

# 진폭변조를 이용한 고감도 자기센서

## Highly-sensitive Magnetic Sensor using the Amplitude-Modulation

이 상훈\*, 남 태철. 영남대학교 전자공학과

Sanghoon Lee\*, Taechel Nam. Dept. of Electronic Eng. Yeoungnam Univ.

This paper describes the highly-sensitive Si magnetic sensor using the amplitude modulation in order to realize the integrated magnetic sensor which to sense a weak magnetic field. Generally, the most important two parameters in Hall IC which degrade the ability of magnetic detection are the variation of offset according to the variation of temperature and the noise of amplifiers.

In this paper, we use a Hall element and compensator to reduce the offset and the noise of amplifiers by using amplitude modulation method.

### 1. 서론

1970년도에서 1980년도 초기에 일기 시작한 센서 붐(sensor boom)은 마이크로프로세서로 대표되는 컴퓨터의 급속한 발전에 기인한다고 본다. 급후의 추세로서 기기제어는 마이크로프로세서를 핵으로 하는 컴퓨터의 역할이 매우 크다고 볼 수 있다. 제어기기는 센서부, 제어부, actuator부로 구성된다. 따라서 마이크로프로세서등에 의한 제어부의 고도화가 진전되면 당연히 센서부, actuator부에도 주목하여 진보를 기대할 수 있다고 생각되어진다. 실제로 마이크로프로세서의 발전은 굉장히 발전되어서 8비트에서 16비트 그리고 32비트로 5~6년 주기로 세대의 교체를 행하고 있다. 따라서 그의 성능/가격비는 현저히 저하되고 있다. 현재는 우주위성, 선박, plant 등에는 물론 승용차나 가전제품에 이르기까지 컴퓨터의 이용은 고도의 제어기능을 갖게 되었다. 그 반면 제어 기기를 구성하는 그 외의 부분인 센서와 actuator의 발전은 마이크로프로세서에 비하여 압도적으로 느리다. 자기센서에서 그 예를 살펴보면 개별소자로 제작된 Hall 소자나 MR(Magnetic Resistance) 소자를 이용하는 제어 시스템에서, 소자 자체의 출력이 미약해서 이것을 증폭하거나 옵셋등의 비선형적인 온도 변화등을 보정하기 위한 보상회로가 필요하게 된다. 이러한 센서를 100개를 필요로 하는 시스템에서는 당연히 100개의 증폭기와 100개의 비선형 보상회로를 필요로 하게 된다. 이로 인하여 의한

전체 시스템이 커지고 조정 부분이 증가하여 고장율이 증가한다. 또 센서부로부터 제어부까지 전송선로도 미약한 신호를 유지하게 하기 위해 엄청난 shielding을 하지 않으면 안된다. 이처럼, 소자의 신호 처리 과정은 시스템 전체의 고장율과 규모, 외부잡음유입을 방지하기 위한 개개의 엄청난 shielding등의 복잡한 문제를 고려해야 한다. 이러한 센서의 복합적 문제 해결의 일환으로 연구되고 있는 것이 집적화 센서<sup>[1-5]</sup>(또는 스마트 센서(Smart sensor), 또는 intelligent sensor)라는 개념이다.

본 논문에서는 고감도 자기센서를 실현하기 위하여 신호 처리 과정에서 외부잡음유입 및 증폭기에서 발생하는 잡음을 방지하여 자기 감지부에서 나온 증폭된 신호를 복원할 수 있게하고 옵셋의 온도에 대한 비선형적인 변화<sup>[6-8]</sup>를 보상하는 회로를 감지부와 함께 집적화시켜 진폭변조를 이용하는 고감도 자기센서에 관하여 그 개념을 제안하고 이 고감도 자기센서의 전체 회로를 설계<sup>[9-10]</sup>하고 각 부분별로 그 특성을 분석, 시뮬레이션하였다.

### 2. 고감도 자기센서의 동작원리

이제까지의 Hall IC류의 집적화 자기센서에서는 직류로 Hall소자등을 구동하여 그 신호를 증폭하였다. 그러나 이렇게 할 경우 증폭과정에서 새로운 외부잡음이 유입되고, 또 앰프의 잡음이 합하여져서 신호와 함께 증폭되므로 특성이 좋지 못하였고 게다가 옵셋의 drift도 가해져 신호의 신뢰성이 더욱 악화되었다. 본 연구에서는 이러한 요인들을 개선하기 위해 Hall소자를 교류로 구동하여 Hall소자 자체에서 미리 변조된 Hall전압이 검출되게 하고 이것은 증폭하고, 옵셋을 보정한 후 복조하여 최종적인 원래의 신호로 변환하려 한다. 이러한 고감도 자기센서의 전체 개략도를 그림 1에 나타내어 주었다.

발전기에서 발전된 구동 전류의 사인파는 Hall 소자를  $\sin\omega t$ 로 구동하게 되므로 Hall소자에서 나온 Hall전압은

$$V_H = K_H B I_{supp} = K_H B I_1 \sin\omega t \quad (1)$$

로 된다. 여기서  $K_H$ 는 Hall 전압 변환상수,  $B$ 는

차장,  $I_{supp}$ 는 Hall 소자 구동전류이다. 이 신호는 Hall전압 단자와 전류구동단자의 전압으로 구분되어 각각  $A_1$ ,  $A_2$ 배로 증폭된다. 따라서 증폭기를 거쳐서 나온 신호는 각각 잡음이 포함되어

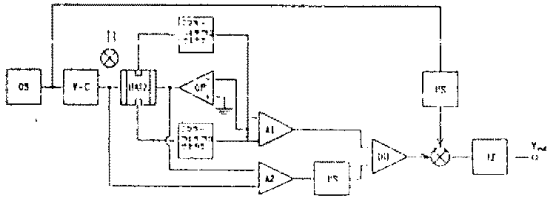


그림 1. 고감도 자기센서 시스템의 블록도

$$\begin{aligned}
 V_{A1} &= A_1 (V_H + n_1(t) + V_{offset}) \\
 &= A_1 V_H + A_1 n_1(t) + A_1 V_{offset} \\
 &= A_1 K_H B I_1 \sin(\omega_c t - \theta_1) + A_1 n_1(t) \\
 &\quad + A_1 G_E R_o I_1 \sin(\omega_c t - \theta_1) \quad (2a)
 \end{aligned}$$

(단,  $V_{offset} = G_E R_o I_{supp}$ )

$$\begin{aligned}
 V_{A2} &= A_2 (V_{supp} + n_2(t)) \\
 &= A_2 V_{supp} + A_2 n_2(t) \\
 &= A_2 R_o I_1 \sin(\omega_c t - \theta_2) + A_2 n_2(t) \quad (2b)
 \end{aligned}$$

으로 된다. 여기서  $V_{A1}$ ,  $V_{A2}$ 는 각각의 증폭기  $A_1$ ,  $A_2$ 의 출력전압이고,  $n_1(t)$ ,  $n_2(t)$ 는 증폭기에서 발생하는 입력환산등가잡음전압이고,  $R_o$ 는 Hall소자의 내부저항이고,  $G_E$ 는 Hall소자의 형상계수이고,  $\theta_1$ 과  $\theta_2$ 는 각각 발진기에서 전압단자 및 증폭기  $A_1$ 까지의 위상이 지연된 값과 증폭기  $A_2$ 까지의 위상이 지연된 값들이다. 여기서 음색을 보상하기 위해 차동 증폭기로 두 신호의 차동분을 취해야 하지만 위상이 일치되지 않으므로 이것을 보정하기 위해  $\theta_2$ 는  $\theta_1$ 으로 옮겨지게 된다. 이에 따라 phase shift를 거친 신호는

$$V_{ps} = A_2 R_o I_1 \sin(\omega_c t - \theta_1) + A_2 n_2(t) \quad (3)$$

이 되며, 식(2a)와 식(3)의 두 신호가 차동 증폭기를 거치면

$$\begin{aligned}
 V_{dir} &= V_{A1} - V_{ps} + n_{total}(t) \\
 &= A_1 K_H B I_1 \sin(\omega_c t - \theta_3) + n_{total}(t) \\
 &\quad (\text{단, } A_2/A_1 = G_E) \quad (4)
 \end{aligned}$$

가 남아서 음색은 제거된다. 여기서  $n_{total}(t) = A_1 n_1(t) - A_2 n_2(t)$ 이다. 이 신호는 사인파 발진기에서 발생된 파형을 다시  $\theta_3$ 로 위상 지연시킨 신호와 멀티플라이어에서 곱해지면

$$\begin{aligned}
 V_{mux} &= \frac{A_1 K_H B I_1}{2} \{ 1 + \cos 2(\omega_c t - \theta_3) \} \\
 &\quad + \sin(\omega_c t - \theta_3) \{ n_{total}(t) \} \quad (5)
 \end{aligned}$$

으로 되어 Hall 신호는 원래의 직류적인 신호로 변환되는데 비해 잡음은  $\sin \omega_c t$ 로 변조된다. 따라서, 이 신호가 로우패스필터(Low-Pass-Filter)를 거치면

$$V_{out} = \frac{A_1 K_H B I_1}{2} \quad (6)$$

가 사실상 남게 되어 증폭 과정에서 발생된 잡음과 Hall 소자의 음색은 거의 제거되고 Hall 신호만 남게 된다.

### 3. 고감도 자기 센서의 부분별 회로 특성

#### 3.1. 사인파 발진기회로

Hall소자 및 증폭기로 사용되는 차동증폭기, OP-앰프등은 구동 입력과 출력 Hall전압과의 관계가 one-pole를 지닌 회로로 등가적으로 나타낼 수 있고 이 때문에 위상 지연 효과를 갖는다. 따라서 구형파, 삼각파등의 비사인파로 변조시키게 되면 각 블럭간의 신호 전송 및 차동 증폭에서 신호의 합, 멀티플라이어에서의 신호의 곱등에서 위상이 엄밀히 일치시키지 않으면 그 자체가 곧 드리프트, 계단 파형의 과도응답성 떨림등으로 잡음화되어 신호의 S/N비를 크게 떨어뜨리게 된다. 집적회로에서 저항과 콘덴서만을 가지고 정확한 정현파를 구현하는데 있어서 어려움이 많다. 여기서 콘덴서의 용량을 너무 크게하면 집적화 칩을 만드는데 많은 부분을 차지하게 되어 칩 사이즈가 커지게 된다. 본 연구에서는 사인파 발진기가 집적화 회로 구조이므로 가능한 사인파에 가까운 사인파 발진기를 설계하여야 한다. 다음 그림 2(a)는 사인파 발진기 회로도이며, 그림 2(b)는 사인파 발진기에서의 출력 파형을 나타내었다.

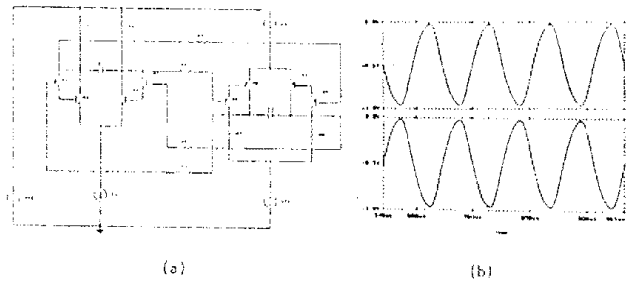


그림 2. 사인파 발진회로

(a). 회로도

(b). 사인파 발진회로의 출력특성

#### 3.2. 사인파 변환 정전류화 Hall구동회로

일반적으로 정전압 사인파(sin wave)의 발생은 그리 어렵지 않지만 정전류 사인파의 변환은 매우 어려운 점이 많다. 그림 3(a)에서는 새로운 정전류 Hall소자 구동회로를 나타내었다. 그림에서  $V_{o1} = I_1 R_1$ ,  $V_{o2} = I_2 R_2$ 의 무신호시에 바이어스 전압을  $V_{o7} + V_{o8}$  또는,  $V_{o13} + V_{o15}$ 에 맞추어 놓으면 Hall 구동부의 전류는 약  $V_{in} \beta / R_3 R_s$  또는,  $V_{in} \beta / R_6 R_s$ 에 가깝게 선형적으로 가변되어 사인파 발생기의 전압 출력 특성을 매우 선형적인 정전류 특성으로 변환하여 구동 할 수 있게 한다. 그림 3(b)는 Hall소자 양단 전압 특성을 나타내며, 그림 3(c)는 Hall소자 구동 전류 특성을 나타낸 것으로 이 정전류 Hall 구동회로는  $h_{re}$ 값등에 거의 무관하게 매우 안정된 동작을 할 수 있게 설계되었다.

#### 3.3. 정전류 구동회로

집적화된 고감도 자기 센서의 전체 회로에 안정된 전류원으로 동작하는 정전류회로를 그림 4(a)에 나타내었다.

고감도 자기센서의 전체 회로 시스템에 정전류를 공급하여 동작이 안정화 될 수 있게 설계하였

다. 이 정전류회로의 전류는

$$I = \frac{V_{DZ} + V_{Q9} - V_{Q8} - V_{Q10} - V_{Q11} - V_{Q12} - V_{Q13} - V_{Q14}}{R_3} \quad (7)$$

이 되며, 전원 전압  $V_{CC} + V_{EE}$ 의 변화에 따른 전류의 변화를 그림 4(b)에 나타내었는데 10V ~ 30V의 변화에서 매우 작은 변화를 보이며 매우 안정된 특성을 얻었다.

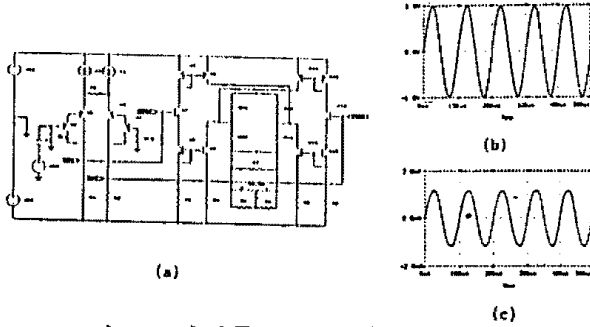


그림 3. 정전류 Hall소자 구동회로  
(a). 회로도  
(b). Hall소자 양단 전압그림  
(c). Hall소자 구동 전류

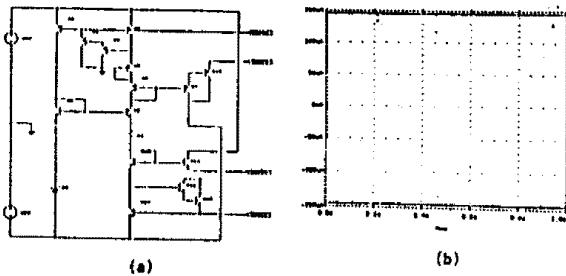


그림 4. 정전류 회로  
(a). 회로도  
(b). 전원 전압에 대한 출력전류의 특성

### 3.4. 옵셋 제거 및 차동 증폭회로

실리콘 반도체 자기소자들 가운데 가장 온도에 안정된 소자가 Hall 소자이다. 이러한 Hall 소자들은 일반적으로 자기 환산으로 약 수  $mT/^\circ C$  정도의 온도의존성을 갖고 있으며 본 연구실에서 제작한 Si 같은 Hall소자는 그림 5와 같다. 차동 증폭회로단은 두 옵셋 신호 입력 단자와 두 Hall신호 입력 단자에서 나온 4개의 신호를 합하여 2개의 신호로 변환하는 역할을 한다. 이 과정에서 옵셋이 제거되는 과정은 다음과 같다. 그림 6은 Hall소자의 옵셋전압의 온도특성을 설명하기 위한 Hall 소자의 옵셋 등가회로도이다. 그림에서  $R_1, R_2$ 는 단자간의 저항이고  $\Delta r$ 은 옵셋의 크기에 대한 비대칭 저항성분이다.  $(R_1 + R_2)/2 = R_0$ 로서 소자 내부저항이다. 공급전류  $I_{supp}$ 가 일정 할때 옵셋 전압  $V_{offset}$ 은

$$V_{offset} = \Delta r I_{supp} \quad (8)$$

가 되며 여기서  $\Delta r$ 을 온도에 의존하지 않는 상수를 써서 위 식을 다시 나타내면

$$V_{offset} = G_E R_0 I_{supp} \quad (9)$$

로 된다. 위 식에서  $V_{offset}$ 의 온도변화분은  $\Delta r$  혹은  $R_0$ 의 온도변화성분과 같음을 알 수 있다.

$$\frac{dV_{offset}}{dT} = I_{supp} \frac{d\Delta r}{dT} = G_E I_{supp} \frac{dR_0}{dT} \quad (10)$$

그리고 정전류 구동에서 구동전류단자간에 나타나는 전압  $V_{supp}$ 는

$$V_{supp} = R_0 I_{supp} \quad (11)$$

이며  $V_{supp}$ 의 온도 변화분은  $R_0$ 임을 알 수 있다.

$$\frac{dV_{supp}}{dT} = I_{supp} \frac{dR_0}{dT} \quad (12)$$

식(10)과 식(12)로부터 정전류 구동에서의 전류 단자간의 전압  $V_{supp}$ 의 온도변화분과  $V_{offset}$ 의 온도 변화분은 같다는 것을 알 수 있다.

$$\frac{dV_{offset}}{dT} = G_E \frac{dV_{supp}}{dT} \quad (13)$$

식(13)으로부터 온도에 무관하게  $V_{offset}$ 을 제거하기 위해서는  $G_E^{-1}$ 에 해당되는 배율로  $V_{offset}$ 을 증폭하여  $V_{supp}$ 분으로 빼주는 차동증폭을 행하면 된다는 것을 알 수 있다.

$$A_1 \frac{dV_{offset}}{dT} = A_2 \frac{dV_{supp}}{dT} \quad (14)$$

$$G_E = \frac{A_2}{A_1} \quad (15)$$

이러한 식을 기초로 제작된 실제의 회로구성의 블록도를 그림 7에 보여준다. 즉 정전류 구동이 되고 있는 Hall 소자에서 Hall 전압을  $A_1$ 배 그리고 구동단자 전압을  $A_2$ 배 증폭하여 차동 검출하였을 때 무자계에서 그 값을 '제로'로 되게 맞추는 것이다. 이렇게 함으로써 온도에 무관하게 offset을 제거 할 수 있다. 이 측정에서  $V_{offset}$ 은 온도에 무관하게 정전류 구동 단자간의 전압으로 보상될 수 있음을 알 수 있다.

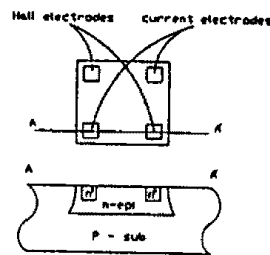


그림 5. Hall소자 모형

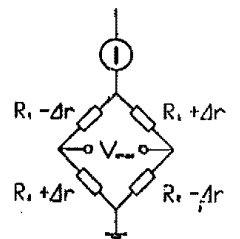


그림 6. Hall소자의 등가회로

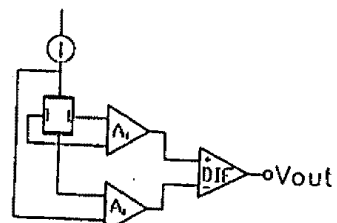


그림 7. 옵셋제거 시스템

그림 8(a)는 옵셋 제거 및 차동증폭 회로를 나타내었고, 8(b)는 옵셋 제거 및 차동증폭 회로의 동작 특성을 나타내었다. 이 회로는 출력이 입력단에 영향을 미치지 않게 4개의 트랜지스터(TR)의 콜렉터 전압은 베이스 전압보다 충분히 낮게 설계되어 항상 완전한 활성(Active)영역에서 동작이 되게 하였다. 또  $R_1$ 과  $R_2, R_3$ 는 입력 전압이 전류 소오스로 변환되어 두 쌍의 콜렉터 신호 전류( $I_{CQ1}, I_{CQ2}$  그리고  $I_{CQ3}, I_{CQ4}$ )로 되어 합해지며 다시 전압 신호로 선형적으로 변환 될 수 있는 구조를 설계되었다. 따라서 여기서도 전달 함수의 영향을 신호 처리에 거의 영향을 주지 않게 하였다.

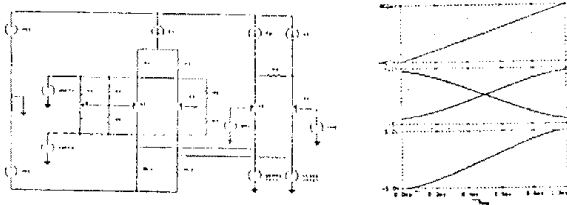


그림 8. 옵셋제거 및 차동증폭회로  
(a). 회로도  
(b). 차동증폭회로의 출력특성

### 5. 멀티플라이어회로

그림 9(a)의 회로는 입력으로의 전압 신호를 선형적인 전류의 값으로 변환하여 이것을 전류의 곱으로 아날로그 연산처리되어 그 출력값은 다시 전압으로 변환되어 나타나게 하였다. 여기서 차동증폭기인  $Q_1, Q_2$  및  $Q_3, Q_4$ 에서 각각 전류 소오스로 동작 하는 것은  $R_3, R_4$ 와 함께 보상을 위한 회로방법이다. 멀티플라이어의 두 입력과 출력의 관계를 그림 9(b)에 나타내었다. 멀티플라이어 입력 과정을 4단계로 나누어 보면 먼저 첫 단계의 입력에서 두 신호는 같은 신호이므로 제곱의 값이 출력되어 나타난다. 둘째 단계의 입력에서는 한 신호는 +1V의 값을 다른 한 신호는 0V에서 -1V로 점차 감소되며 이때의 출력은 매우 선형적으로 나타난다. 셋째 단계에서는 한 신호는 0V가 되고 다른 한 신호는 -1V에서 +1V로 점차 상승되어 가는데 출력으로는 0V를 유지한다. 결과 식은 다음과 같이  $V_x \times 0 = V_y \times 0 = 0$  나타내었다. 그리고 넷째 단계에서는 둘째 단계에서와 반대로 출력은 대칭적인데 비해서 입력은 음(-)값임을 알 수 있다.

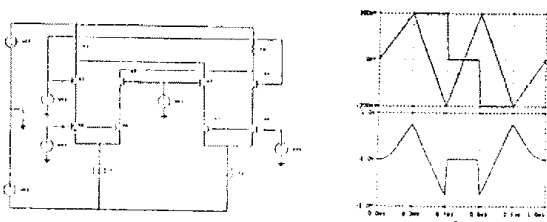


그림 9. 멀티플라이어 회로  
(a). 회로도  
(b). 멀티플라이어 출력특성

### 6. 로우패스필터회로

멀티플라이어에서 잡음은 고주파로 변조되고 Hall신호는 직류로 복조되어 나온다. 이 신호중 Hall신호만을 검출하고 보다 높은 주파수 대역에 위치하는 잡음과 옵셋의 변조 신호를 제거하기

위해 발진기의 변조 주파수보다 낮은 차단 주파수를 갖는 로우패스필터를 사용해야 한다. 로우패스필터의 차단 주파수는 곧 검출 자장의 주파수 대역을 결정하는 것으로서 될 수 있는대로 높으면 좋으나, 그에 상반되게 잡음과 옵셋의 변조 신호를 제거하는데 따른 나쁜 영향이 증가하게 된다. 그림 10(a)에는 로우패스필터 회로도도 나타내었고, 이 회로의 저항  $R_1$ 의 변환에 따라 차단 주파수의 변환을 그림 10(b)에 나타내었다.

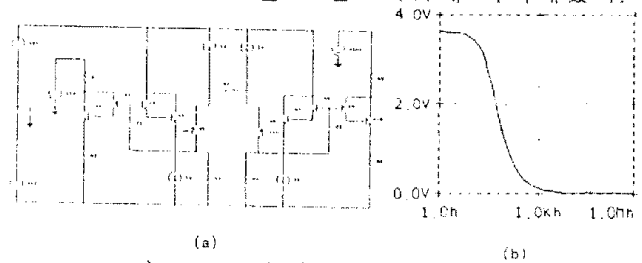


그림 10. 로우패스필터 회로  
(a). 회로도  
(b). 로우패스필터 출력특성

### 4. 고감도 자기센서의 전체 회로

앞의 개별적 회로를 전체 시스템에 맞추어 집적화하기 위해서 하나씩 연결하여 전체적으로 구성하였다. 전체 시스템에서 신호 흐름을 각각 나누어서 부분적으로 나오는 출력값들을 나타내었다. 그림 11은 진폭변조를 이용한 고감도 자기센서의 신호로도 나타낸 것이다.

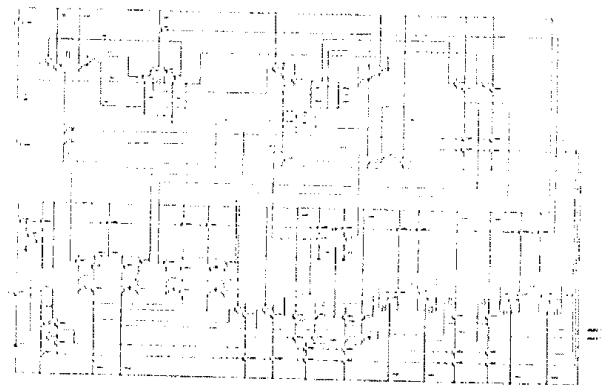


그림 11. 고감도 자기센서의 전회로도

Hall소자에 가해지는 전압은 사인파 발진기에서 나오는 정현파 파형으로서 사인파 발생기에서 발생하는 주파수는 약 10KHz정도로 출력되어진다. 그리고 전체 시스템에 일정한 전류를 흐르게 하기 위해서 정전류회로를 사용하게 된다. 정전류 회로에서 저항  $R_7$ 과  $R_8$ 에 흐르는 전류값은 약 11  $\mu A$ , 12  $\mu A$ 정도이다. 그림 12는 사인파 발진기의 출력 파형을 나타내었고, 그림 13은 전체 시스템 회로도에 흐르는 정전류값을 나타낸 것이다.

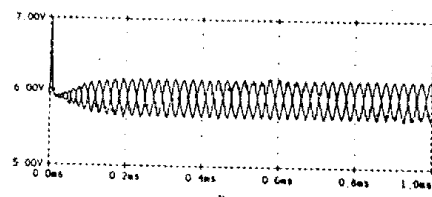


그림 12. 사인파 발진기 특성

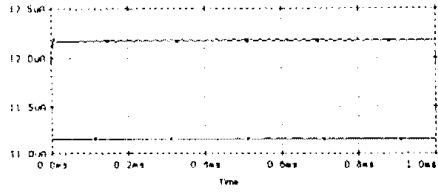


그림 13. 정전류원 특성

그림 14는 Hall소자 양 단자간에 구동되는 신호를 저항  $R_{15}$ 와  $R_{18}$ 에 각각 나타내 주었다. 이 신호는 Hall소자의 옴셋을 맞추는 출력단의 신호가 되며, 그 값들은  $4.1100 \pm 0.005V$  정도로 나타나게 된다. 여기서 Hall소자에서 생기는 옴셋전압을 없애기 위해서 옴셋 제거 시스템을 사용하게 된다. 그림 15는 저항  $R_{15}$ 과  $R_{18}$ 의 전압차를 나타낸 것으로 Hall소자의 옴셋전압을 제로가 되게끔 맞추어 졌다.

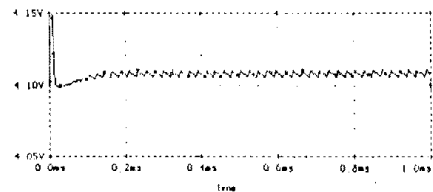


그림 14. Hall 전압신호

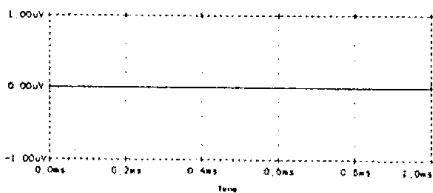


그림 15. 옴셋 전압

그림 16은 Hall소자를 구동하는 사인파로서, 그 값은 약  $0.25V_{pp}$ 이다. 그 다음에는 Hall소자구동부에서 나온 두 신호를 차동증폭기로 보내어줘서 빼주게 된다. 그림 17은 차동증폭기를 통해서 출력된 저항  $R_{21}$ 과  $R_{22}$ 에 나타난 각각의 출력 전압특성이다. 여기서 두 신호는 주파수가 같고 위상차가 완전히 일치하게끔 맞추어져야 한다.

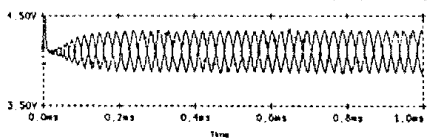


그림 16. Hall 구동전압

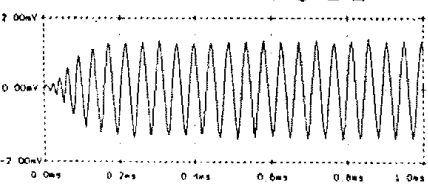
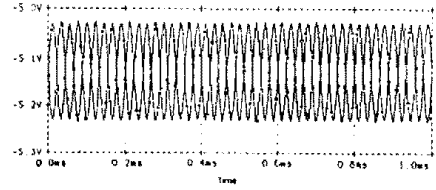
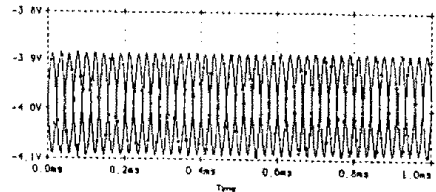


그림 17. 차동증폭기 출력특성

사인파 발진기에서 출력된 두 신호는 Hall소자를 구동하는 양 단자간의 신호와 차동증폭기에서 버퍼를 거친 두 신호를 다음단인 멀티플라이어에서 각각 곱하여지게 된다. 그림 18은 멀티플라이어에의 상단에 입력되는 두 신호의 파형을 나타내었고, 그림 19는 멀티플라이어에서 각각의 두 신호가 곱해져서 출력되어지는 신호의 파형을 나타내었다. 여기서 출력되어진 파형들은 직류성분과 교류성분이 동시에 나오게 되면서 주파수는 2배로 변조되어 진다.



(a)



(b)

그림 18. 멀티플라이어 입력신호  
(a).  $V_x$  신호  
(b).  $V_y$  신호

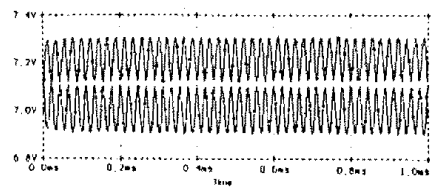


그림 19.  $V_x \times V_y$  신호

멀티플라이어의 두 출력신호는 최종단인 로우패스필터를 거쳐서 원 신호만인 직류성분의 신호만을 출력되게끔 설계하게 된다. 그러나 완전한 직류성분이 아니므로 로우패스필터를 3단으로 반복하여 원 신호에 가깝게 출력되게 한다. 그림 20은 1차 로우패스필터를 거친 두 출력 파형을 나타내었고, 그림 21은 2차 로우패스필터를 거쳐서 출력된 두 신호를 나타내었다.

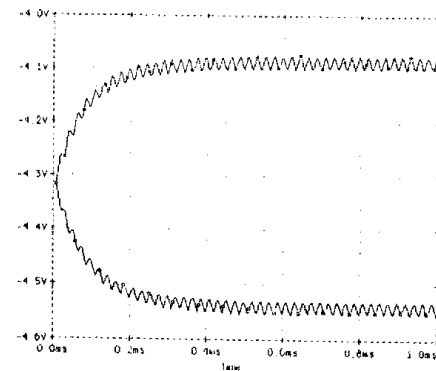


그림 20. 1차 로우패스필터 신호

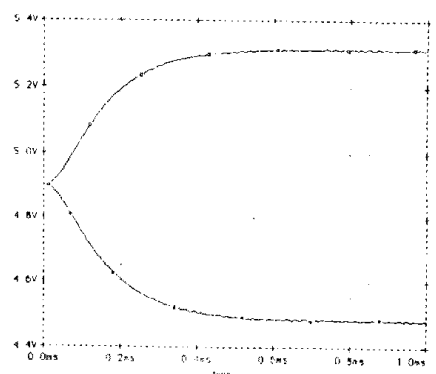


그림 21. 2차 로우패스필터 신호

아직도 완전하게 직류성분이 아니고 원 신호에 잡음이 남아 있게 된다. 그림 22는 3차 로우패스필터를 거쳐서 출력된 두 신호를 나타내었고, 그림 23은 두 출력 파형을 확대하여 나타낸 것이다.

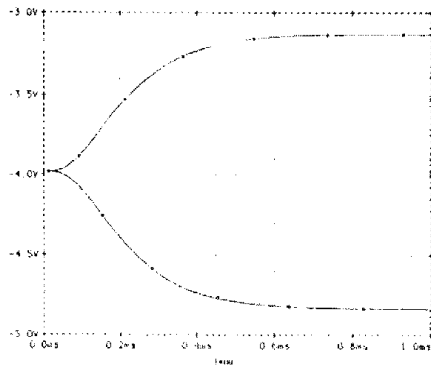


그림 22. 3차 로우패스필터 신호

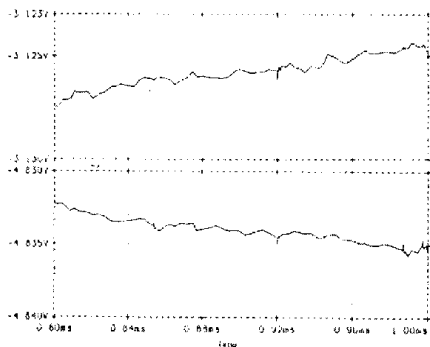


그림 23. 3차 로우패스필터 확대신호

여기에서 Hall소자의 입력전압은  $1.25 \times 10^{-3} \times \sin(2\pi \times 22.5 \times 10^3 t)$ 이며, 로우패스필터를 거쳐서 출력되어진 Hall전압은 직류 전압이 1.71V 정도이다. 입력전압대 출력전압비인 전압이득은 약 1400배 정도로 나타나게 되었다. 그리고 원 신호에 얹혀진 잡음의 진폭은 약  $\pm 0.5\text{mV}$  정도이고, 신호대 잡음비(S/N)는 약 -70dB 정도로 나타내어졌다.

## 5. 결론

현재까지 여러가지 종류의 반도체 자기 센서가 연구되고 상용화가 되고 있지만 이들은 한결같이 자기-전기량 변환소자를 DC로 구동하여 목적에 알맞는 출력 형태로 크기만을 맞춘 것이다. 이러한 일반적인 Hall IC에서는 Hall소자를 DC로 구동하여 증폭기로 100배 증폭하면 증폭기에서 발생하는 잡음의 피크치는 일반적으로 약 16  $\mu\text{V}$ 가 출력되고, 실리콘 Hall 소자의 옴셋의 온도(-20 ~ 70°C) 의존성은 약 3mV가 된다. 이에 비해 본 논문의 고감도 자기센서는 증폭기에서 발생되어 출력되는 잡음의 피크치는 약 30 nV가 출력되고, 옴셋의 온도 변화는 약 3.5  $\mu\text{V}$  정도로 매우 낮게 되어 고감도 자기 센서를 실현할 수 있다.

고감도 자기센서를 실제로 측정 한 결과는 자장에 따른 전압이  $1\text{G} = 276\text{mV}$  정도이고, 잡음레벨의 최대 전압은  $V_{\text{max}} = 10\text{mV}$  정도로 나타나게 되었다. 측정 가능한 최소자장은  $B_{\text{min}} = 0.0375\text{G} = 0.00375\text{mT}$  정도로 이것은 지자기

0.025mT(0.25G) 정도인 것을 감안하면 매우 낮은 자장의 심출이 가능함을 보여 주었다.

## 7. 참고문헌

- [1] A. R. Cooper and J. E. Brignell: "An integrated circuit silicon sensor for magnetic field", J. Inst. Electron. Radio Eng., 55 (1985)263-267.
- [2] J. T. Maupin and M. L. Geske: "The Hall effect in silicon circuit", C. L. Chien ed: The Hall effect and its applications, New York: Plenum Press., (1980)421-445.
- [3] E. A. Vorthmann and J. T. Maupin: "Solid state keyboard", AFIPS Proc. Spring Joint Computer Conf., 34(1969)149-159.
- [4] M. Oppenheimer: "In IC form, Hall-effect devices can take on many new applications", Electronics, Aug. 2 (1971)46-49.
- [5] Telefonaktiebolaget L M Ericsson: "A switch having no moving parts", U.K. Patent 1,441,009.
- [6] U. Lachmann: "SAS 231, an integrated Hall effect circuit with analog output", Components report XIV(1979)225-227.
- [7] M. J. Thorn: "A monolithic linear Hall effect integrated circuit", Proc. 29th IEEE Vehicular Tech. Conf. Arlington Heights, IL, USA(1979)226-229.
- [8] G. S. Ranfawa: "Monolithic integrated Hall device in silicon circuit", Microelectronics J., 12(1981)24-29.
- [9] 鈴木 平田: "MOS 홀 IC による 無接点 키 - 스위ッチ의 開發", 日本의 科學と 技術 '81/센서 - II, (1981)36-41.
- [10] S. Hirata and M. Suzuki: "Integrated magnetic sensor", Proc. of the 1st Sensor Sym. (1981).