

リニアシンクロナスマータ推力制御系の開発

正員 池田 春 男 (鉄道総研)
 正員 川口 育 夫 (鉄道総研)

1. まえがき

近年、高速かつ低公害の新しい輸送機関として、各国で浮上式鉄道の開発が進められている。我が国においても、昭和 52 年宮崎県に実験線を建設し、磁気浮上式鉄道の開発を進めてきた⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

ここでは、車上に超電導界磁、地上に電機子コイルを配置した地上一次リニアシンクロナスマータ(以下、LSM と略記)をその駆動装置として用いている。そして、車上界磁に同期した可変振幅・可変周波数の三相交流電流を地上の電機子コイルに通電し、その振幅を変えることによって速度制御を行っている。地上電機子コイルへの給電は、変電所に設置された電流フィードバック形のサイクロコンバータにより行っている。

電機子コイルは全線にわたって設置されるので、これを一定距離ごとに電氣的に区分し、車両の存在する区分区間だけに給電するようにしている。このため、車両の走行に伴って区分された電機子コイルには、その区間に含まれる車両の長さ按比例した大きさの速度起電力が誘導される⁽⁴⁾⁽⁵⁾。この速度起電力は、サイクロコンバータの電流制御系へ外乱として加わるために、サイクロコンバータの出力電流は目標値に対して偏差をもつようになる。この結果、推力には変動が生じ、区分区間を通過するたびに車両は前後振動を繰返すようになってくる。

本論文は、このような推力変動現象の解明とその防止策について述べている。初めに、推力変動現象について検討を加え、給電系の効率が高くなると推力変動も大きくなることを示す。次いで、このような推力変動を防止できるベクトル制御技術を応用した新しい推

力制御系の構成と動作について述べ、推力変動が発生しないための条件を求めている。更に、この条件を満たすためのサイクロコンバータ電流制御系の特性補正法について述べる。最後に、宮崎実験線における試験によって、以上の検討結果を確認している。

2. 車両走行時の推力変動

(2-1) LSM の電力供給システム 宮崎実験線 LSM の電力供給システムを図 1 に示す。電機子コイルは全線にわたって設置されるため、これを一定距離ごとに電氣的に区分し、車両が存在する区分区間だけに給電するようにしている。そして、車両がある区間から次の区間に移動するときその推力に変動が生じないように、これを A・B 2 群に分け、給電系も 2 群を設けて車両の移動に合わせて順次、き電区分閉器で切換えていくようにしている。超電導磁気浮上式鉄道では、超電導界磁の発生する磁束が電機子コイルの発生する磁束に比べて十分大きいので、電機子反作用を無視することができる。そこで、誘導無線によって車両の位置を検知し、位相同期制御部でこの信号から電機子コイルに誘導される速度起電力の位相を演算している。サイクロコンバータは、与えられた振幅目標値と位相信号に基づいて、速度起電力に同相な可変振幅・可変周波数の三相交流電流を電機子コイルに通電す

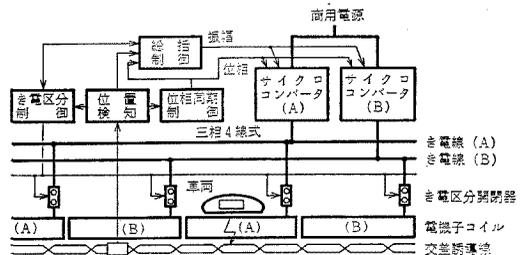


図 1 宮崎実験線 LSM の電力供給システム

Fig. 1. Power feeding system for LSM in Miyazaki test track.

Development of Thrust Control System for Linear Synchronous Motor. By Haruo Ikeda, Member & Ikuo Kawaguchi, Member (Railway Technical Research Institute).
 池田春男: 正員, (財)鉄道総合技術研究所
 川口育夫: 正員, (財)鉄道総合技術研究所

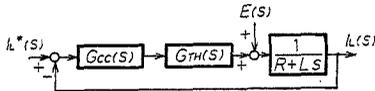


図2 サイクロコンバータの電流制御系

Fig. 2. Output current control loop of cycloconverter.

る。総括制御部は以上の各機能をつかさどるものであり、マンマシン機能も合せ持っている。

〈2・2〉速度起電力が出力電流に及ぼす影響 サイクロコンバータでは、与えられた振幅目標値と位相信号から、速度起電力に同相で、かつその振幅が振幅目標値に等しい出力電流目標値 $I_L^*(s)$ を作成している。

ここで、サイクロコンバータの電流制御系は図2のように表すことができ⁽⁶⁾⁽⁷⁾、これより出力電流 $I_L(s)$ は次式のように与えられる。

$$I_L(s) = G_R(s) I_L^*(s) + G_E(s) E(s) \quad \dots\dots (1)$$

ここで、

$$G_R(s) = \frac{\frac{G_{CC}(s)G_{TH}(s)}{R+Ls}}{1 + \frac{G_{CC}(s)G_{TH}(s)}{R+Ls}} \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$G_E(s) = \frac{\frac{1}{R+Ls}}{1 + \frac{G_{CC}(s)G_{TH}(s)}{R+Ls}}$$

ただし、 $E(s)$: LSM の速度起電力 (力行時は負、回生時は正)、 $G_{CC}(s)$: 電流制御部の伝達関数、 $G_{TH}(s)$: サイリスタ制御部の伝達関数、 R : サイクロコンバータの等価内部抵抗を含む給電系の抵抗値、 L : サイクロコンバータの電源側インダクタンスを含む給電系のインダクタンス値、 s : ラプラス演算子

いま、出力電流目標値 $I_L^*(s)$ と速度起電力 $E(s)$ とは同相であるため、 $G_{CC}(s)$ ならびに $G_{TH}(s)$ を比例要素で近似すれば、基準化した出力電流振幅は次のように表すことができる (付録)。

$$\frac{\hat{I}_L}{\hat{I}_R} = \frac{\hat{I}_L^*}{\hat{I}_R} + \frac{\eta}{1-\eta} \frac{\kappa}{K_L} \quad \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 \hat{I}_L : 出力電流振幅、 \hat{I}_R : LSM の定格電流振幅値、 \hat{I}_L^* : 振幅目標値、 η : サイクロコンバータの等価内部抵抗を含む給電系の効率、 κ : 走行速度と定格速度との比、 K_L : 電流制御系のループゲイン

〈2・3〉区分区間通過時の推力変動 (3)式で表されるように、給電系の効率 η が高くなるに従って、

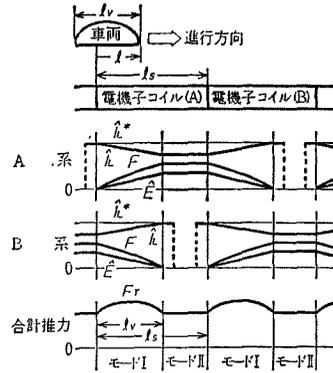


図3 車両走行時の推力変動(力行時)

Fig. 3. Thrust fluctuation on vehicle running (power running).

サイクロコンバータの出力電流振幅はその目標値に対して偏差を生じるようになる。そして、このために車両が区分区間を通過するたびに、その推力は変動するようになってくる。このような車両走行時の推力変動を示したものが図3である。ここでは力行時を例にとっている。同図に示すように、車両が1区間を通過する間は、AB両系から給電するモードIと、どちらか1系から給電するモードIIとに分けられる。ここで、出力電流は速度起電力に同相であると近似しているため (付録)、出力電流振幅と推力とは比例関係にある。そこで、1区分区間を通過するたびに、車両に与えられる合計推力は図中に示すような繰返し波形となり、基準化した推力は車両位置 l に対して次式のように級数の総和として表すことができる。

$$\frac{F_T}{F_R} = \frac{\hat{I}_L^*}{\hat{I}_R} + \frac{\eta\kappa}{(1-\eta)K_L} \times \sum_{n=0}^{\infty} K_n \cos(2n\pi l/l_s + \phi_n) \quad \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 F_T : 車両に与えられる推力、 F_R : 定格推力、 K_n : n 次高調波成分のスペクトラム含有率、 l : 電機子コイル区分端から車両先頭部までの距離、 l_s : 電機子コイル区分長、 ϕ_n : n 次高調波成分の位相

上式中の第1項は、速度制御に伴って指示された推力成分であり、第2項は速度起電力に起因する変動成分である。ここで、第2項の変動成分は各次数について、推力変動係数 $\{\eta\kappa/(1-\eta)K_L\}$ とスペクトラム含有率 K_n の積の形で表される。そこで、定格速度 ($\kappa=1$) における給電系の効率 η と推力変動係数との関係について示したものが図4である。給電系の効率が高くなると、推力変動係数は急速に増大する傾向にあ

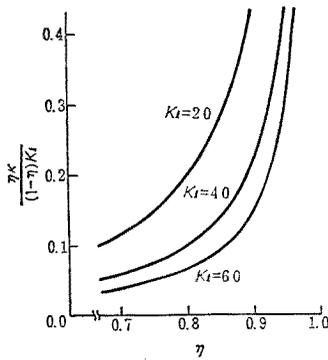


図 4 η と $\frac{\eta\kappa}{(1-\eta)K_L}$ との関係 ($\kappa=1$)

Fig. 4. The relation between η and $\frac{\eta\kappa}{(1-\eta)K_L}$ ($\kappa=1$).

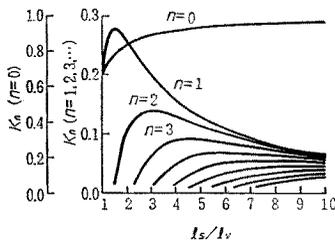


図 5 L_s/l_s と K_n との関係

Fig. 5. The relation between L_s/l_s and K_n .

る。

また、車両長 l_s に対する電機子コイル区分長 L_s の割合と、スペクトラム含有率 K_n との関係を示したものが図5である。どのような (L_s/l_s) の値においても零次成分 (K_0) が最大であり、0.65 以上となっている。一次以上では、次数が大きいほど K_n もその値が小さくなっていく。

このように、従来の駆動方式では給電系の効率が高くなると、大きな推力変動が発生するようになる。通常、この推力変動は多数の周波数成分を有するため、

車両の走行に伴って台車 - 車体間あるいは車体相互間で振動を発生するようになる。そこで、このような推力変動を防止するために、新しい LSM 推力制御系の開発を進めてきた^{(8),(9)}。以下、この新しい制御系について述べることにする。

3. 推力制御系の構成と動作

<3.1> 構成 この新しい制御系は、回転機に対するベクトル制御技術を応用したものである。その構成を図6に示す。

超電導方式の LSM では、超電導界磁の発生する磁束が電機子コイルの発生する磁束に比べて十分大きいいため、電機子反作用を無視することができる。そこで、超電導界磁によって発生する速度起電力に常に同相になるように電機子電流の位相を制御し、かつその振幅も常に振幅目標値に等しくなるように制御すれば、推力変動を防ぐことができる。

位相同期制御部では、車両の位置情報より電機子コイルに誘導される速度起電力に同相の単位振幅正弦波 ϕ_u, ϕ_v, ϕ_w を作成しており⁽¹⁰⁾、この位相信号は次のように α - β 軸をもつ回転座標系へ変換される。

$$\begin{bmatrix} \phi_\alpha \\ \phi_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_u \\ \phi_v \\ \phi_w \end{bmatrix} \dots\dots (5)$$

同様に、サイクロコンバータ出力電流も座標変換される。

このようにして座標変換された位相信号 ϕ とサイクロコンバータ出力電流 I_L を図7に示す。位相信号 ϕ は LSM の速度起電力の位相を表しており、車両の移動に伴って回転する単位ベクトルである。一方、出力電流 I_L はその大きさが出力電流の振幅を表し、かつその位相が出力電流の位相を表す回転ベクトルである。そこで出力電流ベクトル I_L は、次のように推力成分 i と直交成分 o をもつ座標系へ変換される。

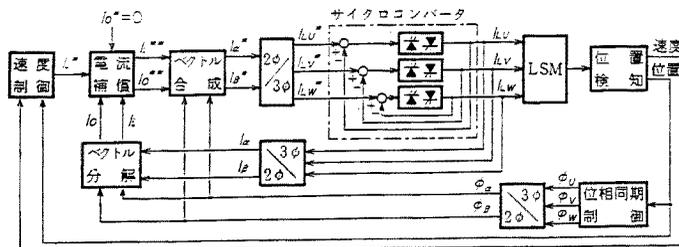


図 6 推力制御系の構成

Fig. 6. The configuration of thrust control system.

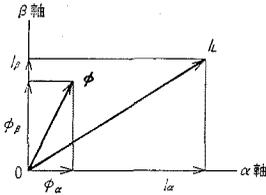


図7 位相信号 ϕ と出力電流 I_L のベクトル図
Fig. 7. Vector diagram of phase signal ϕ and output current I_L .

$$\begin{bmatrix} I_i \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_\alpha & \phi_\beta \\ -\phi_\beta & \phi_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

一方、速度制御に伴って推力成分の目標値 I_i^* が指示される。また、ここでは直交成分は必要としないので、 I_o^* は0にセットされる。この二つの目標値は出力電流の各成分 I_i, I_o と比較され、それぞれ補償される。そして、この補償出力 I_i^{**}, I_o^{**} をベクトル合成し、二相/三相変換してサイクロコンバータ各相の出力電流目標値としている。ここで、ベクトル合成は(6)式中のベクトル分解マトリックスの逆マトリックスとして、また二相/三相変換は(5)式中の座標変換マトリックスの逆マトリックスとしてそれぞれ与えられる。また、サイクロコンバータは電流フィードバック形のサイクロコンバータを採用している。

この制御系においては、二つの目標値 I_i^*, I_o^* と出力電流成分 I_i, I_o 、更に電流補償量 I_i^{**}, I_o^{**} はすべて直流量である。

〈3・2〉 状態方程式 この制御系における各部制御量のベクトル図を図8に示す。ここでは、位相信号 ϕ すなわち推力成分を i 軸に、直交成分を o 軸にとっている。

i 軸上に推力成分の目標値 I_i^* が与えられる。また、直交成分の目標値 I_o^* は0にセットされる。この二つの目標値と出力電流成分 I_i, I_o から、電流補償量 I_i^{**}, I_o^{**} が作成される。 i 軸上の電流補償量 I_i^{**} によるサイクロコンバータの出力電流は、 I_i', o 軸上の電流補

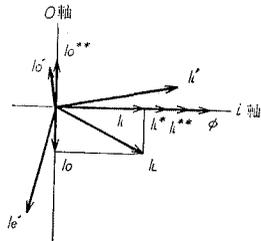


図8 各部制御量のベクトル図
Fig. 8. Vector diagram of each controlled variables.

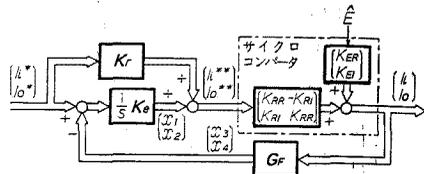


図9 推力制御系の構成線図
Fig. 9. Block diagram of thrust control system.

償量 I_o^{**} によるそれは I_o' で各々表される。また、電機子コイル内に誘導される速度起電力による外乱電流を I_e' とする。サイクロコンバータの出力電流 I_L はこの三つの成分のベクトル和であり、これはまた I_i と I_o に分解される。(1), (2)式を考慮すれば、この分解された出力電流は次式で表される。

$$\begin{bmatrix} I_i \\ I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{RR} & -K_{RI} \\ K_{RI} & K_{RR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_i^{**} \\ I_o^{**} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{ER} \\ K_{EI} \end{bmatrix} \hat{E} \dots\dots\dots (7)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} K_{RR} &= R_e(G_R(s)) \\ K_{RI} &= I_m(G_R(s)) \\ K_{ER} &= R_e(G_E(s)) \\ K_{EI} &= I_m(G_E(s)) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

ただし、

$$s = j2\pi f_o \dots\dots\dots (9)$$

ただし、 j : 虚数単位、 f_o : 出力周波数とする。

図9はこの制御系の構成線図を示したものである。ここで、電流補償量 I_i^{**}, I_o^{**} ならびに速度起電力の振幅 \hat{E} とサイクロコンバータ出力電流 I_i, I_o とは、(7)式で表される関係にある。

出力電流 I_i, I_o はリップル雑音を含むため、フィルタ G_F を通してフィードバックしている。また、電流目標値 I_i^*, I_o^* を K_r 倍したものと、この電流目標値と出力電流との差を積分して K_i 倍したものを加算して電流補償量 I_i^{**}, I_o^{**} を作成している。これは速度制御に伴う推力目標値 I_i^* の変化に即応できることと、オフセットエラーをなくすためである。

ここで、各係数行列ならびにフィードバック行列は次のように与えることにする。

$$\left. \begin{aligned} K_r &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad K_e = \begin{bmatrix} K_e & 0 \\ 0 & K_e \end{bmatrix} \\ G_F &= \begin{bmatrix} \frac{1}{1+T_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{1+T_s} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

ただし、 T ：フィルタの時定数
 このような制御系に対する状態方程式と出力方程式は、それぞれ次式で与えられる。

$$s\mathbf{x}(s) = \mathbf{A}\mathbf{x}(s) + \mathbf{B}\mathbf{u}(s) \dots\dots\dots (11)$$

$$i_L(s) = \mathbf{C}\mathbf{x}(s) + \mathbf{D}\mathbf{u}(s) \dots\dots\dots (12)$$

ここで、

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{x} &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} I_i^* \\ I_o^* \\ E \end{bmatrix}, \mathbf{i}_L = \begin{bmatrix} I_i \\ I_o \end{bmatrix} \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -K_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -K_e \\ \frac{K_{RR}}{T} & -\frac{K_{RI}}{T} & -\frac{1}{T} & 0 \\ \frac{K_{RI}}{T} & \frac{K_{RR}}{T} & 0 & -\frac{1}{T} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= \begin{bmatrix} K_e & 0 & 0 \\ 0 & K_e & 0 \\ \frac{K_{RR}}{T} & 0 & \frac{K_{ER}}{T} \\ \frac{K_{RI}}{T} & 0 & \frac{K_{EI}}{T} \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= \begin{bmatrix} K_{RR} & -K_{RI} & 0 & 0 \\ K_{RI} & K_{RR} & 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{D} &= \begin{bmatrix} K_{RR} & 0 & K_{ER} \\ K_{RI} & 0 & K_{EI} \end{bmatrix} \end{aligned} \right\} \dots\dots (13)$$

〈3.3〉 系の固有値 (11)式の状態方程式より、この系の固有値は次式の解として求められる。

$$\det(s\mathbf{I} - \mathbf{A}) = 0 \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 \mathbf{I} ：単位ベクトル

図 10 はフィルタの時定数 T ならびに積分器ゲイン K_e と、固有値との関係を示したものである。ここで K_{RR} ならびに K_{RI} は、宮崎実験線サイクロロン

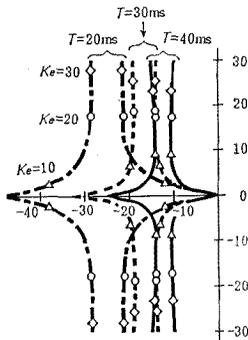


図 10 T, K_e と固有値との関係
 Fig. 10. The relation between T, K_e and eigenvalue.

バータの出力周波数 20 Hz (300 km/h 相当) における設計値を用い、 $K_{RR}=0.927, K_{RI}=-0.129$ としている。 K_e を大きくしていくと最初のうちは応答が速くなっていく。しかし、 K_e が 10~20 以上になると応答速度は変わらず、むしろ振動的になっていく。また、フィルタの時定数 T と応答速度とは、ほぼ逆比例の関係にある。

4. 区分区間通過時の推力変動抑止

前章で述べたように、制御系に積分器を挿入することによって、オフセットエラーをなくすようにしている。しかしながら、車両が区分区間を通過する際に、速度起電力の振幅はランプ関数状に増減を繰返すため、過渡的な推力変動が発生するようになっていく。ここでは、この推力変動とその抑止策について検討を加えることにする。

〈4.1〉 区分区間通過時の推力 (12)式に(11)式を代入して、次の入出力方程式が得られる。

$$i_L(s) = \{\mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D}\}\mathbf{u}(s) \dots\dots (15)$$

ここで、 \mathbf{x} の初期値は 0 としている。この系は線形であるため電流目標値 I_i^*, I_o^* を 0 とし、速度起電力によるサイクロンバータ出力電流への影響を求めることができる。いま、 $\mathbf{A} \cdot \mathbf{B}$ 両系から給電されるモード I においては、その速度起電力の振幅 $\hat{E}(s)$ は次のようなランプ関数となる。

$$\mathbf{u}(s) = \begin{bmatrix} I_i^*(s) \\ I_o^*(s) \\ \hat{E}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{\kappa^2 \hat{E}_R V_R}{l_V s^2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (16)$$

ただし、 \hat{E}_R ：速度起電力の振幅定格値、 V_R ：定格速度

上式を(15)式に代入し、このモードの初期のうちに出力電流振幅が収束するように、特性根を設定するものとすれば、その収束値は次のようになる。

$$\begin{bmatrix} I_i \\ I_o \end{bmatrix}_{t=\infty} = \frac{\kappa^2 \hat{E}_R V_R}{l_V K_e} \times \begin{bmatrix} \frac{K_{RR} K_{ER} + K_{RI} K_{EI}}{K_{RR}^2 + K_{RI}^2} \\ \frac{K_{RR} K_{EI} - K_{RI} K_{ER}}{K_{RR}^2 + K_{RI}^2} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (17)$$

すなわち、モード I では速度起電力によって推力成分 I_i が流れ、この結果、推力変動が発生するようになる(モード II では速度起電力の振幅は一定のため、 I_i は 0 となる)。

さて、上式において次の条件が成立するならば I_i を 0 にすることができる。

$$K_{RR} K_{ER} + K_{RI} K_{EI} = 0 \dots\dots\dots (18)$$

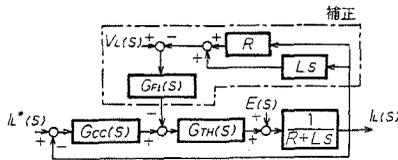


図 11 G_E の直交化

Fig. 11. Block diagram for making G_E intersect perpendicularly to G_R .

(8)式を考慮すれば、この条件は s 平面上において複素ベクトル $G_R(s)$ と $G_E(s)$ とが直交することを意味している。すなわち、区分区間通過時の推力変動をなくすためには $G_R(s)$ と $G_E(s)$ とを直交させる必要がある。そこで、本論文では出力電圧波形と出力電流波形を検出し、これを処理してサイクロコンバータの電流制御系へフィードバックすることにより、 $G_E(s)$ が $G_R(s)$ に直交するようにしている。

〈4.2〉 $G_E(s)$ の直交化 s 平面上において $G_E(s)$ が $G_R(s)$ に直交するように、これを補正する方法を示したものが図 11 である。サイクロコンバータの出力電流より、給電回路のインピーダンスドロップを演算し、出力電圧 $V_L(s)$ からこれを減じてフィルタ G_{FL} を通して電流制御系へ加えている。

いま、補正した $G_E(s)$ を新たに $G_E'(s)$ とおけば、出力電流は次式で与えられる。

$$I_L(s) = G_R(s) I_L^*(s) + G_E'(s) E(s) \dots (19)$$

ここで、

$$G_E'(s) = \frac{1}{1 + \frac{G_{cc}(s)G_{TH}(s)}{R+Ls}} \times [1 - G_{FL}(s)G_{TH}(s)] = G_R(s) \frac{1 - G_{FL}(s)G_{TH}(s)}{G_{cc}(s)G_{TH}(s)} \dots (20)$$

よって、 $G_E'(s)$ が $G_R(s)$ に直交するための条件は次のようになる。

$$Re \left[\frac{1 - G_{FL}(s)G_{TH}(s)}{G_{cc}(s)G_{TH}(s)} \right] = 0 \dots (21)$$

ここで、 $G_{cc}(s)$ ならびに $G_{TH}(s)$ の特性は既に与えられているため、 $G_{FL}(s)$ を調整することによって(21)式の条件を成立させることになる。

5. シミュレーションによる確認

以上の検討結果を確認するため、デジタルシミュレーションによってそのステップ応答波形を求め、設計値から求めた波形と比較することにする。ここで、シミュレーションで用いるサイクロコンバータの仕様

表 1 サイクロコンバータの主要仕様

Table 1. Main specifications of cycloconverter.

結線方式	24相循環電流方式
入力	三相, 60 Hz, 11 kV
出力	三相, 16 MVA, 0~900 A
進相コンデンサ	12 MVA×3台, ハイパスフィルタ機能付
制御方式	対称/非対称制御, 無効電力制御方式
素子	4,000 V-1,500 A サイリスタ, 2S1P/アーム

表 2 制御条件表

Table 2. Control conditions.

項目	数値
サロクロコンバータトランス漏れリアクタンス	0.556 mH
循環電流抑制リアクトル	1.0 mH
負荷抵抗	0.4522 Ω
負荷インダクタンス	15.12 mH
負荷電流制御部伝達関数	$k_{cc}=0.01$ $k_{TH}=1.323$
サイクロコンバータ制御方式	非対称制御
推力制御系積分定数	$K_I=20.0$
推力制御系フィルタ時定数	$T=30$ ms

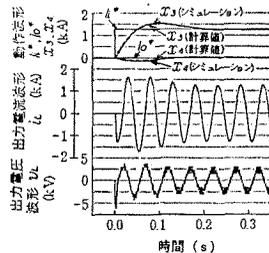


図 12 推力制御系の動作(シミュレーション結果)
Fig. 12. Characteristics of thrust control system (simulation result).

と制御条件は、宮崎実験線のそれに等しくそれぞれ表 1、表 2 に示すとおりである。

車両速度 300 km/h (出力周波数 20 Hz)、速度起電力 0 V において、直交成分目標値 $I_L^*=0$ A の状態で I_L^* を 0 A から $\sqrt{2} \times 900$ A にステップ状に変化させたときの応答波形を示したものが図 12 である。状態変数 x_3, x_4 とともに、その応答波形は設計値から求めた波形に良く一致している。また、このとき K_{RR} ならびに K_{RI} の値は、設計値 0.927, -0.129 に対してそれぞれ 0.915, -0.123 とほぼ一致した値が得られた。

6. 試験結果

宮崎実験線の大容量サイクロコンバータを用いて、

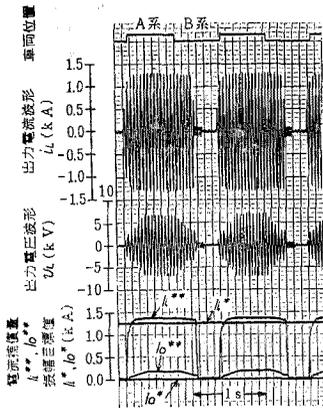


図 13 推力制御系の動作(実験結果)

Fig. 13. Characteristics of thrust control system (experiment result).

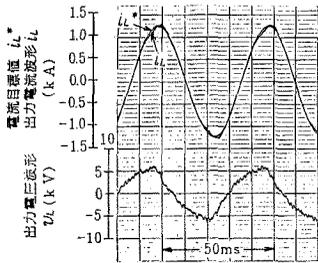


図 14 サイクロコンバータ出力電圧・電流波形 (新方式)

Fig. 14. The waveforms of output voltage and current of cycloconverter (new method).

以上の検討結果を確認した。

図 13 は車両走行時における推力制御系の動作を示したものである。ここで、車両速度は 300 km/h (出力周波数 20 Hz)、振幅目標値は $I_1^* = \sqrt{2} \times 900 \text{ A}$, $I_0^* = 0 \text{ A}$ としている。車両の移動に伴って、サイクロコンバータは LSM 電機子コイルに順次給電していく。給電区間の切換えに際しては、 I_1^{**} ならびに I_0^{**} を一度 0 に絞り込み、き電区分閉器を切換えてから再び制御系を動作させている。さきに述べたように (K_1 によって)、 I_1^* を直接用いて I_1^{**} を作成しているため、切換え後 I_1^{**} は速やかにその定常値に収束していく。

図 14 は、このときのサイクロコンバータ出力電圧・電流波形を示したものである。出力電流波形 i_L はその目標値 i_L^* によく一致している。ここで、出力電圧波形 v_L がひずんでいるのは、LSM の速度起電力がひずんでいるためである。

また、図 15 は従来方式におけるサイクロコンバー

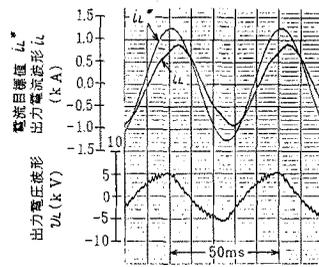


図 15 サイクロコンバータ出力電圧・電流波形 (従来方式)

Fig. 15. The waveforms of output voltage and current of cycloconverter (conventional method).

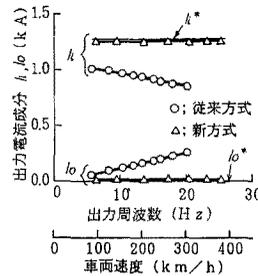


図 16 車両速度と出力電流との関係 ($I_1^* = \sqrt{2} \times 900 \text{ A}$, $I_0^* = 0 \text{ A}$)

Fig. 16. The relation between output current and vehicle speed ($I_1^* = \sqrt{2} \times 900 \text{ A}$, $I_0^* = 0 \text{ A}$).

タ出力電圧・電流波形を示したものである。この場合、給電回路の抵抗とインダクタンスならびに速度起電力のために、出力電流波形 i_L はその目標値 i_L^* から大きく異なっている。

このような従来方式と新方式の二つの方式について、車両速度と出力電流成分との関係を示したものが図 16 である。ここでは、力行時について示している。従来方式では高速になるに従って推力成分 I_1 が低減してくるが、新方式ではほぼ目標値どおりの一定の大きさが得られている。直交成分 I_0 についても同様である。

7. むすび

LSM では、地上の電機子コイルは一定の距離ごとに区分されるため、車両が区分区間を通過するたびに推力が変動するようになる。本論文では、このような推力変動現象を解明すると共に、その防止策について述べてきた。これを要約すれば、次のようになる。

(1) 推力変動の大きさは、給電系の効率とサイクロコンバータ電流制御系のループゲインに依存する。給電系の効率が高くなると、推力変動は急激に大きく

なってくる。経済性の面から、給電系の効率ではできるだけ高くとることが望ましいので、何らかの対策が必要となってくる。

(2) このような推力変動を防止できる新しい推力制御系の構成について明らかにした。制御系の積分器ゲインは 10~20 が適当である。フィルタの時定数と応答速度とは逆比例の関係にある。また、推力変動を完全になくすには、サイクロコンバータ電流制御系の二つの伝達関数 $G_R(s)$ と $G_E(s)$ とを直交させる必要がある。そこで、 $G_E(s)$ が $G_R(s)$ に直交するように、これを補正する方法について明らかにした。

(3) 以上の検討結果をデジタルシミュレーションならびに宮崎実験線の LSM とサイクロコンバータを用いて確認した。新しい推力制御系では速度起電力の影響を受けず、目標値どおりの推力が得られた。

宮崎実験線では 61 年 12 月、これまで建設を進めてきた 16 MVA の大容量サイクロコンバータが完成し、有人による 400 km/h 高速走行実験を初めとする各種の実験を行っている。ここでは、この新しい推力制御系を採用しており、良好な特性が得られている。

最後に、本研究を進めるにあたって御指導をいただいた芝浦工業大学 西條教授を初め、新しい推力制御系の開発に際して御協力をいただいた、(株)東芝ならびに浮上式鉄道宮崎実験センターの関係者各位に深謝の意を表します。(昭和 62 年 10 月 23 日受付)

文 献

- (1) 宮崎・井上・前川：「超電導磁気浮上式鉄道」, 電学誌, 99, 805 (昭 54-9)
- (2) 北本・川島・池田：「浮上式鉄道」, 同上, 105, 1079 (昭 60-11)
- (3) 沢田：「超電導磁気浮上式鉄道」, 同上, 106, 45 (昭 61-1)
- (4) 西條：「鉄道用同期形リニアモータのセクション切換の検討」, 電学論 B, 98, 487 (昭 53-6)
- (5) 電気学会：リニアモータとその応用 (昭 59-3)
- (6) 西條：「リニアモータ用サイクロコンバータ制御系の検討」, 電学論 B, 98, 243 (昭 53-3)
- (7) T. Saijo, S. Koike & S. Tadakuma : "Characteristics of Linear Synchronous Motor Drive Cycloconverter for Maglev Vehicle ML-500 at Miyazaki Test Track", *IEEE*

Trans. Indust. Applic., IA-17, 533 (1981)

- (8) 川口・岩脇・池田・嶋田：「リニアシンクロモータ用サイクロコンバータの特性改善」, 鉄道技研速報, No. A-83-48 (昭 58-6)
- (9) H. Ikeda, S. Iwawaki, Y. Nakamichi, T. Outake & T. Saijo : "Power Supply System to Drive Maglev Vehicles MLU 001", International Conference on Maglev Transport '85, p. 99 (1985)
- (10) 池田・西條：「給電回路を利用したリニアモータ車両の位置検知」, 電学論 B, 106, 53 (昭 61-6)

付 録

一般に、一巡伝達関数 $G_{cc}(s)G_{TH}(s)/(R+Ls)$ は 1 に比べて十分大きいとき、各要素を $G_{cc}(s)=k_{cc}$, $G_{TH}(s)=k_{TH}$ と比例要素で近似すれば、(1)式は次のように近似できる。

$$I_L(s) = I_L^*(s) + \frac{E(s)}{k_{cc}k_{TH}} \dots\dots\dots (付 1)$$

ここで、 $I_L(s)^*$ と $E(s)$ は同相であるため、 $I_L(s)$ もこれらに同相となり、その各々の振幅値を \hat{I}_L^* , \hat{E} ならびに \hat{I}_L とすれば次の関係が得られる。

$$\hat{I}_L = \hat{I}_L^* + \frac{\hat{E}}{k_{cc}k_{TH}} \dots\dots\dots (付 2)$$

一方、この駆動方式では速度起電力と同様に電機子電流を通電するので、LSM の定格速度起電力振幅値を \hat{E}_R , 定格電流振幅値を \hat{I}_R とすれば、その効率 η は次のように表される。

$$\eta = \frac{\hat{E}_R}{\hat{E}_R + R\hat{I}_R} \dots\dots\dots (付 3)$$

ここで、走行速度と定格速度との比を κ とすれば、 $\hat{E} = \kappa\hat{E}_R$ $\dots\dots\dots (付 4)$

上式に(付 3)式を代入して整理すれば、

$$\hat{E} = \frac{\eta\kappa R}{1-\eta}\hat{I}_R \dots\dots\dots (付 5)$$

これを(付 2)式に代入して、次式が得られる。

$$\hat{I}_L = \hat{I}_L^* + \frac{\eta}{1-\eta} \frac{\kappa R}{k_{cc}k_{TH}} \hat{I}_R \dots\dots\dots (付 6)$$

上式を \hat{I}_R で基準化し、 $k_{cc}k_{TH}/R$ をループゲイン K_L で表すと(3)式が得られる。