

고투자율 등방성 자기물질을 이용한 공진형 마그네토미터의 설계

임정빈*, 심영호**, 안영섭*

*목포해양대학교 해상운송시스템학부, **목포해양대학교 대학원 박사과정

Design of Resonant-Type Magnetometer Using High Permeability Isotropic Magnetic Material

Jeong-Bin Yim, Yeong-Ho Sim**, Yeong-Sub Ahn**

* Division of Maritime Transportation System, Mokpo Maritime University, Mokpo 530-729, Korea

**Doctoral Course, Dept. of Maritime Transportation System, Graduate School of Mokpo Maritime University, Mokpo 530-729, Korea

요약 : 스마트 디지털 콤파스를 구현하기 위하여 고투자율 등방성 자기물질을 이용한 공진형 마그네토미터(RM)를 설계하였다. 코어에 감은 코일의 인덕턴스 L 은 코어의 투자율 $\mu(H)$ 에 비례함을 이론적으로 정립하였고, L 의 변화는 간단한 슈미트 트리거 회로를 이용하여 주파수로 획득할 수 있었다. 또한, 반도체 스위치를 이용함으로서 회로를 간단히 구성할 수 있고, 온도에 따른 드리프트와 작동점 이동 문제를 해결할 수 있었다. 자기코어는 Metglas사의 2705M이 최적임을 알았고, RM을 이용하여 측정한 값으로 선체영구자기 성분을 구할 수 있음을 확인하였다.

핵심용어 : 고투자율, 등방성, 자기물질, 마그네토미터, 스마트 디지털 콤파스

ABSTRACT : Resonant-Type Magnetometer(RM) using high permeability isotropic magnetic material is designed to implement Smart Digital Compass. Theoretically, the inductance L of a coil, winding on the magnetic core, is proportion to the change of permeability $\mu(H)$ and, the change values of L can be obtain as the change of frequency by simple Schmitt Trigger circuit. By the use of integrated circuit switch, the RM can be designed with simple circuit and it can provide overcoming the drift by temperature and the variation of operating points in $\mu(H)$ curve. The facts that Metglas 2705M is an optimum magnetic material and ship's permanent magnetism can be obtain from measured values of RM are also known in this study.

KEY WORDS : High permeability, Isotropic, Magnetic material, Magnetometer, Smart Digital Compass

1. 서 론

최근 선박용 마그네틱 콤파스(Magnetic Compass)를 전자 콤파스로 대체하기 위한 연구가 진행되고 있다(IMO-MSC 80). 이러한 전자 콤파스를 구현하기 위한 방법으로는, 반도체 센서를 이용하는 방법, 프리스 게이트(Flux-gate) 센서를 이용하는 방법, 인더티브 센서(inductive sensor)를 이용하는 방법 등이 보고되고 있다. 그러나 이러한 센서를 이용한 전자 콤파스는 A/D 컨버터(Analog/Digital Converter)가 필요하기 때문에 고가이고, 회로구성이 복잡하여 경량 및 소형화가 어렵고, 고정밀 센서 구현에 한계점을 갖게 된다. 더욱이 차차를 구하기 위해서는 선체영구자기와 선체일시자기를 분리 측정해야하는데, 이에

대한 해결방법이 제시되지 못한 채 전자 콤파스가 개발되고 있다(임, 2002a; 임·정·박·김, 2002b, 임·심, 2005). 특히, FURUNO(2004), SIMARAD(2004), KELVINHUGH(2004) 등, 전세계 유명 항해장비 제작사의 경우에도 아직까지 이에 대한 해결책을 제시하지 못하고 있는 실정이다

본 연구의 최종목적은 마그네토미터(Magnetometer)를 이용하여 자동으로 선체영구자기와 선체일시자기를 분리측정함으로서 차차를 보정할 수 있는 스마트 디지털 콤파스(Smart Digital Compass; SDC)의 개발에 있다(임·심, 2005). 이러한 SDC 개발에는 자기장의 세기를 측정할 수 있는 마그네토미터(Magnetometer)가 필요한데, x-y-z 3차원 측정이 필요하고, 20-30개 정도를 다발로 묶어서 사용해야하기 때문에 소형이면서 저가로 대량 제작이 가능해야한다. 현재 전세계적으로 시판되고 있는 마그네토미터는 대단히 고가이고, 소형화가 불가능하며 전량 수입에 의존하고 있는 실정이다.

* 종신회원, jbyim@mmu.ac.kr 061)240-7051

** 정회원, chaleesim@hanmail.net 061) 240-7051

* 종신회원, ysahn@mmu.ac.kr 061)240-7310

따라서 본 연구에서는 기존 프리스-케이트 센서를 이용하는 방법과 다른 개념의 센서로서, 고투자율 등방성 자기물질을 이용한 공진형 마그네토미터(Resonant-Type Magnetometer; RM)를 개발코자 한다. 이러한 RM은 A/D 컨버터를 필요로 하지 않기 때문에 저가, 소형으로 제작할 수 있다.

공진회로를 이용한 RM의 개념은 Salvi *etc*(1968)이 선박에서의 미약한 자기장 세기를 주파수의 변화로서 출력할 수 있음을 최초로 밝힌 것을 계기로 시작된다. 이 당시 Salvi 등에 의한 방법은 선박과는 별도로 센서를 장착한 것으로 실용화는 불가능하였다. 그 후 Long *etc*(1981)은 지구자장이 금속에 의하여 변동할 때 주파수가 변하는 현상을 측정한 바 있으나, 센서 코일에 대해서 외부자장이 어떠한 방향으로 입력되는지를 측정하지 못했으며, Sparks *etc*(1982)은 영구자기에 의하여 야기되는 지자기외란을 측정하기 위하여 주파수차를 이용한 마그네토미터를 사용한 바 있으나, 차주파수 신호의 크기 정보만을 이용한 바 있다. 그 후, Takeuchi *etc*(1984)은 간단한 OP 앰프를 이용한 공진형 아모퍼스 리본(Amorphous Ribbon)을 이용하여 마그네토미터를 실용화한 바 있다. 그 후, 미국 PNI사(2005)를 비롯한 많은 회사에서 이 연구결과를 이용하여 제품을 생산하고 있다.

그러나 회로를 제작하기 위한 이론이 정립되어 있지 않고, 영구자기와 일시자기를 분리 측정할 수 있는 방법을 제시하지 못하고 있으며, 설계회로가 미공개된 상태에 있다. 더욱이 본 연구에서 개발하려는 SDC에는 RM을 20~30개의 다발로 묶어서 사용해야하는데 외제 RM의 가격이 개당 1백만원 내외로서 대단히 고가이기 때문에 SDC 개발을 위해서는 저가 소형 고정도의 RM을 국산 개발해야한다.

2. 이론 정립

2.1 자기 인덕턴스 이론

자기 솔레노이드 코어(magnetic solenoid core)의 자화력 H 는 다음 식(1)로 나타낼 수 있고(C.Lu, 2000),

$$H = \mu_0 n I \quad (1)$$

여기서, μ_0 : 자유공간에서의 투자율(permeability), n : 권선밀도(단위 길이당 코일의 권선수), I : 코일에 공급하는 전류,

솔레노이드 코일 양단에 유기되는 전압 E 는 다음 식(2)로 주어지며,

$$E = n V \left(\frac{dB}{dt} \right) \quad (2)$$

여기서, V : 코어재질의 면적, dB/dt : 전 자속(total magnetic flux)의 시간미분,

H 의 미소변화 또는 미소전이에 대해서 코일을 이상적인 인덕터(inductor) L 로 간주하면, 다음 식(3)과 같이 모델링 할 수

있다.

$$E = L \left(\frac{dI}{dt} \right) \quad (3)$$

위의 식(1)부터 식(3)까지를 전개하면, 다음 식(4)를 구할 수 있다.

$$L = \mu_0 n^2 V \left(\frac{dB}{dH} \right) \quad (4)$$

여기서, dB/dH 는 $B-H$ 커브의 기울기를 나타내며, 이러한 $B-H$ 커브의 기울기는 $\mu-H$ 커브로 나타나는데, 본 연구에서는 $\mu(H) = dB/dH$ 로 표기한다.

위의 식(4)에 기술한 바와 같이 코어의 인덕턴스 L 은 코어의 투자율 $\mu(H)$ 에 비례함을 알 수 있고, 이를 관계를 적절히 활용하면 외부에서 가해진 자장의 크기를 L 의 변화로서 측정할 수 있다.

한편, 일반적인 자기물질의 경우는 일정한 $\mu(H)$ 를 원하는 데, 그 이유는 $\mu(H)$ 가 일정하면, 외부 자장이나 바이어스 전류에 대해서 독립적으로 작동하기 때문이다. 한 예로서, 오디오 장치의 트랜스포머(transformer)의 경우 $\mu(H)$ 가 일정하지 않으면 자기 쪼그러짐(distortion)을 야기하여 출격된 음에 왜곡이 발생한다. 반면, 본 연구에서는 이와는 달리 일정하고 큰 $\mu(H)$ 를 이용하여 RM을 개발한다.

2.2 인덕티브 센서 구현 방법

Fig.1은 이상적인 고투자율 등방성 자기합금(magnetic alloy)에 대한 $\mu(H)$ 커브를 예로 나타낸 것이다.

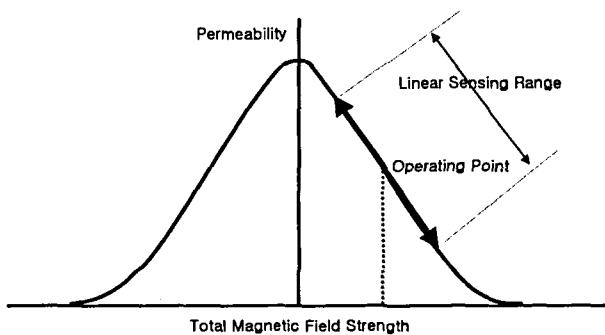


Fig.1 $\mu(H)$ Ideal curve for a special high permeability isotropic magnetic alloy

Fig.1에 나타낸 자기합금은 약한 외부자장에 대해서 고투자율을 나타내고, 강한 외부자장에 대해서는 상대적으로 낮은 투자율을 나타내며, 외부자장의 강약에 따라서 $\mu(H)$ 커브의 선형부분을 따라서 이동할 수 있다고 가정한다. 이 자기합금에 솔레노이드 코일을 감고, 코일에 일정한 바이어스 전류를 가하여 코어의 동작점(operating point)을 정하면, 외부자장의 증감에 따라서 위의 식(4)에 나타낸 바와 같이 코일의 인덕턴스 L 이

외부자장에 비례하여 증가하거나 감소하게 된다. 따라서, L 의 변화를 구하면 외부에서 가한 자장의 세기를 구할 수 있다.

이러한 원리를 이용하면 코어의 포화(saturation)와 불포화(un-saturation)을 이용하는 기존 프레스-게이트 센서(임, 2002a; 임·정·박·김, 2002b)와 같이 자성물질을 깊게 포화시키지 않아도 되기 때문에 전력소모가 상대적으로 매우 작게 된다.

여기서, Fig.1에 나타낸 바와 같이 RM의 경우는 $\mu(H)$ 커브의 오른쪽의 감소곡선부분만을 이용한다. 그 이유는, Fig.1에 나타낸 바와 같이 외부자장이 증가하면 $\mu(H)$ 는 감소하고, 이로 인하여 식(4)의 L 은 감소된다. 여기서, L 의 감소는 일반적인 공진회로에서 주파수를 증가시킨다. 따라서, $\mu(H)$ 커브의 감소곡선부분만을 이용하게 되면 외부자장 증가에 비례한 주파수 증가를 선형적으로 구할 수 있다.

이러한 개념적인 내용에 대한 전기회로 구성을 고려하여 다시 기술하면 다음과 같다. 다음 Fig.2와 같이 자성 코어에 솔레노이드 형태로 코일을 감은 경우를 고려한다. 그리고 코일에 DC 바이어스 전류를 공급하고, 여기에 외부자장 H_E 를 코일에 평행하게 가하는 경우를 가정한다.

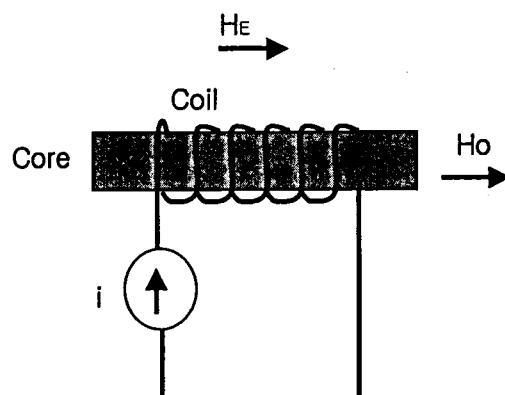


Fig.2 Magnetic Solenoid Core with coil applying DC bias and external magnetic field H_E

Fig.2의 코일에 DC 바이어스 전류를 가하여 자화력 H_0 를 생성하고, 이 H_0 가 Fig.1의 $\mu(H)$ 커브 중심의 작동점에 있도록 DC 바이어스 전류를 조정한다. 그리고 H_0 에 부가하여 외부자장 H_E 가 평행하게 가해지면 $H_0 \pm H_E$ 에 의하여 작동점이 $\mu(H)$ 커브의 상하 경사면을 따라서 이동하기 때문에 위의 식(4)에 나타낸 코일의 L 이 변화됨으로 외부에서 가해진 H_E 를 구할 수 있다.

3. 회로 설계

3.1 회로구현 방법

일반적으로 자장은 극성을 갖기 때문에 Fig.3과 같이 극성을 판별하기 위하여 서로 평행하게 놓여서 연결된 2개의 코어(그림에서 1과 2)를 이용한다(HINE, 1968). 각 코어에 코일을 감고, 여기에 여기신호(Exiting Signal)를 3-4 터미널에 가하면 각 코어는 서로 반대 위상의 신호가 가해진다. 5-6 터미널은 임피던스 정합을 위한 등가 임피던스이고, 7-8 터미널은 출력이다.

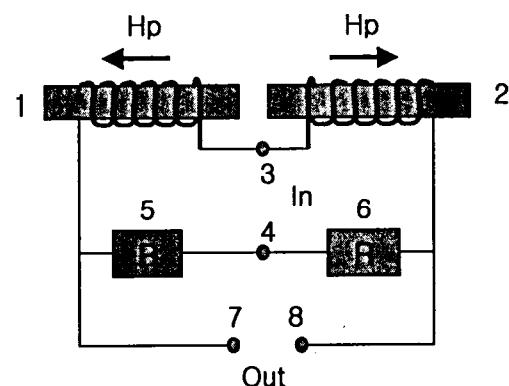


Fig.3 Basic circuit diagram to extract applied magnetic field H_E

따라서, 2개의 코어에는 세기가 동일하고 서로 다른 극성을 갖는 H_p 가 가해지고, 외부자장 H_E 를 가하면 한쪽의 코어에는 $H_p + H_E$ 가 되고, 다른쪽 코어에는 $H_p - H_E$ 가 가해진다. 따라서, $H_p + H_E$ 와 $H_p - H_E$ 의 차를 구하면 순수하게 외부에서 가해진 H_E 를 7-8 터미널에서 구할 수 있다.

Fig.3에서, 터미널 3-4에 가해지는 여기신호는 사인파, 구형파, 삼각파 등을 이용할 수 있다. 구형파를 제외한 사인파나 삼각파를 여기신호로 이용하는 경우, 터미널 7-8에서 출력되는 신호는 대단 복잡한 형태로 출력된다. 이러한 사인파나 삼각파를 이용하는 경우의 출력신호의 복잡성은 이미 기존 프레스-게이트 센서 개발연구(HINE, 1968)에 보고된 것으로, 다양한 필터와 A/D 컨버터를 이용해야만 출력신호를 축출 및 해석할 수 있다.

한편, 인덕턴스를 측정하기 위한 회로의 경우, 슈미트 트리거(Schmitt Trigger) 회로를 이용하여 인덕턴스 변화를 구형파 주파수의 브리티비(Duty Cycle)로 측정하는 경우도 있다. 이 경우 간단한 주파수 카운터나 마이크로프로세서를 이용함으로서 A/D 컨버터를 이용하지 않아도 된다(D. Cappel, 2005).

본 연구에서도 A/D 컨버터를 사용하지 않고 회로를 간단히 구축하기 위하여 여기신호로서 구형파를 이용하고 슈미트 트리거 회로를 이용하는 방법을 적용한다.

구형파를 이용하는 경우, Fig.3의 터미널 7-8에서 출력되는

신호는 외부자장의 H_E 를 고려하여 다음과 같이 전개할 수 있다. 우선, 구형파의 기본 항(fundamental term) H_1 을 다음 식(5)로 고려하면(Hine, 1968),

$$H_1 = \frac{4H_E}{\pi} \cos \omega t \quad (5)$$

발생하는 자속밀도 B_1 는 다음 식(6)과 같고,

$$B_1 = \mu \frac{4H_E}{\pi} \cos \omega t \quad (6)$$

이 때의 터미널 7-8에서 발생하는 전압 E_1 은,

$$E_1 = -8 \mu f H_E \sin \omega t \quad (7)$$

으로 나타난다. 따라서, 가해진 H_E 에 대해서 E_1 이 비례하는 형태로 나타나며, 결과적으로 슈미트 트리거의 트리거 전압을 변동시켜서 출력 주파수의 차가 발생하게 된다.

Fig.4는 슈미트 트리거를 이용하여 Fig.3의 회로를 구현하기 회로구성도이다.

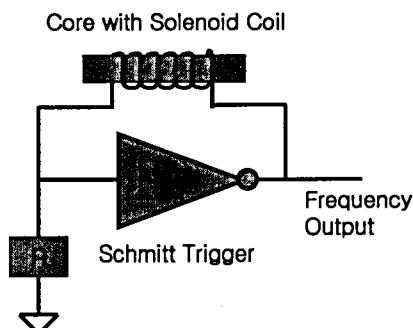


Fig.4 Resonant circuit using Schmitt Trigger and magnetic Solenoid coil to implement the circuit in Fig.3

Fig.4는 코어에 코일을 감은 센서를 슈미트 트리거 회로 사이에 연결함으로서 공진회로를 구성한 것이다. 이 경우, 출력 T 의 주기는 L/R 에 비례한다. 저항 R 은 코어의 DC 바이어스 전류를 결정하기 때문에 적절히 조절하여 Fig.1의 $\mu(H)$ 경사면 중앙에 작동점을 두어서 다이내믹 레인지를 최적화한다. 일반적으로 공진회로에 인덕터형 시정수회로를 사용하는 경우, 출력단에서는 주파수 변화가 출력되는데, 이 때 출력신호의 드ュ티비는 일반적으로 비대칭으로 나타난다. 그러나, Fig.1에 나타낸 $\mu(H)$ 경사면의 경우는 작동점을 중심으로 어느 부분 까지는 선형이기 때문에 드ュ티비가 크게 변하지 않는다.

3.2 회로구성의 간략화

위의 Fig.4의 경우, Fig.3에 나타낸 바와 같이 극성을 갖는 H_E 를 측정하기 위해서 서로 수평하게 이어진 2개의 센서가 필요하다. 다음 Fig.5와 같이 반도체 스위치를 이용하여 순방향과 역방향 교호로 DC 바이어스를 가함으로서 하나의 센서를 이용하여 H_E 를 측정하는 회로를 구성할 수 있다.

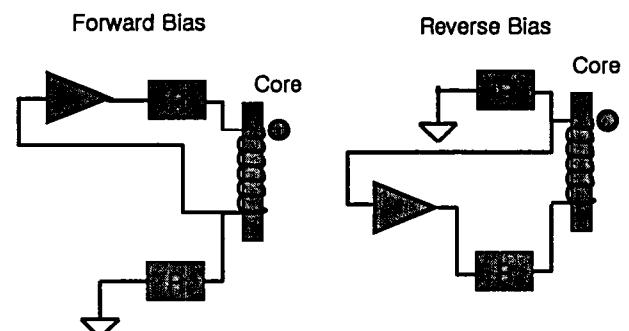


Fig.5 Forward bias versus reverse bias

Fig.5와 같이 회로를 구성하면 회로가 간단해지는 장점 이외에도 많은 장점이 있다. 두개의 센서를 이용하는 경우에는 Fig.1에 나타낸 $\mu(H)$ 에서의 동작점에 두개 센서의 DC 바이어스를 모두 조정해야하고, 더욱이 두개의 센서 모두 온도변화에 따른 동작점 변동을 방지하기 위하여 별도의 회로를 부가해야한다. 그러나 Fig.5와 같이 구성하는 경우에는 하나의 센서에 대한 역방향과 순방향 DC 바이어스 일 때의 차로서 H_E 를 구할 수 있기 때문에 온도변화에 따른 드리프트를 제거할 수 있고, 동작점 이동에 따른 변화를 방지할 수 있다. 그 원리는 다음에 나타내는 식(8)부터 식(11)에 기술하였다.

3.3 자기 코어 재료 선택

이러한 회로를 구현하기 전에 중요한 것이 고투자율 등방성 자기물질을 선택하는 것이다. 이러한 물질의 제작에는 고도 기술이 요하기 때문에 본 연구에서는 시판되고 있는 물질 중에서 선택하여 사용하였다.

먼저, 인터넷에서 자기물질을 판매하는 인터넷 사이트를 조사한 결과 HITACHI사 계열의 METGLAS사가 이러한 물질을 제작하고 있음을 확인하였다. 뒤에 부록으로 나온 Table 1은 METGLAS사에서 생산하고 있는 자기물질의 비교표를 나타낸다. 비교결과, 본 연구에 가장 적합한 것은 Alloy 2705M으로서, 비교한 물질 중에서 가장 큰 투자율을 나타내었으며, 기술 데이터에 의한 결과 $\mu(H)$ 커브의 선형부분이 상당히 넓어서 다이내믹 레인지를 크게 확보 가능함을 알았다.

3.4 측정과 오차 보정 방법

고투자율 등방성 자기물질을 이용하여 RM를 제작한 후에는 자북(magnetic north)을 기준으로 고정밀도로 외부자장을 측정하는 것이다. 예를 들어, x-y 2개의 축으로 RM을 설치하여 측정하는 경우를 가정한다. 이 경우, 측정값들의 쌍을 (X_1, Y_1) 과 (X_2, Y_2) 로 둔다. X_1 과 X_2 는 각각 x-축 좌표에 설치한 센서 코일의 양쪽 단을 나타내고, Y_1 과 Y_2 는 y-축 좌표에 설치한 센서 코일의 양쪽 단을 나타낸다.

Fig.5에 나타낸 바와 같이 하나의 센서를 이용하여 순 바이

어스와 역 바이어스를 이용하기 때문에 출력이 X_1 과 X_2 및 Y_1 과 Y_2 로 나타난다.

x-y 좌표에 대해서 측정할 지구자장을 (X_e , Y_e)로 두고, 선박 자체에 의해서 발생하는 외란(영구자기와 일시자기의 합성분을 (X_I , Y_I)로 두면, 이를 모두 고려하여 측정한 값은 다음 식(8)로 나타낼 수 있고,

$$\begin{aligned} X_n &= X_e + X_I \\ Y_n &= Y_e + Y_I \end{aligned} \quad (8)$$

순수한 지구자장 (X_e , Y_e)은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_e &= X_n - X_I \\ Y_e &= Y_n - Y_I \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 센서는 선박에 고정되어 있기 때문에 (X_1 , Y_1)과 (X_2 , Y_2)에는 이미 (X_I , Y_I)가 포함되어 있고, X_1 과 X_2 및 Y_1 과 Y_2 사이에는 다음 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} X_1 &= X_e + X_I \\ Y_1 &= Y_e + Y_I \\ X_2 &= -X_e + X_I \\ Y_2 &= -Y_e + Y_I \end{aligned} \quad (10)$$

다음 식과 같이 위의 식(10)의 관계를 정리하면 다음 식(11)로 (X_I , Y_I)를 계산할 수 있다.

$$\begin{aligned} X_I &= \frac{(X_1 + X_2)}{2} \\ Y_I &= \frac{(Y_1 + Y_2)}{2} \end{aligned} \quad (11)$$

한편, 위의 식(11)에서 (X_I , Y_I)의 성분은 선체영구자기 성분에 대해서 일정한 값을 갖게 되지만, 선체일시자기 성분에 대해서는 선수 방위와 위도 등에 따라서 변하게 된다. 따라서, 선체영구자기 성분에 대해서는 사전에 측정한 값을 메모리에 저장하여 참조 값으로 이용함으로서 제거할 수 있으나, 선체일시자기에 대해서는 별도의 알고리듬을 고려해야 한다.

이러한 선체영구자기와 선체일시자기에 대해서는 임·심 등(2005)의 선행연구에서 논의한 바 있다. 향후 본 연구를 토대로 실제 회로를 제작하여 시스템을 구축한 후, 이러한 일시자기 문제를 검토할 예정이다.

4. 결 론

본 연구는 임 등(2002a, 2002b, 2005)에 의하여 선행연구된 링-코어 프릭스 게이트 콤파스(Ring-Core Flux-Gate Compass)의 문제점을 해결하기 위한 새로운 센서 개발연구로서, 본 연구에서는 고투자율 등방성 자기물질을 이용한 공진형 마그네토미터(Resonant-Type Magnetometer; RM)의 설계방안을 검토했다. 연구결과는 다음과 같다.

(1) 고투자율 등방성 코어를 이용한 RM의 원리를 정립하였

다.

(2) 고투자율 등방성 자성물질로서 METGLAS사의 2705M이 최적임을 확인하였다.

(3) 또한, 한 쌍의 센서를 이용해야 외부자장의 극성을 분리할 수 있었던 것을 하나의 센서만 이용하더라도 지구자장을 측정할 수 있는 새로운 회로를 설계할 수 있었다.

(4) 설계한 회로는 A/D 컨버터 필요 없이 간단한 회로를 이용하여 구현할 수 있고, 온도변화와 $\mu(H)$ 커브에서의 작동점변화를 자동으로 수정 가능함을 이론적으로 확인할 수 있었다.

(5) RM 개발 후의 자기외란을 측정하고 보정할 수 있는 방안을 영구자기 성분에 대해서 제안하였다.

현재 본 연구는 진행 중에 있기 때문에 구체적인 실험결과를 본 논문에서는 제시하지 못하였다. 향후, Alloy 2705M과 슈미트 트리거 회로를 결합하여 RM을 구성한 후, 마이크로프로세서를 부가하여 스마트 디지털 콤파스(SDC)를 제작할 예정이다.

또한, 선박에서 지구자장을 방위측정 수단으로 이용하는 경우 가장 중요한 자기외란의 보정 문제에 대해서는 영구자기와 일시자기를 분리 측정할 수 있는 방법을 모색하여 적용할 예정이다. 편차는 이미 전세계적으로 잘 알려진 지구자장 모델을 적용할 예정이다.

후 기

본 연구는 과학기술부 목적기초연구(R05-2004-000-10760-0) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] Alfred Hine (1968), *Magnetic Compasses and Magnetometers*, Adam Hilger Ltd., Great Britain, pp.267-303
- [2] C. Lu(2000), *Lecture note for Stress Analysis of the PEP-4 Solenoid Coil*, Princeton University
- [3] Dick Cappel(2005), *RF Inductance Meter*, www.projects.cappels.org
- [4] Furuno (2004), *Fluxgate Compass C-500*, <http://www.furuno.co.jp>
- [5] IMO-MSC.86(70), Annex 17, *Adoption of New and Amended Performance Standards for Navigational Equipment*, IMO
- [6] Kelvin Hugh (2004), *C100 Compass Engine*, <http://www.kvh.com>

- [7] Kongsberg (2004), *Simrad RFC35 Fluxgate Compass*,
<http://www.simrad.com>
- [8] Long *etc*(1981), US Patent No. 4,305,034, issued Dec.8,
1981
- [9] PNI (2004), *TCM2 Electronic Compass Module*,
<http://www.pnicorp.com>
- [10] Salvi *etc*(1968), US Patent No. 3,396,329, issued Aug.6,
1968
- [11] Sparks *etc*(1982), US Patent No. 4,340,861, issued Jul.20,
1982
- [12] Takeuchi *etc*(1984), "A Resonant-Type Amorphous
Ribbon Magnetometer Driven by an Operational
Amplifier," IEEE Trans. on Magnetics, Vol. MAG-20,
No.5, pp.1723-1725
- [13] 임정빈 (2002a), "2-채널 링-코어 플럭스 케이트 콤파스의
위상검출회로 설계와 구현에 관한 연구,"
한국항해항만학회지, 제26권, 제1호, pp.127-136
- [14] 임정빈, 정중식, 박성현, 김봉석 (2002b), "2-채널 링-코어
플럭스-케이트 콤파스의 성능평가 시스템 개발,"
한국항해항만학회지, 제26권, 제5호, pp.529-535
- [15] 임정빈, 심영호(2005), "단일 자기침로에서의 자차계수 B와
C의 새로운 획득 방법," 한국항해항만학회지, 28권, 10호,
pp.851-859

Table 1. General Properties & Characteristics of Alloys

	2605CO	2605SA1 (Iron-based)	2605S3A (Iron-based)	2605SC (Iron-based)	2705M (Cobalt-based)	2714A (Cobalt-based)	2805MB (Iron-Nickel-based)	
APPLICATIONS	-Magnetic Switches -Pulse Power Devices	-Distribution and power transformers -Motors -High frequency inductors -Current transformers -Devices requiring high permeability	-Current transformers -Ground fault protection devices -High frequency cores	-Pulse power devices -Power transformers -Current transducers -Devices requiring a square-loop high saturation material -Magnetic Switches	-Flexible electromagnetic shielding -Magnetic sensors -High frequency cores -Magnetic Switches	-Switch-mode power supply applications -magnetic amplifiers -semiconductor noise suppression cores -High frequency transformers	-Field sensors -Shielding applications -High frequency cores -Magnetomechanical sensors	
BENEFITS	-High saturation induction -Square BH loop -Low coercivity -Can be annealed for high or low permeability	-Extremely low core loss - less than 0.2 W/kg at 60 Hz, 1.4 Tesla, or 30% of the core loss of grade M-2 electrical steel (core loss at 50 Hz is approximately 80% of 60 Hz values) -High permeability	-Low core loss at high frequencies (>1 kHz) -High operating temperature with minimal flux density reduction -Can be annealed for high permeability in low or high frequencies	-High saturation induction -Extremely low core loss -High BH squareness -Can be annealed for medium to high permeability	-Near-zero magnetostriction -High permeability and square BH loop without annealing -Can be annealed for square or linear permeability -Medium saturation induction	-Extremely low core loss -Ultrahigh permeability -High squareness ratio -Low coercive force -Near-zero magnetostriction -Excellent corrosion resistance -Can be annealed for linear BH loop	-Medium saturation induction -Lower magnetostriiction -Higher corrosion resistance -Can be annealed for high permeability, rounded or square BH loop	
ELE CTR OMA GNE TIC	Saturation Induction (Tesla) " As Cast	1.80 -	-	1.41	1.61	0.77	0.57	0.88
	Maximum DC Permeability							
	Annealed(High Freq.)	400,000	600,000	35,000	300,000	600,000	1,000,000	800,000
	" As Cast	120,000	45,000	>20,000	>40,000	290,000	>80,000	>50,000
	Saturation Magnetostriction (ppm)	35	27	20	30	<<1	<<1	12
	Electrical Resistivity	123	130	138	135	136	142	138
	Curie Temperature (C)	415	395	358	370	365	225	353
PHYSICAL	Thickness (mils)	0.90	1.0	0.7	0.7	0.85	0.6	1.15
	Standard Available Widths							
	Minimum(inches)	0.10	0.2	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1
	Maximum(inches)	2.0	8.4	2.0	2.0	2.0	2.0	0.5
	Density (g/cc)	7.56		7.29	7.32	7.80	7.59	7.90
	" As Cast	-	7.19					
	Vicker's Hardness (50g Load)	810	900	860	880	900	960	740
	Tensile Strength (MPa)	1,000-1,700	1,000-1,700	1,000-1,700	1,000-1,700	1,000-1,700	1,000-1,700	1,000-1,700
	Elastic Modulus (GPa)	100-110	100-110	100-110	100-110	100-110	100-110	100-110
	Lamination Factor (%)	>75	>79	>75	>75	>75	>75	>75
	Thermal Expansion(ppm/°C)	8.6	2-7	6.7	5.9	12.1	12.7	11.7
	Crystallization Temperature (C)	430	510	535	480	520	550	410
	Continuous Service Temp. (C)	125	150	150	125	90	90	125