

ロープレスリニアエレベータの正弦波軌道不整に対するコンタクトレス案内制御シミュレーション

吉田, 欣二郎

九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻

林, 誠

九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻 : 研究生

<https://doi.org/10.15017/1515755>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 4 (2), pp.173-178, 1999-09-24. 九州大学大学院システム情報科学研究院

バージョン :

権利関係 :

ローレスリニアエレベータの正弦波軌道不整に対する コンタクトレス案内制御シミュレーション

吉田 欣二郎*・林 誠**

Simulation of Contactless Guide Control of Ropeless Linear Elevator Under Sinusoidal Guideway Irregularity

Kinjiro YOSHIDA and Cheng LIN

(Received June 21, 1999)

Abstract : Ropeless linear elevator is expected to be a new transport solution for skyscrapers and very deep underground applications in the near future. This paper presents a contactless guide control for ropeless linear elevator running on the guideway of which irregularities are assumed to be a sinusoidal form. The ropeless linear elevator is controlled on the basis of the theory and design for controlled-PM linear synchronous motor (LSM) developed by one of the authors. The constant-airgap control method in starting, normal operating and stopping modes of the elevator has been carried out by using an optimum robust feedback control for the guide system. The four controlled-PM's have been regulated independently to accomplish an accurate control of the five-masses-system with the cage connected through the four springs. The dynamics simulation has shown that the guide control system has satisfied the constant-airgap control of the controlled-PM's following very well the reference. It has also been found that the cage motion has not been almost affected by the guideway disturbance in spite of its no centering-control.

Keywords : Ropeless linear elevator, Contactless guide, Constant-airgap control, Guideway irregularity, Controlled-PM LSM

1. ま え が き

軌道の両側に電機子を有する制御 PMLSM エレベータは、LSM の推進力によってダイレクト駆動しローレス化を可能とすると同時に、制御 PM の吸引力を案内力として利用し、定ギャップで走行させてコンタクトレス化も可能にする¹⁾。しかし、長い電機子の製作と敷設に伴う軌道不整は避け難く、これに対する定ギャップ案内制御システムの設計は、最も重要な課題のひとつである。

本論文は、制御 PM リニアエレベータ実験機において、制御 PM-バネ系を設計し、コンタクトレス案内に個別制御を適用して、最適ロバストサーボ系定ギャップ制御²⁾のシミュレーションを行ったものである。個別制御法³⁾は、非線形案内系の線形化近似解析に基づく最適ロバストサーボ系構成理論を応用し、両側電機子軌道に対する4つの制御 PM をそれぞれに独立に制御する方法である。これによって左右両側の制御 PM の吸引力をバランスさせ、ケージをエレベータ軌道の中央位置に制御できる。

定ギャップ案内制御法は、制御 PM とケージの運動方程式及び制御 PM のコイル回路方程式に基づいて、正弦波軌道不整の外乱に対してエアギャップを目標値に追従制御させることができる。特に、案内開始と案内停止時の制御方法として、エレベータ休止時や緊急時を含む制御 PM の支持車輪からの着脱制御は、滑らかでしかも制御回路の電流衝撃を小さくする電流制御モードの適用が非常に重要である。

2. 制御 PMLSM エレベータの構造

Fig. 1 は軌道両側電機子コイルを昇降路に設置する制御 PMLSM エレベータ実験機の写真である。制御 PM による磁気案内リニアエレベータは左右2つの電機子を持ち、対応するケージの両側に2つずつ2極構成の制御 PM が上部と下部に配置されている。合計4つ制御 PM は、バネを介してケージと連結されており、制御 PM はそれぞれ電機子表面に対向され、LSM を構成する。制御 PM は PM ヨークの上部に PM を配置し、PM 及び PM ヨークの周囲に制御コイルを巻いた簡単な構造である。ケージの両側と前後の4隅には案内用と静止支持用の強化ゴム車輪が設けられている。また、車輪の位置は調節できるように設計されている。

PM は交互に異極配置されており、制御コイルはそれ

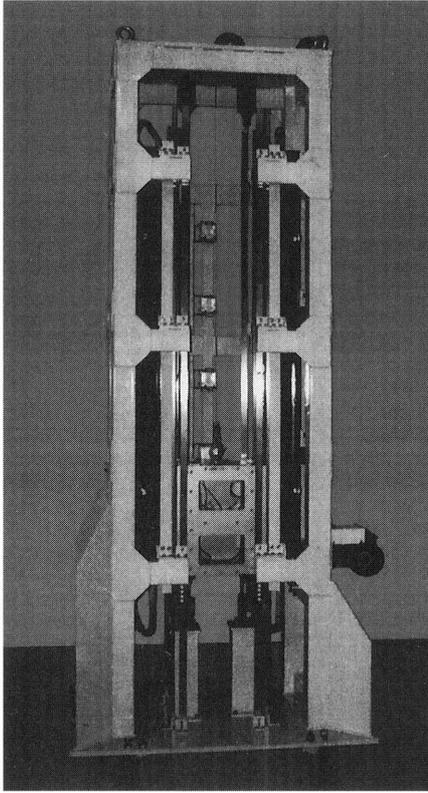


Fig. 1 Controlled-PM LSM Elevator for experiment

ぞれ逆向きに巻かれている。制御コイルに電流を流してPMの磁束を制御することで制御PMの吸引力を変化させ、エレベータの案内制御を行う。ケージ両側の制御PMの吸引力とバネの作用によって、制御PMは独立に制御される。また、同時に案内制御状態における制御PMの電力損失を極めて小さいものにすることができる。

リニアエレベータの主な設計パラメータはTable 1に示す。

3. モデル解析

Fig. 2は実験機に対する解析モデル図である。電機子軌道不整は正弦波形と仮定し、 $\Delta\delta_{g10}$ と $\Delta\delta_{g20}$ で表わす。これらは $d_1=-d/2$ 、 $d_2=d/2$ を基準に制御PMの方向に向うものと定義する。

$$\Delta\delta_{g10} = A \cos \frac{\pi}{L} v_x t \quad (1)$$

$$\Delta\delta_{g20} = A \cos \frac{\pi}{L} (v_x t - x_t) \quad (2)$$

ここで、 A は正弦波軌道不整の振幅、 L は半周期、 x_t は左右軌道不整の正弦波の位相差、 v_x はケージの速度。

本解析では、4つ制御PMがバネを通じてケージに力 $F_{si}(i=1,2,3,4)$ を与える。この4つの力によって、ケージ

Table 1 Main parameters for design of Controlled-PM LSM Elevator

項目	記号	数値
ポールピッチ	τ	60 mm
固定子鉄心幅	b_1	142 mm
固定子コイル巻数	N_1	22 Turn/slot
PM保磁力	H_c	8.9127 kA/cm
PM高さ	h_M	5 mm
PM長さ	l_M	40 mm
PM幅	b_2	150 mm
CPMの重量	M_{PM}	5 kg
CPM当り極数	p_M	2
制御コイル幅	l_c	10 mm
1極当りの制御コイル抵抗	R_2	0.0516 Ω
ケージ重量	M_c	30 kg
ケージ高さ	h_c	48 cm
ケージ幅	w_c	0.29 cm
ケージ深さ	b_c	0.40 cm

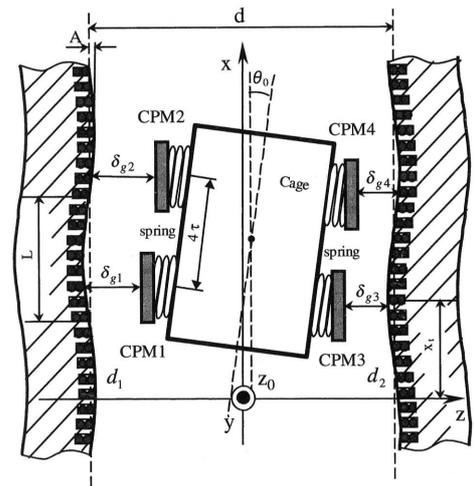


Fig. 2 Model for analysis

の z 軸方向の直線運動と y 軸回りの回転運動が制御される。運動方程式は次式で表される。

$$M_c \frac{d^2 z_0}{dt^2} = -F_{s1}(\delta_{s1}) - F_{s2}(\delta_{s2}) + F_{s3}(\delta_{s3}) + F_{s4}(\delta_{s4}) \quad (3)$$

$$I_c \frac{d^2 \theta_0}{dt^2} = 2\tau \cos \theta_0 \{F_{s1}(\delta_{s1}) - F_{s2}(\delta_{s2}) - F_{s3}(\delta_{s3}) + F_{s4}(\delta_{s4})\} \\ - \frac{w_c}{2} \sin \theta_0 \{F_{s1}(\delta_{s1}) + F_{s2}(\delta_{s2}) + F_{s3}(\delta_{s3}) + F_{s4}(\delta_{s4})\} \quad (4)$$

ただし、 τ はLSMのポールピッチ、 $\delta_{si}(i=1,2,3,4)$ は各バネの変化量、 z_0 、 θ_0 はそれぞれケージの重心位置とピッチング角。

制御PMの z 軸方向の直線運動は制御PMの吸引力 $F_{zi}(i=1,2,3,4)$ によって制御される。制御PMの運動方程式は次式となる。

$$M_{PM} \frac{d^2 z_i}{dt^2} = F_{si}(\delta_{si}) - F_{zi}(\delta_{ei}, I_{2i}) \quad (i=1,2) \quad (5)$$

$$M_{PM} \frac{d^2 z_i}{dt^2} = -\{F_{si}(\delta_{si}) - F_{zi}(\delta_{ei}, I_{2i})\} \quad (i=3,4) \quad (6)$$

ただし, $z_i (i=1,2,3,4)$ は各制御 PM の重心位置を示す. 制御 PM の案内力 F_{zi} は文献1) に従って, エアギャップ長 $\delta_{gi} (i=1,2,3,4)$, 制御電流 $I_{2i} (i=1,2,3,4)$ の関数として与えられる.

θ_0 は非常に小さいので, z_i の計算では無視できる. z_i は次式のように求められる.

$$z_i = -\frac{d}{2} + \delta_{gi} + \frac{l_{MZ}}{2} + A \cos \frac{\pi}{L} \{v_x t + (i-1)4\tau\} \quad (i=1,2) \quad (7)$$

$$z_i = \frac{d}{2} - \delta_{gi} - \frac{l_{MZ}}{2} - A \cos \frac{\pi}{L} \{v_x t - x_t + (i-3)4\tau\} \quad (i=3,4) \quad (8)$$

ただし, l_{MZ} は制御 PM の厚さ.

一方, 制御コイルの回路方程式は次式で表される³⁾.

$$L_{2i}(\delta_{ei}) \frac{dI_{2i}}{dt} + K_c K_i \delta_{ei}(\delta_{ei}, I_{2i}) \frac{d\delta_{gi}}{dt} + R_{2i} I_{2i} = e_{ci}(t) \quad (9)$$

ただし,

$$K_c = k_c + \frac{dk_c}{dt} \delta_{gi}, \quad \delta_{ei} = k_c \delta_{gi} \quad (i=1,2,3,4) \quad (10)$$

k_c はカーター係数.

4. バネ系の設計

エアギャップ δ_g が小さくなると共に, 電磁案内力 F_z が大きくなる. エレベータが休止の時(初期状態), 両側軌道中央からのケージ変位 $z_0=2\text{mm}$, 軌道不整の振幅 $A=1\text{mm}$ を仮定すると, $\delta_{gmin}=3\text{mm}$ となる.

Fig. 3 はエアギャップに対する電磁吸引力 F_z とバネの力 F_s を示したものである. エアギャップ 3 mm の時電磁吸引力 F_z とバネの力 F_s は釣り合い状態になる.

例えば, バネ係数 $k_s=5 \times 10^4 \text{ N/m}$, $5 \times 10^5 \text{ N/m}$ の場合は, エアギャップ $\delta_g < 3\text{mm}$ の時 $F_z > F_s$, エアギャッ

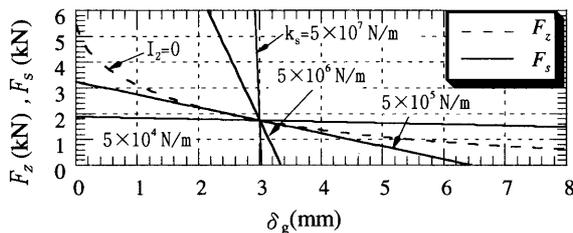


Fig. 3 Electromagnet force and spring force versus airgap length

プ $\delta_g > 3\text{mm}$ の時 $F_z < F_s$ となるため, わずかな外乱があっても F_z と F_s の釣り合い状態が崩れてしまう. すなわち, 制御 PM-バネ系は不安定である.

しかし, それぞれ100倍したバネ係数 $k_s=5 \times 10^6 \text{ N/m}$, $5 \times 10^7 \text{ N/m}$ の場合は, エアギャップ $\delta_g < 3\text{mm}$ の時 $F_z < F_s$, エアギャップ $\delta_g > 3\text{mm}$ の時 $F_z > F_s$ となるため, 外乱があっても F_z と F_s の働きによってエアギャップ δ_g は元の位置 ($\delta_{gmin}=3\text{mm}$) に戻る. すなわち, この制御 PM-バネ系は安定である.

したがって, システム設計の重要な要素であるバネ係数 k_s は Fig. 3 に従って確定することができる.

5. 制御系の設計

5.1 最適ロバスト制御

案内系にロバストサーボ系理論を適応するため, 式(3)~(9)を定格ギャップ状態で線形化し, それを行列表示すると次に示す制御状態方程式が得られる.

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + Bu + d \\ Y = CX \end{cases} \quad (11)$$

ここで, (11)式の状態変数を付録 A に示す.

k_{fi} , k_{fs} , K_{c0} , $K_{\delta 0}$, L_{20} は線形化定数で, k_{si} はバネ係数である. これらのパラメータは Table 2 に示す.

(11)式で表されるシステムに対して, $v = \dot{u}$ を制御入力とした拡張系は(12)式となる.

$$\begin{cases} \dot{X}_e = A_e X_e + B_e v + D_e d \\ Y = C_e X_e \end{cases} \quad (12)$$

ただし

$$\begin{cases} A_e = \begin{bmatrix} A & B \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B_e = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \\ D_e = \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C_e = [C \quad 0] \end{cases} \quad (13)$$

拡張系二次形式評価関数を次式で表す.

$$J_e = \int_0^{\infty} (X_e^T Q_e X_e + v^T R_e v) dt \quad (14)$$

Table 2 Paramaters for simulations

項目	記号	数値
案内力のエアギャップに対する線形化係数	k_{fs}	-198 N/m
案内力の制御電流に対する線形化係数	k_{fi}	9.37 N/A
制御回路のマグネットあたりの浮上速度起電力係数	$K_{\delta 0}$	-5.78 T/m
定格エアギャップでの制御コイルインダクタンス	L_{20}	0.33 mH
バネ係数	k_{si}	$5 \times 10^7 \text{ N/m}$

評価関数を最小にする制御入力は

$$\left. \begin{aligned} v &= -F_e X_e \\ F_e &= R_e^{-1} B_e^T P_e \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

である。ここで、 P_e はリカッチ方程式を満たす正定対称解である。

$$A_e^T P_e + P_e A_e + Q_e - P_e B_e R_e^{-1} B_e^T P_e = 0 \quad (16)$$

ゲインは次式によって計算できる。

$$\left. \begin{aligned} [K_1 \quad K_2] &= F_e Z^{-1} \\ Z &= \begin{bmatrix} A & B \\ C & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

5.2 定ギャップ制御

制御 PM と電機子軌道間の定ギャップ制御に対して

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

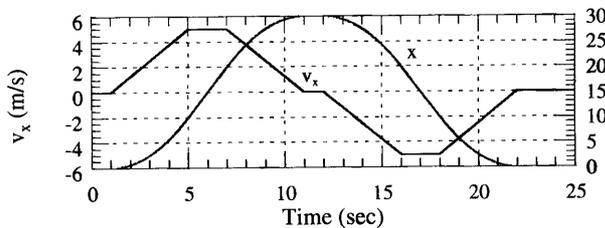
とすると、出力は $Y = [\Delta\delta_{g1} \quad \Delta\delta_{g2} \quad \Delta\delta_{g3} \quad \Delta\delta_{g4}]^T$ となる。式(11)~(17)によってフィードバックゲインを求め、最適ゲインの計算は MATLAB を用いて行った。

6. 案内制御シミュレーション

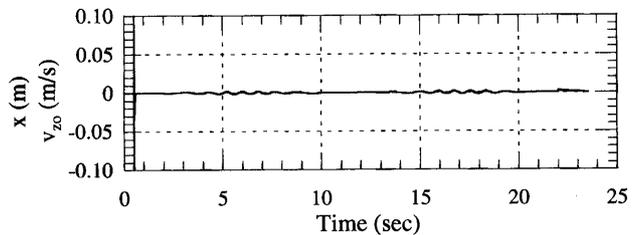
ケージが Fig. 4(a) のような速度パターンに従って x 方向に v_x で走行する上下往復運動制御をシミュレーションする。正弦波軌道不整のパラメータ $A=1\text{mm}$, $L=2\text{m}$, $x_t=3/4L$, 及び機械的負荷角 $x_0=\pi/2$ とする⁴⁾。

初期状態はケージが右側に引っ張られているものと仮定すると、支持車輪によって決まるエアギャップ δ_{gi} ($i=1,2,3,4$) はそれぞれ式(1), (2)に従って 7.00mm , 7.07mm , 4.71mm , 4.40mm である。案内制御開始から 0.5sec までは、制御電流を 0 から 35A まで直線的に増加して電源の負担を小さくする。 0.5sec から 22sec までの間は、エアギャップ δ_{gi} を目標値 $\delta_{gi0}=6\text{mm}$ ($i=1,2,3,4$) としして定ギャップ制御シミュレーションを行った。また、 $\text{Time}=22\sim 25\text{sec}$ の 3 秒間は、開始時と同じ状態に戻す案内制御停止シミュレーションを行った。その結果は Fig. 4(b)~(p) に示す。Fig. 4(b')~(p') は対応図の 1 秒間の拡大図である。

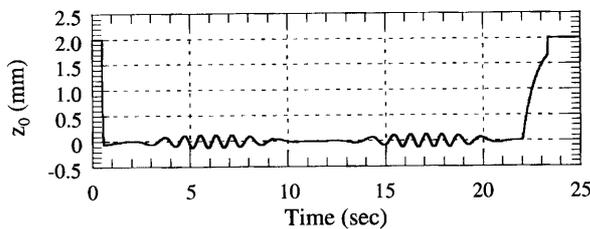
Fig. 4(b), (c) はケージ位置案内の結果である。ケージの軌道中央からの振動幅は軌道不整振幅の約 $1/8$ の 0.125mm となり、振動をよく抑制することが判る。また、着軌は 3 秒間でスムーズに行ったことが判る。Fig. 4(d) はケージのピッチ運動の結果を示す。ピッチング角



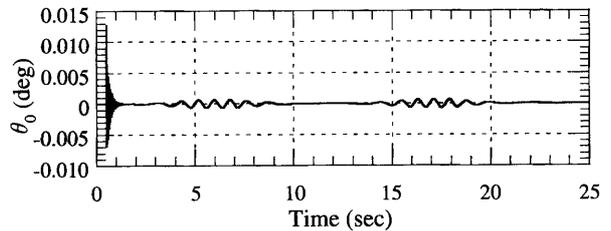
(a) Vertical distance and speed of cage



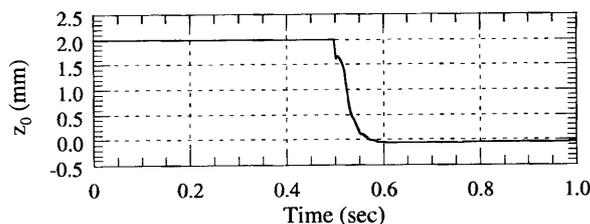
(c) Horizontal speed of cage



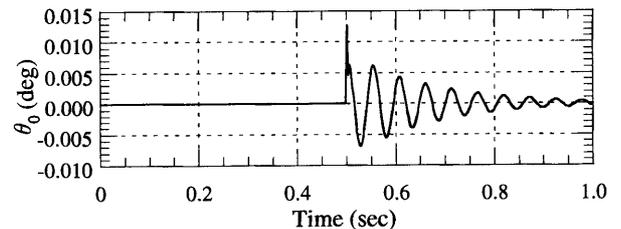
(b) Horizontal displacement of cage



(d) Pitch angle of cage

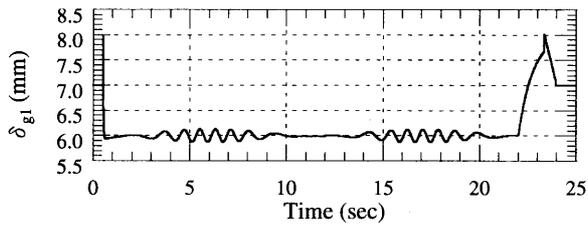


(b') Horizontal displacement of cage (Extended for time-axis)

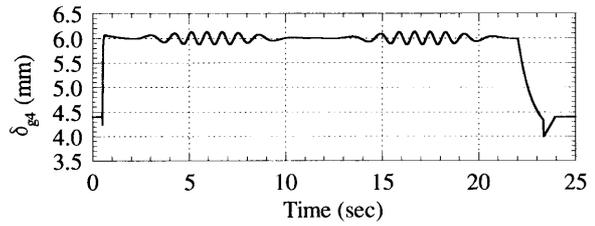


(d') Pitch angle of cage (Extended for time-axis)

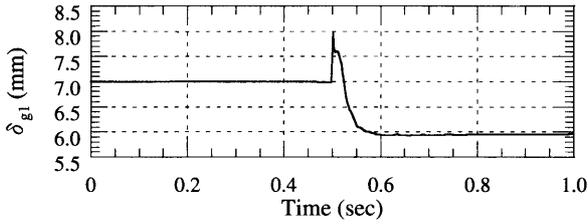
Fig. 4 Simulated results



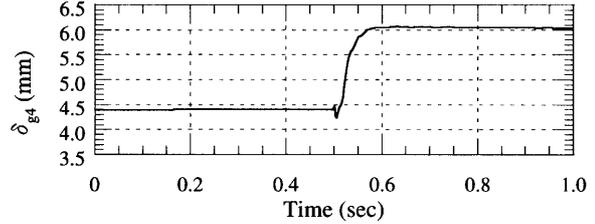
(e) CPM1 airgap length



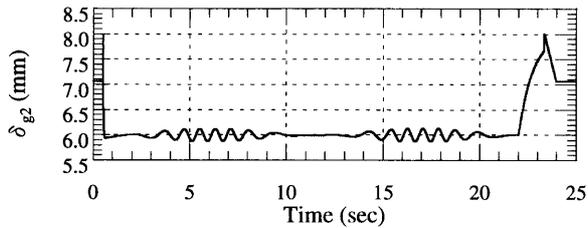
(h) CPM4 airgap length



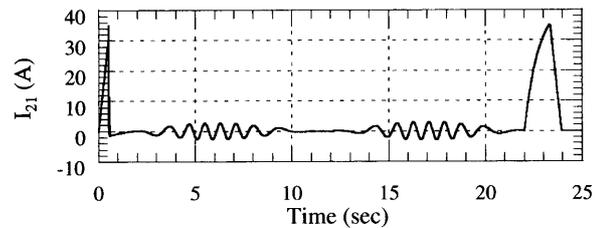
(e') CPM1 airgap length (Extended for time-axis)



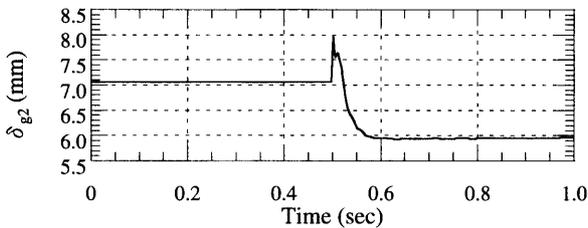
(h') CPM4 airgap length (Extended for time-axis)



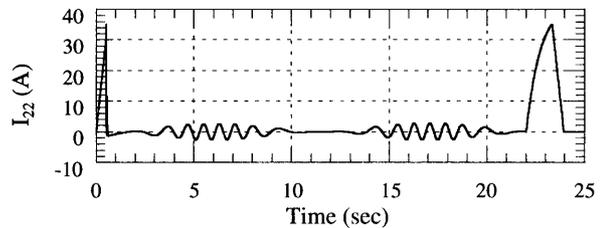
(f) CPM2 airgap length



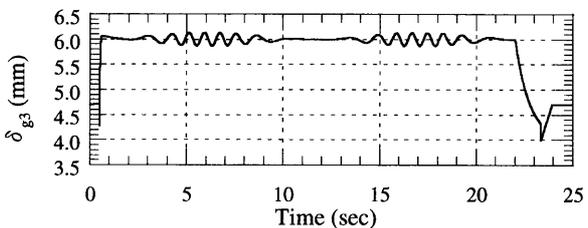
(i) CPM1 coil-current



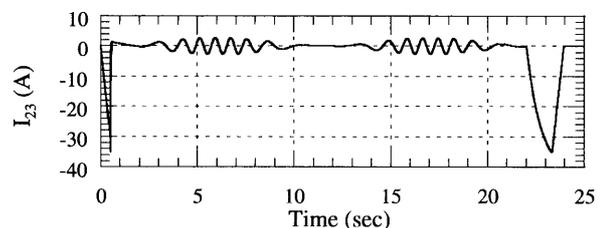
(f') CPM2 airgap length (Extended for time-axis)



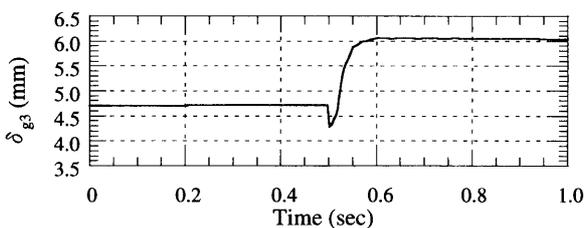
(j) CPM2 coil-current



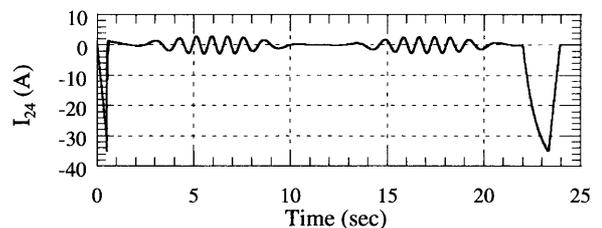
(g) CPM3 airgap length



(k) CPM3 coil-current



(g') CPM3 airgap length (Extended for time-axis)



(l) CPM4 coil-current

Fig. 4 Simulated results

θ_0 は1秒後速やかに零に収束している。Fig. 4(e), (f), (g), (h)は各制御PMと電機子軌道のエアギャップ $\delta_{gi}(i=1,2,3,4)$ の変化を示す。図から見ると、ケージの走行中制御PMは軌道に対して定ギャップを保ち、定ギャップ制御がよく行われていることが判る。Fig. 4(i), (j), (k), (l)は各制御PMの制御電流による制御の経緯を示す。制御電流を35Aに制限したが、案内制御の開始と停止時のみ最大の制御電流を供給すれば十分であることが判る。着軌の場合、ケージ位置 z_0 は初期位置 z_{00} にほぼ一致した時 ($|z_0 - z_{00}| < 0.1\text{mm}$)、電流が0.5secの間にゼロまで線形的に減少する。図から、脱軌の瞬間0.5sec及び着軌のわずか2.0sec間に、制御電流はそれぞれ最大値35Aまで増大する。しかし、定常走行時は最大でも3A程度である。定常走行時は制御電力消費は極めて小さいことが判る。

7. む す び

制御PMとその個別制御法を可能にするバネ系の設計法が確立された。これによって、リニアエレベータ実験機の案内制御系を設計し、最適ロバスト個別制御法の有効性と基本的なコンタクトレス定ギャップ制御の可能性をシミュレーションにより明らかにした。振幅1mmの正弦波軌道不整の外乱に対して、制御PMは軌道との間のエアギャップを目標値にうまく追従することによ

てコンタクトレス化できると共に、ケージは両側軌道中央を0.125mmの微小振動をもって安定に走行することが判った。

今後は、電機子軌道不整の実測を行い、同様のシミュレーションによって案内制御系の設計の有効性を解明する予定である。

参 考 文 献

- 1) K. Yoshida and H. Weh: "Theory of a Controlled-PM Linear Synchronous Motor," *Proc. of the 10th Inter. Conf. on Maglev*, June 1988, pp. 259-268
- 2) 吉田, 牟田: 「制御PMLSM磁気浮上系の最適ロバストサーボ系設計とシミュレーション」電気学会論文誌D, 107巻8号, pp. 972-979 (昭62-8)
- 3) K. Yoshida, Z. Dai, H. Takami and A. Sonoda: "Attractive-Levitation and Propulsion Experiments of 1/2-Scale Controlled-PM LSM Maglev Vehicle", *Proc. of the Second Inter. Power Electronics and Motion Control Conf.*, Hangzhou, China, Nov. 1997, pp. 384-387
- 4) 吉田, 林: 「ロープレスリニアエレベータのコンタクトレス案内制御シミュレーション」平成11年電気学会全大 No. 1106
- 5) 林 誠: 「ロープレスリニアエレベータのコンタクトレス案内制御シミュレーション」九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム専攻修士論文, 平成11年3月

付録 A⁵⁾

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{71} & a_{72} & a_{73} & a_{74} & a_{75} & a_{76} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{81} & a_{82} & a_{83} & a_{84} & a_{85} & a_{86} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{91} & a_{92} & a_{93} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{913} & 0 & 0 & 0 \\ a_{101} & a_{102} & 0 & a_{104} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{1014} & 0 & 0 \\ a_{111} & a_{112} & 0 & 0 & a_{115} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{1115} & 0 \\ a_{121} & a_{122} & 0 & 0 & 0 & a_{126} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{1216} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{139} & 0 & 0 & 0 & a_{1313} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{1410} & 0 & 0 & 0 & a_{1414} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{1511} & 0 & 0 & 0 & a_{1515} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{1612} & 0 & 0 & 0 & a_{1616} \end{bmatrix} \tag{A-1}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_{20} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_{20} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_{20} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_{20} & 0 \end{bmatrix}^T \tag{A-2}$$

$$X = [\Delta z_0 \quad \Delta \theta_0 \quad \Delta \delta_{g1} \quad \Delta \delta_{g2} \quad \Delta \delta_{g3} \quad \Delta \delta_{g4} \quad \Delta z_0 \quad \Delta \theta_0 \quad \Delta \delta_{g1} \quad \Delta \delta_{g2} \quad \Delta \delta_{g3} \quad \Delta \delta_{g4} \quad \Delta I_{21} \quad \Delta I_{22} \quad \Delta I_{23} \quad \Delta I_{24}]^T \tag{A-3}$$

$$u = [e_{c1} \quad e_{c2} \quad e_{c3} \quad e_{c4}]^T = -K_1 X - K_2 \int_0^t C X dt \tag{A-4}$$

