

스테거 배치 페어자석의 支持系, 案内系; 非干涉制制의 考察

權 丙 一 · 正 田 英 介  
(東京大學 工學部)

A Study of Staggered Magnet Pair Decoupling Control for a Levitation System

B. I. Kwan · E. Masada

Dep. of Electrical Engineering the Univ. of Tokyo 3-1 Hongo 7,  
Bunkyo-Ku, Tokyo, 113 Japan

To obtain both lift and guidance forces, either separate vertical and horizontal reaction rails with associated magnets may be used, or a pair of magnets, each laterally staggered relative to the rail center-line may be employed. This paper deals with the latter design, and shows that the heave and sway motions are decoupled by linearization for small heave and sway displacement and for large sway displacement. However, there are some coupling factors because of parameter variation, nonlinear effects, which are compensated.

1. 序說<sup>1) 2)</sup>

磁氣浮上鐵道는, 高速性, 快速性 等을 追求하는 새로운 交通시스템으로서 開發 및 實用化가 進行되고 있다.

磁氣浮上鐵道の 浮上方式으로서는, 超電導을 이용한 誘導反發方式과 常電導吸引浮上方式이 있으며, 常電導吸引浮上方式에는 支持·案内獨立方式과 支持·案内兼用方式이 있다.

支持·案内兼用方式은, 支持·案内獨立方式과 比較해서 重量과 消費電力의 面에서 有利한 것으로 알려져<sup>3)</sup>, 영국의 비밍감(Birmingham) 시스템 및 日本의 HSST 시스템에 採用되고 있다.

HSST 시스템은, 支持·案内兼用方式인 스테거 배치 페어자석(staggered Magnet Pair, 以下 스테거자석이라고 함) 2個와, 推進力을 發生하는 片側式線形誘導電動機를 一體化한 '磁氣車輪' 構造이다.

本 論文에서는, 우선 線形式手法에 의해, 支持系와 案内系의 微少變位の 경우에 대해서, 支持系와 案内系의 運動方程式과 電氣回路式이 支持系, 案内系로 非干涉될 수 있음을 나타낸다.

그리고 支持系 一定의 條件下에서 各 磁石의 電流制御利得을 適當히 決定하므로써, 橫空隙長의 큰 變位까지 運動方程式이 非干涉됨을 보이고, 이 경우에는 電氣回路式이 非干涉化되지 않으므로 發生하는 支持系와 案内系의 干涉 및 兩磁石의 電氣의 特性的 不一致에 의한 干涉을 案内外亂力에 의한 스프링답으로 구한다. 또한 干涉의 대척으로, 파라메터의 變動에 대한 補償성을 갖는 補償을 하므로써 干涉現象을 減少시킬 수 있음을 보인다.

2. 스테거자석의 支持系, 案内系의 非干涉化

支持·案内兼用方式의 스테거자석은 構造的으로는 案内系와 支持系가 區分되어 있지 않지만, 制御에 있어서는 支持系와 案内系로 分離하는 것이 바람직하다.

本章에서는 支持系, 案内系의 非干涉化 및 干涉의 原因에 대해 설명하고 干涉의 減少를 위한 補償을 한다.

(1) 浮上, 橫空隙長 微少變位에 대한 非干涉化<sup>4)</sup>

스테거자석의 各磁石은, 그림 1에 나타내듯이, 軌道中心에 대해서 左右方向으로 스테거量  $y_0$  만큼 變위 하도록 배치되어 있다.

스테거磁石의 1個의 U形磁石의 案内力, 支持力은 式 (1), (2)로 계산되어지며, 인덕턴스는 式(3)의 近似式을 使用하기로 한다<sup>5)</sup>. 電磁石

의 電氣回路式은 式(4)이다.

$$F_z = \frac{\mu_0 \omega_m n^2}{2\pi z_c} \tan^{-1} \frac{y_c}{z_c} \quad (1)$$

$$F_y = \frac{\mu_0 \omega_m n^2}{4z_c^2} \left(1 + \frac{2z_c}{\pi w} \frac{2y_c}{\pi w} \tan^{-1} \frac{y_c}{z_c}\right) \quad (2)$$

$$L = L_w + L_g \frac{1}{\sqrt{y_c^2 + z_c^2}} \quad (3)$$

$$e = Ri + \frac{dLi}{dt} \quad (4)$$

단,  $L_w$ 는 누설 인덕턴스,  $L_g = \mu_0 \omega_m n^2 / 2$ 이다.

磁石 1에 대해서, 평형점( $y_0, z_0, i_0$ ) 근방에서, 式(1)~(4)을 1次 近似해 線形化하면 다음 式이 얻어진다(磁石 1에 대한 變化分은 添字 1, 絕對値는  $a$ 로 나타낸다)

$$F_z = F_{z0} + \beta_z (i_1 - r_1 z_1 + \delta_z y_1) = F_{z0} + F_{z1} \quad (5)$$

$$F_y = F_{y0} + \beta_y (i_1 - r_1 z_1 + \delta_y y_1) = F_{y0} + F_{y1} \quad (6)$$

$$L_w = L_{w0} - \delta_z z_1 - \delta_y y_1 = L_{w0} + L_{w1} \quad (7)$$

$$e_1 = Ri_1 + R_1 i_1 + L_1 \dot{i}_1 - i_0 (\delta_z z_1 + \delta_y y_1) = e_0 + e_1 \quad (8)$$

단,  $i_0$ 는 스테거자석의 負擔하는 質量을  $M$ 이라 하면,  $Mg/2 = F_{z0}$ 로부터 구해진다.

(文字의 內容은 參考文獻[4]를 參考하기 바람).

磁石 2에 대해서, 평형점( $-y_0, z_0, i_0$ ) 근방에서, 式(1)~(4)을 1次 近似해, 線形化하므로 다음 式을 얻는다.(磁石 2에 대한 變化分은 添

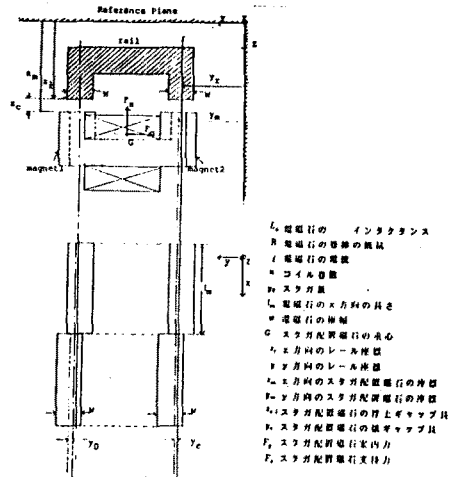
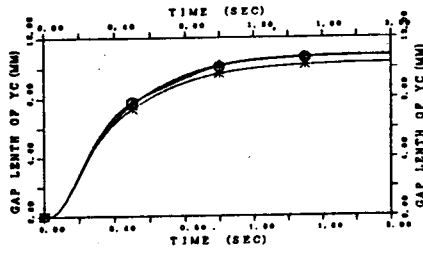
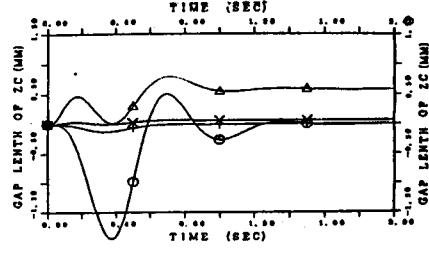


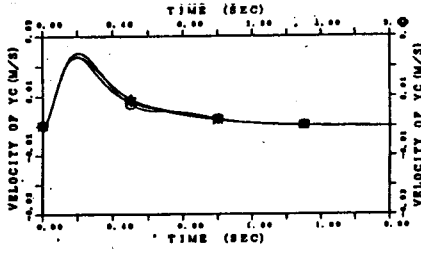
그림 1. 스테거배치 페어 자석



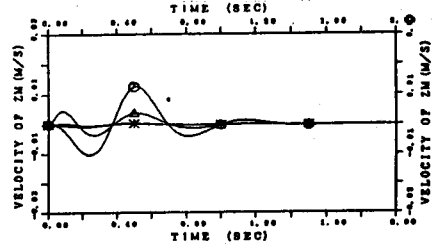
(a) 横空隙長



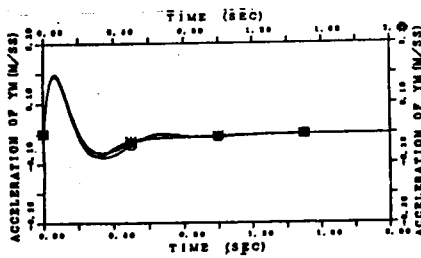
(d) 浮上空隙長



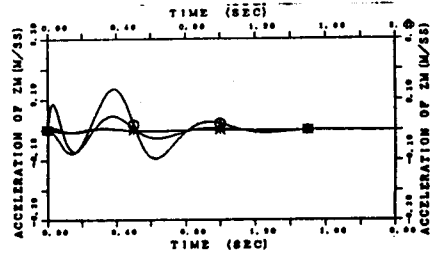
(b) 横空隙長의 速度



(e) 浮上空隙長의 速度



(c) 横空隙長의 加速度



(f) 浮上空隙長의 加速度

그림 3. 案内外亂內(0.3Mg)에 의한 스텝응답

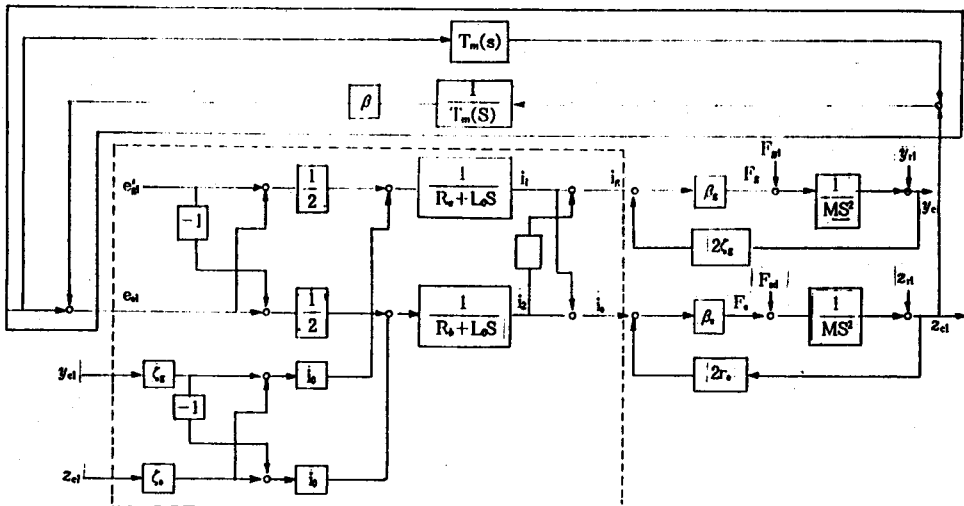


그림 4. 補償系를 넣은 스텞거 자석의 block diagram

字 2로, 絶對値는  $b$ 로 나타낸다.)

$$F_{\mu} = \bar{F}_{\mu} + \beta_z(i_1 - r_z z_1 + \delta_z y_z) = F_{\mu}^* + F_{\mu}^z \quad (9)$$

$$F_{\omega} = \bar{F}_{\omega} + \beta_z(i_2 - r_z z_2 + \delta_z y_z) = F_{\omega}^* + F_{\omega}^z \quad (10)$$

$$L_{\omega} = \bar{L}_{\omega} - \delta_z z_2 - \delta_z y_z = L_{\omega}^* + L_{\omega}^z \quad (11)$$

$$e_{\omega} = R_{\omega} i_{\omega} + L_{\omega} \dot{i}_{\omega} - i_{\omega} (\delta_z z_2 + \delta_z y_z) = e_{\omega}^* + e_{\omega}^z \quad (12)$$

스태거자석은 레일에 대해서 평행한 것으로 假定하면  $z_1 = z_2 = z_{\omega}$ ,  $y_1 = y_2 = y_{\omega}$ 이며,  $e_1 + e_2 = e_{\omega}$ ,  $i_1 + i_2 = i_{\omega}$ 을 支持分,  $e_1 - e_2 = e_{\mu}$ ,  $i_1 - i_2 = i_{\mu}$ 을 案内分이라 하면, 式(5)~(12)에 의해 스태거 자석의 運動方程式 및 電氣回路式은 다음과 같이 支持系로 非干涉化되어 진다.

$$\text{案内系} \quad M \ddot{y}_{\omega} = -\beta_z(i_{\omega} + 2\delta_z y_{\omega}) + F_{\mu}^z \quad (13)$$

$$e_{\mu} = R_{\mu} i_{\mu} + L_{\mu} \dot{i}_{\mu} - 2\delta_z i_{\omega} y_{\omega}$$

$$\text{支持系} \quad M \ddot{z}_{\omega} = -\beta_z(i_{\omega} - 2r_z z_{\omega}) + F_{\omega}^z \quad (14)$$

$$e_{\omega} = R_{\omega} i_{\omega} + L_{\omega} \dot{i}_{\omega} - 2\delta_z i_{\omega} z_{\omega}$$

(2) 長橫空腔長變位에 대한 非干涉化

前節에서는 微小變位에 대한 非干涉化를 求했다.

하지만, 式(1)로 부터 알 수 있듯이, 案内力은 電流 및 橫空腔長의 함수이므로  $y_{\omega}$ 가 變수인 案内力이 얻어짐을 알 수 있다. 그래서 本節에서는 浮上空腔長 一定, 長橫空腔長變位에 대해서도 運動方程式은 支持系와 案内系로 非干涉化될 수 있음을 보인다.

長橫空腔長變位에 대해서도 支持系를 非干涉化 하기 위해서는, 支持力, 支持分電流, 浮上空腔長을 一定으로 하고, 橫空腔長에 대해서 各磁石의 電流를 次式과 같이 制御하기로 하자.

$$i_1 = i_0 + i_1 = i_0 + k_y y_{\omega} \quad (16)$$

$$i_2 = i_0 + i_2 = i_0 + k_y y_{\omega}$$

支持系에 非干涉하는 最大非干涉 橫空腔長(=  $y_{\omega}^*$ )은,  $i_0 = 0$ 시의 橫空腔長이므로 非干涉制利得  $k_y$ 는 次式の 관계이다.

$$y_{\omega}^* = i_0 / k_y \quad (17)$$

最大非干涉橫空腔長은, 橫空腔長  $y_{\omega}^*$ 에서, 磁石 2의 電流가 0, 磁石 1의 電流  $i_1 = 2i_0$ 時, 磁石 1가 全質量을 負擔하는 條件으로 부터 求해 진다.

上の 條件을 數式化하면 次式으로 나타내어진다.

$$2\left(1 + \frac{2z_c}{\pi w} - \frac{2(y_0 + y_{\omega}^*)}{\pi w} \tan^{-1} \frac{y_0 + y_{\omega}^*}{z_c}\right) = \left(1 + \frac{2z_c}{\pi w} - \frac{2y_0}{\pi w} \tan^{-1} \frac{y_0}{z_c}\right) \quad (18)$$

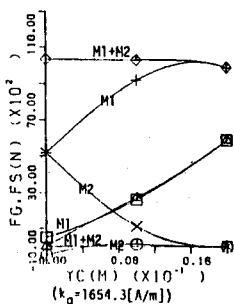
式 (17), (18)로 부터 最大非干涉橫腔長, 非干涉制利得이 求하여 진다.

表 1의 HSST-03의 電磁石을 모델로 이들 值를 求하면, 非干涉最大橫空腔長  $y_{\omega}^*$ 은 0.0186(m), 非干涉利得  $k_y$ 는 1654.3(A/m)이다.

表 1. HSST-03의 자석의 壓操

電磁石의 極中 (W)	0.025(m)
定常浮上空腔長 ( $z_c$ )	0.011(m)
스태거量 ( $y_0$ )	0.005(m)
定常電流 ( $i_0$ )	30.8 [A]
卷線抵抗 (R)	0.54 [Ω]
卷線인덕턴스 (L)	0.234[H]

그림 2 非干涉電流 制御利得  $k_y = 1654.3$ (A/m)에 의한, 橫空腔長變位에 대한 力特性



이 制御利得을 移用해서, 橫空腔長變位에 대해, 各磁石의 電流를 制御한 경우의 스태거자석의 力特性을 그림 2에 나타낸다.

그림 2로 부터 알 수 있듯이, 橫空腔長變位에 대해 電流制御利得  $k_y$ 로 制御하면, 橫空腔長이 增加함에 따라 案内力은 기의 線形的으로 增加하며 支持力은 기의 一定이어서 非干涉되어 있음을 알 수 있다.

以上에서 電流制御로서의 非干涉制御利得  $k_y$ 를 求하였으나, 실제로는 電壓制御를 하게 되므로 式(13)의 制御電壓으로 나타내면은 다음 式으로 표현된다.

$$e_{\mu} = 2k_y R_{y_{\omega}} + (2L_{\omega} k_y - 2i_{\omega} \delta_z) y_{\omega} = k_{\mu} y_{\omega} + k_{\omega} y_{\omega} \quad (19)$$

電壓制御에 있어서 長橫空腔長制御를 支持系에 非干涉으로 하기 위해서는 橫空腔長利得  $k_{\mu}$ , 速度利得  $k_{\omega}$ 가 決定되어지므로, 加速度利得( $k_{\omega}$ )을 適當히 決定하므로써 乘車感을 調整하게 된다.

(3) 非干涉制御에 있어서의 干涉 및 干涉의 補償

微小變位에 대한 非干涉化에 있어서는, 運動方程式 뿐만 아니라 電氣回路式도 非干涉化 되었지만, 長橫空腔長變位에 대한 非干涉化에 있어서는 運動方程式이 非干涉化됨을 나타내었으나 電氣回路式은 非干涉化되지 않는다. 또한, 式 (8), (12)로 부터 알 수 있듯이, 各磁石의 電氣의 特性( $R, L_{\omega}$ )의 不一致는 微小變位에 대해서도 電氣回路式이 非干涉化 되지 않는 原因이 된다.

本節에서는 長橫空腔長制御에 있어서, 電氣回路式的 非線形性에 의한 干涉과 兩磁石의 電氣의 特性의 不一致에 의한 干涉을 檢討하며, 干涉에 대한 補償을 하기로 한다.

干涉 및 그에 대한 補償을 檢討하기 위해서, 案内外亂力 0.3Mg에 대한 스텝응답을 求하기로 하며, 支持系와 案内系의 制御利得을 式 (13), (14)으로부터 求하여 表 2에 나타낸다.

前節에서, 長橫空腔長에 대해서, 運動方程式은 支持系, 案内系가 非干涉이며 그 力特性은 기의 線形的이므로, 스텝응답을 求하는데 있어서 運動方程式은 線形方程式을 使用하기로 한다.

電氣回路式으로서는, 式(3), (4)를 使用하므로써, 電氣回路式的 非線形性에 의한 干涉性을 檢討하기로 한다.

電氣回路式的 非線形性만을 고려한 스텝응답을 求하여서 그림 3에  $\odot$  표시로 나타내었다.

電氣回路式的 非線形性에 의해, 支持系의 過度特性에는 干涉이 일어나지만, 定常特性에는 干涉이 없음을 알 수 있다. 0.3Mg의 案内外亂力에 대한, 定常橫空腔長은 約 10.2(mm)이다.

兩磁石의 저항의 不一致(磁石 1의 저항  $R_0 = 1.1R$ , 磁石 2의 저항  $R_0 = 0.9R$ ) 및 電氣回路式的 非線形性을 고려한 스텝응답을 求하여 그림 3중에  $\triangle$  표시로 나타내었다.

表 2 制御定數

	支持系	案内系
空腔長	$k_{\mu} = 5951.59$	$k_{\mu} = 1786.65$ (V/m)
空腔長의 速度	$k_{\omega} = 1225.1$	$k_{\omega} = 586.33$ (V/m/s)
空腔長의 加速度	$k_{\omega} = 34.8$	$k_{\omega} = 140.0$ (V/m/s <sup>2</sup> )

支持系의 過度特性 및 定常特性에 干涉이 일어나며, 浮上空腔長의 約 0.6(mm) 增加한다. 定常橫空腔長은 約 10.8(mm)이다.

以上과 같은, 電氣回路式的 非線形性 및 電氣의 特性의 不一致에 의한, 案内外亂力에 의한 支持系의 干涉을 除去하기 위하여, 그림 4와 같은 補償制御系를 첨부하기로 한다. 그림 4에 있어서 點線部分은 스태거자석의 電氣回路로서, 實際로는 非線形形式으로 나타내어 지지만 說明을 위하여 線形形式으로 나타내었으며, 兩磁石의 저항의 不一致에 의한 干涉을 보여주고 있다. 直線部分은 補償制御系로,  $T_m(S)$ 는 式(13)에 있어서 浮上空腔長/支持分電壓( $z_{\omega}/e_{\omega}$ )의 傳達關數이다. 단, 位置制御를 위한 feed back은 나타내지 않았다.

以上과 같은 補償을 하였을 경우의, 電氣回路의 非線形性만을 고려한 스텝응답을 그림 3중에  $+$  표시로, 電氣回路의 非線形性 및 兩磁石의 저항의 不一致를 고려한 스텝응답을 그림 3중에  $\times$  표시로 나타내었다. 단  $\beta$ 는 10으로 계산하였다.

補償에 의해 案内系의 特性은 기의 變化가 없으나 支持系에 대한 干涉은 기의 除去되었음을 알 수 있다.

### 3 結 論

支持·案内兼用方式인 스태거자석에 대한 非干涉制制를 고찰하였다.

支持系와 案内系의 非干涉化를 提示하였으며, 電氣回路式의 非線形性 및 兩 磁石의 電氣的 特性의 不一致에 의한 干涉을 案内外亂力에 의한 스텝응답으로 求하였으며, 干涉에 대한 補償으로 干涉을 減少시켰다.

### 4. 參考文獻

- [1] 正田英介, 權丙一, "磁氣浮上鐵道の 現象과 展望" 電氣學會誌, Vol. 37, No. 4, pp. 58~70, 1988
- [2] 權丙一, 正田英介, 他, "磁氣車輪의 橫方向運動特性" 第10차 國內의 한국과학기술자총합학술대회 논문집 정보산업분과, pp. 8-

12, 1987

- [3] Limbert, et. al, "Controlled Dynamic Characteristic of Ferromagnetic Vehicle Suspension ~," Journal of Dynamic System, Measurement, and Control, Sept, vol. 101, pp. 217~222, 1979
- [4] 權丙一, 正田英介, "스태거배치 페어자석에 의한 磁氣車輪의 左右協調制制," 電氣學會リニストラクブ 研究會 I.D-88-7, pp. 1~8, 1988 (日本)
- [5] 藤崎敬介, "電磁吸引制制式 磁氣浮上車兩의 走行特性의 研究" 東京大學學位論文, 1985
- [6] K. Famaki, et. al, "Microprocessor-Based Robust Control of a DC Servo Motor," IEEE Control System Magazine, pp. 30~36, October 1986