구조의 용량성 압력센서의 기본 구조를 나타낸 것이다.

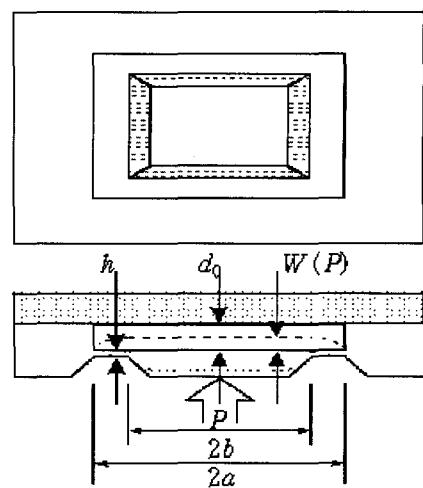


그림 1. 센터보스 구조를 가진 용량성 압력센서의 구조
Fig. 1. Structure of capacitive pressure sensor with center-boss diaphragm.

III. 인터페이스 회로설계

본 연구에서는 용량성 압력센서에서 생기는 기생용량의 영향을 최소로 억제할 수 있는 용량-전압 인터페이스 회로와 신호전송시 잡음의 영향이 적으면서 디지털화가 쉬운 점 등을 고려하여 용량-주파수 인터페이스 회로를 설계한다. 한편 각 회로의 동작특성과 예상되는 온도 드리프트를 개선하기 위하여 전원전압을 제어하는 방법과 차동증폭기를 이용한 방법 및 주파수 비교방식을 이용한 보상회로에 대하여 검토한다. 전술한 세 가지의 인터페이스 회로를 CMOS 제조기술을 이용하여 IC칩으로 제작하고 그 동작특성을 측정하여 실제 접적화 용량성 센서에 응용할 수 있는지를 검토한다.

1. 용량-전압변환 회로

압력변화에 따른 용량변화를 전기적인 신호로 검출하는 용량-전압 변환기(capacitive-voltage converter; 이하 C-V 변환기)를 설계 및 제작하고 측정한다.

1) 동작원리 및 회로설계

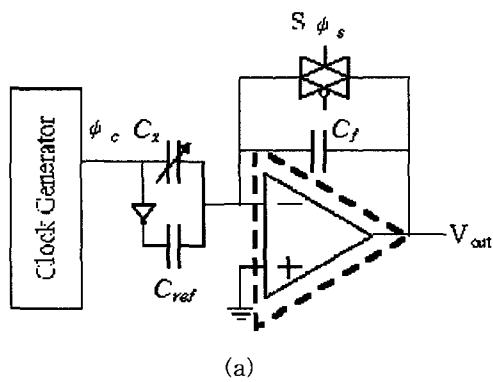
그림 2는 스위치드 커패시터 회로를 이용한 C-V 변환회로이다. 스위치 S가 ON 일 때 채화용량 C_f 는 방전하면서 접지상태가 되고, OFF 일 때 클럭 ϕ_c 는 C_{ref} 가 C_x 로 바뀌면서 C_f 에 전달하게 되므로 식(3)과 같은 전압식이 성립한다.

$$V_1 (= V_2) = \pm \Delta C \cdot V_{DD} / C_f + V_{os} \quad (3)$$

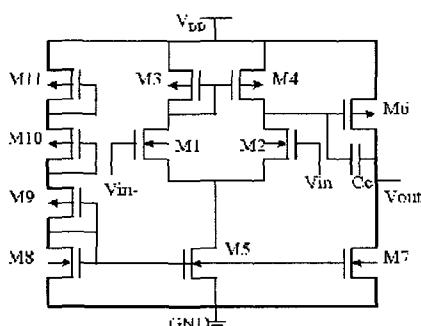
여기서 V_{os} 는 오프셋 전압이며 출력전압 V_o 는 V_1 과 V_2 의 차로 나타나므로 식(4)와 같이 ΔC 에 비례하고 V_{os} 의 영향은 받지 않는다

$$V_o = 2 \cdot \Delta C \cdot V_{DD} / C_f \quad (4)$$

그림 2(b)는 그림 2(a) 회로의 연산증폭 회로로써 CMOS를 이용한 차동증폭단, 바이ア스 회로, 주파수 보상용 커패시터 및 출력단의 2단 증폭구조로 설계되었다.



(a)



(b)

그림 2. 스위치드 커패시터 회로를 이용한 용량-전압 변환기 (a) 기본 회로도 (b) 연산증폭기 회로
도

Fig. 2. Capacitanc to voltage converter, using on the switched capacitor circuit. (a) basic diagram (b) operation amplifier circuit.

그림 3은 C-V 변환회로의 시뮬레이션결과이다. 시뮬레이션결과 센서용량이 10pF에서 15pF으로 변화함에 따라 DC 출력전압은 약 280mV~130mV로 변화

함을 볼 수 있고 아울러 출력 선형성도 크게 개선된 것을 확인할수 있었다.

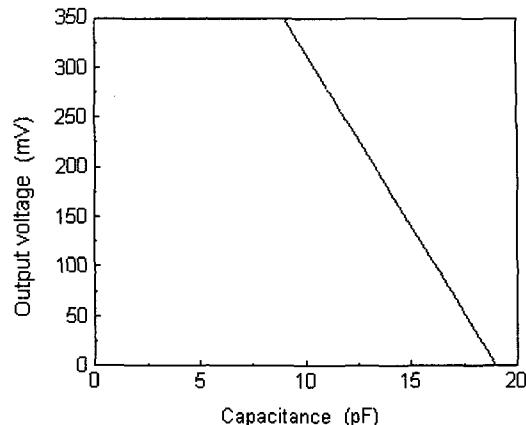
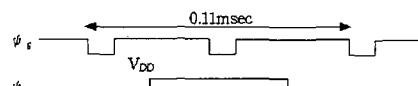


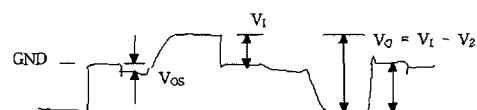
그림 3. 용량-전압 변환회로의 시뮬레이션 결과.
Fig. 3. Simulation result of C-V interface circuit.

2) 회로제작및측정

제작된 회로의 동작을 측정하기 위하여 일반적으로 용량성 압력센서가 감지하는 개별 커패시터값을 변화시키면서 출력전압 및 출력주파수를 측정하였다. 연산 증폭기를 이용한 C-V 인터페이스 회로 측정결과는 그림 4와 같다. 그림에서 알 수 있듯이 입력신호 ϕ_s 와 ϕ_c 가 그림 4(a)와 같을 때 출력전압 V_o 가 전압 V_1 과 V_2 의 차로 나타나므로 오프셋 전압 즉, 기생용량의 영향을 무시할 수 있다.



(a)



(b)

그림 4. 용량-전압 인터페이스 회로의 측정결과. (a) 입력파형 (b) 출력파형

Fig. 4. Measurement result of C-V interface circuit. (a)Input waveform (b)Output waveform.

2. 용량-주파수 변환회로

용량의 변화를 주파수로 변환하는 용량-주파수 변환(capacitive-frequency converter: 이하 C-F 변환기)회로를 설계 및 제작하고 측정하고자 한다.

1) 동작원리 및 회로설계

C-F 변환회로는 정전류원과 케이스 스위치회로 방식에 따라 그림 5(a), (b)와 같이 슈미트 트리거를 이용한 것과 그림 (c)와 같이 비안정 멀티바이브레이터 원리를 이용한 것이 있다.

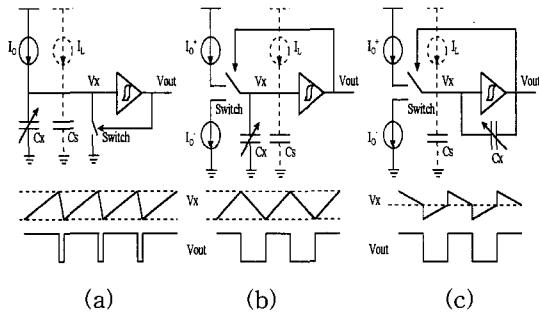


그림 5. 용량-주파수 변환회로 원리도
Fig. 5. Basic diagram of C-F converters.

일반적으로 드레인 전류 I_d 를 온도에 대해서 미분을 하면 식(5)와 같이 표현된다.

$$\frac{dI_d}{dT} = \frac{C_{ox}W}{2L} \left[\frac{d\mu}{dT} (V_{GS} - V_T)^2 - 2(V_{GS} - V_T) \frac{dV_T}{dT} \right] \quad (5)$$

이 식에서 전원전압 V_{DD} 즉, V_{GS} 를 조절하여 $dI_d/dT = 0$ 를 만들 수 있다.

다음은 누설전류의 영향을 줄이기 위한 인터페이스 회로 설계이다. 그림 5(a)의 회로에서 누설전류 I_L 가 발생한 경우 발진주기는 식(6)으로 주어진다.

$$T = \frac{C_x V_x}{(I_o + I_L)} + T_s \quad (6)$$

식 (6)에서 V_x 는 전압의 변화폭, I_o 는 정전류원의 전류값, T_s 는 스위치가 온(on)상태에서의 시간이다. 그림 5(b), (c)의 경우 두개의 정전류원에 의해 센서 커페시터가 충·방전되기 때문에 발진주기는 식(7)과 같이 주어진다.

$$T = \frac{C_x V_x}{(I_c + I_L)} + \frac{C_x V_x}{(I_d - I_L)} \quad (7)$$

여기서, I_c 는 충전전류, I_d 는 방전전류이다. 이 경우 누설전류가 발생해도 충전기간이 짧고 방전기간이 길기 때문에 발진주기는 거의 변화가 없고 특히 I_c 와 I_d 가 같은 경우 I_c 의 10%에 해당하는 I_L 가 발생해도 T 의 변화율은 1% 정도밖에 되지 않는다는 것을 식(7)에서 알 수 있다. 따라서 용량형 센서인 경우 크기가 같은 두개의 정전류원을 갖는 용량-주파수 변환 회로가 바람직 함을 알 수 있다. 상술한 이론적 근거에 따라 그림 6과 같은 C-F 변환회로를 설계하였다.

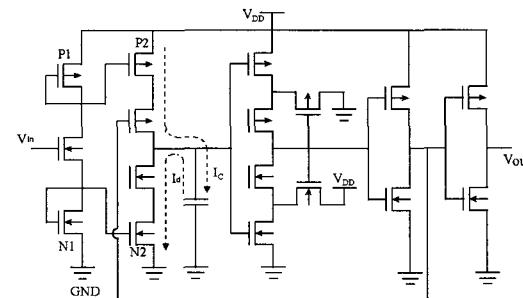


그림 6. 슈미트 트리거를 이용한 용량-주파수 변환회로
Fig. 6. C-F interface circuit using schmitt trigger.

그림 6의 회로에서 트랜지스터 P_1 및 N_1 은 전원전압을 1/2로 분할해서 정전류원 P_2 , N_2 의 게이트·소오스전압으로 공급하기 때문에 P_1 과 N_1 의 W/L비를 조정하면 전원전압 4V정도에서 정전류원의 온도드리프트를 거의 제거할 수 있다. 이 회로의 출력주파수는 식(8)과 같이 센서용량 C_x 에 따라 변화함을 알 수 있다.

$$f_{OUT} = \frac{I_d}{(2C_x V_h)} \quad (8)$$

이때 충전전류 I_c 는 방전전류 I_d 와 같고 V_h 는 슈미트 트리거 히스테리시스 전압이다. 그림 7은 멀티바이브레이터 원리를 이용한 C-F 변환회로이다.

온도특성을 개선하기 위하여 전원전압을 변화시키는 방법에는 문턱전압에 한계가 있다. 그래서 그림 7과 같이 2개의 독립적인 멀티바이브레이터 회로와 차동 증폭단을 이용하여 센서용량과 기준용량에서 생긴 온도에 의한 발진주파수 드리프트를 상쇄시켜 온도특성을 개선시킨 회로를 설계하였다. 이 회로의 발진주파수는

커패시터 C 의 충·방전 전류 I_c 와 I_d 에 의해 결정된다. 이 회로의 방전시간(t_d)과 충전시간(t_c)은 식(9)과 식(10)으로 나타낸다.

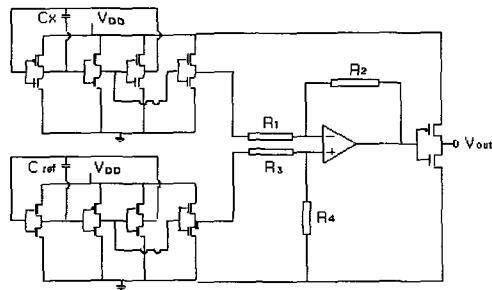


그림 7. 멀티바이브레이터를 이용한 용량-주파수 변환 회로

Fig. 7. C-F interface circuit using multivibrator.

$$CR \ln[V_T / (V_{DD} + V_T)] \quad (9)$$

$$CR \ln[(V_{DD} - V_T) / (2V_{DD} + V_T)] \quad (10)$$

이때 발진주파수는 센서용량 C_x 를 이용하여 나타내면 식(11)과 같다.

$$f = \frac{1}{C_x R \left(\ln \frac{V_T}{V_{DD} + V_T} + \ln \frac{V_{DD} - V_T}{2V_{DD} + V_T} \right)} \quad (11)$$

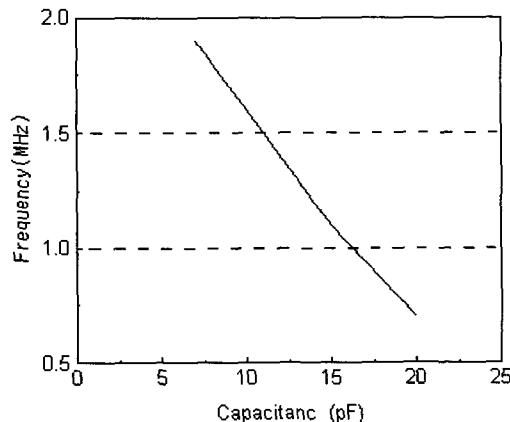


그림 8. 슈미트 트리거를 이용한 용량-주파수 변환회로의 시뮬레이션 결과

Fig. 8. Simulation result of C-F interface circuit using schmitt trigger.

이 주파수 신호가 이득이 '1'인 차동증폭단에 인

가되면 기준용량 주파수와의 차 신호가 출력단에 나타나게 된다. 또한 차동증폭단의 출력이 인버터에 인가되면 최종적으로는 주파수 변조된 구형파를 얻을 수 있었다.

그림 8은 센서용량 C_x 를 10pF에서 20pF 까지 변화시켰을 때의 시뮬레이션 결과인데 이때 발진주파수는 1.7MHz~0.9MHz 범위로 변화한다.

온도 드리프트는 주로 전원전류 I_o 의 온도와 슈미트 트리거 혹은 인버터 문턱전압의 온도에 의존한다. PSPICE 파라미터인 이동도 및 문턱전압의 값은 27°C 일때의 값으로 계산된 것 들이다.

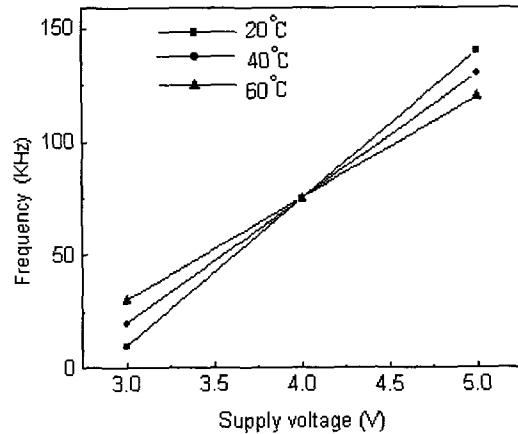


그림 9. 주파수와 공급전압간의 시뮬레이션 결과

Fig. 9. Simulation results of supply voltage versus frequency.

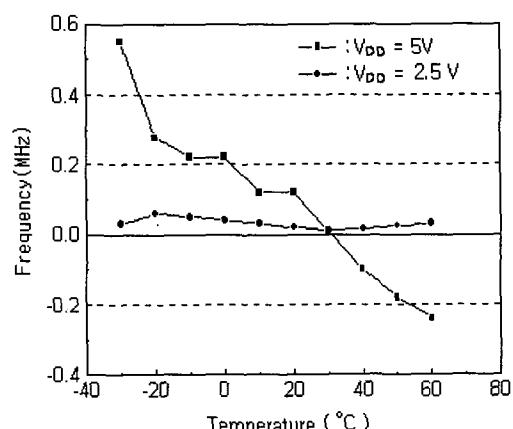


그림 10. 슈미트 트리거를 이용한 용량 - 주파수 변환회로의 온도 의존성

Fig. 10. Temperature dependency of C-F interface circuit using schmitt trigger.

그림 9는 그림 6과 그림 7의 회로에 용량 4.6pF 를 연결한 다음 회로의 온도를 변화 시켰을 때의 온도 드리프트를 측정한 것이다. 이 그림에서 전압이 4V 일 때 양쪽 회로의 드리프트가 0이 됨을 알 수 있다.

그림 10은 슈미트 트리거를 이용한 C-F 변환회로로서 온도변화에 따른 발진주파수의 온도특성을 조사한 것이다. 전원전압이 5V 와 2.5V 일 때 발진주파수의 온도특성을 조사한 것이다. 전원전압 2.5V 에서 발진주파수의 드리프트가 현저히 감소함을 알 수 있다.

그림 11은 전원전압 조정으로 온도특성을 좋게 하는 일반적인 방식(그림에서 5V 와 2.5V 로 표시)과 본 연구에서 제안한 개선된 그림 7의 회로(4V 로 표시)에 대한 C-F 변환회로의 온도특성을 비교해서 나타낸 것이다. 시뮬레이션결과 제안된 C-F 변환회로의 온도특성이 매우 개선되었음을 알 수 있다.

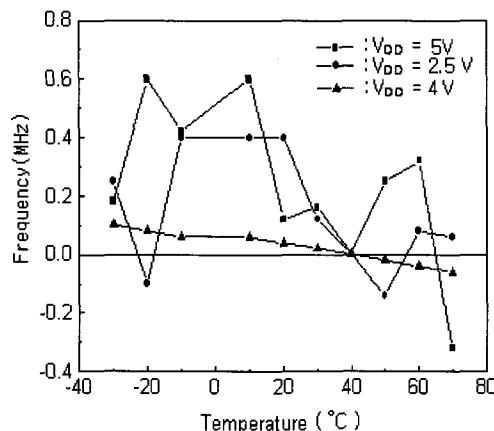


그림 11. 멀티바이브레이터를 이용한 용량-주파수 변환회로의 시뮬레이션 결과

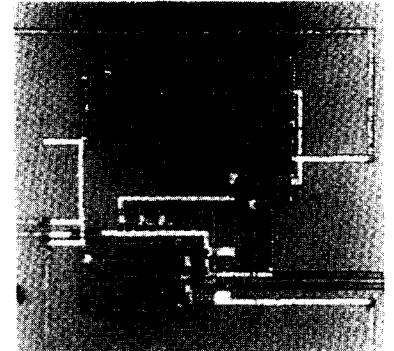
Fig. 11. Simulation results of C-F interface circuit using multivibrator.

2) 칩제작 및 측정

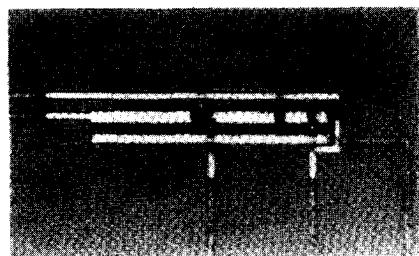
그림 12는 제작된 슈미트 트리거 회로와 멀티바이브레이터 회로의 칩 사진이다.

제작한 슈미트 트리거 및 멀티바이브레이터를 이용한 C-F 인터페이스 회로의 특성은 개별 커패시터를 이용하여 압력센서 부분을 변화시키며 측정하였다. 측정결과 슈미트 트리거를 이용한 C-F 변환회로의 경우는 센서용량이 $10\text{pF} \sim 20\text{pF}$ 범위에서 변화할 때 발진주파수는 $24.56\text{kHz} \sim 20.06\text{kHz}$ 로 변화하는 한편, 멀티바이브레이터를 이용한 경우는 $23.28\text{kHz} \sim 22.56\text{kHz}$

범위로 나타났다. 이 측정결과를 시뮬레이션 결과와 비교하면 상당한 오차가 있는데 이는 칩 제작과정에서 발생하는 오차와 칩상에서 생긴 기생용량 때문이라고 생각된다.



(a)



(b)

그림 12. 제작된 회로의 칩사진. (a) 슈미트 트리거회로 (b) 멀티바이브레이터 회로

Fig. 12. Photographs of chips. (a) Chip for schmitt trigger circuit. (b) chip for multivibrator circuit.

3. 주파수 비교 방식을 이용한 보상회로

본 연구에서는 센서의 센싱 용량 가까이 동일 크기의 기준 용량을 제작하고, 이들의 출력 주파수를 서로 나눔으로써 온도 드리프트 및 누설전류의 영향을 제거하는 새로운 회로를 제안한다. 이 회로의 출력은 디지털 값으로 마이크로 프로세서의 버스(bus)에 직접 접속할 수 있고 디지털 비트수를 늘림으로써 분해능을 증가 시킬 수 있는 특징이 있다.

1) 보상원리 및 회로설계

(1) 용량-주파수 변환회로

그림 13은 슈미트 트리거(Schmitt trigger)를 이용하여 용량을 주파수로 변환하는 C-F 변환기이다.

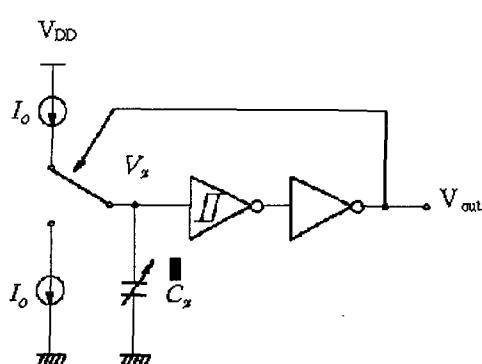


그림 13. 슈미트 트리거용 용량-주파수 변환회로
Fig. 13. C-F converter diagram using schmitt trigger.

이 회로는 정전류원에 의해 센서용량의 충전 및 방전으로 발진하게 된다. 그 발진 주파수는 f_x 는 식(12)과 같이 전류에 비례하고 센서용량과 슈미트 트리거의 히스테리시스 폭에 반비례 한다.

$$f_x = \frac{I_0}{2C_x V_h} = I_0(1 - P/P_{\max})/2C_o \cdot V_h \quad (12)$$

이 식에서 C_o 는 압력이 인가되지 않은 상태의 용량국 최이다. 여기서 알수 있듯이 인가압력을 변화시키면 용량이 변하기 때문에 발진 주파수가 변화하게 되어 결대압력에서는 0 이된다. 센서 제작에서는 센싱 용량 부근에 압력의 영향을 받지 않는 기준용량을 설치하여 그림 13의 C-F 변환기에 접속하면, 인가압력 변화에도 용량은 불변이므로 식(13)과 같은 일정한 기준 주파수를 얻을 수 있다.

$$f_{ref} = \frac{I_0}{2C_{ref}V_h} \quad (13)$$

실제 C-F 변환기 회로에서 전원전압이나 온도가 변화하면 정전류원의 전류 및 슈미트 트리거의 히스테리시스 폭이 변화하여 발진 주파수가 변동하게 된다. 여기서 C-F 변환기의 발진 주파수를 기준 주파수로 나누면 식 (14)와 같이 출력은 두 용량 크기의 비로만 나타나게 되어 슈미트 트리거의 히스테리시스 폭이나 전류에 무관하게 된다. 결국 전압 변동이나 온도 변화에 따른 드리프트나 누설전류의 영향을 제거할 수 있다.

$$\frac{f_x}{f_{ref}} = \frac{C_{ref}}{C_x} \quad (14)$$

센싱용량과 기준용량에 각각 접속된 C-F 변환기의 발진 주파수를 카운터를 이용하여 계수한다. 여기서 기준 용량의 출력이 N 회 계수되는 시간 T 는 식 (15)와 같다.

$$T = \frac{N}{f_{ref}} \quad (15)$$

이 시간(T)에서 센싱 용량의 주파수 f_x 를 계수하면 카운터 값 M 는 식(16)과 같이 된다.

$$M = f_x \cdot T = N \frac{f_x}{f_{ref}} = N \frac{C_{ref}}{C_x} \quad (16)$$

이 M 값을 저장해서 디지털 값으로 출력한다. 카운터의 비트수를 증가 시키면 회로의 분해능이 향상된다. 그림 14(a)는 식(14)와 같은 주파수 비교를 실현할 수 있도록 설계한 회로이다. 이 회로는 센서의 센싱 용량 및 기준 용량을 주파수로 변환하는 2개의 C-F 변환기, 센싱용량 분주기, 기준 용량 계수용 16비트 카운터, 연산결과를 기억시키는 16비트 레지스터 및 각 블럭에 리셋(Reset)신호를 보내주기 위한 타이밍 제어기로 구성되어 있다.

(2) 회로 시뮬레이션

아래 그림 14(b)는 본 연구에서 제안한 인터페이스 회로의 동작을 확인하기 위해 그림 14(a)의 회로중 C-F 변환기를 제외한 디지털 회로에 대하여 각 블럭별로 시뮬레이션한 결과이다.

실제 센싱용량 주파수(f_x)는 센서의 크기(다이아프램 크기와 전극간 간격)에 따라 수 kHz 내지 수십 kHz 정도이지만 기준용량 주파수(f_{ref})는 1 MHz로 고정하고 센싱용량 주파수는 0.8 MHz로 설정 하였다. 센싱 용량(C_s)을 주파수로 변환하는 C-F 변환기의 출력이 주파수 분배기의 클럭으로 사용되어 주파수 분배기의 최종 출력단(MSB)에서 1/16 배 만큼 분배 된다. 이 신호가 타이밍 제어 회로의 입력 신호로 작용하여 상승에지에서 인에이블 신호와 하강에지에서 리셋 신호를 발생 시킨다. 그림에서 첫번째 인에이블 신호에서 카운터 출력(Q0~Q3)주파수 “1 0 1 0” 이 그대로 레지스터 출력(REG_OUT 0~3)에 나타나고 있음을 알수 있다.

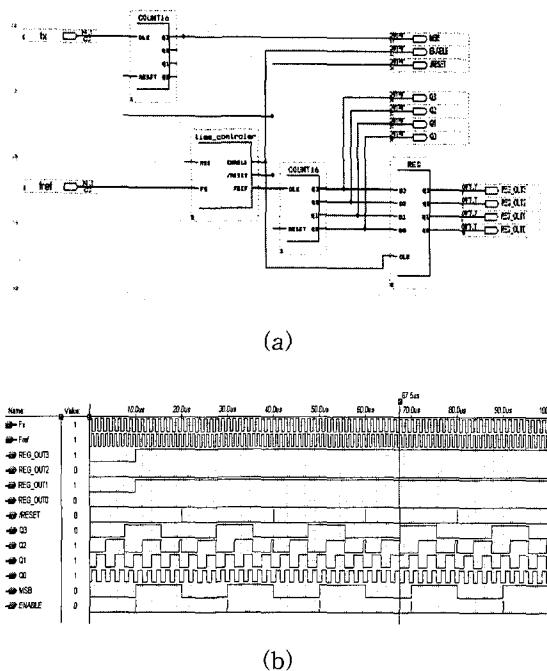


그림 14. 인터페이스 회로 및 시뮬레이션 결과
 Fig. 14. Interface circuit and Simulation of the interface circuit.

(3) 레이아웃 설계

본 연구에서는 표준셀을 이용한 Semi 커스텀 방식으로 C-F 변환기, 타이밍 제어기, 카운터, 레지스터를 레이아웃 설계하였다. 그림 15는 MyCAD 를 이용하여 설계한 전체 레이아웃 인데 칩크기는 $3 \times 3\text{mm}^2$ [1]

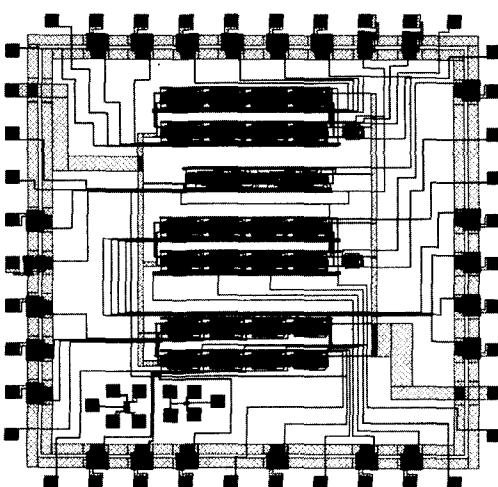


그림 15. 센서 인터페이스회로의 레이아웃
Fig. 15. Layout of a sensor interface circuit.

고, 설계 규칙은 $1.5\mu m$ CMOS 공정(서울대학교 반도체 공동연구소 design rule)으로 하였다.

2) 칩제작

C-F 인터페이스 회로에 대하여 트랜지스터의 비를 정 W/L 하기위해 PSPICE 시뮬레이션을 행하고, 이들 회로를 레이아웃 설계 및 CMOS IC 제조기술을 이용하여 IC 칩으로 제작하였다. 그림 16은 $1.5\mu m$ Design rule로 L.G에서 제작한 전체 인터페이스 회로의 첨 사진이다.

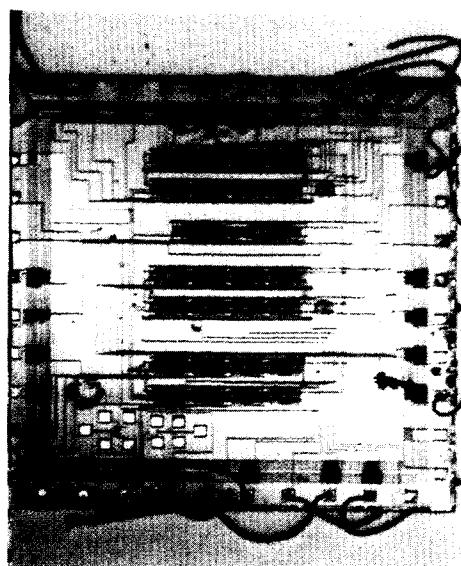


그림 16. 인터페이스 회로칩 사진
Fig. 16. Photomicrograph of interface circuit.

IV. 집적화 센서제작 및 측정

1. 센서제작

그림 17은 제작 완료된 센서칩의 사진이다. 전체 크기는 $4.5 \times 3.4 \times 0.5\text{mm}^3$ 이다. 박막 다이아프램은 인가

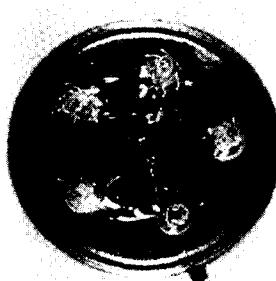




그림 17. 압력센서 칩의 사진

Fig. 17. Photograph of the pressure sensor chip.

되는 압력에 따라 변형하는 센서 커패시터의 가동전극으로 동작하고 크기는 $2.0 \times 2.0\text{mm}^2$ 이며 두께는 $30\mu\text{m}$ 이다. 기준 커패시터와 센서 커패시터의 크기는 같다.

2. 측정결과 및 고찰

제작된 센서를 항온 항습기 내에 넣고 5°C , 20°C 및 45°C 에서 압력을 $0 \sim 10\text{KPa}$ 까지 변화시키면서 센서용량의 변화를 1MHz 커패시터 카운터로 측정하여 온도특성을 조사 하였다. 그림 18은 인가 압력변화에 따른 용량변화를 각 온도에 대해 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 20°C 에서 압력이 0인 상태에서 센서 커패시터의 초기용량 C_0 는 7.2pF 이고, 인가압력을 10KPa 까지 변화할 때 용량 변화량은 1.3pF ($\Delta C/C_0 = 18.1\%$)이었다.

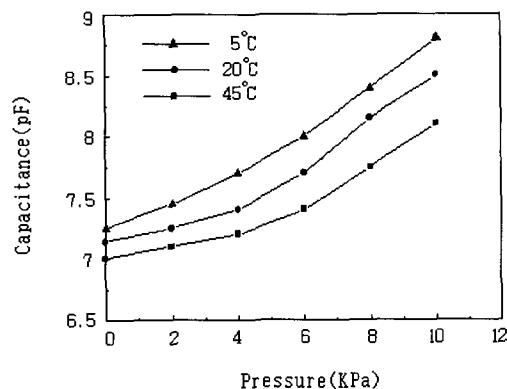


그림 18. 인가압력 변화에 따른 커패시턴스의 변화
Fig. 18. Capacitance variation as a function of applied pressure.

그림 19는 전원전압 4.0V , 피아드백 커패시터(C_f)의 용량 10pF 일 때 C-V 변환회로를 이용하여 출력전압을 측정한 결과이다. 인가 최대압력 10KPa 에서 출력전압 1.12V , 감도 $28\text{mV/KPa} \cdot \text{V}$, 영점 온도 특성 및 감도 온도특성은 각각 $0.051\%/\text{F.S.}/^\circ\text{C}$ 및 $0.12\%/\text{F.S.}/^\circ\text{C}$ 이었다. 압력이 인가되지 않은 상태의 출력전압(초기전압)은 그림에서 볼 수 있듯이 10mV 이하로 안정 되었다.

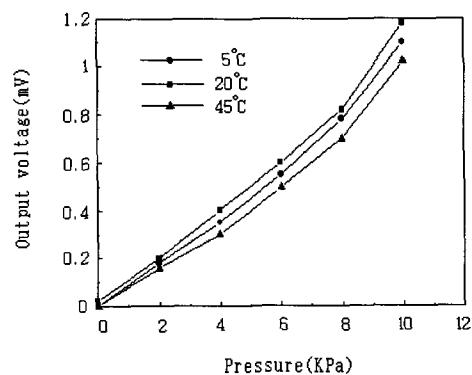


그림 19. 인가압력에 따른 출력전압

Fig. 19. Output voltage as a function of applied pressure.

그림 20은 전원전압 4V 일 때 출력신호를 주파수로 측정한 결과이다. 20°C 에서 초기 주파수는 약 43.2kHz 였고, 감도는 -6.7Hz/Pa 이었다. $5^\circ\text{C} \sim 45^\circ\text{C}$ 온도 범위에서의 영점 온도특성 및 감도 온도특성은 각각 $0.078\%/\text{F.S.}/^\circ\text{C}$ 및 $0.086\%/\text{F.S.}/^\circ\text{C}$ 이었다.

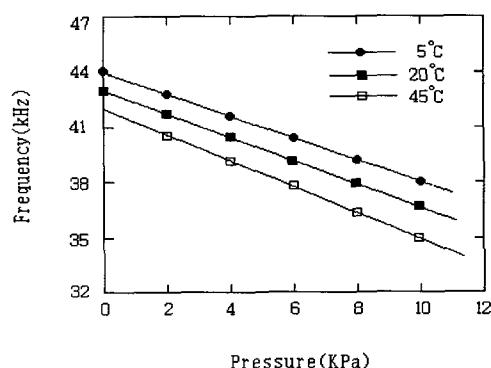


그림 20. 인가 압력에 따른 발진 주파수의 변화
Fig. 20. The variation between oscillation frequency and applied pressure.

V. 결 론

개선된 집적화 용량성 압력센서를 개발하기 위하여 센서 자체에서 필연적으로 수반되는 기생용량과 신호 검출회로에 포함되는 온도 드리프트 및 누설전류의 영향을 경감하기 위한 3가지 인터페이스 회로를 $3 \times 3\text{mm}^2$, $1.5\text{ }\mu\text{m}$ CMOS IC침으로 제작하고, 이 IC침과 압력센서 소자를 하이브리드 형으로 집적화하여 그 동작특성을 평가하였다. 세가지 인터페이스 회로중 처음 두 회로는 각각 기생용량을 제거하기 위한 C-V 변환회로 및 누설전류와 온도 드리프트 영향을 경감하기 위한 슈미트 트리거형 C-F 변환회로이다.

본 논문에서 제안한 세번째 인터페이스 회로는 두 개의 C-F형 발진회로에서 발생하는 센싱 주파수를 기준 주파수로 나누어 줄으로써 출력값이 두 용량값의 비로 나타나기 때문에 기생용량의 영향이나 온도 드리프트 및 누설전류의 영향을 크게 경감하는 이상적인 회로이다. 이 회로의 특징은 용량비의 출력신호를 디지털 방식으로 16진수로 계수 함으로써 신호의 전송이나 컴퓨터 처리가 쉬울뿐 아니라 비트수의 증가에 따라 분해능을 향상 시킬수 있다는 이점도 있다.

시작한 세개의 인터페이스 회로를 하이브리드형으로 내장하여 집적화한 용량성 압력센서의 특성 측정결과를 종합 정리하면 아래와 같다.

1. 제작된 C-V 인터페이스회로의 출력에는 오프셋 전압이 나타나지 않음을 확인할 수 있었다.
2. 슈미트 트리거를 이용한 C-F 변환회로에서 센서 용량을 $10\text{pF} \sim 20\text{pF}$ 범위로 변화 시켰을 때 발진주파수 변화는 $24.56\text{kHz} \sim 20.06\text{kHz}$ 범위였고, 멀티비아이브레이터를 이용한 경우의 발진주파수 범동범위는 $23.28\text{kHz} \sim 22.56\text{kHz}$ 였다.
3. C-V 및 C-F 변환회로에서 전원전압 4.0V , 패이드백 커패시턴스 (C_f) 10pF 일 때 압력 $0 \sim 10\text{ kPa}$ 범위에서 감도는 C-V에서 $28\text{ mV/kPa} \cdot \text{V}$, C-F에서 -6.6 Hz/Pa 로서 비교적 양호 하였고 온도 드리프트 특성은 각각 $0.051\text{ %F.S./}^\circ\text{C}$, $0.078\text{ %F.S./}^\circ\text{C}$ 로서 크게 개선되었다.

참 고 문 헌

- [1] C. S. Smith, "Piezoresistance Effect in

Germanium and Silicon", Phys. Rev. vol. 94 pp. 42-49, 1954.

- [2] S. Sugiyama, M. Takigawa and I. Igarashi, "Integrated Piezoresistive Pressure Sensor with both Voltage and Frequency Output", Sensors and Actuator, 4, pp. 113-120, 1983.
- [3] O. N. Tufte, P. W. Chaoman and D. Long, "Silicon-Diffused-Element Piezoresistive Diaphragms", J. Appl. Phys. vol. 33, pp. 3322-3327, 1962.
- [4] W. H. O, "Solid-state Capacitive Pressure Transducers", Sensors and Actuators, vol. 10, pp. 303, 1986.
- [5] W. H. Ko, M. Bao and Y. Hong, "A High-Sensitivity Integrated Circuit Capacitive Pressure Transducer", IEEE Trans. Electron Device, ED-29, pp. 48-56, 1982.
- [6] K. Furuta, M. Esashi, S. Shoji and Y. Matsumoto, "Hybrid Type Absolute Capacitive Pressure Sensor", Tech. Digest 8th Sensor Symp., pp. 25-28, 1989.
- [7] Y. Matsumoto, S. Shoji and M. Esashi, "Fabrication of C-F Converter CMOS IC for Capacitive Sensors", IEICE(Japan), vol. 73-C-II, no. 3, pp. 194-202, 1990.
- [8] W. H. Ko. et al, "Capacitive Pressure Transducers with Integrated Circuits", Sensors and Actuators 4, pp. 403-411, 1983.
- [9] Y. E. Park and K. D. Wise, "An MOS Switched-Capacitor Readout Amplifier for Capacitive Pressure Sensor", IEEE proc. Custom IC Conf, Rochester, pp. 380-384, 1983.
- [10] M. Esashi et al, "Sensors and Micromachining", 信學論(C-II), J74-C-II, 5, pp. 404-410, 1991.
- [11] H. D. Seo, G. B. Lim and M. Esashi, "Hybrid-Type Capacitive Pressure Sensor", Sensors and Materials, vol. 4, no. 5, pp. 277-289, 1993.
- [12] T. Kudoh, S. Shoji and M. Esashi, "An Integrated Miniature Capacitive Pressure Sensor", Sensors and Actuators, A29, pp. 185-193, 1991.

- [13] Y. Ishikura, S. Kimura and T. Fukui, "A Thin Film Capacitive Pressure Sensor," Tech. Digest 11th Sensor Symp. Japan, pp. 149-152, 1992.
- [14] J. M. Borkey and K. D. Wise, "Integrated Signal Conditioning for Silicon Pressure Sensors", IEEE Trans, Electron Devices, ED-26, pp. 1906-1910, 1979.
- [15] T. Ishihara, K. Suzuki, S. Suwazono, M. Hirata and H. Tanigawa, "CMOS Integrated Silicon Pressure Sensor", IEEE J. Solid-State Circuit, SC-22, pp.151-156, 1987
- [16] B. Puers, E. Peeters, A Van Den Bossche and W. Sansen, "A Capacitive Pressure Sensor with Low Impedance Output and Active Suppression of Parasitic Effects", Sensors and Actuators, A21, pp. 108-114, 1990.
- [17] A. C. M. Gieles, "Subminiature Silicon Pressure Transducer", Digest IEEE ISSCC, Philadelphia, pp. 108-109, 1969.
- [18] 氷田富夫, 和田敏忠, 壓子習一, 江刺正喜, "ハイフリート型絶対圧容量型圧力センサの試作", 日本電氣學會電子テハイス, センサ技術合同研究會資料, 資料番號 EDD-89-56, ST-89-7, 1989.
- [19] 李允熙, 澤田辛司, 徐熙敦, 崔世崑, "용량형 압력센서용 디지털 보상 인터페이스 회로설계", 센서학회지, 제5권, 제5호, pp. 63-68, 1996.
- [20] 李允熙, 崔益準, 朴鍾大, 徐熙敦, 崔世崑, "인텔리전트 용량성 압력센서 개발을 위한 드리프트 요인을 개선한 인터페이스 회로설계", 한국센서학회 센서기술학술대회 논문집, 제4권, 제1호, pp. 370-374, 1993.

저자소개



李允熙(正會員)

1949年 9月 20日生. 1976년 2月 영남대학교 전자공학과 학사. 1979년 2月 영남대학교 전자공학과 석사. 1997년 2月 영남대학교 전자공학과 공학박사. 1979년 3月 ~ 현재 영진전문대학 전자정보계열 근무. 관심분야는 센서인터페이스 회로 및 VLSI 설계