UDC 621. 332. 43: 621. 313. 13: 629. 4. 02: 681. 532. 8

給電回路を利用したリニアモータ車両の 位置検知

535

正 員 池 田 春 男 (鉄道技研) 正 員 西 條 隆 繁 (芝浦工大)

1. まえがき

近年,新しい輸送機関として,世界各国で浮上式鉄 道の開発が進められている。我が国においても,リニ アシンクロナスモータ(以下,LSM と略記する)駆 動による浮上式鉄道の研究開発が進められている⁽¹⁾。

この浮上式鉄道で用いられる LSM は,軌道に敷設 される電機子コイルと車両に搭載される超電導界磁か ら構成されている。そして、この車上界磁に同期した 三相交流電流を電機子コイルに通電することによって 移動磁界を発生させ、これと車上界磁との間に発生す る電磁力によって車両を駆動している。地上電機子コ イルへの給電は、変電所に設置された電流制御形のサ イクロコンバータにより行なっている。

このように、車上界磁の位置を検知し、これをもと にサイクロコンバータを制御する方式は自制制御方式 と呼ばれている⁽²⁾。この自制制御方式は通電電流が電 機子コイルに発生する速度起電力と常に同相であるた め、サイクロコンバータの容量が小さくて済むという 利点を有している。しかしながら、車両の位置を検知 し、これより LSM の位相を求める必要がある。

宮崎浮上式鉄道実験線では、この位置検知手段とし て、光学方式並びに交差誘導線方式を使用してきた。 しかしながら、このような方式では全線にわたってそ の設備を敷設する必要があるため、建設費が高く、ま た信頼度やメンテナンスの面で十分であるとはいえな い。

筆者らは、このような位置検知手段として、地上電 機子コイルとき電線から成る給電回路を利用する方式 を提案してきた⁽³⁾。この方式は給電回路に高周波信号 を重畳し、車上でこれを検知して車両の位置を求める ものである。この方式によれば沿線に特別の設備を必 要としないので,従来の方式に比べて建設費が安く, また,保守の省力化や信頼度の向上が可能である。

本論文は、この位置検知システムにおける給電系の 信号伝送特性と車上受信信号の処理、更に宮崎実験線 における試験結果について述べている。

2. システム構成

ここで述べる位置検知方式は車両にさぐりコイルを 取り付け、これと地上電機子コイルとの間の相互イン ダクタンスが車両の位置によって変化することを基本 原理としている。すなわち、電機子コイルの特定相に 高周波信号を重畳し、車上さぐりコイルの受信波形か ら車両の位置を求めている。図1はこの位置検知方式 のシステム構成を示したものである。

電機子コイルへのき電は三相4線式で行なってい る。このため、サイクロコンバータは単相サイクロコ ンバータ3組をY接続して各相独立に制御している。 このサイクロコンバータの出力側には LC 共振回路 を直列に、また、各相と中性線との間にコンデンサを 並列に挿入している。そして、き電線側から見たと き、LC 共振回路-並列コンデンサーサイクロコンバ ータ系が信号周波数帯で高インピーダンスになるよう に各定数を選ぶ。

き電線に信号を重畳するには高周波トランスを用い る。トランスの高圧側にはリアクトルとコンデンサを 直列に接続し、この共振周波数が信号周波数に一致す るように各々その値を選ぶ。これは、サイクロコンバ ータ出力電圧の基本波成分は低周波であるため、この 低周波成分をコンデンサでカットするとともに、高周 波のリプル成分をリアクトルで吸収するためである。 ここでは、V相に信号を重畳するものとしている。

また、き電線の終端についても、同様にインピーダ ンス整合を行なう。

LSM では全線にわたって電機子コイルが 配置され るため、これを適当な長さに電気的に区分し、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。1 区間内では、電機子コイルは各相それぞれコイルセグ

Study on MAGLEV Vehicle Position Detecting System Using the Feeding Circuits. By *Haruo Ikeda*, Member (Railway Technical Research Institute, JNR) & *Takasige Saijo*, Member (Faculty of Engineering, Sibaura Institute of Technology). 池田春男:正員, 日本国有鉄道鉄道技術研究所 西條隆紫:正員, 芝浦工業大学工学部電気工学科



図1 システム構成

Fig. 1. System configuration for the position detecting system.

メントを直列に接続し、これをY接続してき電区分開 閉器を介してき電線に接続している。ここで、コイル セグメントの間隔が電気角 360°となる。

車両には 120° ごとに3個のさぐりコイルを取り付 ける。ここではV相に信号を重畳しているので、各さ ぐりコイルはV相コイルセグメントとの間の相互イン ダクタンスに比例した大きさの信号を受信する。この 受信信号を処理して地上に伝送し、位相同期制御部で LSM の位相を求める。

3. 給電系の信号伝送特性

〈3・1〉 電機子コイルの伝送特性 電機子コイルは 多数のコイルセグメントを直列に接続しているので、 各コイルセグメントに流れる信号電流を求めるにはこ れを分布定数回路として扱う必要がある。

ー般に,分布定数回路における伝搬方程式は次式で 与えられる。

$$\dot{E} = \dot{E}_R \cosh(\dot{\gamma}x) + \dot{I}_R Z_C \sinh(\dot{\gamma}x)$$

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}_R}{\dot{Z}_C} \sinh(\dot{\gamma}x) + \dot{I}_R \cosh(\dot{\gamma}x)$$
...(1)

但し, x: 受端からの距離, \dot{E} , \dot{I} : その点の 電圧および電流, \dot{E}_{R} , \dot{I}_{R} : 受端電圧および受 端電流, \dot{Z}_{c} : 特性インピーダンス, $\dot{\gamma}$: 伝搬 定数

ここで、電機子コイルは終端を短絡されているの で、上式で $E_{R}=0$ として、次の電機子コイルの伝搬 方程式を得る。

 $\dot{E}_{a} = \dot{I}_{Ra} \dot{Z}_{Ca} \sinh(\dot{\gamma}_{a} x_{a}) \\ \dot{I}_{a} = \dot{I}_{Ra} \cosh(\dot{\gamma}_{a} x_{a}) \\ \mathcal{U}_{b}, x_{a}: 基準化された終端からの距離, \dot{E}_{a},$

 $I_a: その点のコイルセグメント信号電圧およ$ $びコイルセグメント信号電流, <math>I_{Ra}:$ 電機子コ イルの終端信号電流, $Z_{Ca}:$ 電機子コイルの 特性インピーダンス, $\dot{r}_a:$ 基準化された電機 子コイルの伝搬定数

いま, ここで, $\dot{\gamma}_{a} = \alpha_{a} + j\beta_{a}$ (3) 但し, α_{a} : 減衰定数, β_{a} : 位相定数, j: 虚数 単位

とすれば、信号周波数が高周波であるから減衰定数は 位相定数に比べて十分小さく、(2)式中の *i*。は次の ように表すことができる。

 $\dot{I}_a = \dot{I}_{Ra} \left\{ \cos(\beta_a x_a) + j \alpha_a x_a \sin(\beta_a x_a) \right\}$

更に、入力端信号電流 $I_{a(z=1)}$ でこれを基準化すれ ば、 $β_a$ が小さい範囲では基準化されたコイルセグメ ント電流の振幅 I_a^* と位相 δ_a^* はそれぞれ次式のよ うになる。

$$I_{a}^{*} = \frac{\cos(\beta_{a} x_{a})}{\cos(\beta_{a})}$$
$$\delta_{a}^{*} = \alpha_{a} \left\{ \frac{x_{a} \sin(\beta_{a} x_{a})}{\cos(\beta_{a} x_{a})} - \frac{\sin(\beta_{a})}{\cos(\beta_{a})} \right\} \dots (5)$$

上式で表される,電機子コイル内を流れるコイルセ グメント電流の振幅と位相を示したものが図2であ る。コイルセグメント電流は終端に近づくに従ってそ の振幅が増大し,また,位相が遅れていく。この傾向 は位相定数 β_a が大きくなるにつれて顕著になってく る。

また、この電機子コイルの入力インピーダンス Z₁。 は(2)式より求められ、次のように近似される。

106 巻 6 号





Fig. 2. Signal current distributions in the armature coil.

 $\dot{Z}_{Ia} = j \dot{Z}_{Ca} \tan(\beta_a) \dots (6)$

〈3・2〉 き電線の伝送特性 先にも述べたように、 き電線の終端はインピーダンス整合を行なっている。 このため、車両地点からそれ以遠のき電線を見ると、 そのインピーダンス値はき電線の特性インピーダンス に等しい。そして、これに並列に入力インピーダンス Ź_{Ia}の電機子コイルが接続される。このき電系の電圧 方程式は(1)式より次のようになる。

$$\dot{E}_{Sf} = \dot{E}_{Rf} \left\{ \cosh(\dot{\gamma}_f x_f) + \left(1 + \frac{Z_{Cf}}{\dot{Z}_{Ia}} \right) \times \sinh(\dot{\gamma}_f x_f) \right\} \dots (7)$$

但し、 x_f :変電所から車両地点までの距離, \dot{E}_{s_f} :変電所の信号電圧, \dot{E}_{k_f} :車両地点の 信号電圧, \dot{Z}_{c_f} :き電線の特性インピーダン ス, $\dot{\gamma}_f$:き電線の伝搬定数

いま、信号周波数が高周波であるから、

κ=Zcs/Zca tan (βa)(8) と置けば、(7)式より次の電機子コイル入力信号電流 が得られる。

 $\dot{I}_{a(xa=1)} = \dot{\nu} \dot{E}_{Sf} \qquad (9)$

$$\dot{\nu} = \frac{1}{j Z_{c_a} \tan(\beta_a) \times (\{\cos(\beta_f x_f)\} *} \\ * \frac{1}{+\kappa \sin(\beta_f x_f)\} + j \sin(\beta_f x_f))} \dots (10)$$



537

図 3 単位信号電圧印加時の電機子コイル
 入力電流ベクトル(i)

Fig. 3. Input current vectors $(\dot{\nu})$ of the armature coil impressed unit signal voltage.

単位信号電圧印加時の、等価き電距離 ($\beta_{fx_{f}}$) と電 機子コイル入力信号電流 ($\dot{\nu}$) との関係を示したものが 図3である。 $\kappa=0$ では振幅は一定のままで等価き電 距離の長さに比例して位相が遅れるが、 κ が大きくな るに従い、振幅が変動するとともに位相遅れも一様で なくなってくる。このため、き電線全線にわたって安 定した信号を伝送するには、 κ をできるだけ小さくす る必要がある。

 $\langle 3\cdot3 \rangle$ 信号周波数の選定 (8)式が示すように Zcr と Zca はき電線や電機子コイルの構造によって 決まるので、 κ を小さくするには電機子コイルの位相 定数 β_a を大きくする必要がある。しかしながら、先 にも述べたように、これが大きくなると電機子コイル 内を流れるコイルセグメント電流の振幅変動や位相変 動が増大してくる。このため、き電線全線にわたって 安定して信号を伝送でき、かつ電機子コイル内でも振 幅変動や位相変動が小さいような値に位相定数を選ぶ 必要がある。

このような位相定数の選定法について示したものが 図4である。位相定数 β_a に応じて電機子コイル内の 振幅変動幅が与えられる。また、これに対応して、 (Z_{c_f}/Z_{c_a})の各値について κ が与えられる。そして、 κ に応じて電機子コイル入力電流の振幅変動幅が与え られる。

全線にわたって電機子コイル入力電流の変動が小さ く、かつ電機子コイル内でも変動が小さいためには、 二つの変動幅の積が最小となればよい。そこで、給電 系の (Zc_t/Zc_a) 値に応じて、その曲線に接するように





反比例曲線を引き、その接点に対応した位相定数を選 ぶようにする。ここでは例として $Zc_f/Zc_s=0.6$ を取 り、この曲線に接するように反比例曲線 PQを引き、 その接点に対応した位相定数 $\beta_s=0.78$ を選んでい る。このとき κ は 0.6 となる。また、この点の軌跡 は曲線 RS のようになる。このようにして位相定数を 決定することにより、車上受信信号の変動幅を最小に することができる。

位相定数は電機子コイルのインダクタンスと静電容 量,並びに信号周波数の関数である。このため,実際 にはこの値に相当する信号周波数を選ぶことになる。

4. 車上さぐりコイルの受信信号とその処理

〈4・1〉 さぐりコイルの位置形状と相互インダクタ ンス ここで、図5のように座標をとる。さぐりコ イルは y 軸方向の長さ l, がx 軸方向の長さ l に比 ベ十分小さいような形状とし、その面が x-y 平面に 平行になるように車両に取り付けるものとする。この とき、信号を重畳したV相の電機子コイルとさぐりコ イルとの間の相互インダクタンス M は、次式のよう に表される。

$$M = \int_{x-l_x/2}^{x+l_x/2} \{A_{x(x, y, z)} - A_{x(x, y+ly, z)}\} dx$$
(11)

但し、 A_x : ベクトルポテンシャルの x 成分 更に、 $A_x(x,y,z)$ がxに対して偶関数となるようにx=0の位置を選び、次式のようにフーリエ級数で表す。





また, A_x(x,y+1y,x) は次のように展開される。

これを第2項までとり、(12)式とともに(11)式に代入して次式を得る。

$$M = -\frac{l_y L}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} K_n K_{ln} \cos(2\pi nx/L)...(14)$$

てこで,

< 60 >

$$K_{n} = \frac{\partial A_{xn}}{\partial y}$$

$$K_{ln} = \frac{\sin(n\pi l_{x}/L)}{n}$$
(15)

但し、
$$K_{10} = \pi l_x/L$$







図 7 さぐりコイル長と K_{Ln} の関係 Fig. 7. Relations of search coil length and K_{Ln} .

このように、相互インダクタンスは距離 x に関し て級数の形に展開することができ、その各系数はさぐ りコイルの取り付け位置の関数 K_n とさぐりコイル長 の関数 K_m の積で表される。ここで、n=0 が距離に 関し0次の成分、n=1 が基本波成分、そして n=2,3,4、…が各々 n 次高調波成分である。

さぐりコイルの高さと K_n との関係を示したものが 図6である。図から明らかなように、0次並びに2次 成分の含有率が最も大きく、次いで3次成分が大き い。それ以外の成分は1割以下である。また、さぐり コイルの位置が高くなるにつれて0次成分は増大し、 他の成分は減少していく。

一方, さぐりコイル長と係数 Kin との関係を示したものが図7である。0次では単にコイル長に比例するだけであるが, 1次以上では 1/n の最大値で, コイル長とともに 1/n の周期で変化する。

LSM の位相を求めるには基本波成分が必要であり 他の次数成分は打ち消されるか,あるいは位相誤差を 発生する。すなわち,0,3,6,9,…の次数成分は打ち消 され,基本波を除くそれ以外の次数成分は位相誤差を 発生する。そこで,位相誤差を発生し,かつその含有 率が大きい2次成分については,できるだけこれを低 減する必要がある。

図7から明らかなように、2次成分を0にするには さぐりコイル長 (l_{z}/L)を 1/2 にとればよい。このた め、以後、さぐりコイル長はポールピッチに等しくと ることにする。

〈4・2〉受信信号の処理 さぐりコイル受信信号の処理方法について示したものが図8である。車上には送信信号と同一の周波数を持つ発信器を搭載し、次のような基準信号を発生させる。

$$E_{rs} = \cos(\omega_r t)$$

$$E_{rs} = \sin(\omega_r t)$$

$$(16)$$



Fig. 8. Processing of received signal wave.

但し, ωr:送信信号の角周波数

そして, これをそれぞれさぐりコイルの受信信号 E, と乗算して低減通過フィルタ(LPF)に加え, ベクト ル加算している。

(14)式の相互インダクタンスは、また、次のように時間 t の関数として表すことができる。

$$M_{(t)} = -\frac{l_y L}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} K_n K_{ln} \cos(n \omega_v t) \dots (17)$$

ここで,

539

但し, V: 車両の速度

いま,車両は電機子コイルの始端にあり, K_n はnが大きくなると十分小さくなるものとし,また $\omega_r \gg \omega_v$ とすれば,(9)式および(17)式よりさぐりコイルの受 信信号 E_r は次のようになる。

$$E_{s} = -\frac{d}{dt} (MI_{a(x_{a}=1)})$$
$$= \frac{l_{y} L \omega_{r} \nu E_{sf}}{\pi} \sum K_{n} K_{ln} \cos(n \omega_{v} t)$$

但し、 ϕ : 発信信号に対する受信信号の位相角 ここで、受信信号 E_s と基準信号 E_r 。の積は次のようになる。

$$E_s \times E_{rc} = \frac{l_y L \omega_r \nu E_{sf}}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} K_n K_{ln}$$
$$\times \cos(n\omega_v t) \{\cos\phi + \cos(2\omega_r t + \phi)\}$$
$$\dots (20)$$

低域通過フィルタの出力 E_a は 2ω , 成分がカット されて次のようになる。

$$E_{d} = \frac{l_{y}L\omega_{r}\nu E_{sf}}{2\pi}\cos\phi\sum_{n=0}^{\infty}K_{n}K_{ln}G_{F}(n\omega v)$$

$$\times \cos(n\,\omega_v\,t + \varphi_F(n\,\omega_v)) \quad \dots \quad (21)$$

ここで、低域通過フィルタの伝達関数を $G_{F(j\omega)}$ として、

$$G_{F(n\omega v)} = |G_{F(j\omega = j_n \omega v)}| \phi_{F(n\omega v)} = \underline{/G_{F(j\omega = j_n \omega v)}}$$
(22)

同様に、低域通過フィルタの出力 $E_{\mathfrak{q}}$ は次のようになる。

昭 61 - 6

< 61 >

$$E_{q} = -\frac{l_{y} L\omega_{r} \upsilon E_{sf}}{2\pi} \sin \phi \sum_{n=0}^{\infty} K_{n} K_{ln} G_{F}(n\omega_{v})$$
$$\times \cos(n\omega_{v} t + \phi_{F}(n\omega_{v})) \qquad (23)$$

よって、ベクトル加算後の出力 E. は次式のようになる。

$$E_{c} = \frac{l_{y} L \omega_{\tau} \upsilon E_{sf}}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} K_{n} K_{ln} G_{F}(n \omega_{v})$$

上式から明らかなように、車上の最終処理波形 E。 は各次数について、相互インダクタンスの次数成分と 低域通過フィルタの伝達関数との積の形になってい る。そこで、低域通過フィルタの特性を適当に選ぶこと によってその高調波成分をカットすることができる。

また,処理波形 E. は受信信号の位相 Ø によって 影響を受けることもない。

5. 位相同期制御

車上の処理波形は地上に伝送され,位相同期制御部 でこれを演算処理して LSM の位相を求めている⁽⁴⁾。 位相同期制御部の構成を図9に示す。地上に伝送され た三相の車上処理波形 *E*。は A/D 変換され,カウン タ出力とともにコントローラに取り込んでいる。コン トローラの出力は発信器に与えられ,カウンタ出力が 演算された入力位相に等しくなるように発信周波数が 制御される。

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{2 E_{CR} - E_{CS} - E_{CT}}{-\sqrt{3} E_{CS} + \sqrt{3} E_{CT}} \right) \dots \dots (25)$$

但し, *Ecr*, *Ecs*, *Ecr*: *R*相, *S*相, *T*相さ ぐりコイルの処理波形

この演算方式では、演算結果は入力波形中の 0,3, 6,9,…次成分の影響を受けない。すなわち、含有率の 大きい0次成分の影響を除去することができる。

〈5・2〉 コントローラの伝達関数 浮上式鉄道においては、列車は頻繁に加減速を繰り返すものと考えられる。このため、コントローラは加減速時にも定常



図 9 位相同期制御部の構成

Fig. 9. Construction of phase synchronization controller.

偏差が0になるような伝達関数にする必要がある。

いま、車両の加速度を a とすれば、入力位相 θ_{sx} は次式で表される。

ここで、サンプリングタイムを T とすれば発信器と カウンタの伝達関数は T/(Z-1) となる。また、コン トローラの伝達関数を $G_{e(z)}$ とすれば、入出偏差 $E_{(z)}$ は次のようになる。

定常偏差が0であるためには,最終値の定理より次 式が成立する。

$$\lim_{z \to 1} (z - 1) E_{(z)} = 0 \dots (28)$$

ここで、コントローラの伝達関数を

$$G_{c(z)} = \frac{B_{(z)}}{(z-1)^{\chi}}$$
.....(29)

但し, χ は正の整数

とすると、(28)式は次のようになる。

$$\lim_{z \to 1} \frac{(z-1)^{\chi-1} a T^2 z(z+1)}{2 \{(z-1)^{x+1} + T B_{(z)}\}} = 0 \dots (30)$$

上式が成立するための条件は

であり、結局、これを満足するコントローラの伝達関数は次のようになる。

$$G_{c(z)} = \frac{b_1 z^2 + b_2 z + b_3}{(z-1)^2 (z-b_4)}.$$
(32)
但し、 bi~ba は任意の係数
とこで、 (29)式中の B(z) を
 $B_{(z)} = \frac{b_1 z^2 + b_2 z + b_3}{z-b_4}.$ (33)

と置いている。これは、このような制御系の固有値を 任意の値に指定するためには、最低四つの制御係数が 必要となるためである。

〈5・2〉 系の固有値と加減速時の位相偏差 このような位相同期制御系の状態方程式,並びに出力方程式 は次式のように表される。

〈 62 〉

いま、この系の固有値を *ね*~み とすれば、特性方 程式は

として与えられ、これを bi~bi について解けばこの



図 10 加減速時の位相偏差

Fig. 10. Phase shifting by acceleration or deceleration.





ときのコントローラの制御係数が得られる。

いま, (34)式から z 領域での出力応答を求めると, 次のようになる。

 $\boldsymbol{Y}_{(z)} = \boldsymbol{C}(\boldsymbol{z}\boldsymbol{I} - \boldsymbol{P})^{-1}(\boldsymbol{z}\,\boldsymbol{x}_0 + \boldsymbol{q}\,\boldsymbol{\theta}_{(z)}) + \boldsymbol{d}\,\boldsymbol{\theta}_{(z)}$(37)

但し,xo:状態変数の初期値

上式に(26)式を代入し、 $x_0=0$ として加減速時の位 相偏差 e(x)について求めたものが図10である。ここ で、 $\lambda_1 \sim \lambda_3 = \lambda$ としている。この系が安定であるため の条件は $|\lambda| < 1$ であり、この範囲内で λ が1に近づ くに従って位相偏差が大きくなり、かつ収束期間も長 くなってくる。

このような加減速時の位相偏差によって、車両の駆動力は低下することになる。制御系のサンプリングタイムと駆動力低下との関係を示したものが図11である。ここで、サイクロコンバータは目標パターンどおりの電流を通電できるものとしている。対ノイズ性を増すために固有値を大きくとると、サンプリングタイムの増加に伴って急激に駆動力が低下することになる。そこで、サンプリングタイムを極力小さくとり、駆動力低下の許容範囲内でできるだけ固有値を大きくとることが重要である。

5. 試験結果

宮崎実験線における試験結果を図12に示す。また、 このときの試験条件を表1に示す。

サイクロコンバータは入力電圧をきりはぎして出力 電圧を作成するため、その出力電圧には大きな高周波 ノイズが含まれている(a)。

表 1 試験条件 Table 1. Conditions for experiment.

項目	数 值
信号周波数	9.0 kHz
送信電力	30 W
電機子コイル位相定数 βα	0. 83 rad
Zcf/Zca	0.64
サイクロコンバータ出力定格	10 MVA, 0~34 Hz, 0~1, 100 Arms
給 電 電 流	300 Arms
LC 共振回路インピーダンス	570 Ω
終端マッチングインピーダンス	300 Ω
電機子コイル形状	縦 0.7m×横 1.1m
ポールピッチ	2.1 m
さぐりコイル 長さ lx	2.1 m
髙さ 1/	0.65 m
ギャップ 2	0.16 m
低域通過フィルタ	5次バターワースフィルタ, カットオフ周波数 100 Hz
事上~地上伝送	VF-FV 変換方式, 0~300Hz
位相同期制御	
サンプリングタイム 丁	0.08 s
固有值入	0. 92

電気学会論文誌 B



(1) 車上受信信号 は、電機子コイル内にお ける車両の位置や変電所 からの距離によってその 大きさが変化する。ま た,信号周波数によって も影響を受ける。このよ うな受信信号の変動幅が 最小となる信号周波数の 選定法について明らかに した。

すると次のようになる。

(2) この方式では, 検出された車両位置信号 には基本波以外の成分が 含まれる。そこで, さぐ りコイル長をポールピッ チに等しくとり, LSM の位相演算に影響を及ぼ す2次成分を0にする。 また, 受信信号の処理過 程で低域通過フィルタの 特性を適当に選ぶことに

ここでは、9.0 kHzの高周波信号をV相に重畳している。給電回路の相互インダクタンスのために、信号を重畳しない他の相 (U相)にも若干の成分が現れているが、その差は約 35 dB と、無視できるほど小さい(b)。

三相の位置信号を得るため 120° ごとに3個のさぐ りコイルを取り付けており、このさぐりコイルはそれ ぞれ重畳された信号電流とサイクロコンバータの高周 波ノイズをピックアップしている。そして、この受信 波形を処理して車両の位置を求めている。ここで、低 域通過フィルタには5次のバターワースフィルタを使 用し、カットオフ周波数を 100 Hz としているので、 処理結果にはリプルノイズが現れている(c)。

位相同期制御部では、地上に伝送されたこの波形から LSM の位相を求め、単位振幅の正弦波を作成している。系の固有値を λ=0.92 としているため、入力波形中のノイズの影響は出力波形には現れていない(d)。

6. むすび

リニアモータ車両の位置検知手段として、地上電機 子コイルとき電線からなる給電回路に高周波信号を重 畳し、車上のさぐりコイルでこれを検出して車両の位 置を検出する方式を提案した。ここで、本論文を要約 よって、高調波成分をカットすることができる。

(3) この車両位置信号からLSMの位相を求める には、位相同期制御部内のコントローラの伝達関数は 3次以上が必要である。耐ノイズ性を向上し、また、 加減速時の駆動力低下を防ぐには、サンプリングタイ ムを小さくすることが有効である。

(4) 以上の検討結果を宮崎実験線で確認した。10 MVA の LSM 給電回路を使用して,30 W の信号出 力で良好な結果が得られた。

本論文では、車上で検出した車両位置信号は地上に 伝送し、サイクロコンバータの制御に使用している。 しかしながら、これを車上で速度演算や距離演算に使 用することも可能であり、今後の検討課題としたい。

最後に,現地試験に際して御協力を頂いた鉄道技研 嶋田研究員をはじめ,関係者各位に深謝の意を表しま す。 (昭和 60 年 12 月 25 日受付)

文 献

- 京谷:「浮上式鉄道宮崎実験線」電学誌 97,687(昭52-8)
- (2) 池田・西條:「リニアシンクロナスモータにおける同期制御 の研究」鉄研報告 No. 1169 (昭 56-3)
- (3) 池田,他:「浮上式鉄道における車上サーチコイルによるき 電系故障検出と車両位置検知」昭57 電気学会全大 No. 795
- (4) 池田・西條:「PLL によるリニアシンクロナスモータの同期 制御」電気学会研究会 RAT-83-12 (昭 58-6)