

자기 회로를 이용한 인덕턴스형 변위 측정 시스템의 모델링 및 해석

최동준*, 임춘택**, 김수현*

Modeling of an Inductive Position Sensing System based on a Magnetic Circuit and its Analysis

Dong-June Choi*, Chun Taek Rim** and Soo Hyun Kim*

ABSTRACT

This paper presents modeling of an inductive micro position sensing system and its analysis. The parameters affected the system response are excitation frequency, turn ratio, input position, air-gap size, load resistance, and geometric dimensions. To analyze the system, we try to establish a modeling based on an equivalent magnetic circuit with permeances. The model is verified by the experimental results from 1 kHz to 20 kHz. The magnetic circuit model is well fitted to the experimental data except a little error due to LC resonance in the large turn-ratio system. Modeling enables us to theoretically approach the response characteristics. Based on the magnetic circuit model, system parameters can be selected in such a way to obtain the required characteristics such as high sensitivity, good linearity, or small size.

Key Words : Inductive(인덕턴스형), Position(위치), Measurement(측정), Permeance(퍼미언스), Magnetic circuit(자기 회로), Modeling(모델링)

1. 서론

인덕턴스형 변위 측정 시스템은 전체 측정 영역대비 분해능의 비가 높고, 선형성, 재현성, 유지성이 우수하고, 구성 단가가 매우 저렴한 장치이다.^(1,2)

인덕턴스형 변위 측정 시스템에 관한 연구로는 각종 전기, 기계 시스템에서 측정부로서 적합하도록 구조 및 성능 개선에 관한 연구가 진행되었고, 미소 변위 측정용 고감도 시스템의 개발에 관한 연구가 진행되었다.⁽³⁻⁷⁾

본 연구에서는 미소 변위 측정용으로 개발된 시스템의 모델링을 시도하고자 한다. 인덕턴스형 시스템의 모델링으로는 기구학적 구조를 바탕으로 자기 경로와 암페어 법칙을 고려하여 시스템의 응답을 유도한 경우와⁽⁸⁾ 자기 벡터와 스칼라 포텐셜(magnetic vector and scalar potential)을 이용한 경우⁽⁹⁾가 있다. 기구학적 구조의 모델링은 구조 변수에 따른 변화를 알 수 있으나, 주파수 변화에 따른 응답을 예측하기 어렵다. 자기 벡터와 스칼라 포텐셜을 이용한 모델링의 경우, 복잡하고, 난해하여 시스템에 쉽게 적용하기가 어렵다는 단점이 있다. 일반적으로, 인덕턴스형 측정 시스템에서 모델링

2001년 2월 8일 접수

* 한국과학기술원 기계공학과

** 국방과학연구소

을 통해서 시스템의 출력 및 특성을 정확하게 유도하는 것은 매우 어렵다.

FEA (Finite Element Analysis)를 하는 경우 해석 및 결과 도출 시간이 적게 소요되고, 정확한 자속 분포 도출이 가능하지만, 각 구조의 크기와 인자를 변화 시키면서 해석하기에는 시간이 많이 소요된다.

다른 방법으로는 퍼미언스(permeance)를 이용한 등가 자기 회로의 구성을 통한 모델링⁽¹⁰⁻¹²⁾이 있다. 등가 자기 회로 모델링의 경우 회로 이론을 그대로 적용할 수 있어서, 여러가지 시스템에 적용이 쉽다는 장점이 있다.

본 연구에서는 퍼미언스를 이용한 등가 자기 회로 모델링을 시도하고자 한다. 자기 회로 모델링에 있어서 중요한 자로(flux path)에 대해서 상용 FEM 프로그램을 이용하여 확인하고, 이를 모델링의 기초로 삼았다. 모델링은 실험 결과와 비교되었으며, 주파수 변화에 따른 시스템의 응답을 분석하게 된다. 일반적인 경우 측정 시스템의 출력단에 흐르는 전류는 자기 때문에 역기전력의 효과를 무시하고 모델링을 하여도 무방하다. 그러나, 높은 주파수 대역으로 갈수록 모델링과 실제 데이터와의 오차가 커지게 된다. 고감도 시스템이거나, 원하는 측정 감도가 상대적으로 높은 주파수에서 발생하는 시스템, 고응답을 요구하는 시스템의 경우 역기전력을 포함한 모델링이 필요하며, 이를 고려한 모델링을 시도하고자 한다.

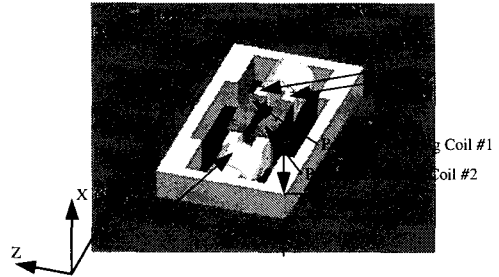
2. 적용 시스템 구조

2.1 구성 및 원리

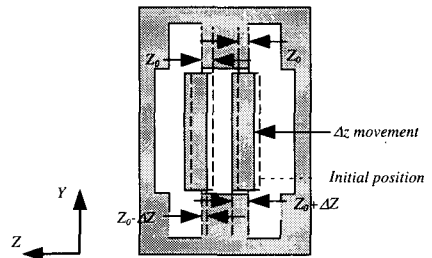
인덕턴스형 미소 변위 측정 시스템의 구조가 Fig. 1에 나타나 있다.

구동 코일, 위치 탐지 코일, 코어 및 여분의 강자성체 블록으로 구성된다. 구동 코일에 AC 전원이 연결되면, 시스템 내에는 자기장이 형성되고, 시간에 따라 자속의 크기가 변동하게 된다. 가운데 코어가 정중앙에 위치하고 있을 때, 고정단과 코어 간에 겹쳐진 z 축 방향으로의 길이를 각각 z_0 라고 하는 경우, 입력 변위 Δz 에 따라 각각의 코어에서 고정단과 겹쳐지는 길이는 각각 $z_0+\Delta z$, $z_0-\Delta z$ 가 되고, 이러한 변화에 따라 위치 탐지 코일에

서는 유도 기전력에 의한 출력이 발생된다.⁽⁷⁾



(a) Description and 3D dimension



(b) Initial position and Δz movement

Fig. 1 Inductive micro position sensing system

2.2 자속 경로 및 분포

먼저, 시스템 내에 형성되는 자속의 경로와 분포를 확인하고, 더 큰 영향을 미치는 경로를 확인하여 모델링에 반영하고자 ANSOFT사의 전자장 해석 프로그램인 Maxwell 3D Field Simulator를 이용하였으며, 그 결과는 Fig. 2에 도시하였다.

Fig. 2는 시스템에서 분포하고 있는 자속 밀도(flux density)를 색으로 표시한 그림이다. 진한 바탕의 색은 자속 밀도가 낮고, 밝은 바탕을 자속 밀도가 높음을 나타낸다. 자속은 가운데에 위치한 2개의 코어에서 나뉘어 지고, 강자성체 블록을 따라 흐르고 있다. 자속 분포를 살펴보면, 코어 양 옆의 공극(air-gap)을 사이로 그 양상이 복잡하며, 다양한 경로를 통해서 교류가 이루어 지고 있다.

Fig. 2 (a)에 전체 시스템에서의 자속의 분포를, (b)에 코어 양단의 자속의 분포를 확대한 그림을 도시하였다.

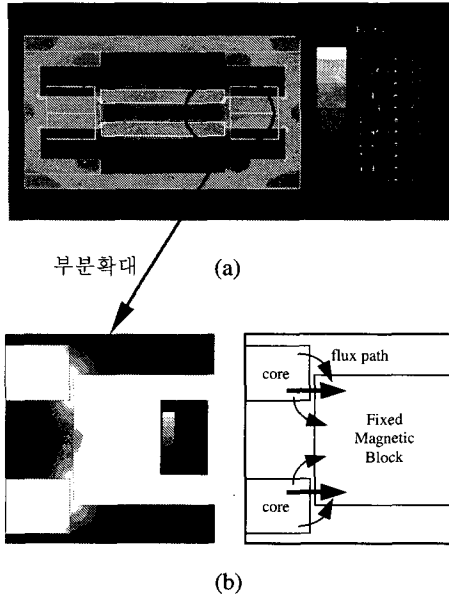


Fig. 2 Flux distribution using Maxwell simulator

3. 모델링

3.1 유도 기전력 및 퍼미언스

시스템을 통과하는 자속의 시간적인 변화가 있는 경우 시스템 내의 전도체에는 자속 변화를 방해하는 방향으로 유도 기전력이 발생하게 된다. 감은수가 N 인 코일의 경우 발생하는 유도 기전력은 다음과 같다.

$$v = -N \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (1)$$

자속 ϕ 와 기자력(magneto-motive force), \mathcal{F} 의 관계는 다음과 같다.

$$\phi = \wp \mathcal{F} \quad (2)$$

여기서, \wp 는 퍼미언스(permeance)이다.

퍼미언스는 시스템의 형태에 따라 결정되는 함수이다. 투자율(permeability)이 μ 인 선형 균일 등

방성 물체에서 Fig. 3 으로 정의되는 경로에 대한 퍼미언스의 증분은 다음 식과 같이 정의되며, 적분식을 통하여 그 경로에 대한 퍼미언스 값을 얻을 수 있다.

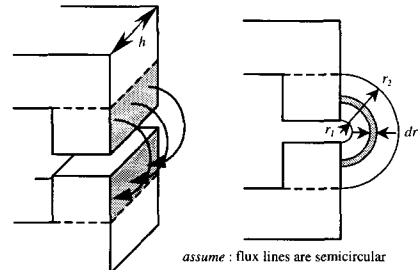


Fig. 3 Permeance formula

$$d\wp = \frac{\mu h dr}{\pi r} \quad (3)$$

$$\wp = \frac{\mu h}{\pi} \int_{r1}^{r2} \frac{dr}{r} \quad (4)$$

퍼미언스의 역수인 릴럭턴스(reluctance)는 다음과 같이 정의된다.

$$R = \frac{1}{\wp} \quad (5)$$

구동 코일의 감은수가 N_1 이고, 구동 전류가 i_1 인 경우 발생하는 기자력의 크기는 다음과 같다.

$$\mathcal{F} = N_1 i_1 \quad (6)$$

Eq. (2)와 (6)을 연립하면 다음의 관계를 얻게된다.

$$\phi = N_1 i_1 \cdot \wp \quad (7)$$

Eq. (1)과 (7)을 이용하여 시스템에서 발생하는 유도 기전력을 얻을 수 있으며, 이를 위해서는 자속 경로와 퍼미언스를 구해야 한다.

3.2 등가 자기 회로의 구성

Fig. 4 는 모델링을 위한 전압과 자속의 정의도

이다. e_j 은 구동 코일에 가해지는 전압이며, e_{2A} , e_{2B} 는 각각 위치 탐지 코일에서 발생하는 유도 기전력이다. ϕ_{12} 는 구동 코일에 흐르는 전류에 의해 발생하며, 위치 탐지 코일과 공유되는 자속이다. ϕ_{21} 은 위치 탐지 코일의 유도 기전력의 발생으로 말미암은 자속으로 구동 코일과 공유되는 자속이다.

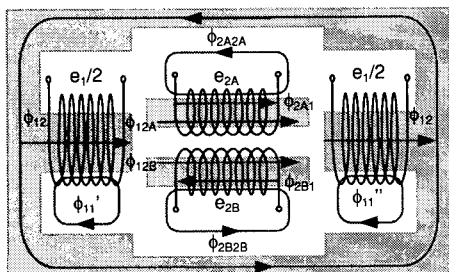


Fig. 4 Voltages and flux definitions

ϕ_{11} 은 구동 코일에서 발생되나, 위치 탐지 코일을 경유하지 않는 자속이며, ϕ_{2A2A} 및 ϕ_{2B2B} 는 위치 탐지 코일에서 발생하는 자속 중 구동 코일을 경유하지 않는 자속이다.

ϕ_{12} , ϕ_{11} 그리고 ϕ_{21} 은 각각 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} \phi_{12} &= \phi_{12A} + \phi_{12B} \\ \phi_{11} &= \phi_{11}' + \phi_{11}'' \\ \phi_{21} &= \phi_{2A1} - \phi_{2B1} \end{aligned} \quad (8)$$

Fig. 5 에 Fig. 4 를 바탕으로 구성한 등가 자기 회로를 보여준다. 설명의 편의상 회로상의 퍼미언스를 릴럭턴스로 바꾸어 그림에 표기하였다.

ρ_{sm} 및 ρ_{sc} 는 자성체 재료의 퍼미언스이다. ρ_{air} 및 ρ_{la} 는 코어 양단에서 정의되는 퍼미언스이고, ρ_{air} 는 코어와 고정 자성체가 서로 겹치는 부분의 퍼미언스로 가장 짧은 경로를 구성한다. ρ_{la} 는 겹치는 부분 외의 경로에 대한 퍼미언스이다. ρ_{11} , ρ_{2A2A} 그리고, ρ_{2B2B} 는 각각 구동 코일과 위치 탐지 코일의 자기 순환 경로에 대한 퍼미언스이다.

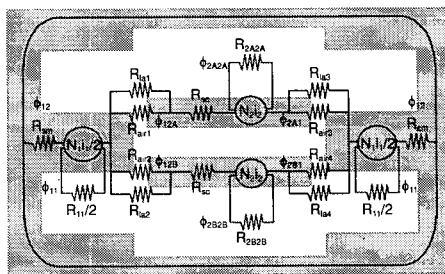


Fig. 5 Equivalent magnetic circuit model

각각의 퍼미언스 및 릴럭턴스 항은 Maxwell 을 이용한 FEM 모의실험을 참고하고, Eq. (3)과 (4) 및 Rotor^(13,14)가 정리한 자기 경로에 대한 식을 바탕으로 하여 정하였다.

먼저 ρ_{air} 및 ρ_{la} 의 형태는 아래와 같다.

$$\rho_{air1} = \rho_{air3} = \frac{\mu_0 l_h (z_0 - \Delta z)}{l_g}$$

$$\rho_{air2} = \rho_{air4} = \frac{\mu_0 l_h (z_0 + \Delta z)}{l_g}$$

$$\begin{aligned} \rho_{la1} &= \rho_{la3} \\ &= \mu_0 \left\{ \frac{2(z_0 - \Delta z)}{\pi} \ln \left(\frac{2w_{cl} + l_g}{l_g} \right) + 2 \times 0.26(z_0 - \Delta z) \right. \\ &\quad \left. + \frac{2l_h}{\pi} \ln \left(\frac{w_{w1} - 2z_0}{2l_g} \right) + 2 \times 0.52l_h \right. \\ &\quad \left. + \frac{2l_h}{\pi} \ln \left[\frac{l_w - (z_0 - \Delta z)}{l_g} \right] \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \rho_{la2} &= \rho_{la4} \\ &= \mu_0 \left\{ \frac{2(z_0 + \Delta z)}{\pi} \ln \left(\frac{2w_{cl} + l_g}{l_g} \right) + 2 \times 0.26(z_0 + \Delta z) \right. \\ &\quad \left. + \frac{2l_h}{\pi} \ln \left(\frac{w_{w1} - 2z_0}{2l_g} \right) + 2 \times 0.52l_h \right. \\ &\quad \left. + \frac{2l_h}{\pi} \ln \left[\frac{l_w - (z_0 + \Delta z)}{l_g} \right] \right\} \quad (9) \end{aligned}$$

사용된 나머지 퍼미언스의 형태는 다음과 같다.

$$\wp_{11} = \frac{\mu_0 \{(w_l - w_t) \cdot w_h\}}{2(w_{ml} - 2w_{w2} - w_{w1})}$$

$$\wp_{2A2A} = 2 \frac{\mu_0 (l_l \cdot l_h)}{(w_{ml} - bet_z) / 2 - w_{w2} - l_w - \Delta z} \quad (10)$$

$$\wp_{2B2B} = 2 \frac{\mu_0 (l_l \cdot l_h)}{(w_{ml} - bet_z) / 2 - w_{w2} - l_w - \Delta z}$$

여기서, w_{lv} , w_b , w_t 는 각각 고정단의 높이, 길이, 폭이고, w_{mb} , w_{w1} , w_{w2} 는 각각 전체 시스템의 높이 및 코어와 마주하고 있는 고정단의 폭이다. 그리고, l_b , l_l , l_w 는 각각 코어의 높이, 길이와 폭이고, bet_z 는 두 코어 사이의 간격이다.

Fig. 5 의 모델을 회로 공식을 사용하여 간략화시키면 Fig. 6 과 같이 나타낼 수 있다.

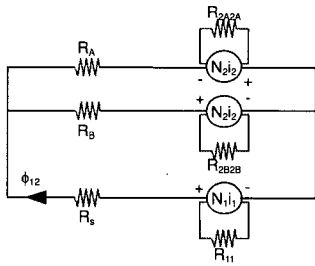


Fig. 6 Reduced magnetic circuit

Fig. 6 에서 사용된 퍼미언스는 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \wp_A &= (\wp_{la1} + \wp_{air1}) // (\wp_{la3} + \wp_{air3}) // \wp_{sc} \\ \wp_B &= (\wp_{la2} + \wp_{air2}) // (\wp_{la4} + \wp_{air4}) // \wp_{sc} \quad (11) \\ \wp_s &= \wp_{sm} // \wp_{sm} \end{aligned}$$

Fig. 7 은 위치 탐지 코일에 의해 발생하는 자속 ϕ_{2A1} , ϕ_{2B1} 그리고 ϕ_{21} 의 관계도이며, 그 정의는 아래식과 같다.

$$\begin{aligned} \phi_{2A1} &= \frac{N_2 i_2}{R_A + (R_s // R_B)} + \frac{N_2 i_2}{R_B} \cdot \frac{\wp_A}{\wp_A + \wp_A + \wp_A} \\ \phi_{2B1} &= \frac{N_2 i_2}{R_B + (R_s // R_A)} + \frac{N_2 i_2}{R_A} \cdot \frac{\wp_B}{\wp_A + \wp_B + \wp_{12}} \quad (12) \\ \phi_{21} &= (N_2 i_2 \wp_A - N_2 i_2 \wp_B) \cdot \frac{\wp_s}{\wp_s + \wp_A + \wp_B} \end{aligned}$$

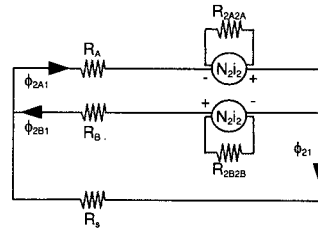


Fig. 7 Flux by induced voltage

3.3 유도 기전력의 유도

구동 코일에 걸리는 전압을 e_1 , 위치 탐지 코일에서 발생하는 차동 전압을 e_2 라고 하면,

$$e_1 = N_1 \frac{d\{\phi_{11}(t) + \phi_{12}(t) + \phi_{21}(t)\}}{dt} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} e_2 &= e_{2A} - e_{2B} \\ &= N_2 \frac{d\{\phi_{2A2A}(t) + \phi_{2A1}(t) + \phi_{12A}(t)\}}{dt} \\ &\quad - N_2 \frac{d\{-\phi_{2B2B}(t) - \phi_{2B1}(t) + \phi_{12B}(t)\}}{dt} \end{aligned} \quad (14)$$

Eq. (13)와 (14)를 퍼미언스 항이 포함된 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$e_1 = N_1 \frac{d(N_1 i_1 \wp_{11} + N_1 i_1 \wp_{12} + N_2 i_2 \wp_{21})}{dt} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} e_2 &= N_2 \frac{d(N_2 i_2 \wp_{2A2A} + N_2 i_2 \wp_{2A1} + N_1 i_1 \wp_{12A})}{dt} \\ &\quad - N_2 \frac{d(-N_2 i_2 \wp_{2B2B} - N_2 i_2 \wp_{2B1} + N_1 i_1 \wp_{12B})}{dt} \end{aligned} \quad (16)$$

Eq. (15)와 (16)에서 사용된 퍼미언스 항은 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} \wp_{12} &= \frac{1}{R_s + (R_A // R_B)} \\ \wp_{21} &= \frac{(\wp_A - \wp_B) \cdot \wp_s}{\wp_s + \wp_A + \wp_B} \\ \wp_{2A1} &= \frac{1}{R_A + (R_s // R_B)} + \frac{1}{R_B} \cdot \frac{\wp_A}{\wp_A + \wp_B + \wp_s} \quad (17) \\ \wp_{2B1} &= \frac{1}{R_B + (R_s // R_A)} + \frac{1}{R_A} \cdot \frac{\wp_B}{\wp_A + \wp_B + \wp_s} \\ \wp_{12A} &= \frac{1}{R_s + (R_A // R_B)} \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} \\ \wp_{12B} &= \frac{1}{R_s + (R_A // R_B)} \cdot \frac{R_A}{R_A + R_B} \end{aligned}$$

사용된 자성체 재료의 상대 투자율이 큰 경우 Eq. (17)은 다음과 같이 간략화 된다.

$$\begin{aligned} \wp_{12} &= \wp_A + \wp_B \\ \wp_{21} &= \wp_A - \wp_B \\ \wp_{2A1} &= \wp_A \quad (18) \\ \wp_{2B1} &= \wp_B \\ \wp_{12A} &= \wp_A \\ \wp_{12B} &= \wp_B \end{aligned}$$

Eq. (10)과 (18)을 Eq. (15)와 (16)에 대입하고 정리하면,

$$\begin{aligned} e_1 &= N_1^2 (\wp_{11} + \wp_A + \wp_B) \frac{di_1}{dt} \\ &+ N_1 N_2 (\wp_A - \wp_B) \frac{di_2}{dt} \quad (19) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} e_2 &= N_2^2 (\wp_{2A2A} + \wp_{2B2B} + \wp_A + \wp_B) \frac{di_2}{dt} \\ &+ N_1 N_2 (\wp_A - \wp_B) \frac{di_1}{dt}. \quad (20) \end{aligned}$$

실제의 경우 코일 권선에는 전기 저항이 존재하며, 이를 R_p 라고 하자. 구동 코일에 가해지는 전압을 v_1 이라고 하면,

$$v_1 = i_1 R_p + e_1. \quad (21)$$

차동 연결된 위치 탐지 코일에서 자체저항 R_s , 부하저항 R_L 일 경우 발생 전압은 다음과 같이 주어진다.

$$e_2 = e_{2A} - e_{2B} = i_2 (R_s + R_L) \quad (22)$$

Fig. 8 은 Eq. (21)과 (22)로 표현되는 적용된 시스템의 간략화 된 전기 회로 모델이다.

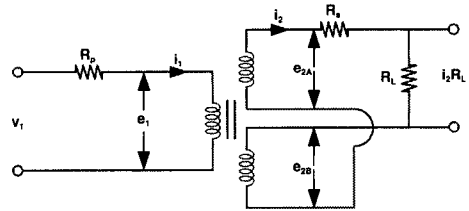


Fig. 8 Electrical circuit model of the system

Eq. (20) 및 (22)를 라플라스 변환을 한 뒤 I_1 을 I_2 의 향으로 정리하면 다음과 같다.

$$I_1 = \frac{-\alpha}{L_m s} \left\{ (R_s + R_L) + \frac{1}{\alpha^2} (L_m + L_{12}) s \right\} \cdot I_2 \quad (23)$$

Eq. (19), (21) 및 (23)을 이용하여, 입력 v_1 에 대한 출력 $i_2 R_L$ 을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{i_2 R_L}{v_1} &= \frac{-\alpha L_m R_L s}{\{(L_m + L_{11})(L_m + L_{12}) - L_m^2\} s^2} \\ &+ \{\alpha^2 (L_m + L_{11})(R_s + R_L) + (L_m + L_{12}) R_p\} s \\ &+ \alpha^2 (R_s + R_L) R_p \quad (24) \end{aligned}$$

여기서,

$$\alpha = \frac{N_1}{N_2}, L_m = N_1^2(\phi_A - \phi_B), L_{l1} = N_1^2(\phi_{11} + 2\phi_B),$$

그리고, $L_{l2} = N_1^2(\phi_{2A2A} + \phi_{2B2B} + 2\phi_B)$ 이다.

얻어진 시스템 주파수 응답 모델링을 검증하고자 매개 변수들의 변화에 따른 실험을 수행하였다.

4. 실험결과를 바탕으로 한 모델링 검증 및 해석

모델링의 검증을 위해서 기초 실험을 행하였다. 주파수 응답 곡선을 얻기 위해서 시그널 어널라이저 (HP35670A)를 사용하였다. 수평 정반위에 Fig. 9 와 같이 광학 스테이지와 홀더 구조물로 시스템을 고정한 뒤 마이크로미터를 이용하여 초기 실험 조건을 셋팅하였다.

인덕턴스형 측정 시스템의 구동 주파수는 사용 환경에 따라 다양하다. 범용 인덕턴스형 시스템은 주로 수 kHz 에서 수십 kHz 대역에서 많이 쓰이고 있다. 이들 주파수에 대해서 시스템에 영향을 주는 매개 변수들을 변화시키면서 얻은 실험과 모의 실험 결과를 같이 도시하여 서로 비교하였다. 주파수 축에 대해서 게인은 dB, 위상은 도(degree)로 나타냈으며, 실험 결과는 'o'로, 모델링에 근거한 시뮬레이션 결과는 실선으로 나타냈다.

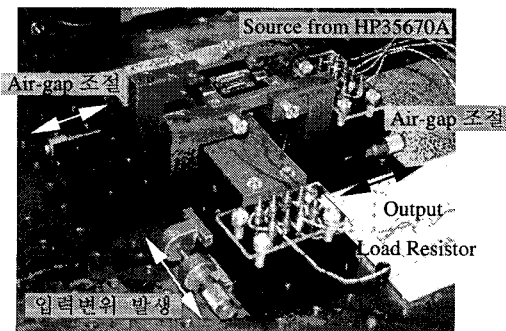


Fig. 9 Photograph of experimental setup

Fig. 10 은 코일의 턴수비 (turn ratio)를 달리 하면서 얻은 실험 결과이다. 구동 코일 권선수는 150 번을 사용하였고, 위치 탐지 코일의 권선수는 250, 450, 그리고, 750 번으로 바뀌가면서 실험을 행하였다. 턴수비의 변화에 따른 주파수 응답을 잘 따라가고 있음을 확인할 수 있다. 권선수 비에 따른 위상 변화는 거의 없었다.

수십 kHz 대역에서 실험결과와 모델링에 근거한 시뮬레이션간의 약간의 오차가 발생하고 있으나, 이는 코일 권선의 LC 성분의 공진에 의한 게인의 상승 현상 때문이다.

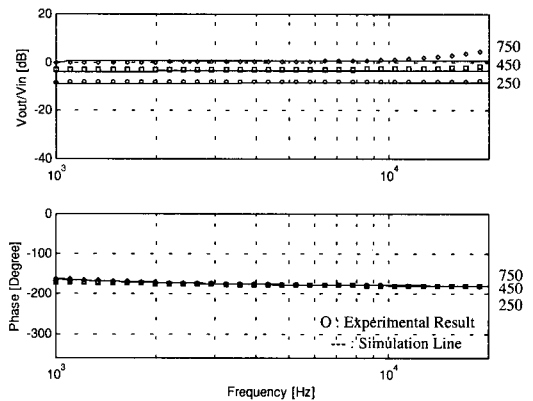


Fig. 10 Frequency response curves according to turn ratio ($N_1:N_2$)

Fig. 11 은 코어와 양 고정단 간의 공극의 거리 변화에 따른 시스템 주파수 응답 결과이다. 각각, 0.15, 0.35, 0.60 그리고 1.20mm 의 공극에 대한 검증 결과이다. 공극이 작을수록 게인(gain: V_{out}/V_{in})은 증가한다.

게인의 경우 비교적 모델링의 모의실험 결과는 실제 실험 결과를 잘 나타내고 있으나, 위상의 경우 저 주파수에서 오차가 발생하고 있다. 그러나, 위치, 변위 측정 시스템에 있어서 중요한 것은 위치에 따른 출력 값이므로 위상에서 발생한 오차는 큰 문제가 되지 않는다.

단순히 고감도만을 추구한다면, 공극이 작을수록 좋다. 그러나, 전체 측정 영역 대비 선형성 오차 등과 같은 비선형 요소를 고려해야 하며, 실제 적용 시스템의 부착시 조립이나 코어 가이드 기구부의 허용 유격 등을 고려해서 공극이 결정되어야 할 것이다.

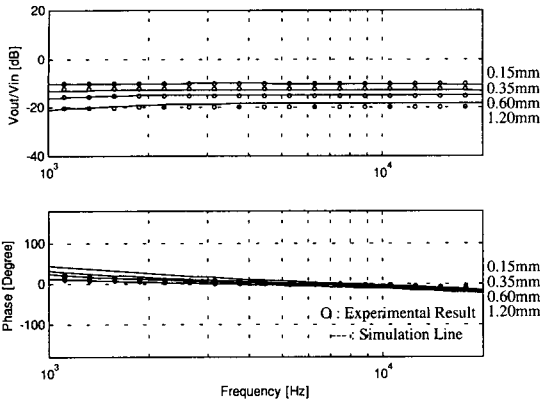


Fig. 11 Frequency response curves according to air-gap size (l_g)

Fig. 12 는 입력변위에 따른 주파수 응답이다. 입력 변위는 0.10, 0.25 그리고 0.45mm 인 경우이다. 두 결과는 서로 잘 일치하고 있으며, 입력 변위에 따른 위상의 차이는 거의 보이지 않는다. 모의 실험 결과는 계인과 위상 모두 잘 추종하고 있다.

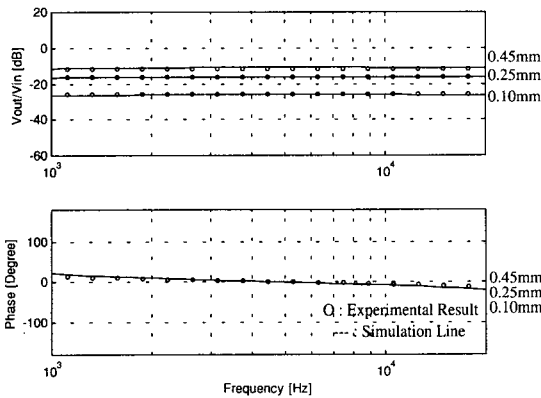


Fig. 12 Frequency response curves according to input position (Δz)

Fig. 13 은 부하저항에 따른 주파수 응답 결과이다. 각각 500, 1k, 그리고 50k Ohms 에 대한 결과이다. 충분하지 못한 부하저항을 연결하는 경우 수십 kHz 대역에서 응답의 감소가 보이며, 모델링은 이를 잘 반영하고 있다.

이러한 결과는 또한 부하 저항을 이용해 계인 증가 현상을 억제하며, 넓은 주파수 영역에 걸쳐

일정한 계인이 발생하도록 하며, 공진에 의한 상승도 억제하는 부하 저항의 효과를 보이는 것으로, 이의 효과 또한 모델링을 통해서 얻을 수 있음을 보여준다.

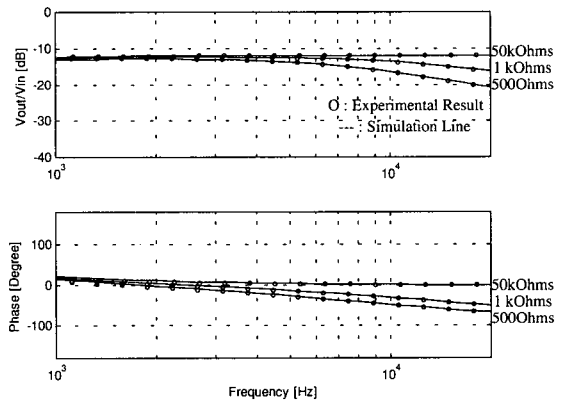


Fig. 13 Frequency response curves according to load resistor (R_L)

등가 자기 회로를 이용한 모델링을 통하여 얻은 주파수 응답 곡선은 시스템 인자들, 턴수비, 공극 크기, 입력 변위, 부하저항 등 여러가지 매개변수의 변화에 따른 실험 결과와 잘 일치하고 있었다. 주 관심 주파수 대역인 수 kHz 에서 수십 kHz 대역에서는, 상승과 하강 사이의 비교적 일정한 계인이 발생하는 영역이었다. 수십 kHz 대역에서 LC 공진에 의한 계인의 상승 현상으로 인해 약간의 오차가 발생했는데, 더 높은 주파수 대역의 응답을 모델링해야 할 필요가 발생하는 경우 커패시턴스 모델링을 수반해야 할 것으로 사료된다.

5. 결론

본 논문에서는 인덕턴스형 변위 측정 시스템의 응답 특성을 파악하고 성능 및 구조의 개선을 위해 모델링을 시도하였다. 시스템의 자속 경로와 이에 대한 퍼미언스 및 릴럭턴스를 도출하였고, 이를 이용하여 등가 자기 회로를 구성하였다. 회로 이론을 도입하여 얻어진 회로와 식을 정리하고, 시스템의 전달 함수를 얻었다.

유도된 시스템 방정식은 매개 변수들을 변화시켜 가면서 얻은 실험 결과와 서로 비교, 검증되

었으며, 응답을 잘 유추하고 있음을 확인하였다.

확립된 모델링을 통하여 시스템의 매개 변수나 사양의 변화에 따른 감도의 예측 및 조절이 가능하고, 감도나 선형성, 시스템의 축소화 등에 관한 최적 설계 등의 작업의 기초가 될 수 있다.

후 기

본 연구는 두뇌 한국 21 사업의 일환으로 수행되었습니다.

참고문헌

1. J. D. Garratt, "Survey of displacement transducers below 50mm," J. Phys. E: Sci. Instrum., Vol. 12, pp. 563 - 573, 1979.
2. Barry E. Jones, "Sensors in industrial metrology," J. Phys. E: Sci. Instrum., Vol. 20, pp. 1113 - 1126, 1987.
3. Y. Kano, S. Hasebe, C. Huang, and T. Yamada, "New Type Linear Variable Differential Transformer Position Transducer," IEEE Tr. on Instr. and Meas., Vol. 38, No. 2, pp. 407 - 409, 1989.
4. Y. Kano, Shinya Hasebe and Hiroshi Miyaji, "New linear variable differential transformer with square coils," IEEE Tr. on Magnetics, Vol. 26, No. 5, pp. 2020-2022, 1990.
5. S. C. Saxena and S. B. Lal Seksena, "Inductive ratio transducer instrumentation system for displacement measurement," Meas. Sci. Technol., Vol. 1, pp. 475 - 480, 1990.
6. P. H. Sydenham, V. Taing, D. J. Mounsey, and Yu Wen-Xin, "Low-cost, precision, flat inductive sensor," Measurement, Vol. 15, pp. 179 - 188, 1995.
7. 최동준, 최인목, 김수현, "인덕턴스형 미소 변위 측정 시스템과 응답 특성의 분석," 한국정밀공학회지, 제 18 권, 제 3 호, pp. 189-194, 2001.
8. P. E. Atkinson and R. W. Hynes, "Analysis and design of a linear differential transformer," Elliot Journal 2, 1954.
9. Mario L. Cabrera and Jose M. Saca, "Analytical study of a linear variable differential transformer transducer," Rev. Sci. Instrum., Vol. 66, No. 9, pp. 4707-4712, 2000.
10. W. J. Fleming, "Magnetostrictive torque sensor - Deviation of transducer model," SAE Paper 89042, 1989.
11. W. J. Fleming, "Magnetostrictive torque sensor performance -Nonlinear analysis," IEEE. Tr. on Vehicular Tech. Vol. 38, No. 3, pp. 159-167, 1989.
12. Darrell K. Kleinke, "Modeling of magnetostrictive sensors," Rev. Sci. Instrum. Vol. 67, No. 1, pp. 294-301, 1996.
13. 山川和郎, 大川光吉, 宮本毅信, 昭和 54, 永久磁石磁氣回路の設計と應用, 総合電子出版社.
14. H. C. Roters, *Electromagnetic Devices*, John Wiley & Sons, pp. 74-81, 1941.