UDC 621.313.323: 621.333

論 文

54-B11

同一界磁を推進浮上に共用する同期リニアモータの検討

正 員 雨 宮 好 文 (名古屋大)

正 員 饗 庭 貢 (金沢工大)

1. ま え が き

時速 500 km 以上の超高速鉄道の駆動は車輪を用いないリニアモータによらなければならないといわれ、リニア誘導電動機 (LIM)、リニア同期電動機 (LSM) などの研究が行なわれた。LIM は界磁極と二次導体との空けきを狭くしなければ高効率・高効率のものが得られないので、超高速をもって走行する大容量列車の駆動には不適であると考えられた。その研究成果は常電導磁気吸引式鉄道という形で生かされることが期待されている。界磁極と二次導体との空けきは 5~10 mm であり、走行速度は時速 100 km を目標とする。常電導吸引式鉄道の走行試験は 1971 年西ドイツにおいて最初に行なわれ、次で 1976 年我が国においても実施された。

LSM は超電導による強大な界磁を使用するゆえ、界磁と電磁子コイルとの空けきは 25 cm 程度に広く保持しても高効率・高効率運転が可能であり、時速 500 km 程度の大容量高速鉄道の駆動に有望であるとされている。超電導界磁を使用する方式は Powell 氏および Danby 氏により提案⁽¹⁾されて以来、各国でさかんに研究が行なわれ、その成果をふまえて 1977 年より我が国でも走行試験が実施されている。

常電導磁気吸引式鉄道の浮上は、車上積載の電磁石と地上布設の鉄レール間の吸引力によって行なわれるのに対し、超電導誘導反発式鉄道の浮上は車上積載の超電導界磁とその走行時に地上布設短絡コイルに誘導される電流との間に生じる反発力により行なわれる。現状では、推力を与える「電機子コイルと界磁コイル」(推進系)、浮力を与える「短絡コイルと界磁コイル」(浮上系)は別系をもって設備される。しかしながら、クライオスタットの個数あるいは容積を縮減するため

に、界磁コイルは一系のみで推進浮上を可能とする方法の提案が待たれている。一つの方向は、推進用界磁コイルの配置を適当にして、その磁束を地上短絡コイルにも有効に作用せしめようとするものであり、他は誘導反発式とは異なった原理に基づいて浮力を得ようとするものである。

推進と同じく電磁力によって浮上を行なう形式を本論文では電磁浮揚式と呼ぶことにする。すなわち、車上界磁コイルを例えば同極性配列 (誘導反発式では交番極性をもって配列) することより生じる磁束直流分と、直流電流 (浮上用電流) との作用により浮上力を得るものである。これを更に分類し、浮上用電流を推進用電流に重畳して同一電機子コイルに流す方式と、浮上用電流は電機子コイルとは別に展張した電線 (浮上用電線) に流す方式となり、本論文では前者を重畳形、後者を分離形と呼んで区別する。推進案内は従来の誘導反発式のそれと同様な手段で行なう。重畳形は、先に西条氏によって推進浮上兼用形として提案された⁽²⁾。

電磁浮揚式によるならば、前述のように超電導界磁は推進系のための設備でよいだけでなく、誘導反発式では進行中にしか得られなかった浮力が速度に関係なく得られる。誘導反発式での地上布設短絡コイルのかわりに断面積の大きい浮上用電線の展張を要するが、同期リニアモータの効率を低める主たる要因が誘導反発式では短絡コイルの存在より生じる磁気抗力 (ドラッグ力) であるのに対して、電磁浮揚式では浮上用電線でのジュール損であるゆえ、給電区間長 (励磁長) の大小によって両方式の効率の高低が入れかわり、そのクロスポイントは浮上用電線の断面積の変更によって移動させうる。更に列車の動的安定性は、誘導反発式では交番極性界磁のゆえに浮上方向・案内方向ともに低く⁽³⁾⁽⁴⁾、また進行方向については空気抗力と磁気抗力との和の速度特性が N 字形であるゆえにやはり低くなる⁽³⁾⁽⁵⁾。しかし、電磁浮揚式では磁気抗力が存在しないゆえ、これらの問題はなくなる。案内方向に対しても同極性界磁のゆえに動的安定性の改善がもたら

Linear Synchronous Motors Using Superconducting Propulsion Coils for Both Propulsion and Suspension. By Yoshifumi Amemiya, Member (Nagoya University) & Susumu Aiba, Member (Kanazawa Institute of Technology)
雨宮好文: 正員, 名古屋大学工学部電気工學教室
饗庭 貢: 正員, 金沢工業大学工学部電気工學科

される⁽⁶⁾。

上記のような特長をもつ電磁浮揚式の推進・浮上特性に関する検討がいままで不足していた。本論文では、ある想定モデルについて電磁浮揚式の効率・力率を算出し、従来研究されてきた誘導反発式との間において比較を行ない、かつ給電線の必要断面積などの試算例ならびに給電システムの一例を示す。

2. 電磁浮揚式同期リニアモータのモデル

最も簡素なモデルである三相交流電源給電の三相対称コイル回路（地上コイルを縦続した回路）からなる同期リニアモータをモデルとして扱うことにする。

〈2.1〉重畳形のモデル 同一界磁を推進・浮上に共用する電磁浮揚式同期リニアモータのうち、同一電機子コイルに推進用電流、浮上用電流を重畳して流す重畳形の車上界磁と地上電機子コイルとの配置断面図は第1図に示すようである。電機子コイル水平部の上辺は磁束をうけず、下辺は磁束をうける。これを上方からみたものが第2図である。図には電機子コイルが三相一列配置のものを示している。三相分のコイルの水平長を 2τ とする。従来の同期リニアモータでは界磁はピッチ τ の交番極性のものであるが、本リニアモータでは図示のように全区間にわたり同極性であり、かつ 2τ を周期とする磁界分布をもつものとする。このような同極性界磁中に置かれた第1図に示す配置のコイルに直流を流すときは、コイル下辺の水平長に比例した力を生じ車両が浮上する。かつ、直流電流に重畳して交流を流すときは同期リニアモータの原理によって車両は推力を受ける。電源角周波数を ω とするとき、車両の同期速度は $\omega\tau/\pi$ である。

西条氏の提案では地上電機子コイルへの給電は第3図のように行なう。すなわち、三相4線式給電系において、中性線に直流電源をそう入、これによって各相ごとと交流に直流を重畳して通電する。

〈2.2〉分離形のモデル 推進用電流は三相3線式をもって電機子コイルに流し、浮上用電流は独立に設けた直流電源により浮上用電線に流す分離形電磁浮揚式リニアモータの給電系を第4図に示す。車上界磁・地上電機子コイルの配置断面図は第5図に示すように、電機子コイル水平部は上下辺ともに磁束をうけるように配置する。

第1図ではコイル上辺の水平部にもむろん直流電流は流れるが、この部分は浮力に寄与しない。第4図では浮力に対する無効部分がない。すなわち、同じ大きさの浮力を得るのに分離形の直流損失は重畳形のそれより小さくなる。直流損失を更に減少させるため浮上

第1図 界磁コイルと電機子コイルとの配置断面図

Fig. 1. Sectional view of an armature coil and a field coil of LSM.

第2図 電磁浮揚式における磁界分布モデル図

Fig. 2. Typical magnetic flux distribution of a new electromagnetic levitation system.

第3図 重畳形電磁浮揚式リニアモータの給電系

Fig. 3. Feeding system of a AC-DC superposition type electromagnetic levitation system.

第4図 分離形電磁浮揚式リニアモータの給電系

Fig. 4. Feeding system of a AC-DC separation type electromagnetic levitation system.

用電線の断面積を電機子コイルに関係なく任意に大きくもできる。また分離形では、重畳形において生じる車両の力行・回生の程度による浮力動揺がない。電源装置は独立な平衡三相交流電源と直流電源とよりなる単純なものとなる。車上界磁および地上電機子コイルは各車両の左右両側に設ける場合に、第3図(重畳形)

では浮上用電流が流れる電線は中性線も含め7線（かつ6線はコイルに巻く）を要するが、第4図（分離形）では2線（かつ直線）ですむ。要するに分離形のほうが重量形より利点が多いといえる。

3. 諸量の式

〈3・1〉 速度起電力 界磁コイル・電機子コイルを以下ではそれぞれ車上コイル・地上コイルと呼ぶ。各相ごとの地上コイルはすべて直列に接続されて回路をなし、これを地上コイル回路と略称する。第6図は第2図に相当する車上コイル・地上コイルの配置図である。あわせて解析に用いる座標系を示す。

第6図の左方からの側面図、下方からの側面図をそれぞれ第7図（a）および（b）に示す。車上コイル（長さ a 、幅 b ）より生じる磁界の磁束密度は、 x 方向には基本波周期 2τ の空間高調波の合成よりなると考える。すなわち、磁束密度 $B(x, y, z)$ は

$$B(x, y, z) = B_0(y, z) + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \bar{B}_n(y, z) \cos \frac{n\pi x}{\tau} \quad \dots\dots\dots (1)$$

である。ここで n は奇数とする（以下同様）。

注目している地上コイル（実線）の中心が注目している車上コイル（実線）の中心より ξ の位置にあるとき、この地上コイルへの鎖交磁束 $\phi(\xi)$ は

$$\begin{aligned} \phi(\xi) = & \int_{z_1}^{z_2} \int_{\xi-c/2}^{\xi+c/2} B(x, y, z) dx dz = \bar{B}_0 c h \\ & + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \bar{B}_n h \frac{2\tau}{n\pi} \sin \frac{n\pi c}{2\tau} \cos \frac{n\pi \xi}{\tau} \quad \dots\dots\dots (2) \end{aligned}$$

となる。ここで

$$\bar{B}_0 = \int_{z_1}^{z_2} B_0(y, z) dz / h, \quad \bar{B}_n = \int_{z_1}^{z_2} B_n(y, z) dz / h \quad \dots\dots\dots (3)$$

である。 $\bar{B}_0, \bar{B}_n$ はそれぞれ地上コイル面内における $B_0(y, z), B_n(y, z)$ のコイル高さについての平均値となる。車両の走行速度を u とし、注目している地上コイルの中心が注目している車上コイルの中心と合致した時刻を $t=0$ とすると、 $\xi=ut$ となる。車上コイルの総数を $Q(=1$ 編成車両数 $m \times 1$ 車両あたり片側車上コイル数 $q)$ 、地上コイル1個の巻数を N とすると、地上コイル回路に誘起される速度起電力は1相あたり

$$\begin{aligned} v = & QN \frac{d\phi(\xi)}{dt} = -2QN u \\ & \times \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} \bar{B}_n h \sin \frac{n\pi l}{2\tau} \sin \frac{n\pi ut}{\tau} \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

となる。この速度起電力を実効値 V_a を用い複素表示をして

$$v = \sum V_n e^{jn\omega t} e^{-j\pi} \quad \dots\dots\dots (5)$$

と書くときは

$$V_n = 2QN u \bar{B}_n h \sin \frac{n\pi c}{2\tau}, \quad \omega = \pi u / \tau \quad (6)$$

となる。ここで ω は電源の角周波数、 u は同期速度である。

磁束 ϕ は直流分 $\phi_0 = \bar{B}_0 c h$ と交流分とよりなる。後者の複素表示を $\sum \Phi_n e^{jn\omega t} e^{-j\pi} e^{-j(\pi/2)}$ と書くときは、(1)式より次式

$$\Phi_n = \bar{B}_n h \frac{2\tau}{n\pi} \sin \frac{n\pi c}{2\tau} \quad \dots\dots\dots (7)$$

を得る。

〈3・2〉 電源電圧と回路電流との関係 正弦波電圧の電源を考える。速度起電力が前述のように高調波成分を含むことに原因して、正弦波電圧電源の場合でもコイル回路電流に高調波成分が生じる。

いま、 U 相の電源電圧、速度起電力、回路電流の各複素表示をそれぞれ

第5図 分離形電磁浮揚式における各コイルの配置例断面図

Fig. 5. An example of coil location of an electromagnetic levitation system.

第6図 車上コイルと地上コイルとの相対位置関係

Fig. 6. Relative position of field coils and armature coils.

第7図 車上コイルおよび地上コイルの寸法

Fig. 7. Coil configurations.

$$e_U = E_1 e^{j\omega t} e^{-j\theta_1}, \quad v_U = \sum V_n e^{jn\omega t} e^{-j\pi},$$

$$i_U = \sum I_n e^{jn\omega t} e^{-j\varphi_n} \dots \dots \dots (8)$$

とする。V 相, W 相については第 n 調波成分はそれぞれ $2\pi n/3$ の遅相および進相となる。電源電圧は $n=1$ の成分のみである。

次に, コイル回路一相の抵抗を R , 自己インダクタンスを L , 他の一相との間の相互インダクタンスを M とする。三相 4 線式の場合, 例えば U 相コイル回路についての回路方程式を示すと

$$e_U = L \frac{di_U}{dt} + R i_U + M \frac{di_V}{dt} + M \frac{di_W}{dt} + v_U$$

..... (9)

である。V 相, W 相についても同形の式が成立つ。

また, 三相 3 線式の場合は, 例えば U 相, V 相のコイル回路間に印加される電圧は $e_U - e_V$ であり, 回路方程式を示すと

$$e_U - e_V = L \frac{di_U}{dt} + R i_U + M \frac{di_V}{dt} + M \frac{di_W}{dt} + v_U$$

$$- \left(L \frac{di_V}{dt} + R i_V + M \frac{di_W}{dt} + M \frac{di_U}{dt} + v_V \right)$$

..... (10)

となる。V 相 W 相間, W 相 U 相間についても同形の式が成立つ。上記の電源電圧, 速度起電力, 回路電流の複素表示式をこれら回路方程式に代入し, I_n , φ_n を E_1 , θ_1 , V_n の関数として求める。その結果を列記すると, 次のようである。

$$I_1 = \sqrt{E_1^2 + V_1^2 + 2E_1 V_1 \cos \theta_1} / Z_1$$

$$\varphi_1 = \tan^{-1} \frac{E_1 \sin \theta_1}{E_1 \cos \theta_1 + V_1} + \beta_1$$

$$I_n = \begin{cases} V_n / Z_n & \text{(三相 4 線式の場合, および三相 3 線式で } n \text{ が } 3 \text{ の倍数以外の場合)} \\ 0 & \text{(三相 3 線式で } n \text{ が } 3 \text{ の倍数の場合)} \end{cases}$$

$$\varphi_n = \beta_n$$

ここに

$$Z_1 = \sqrt{R^2 + \{\omega(L-M)\}^2}$$

$$\beta_1 = \tan^{-1} \frac{\omega(L-M)}{R}$$

(a) 基本波成分

(b) 高調波成分

第 8 図 各量のベクトル

Fig. 8. Vector diagrams

$$Z_n = \begin{cases} \sqrt{R^2 + \left\{ n\omega \left(L + 2M \cos \frac{2n\pi}{3} \right) \right\}^2} & \text{(三相 4 線式)} \\ \sqrt{R^2 + \{ n\omega(L-M) \}^2} & \text{(三相 3 線式)} \end{cases}$$

$$\beta_n = \begin{cases} \tan^{-1} n\omega \left(L + 2M \cos \frac{2n\pi}{3} \right) / R & \text{(三相 4 線式)} \\ \tan^{-1} n\omega(L-M) / R & \text{(三相 3 線式)} \end{cases}$$

..... (11)

である。この場合の複素数 $E_1 e^{-j\theta_1}$, $V_1 e^{-j\pi}$, $I_1 e^{-j\varphi_1}$ 間, あるいは $V_n e^{-j\pi}$, $I_n e^{-j\varphi_n}$ 間の関係を示すベクトル図は第 8 図のようになる。

〈3・3〉 推力と浮力 地上コイル回路に電流 i を流すとき, 車両 1 両あたりに働く瞬時推力 f および瞬時浮力 f_l は一相あたり

$$f = q N i \frac{d\phi(\xi)}{d\xi} = q N i \frac{1}{u} \frac{d\phi}{dt}$$

$$f_l = q N i \frac{d\phi(\xi)}{dh} = q N i \frac{\phi}{h}$$

..... (12)

となる。 f , f_l の時間平均をとって平均推力 F , 平均浮力 F_l が得られる。以下ではこれらをたんに推力, 浮力と呼ぶ。

(12)式をみると, 次のことが知られる。推力 F の値は電流 i , 磁束 ϕ の相差が 90° のとき最大で, かつその値は正にも負にもできる。同相のとき 0 となる。浮力 F_l の値は電流 i , 磁束 ϕ が同相のとき最大で相差 90° のとき 0 となる。電流 i , 磁束 ϕ が直流分をもつときは, それによる浮力成分が生じる。

瞬時推力は $f = v i / m u$ と書ける。速度起電力 v は (6) 式のごとく基本波 (実効値 V_1 , 位相角 $-\pi$) のほか高調波成分 (第 n 調波の実効値 V_n , 位相角 $-\pi$) を含む。地上コイル回路電流 i も一般に基本波 (実効値 I_1 , 位相角 $-\varphi_1$) のほか高調波成分 (第 n 調波の実効値 I_n , 位相角 $-\varphi_n$) を含む。 v , i の基本波, 第 n 調波における相差はそれぞれ $\pi - \varphi_1$, $\pi - \varphi_n$ となる。従って推力 F は 1 両 1 相あたり

$$F = \frac{1}{mn} \sum V_n I_n \cos(\pi - \varphi_n) \dots \dots \dots (13)$$

となる。

磁束 ϕ は直流分 Φ_0 のほか基本波 (実効値 Φ_1 , 位相角 $-\pi - \pi/2$), 高調波成分 (第 n 調波の実効値 Φ_n , 位相角 $-\pi - \pi/2$) をもつ。電流の直流成分を I_0 とする。浮力 F_l は 1 両 1 相あたり

$$F_l = q \left[(\Phi_0 / h) N I_0 - \sum (\Phi_n / h) N I_n \sin(\pi - \varphi_n) \right]$$

..... (14)

となる。分離形電磁浮揚式では右辺カッコ内第 2 項は

0であり、第1項の NI_0 は N_0I_0 となる。ここで N_0 は浮上用電流 I_0 を流す電線の条数である。

〈3・4〉 効率と力率 電源から供給する有効電力のうち全車両合計の推進電力は1相あたり mFu であり、他は回路のジュール損となる。推進電力の一部 P_m は磁気抗力に対する仕事率となり、ジュール損は直流電流による部分 $R_0I_0^2$ と交流電流による部分 $R\Sigma I_n^2$ とよりなる。電磁浮揚式と誘導反発式との比較をするために効率 η を

$$\eta = \frac{mFu - P_m}{mFu + R_0I_0^2 + R\Sigma I_n^2} \dots\dots\dots (15)$$

で定義する。電磁浮揚式では $P_m=0$ である。 R_0 は浮上用電線の1相換算の抵抗であり、重畳形では $R_0=R$ である。

交流電源より供給する皮相電力は1相あたり $E_1\sqrt{\Sigma I_n^2}$ であるので、力率 pf は次式となる。

$$pf = \frac{mFu + R\Sigma I_n^2}{E_1\sqrt{\Sigma I_n^2}} \dots\dots\dots (16)$$

4. 数値例

車上超電導界磁コイルは電磁浮揚式では1個あたりの起磁力 $I_s=1,000$ kAT、1両あたり車両両側合計8個積載し、必要な推力・浮力を発生させるものとする。誘導反発式では1個あたりの起磁力 $I_s=500$ kAT、1両あたり積載個数16個とすると同一の推力が得られる。列車速度 $u=500$ km/h における諸性能を計算するにあたり基礎とする諸元を第1表に示す。

第1表 諸定数の数値

Table 1 Coil dimensions.

	方 式	電磁浮揚式	誘導反発式
車上コイル	一列車編成における個数 (片側) $m \times q$	16×4	16×8
	起磁力 I_s	1,000 kAT	500 kAT
	コイルピッチ	$2\tau=6$ m	$\tau=3$ m
	長さ $a \times$ 幅 b	3 m×0.6 m	
地上コイル	コイルピッチ	3 m	
	長さ $c \times$ 幅 h	2 m×0.6 m	
	コイル巻数 N	3	
	車上コイル・地上コイル間の 空けき y_0	0.25 m	
	電流密度 δ	5 A/mm ²	
	抵抗率(銅) ρ	2×10^{-8} Ωm	

第2表 空気抗力と磁気抗力
(500 km/h の 16 両編成列車)

Table 2 Values of air and magnetic drag
force with 16 cars at 500 km/h.

空気抗力	トンネル内(長)	3.9 t/両
	トンネル外	2.0 t/両
磁気抗力	車両重量/揚抗比=1.3 t/両	

速度 500 km/h 走行時の空気抗力(編成は 16 両)⁽²⁾、磁気抗力(一車両重量を 40 t、速度 500 km/h 走行における揚抗比を 30 とする⁽⁷⁾)は第2表のものとする。

〈4・1〉 磁束密度 B_n および速度起電力 V_n 第9図にはピッチ 2τ をもって配置された車上コイルから距離 y_0 の位置における地上コイル面内においてコイル高さについての平均の磁束密度

$\bar{B} = \int_{z_1}^{z_2} B(y, z) dz/h$ の計算結果を示す。ここで $z_1 = -h/2$, $z_2 = h/2$ とする。

直流分 $\bar{B}_0$ を差し引いた交流磁界分布は、コイルピッチ τ で起磁力 I_s が 1/2 倍となる交番極性界磁配列(誘導反発式)で生じる磁界分布と同一となる。

第9図の波形を x についてフーリエ展開し、(3)式の $\bar{B}_0$, $\bar{B}_n$ が求まる。それから(5)式により V_n を算出する。結果を第3表に示す。

〈4・2〉 誘導反発式の場合 (13)式は(11)式を用いて

$$mFu = -V_1I_1 \cos \phi_1 - \left(\frac{V_3^2}{Z_3} \cos \beta_3 + \frac{V_5^2}{Z_5} \cos \beta_5 + \dots \right) \dots (17)$$

第9図 車上コイルによる磁界分布計算値

Fig. 9. Calculated flux distribution of field coils of magnetic flux density $B(x)$.

第3表 磁束密度および速度起電力の調波成分

Table 3 Harmonic components of magnetic flux density and speed emf.

n	B_n (T)	V_n (kV)
0	0.318	—
1	0.452	12.5
3	-0.172	0
5	0.0955	2.65
7	-0.0562	1.56
9	0.0333	0
11	-0.0198	0.550
13	0.0119	0.330
15	-0.00708	0

となる。(17)式の右辺第1項は電源から供給された電力であり ($\cos \varphi_1 < 0$ となる), 第2項は速度起電力の高調波成分が新たな電源となってコイル回路で消費される電力である。この関係は第8図のベクトル図からも明らかである。両者の差が1相あたりの全車両合計の推進電力 mFu となる。

(17)式において推力 F を最大にするには, 電源電圧の位相角 θ_1 を調整して $|\cos \varphi_1|$ の値を最大にすることを要する。従って $\varphi_1 = -\pi$ となるように θ_1 を調整する。(17)式の右辺で第1項が第2項に比し十分大きい場合には

$$I_1 \doteq mFu / V_1 \quad \dots\dots\dots (18)$$

によって電流 I_1 が定まる。 F は1相1両あたりの必要推力である。実際には列車加速時に大きい推進電力を要し, 等速時 (均衡時) にはそれより小さい推進電力で足りる。しかし本例では, 均衡時にも $\varphi_1 = -\pi$ に調整するものとして計算を行なう。

誘導反発式では速度 500 km/h の走行に1両あたり空気抗力, 磁気抗力の合計 5.2 t の推力を供給するを要する (第2表参照)。ゆえに (18) 式によって $I_1 \doteq 3.02$ kA が定まる。車両片側あたりの地上コイル回路に $I_1 \doteq 1.51$ kA の電流を流すことを要する。地上コイル素線の必要断面積は $S = I_1 / \delta \doteq 302 \text{ mm}^2$, 半径は $r = 0.0098 \text{ m}$ となる。励磁長を l とするとき, コイル素線のこう長は第10図を参考にすると $2l\{(1+h/c)N+1\}/3$ であり, コイル回路の1相1kmあたりの抵抗および自己インダクタンスはそれぞれ $R = 0.216 \Omega$, $L = 6.31 \text{ mH}$ となる。各相コイルは第10図において

第10図
1相あたりの
コイル回路

Fig. 10. Armature coil of each phase.

第4表 各調波インピーダンスと電流成分
($l=1\text{km}$ の場合)

Table 4. Impedance and current of each harmonic components. (energized length of 1 km)

n	$Z_n(\Omega)$	$I_n(\text{kA})^*$
1	0.944	1.51
3	2.76	0
5	4.60	0.576
7	6.43	0.242
9	8.27	0
11	10.1	0.0544
13	11.9	0.0276
15	13.8	0

* I_1 以外の成分は l に逆比例する。

長さ c ずつずらして布設され, 各相たがい重ならないので, 簡単のため各相コイル回路間の相互インダクタンス M を無視する。(11)式によって1kmあたりのインピーダンスは $Z_1 = 0.944 \Omega$ となり, また各調波電流成分が計算される。結果を第4表に示す。

表の基本波電流 I_1 以外の高調波電流は, 励磁長 l に逆比例する。

励磁長が定められたとき, 表に基づいて $R \Sigma I_n^2$, $V \Sigma I_n^2$ が計算される。また, 電源電圧 E_1 は

$$E_1 = \sqrt{V_1^2 + (Z_1 I_1)^2 + 2 V_1 R I_1} \quad \dots\dots\dots (19)$$

で与えられる。空気抗力, 磁気抗力に対する仕事率は1相片側当りそれぞれ 14.16 MW (トンネル内), 4.72 MW であるので, (15), (16) 式により効率および力率は

$$\eta = \frac{14.16}{18.88 + R \Sigma I_n^2} \quad pf = \frac{18.88 + R \Sigma I_n^2}{E_1 V \Sigma I_n^2} \quad \dots\dots\dots (20)$$

第11図
励磁長と効率
との関係 (ト
ンネル内)

Fig. 11. Efficiency vs. energized length when trains are inside tunnels.

第12図
励磁長と力率
との関係 (ト
ンネル内)

Fig. 12. Power factor vs. energized length when trains are inside tunnels.

で計算される。結果を第 11 図, 第 12 図に示す。

トンネル外では空気抗力に対する仕事率は 1 相片側あたり 7.27 MW である。上記と同一の電線断面積を用い, かつ 500 km/h 均衡時に $\varphi_1 = -\pi$ に定める運転を行なうものとする, $I_1 = 0.957$ kA が得られ, 効率

$$\eta = \frac{7.27}{11.99 + R \sum I_n^2} \dots (21)$$

で計算される。結果を第 13 図に示す。

〈4.3〉重畳形電磁浮揚式の場合 電磁浮揚式の場合には, 速度 500 km/h で車両を走行させるのに 1 両あたり 3.9 t の推力が得られればよい。ゆえに (18) 式から $I_1 \doteq 2.26$ kA となる。車両片側 1 相あたり $I_1 \doteq 1.13$ kA である。また浮上用電流は

$$I_0 = F_l / (q N B_0(y, z) c) \dots (22)$$

で与えられる。 F_l は 1 相 1 両あたりの必要浮力であり, $B_0(y, z)$ は (1) 式から

$$B_0(y, z) = \frac{1}{2\tau} \int_0^{2\tau} B(x, y, z) dx \dots (23)$$

である。(22) 式には $y = y_0$, $z = 0$ における $B_0(y, z)$ を使うものとする。数値計算によると, その値は 0.197 T であった。

一車両の重量 40 t を浮上させるのに (22) 式から $I_0 \doteq 27.6$ kA を要し, 車両片側あたり $I_0 \doteq 13.8$ kA となる。 I_1 , I_0 を重畳して流すコイルの素線断面積は $S = \sqrt{I_0^2 + I_1^2} / \delta \doteq 2,770$ mm², 半径は $r = 0.0297$ m となる。コイル回路 1 相 1 km あたりの抵抗および自己インダクタンスはそれぞれ $R = 0.0236 \Omega$, $L = 4.58$ mH となる。第 4 表に対応するのが第 5 表である。

空気抗力 3.9 t に対する仕事率は 1 相片側あたり 14.16 MW であるので, 効率および力率は (14), (15) 式より

Fig. 13. Efficiency vs. energized length when trains are outside tunnels.

$$\eta = \frac{14.16}{14.16 + R(I_0^2 + \sum I_n^2)}, \quad pf = \frac{14.16 + R \sum I_n^2}{E_1 \sqrt{\sum I_n^2}} \dots (24)$$

で計算される。結果を第 11 図, 第 12 図に記入する。

〈4.4〉分離形電磁浮上式の場合 この場合は前節と同一の I_1 , I_0 を用い, コイル素線断面積は $S_1 = I_1 / \delta = 226$ mm², 半径は $r_1 = 0.00848$ m, 浮上用電線の断面積は $S_0 = I_0 / \delta = 2,760$ mm², 半径は $r_0 = 0.0296$ m となる。コイル回路の 1 相 1 km あたりの抵抗, 自己インダクタンスはそれぞれ $R = 0.289 \Omega$, $L = 6.5$ mH となる。第 5 表に対応するものが第 6 表である。

$N = 3$ としたから浮上用電線は 3 条を用いる。1 相 1 km あたりの抵抗は $R_0 = 0.00725 \Omega$ となる。

効率, 力率は

$$\left. \begin{aligned} \eta &= \frac{14.16}{14.16 + R \sum I_n^2 + R_0 I_0^2} \\ pf &= \frac{14.16 + R \sum I_n^2}{E_1 \sqrt{\sum I_n^2}} \end{aligned} \right\} \dots (25)$$

で計算される。結果は第 11 図, 第 12 図に記入してある。上記と同一電線を用いるときトンネル外では

$$\eta = \frac{7.27}{7.27 + R \sum I_n^2 + R_0 I_0^2} \dots (26)$$

となる。結果を第 13 図に記入してある。

第 5 表 各調波インピーダンスと電流成分 ($l = 1$ km の場合)

Table 5. Impedance and current of each harmonic components. (energized length of 1 km)

n	$Z_n(\Omega)$	$I_n(\text{kA})^*$
1	0.667	1.13
3	2.00	0
5	3.33	0.795
7	4.67	0.334
9	6.00	0
11	7.34	0.0750
13	8.67	0.0381
15	10.0	0

* I_1 以外の成分は l に逆比例する。

第 6 表 各調波インピーダンスと電流成分 ($l = 1$ km の場合)

Table 6. Impedance and current of each harmonic components. (energized length of 1 km)

n	$Z_n(\Omega)$	$I_n(\text{kA})^*$
1	0.995	1.13
3	2.87	0
5	4.77	0.556
7	6.67	0.234
9	8.57	0
11	10.5	0.0525
13	12.4	0.0267
15	14.3	0

* I_1 以外の成分は l に逆比例する。

第 7 表 直流給電長と効率との関係

Table 7. Relations between efficiency and DC feeder length.

直流給電長 l_D (km)	2	4	6
① 推進地上コイル損失 $R \sum I_n^2$ (MW)	0.791	0.791	0.791
② 浮上用直流電線損失 $R_f I_0^2$ (MW)	2.76	5.52	8.28
効率 $\eta = \frac{14.16}{14.16 + ① + ②}$	0.800	0.692	0.610

〈4・5〉 考察 第 11 図、第 12 図にみるように誘導反発式の効率は励磁長に大きくは依存しない。その理由は、全推進電力のうち相当の部分が磁気抗力に対する仕事率として消費され、コイル回路電線でのジュール損（励磁長に比例）はそれに比し相当小さいということにある。

電磁浮揚式の効率は励磁長が小のところで高いが、励磁長に比例して増加するジュール損のため励磁長が大になるに従い急速に低下する。分離形が重畳形より効率が高い理由は、〈2・2〉節で述べたように浮上用電流がすべて有効に利用されることにある。

第 12 図にみるように、励磁長が小のとき力率が低下する理由は、高調波電流が励磁長に逆比例して増大することにより、励磁長が大のとき力率が低下する理由は電源電圧 E_1 を高くするを要することにある。

超高速鉄道用の給電系は、第 14 図に示す構成であると考えられる。すなわち、1 個の給電所は約 30 km 長のき電線に給電し、き電線は更に約 2 km 長（セクション長）ごとの回路を形成する電機子コイル回路に給電する⁽⁸⁾。分離形電磁浮揚式を適用する場合に、浮上用電線を 1 き電区間長にわたり引き通すことはジュール損を大として効率の低下が著しく、実用に耐える

Fig. 14. Feeding system for the conventional inductive magnetic levitation system.

第 15 図 電磁浮揚式鉄道の給電系の例

Fig. 15. Feeding system for the new electromagnetic levitation system.

とは言い難い。それゆえ第 15 図に示すように、いくつかのセクション長をカバーして直流給電所が給電する構成をとればよい。

いま、交流き電線でのジュール損はコイル回路でのジュール損に比し無視できるものとして、直流給電長 l_D を定めたときの効率を計算して示すと、第 7 表が得られる。この結果から、直流給電所を 4 km ごとに設置することによって、効率 70% 近くでの運転が可能であることが知られる。

この浮上用電線は $N_0=3$ 条ならば片側あたり $I_0=13.8$ kA を流すことを要するが、浮上の作用は積 $N_0 I_0$ に依存するゆえ、全断面積を同一に保って巻回数 N_0 を増し電流 I_0 を適当な値にして給電するのがよい。また、もし浮上用電線の断面積を 2 倍に増すならば、直流給電長は 2 倍に延長できる。

5. むすび

誘導反発式と異なる原理によって浮力を得る電磁浮揚式は、クライオスタットの個数についていえば浮上系では全廃でき、推進系では 1/2 倍にできる（但し各界磁の起磁力は 2 倍にすることを要する）ことのほか、幾つの特長をもつ。

電磁浮揚式には、推進用電流および浮上用電流を重畳して同一電機子コイルに流す重畳形と、浮上用電流は推進コイルとは分離独立して設けられた浮上用電線に流す分離形とがある。

本論文で浮上用電線の必要断面積の数値例を示し、また分離形電磁浮揚方式を適用するに際しては、セクション長を 2 km、浮上用直流給電長を例えば 4 km に定めることによって、効率 70% 近くでの運転が可能であるという数値例を示した。

電磁浮揚式の短所は、何といても浮上のためにアクティブ回路を必要とすることであるといえよう。

（昭和53年3月6日受付，同53年10月23日再受付）

文 献

- (1) J.R. Powell & G.R. Danby: High-Speed Transport by Magnetically Suspended Trains, ASME 66-WA/RR 5 (1966)
- (2) 西条：同期形推進浮上兼用リニアモータの推進浮上特性と適用限界，電学論誌 B, 96, p. 369 (昭 51-8)
- (3) 山村：車両用磁気浮上装置の現状，昭 49 電氣学会全大 (S. 8-1)
- (4) 山村：磁気浮上研究開発の現状と見通し，電学誌 96, p. 33 (昭 51-10)
- (5) 中村：他制式リニアシンクロナスモータのアクティブダンピングの検討，昭 51 電氣学会全大 No. 785
- (6) 大熊・雨宮：同極性車上界磁超電導反発形磁気浮上方式の特性，昭 52 電氣学会全大 No. 1063
- (7) 鉄道電化協会：超高速鉄道の推進方式の研究 (昭 49-3)
- (8) 鉄道電化協会：電力供給システムの研究 (昭 52-3)