インピーダンス検出による LSM 給電回路の故障検知

正員 池田 春男 (鉄道総研)

正員 川口 育夫 (鉄道総研)

正員 中村 清 (日立)

正員 小池 茂善 (日立)

1. はじめに

鉄道は安全で経済的な大量輸送機関として、広く利用されている。近年この鉄道に対して、より一層の高速性、環境性ならびに経済性を目的として、各国で浮上式鉄道の研究開発が進められている。我が国においても、昭和52年宮崎県に浮上式鉄道実験線を建設し、リニアシンクロナスマータ（以下、LSM と略記）駆動による浮上式鉄道の開発を進めてきた^{(1)~(3)}。

この LSM は地上に設置された電機子コイルと車上に搭載された超電導界磁から構成されている。そして、車上界磁に同期した交流電流を地上の電機子コイルに通電し、その振幅を制御することによって車両の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。このため、車両の走行に伴い、サイクロコンバータは時々刻々その振幅と周波数に変化する交流電流を電機子コイルに供給するようになる。

車両を安全に運行するためには、LSM の給電回路を常に正常に保つことが重要である。特に、この給電回路に故障が発生したときに故障が発生したことを検知すると共に、その故障種別や故障点を併せて検知することは、それに対する処置を速やかに行うためにも

重要な課題の一つである。更に、変電所に設置されたサイクロコンバータから電力供給が行われることを考えると、この故障検知は変電所で行うことが望ましい。一方、このような給電方式では電流フィードバック形のサイクロコンバータを駆動電源として使用しているため、給電回路の短絡故障時に大きな事故電流が流れず、従来の過電流保護方式を用いることができない⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

このようなことから著者らは、時々刻々その振幅と周波数に変化するサイクロコンバータ出力電圧・電流波形から給電回路のインピーダンスを検出する*、新しい故障検知方式の開発を進めてきた⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

本論文では、始めにこのインピーダンス検出器の構成と動作原理について述べる。次いで、検出系の状態方程式を導き、固有値を制御することによって、常に一定の車両走行距離でインピーダンスを検出できることを示す。更に、この検出値をもとにした給電回路の故障検知方法について述べる。最後に、以上の検討結果を浮上式鉄道宮崎実験線で確認している。

2. LSM の給電回路

〈2・1〉 回路構成と給電タイミング LSM の給電回路構成を図1に示す。地上の電機子コイルは適当な長さに電氣的に区分され、き電区分閉器 (SW) を介して、交互に A, B2 系統のき電線に接続される。また各系統のき電線には、それぞれサイクロコンバータが接続される。そして、車両の走行に伴い、き電区分閉器とサイクロコンバータを制御して、車両の存在する区分区間へ順次通電して行く。このような給電

Study on Fault Detecting System of the LSM Feeding Circuits by Impedance Detection. By Haruo Ikeda, Member, Ikuo Kawaguchi, Member (Railway Technical Research Institute, JR), Kiyoshi Nakamura, Member (Hitachi Research Lab., Hitachi Ltd.) & Shigeyoshi Koike, Member (Mito Works, Hitachi Ltd.).

池田春男：正員，鉄道総合技術研究所

川口育夫：正員，鉄道総合技術研究所

中村 清：正員，(株)日立製作所日立研究所

小池茂善：正員，(株)日立製作所水戸工場

*：正確には、給電回路の抵抗とインダクタンスを検出するのであるが、検出器の動作原理上、本論文ではこれをまとめてインピーダンスと呼ぶことにする。

図 1 LSM の給電回路構成 (二重き電方式)
Fig. 1. Feeding circuit configuration of the LSM (double feeding circuit type).

図 2 電機子コイル LSM_n への給電タイミング
Fig. 2. Feeding timing for the armature coil LSM_n.

方式は二重き電方式と呼ばれている⁽⁷⁾。

このような二重き電方式における電機子コイルへの給電タイミングを示したものが図2である。車両が a 点に差し掛かった時点でき電区分閉器 SW_n を ON し、サイクロコンバータの出力電流を立上げる。そして、車両がその区間を通過した d 点で出力電流を絞込み、 SW_n を OFF する。このような給電タイミングのもとでは、その区間に車両が進入するまでの (すなわち、電機子コイル LSM_n に速度起電力が発生していない) $a \sim b$ の間に、サイクロコンバータの出力電圧・電流波形から給電回路のインピーダンスを演算することが可能である。ここで述べる故障検知方式は、この $a \sim b$ の間にサイクロコンバータ出力電圧・電流波形から給電回路のインピーダンスを演算し、その故障を検知しようとするものである。

〈2・2〉 LSM の給電回路 車両がその区間に進入するまでの $a \sim b$ 間における給電回路を図3に示す。電機子コイルへの給電は三相4線式で行っている。また、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、き電線、き電区分閉器ならびに電機子コイルからなる給電回路へ三相電流を通電している。前述のように、車両の走行に伴い、このサイクロコンバータの出力電圧・電流波形は時々刻々その振幅と周波数が変化する。

さて、この給電回路において、単相サイクロコンバータの出力電圧・電流をそれぞれ $v \cdot i$ とし、給電回

図 3 LSM の給電回路 (1 き電系分)
Fig. 3. Feeding circuit of the LSM (for 1 feeding system).

図 4 ベクトル平衡形インピーダンス検出器の構成

Fig. 4. Structure of the vector-balance-type impedance detector.

路には三相平衡電流を通電するものとすれば、次式が成立する。

$$v = Ri + L(di/dt) \dots \dots \dots (1)$$

ここで、

$$R = R_f + R_a \dots \dots \dots (2)$$

$$L = L_f + L_a \dots \dots \dots (3)$$

R_f : き電線抵抗, R_a : 電機子コイル抵抗,
 L_f : き電線インダクタンス, L_a : 電機子コイルインダクタンス

3. インピーダンス検出器の構成

ここで述べるベクトル平衡形のインピーダンス検出器の構成を図4に示す。検出された出力電流 i は抵抗 R_D とインダクタンス L_D の直列回路に加えられる。これによって発生する抵抗の両端の電圧 e_R は給電回路の抵抗による電圧降下に比例した信号となり、またインダクタンスの両端の電圧 e_L は給電回路のインダクタンスによる電圧降下に比例した信号となる。そして、電圧信号 e_R と抵抗検出値 R^* とを乗算したものと電圧信号 e_L とインダクタンス検出値 L^* とを乗算したものとを加えて、模擬電圧 v^* を作成する。

誤差電圧 Δv は、検出された出力電圧 v と模擬電

圧 v^* とを比較することによって得られる。そして、これは二つの電圧信号 e_R , e_L によって抵抗成分とインダクタンス成分とに分解される。すなわち、誤差電圧 Δv を電圧信号 e_R (出力電流 i) で同期整流することによって抵抗成分 Δv_R を作成する。同様に、 Δv を e_L (出力電流の微分 di/dt) で同期整流することによってインダクタンス成分 Δv_L を作成する。そして、二つの誤差電圧成分 Δv_R , Δv_L をそれぞれ積分器に加え、その出力信号 R^* , L^* を模擬電圧 v^* を作成するためにフィードバックしている。

このベクトル平衡形インピーダンス検出器の最終出力は R^* および L^* である。誤差電圧 Δv が 0 になった時点で、 R^* および L^* は給電回路の抵抗 R とインダクタンス L にそれぞれ一致することになる。このような検出方式においては、入力信号の振幅や周波数、更に波形ひずみなどにかかわらず、検出値は給電回路のそれに一致するよう自動的に修正される。

4. インピーダンス検出器の動作波形

〈4.1〉 動作方程式 図 4 において、 $R_D=1\Omega$, $R_L=1H$ とすれば、模擬電圧 v^* は次式のように表される。

$$\begin{aligned} v^* &= R^* e_R + L^* e_L \\ &= R^* i + L^* (di/dt) \end{aligned} \quad (4)$$

このとき、出力電圧 v と模擬電圧 v^* との差、すなわち誤差電圧 Δv は上式と (1) 式より次のように表される。

$$\begin{aligned} \Delta v &= v - v^* \\ &= (R - R^*) i + (L - L^*) (di/dt) \end{aligned} \quad (5)$$

ここで、 $\text{sgn}(y)$ を次のように定義する。

$$\text{sgn}(y) = \begin{cases} 1, & y \geq 0 \\ -1, & y < 0 \end{cases} \quad (6)$$

上式を用いれば、出力電流 i は周期関数の総和として表すことができるため、 i とその微分 (di/dt) は次式のように表すことができる⁽⁶⁾。

$$i = |i| \text{sgn}(i) \quad (7)$$

$$\frac{di}{dt} = \left| \frac{di}{dt} \right| \text{sgn} \left(\frac{di}{dt} \right) \quad (8)$$

この両式を (5) 式に代入して、次式が得られる。

$$\begin{aligned} \Delta v &= (R - R^*) |i| \text{sgn}(i) \\ &\quad + (L - L^*) \left| \frac{di}{dt} \right| \text{sgn} \left(\frac{di}{dt} \right) \end{aligned} \quad (9)$$

一方、二つの積分器について次式が成立する。

$$\frac{dR^*}{dt} = \frac{\Delta v_R}{T_R} = \frac{\Delta v \text{sgn}(i)}{T_R} \quad (10)$$

$$\frac{dL^*}{dt} = \frac{\Delta v_L}{T_L} = \frac{\Delta v \text{sgn}(di/dt)}{T_L} \quad (11)$$

ここで、 T_R ならびに T_L はそれぞれの積分器の積分時定数

(10) 式ならびに (11) 式に (9) 式を代入して、次のようなベクトル平衡形インピーダンス検出器の動作方程式が得られる。

$$\begin{aligned} \frac{dR^*}{dt} &= \frac{1}{T_R} \left[(R - R^*) |i| \{ \text{sgn}(i) \}^2 + (L - L^*) \right. \\ &\quad \times \left. \left| \frac{di}{dt} \right| \left\{ \text{sgn}(i) \text{sgn} \left(\frac{di}{dt} \right) \right\} \right] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \frac{dL^*}{dt} &= \frac{1}{T_L} \left[(R - R^*) |i| \left\{ \text{sgn}(i) \text{sgn} \left(\frac{di}{dt} \right) \right\} \right. \\ &\quad \left. + (L - L^*) \left| \frac{di}{dt} \right| \left\{ \text{sgn} \left(\frac{di}{dt} \right) \right\}^2 \right] \end{aligned} \quad (13)$$

〈4.2〉 状態方程式 (12) 式ならびに (13) 式で表される動作方程式からこの検出器の状態方程式を導出するにあたってインピーダンス検出の間、サイクロコンバータ出力電流 i の振幅と周波数は一定であるものと仮定する。すなわち、振幅を I 、角周波数を ω として

$$i = I \sin \omega t \quad (14)$$

と表す。このとき、出力電流 i の時間に対する微分は次のようになる。

$$\frac{di}{dt} = \omega I \cos \omega t \quad (15)$$

このような出力電流の各象限における $\text{sgn}(i)$, $\text{sgn}(di/dt)$ とそれらの積の値について示したものが表 1 である。ここで、 $\{ \text{sgn}(i) \}^2$ と $\{ \text{sgn}(di/dt) \}^2$ は常に 1 であり、また $\{ \text{sgn}(i) \text{sgn}(di/dt) \}$ は I 象限と III 象限、II 象限と IV 象限でそれぞれ等しい。それゆえ、動作方程式は I, II 象限ならびに III, IV 象限をそれぞれ一つの動作モードとして解けば良いことがわかる。そこで、この系を各動作モードを 1 サンプルング周期とす

表 1 出力電流の象限と $\text{sgn}(i)$, $\text{sgn}(di/dt)$ ならびにその積の値

Table 1. Relations of quadrants of output current and the values of $\text{sgn}(i)$, $\text{sgn}(di/dt)$ and their products.

象 限	I	II	III	IV
$\text{sgn}(i)$	1	1	-1	-1
$\text{sgn}(di/dt)$	1	-1	-1	1
$\{ \text{sgn}(i) \}^2$	1	1	1	1
$\{ \text{sgn}(di/dt) \}^2$	1	1	1	1
$\{ \text{sgn}(i) \} \{ \text{sgn}(di/dt) \}$	1	-1	1	-1

るサンプル値制御系で置き換え、かつ制御量はこのサンプリング期間内では一定であると近似して、次の状態方程式を得る。

$$\mathbf{x}_{(n+1)} = \mathbf{P}\mathbf{x}_{(n)} + \mathbf{Q}u_{(n)} \quad (n=1, 2, 3, \dots) \quad (16)$$

ここで、

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} R_a^* \\ R_e^* \\ L_a^* \\ L_e^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{u} = \begin{bmatrix} R \\ L \end{bmatrix}$$

$\mathbf{P} =$

$$\begin{bmatrix} 0 & 1 - \frac{I}{\omega T_R} & 0 & -\frac{I}{T_R} \\ 0 & \left(1 - \frac{I}{\omega T_R}\right)^2 - \frac{I^2}{\omega T_R T_L} & 0 & \frac{I}{T_R} \left(\frac{I}{\omega T_R} - \frac{I}{T_L}\right) \\ 0 & -\frac{I}{\omega T_L} & 0 & 1 - \frac{I}{T_L} \\ 0 & \frac{I}{\omega T_L} \left(\frac{I}{T_L} - \frac{I}{\omega T_R}\right) & 0 & \left(1 - \frac{I}{T_L}\right)^2 - \frac{I^2}{\omega T_R T_L} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{Q} =$

$$\begin{bmatrix} \frac{I}{\omega T_R} & \frac{I}{T_R} \\ \frac{I}{\omega T_R} \left(2 + \frac{I}{T_L} - \frac{I}{\omega T_R}\right) & \frac{I}{T_R} \left(\frac{I}{T_L} - \frac{I}{\omega T_R}\right) \\ \frac{I}{\omega T_L} \left(\frac{I}{\omega T_R} - \frac{I}{T_L}\right) & \frac{I}{T_L} \left(2 + \frac{I}{\omega T_R} - \frac{I}{T_L}\right) \end{bmatrix}$$

..... (17)

また、

$$\left. \begin{aligned} R_a^* &= R_{(t=n\pi-\pi/2)}^* \\ R_e^* &= R_{(t=n\pi)}^* \\ L_a^* &= L_{(t=n\pi-\pi/2)}^* \\ L_e^* &= L_{(t=n\pi)}^* \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

〈4・3〉 固有値と動作波形 さきに述べたように、このインピーダンス検出は与えられた期間内（図2の $a \sim b$ に車両がいる間）に終了しなければならない。すなわち、インピーダンス検出器はサイクロコンバータ出力電流の振幅や周波数によらず、常に一定のサイクル数で収束しなければならない。これはこの系の固有値を常に指定された値に保持することにほかならない。この系の特性方程式は次式で与えられる。

$$\det(z\mathbf{I} - \mathbf{P}) = 0 \quad (19)$$

ここで、 K を設定値として

$$\frac{I}{\omega T_R} = \frac{I}{T_L} = K \quad (20)$$

という関係が常に成立するように、 I と ω の値に応じて T_R と T_L を調整するものとすれば、(19)式は次のように整理される。

図 5 検出器の動作波形 ($x_0=0$)

Fig. 5. Response wave forms of the impedance detector ($x_0=0$).

$$z^2(z+2K-1)^2=0 \quad (21)$$

この解、すなわち固有値は

$$\left. \begin{aligned} z_1, z_2 &= 0 \\ z_3, z_4 &= 1-2K \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

として与えられる。

このように、出力電流の振幅や周波数の変化に伴って、(20)式が成立するように検出器の積分時定数を調整するならば、系の固有値を常に指定された値に保つことができる。

さて、このインピーダンス検出器の動作波形は次式で与えられる。

$$\mathbf{x}_{(n)} = \mathbf{P}\mathbf{x}_0 + \sum_{m=0}^{n-1} \mathbf{P}^{n-1-m} \mathbf{Q}u_{(m)} \quad (23)$$

$\mathbf{x}_0$: $\mathbf{x}$ の初期値

上式で与えられる検出器の動作波形を図5に示す。

ここで、 $K=0.1$ 、 $x_0=0$ としている。その動作原理から明らかのように、抵抗検出系には $\omega(L-L^*)I$ の大きさが、またインダクタンス検出系には $(R-R^*)I$ の大きさが、それぞれ $\pi/2$ ごとに極性が反転する外乱として加えられる。この結果、 R と ωL の大きさに応じて、その動作波形もそれぞれ半サイクルごとに振動を繰返すようになる。そこで、外乱を

$$\left. \begin{aligned} \text{抵抗検出系} &: \nu = \omega L/R \\ \text{インダクタンス検出系} &: \nu = R/\omega L \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

と規準化し、各 ν の値に対する動作波形を図中に示している。 ν が大きくなるにつれて、振動幅も大きくなっていく。

また、 K の値と検出値が収束に必要なサイクル数との関係を示したものが図6である。同図において例えば $K=0.1$ では、95%に収束するためには7.5サイクル必要であることを示している。85~98%のいずれの範囲に収束する場合であっても、 K の値と収束に必要なサイクル数とは逆比例の関係にあるため、区間 $a \sim b$ が短いほど、大きな値に K を設定する必要がある。

図 6 K の値と収束に必要なサイクル数との関係

Fig. 6. Relations of value for K and number of cycles necessitating to converge.

(4.4) シミュレーションによる動作の確認

以上の検討にあたっては、この検出系を出力電流の半サイクルの間は制御量が一定であるサンプル値制御系に近似した。このため、収束が速くなってくると制御量も急速に変化するようになり、この結果、解析結果に含まれる誤差も増大してくる。

また出力電流の振幅や周波数が小さい領域では、検出器の入力信号 $v \cdot i$ もこれに応じて小さな値となり、検出器の時定数を調整しても、もはや正常な動作をしなくなってくる。

このようなことから、以上の検討結果をシミュレーションによって確認することにする。シミュレーションにあたっては、サイクロコンバータの主回路構成や諸元は浮上式鉄道宮崎実験線のそれ⁽⁸⁾⁽⁹⁾を用いている。また、給電回路抵抗は $R_a=0.3\Omega$, $R_f=0\Omega$, 給電回路インダクタンスは $L_a=12\text{mH}$, $L_f=0\text{mH}$ としている。

(1) K の値と収束サイクル数 サイクロコンバータの出力電流 600 A, 出力周波数 20 Hz (走行速度 302 km/h), ゲイン設定値 $K=0.1$ としたときのシミュレーション結果を図 7 に示す。サイクロコンバータは出力電流 i が正弦波形となるようにフィードバック制御されている。また、入力電圧をサイリスタで切りはぎして出力電圧 v を作成しているため、出力電圧波形には多くのリップル雑音が含まれている。ここで、

抵抗検出系 : $\nu=5$

インダクタンス検出系 : $\nu=0.2$

であるので、抵抗検出値 R^* に大きなリップル成分が現れている。しかしながら、その基本応答成分は R^* , L^* と図 5 のそれに良く一致している。

設定値 K を変化したとき、検出値が 95% に収束するまでのサイクル数を示したものが図 8 である。イ

図 7 検出器の動作波形 (シミュレーション)

Fig. 7. Response wave forms of the impedance detector (Simulation).

図 8 K の値と 95% 収束に必要なサイクル数との関係

Fig. 8. Relations of value for K and number of cycles necessitating to converge 95%.

ンダクタンス検出値の収束が若干速いものの、両系とも広い K の範囲にわたって理論値に良く一致している。

(2) 電流振幅による影響 サイクロコンバータの出力電流振幅を変化したとき、検出値が 95% に収束するまでのサイクル数を示したものが図 9 である。抵抗検出値は電流振幅によって大きな影響を受けない。一方、インダクタンス検出値は電流振幅が小さくなると収束が速くなってくる。このため、この検出器が正常に動作するにはおよそ 500 A 以上の電流振幅値 (定格 1,100 A) が必要である。

(3) 出力周波数による影響 サイクロコンバータの出力周波数を変化したとき、検出値が 95% に収束するまでのサイクル数を示したものが図 10 である。電流振幅の場合と同様に、出力周波数の低い領域では

図 9 電流振幅による収束への影響

Fig. 9. The influence on converging by the output current amplitude.

図 10 出力周波数による収束への影響

Fig. 10. The influence on converging by the output current frequency.

インダクタンス検出値の収束が速くなってくるため、検出器が正常に動作するにはおよそ 15 Hz 以上の出力周波数（定格 33 Hz）が必要である。

5. 給電回路の故障検知

〈5.1〉 故障判定 前述のように、LSM の給電回路はき電線、き電区分開器ならびに多数の区分された電機子コイルから構成されている。これら構成要素の故障は車両走行に大きな影響を及ぼすため故障が発生したときには、速やかにこれを検知する必要がある。そこで車両走行時には、常に（図 2 の $a \sim b$ の間で）給電回路のインピーダンスを検出し、この検出値をあらかじめ定められた基準値と比較することによって、故障発生を検知するようにしている。

〈5.2〉 故障種別と検出値の傾向 給電回路は三相 4 線式で構成されており、き電区分開器を介して多数の電機子コイルが順次接続されるため、故障発生時にインピーダンス検出値からただちに故障種別や故障点を判定することはできない。そこで故障発生時には車両を停止し、順次区分区間へ給電して行き、変電所からの距離に対するインピーダンス検出値から故障種別と故障点を判定している。

故障時におけるインピーダンス検出値の傾向を表 2 に示す。き電線短絡時には、給電電流の周波数や短絡抵抗値によって検出値が異なる。しかしながら、給電

表 2 故障時におけるインピーダンス検出値の傾向

Table 2. Tendency of detected impedance values by faults of the feeding circuit.

故障種別	検出値の傾向
き電線	短絡 全線にわたって異常。故障点で距離-インピーダンス曲線が折れ曲がる。
	断線 故障点までは正常。それ以後では異常、または検出不能。
き電区分開器（制御系を含む）	投入不能 故障点で検出不能。それ以外では正常。
	解放不能 全線にわたって異常。故障点のみ正常。
電機子コイル	短絡 故障点で異常。それ以外では正常。
	断線 故障点で検出不能。それ以外では正常。

（注） 地絡故障は従来方式で検出可能なため⁽⁴⁾、本論文では除く。

点が故障点より手前であるか遠方であるかによって回路構成が異なるため、故障点で距離-インピーダンス曲線が折れ曲がる。すなわち、検出値が折れ曲がる地点がき電線短絡点である。き電線断線時には、給電点が故障点より遠方になったとき、当該相には通電できず検出不能となる。き電区分開器の解放不能（ON したままで OFF できない）ときには、この区間の電機子コイルが給電回路に接続されたままとなるので、この区間への給電時を除いて、全線にわたって検出値は異常を示す。

このように、故障時には順次区分区間へ給電して行き、給電点までの距離とインピーダンス検出値とから故障種別と故障点を判定することができる。

6. 試験結果

浮上式鉄道宮崎実験線の 10 MVA 給電回路を使用して試験を行い、以上の検討結果を確認した。ここで、インピーダンス検出器の設定値は $K=0.1$ としている。

（1）インピーダンス検出器の特性 サイクロコンバータ出力電流の振幅ならびに周波数を変化したときのインピーダンス検出器の動作波形を図 11 に示す。出力電流の振幅や周波数の変化に伴って積分時定数が自動的に調整されるため、検出値はほぼ一定のサイクル数で収束している。またさきに述べたように、ここでは抵抗検出系の外乱 ω がインダクタンス検出系のそれよりも大きいため、抵抗検出値にリプルが現れている。

（2）給電回路故障時のインピーダンス検出値

変電所から順次遠方へ給電して行き、そのインピーダンスを検出したものが図 12 である。給電回路の正常時には、給電点から変電所から遠ざかるに従って、検出値も直線的に増加していく（(a) 図）。き電線 1 相

(a) 出力電流 600A, 出力周波数 20Hz

(b) 出力電流 900A, 出力周波数 20Hz

(c) 出力電流 600A, 出力周波数 30Hz

図 11 試験結果 (検出器の動作波形)

Fig. 11. Experimental results (Response wave forms of the impedance detector).

短絡 (変電所より 2km 遠方において、 0.8Ω の抵抗で $V-N$ 間を短絡) 時には、故障点付近で検出値が折れ曲がる [(b) 図]。き電区分閉器の解放不能時には、この区間へ給電したときを除いて、全線にわたって検出値は異常を示す [(c) 図]。

7. あとがき

時々刻々その振幅と周波数が変化するサイクロコンバータ出力電圧・電流波形から、給電回路のインピーダンスを検出する新しい LSM 給電回路の故障検知方式について述べてきた。ここで、本論文を要約すれば次のようになる。

(1) ベクトル平衡形のインピーダンス検出器は、サイクロコンバータ出力電流の振幅と周波数の変化に応じてその積分時定数を自動調整することにより、常に一定のサイクル数 (一定の車両走行距離) で収束することができる。また原理上、この検出器は振幅と周

(a) 正常時

(b) き電線一相短絡時 ($V-N$)

(c) き電区分閉器解放不能時

図 12 試験結果 (距離-インピーダンス特性)

Fig. 12. Experimental results (Distance-impedance characteristics).

波数が小さいほど動作が不安定になってくるが、この検出器が正常に動作する振幅と周波数の範囲を明らかにした。浮上式鉄道宮崎実験線では、この範囲は振幅、周波数ともに定格の 40~50% 以上である。

(2) このとき収束に必要なサイクル数は、検出器のゲイン設定値 K にのみ依存するようになる。このゲイン設定値と収束に必要なサイクル数との関係について明らかにした。

(3) このインピーダンス検出値から、給電回路の故障発生を検知することができる。また故障時には、故障種別と故障点を検出することができる。

(4) 浮上式鉄道宮崎実験線の 10 MVA 給電回路

を使用して試験を行い、以上の事がらを確認した。

終りに、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 西條教授を始め、試験に際して御協力をいただいた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 3 月 11 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) 鉄道技研浮上式鉄道研究 G:「浮上式鉄道の研究(逆 T 形総集編)」, 鉄道技研報告, No. 1229 (昭 58-3)
- (5) 池田・嶋田・中村・小池:「自動平衡形インピーダンス演算による LSM き電系の故障検出」, 昭 59 電気学会全大, No. 775
- (6) 内山・中村・池田:「ベクトル平衡形インピーダンス検出器の検討」, 電学論 C, 105, 159 (昭 60-8)
- (7) 西條:「鉄道用同期形リアモータのセクション切換の検討」, 同上 B, 98, 487 (昭 53-6)
- (8) T. Saijo, S. Koike & S. Tadakuma: "Characteristics of Linear Synchronous Motor Drive Cycloconverter for Maglev Vehicle ML-500 at Miyazaki Test Track", *IEEE Trans. Industry Application*, IA-17, 533 (1981)
- (9) 川口・岩脇・池田・嶋田:「リアシンクロナス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)