

1個の制御PMが極端にアンバランスな条件下での1/2スケール制御PMLSM磁気浮上車の吸引浮上実験

吉田, 欣二郎

九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学専攻

戴, 政

九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学専攻 : 修士課程

高見, 弘

九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学専攻

園田, 章浩

九州大学工学部電気情報工学教室

<https://doi.org/10.15017/1474977>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 1, pp.111-116, 1996-09-27. 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 :

1個の制御PMが極端にアンバランスな条件下での 1/2スケール制御PM LSM 磁気浮上車の吸引浮上実験

吉田欣二郎* ・戴 政** ・高見 弘* ・園田章浩***

Attractive-Levitation Experiments of 1/2-Scale Controlled-PM LSM Maglev Vehicle Under an Extremely Unbalanced Condition of One Controlled-PM

Kinjiro YOSHIDA, Zheng DAI, Hiroshi TAKAMI
and Akihiro SONODA

(Received June 24, 1996)

Abstract : This paper presents the local control approach for a 1/2-scale controlled-PM LSM Maglev test vehicle in our Laboratory. Under an extremely unbalanced condition of one controlled-PM of which a coercive force is reduced strongly, the 256 kg-heavy-vehicle has been levitated in a dynamically stable state with compensating slowly bending motions of the beams connecting the four controlled-PM's. Minimum power-loss control method for stationary levitation mode and constant-gap-control method for Maglev-starting and -stopping mode have been carried out by using an optimum robust control theory of the digital feedback levitation system. Experimental system is discussed and the experiment results are presented. It is also shown that the control system has provided minimum power-loss levitation and satisfied constant-gap control without noise.

Keywords : Controlled-PM LSM, Attractive-levitation, Local control method, Robust control, Minimum power-loss control

1. ま え が き

地上一次形制御PM (Permanent-Magnet) LSM (Linear Synchronous Motor)磁気浮上車は、電力損失のないPMの吸引力を浮上力として利用し、定格浮上ギャップで走行するとき浮上力はPMのみで供給される¹⁾。制御PMは同時にLSMの強力な界磁として作用し、LSM推進力は磁気浮上車を走行させる^{2,3)}。吸引力浮上系は本来不安定な系であるため、PM磁束制御用コイルに浮上電流を閉ループフィードバック制御して安定系とする⁴⁾。上下方向の不安定な外乱が加わった場合の安定な浮上システムの設計は、実用上最も重要な課題の一つである。

本論文は、制御PM LSM磁気浮上モデル車に対して、個別制御法 (Local Control Method) を適用して、最適ロバスト制御の浮上実験を行った。個別制御法は、非線形浮上系の線形化近似解析に基づく、分散系のロバストサーボ系構成理論を応用し、4隅の制御PMをそれぞれ独立に制御する方法である⁵⁾。

1/2スケール磁気浮上モデル車の4隅には、10極の制御PMがそれぞれ配置されている。しかし、何らかの原因で

1個の制御PMの磁束密度平均値は他の3個のものより約25%小さい。その結果として、同じエアギャップでも、この制御PMは他の制御PMの60%の浮上力しか発生できない。このように1個の制御PMが極端にアンバランスな条件下において、個別制御法による磁気浮上実験は、安定な磁気浮上を研究する上で非常に興味深い。もしこの実験が成功すれば、適用したロバスト制御法は非常に実用的であるという結論を得ることができる。

最適ロバストサーボ系は、目標入力に追従し、制御対象である浮上系のパラメータ変動に対してロバストである利点がある。しかし外力に対するロバストサーボ系の応答は、LSMのエアギャップ長と制御電流の少なくともどちらか一方に定常偏差を生じ、両方の定常偏差を同時に零へ制御することはできない⁶⁾。エアギャップ長の定常偏差は安全走行の面から望ましくなく、また、制御電流の定常偏差は車両の軽量化を図るのに必要な制御電力損失の面から不利である。

ここでは、浮上モデル車が浮上開始位置から定格ギャップまで浮上する動作は、浮上開始と呼ぶ。モデル車が車重と釣り合う浮上状態から浮上開始位置に戻る動作は、浮上停止と呼ぶ。また、浮上モデル車が釣り合う浮上状態での動作は、安定浮上と呼ぶ。

浮上開始と停止の時、ギャップ偏差を零に収束する最適浮上系を用いて、浮上モデル車を衝撃なく、ソフトに浮上させ着地させる。定常安定浮上の時、制御電流を零

平成8年6月24日受付

* 電気電子システム工学専攻

** 電気電子システム工学専攻修士課程

*** 工学部電気情報工学教室

に収束する最適浮上系を用いて、制御電力の消費を最小化する。このような最適ロバスト制御を施すことによって、制御 PM が極めて強く減磁された危険な状態でも、実験モデル車は安定に浮上させることができることを明らかにする。

2. 解析モデル

Fig. 1 は磁気浮上モデル車の写真である。磁気浮上モデル車は、Fig. 2 に示すように、LSM 表面に対向して 10 極構成の制御 PM が同一平面状に配置されており、各制御 PM は、一次サスペンションを介して台車につながった構成である。基本的にモデル車は 4 点支持方式の構造をしており、垂直案内輪を停止時及び非常時用車輪として、PM による磁気吸引力を利用し、磁気吸引力と車重が釣り合い、電力を消費することなく完全非接触の磁気浮上を実現できる。

本解析では、左右両側および列車推進方向に分布するすべての制御 PM 系は全く同一の上下運動をするものと仮定する⁴⁾。

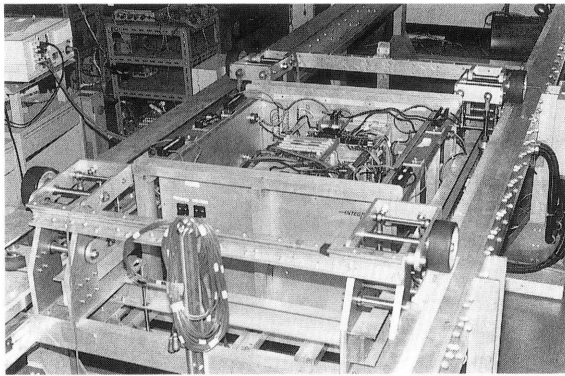


Fig. 1 Controlled-PM LSM Maglev vehicle for experiment

上下方向の制御 PM の浮上力 F_z は、文献 4), 6) に示したように、エアギャップ長 δ 、制御電流 I_1 の関数とし

て求まる。ただし、スロットの影響はカーター係数 k_c を用いて補正する。台車の上下運動方程式は次式となる。

$$-\frac{M}{4} \frac{d^2 \delta_i}{dt^2} = F_{z,i} - \frac{Mg}{4} + \frac{F_{z,ex}}{4} \quad (1)$$

ここで、 $F_{z,ex}$ は外乱として作用する。

浮上力の線形化した計算式は

$$F_{z,i} = \frac{F_{z0}}{4} + K_{FD}(\delta_i - \delta_{0i}) + K_{FI}I_{2i} \quad (2)$$

となる。ただし、 δ_{0i} は定格浮上ギャップ、 F_{z0} は定格浮上力 ($F_{z0} = Mg$)、 K_{FD} 、 K_{FI} は線形化定数であり、次式に求められる。

$$K_{FD} = \left(\frac{\partial F_z}{\partial \delta} \right) \Big|_{\delta=\delta_0, I_2=0}$$

$$K_{FI} = \left(\frac{\partial F_z}{\partial I_2} \right) \Big|_{\delta=\delta_0, I_2=0}$$

一方、制御コイル回路方程式は次式で表される。

$$L_2 \dot{I}_{2i} + K_{\delta} \dot{\delta} + R_2 I_{2i} = e_c \quad (3)$$

Table 1 Parameters for experiment

Item	Symbol	Value
Vehicle mass	M	256(kg)
Rated airgap	δ_0	8.51(mm)
Primary spring constant	K_{s2}	1.96×10^4 (N/m)
Primary damping constant	K_{d2}	3.04×10^3 (Ns/m)
F_z coefficient linearized with respect to airgap	K_{FD}	-8.84×10^4 (N/m)
F_z coefficient linearized with respect to controlled current	K_{FI}	8.17(N/A)
emf. factor	K_{δ}	-8.03(V/m)
Inductance of controlled coil	L_2	1.44×10^{-3} (H)
Resistance of controlled coil	R_2	0.393(Ω)

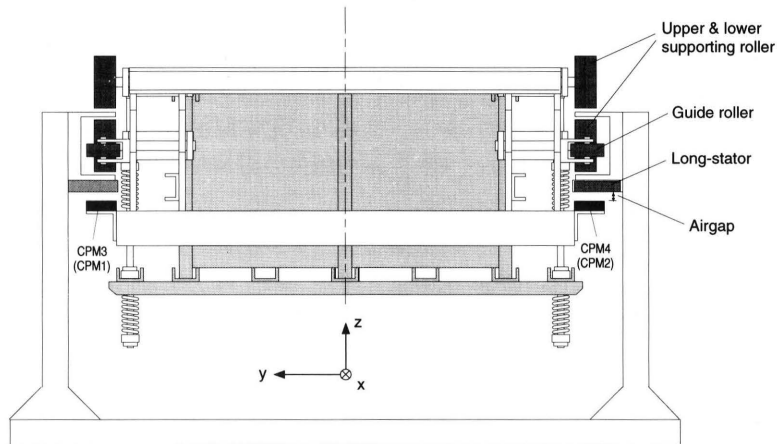


Fig. 2 Levitation of Controlled-PM LSM model vehicle

(3)式において、 e_c は制御電圧、 L_2 は制御コイルの自己インダクタンス、 R_2 は制御コイルの巻線抵抗、 K_δ は δ に対する速度起電力係数である。以上の各パラメータは**Table 1**に示す。なお、(1)～(3)式の詳しい導出については文献4)を参照のこと。

3. 制御系の設計

3.1 最適ロバスト制御

実験において、電力最小化最適浮上系による安定浮上及びギャップ偏差を零に収束する定ギャップ最適浮上系による浮上開始と停止の2つの動作モードがある。どちらの動作モードの設計も、制御対象システムに対して状態フィードバックによる制御則を求め、そのゲインを決定する。ロバストサーボ系構成理論を適用するため、(1)～(3)式を定格浮上状態で線形化し、制御状態方程式を求めると次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu + d \\ Y &= CX \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここで、(4)式の状態変数を次に示す。

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -\frac{4K_{FD}}{M} & 0 & -\frac{4K_{FI}}{M} \\ 0 & -\frac{K_\delta}{L_2} & -\frac{R_2}{L_2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_2} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

$$d = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{F_{z,ex}}{M} & 0 \end{bmatrix}^T \quad (7)$$

$$X = \begin{bmatrix} \Delta\delta_i & \Delta\dot{\delta}_i & I_2 \end{bmatrix}^T \quad (8)$$

$$u = e_{ci} \quad (9)$$

サンプリング周期 T_s で(4)式を離散化すると次式となる。

$$\left. \begin{aligned} X_{k+1} &= A_d X_k + B_d u_k + d_k \\ Y_k &= C X_k \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

ただし、(10)式の離散系状態変数は次式で与える。

$$\begin{aligned} A_d &= e^{AT_s} \\ B_d &= \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau \cdot B \end{aligned}$$

(10)式で表される線形浮上系に、**Fig. 3**に示すような演算時間遅れを考慮したフィードバック制御を施すと、出力 Y_k を指令値 r に追従させることができる。制御入力電圧は

$$e_c(k+1) = -K_F X_k + K_I \sum (r_k - Y_k) T_s - K_u e_c(k) \quad (11)$$

のように決定される。ただし、 r_k は目標値である。出力 Y_k と目標 r_k の偏差に対する積和演算によって、出力 Y_k を目標 r_k に定常誤差なく追従させることができる。

ここでは、最適ゲインの計算法について、簡単に述べる。離散形2次形式評価関数を

$$J = \sum_{k=0}^{\infty} (X_k^T Q X_k + u_k^T R u_k) \quad (12)$$

で表すと、評価関数を最小にする制御入力は

$$\left. \begin{aligned} u_k &= -F^* X_k \\ F^* &= (R + A_d^T S A_d)^{-1} A_d^T S B_d \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

である。ここで、 S は離散形リカッチ方程式を満たす正定対称行列である。

$$S = Q + B_d^T S B_d - B_d^T S A_d (R + A_d^T S A_d)^{-1} A_d^T S B_d \quad (14)$$

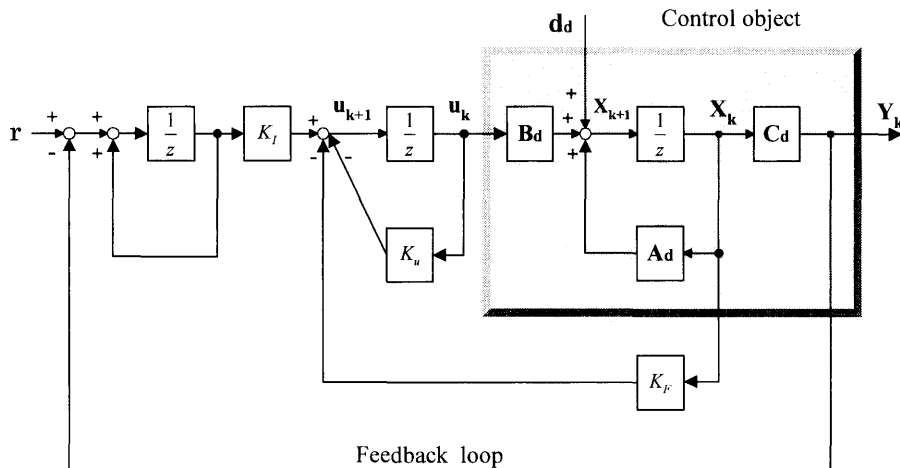


Fig. 3 Discrete robust feedback control system

F^* を用いて、離散形制御ゲインを次式によって計算する。

$$[K_F \ K_I] = [F^* A_d^2 \ F^* A_d B_d + F^* B_d + I] \Gamma^{-1} \quad (15)$$

$$K_u = F^* B_d + I \quad (16)$$

ただし、

$$\Gamma = \begin{bmatrix} A_d - I & B_d \\ C & 0 \end{bmatrix}$$

3.2 定常浮上時の電力最小化ロバスト制御

電力最小化に基づく最適ロバスト制御系に対して、 $C = [0 \ 0 \ 1]$ とすると、出力は $Y_k = I_2(k)$ となる。フィードバックゲインを $K_1 \sim K_5$ とすれば、安定浮上モードの制御電圧式は次式で与えられる。

$$e_{ci}(k+1) = K_{1i} \Delta \delta_i + K_{2i} \Delta \dot{\delta}_i - K_{3i} I_{2i} - K_{4i} \sum I_{2i}(k) T_s - K_{5i} e_{ci}(k) \quad (i=1, 2, 3, 4) \quad (17)$$

ここで、

$$\Delta \delta_i = \delta_i - \delta_{0i}, \quad [K_1 \ K_2 \ K_3] = K_F,$$

$$K_4 = K_I, \quad K_5 = K_u$$

最適ゲインの計算には、MATLAB を用いて行った。得られた最適ゲインを基に、減磁された制御 PM3 に対するフィードバックゲインについては、繰り返し実験によりわずかに調整して、実験用ゲインを決定した。

3.3 浮上開始と停止時の定ギャップロバスト制御

浮上開始と停止モードでは、制御 PM のコイル電流の許容値内で、モデル車を衝撃なくソフトに浮上させ、浮上開始位置に戻すことを目的として制御を行う。このモードでは、 $C = [1 \ 0 \ 0]$ と選び、出力を $Y_k = \Delta \delta_i$ で与える。

フィードバックゲインを $K_1 \sim K_5$ とすれば浮上開始と停止モードの制御電圧式は次式で与えられる。

$$e_{ci}(k+1) = K_{1i} \Delta \delta_i + K_{2i} \Delta \dot{\delta}_i - K_{3i} I_{2i} - K_{4i} \sum (\delta_i - \delta_{ri}) T_s - K_{5i} e_{ci}(k) \quad (i=1, 2, 3, 4) \quad (18)$$

ここで、 δ_{ri} はギャップ目標値である。

安定浮上モードと同様に、MATLAB によってゲインを計算する。実験では、浮上モデル車をソフトに浮上開始し停止させるため、ギャップ目標値 δ_{ri} を、2秒間で静止位置から定格ギャップ直線及び2秒間で釣り合いギャップから静止位置へ向かう2つの直線を与える。実験車がそれぞれのギャップ目標値にうまく追従すれば、衝撃のない浮上開始と停止が達成できる。この手法は、浮上開始と停止における乗客の乗り心地に対しても非常に有利である。

4. 実験システム

Fig. 4 に実験システムの構成を示す。浮上モデル車の4隅の制御 PM の隣に、4組のレーザ変位型のギャップセンサがそれぞれ配置され、固定子レール下面との距離を検出し、間接的に制御 PM と LSM 固定子表面間のエアギャップ長をセンシングしている。制御 PM のコイル電流は、微小抵抗を電流回路に挿入し、その電圧降下を通して計測している。ギャップセンサと電流センサからの測定値は、制御プログラムに組み込まれた校正式により、実際値になるようにした。

制御演算には、NEC 製の PC9821 (CPU: Pentium75 MHz) を使用した。電流とギャップのデータ取得、制御

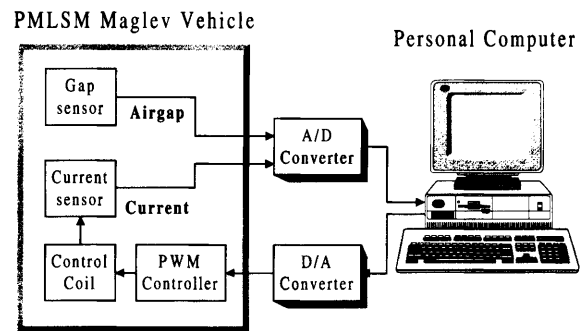


Fig. 4 Levitation control system for experiment

演算と PWM コントローラへの指令電圧は全てこのコンピュータで処理する。また、制御サンプリング周期は 0.5ms とし、この時間内で制御演算を行うため、制御プロセス部はアセンブラ言語と 8087 専用アセンブラ言語を用い、インタフェース部は C 言語で処理するようにした。

電流センサとギャップセンサを用いて、制御電流とエアギャップを検出する。その情報は 1 サンプリング周期毎に、A/D コンバータを介して、パソコンに取り込まれ、離散値系の制御式(17)、(18)式により、指令電圧を計算し、その値は D/A コンバータを介して PWM コントローラに送られる。

実験用の A/D と D/A コンバータの最高変換速度はそれぞれ $45\mu s$ (8CH) と $20\mu s$ (4CH) である。現在、制御側の処理時間は約 $120\mu s$ であり、サンプリング周期 0.5 msec に対して十分余裕があるので、更に複雑な制御を行うことが可能である。

PWM コントローラの直流入力電源として、24V のバッテリーを用いている。また、制御 PM の制御コイルの最大出力電流は制御 PM の巻線抵抗や PWM コントローラの MOSFET の電圧降下等により約 40A に制限されている。

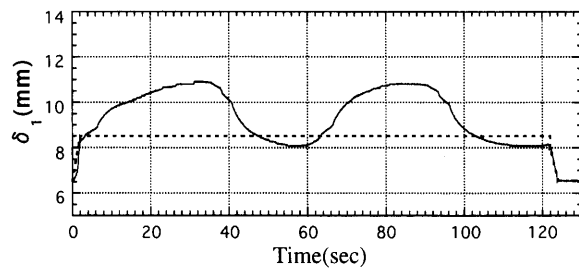
4 個の制御 PM は、Fig. 2 のように進行方向に向かって前方左側から右側へ順に制御 PM 1, 2, 3, 4 と呼

ぶことにする。実測により、制御 PM 3 の磁束密度平均値は他の 3 個の制御 PM と比べて約25%小さい。従って、制御 PM 3 で発生する浮上力は他の 3 個の制御 PM の約60%しかない。また、浮上モデル車は完全な剛体ではなく、4 個の制御 PM システムはそれぞれ異なる特性を持つ。4 個の制御 PM はフレキシブルなビームで連結されていると考えられることができ、低周波な曲げ運動を行いながら、それぞれ異なる浮上動作をすることになる。特に制御 PM 3 は弱いので、釣り合うギャップは他

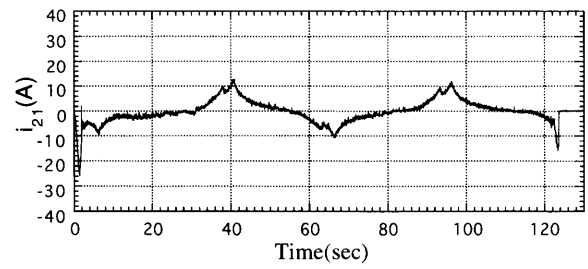
の 3 つのギャップより小さく、釣り合う浮上状態で 4 個の制御 PM は平面にならない。

5. 実験結果

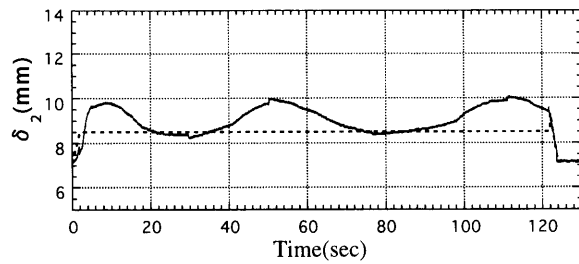
実験では、個別制御法に基づき、目標ギャップに偏差なく追従する最適浮上制御により、それぞれの車輪支持ギャップから定格ギャップ δ_{0i} まで持ち下げ浮上開始モード制御を行い、実験車を 2 秒間でソフトに浮上させる。浮上開始の 2 秒後、定常浮上モード制御に切り換え、電



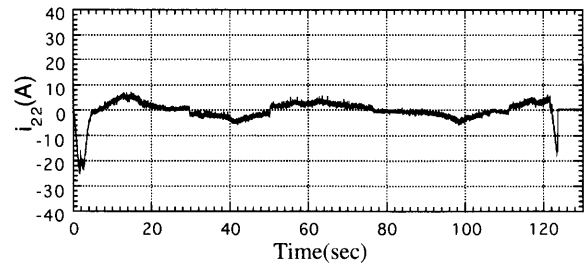
(1) Airgap length of CPM1



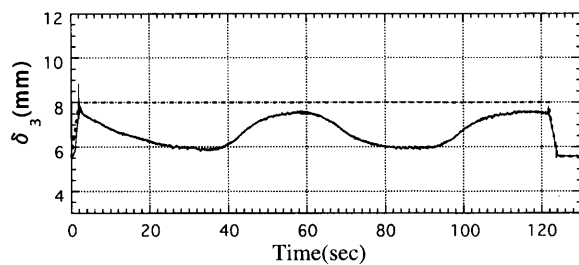
(1) Current of CPM1



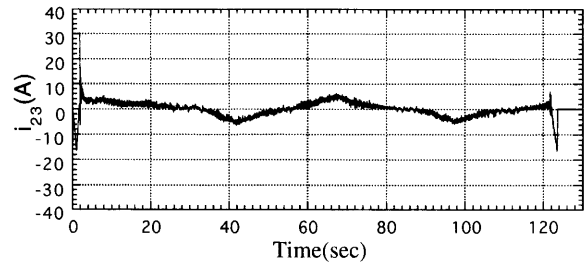
(2) Airgap length of CPM2



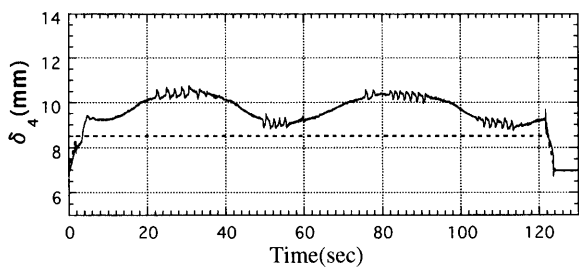
(2) Current of CPM2



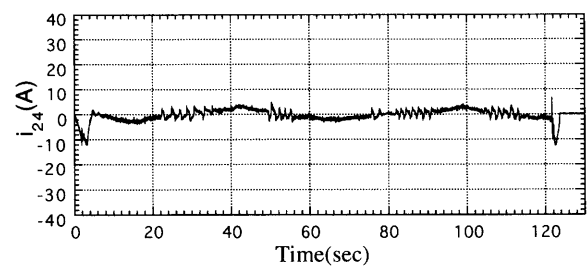
(3) Airgap length of CPM3



(3) Current of CPM3



(4) Airgap length of CPM4



(4) Current of CPM4

Fig. 5 Measured airgap lengths of controlled-PM's
—: Experimental airgap values
- - -: Reference values

Fig. 6 Measured currents of controlled-PM's

力損失を最小にしつつ実験車を120秒間安定に浮上させる。その後、浮上停止モード制御に切り換え、実験車を2秒間でソフトに初期ギャップに戻し、着地させる。4個の制御PMのギャップと電流の実験結果をFig. 5に示す。点線は、ギャップ指令値のパタンである。また、制御PM 3の保磁力は他の3個の制御PMと比べて小さいので、制御PM 3の定格ギャップ値は他の制御PMの定格ギャップ値8.51mmより小さい値8.0mmとした。

浮上開始と停止モード制御の実験結果から、ほぼ定格電流の1/2で浮上開始と停止が可能である。制御PM 3の保磁力は小さいので、制御PM 3のギャップを8mm前後の目標ギャップに追従させることができず、急にギャップが大きくなる傾向を示す。そのため、若干の振動を生じ、電流の振動も発生する。しかし、上部支持ローラによる制限は、12mmであり、落下することなく、十分に余裕を持って浮上できている。一方、浮上停止モード制御で4個の制御PMとも目標ギャップに追従しながら、ソフトに軌道に戻る。その結果、制御回路の負担を軽くして実験車に衝撃を与えることなくソフトに浮上開始、停止制御が達成できた。

定常浮上モード制御に切換えた後、各制御PMのコイル電流はほぼゼロに追従しており、電力最小化浮上制御が実現されている。しかし、各制御PMのギャップはゆっくり周期的に変化しており、それに応じて電流もギャップの変化を打ち消すように、小さく同じ周期で変動する。制御PM磁気浮上システムは、4個の制御PMをビームで連結した柔軟な構造体である。そのため、釣り合う浮上状態で4個の制御PMは平面上に存在せず、低周波数の曲げ運動によって上下運動を誘発する。提案した個別制御法では、ビームの曲げ運動は外乱として作用し、これを除去するのはむずかしいことであるが、実験結果より、定常安定浮上が達成できていることが判る。

また、実験車は6個のバッテリーを搭載している。そのうちの2個はセンサシステムと制御回路などの弱電用電源として、残りの4個は制御PMコイル駆動用電源として使われる。しかしながら、長時間の連続実験で、強電用バッテリーはまだ十分な電氣量が残っているが、弱電用バッテリーが先に切れるという現象がしばしば起こった。これは、電力最小化制御を行うために、実験車の浮上電力消費が非常に小さいことを証明した。一方、現在使用中のセンサシステムの電力消費が問題であることも明らかにした。

実験では電磁ノイズもほとんど発生せず、浮上開始と停止の時の衝撃もなく、静かに、滑らかに車両を

制御することができた。

6. む す び

制御PM LSM磁気浮上実験車は、4隅に配置した制御PMを硬いビームで連結しているが、10mm程度の高精度なエアギャップ制御を伴う磁気浮上の観点からは、いわゆる取り扱いのむずかしい柔軟構造体である。特に、制御PMが極端にアンバランスな条件下における磁気浮上車の安定浮上は、非常にむずかしい問題である。我々は、今回1個の制御PMが極端に弱いという厳しい条件の下で、車重256kgの1/2スケール磁気浮上車の浮上実験に成功した。これは、提案した制御法がこのシステムに十分実用的であることを明らかにしたものである。定常浮上は、動的に安定なものであって、制御PMを繋ぐビームの低周波な曲げ運動を補償しながら、電力最小化制御が実現された。

本制御法は、個別制御法を基礎として、最適ロバスト制御法を適用し、定常安定浮上時に電力最小化制御を行い、浮上開始と停止時に定ギャップ制御を組み込んだハイブリッド制御である。実験車のように車重が大きいシステムでは、エアギャップ変動の大きい浮上開始と停止のモードでは、定ギャップロバスト制御を適用する方法が非常に重要であることが明らかになった。これによって、実験車を衝撃も電磁ノイズもなく、静かに、滑らかに離着地させる安定な浮上開始と停止の動作を実現した。

参 考 文 献

- 1) K. Yoshida and H. Weh: "Analytical Approach to Linear Synchronous Motors Excited Using Flat Type Controlled Permanent - Magnets", Proc. of ICEM, Lausanne, pp. 173-176, 1984
- 2) K. Yoshida, H. Takami, S. Ogusa and D. Yokota: "FEM Dynamics Simulation of Controlled-PMLSM Maglev Vehicle", Electric and Magnetic Fields, Plenum Press (book), pp. 327-330, 1995
- 3) 吉田, 高見, 横田, 西谷, 園田: 「制御PMLSM磁気浮上モデル車の軌道追従制御——車重軽減モード走行におけるFEMシミュレーションと実験——」, 電学論D, **115**, pp.240-248, 1995
- 4) 吉田, 牟田: 「制御PMLSM磁気浮上列車の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」, 電学論D, **107**, pp.972-979, 1987
- 5) 吉田, 戴, 園田: 「制御PMLSM磁気浮上モデル車の浮上開始及び停止実験」, 平成8年電気学会全大, No.1114
- 6) 吉田, 吉田, 高見: 「解析式と有限要素解析に基づく1/2スケール制御PMLSM磁気浮上車の推進力と浮上力の二次元補間法」, 九州大学工学集報, **69** 巻3号, pp.285-292, 1996