

# DC 편이된 다상 입력을 이용한 횡자속 선형 유도 전동기의 부상/추진 독립 제어

정광석<sup>†</sup> · 허진혁\* · 백윤수\*\*

(2004년 6월 2일 접수, 2004년 9월 10일 심사완료)

## Decoupling Control of Levitation and Thrust Motion of The Transverse Flux Linear Induction Motor Using DC-biased Multi Phase Inputs

Jin Hyuk Huh, Kwang Suk Jung and Yoon Su Baek

**Key Words :** Distributed Parameter Magnetic Field Theory(분산 변수 자기장 이론), Decouple Control(독립 제어), Response Surface Method(반응 표면법), Transverse Flux Linear Induction Motor(횡자속 선형 유도 전동기)

### Abstract

In the transverse flux linear induction motor(TFLIM) with the general secondary composed of conductor and back-yoke, there exists a magnetized force into the normal direction or the air-gap direction of the thrust motion as well as the thrust force. Therefore, the various methodologies have been tried to use the normal force by the two independent control variables of the multi-phase input. But, as the force depends inevitably and strongly on the thrust force, it is essential to decouple both forces for two control index. In this paper, we suggest a novel approach capable of compensating the couple between both forces and the control index by using the DC-biased multi-phase input, and then realizing the independent control of TFLIM.

### 1. 서론

선형 유도 모터는 일반적으로 일차측(Primary) 또는 고정자에 의한 이동 자장(Traveling field)과 이차측(Secondary) 사이의 자극 정렬(Pole alignment)을 통해 추진되며 이때 일차측과 전도체와 back-yoke(계철)의 일반적인 조합을 갖는 이차측 사이에 자화력(Magnetized force)이 발생한다. 즉, 자화력은 공극(Air-gap) 방향으로 작용하는 힘이며 보통 리니어 가이드에 의해 억제될 뿐이다. 따라서 유도 모터의 일반적인 입력인 3상 전원의 두 독립 변수와 추력/법선 방향력 사이의 입출력 관계 정량화를 통해 법선 방향력을 최소화하고 추력을 극대화하는 것이 가능

하다. 특히 회전 모터의 경우 법선 방향력의 능동적인 제어는 곧 베어링 무장착 모터의 구현을 의미하며<sup>(1-2)</sup> 선형 유도 모터의 경우에는 별도의 구동 모듈 없이도 이차측이 부상되어 구동 될 수 있다는 장점을 갖는다. 그러나 비접촉으로 지지되는 선형 유도 모터의 경우 입력에 대해 추력과 부상력이 강하게 연성 되어있기 때문에 일차측 코일에 인가하는 다상 입력만으로 2축 벡터력을 동시에 제어하기 위해 다양한 방법이 제안되어 왔다.<sup>(3-7)</sup>

예로, PWM 인버터에 최적의 스위칭 벡터를 선택하여 인가하는 벡터 제어 기법이 제안되었으나 전이구간에서의 불연속 문제가 난제로 남아있는 실정이다.<sup>(3-4)</sup> 또한 추력/부상력의 주파수 특성을 이용한 방법은 고주파로 부상력 제어를, 저주파로 추력 제어와 이동자의 무게를 보상하는 방법으로 요약될 수 있으나 부상력은 저주파, 고주파 모두에 관련되어 있으므로 완전한 연성 보상을 실현하지는 못하였다.<sup>(5)</sup> 벡터력 동시제어는 일반적으로 공극 자속(Magnetic flux) 제어를 통한 부상력 제어와 슬립 주파수(Slip frequency) 제어를 통한 추력

<sup>†</sup> 책임저자, 회원, 충주대학교 기계공학과  
E-mail : ksjung@chungju.ac.kr  
TEL : (043)841-5135 FAX : (043)841-5120

\* (주) 만도 중앙연구소 제동시스템팀

\*\* 회원, 연세대학교 기계공학부

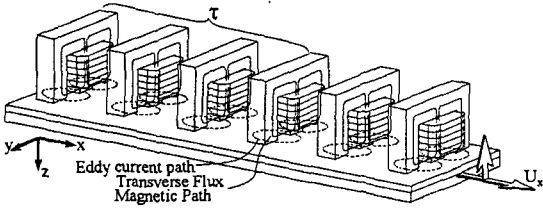


Fig. 1 Layout of the transverse flux linear induction motor with path shape

제어로 구성 되어 있으나 자속이 주파수와 부분적으로 연성 되어 있어서 자속 추정기 또는 자속 센서가 별도로 추가되어야 한다.<sup>(6)</sup> 그리고 추력과 부상력 상대 비의 슬립 주파수 관계를 이용하여 명령치에 따른 슬립 주파수 산정을 통한 비연성 제어 기법도 제안되었다.<sup>(7)</sup> 이와는 별도로 본 논문에서는 Fig. 1의 횡자속 선형 유도 구동기(이하 TFLIM; Transverse flux linear induction motor)를 대상으로 기존 입력 방식과는 다른 DC 편이된 다상 전원을 입력으로 이용하여 슬립 주파수와 AC 전원 대신 DC 읍셋 전류와 다상 전류로 추력/부상력 간의 독립 제어를 구현하는 새로운 방법을 소개한다. 이러한 방법은 이차축이 철만으로 구성된 유도 모터에 대해 시도된 적이 있지만 강판의 반송이라는 특수한 상황으로 추력의 요구가 상대적으로 미약한 경우만을 대상으로 하였다.<sup>(8)</sup>

본 논문에서는 분산 변수(Distributed-parameter) 자기장 이론을 이용하여 TFLIM의 자기력 해석을 수행하고 다상 전원에 DC 전원이 편이되어 있을 때의 자기력 왜곡을 분석한다. 실험 계획법(Design of Experiment)을 이용하여 각 변수의 추력/부상력 간의 연성 영향을 분석하고 또한 분산 변수 해석 결과를 기초로 연성의 집중 변수 모델링을 통해 두 힘간의 연성을 보상할 수 있는 방법을 실험결과와 함께 논의한다.

## 2. TFLIM의 자기력 해석

Fig. 1에 묘사된 TFLIM은 기존 유도 모터의 에지(Edge) 효과를 줄이려는 목적으로 개발된 선형 유도 모터의 변형된 형태로 전자석 코어의 폐루프 자기 회로(Closed-loop magnetic circuit)의 방향을 진행 자계 방향 그리고 와전류(Eddy current) 분포 평면과 직교하게 구성한 형태의 모터로 모터를 구성하는 각각의 전자석이 독립적으로 부상력 제어를 실현할 수 있는 가능성을 제공한다는 면이 일반 유도 모터와 가장 대별되는 부분이다. 본 장에서는 TFLIM에 인가되는 다상 전원에 따른 추력/부

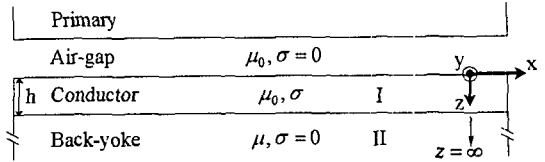


Fig. 2 Analytic model of TFLIM with an infinitely thick back-yoke

상력 특성을 적절한 가정에 기초한 분산 변수 자기장 이론을 이용하여 모델링 한다.

### 2.1 공극 자기장의 분산 변수 모델링

분산 변수 모델링의 단순화를 위해 취해지는 일반적인 유도 모터의 해석 가정에 추가하여 일차축 코일에 의해 발생하는 횡자속이 공극 방향으로 짧은 폐회로를 갖기 때문에 공극에서의 감소량이 없다고 가정하면 공극과 이차축 전도판 경계선에서의 z 방향 자기장은 다음과 같은 시공간에서의 이동 자장(Traveling field)으로 표현될 수 있으며<sup>(9)</sup>

$$B_z = B_m e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x)} = B_m e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (1)$$

따라서 TFLIM의 해석 영역을 Fig. 2에서처럼 전도체 영역 I과 z 방향으로 무한대인 Back-yoke 영역 II로 단순화시켜 해석을 수행한다. 위식에서  $\omega, \beta, \tau$ 는 자기장의 주파수, 파수, 극피치(Pole pitch)를 의미하고  $B_m$ 은 E형 철심 하단에서의 자속밀도를 나타낸다. 또한 생성된 자기장의 y축 방향으로의 왜곡이 없다고 가정하면  $\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}$ 로 정의되는 자기 벡터 포텐셜  $\mathbf{A}$ 는 y축 요소만이 존재하며 따라서 해석은 이차원 문제로 축약될 수 있다. 각 영역에 대해 맥스웰 방정식을 적용하면 영역 I과 II에서 다음 지배 방정식이 성립된다.

$$\frac{d^2 A_y}{dz^2} - \alpha^2 A_y = 0 \quad (2)$$

여기에서  $\alpha^2 = \beta^2 (1 + j \frac{\mu_0 \sigma s U_s}{\beta})$ 이고  $\sigma, s, U_s$ 는 각각 전도도, 슬립률(Slip ratio), 슬립 속도를 의미한다. 또한 슬립 속도  $U_s$ 는 이차축의 기계 속도  $U_x$ 와  $U_x = (1-s)U_s$ 의 관계를 갖는다. 특히 영역 II에서 Back-yoke의 전도도가 0으로 가정됐기 때문에 식 (2)에서  $\alpha$ 는  $\beta$ 와 같은 값이 된다. 라플라스 방정식 (2)의 해는

$$A_y = (pe^{\alpha z} + qe^{-\alpha z}) e^{j(\omega t - \beta x)} \quad (3)$$

가 되고 여기에 경계 조건

$$\begin{aligned} z=0; & B_{z_1} = B_m e^{j(\alpha x - \beta z)} \\ z=h; & H_{x_1} = H_{x_{II}} \ \& \ B_{z_1} = B_{z_{II}} \\ z \rightarrow \infty; & A_{y_{II}} = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

를 적용하면 각 영역에서의  $p, q$  를 구할 수 있고  $\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}$  의 관계를 고려하면 다음과 같이 각 영역에서의 자기장을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \mathbf{B}_I &= e^{j\alpha x} [\alpha \Gamma_0 B_m \hat{x} + j\beta \Gamma_1 B_m \hat{z}] \\ \mathbf{B}_{II} &= e^{j\alpha x} [-\beta \Lambda_0 B_m \hat{x} + j\beta \Lambda_0 B_m \hat{z}] \end{aligned} \quad (5)$$

위 식에서  $\Gamma_{0,1} = (p_1 e^{\alpha x} \mp q_1 e^{-\alpha x}) e^{-j\beta z}$ ,  $\Lambda_0 = q_2 e^{-\beta z} e^{-j\beta x}$  이며 계수  $p, q$  는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} p_1 &= \frac{(-\alpha\mu + \beta\mu_0)j}{\beta(\alpha\mu - \beta\mu_0 + e^{2h\alpha}(\alpha\mu + \beta\mu_0))} \\ q_1 &= -\frac{e^{h\alpha}(\alpha\mu + \beta\mu_0)j}{2\beta(\alpha\mu \cosh[h\alpha] + \beta\mu_0 \sinh[h\alpha])} \\ q_2 &= -\frac{e^{h\beta}\alpha\mu j}{\beta(\alpha\mu \cosh[h\alpha] + \beta\mu_0 \sinh[h\alpha])} \end{aligned} \quad (6)$$

### 2.2 이차측에 작용하는 로렌츠력/자화력

전절에서 유도된 TFLIM 의 각 영역에서의 자기장을 이용하여 전도체와 Back-yoke 에 유기되는 자기력을 얻는다. 본 연구의 TFLIM 은 저속 구동에의 적용을 고려하므로 해석에 있어서 일차측과 이차측 사이의 상대 속도는 무시하고 정지 상태(Standstill)에서의 힘 특성만을 고려한다. 우선 이동 시변(Time-variant) 자기장에 의해 생성되는 와전류와 공극에서의 자기장 사이에 로렌츠 방정식을 적용하면 전도체에 작용하는 추력과 반발력 밀도는

$$\mathbf{F}_e = \sigma(\mathbf{E}_1 \times \mathbf{B}_1) = -\sigma E_{y_1} B_{z_1} \hat{x} + \sigma E_{y_1} B_{x_1} \hat{z} \quad (7)$$

이 된다.  $\nabla \times \mathbf{A} = \mathbf{B}$  와  $\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$  의 관계를 고려하면  $\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}$  이므로 식 (3), (5)를 통해 위식은

$$\begin{aligned} F_e|_x &= -\sigma\omega\beta B_m^2 \Gamma_1^2 e^{2j\alpha x} \\ F_e|_z &= -\sigma\omega\alpha B_m^2 \Gamma_0 \Gamma_1 e^{2j\alpha x} \end{aligned} \quad (8)$$

로 표현될 수 있다. 따라서 와전류에 의한 추력과 반발력은 각각  $\sigma\omega\beta B_m^2 |\Gamma_1|^2$ ,  $\sigma\omega\alpha B_m^2 |\alpha \Gamma_0 \Gamma_1|$  의 진폭과  $2\omega$

의 주기로 반복하는 AC 력이며 그 크기는

$$\begin{aligned} \hat{F}_e|_x &= -\frac{\sigma}{2} \omega\beta B_m^2 \text{Re}(\Gamma_1 \cdot \Gamma_1^*) \\ \hat{F}_e|_z &= -\frac{\sigma}{2} \omega\alpha B_m^2 \text{Re}(\alpha \Gamma_0 \cdot \Gamma_1^*) \end{aligned} \quad (9)$$

로 요약될 수 있다. 위식에서 상첨자 \*는 켈레복소수를 의미한다. 앞서 언급한 것처럼 이차측에 작용하는 반발력  $F_e|_z$  는 와전류에만 기인하는 힘이며 시변 자기장과 Back-yoke 사이에는 자화 흡인력이 존재한다. 맥스웰 응력 텐서(Maxwell Stress Tensor)를 이용하면 흡인력은

$$F_m|_z = -\frac{1}{2\mu_0} (\mathbf{B}_{z_{II}} \cdot \mathbf{B}_{z_{II}}) = \frac{1}{2\mu_0} \beta^2 B_m^2 \Lambda_0^2 e^{2j\omega t} \quad (10)$$

로 표현되는데 반발력 (8)은 전도체 전체를 대상으로 하는 힘의 부피 밀도임에 반해 식 (10)은 Back-yoke 의 상면에 작용하는 면밀도(Area density)이다. 따라서 전체 부상력의 면밀도 크기는

$$F_l|_z = \frac{B_m^2}{2} \left[ \frac{\beta^2 \text{Re}(\Lambda_0 \cdot \Lambda_0^*)}{\mu_0} - \int \sigma\omega \text{Re}(\alpha \Gamma_0 \cdot \Gamma_1^*) dz \right] \quad (11)$$

로 표현된다.

### 3. 편이된 DC 옵셋에 따른 자기력 변화

TFLIM 의 부상력과 추력의 공간 해 (8)은 다상전원의 입력 주파수  $\omega$  와 슬립률  $s$ , 그리고 전류에 비례하는 자속밀도  $B_m$  에 강하게 연성되어 있음을 확인할 수 있으며 따라서 다상전원의 두 인덱스 즉, 전류와 주파수에 대한 비연성화 된 독립된 식을 얻는 것이 대단히 어려운 것을 알 수 있다. 따라서 본 논제에서 새로운 독립변수로 고려하는 DC 옵셋을 갖는 다상전류에 대한 자기력의 변화를 정량화 하고 그 영향을 분석한다.

TFLIM 은 E 자형 단위 전자석의 조합으로 구성되어 있으므로 E 형 철심 아래의 자속밀도  $B_m$  은 기자력  $Ni$  와 자기 저항  $\mathfrak{R}$  을 이용하여

$$B_m = \Phi \cdot \frac{1}{A} = \frac{Ni}{\mathfrak{R}} \cdot \frac{1}{A} = k_m i \quad (12)$$

로 나타낼 수 있다. 여기에서  $A$  는 철심 단면적을 나타낸다.  $k_m$  은 철심 형상과 공극 크기 그리고

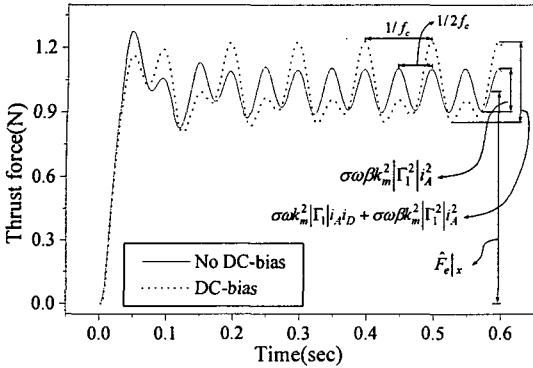


Fig. 3 Transient variation of thrust force for DC-biased multi-phase input

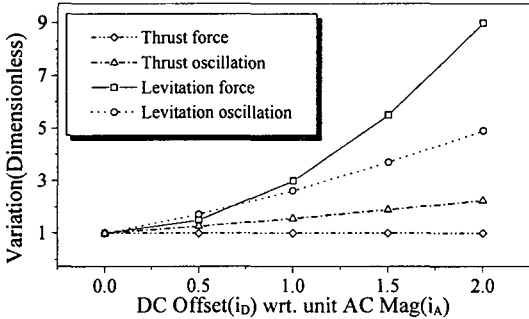


Fig. 4 Comparison of force characteristic for no bias & DC-biased input

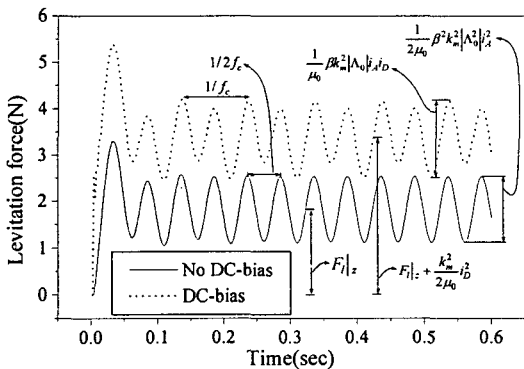


Fig. 5 Transient variation of levitation force for DC-biased multi-phase input

와인딩 턴수에 관련된 상수로 공극의 크기가 일정하게 유지되면 상수로 취급할 수 있다. 식 (12)와 (7)을 이용하여 일차측 코일에 인가되는 다상 교류(크기  $i_A$ ) 전원에 DC 전류  $i_D$ 가 편이되어 있을 때 중첩 원리를 적용하면 반발력은 DC 장의 시변 특성이 없으므로 변화가 없으나 추력은

$$\tilde{F}_c|_x = \sigma\omega k_m^2 (\Gamma_1 e^{j\omega t} i_A i_D - \beta \Gamma_1^{-2} e^{2j\omega t} i_A^2) \quad (13)$$

가 된다. 따라서 도입된 DC 전류로 추력의 크기에 변화가 없으나 주기는 두 배로 그리고 진폭량에는 대략  $\sigma\omega k_m^2 i_A i_D |\Gamma_1|$ 의 변화가 생긴다. Fig. 3은 적당한 초기 모델에 대해  $i_A, i_D = 4 \cdot 10^6 A/m^2$ , 슬립 주파수 10Hz 인 경우 DC 옵셋의 유무에 따른 추력의 과도 특성을 묘사하는 결과이며 Fig. 4는 다상 전원 크기 대비 DC 옵셋량 증가에 따른 추력 진폭, 절대 크기의 변화 선도이다. 결과를 통해 알 수 있듯이 DC 옵셋량의 증가에 따라 진폭량의 크기가 과대해 지지만  $i_A$ 에 대한  $i_D$ 의 비를 1~2 배 이내로 제한하면 추력 절대 크기에 대한 진폭량의 상대 비에는 큰 영향이 없다. 따라서 다상 전원에 편이된 DC 옵셋량을 일정 수준으로 제약하면 추력 특성에 큰 변화는 없음을 알 수 있다.

앞서 언급한 것처럼 DC 옵셋의 도입에 따른 반발력의 변화는 존재하지 않지만 흡인력 면밀도는 식 (10)의 z 방향 자기장 중첩을 고려하면

$$\tilde{F}_m|_z = \frac{k_m^2}{2\mu_0} [\beta^2 \Lambda_0^2 e^{2j\omega t} i_A^2 - 2i\beta\Lambda_0 e^{j\omega t} i_A i_D + i_D^2] \quad (14)$$

가 된다. 따라서  $i_A, i_D = 2 \cdot 10^6, 1 \cdot 10^6 A/m^2$  인 입력에 대한 결과인 Fig. 5에 묘사한 것처럼 주기는 두 배로 그리고 진폭량에는 옵셋량이 없을 때 대비 대략  $2i_D / \beta i_A |\Lambda_0|$  배의 진폭 상승이 발생된다. 즉, Fig. 4에서와 같이  $i_A$ 와  $i_D$ 의 크기가 동일한 경우 증가비가 대략 2 배 정도 되지만 이와 동시에 흡인 부상력 절대 크기 역시  $1 + 2i_D^2 / i_A^2$ 의 비로, 위의 경우에 대해서는 3 배로 증가되므로 절대 크기 증가비에 비추어 진폭량의 증가 역시 큰 영향을 주지는 않음을 알 수 있다. 따라서 다상 전원에 DC 전류가 편이되어 있을 때 DC 전류의 크기를 다상 전류의 일정 비율 이내로 제한하여 적용하면 기존 TFLIM의 추력과 부상력 동특성에 큰 변화는 야기되지 않는 대신에 추력과 무관하게 DC 옵셋량과 부상력 간에 독립적인 일대일 대응관계가 설정된다. 따라서 이러한 해석 결과로부터 다상 전원으로 추력을 그리고 DC 옵셋량으로 부상력을 제어할 수 있음을 알 수 있다.

#### 4. 추력/부상력의 비연성화

전장에서 논의된 DC 편이된 다상 전류에 의한 TFLIM의 부상/추진 독립 제어 가능성을 검증하기 위하여 Table 1의 제원을 갖는 Fig. 6의 실험 장치

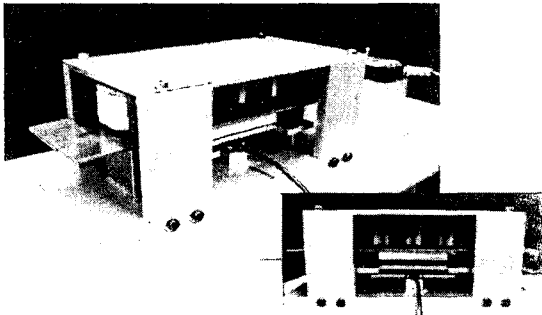


Fig. 6 Photograph of TFLIM prototype

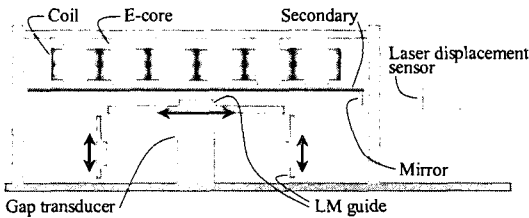


Fig. 7 Layout of the test facility

Table 1 Specification of TFLIM prototype

Design parameter	Value
EM core size	57×38×19mm
Coil winding turns number	AWG25-600
Pole pitch	108mm
Number of pole pairs	2
Number of phase	3
Conductor	275×80×1mm
Back yoke	275×80×2mm
Nominal gap	2mm

를 구성하였다. 테스트 실험 장치는 Fig. 7 과 같이 진도체와 Back-yoke 로 구성된 이차측에 부상축과 추진축 방향으로 LM 가이드를 설치하여 단지 추진과 부상의 2 자유도 운동만이 가능하도록 설계하였다. 이 때 일차측과 이차측 사이의 공극 길이는 하단에 위치한 갭 센서(Gap transducer)를 통해 측정하고 또한 횡방향 이송 변위는 우측에 설치한 레이저 변위계를 이용하여 측정한다. 또한 설계된 시스템을 대상으로 전장에서 유도된 추력/부상력의 이론식 검증을 위한 힘 보정 시험 결과를 Fig. 8 에 나타내었는데 이 때 힘 측정은 힘 센서(Force transducer)를 Fig. 7 의 공극 센서와 마찬가지로 하단에 고정하고 그 헤드를 이차측에 부착시켜 수행되었다. 간략화를 위한 많은 가정과 비모델링 요소(Unmodeling factor)에도 불구하고 이론 결과가 실험 결과와 상당한 수준으로 일치하는 것은 TFLIM 의 횡방향 자기 폐회로의 특성상 누설 자속(Leakage flux) 등의 효과가 상대적으로 적기 때문인 것으로 판단된다.

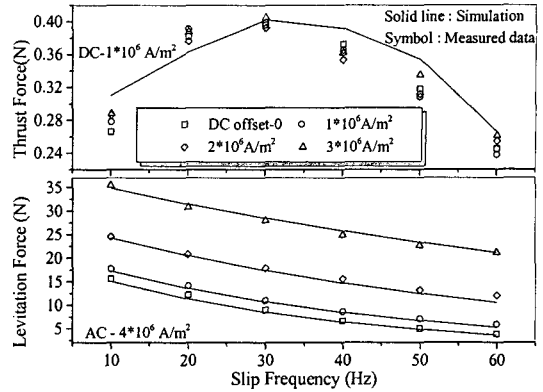


Fig. 8 Calibration of the derived force model

앞서 언급한 것처럼 부상 운동을 제어하기 위해 도입된 DC 옵셋량에 의한 영향은 단지 진폭 증가와 부상력 절대 크기의 증가뿐이었으나 제한된 길이의 이차측을 갖는 TFLIM 의 물리적인 특성상 에지(Edge) 효과와 누설 자속, 그리고 DC 전류의 도입에 따른 브레이크 힘 등의 불확실성으로 인해 부상/추진 운동 사이에 강한 연성이 존재한다. 따라서 DC 옵셋량 뿐만 아니라 다양한 작동 조건에 따른 연성량의 예측은 대단히 중요하다. 본 장에서는 우선 연성에 대한 고려없이 두 제어 입력에 따른 실험 결과를 통해 최적의 작동 조건을 예측해보고 이러한 연성 보상 없는 실험의 성능 한계를 논한다. 이어 3 장에서 논의된 연속 해를 기초로 부상/추진과 제어 입력사이의 집중 변수(Lumped parameter) 모델링을 통해 언급된 연성을 능동적으로 보상하는 방법을 제안한다.

4.1 실험계획법에 의한 연성 최소 조합의 선정

시스템 입력의 최적화를 위해 폐형해 없이도 민감도 분석이 가능하고 동시에 최적화가 가능한 실험계획법(DOE; Design of Experiment)을 이용하여 연성을 최소화 할 수 있는 최적의 입력 조합을 선정한다.<sup>(10)</sup>

우선 3 수준계 요인 배치법을 이용하여 실험을 수행하고 반응 표면법(Response Surface Method)을 이용한 1 차 회귀 모델 함수를 구한 후 순차 선형 계획법(Sequential linear programming)을 통해 최적의 입력 값을 구한다. 즉, Table 2 에서처럼 다상 전원 주파수(CF1), AC 가중치(CF2), DC 옵셋(CF3)을 입력 변수로 하는 3 수준계 요인 배치법을 이용하여 Table 3 의 직교 배열표 조합대로 직접 실험을 수행한다. 실험은 부상 방향(z 축)으로 1mm 계단 입력을 주어 이차측을 부상 시킨 상태에서 0.025 초 후에 추진, 부상 방향으로 5Hz 의 주파수

**Table 2** Three-level input parameter used in DOE

Input parameter		Level	
CF1	AC-command Frequency (Hz)	1	20
		2	60
		3	100
CF2	AC magnitude weighting factor	1	0.2
		2	0.5
		3	0.8
CF3	DC offset (A)	1	0.42
		2	0.50
		3	0.58

**Table 3** 3<sup>3</sup> Full factorial DOE results

Exp. No.	Level			z-axis error (μm)	x-axis error (μm)
	CF1	CF2	CF3		
1	-1	-1	-1	148.9	75.0
2	-1	0	0	160.1	71.2
3	-1	1	1	154.2	32.8
4	0	-1	0	88.3	287.1
5	0	0	1	99.3	232.4
6	0	1	-1	127.3	51.9
7	1	-1	1	25.0	458.7
8	1	0	-1	58.5	195.8
9	1	1	0	71.1	142.1

**Table 4** Optimal design results of the input parameter

Parameter	Optimal value
AC command frequency (CF1)	103 Hz
AC magnitude weighting factor (CF2)	0.45
DC offset (CF3)	0.5 A
z-axis error (peak to peak)	45.4 μm
x-axis error (peak to peak)	150 μm

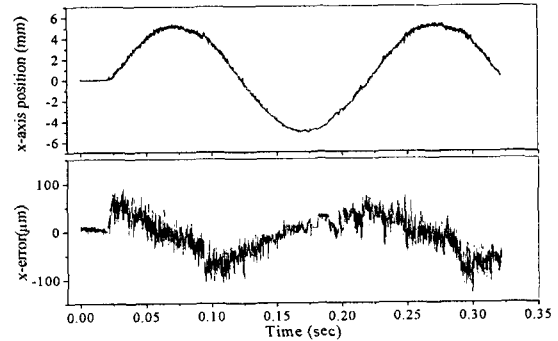
를 갖는 5, 1mm 의 정현파 입력을 설계 궤적으로 주었을 경우 각 축의 최대 오차를 얻는 과정으로 요약될 수 있다. 이 때 각축의 제어 계인은 1자유도 실험 하에서 최적 제어 기법에 의해 얻어진 선형 계인을 기준으로 하였다. 이를 통해 얻어진 실험 결과는 Table 3 의 우측처럼 정리될 수 있으며 이를 기초로 반응 표면법을 이용하여 CF1~CF3 를 독립 변수로 하는 1 차 회귀(Regression) 모델 함수를 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 z_{\text{error}} &= 214.2 - 1.3 \times CF1 + 50.2 \times CF2 - 116.9 \times CF3 \\
 x_{\text{error}} &= -235.5 + 2.6 \times CF1 - 330 \times CF2 + 835.9 \times CF3 \quad (15)
 \end{aligned}$$

위 회귀 모델 함수를 목적 함수로 순차 선행 기법에 의해 최적화를 수행하여 얻어진 최적 입력 변수의 값과 회귀식에 대입하여 예측 가능한 부상/추진 방향으로의 위치 오차는 Table 4 와 같다. 얻어진 입력 변수를 이용하여 실제 실험을 수행한

**Table 5** Comparison between regression result and experimental result

Method	Value (peak to peak)	
	z-axis error	x-axis error
Regression result	45.4 μm	150 μm
Experimental result	42 μm	160 μm
Error	8.10%	6.25%



**Fig. 9** Thrust tracking motion using the optimized input combination by DOE and its error

결과를 x 축에 대해 Fig. 9 에 나타내었으며 Table 4 의 해석 결과와 비교하여 Table 5 에 나타내었다. 회귀 모델을 이용한 결과값이 실험 결과와 10% 오차 이내에 있는 것을 알 수 있으며 따라서 얻어진 1 차 회귀 모델을 이용하여 입력 변수의 연성 민감도를 정성적/정량적으로 예측할 수 있음을 알 수 있다.

Table 5 의 결과는 물리적으로 충분히 예측 가능한 결과인데 추력은 상대적으로 고주파 영역에서 0 으로 수렴해가기 때문에 식 (15)에서처럼 AC 전원 주파수의 증가는 추력 방향으로 연성 오차를 증대시킨다. 또한 이차측 무게에 의해 제한되는 DC 옵셋량은 기언급된 것처럼 추력 진폭의 증가로 인해 추진 방향으로의 연성 증가에 큰 영향을 끼치는 것을 알 수 있으며 같은 이유로 DC 옵셋에 대한 AC 가중치는 부상 방향으로의 연성 증가를 야기시킨다. 입력 변수의 최적 치에서의 과도한 전원 주파수는 미약한 추력의 결과를 낳고 이는 이차측 이동 속도의 제한을 불러오며 따라서 이러한 연성에 대한 고려없는 최적 입력치 산정 그리고 이에 따른 독립 제어기 구축은 시스템 성능에 큰 제약은 낳는다. 따라서 다음 절에서는 언급된 연성에 대한 적극적인 보상 방법을 도입한다.

#### 4.2 집중 변수 모델링을 이용한 연성 보상 알고리즘

DC 편이된 다상 전원에 의한 TFLIM 의 자기력 모델링 작업이 3 장에서 수행되었다. 식 (12), (13),

(14)에 제시되어있는 것처럼 E 형 단위 전자석의 조합으로 구성되어있는 TFLIM 의 철심 끝단에서의 자기장과 인가 전원과의 관계를 이용하면 추력과 부상력에 대해 집중 변수 모델링으로의 전환이 가능하다. 우선 DC 편이된 전원을 이용한 추력의 경우, 식 (13)과 같이 유도되어있는 식을 기초로 식 (9) 형태의 시평균 면밀도값을 구하면 우측 첫째 항은 소거되므로 다음 형태로 표현될 수 있다.

$$\bar{F}_x = -\frac{1}{2} \alpha \omega \beta k_m^2 \int_0^{\pi} \text{Re}[\Gamma_1 \cdot \Gamma_1^*] dz i_d^2 \quad (16)$$

또한 부상력의 경우, 식 (14)를 기초로 식 (11)의 우측 반발력 항을 고려하여 전개하면

$$\begin{aligned} \bar{F}_z = & \frac{k_m^2}{4\mu_0} \left[ \beta^2 \text{Re}(\Lambda_0 \cdot \Lambda_0^*) - \mu_0 \int_0^{\pi} \alpha \omega \text{Re}(\alpha \Gamma_0 \cdot \Gamma_1^*) dz \right] i_d^2 \\ & + \frac{k_m^2}{2\mu_0} i_D^2 \end{aligned} \quad (17)$$

과 같다. 따라서 식 (16)과 (17)을

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_t & 0 \\ \frac{1}{2} \eta k_r & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^2 \\ i_D^2 \end{bmatrix} \quad (18)$$

로 전환시키면 위 식의 우측 행렬의 각 항은 공칭 공극을 비롯한 일/이차측의 대향 조건이 일정하게 유지되고 고속으로 인한 DC 장에 의한 와전류장의 왜곡을 무시할 수 있으며 슬립률이 1 인 정지 상태를 고려하므로 전원 인가 주파수, 즉 슬립 주파수가 일정하게 유지되면 상수로서의 불변 특성을 갖는다. 따라서 위식을 기초로 연성 보상 알고리즘을 구현한다. 즉, 가상 제어 변수  $i_d, i_q$  를 다음과 같이 도입하면

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2} \eta k_r & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^2 \\ i_D^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2} \eta k_r & k_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_D \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (20)에서와 같이 추력과 부상력은 두 가상 제어 변수에 대해 비연성화가 가능하다.

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_t & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_d \\ \bar{i}_q \end{bmatrix} \quad (20)$$

위 연성 보상식을 이용하여 추진 방향(x)축으로  $\pm 2000 \mu\text{m}$  그리고 부상 방향(z)축으로  $\pm 500 \mu\text{m}$  의 사인 곡선 추적 시험 결과를 Fig. 10 에 나타내었다.

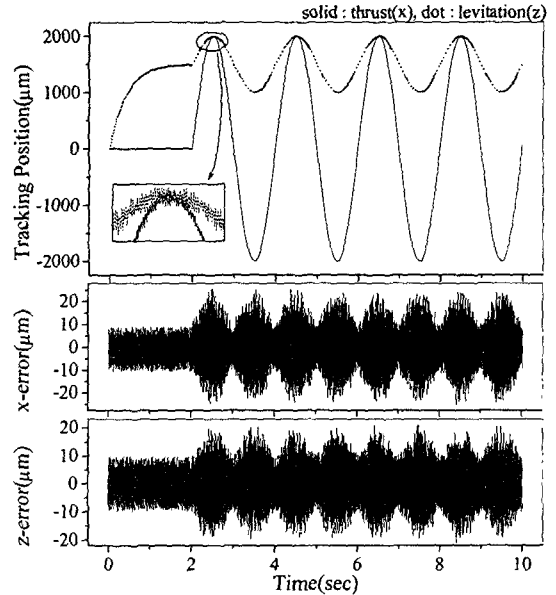


Fig. 10 Thrust, levitation tracking test using the couple compensation algorithm and its error

부상 운동은 Fig. 9 에서와 마찬가지로 초기 위치에서  $1500 \mu\text{m}$  의 공칭 위치까지 부상 시킨 후의 시험 결과이다. Fig. 9 의 결과와 비교하여 사인곡선의 극점 부근에서는 유도 원리의 물리적인 특성에 연유된 지터량이 존재하지만 시스템 서보 장비의 오차 폭이  $\pm 10 \mu\text{m}$  임을 고려하면 연성량이 확연히 감소된 것을 확인할 수 있다. 따라서 집중 변수 모델에 근거한 제안된 알고리즘을 통해 DC 편이된 다상 전류를 이용하여 TFLIM 의 추진/부상 운동을 동시에 제어할 때 발생할 수 있는 연성은 충분히 축약될 수 있음을 알 수 있다.

### 5. 결론

본 논문에서는 TFLIM 을 대상으로 일차측 코어와 Back-yoke 사이에 존재하는, 공극 방향에 수직으로 작용하는 부상력을 효율적으로 이용하는 방법의 일환으로 직류 편이된 다상 교류 전원을 TFLIM 의 일차측에 인가하여 교류 전원으로 추력을 그리고 편이된 직류 전원으로 부상력을 제어하는 방법을 제안하였다.

우선 전도체와 Back-yoke 의 두 경계 영역으로 모델링 된 TFLIM 의 자기력 특성을 분산 변수 자기장 이론을 통해 정량화하였고 다상 입력에 DC 전원을 편이시킬 경우의 자기력 왜곡 영향이 분석되었다. 이 때 추력과 부상력 사이에 존재하는 강한 연성 특성을 보상하기 위한 방법으로 실험 계획

법에 의해 최적의 작동 조건을 찾는 수동적인 방법이 시도되었고 얻어진 입력 조합을 기초로 정현파 목표치에 대한 추종 성능 시험을 통해 x 축으로 약  $\pm 80\mu\text{m}$  내외의 반복 오차를 갖는 결과를 얻었다.

그러나 고주파 영역에 존재하는 입력 전원 주파수로 인한 추력의 한계를 극복하기 위해 능동적인 연성 보상 방법이 제안되었다. 즉, 분산 변수 자기 해석 결과에 기초하여 추력, 부상력과 전원 입력 사이의 집중 변수 근사 모델을 얻었고 이를 토대로 유도된 연성량은 가상 제어 변수를 통한 보상 알고리즘을 통해 만족스러운 정도로 추락될 수 있음을 보였다. 제안된 알고리즘을 이용한 정현파 시험 결과 추종 오차가 서보 장비 오차 한계의 약 두 배 이내로 제한되는 것을 확인하였으며 따라서 이러한 부상력의 능동적 보상은 결국 베어링 무장착 TFLIM의 One Input-Two Output 구현이 가능함을 보여준다.

## 후 기

이 논문은 2004년도 한국학술진흥재단의 지원에 의하여 연구되었음.(KRF-2004-002-D00053)

## 참고문헌

- (1) Michioka, C., Sakamoto, T., Ichikawa O., Chiba, A., and Fukao, T., 1996, "A Decoupling Control Method of Reluctance-Type Bearingless Motors Considering Magnetic Saturation," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 32, No. 5, pp. 1204~1210.
- (2) Kim, D. G., 2001, "Control of a 3-Phase VR Type Self-Bearing Step Motor," *Korea Society of Mechanical Engineer A*, Vol. 25, No. 12, pp. 1974~1980.
- (3) Takashashi, I. and Ide, Y., 1993, "Decoupling Control of Thrust and Attractive Force of a LIM Using a Space Vector Control Inverter," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 29, No. 1, pp. 161~167.
- (4) Amirkhani, H., Shoulaie, A. and Ramezanpoor, P., 1998, "A New Thrust Estimation Method for On-Line Control of Thrust and Flux a LIM Using a Fuzzy Space-Vector Controller," *Proceedings of Inter. Conf. on Control Applications*, September, Italy, pp. 932~936.
- (5) Morizane, T., Kimura, N. and Taniguchi, K., 2000, "Simultaneous Control of Propulsion and Levitation of Linear Induction Motor in a Novel Maglev System," *Proceedings of Power Electronics and Motion Control Conference*, Vol. 1, August, pp. 127~131.
- (6) Wai, R., Duan, R., Liu, W. and Yu S., 2001, "Nonlinear Decoupled Control for Linear Induction Motor Servo Drive," *The 27<sup>th</sup> Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 635~640.
- (7) Yoshida, K. and Yoshida T., 2003, "Soft Touch Mass-Reduced-Mode Control of Attractive Force in SLIM Vehicle Propulsion," *IEEJ Trans. IA*, Vol. 123, No. 5, pp. 575~581.
- (8) Hayashiya, H., Iizuka, D., Ohsaki, H. and Masada, E., 1998, "A Combined Lift and Propulsion System of a Steel Plate Conveyance by Electromagnets," *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol. 34, No. 4, pp. 2093~2095.
- (9) Nasar, S. A. and del Cid, L., Jr., 1973, "Propulsion and Levitation Forces in Single-Sided Linear Induction Motor for High-Speed Ground Transportation," *Proc. IEEE*, Vol. 61, No. 5, pp. 630~644.
- (10) Huh, J. H., 2004, "A Study on the Decoupled-Control Method of Levitation and Thrust Forces in TFLIM," *Thesis of Master Degree*, Yonsei University.