誘導無線方式によるリニアモータ車両の 位置検知用アレイアンテナの構成

正員 八田 達 (日本工業大) 正員 日下部 岱 (日本工業大)
非会員 浅井 孝 弘 (日立電線)

1. はじめに

筆者らは、同期式リニアモータ車両(以下、LSMと記す)への適用を想定し、三相3線式誘導無線用線路を用いて車両(車上電磁石)の位置を一定の周期間隔(各相の地上推進コイル間隔)の範囲内で連続的に検知する方式を提案し、報告してきた^{(1)~(5)}。この方式が成功するためには、車両に設置された車上アンテナの高周波磁界により、線路の隣接導体間に誘導される線間電圧の振幅が、車両位置について正弦波状に変化して空間高調波成分を含まないこと、および線路を構成する波形導体の形状周期(以下、導体ピッチと記す) p を各相の地上推進コイル間隔の2倍に設定することが必要である。車上アンテナとしてわく形コイルを使用する場合、前述の正弦波状振幅の線間電圧を得るためには、アンテナの長さ l の値を $p/7 \sim p/5$ とすることが望ましい^{(4),(6)}。

一方、現在の宮崎実験線のLSMでは各相の地上コイル間隔は4.2mであるが⁽⁷⁾、将来の実用機ではこの値は6.3mに増加するとの想定もあり、これらの数値からアンテナの長さ l は、現在のシステムでは1.20~1.68m、将来は1.80~2.52mに達するものと考えられる。このようにアンテナが大形化すると、これを車両に装着するに際して次のような問題が生ずる。宮崎実験線のLSMでは車体の側面にアンテナを設けているが、車体を流れるうず電流の影響を避けるために車体側壁に方形の切欠部(その周辺はアンテナ導体から一定間隔で離隔している)を設け、これに絶縁基板に埋設されたアンテナを固定している。アンテナが大形になると、切欠部は車体のフレームを構成する強度部材を切断することになり、車体強度の低下

を招く恐れがある。

筆者らがここに提案するアレイアンテナは、車体の強度部材を切断することなく、同部材中間の壁面にいくつもの小さな窓状の切欠部を設け、それぞれに小形コイルを取付けることにより構成し、車体強度を損うことなく希望の電気的特性を維持しようとするものである。すなわち、無線工学の高利得アンテナの設計に用いられる照度関数の概念を誘導無線用アンテナに導入し、アレイ素子(小形コイル)の数を極力減らしながら位置検知精度を高めるためには、アレイアンテナの照度分布(各小形コイルの巻線比)をいかに定めればよいかについて定量的検討を加える。

筆者らの提案する車両位置検知の原理は、文献(1)~(5)または後述する本稿第2章の(16)~(18)式からも明らかな通り、車上アンテナの高周波磁界により線路を励振し、線路端末において各線路導体間に誘導される電圧を正相および逆相成分に分解し、その位相差を通じて車両の位置を求めようとするものである。位置検知誤差の原因の一つは、線路導体間の誘導電圧(ひいては正相、逆相電圧)に含まれる空間高調波成分、換言すればアンテナ電流と線路の正(逆)相電流間の相互インダクタンスに含まれる空間高調波成分である。ここで問題となるのは第5、7、11、13次の各高調波成分であり、中でも主要なものは第5次と第7次の成分である。以下に展開するアンテナの設計理論の要点は、アンテナ電流-線路正(逆)相電流間の相互インダクタンスに含まれる前記の空間高調波成分をいかにして打消すかにあると言えよう。

2. 3線式線路を流れる正相電流と車上アンテナ間の相互インダクタンス

図1は3線式線路とその直上に配置された方形の車上アンテナ(わく形コイル)を示し、同図(a)は平面図、(b)は横断面図である。No. 1, 2, 3はピッチ p の波形状に折り曲げられた導体で、長手方向に $p/3$ 間隔で敷設され、平形の線路を構成する。線路の幅を

Construction of Array Antenna Used in Inductive Radio System for Detecting Linear Motor Vehicle Position. By Tohru Hatta, Member, Takashi Kusakabe, Member (Faculty of Engineering, Nippon Institute of Technology) & Takahiro Asai, Non-Member (Hitachi Cable, Ltd.).

八田 達: 正員, 日本工業大学工学部電気電子工学科
日下部 岱: 正員, 日本工業大学工学部電気電子工学科
浅井孝弘: 非会員, 日立電線株式会社電線研究所

図 1 三相三線式線路とわく形コイル

Fig. 1. Three-phase three-wire transmission line and rectangular coil.

2a とする。方形 ABCD は車上アンテナで、 l , w および h はそれぞれアンテナの長さ、幅および線路との離隔距離（高さ）である。図 1 (a), (b) に示すように、線路中心線に沿って z 軸を定め、断面内に直交座標 x , y および極座標 r , θ を定める。 z_0 はアンテナ中心の z 座標を示し、線路上の基準点（例えば、線路起点）からの距離を意味する。

線路-アンテナ間の相互インダクタンスを考える場合、線路送り、アンテナ受けとして取扱う方が解析上便利である。いま 3 線式線路に正相電流を通ずるものとすれば、導体 No. 1, 2, 3 の電流 I_1, I_2, I_3 は、

$$I_1 = I, I_2 = e^{-j2\pi/3} I, I_3 = e^{j2\pi/3} I \dots\dots (1)$$

と表される。通常、線路幅 $2a$ は導体ピッチ p に比べて極めて小さいことから、各導体を通れる電流の z 成分のみが支配的であり、これと垂直な成分は無視しても大過ない。また、誘導無線周波数帯（50~200 kHz）では線路上の波長は、導体ピッチ p に比べ遙かに長いことから、本章の解析では各導体を通れる電流の振幅、位相は一定（ z に無関係）と見なしてよく、変位電流の影響も無視することができる。従って、各導体の電流によって生ずる磁界のベクトルポテンシャルは z 成分のみを考慮すればよく、この量は Laplace の方程式の解である。以上より、 I_1 によって生ずる磁界のベクトルポテンシャルの z 成分を A_{1z} とすれば

$$\nabla^2 A_{1z} = 0 \dots\dots\dots (2)$$

電流 I_1 は一定周期 p でその形状を変化することから、 A_{1z} は次の形をもつものと考えることができる。

$$A_{1z} = I \sum_{n=0}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) K_n(2n\pi r/p) \cdot \cos \{ (2n\pi z/p) + \varphi_n \} \dots\dots\dots (3)$$

ここで、 $K_n(2n\pi r/p)$ は第 2 種変形 Bessel 関数、 a_n, b_n, φ_n は導体の形状、寸法より定まる定数である。通常、これらの定数を解析的に求めることは容易ではない。しかし、線路構造が平形で導体形状が対称な場合には、定性的に次のことが明らかである。

$$\left. \begin{aligned} \varphi_n &= 0 (n=1, 2, 3, 4, \dots) \\ a_n &= 0 (n: \text{奇数}), \\ b_n &= 0 (n: \text{偶数}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

特に、導体が方形の場合には a_0 を除くすべての a_n が零となる。なお、導体がらせん状の場合については文献(4)を参照されたい。電流 I_2 によるベクトルポテンシャルの z 成分 A_{2z} は(3)式の z を

$z - p/3$ に、 I を $I e^{-j2\pi/3}$ にそれぞれ置換することにより直ちに求められ、電流 I_3 についても同様に求めることができる。全電流によるベクトルポテンシャルの z 成分 A_z は(3)式および上述の考察より次のように書くことができる。

$$\begin{aligned} A_z &= A_{1z} + A_{2z} + A_{3z} \\ &= \frac{I}{2} \sum_{n=0}^{\infty} (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) K_n(2n\pi r/p) \\ &\quad \cdot \left\{ \left[1 + 2 \cos \frac{2(n-1)\pi}{3} \right] e^{-j(2n\pi z/p + \varphi_n)} \right. \\ &\quad \left. + \left[1 + 2 \cos \frac{2(n+1)\pi}{3} \right] e^{j(2n\pi z/p + \varphi_n)} \right\} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

(5)式の大括弧内において

$$n=1, 4, 7, 10, 13, 16, \dots\dots\dots (6)$$

についてのみ

$$1 + 2 \cos \{ 2(n-1)\pi/3 \} = 3 \dots\dots\dots (7)$$

となり、それ以外の n については零となる。また、

$$n=2, 5, 8, 11, 14, 17, \dots\dots\dots (8)$$

についてのみ

$$1 + 2 \cos \{ 2(n+1)\pi/3 \} = 3 \dots\dots\dots (9)$$

となる。ゆえに、 A_z は次のように書換えることができる。

$$\begin{aligned} A_z &= \frac{3}{2} I \sum_n' (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \\ &\quad \times K_n(2n\pi r/p) \cdot e^{-j(2n\pi z/p + \varphi_n)} \\ &\quad + \frac{3}{2} I \sum_n'' (a_n \cos n\theta + b_n \sin n\theta) \\ &\quad \times K_n(2n\pi r/p) \cdot e^{j(2n\pi z/p + \varphi_n)} \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

(10)式において加算記号 Σ' は(6)式の n についてのみ、同 Σ'' は(8)式の n についてのみそれぞれ加算することを意味する。 Σ' に係わる各項は z の増加と共に時計回り方向に位相回転し、 $n=1$ の項が基本波成分、他の項は空間高調波成分である。 Σ'' の各項

は z の増加とともに反時計回り方向に回転し、全項が空間高調波成分である。後述する通り、これらの空間高調波成分は位置検知誤差の原因となるものである。ここで、(6)、(8)式の n の値には、3, 6, 9, 12, 15, ... などの3の整数倍の数は含まれない。換言すれば(10)式において3の整数倍次の空間高調波成分は消滅して現れない。また、 $2n\pi r/p \ll 1$ の場合には

$$K_n(2n\pi r/p) \approx (1/2)(n-1)!(n\pi r/p)^{-n} \quad \dots\dots\dots (11)$$

となって、(10)式の各項は、 r, θ 平面内で見ると、二次元的 Laplace の方程式の解に漸近する。

ここで、図1(b)においてアンテナ導体 AD および BC の極座標系による表示を、それぞれ r_a, θ_a および $r_a, -\theta_a$ とすれば、線路を流れる正相電流とアンテナ間の相互インダクタンス M_p は次式により求めることができる。ただし、アンテナの巻線を N とする。

$$M_p = \frac{N}{I} \int_{z_a-1/2}^{z_a+1/2} \{A_z(r_a, \theta_a) - A_z(r_a, -\theta_a)\} dz \quad \dots\dots\dots (12)$$

ここで、線路構造が平形で(4)式の関係が成立つものとして(10)式を(12)式に代入する。このとき、(12)式右辺中括弧内の減算において $a_n \cos n\theta$ (偶数次の空間高調波成分)は消滅する。結果を整理して示せば

$$\begin{aligned} M_p = 3N \left\{ \sum_{n=1,7,13,\dots} b_n \frac{p}{n\pi} \sin \frac{n\pi l}{p} \cdot \sin n\theta_a \right. \\ \cdot K_n \left(\frac{2n\pi}{p} r_a \right) \cdot e^{-j2n\pi z_a/p} \\ + \sum_{n=5,11,17,\dots} b_n \frac{p}{n\pi} \sin \frac{n\pi l}{p} \cdot \sin n\theta_a \\ \cdot K_n \left(\frac{2n\pi}{p} r_a \right) \cdot e^{j2n\pi z_a/p} \Big\} \quad \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

となり、アンテナと線路の相対位置関係が対称的であれば、奇数次の空間高調波成分のみを考慮すればよい。なお、(13)式の各項の位置回転方向は文献(4)の対応式(らせん状導体の線路とアンテナ間の相互インピーダンスを表示する(40)~(46)式)と逆向きであるが、線路導体の番号順を逆に定めたためである。また、(13)式において

$$n\pi l/p = s\pi \quad (s=1, 2, 3, \dots) \quad \dots\dots\dots (14)$$

または

$$n\theta_a = s\pi \quad \dots\dots\dots (15)$$

が成り立つように l または θ_a の値を適当に選択することにより、特定の空間高調波成分を打消すことができる。

線路に逆相電流を流すときの各線路導体の電流 I_1, I_2, I_3 は(1)式の j を $-j$ に置換えることにより与え

られる。従って、この場合の線路-アンテナ間の相互インダクタンス M_a は(13)式の共役複素量となる。

実際のシステムにおいては、車上送信機より高周波電流をアンテナに供給し、その高周波磁界により線路を励振し、線路端末において線路に誘導された電圧を正相および逆相成分に分解してその位相差を求める。アンテナ電流を I_a 、線路の伝播定数を γ とすれば、線路端末における正相電圧 V_p および逆相電圧 V_n は

$$\begin{aligned} V_p &= j\omega M_p I_a e^{-\gamma z/2} \\ V_n &= j\omega M_n I_a e^{-\gamma z/2} \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (16)$$

により与えられる。両電圧の位相差を ϕ とすれば

$$\phi = \angle V_n - \angle V_p = -2\angle M_p \quad \dots\dots\dots (17)$$

となり、空間高調波成分がない理想の状態においては(16)、(17)および(13)の各式より

$$\phi = 4\pi z/p \quad \dots\dots\dots (18)$$

となって、 z が $p/2$ の増加を示すごとに ϕ は 2π の直線的増加を示す。すなわち、 ϕ の値を通じて車両の位置 z を $p/2$ の範囲内で周期的かつ連続的に検知することができる。

実際には、 M_p に空間高調波成分が含まれるため、(18)式の値には、各高調波含有率に対応して、正弦波状に変動する位置検知誤差が重畳することとなる。これに関しては文献(4)~(6)に詳述されているので省略するが、各空間高調波成分に対応する検知誤差の振幅は、高調波の次数にかかわらず、(高調波含有率)/ π により与えられることを付記しておく。

3. アンテナ照度関数の導入

第2章において検討の対象となった方形の車上アンテナは、無線工学の場合に対比させれば、全開口面積にわたり一様な照度分布を有するアンテナに相当するものと考えられる。周知の通り、一様照度分布を有するアンテナは同一開口面積を有するアンテナのうちでは最大の利得をもつが、サイドローレベルが高く、このためアンテナ雑音が増加する欠点がある。これを避けるために高利得アンテナでは開口周辺部の照度(例えば、電磁界分布)を中心部のそれに比べ低い値に設定するものが多い。本章では、この考えを誘導無線用アンテナに導入し、各空間高調波成分に対してアンテナが不感となるような最適照度分布とは何かについて検討を加える。ここで、誘導無線用アンテナについての照度分布とは、一定の交番磁界がアンテナに鎖交する場合に、アンテナ導体に沿って場所により異なった起電力が誘導される特性に関する概念である。

いま、車上アンテナの照度分布が関数 $f(z-z_a)$ により与えられる場合を考える。この場合、線路を流れ

る正相電流と車上天線間の相互インダクタンス M_p は

$$M_p = \frac{N}{l} \int_{z_a-l/2}^{z_a+l/2} f(z-z_a) \{A_z(r_a, \theta_a) - A_z(r_a, -\theta_a)\} dz \dots (19)$$

の関係から求めることができる。(10)式を(19)式に代入して、結果を整理して示せば

$$M_p = 3N \left\{ \sum_{n=1,7,13,\dots}^{\infty} b_n J_n \sin n\theta_a \cdot K_n \left(\frac{2n\pi}{p} r_a \right) \cdot e^{-j2n\pi z_a/p} + \sum_{n=5,11,17,\dots}^{\infty} b_n J_n \sin n\theta_a \cdot K_n \left(\frac{2n\pi}{p} r_a \right) \cdot e^{j2n\pi z_a/p} \right\} \dots (20)$$

ここで、 J_n は次式により定義される定積分である。

$$J_n = \int_{z_a-l/2}^{z_a+l/2} f(z-z_a) e^{\pm j2n\pi z/p} dz \dots (21)$$

ただし、指数関数の複号は、(20)式の前の加算記号下においては正、後の加算記号下では負を取るものとする。ここで

$$z - z_a = u \dots (22)$$

とおき、 $f(u)$ を u の偶関数とし

$$l = p/2 \dots (23)$$

とすれば、(21)式は

$$J_n = \int_{-p/4}^{p/4} f(u) \cos(2n\pi u/p) du \dots (24)$$

となり、 J_n は照度関数 $f(u)$ の第 n 次の Fourier 係数と考えることができる。(24)式においてすべての空間高調波成分が消滅するためには、基本波成分に対応する $n=1$ 以外のすべてについて零となればよい。このためには $f(u)$ が

$$f(u) = k_1 \cos(2\pi u/p) \quad (k_1: \text{定数}) \dots (25)$$

であればよく、このような照度分布をもつものを理想的アンテナと言うことができる。アンテナの照度分布を調整する手段としては、小形コイルをアレイ素子とする線状アレイアンテナを考えることができる。アレイアンテナの設計の指針は、小形コイルの離散的な配列によっていかに(25)式の形に近似させるかにあると言えよう。次に、アレイアンテナの設計法について述べる。

4. デルタ関数による照度分布の近似

前述のように、アレイアンテナの全長 l を $p/2$ とし、

$$u = -p/4 \sim p/4 \dots (26)$$

の範囲に拡っているものとする。この範囲を $2m$ 等分 ($m=1, 2, 3, \dots$) して、各等分点に小形コイルを配列してアレイアンテナを構成する。小形コイルの間隔は $p/4m$ 、その総数は $(2m-1)$ 個となる。ここで、各小形コイルは同一の幅 w および長さ l_0 を有し、 l_0 は p に比べ極めて小さく、長手方向 (z または u 方向) には点と見なし得るものとするれば、アンテナの照度関数 $f(u)$ は次の形に書くことができる。

$$f(u) = k \sum_{i=-m+1}^{m-1} c_i \delta(u-u_i) \dots (27)$$

ここで、 k はアレイ素子の構成により定まる定数、 i はアレイ素子の番号、 c_i はその照度比、 u_i はその位置、 δ は Delta 関数である。アレイの照度分布を図示すれば図2のようになる。各アレイ素子の照度比 c_i は、コイル巻数を適当に選ぶことにより希望の値に設定することができる。 $i=0$ はアレイの中心に位置する素子に対応し、以下この素子の照度を基準として、 $c_0=1 \dots (28)$

とする。ここで $f(u)$ を偶関数とすれば

$$c_i = c_{-i} \dots (29)$$

となる。また、アレイ素子の座標 u_i は次のようになる。

$$u_i = ip/4m \dots (30)$$

(24)、(27)式より J_n は

$$J_n = k \left\{ 1 + 2 \sum_{i=1}^{m-1} c_i \cos(in\pi/2m) \right\} \dots (31)$$

となる。(20)式から明らかな通り、第 n 次の空間高調波成分 (b_n を含む項) を打消するためには J_n が零となるように各 c_i の値を設定すればよい。換言すれば、問題は限られた数のアレイ素子により多くの J_n を零とするためには c_i の値をいかに定めればよいかという問題に帰着する。

図2 (27)式により与えられる照度分布の図的表示

Fig. 2. Schematic representation of illumination function expressed by eq. (27).

最初に、(20)式において第5次と第7次の空間高調波成分が零となる条件、すなわち

$$J_5 = J_7 = 0 \dots\dots\dots (32)$$

となる条件を求めてみる。(31)と(32)の両式を対比すれば、 c_1 についての二つの一次方程式が得られることが明らかである。この連立方程式が解けるためには未知数の数は2個(c_1 および c_2) であればよい。従って i の最大値は2であり、(31)式の形から明らかな通り m の値は3となる。(31)式において $n=5$ とすれば

$$J_5 = 1 + 2\{c_1 \cos(5\pi/6) + c_2 \cos(10\pi/6)\} \\ = 1 - \sqrt{3}c_1 + c_2 = 0 \dots\dots\dots (33)$$

同じく $n=7$ とすれば

$$J_7 = 1 + 2\{c_1 \cos(7\pi/6) + c_2 \cos(14\pi/6)\} \\ = 1 - \sqrt{3}c_1 + c_2 = 0 \dots\dots\dots (34)$$

となる。(33)と(34)の両式は等価であり、当初の連立方程式は単一の方程式に帰着し、その解は単一には定まらない。そこで

$$c_2 = c_{-2} = 0 \dots\dots\dots (35)$$

とすれば(33)~(35)式より直ちに

$$c_1 = c_{-1} = 1/\sqrt{3} \dots\dots\dots (36)$$

の結果を得る。このようにすれば、 $i=-2, 2$ に相当する位置にアレイ素子を配置する必要はなくなり、素子数は3個で足り、その配列間隔 $(p/4m)=p/12$ 、その照度比は $1/\sqrt{3} : 1 : 1/\sqrt{3}$ とすればよいことがわかる。図3にアレイアンテナの具体的構成例を示す。同一の形状、寸法の各アレイ素子の巻数をそれぞれ $N_0/\sqrt{3}$, N_0 , $N_0/\sqrt{3}$ とし、直列に接続して同一電流を通電する。 C_a は共振用コンデンサである。前述したように、アレイ素子の長さ l_0 は線路の導体ピッチ p に比べ十分小さくする必要があるが、幅 w については必ずしもその必要はなく、むしろ、他の空間高調波成分(例えば、第11次または第13次成分)について(15)式が成立つように定めるべきであろう。

この場合の基本波成分に対応する J_1 の値は(31)、(35)、(36)の各式より

$$J_1 = k\{1 + (2/\sqrt{3})\cos(\pi/6)\} = 2k \dots\dots (37)$$

となる。ただし、 k は次式により与えられる。

$$k = N_0(p/\pi)\sin(\pi l_0/p) \\ \simeq N_0 l_0 \dots\dots\dots (38)$$

上式は、単一のアレイ素子と線路との間の相互インダクタンスを、第2章で述べた方法および第3章、第4章での方法により別々に計算し、それらの結果を等置することにより容易に求めることができる。

次に、第5, 7, 11, 13次の各空間高調波成分を同

図3 3素子アレイアンテナ

Fig. 3. 3-element array antenna.

時に零とする条件について示す。(32)~(36)式の場合と相似の方法を適用して、照度分布比を

$$c_1 = c_{-1} = 0.851 \dots\dots\dots (39)$$

とすれば

$$c_2 = c_{-2} = 0.501 \quad c_3 = c_{-3} = 0.164 \dots\dots (40)$$

となる。両端に位置するアレイ素子については

$$c_4 = c_{-4} = 0 \dots\dots\dots (41)$$

となり、省略できる。従って、アレイ素子数は7個となる。配列間隔は $p/20$ とすればよい。また、このとき $J_1 = 3.618k$ となる。 k の値は(38)式から求めることができる。

5. 2組の3素子アレイの組合せ

線路の導体形状が梯形状または三角波状の場合、線間電圧または車上アンテナの誘導電圧に含まれる第11, 13次の空間高調波成分は微小であり、無視しても大過ない。しかし、方形導体の線路の場合、第11, 13次の含有率は高く、これらを考慮していない3素子アレイを車上アンテナとした場合には位置検知誤差が増加し、無視し得ない値に達するものと予想される。このように方形導体の線路は、梯形状または三角波状の線路に比べ、電気的特性の面では劣るが、構造が単純で製造が容易な点から経済性の面では優位にあると思われる。

方形導体の線路の場合に適用可能なアンテナとして、前述の7素子のアレイアンテナがある。しかし、このアンテナではアレイ素子数が多く、照度比の調整が複雑となる。また、アレイ素子の配列間隔が小さくなるため素子間の相互インダクタンスが増大し、これを補償しなければ希望の照度分布が実現できなくなる恐れがある。更に、これまでの議論では無視してきたが、車両の横揺れなどによって、アンテナと線路中心線間にずれが生じた場合の問題がある。図4に示すように両者の中心線間にずれ d が生じた場合、 $\theta_1 \neq \theta_2$ となるため(19)式の減算において $a_n \cos n\theta$ の項が残存する。方形導体の線路を除き、(4)式に示すように n が偶数の場合には $a_n \neq 0$ となることから、誘導

図4 アンテナと線路
の中心線のずれ

Fig. 4. Deflection of center line of antenna from that of transmission line.

電圧（相互インダクタンス）に偶数次の空間高調波成分が生ずる。このうち支配的なものは第2次成分である。そこで、第11、13次および第2次空間高調波成分を減殺するための単純、確実な手段として、2組の3素子アレイを組合せる方法を提案する。

図5に示すように2組の3素子アレイアンテナを一直線上に $(p/2) + \Delta z$ の間隔で配置し、これらを差動接続する。これらの3素子アレイはともに(32)~(36)式および図3に示した設計法により構成された同一性能のものであり、線路との相互インダクタンス $M_p(z)$ に含まれる第5、7次の空間高調波成分は既に消滅している。前述の第2、11および13次の空間高調波成分を考慮に入れることにすれば、 $M_p(z)$ は

$$M_p(z) = m_{11} e^{-j2\pi z/p} - j m_{12} e^{j4\pi z/p} + m_{11a} e^{j22\pi z/p} + m_{13a} e^{-j26\pi z/p} \dots (42)$$

と表される。ただし、 $m_1 \sim m_{13}$ は定数（実数）で、3素子アレイの構成、アンテナ-線路間の離隔距離 h 、両者の中心間のずれ d などにより決まり、

$$m_1 \gg m_2, m_{11}, m_{13} \dots (43)$$

である。ここで、図5に示した2組の3素子アレイアンテナ（以下、6素子アレイアンテナと記す）全体の線路-アンテナ間の相互インダクタンス $M_{pa}(z)$ は

$$M_{pa}(z) = M(z) - M(z + p/2 + \Delta z) \\ = m_{1a} e^{-j2\pi z/p} + m_{2a} e^{j4\pi z/p} + m_{11a} e^{j22\pi z/p} + m_{13a} e^{-j26\pi z/p} \dots (44)$$

ただし、 $m_{1a} \sim m_{13a}$ は次のような量である。

$$\left. \begin{aligned} m_{1a} &= 2m_1 e^{-j\pi \Delta z/p} \cos(\pi \Delta z/p) \\ m_{2a} &= 2m_2 e^{+j2\pi \Delta z/p} \sin(2\pi \Delta z/p) \\ m_{11a} &= 2m_{11} e^{+j11\pi \Delta z/p} \cos(11\pi \Delta z/p) \\ m_{13a} &= 2m_{13} e^{-j13\pi \Delta z/p} \cos(13\pi \Delta z/p) \end{aligned} \right\} \dots (45)$$

ここで、(45)式の誘導の一例を示せば

図5 2個の3素子アレイ
の組合せ

Fig. 5. Combination of two 3-element arrays.

$$m_{11a}(z) e^{j22\pi z/p} \\ = m_{11} e^{j22\pi z/p} \\ = m_{11} e^{j22\pi(z + \Delta z + p/2)/p} \\ = m_{11} e^{j22\pi z/p} \cdot (1 + e^{j22\pi \Delta z/p}) \\ = 2m_{11} e^{j11\pi \Delta z/p} \cos(11\pi \Delta z/p) e^{j22\pi z/p} \dots (46)$$

いま、

$$\Delta z = \pm p/22 \dots (47)$$

とすれば

$$m_{11a} = 0 \dots (48)$$

となって、第11次空間高調波成分は消滅する。6素子アレイアンテナにおける第 n 次空間高調波成分の含有率は

$$k_n = |m_{na}/m_{1a}| \dots (49)$$

とすれば、この場合の各成分の含有率は

$$k_{11} = |m_{11a}/m_{1a}| = 0 \dots (50)$$

$$k_{13} = |m_{13a}/m_{1a}| = |\cos(13\pi/22)/\cos(\pi/22)| \cdot |m_{13}/m_1| = 0.285 |m_{13}/m_1| \dots (51)$$

$$k_2 = |m_{2a}/m_{1a}| = |\sin(\pi/11)/\cos(\pi/22)| \cdot |m_2/m_1| = 0.285 |m_2/m_1| \dots (52)$$

となる。(51)および(52)式の $|m_{13}/m_1|$ および $|m_2/m_1|$ は、それぞれ3素子アレイの第13次および第2次空間高調波成分の含有率を意味する。また、この場合の基本波成分についての相互インダクタンスの増加率は

$$|m_{1a}/m_1| = 2\cos(\pi/22) = 1.98 \dots (53)$$

となる。同様に、 $\Delta z = \pm p/26$ とすれば第13次の空間高調波成分は消滅し、3素子アレイの場合に比べ第11次と第2次の成分は0.241倍に減少する。基本波成分については1.99倍に増加する。以上のように、2組の3素子アレイを用いることにより、第11次または第13次のいずれか一方を零とし、残る空間高調波の含有率を単独の3素子アレイのその約1/4に減少することができる。基本波については、線路との相互インダクタンスを約2倍に増加させることができる。

なお、方形導体の線路では、アンテナと線路中心線間にずれがある場合においても、偶数次空間高調波成分の発生はない（従って、(42)、(44)式中の m_2 , m_{2a} が零）という特異な性質がある。これについては機会を改めて報告したい。

6. 実験的検証

図6(a)、(b)に実験に用いた方形線路とアレイ

アンテナの配置を示す。導体ピッチ $p=4.2\text{ m}$ 、線路幅 $2a=10\text{ cm}$ とした。アンテナは図3と図5に示した3素子および6素子アレイを用いた。アレイ素子の寸法は、配列間隔 $=35\text{ cm}$ 、長さ $l_0=20\text{ cm}$ 、幅 $w=20\text{ cm}$ の正方形とし、3素子アレイの中央素子の巻数 $N_0=20$ 回、両側の素子は $N_0/\sqrt{3}\approx 12$ 回とした。アンテナへの供給電流 $I_0\approx 0.2\text{ A}$ 、送信周波数 $f_0=200\text{ kHz}$ とした。

3素子アレイの場合、アンテナ（車両）位置 z と位相差 ϕ の関係は (17), (42), (43) 式より次のように表される。

$$\phi \approx 4\pi z/p - 2\{(m_{11}-m_{13})/m_1\} \sin(24\pi z/p) \quad (54)$$

第1項は真値、第2項は第11, 13次空間高調波による位置検知誤差で、 z が $p/2$ 増加するごとに6周期の正弦波状の変動を示す。第二次による項は前述の理由により省略してある。位置検知の信号処理回路は文献(4)と同一のものを用いた。以下に実験結果を示す。

図7(a), (b)は特性の比較のために一個のアレイ素子のみを単一素子アンテナとして用いた場合のアンテナの位置 z 対誘導電圧の大きさ $|V_{12}|$ およびこのときの位置検知特性 (z 対 ϕ) を示す。 $|V_{12}|$ の波形は空間高調波の含有率が極めて大きく、検知誤差 (δ) も大である。

図8(a), (b)は3素子アレイを用いた場合の特性である。図7の場合に比べれば、格段に改善されているが、 h が小の場合には依然として高次の空間高調波の存在が認められる。図8(b)と(54)式から第11次

図6 実験に使用した方形の3線式線路とアレイアンテナの配置

Fig. 5. Configuration of rectangular three-wire transmission line and array antenna in the experiments.

および第13次の空間高調波であることがわかる。

図9(a), (b)は6素子アレイを用いた場合の特性である。ただし、 $\Delta z (=p/22)\approx 19\text{ cm}$ とした (図5参照)。 $|V_{12}|$ はほぼ正弦波状となり、空間高調波はほとんど消滅している。位置検知特性も直線的で h が小の場合でも実用に供し得る性能である。

図10(a)は3素子アレイと6素子アレイについて、 h および d の変化に対する検知誤差 $|\delta|$ の特性を示す。ただし、 δ は真値を示す直線に対する変動分の最大値を角度で表したものである (図7(b)参照)。3素子アレイの場合は、 h が小になると検知誤差が増加する。しかし、6素子アレイでは h, d の値にかかわらず検知誤差は小であり、方形線路に対して極めて有効であることが明らかとなった。図10(b)は車体装着時を模擬したアルミ板にアレイアンテナを取付けた場合の検知誤差特性である。400 cm $\times$ 60 cm のアルミ板に30 cm $\times$ 30 cm の窓を数個開け、各アレイ素子を窓中央部に配置したものである。図10(a) (アルミ板なし) と比較して、3素子アレイでは h が小の場合誤差が更に増加した。しかし、6素子アレイの場合、わずかに誤差の増加が認められるが、アルミ板なしの場合とほぼ同様の特性が得られた。なお、 d の増加に対し、第11, 13次空間高調波の増加はあるが、第2次

図7 単一素子アンテナを用いた場合の検知特性

Fig. 7. Detection characteristics using single element antenna.

図 8 3素子アレイアンテナを用いた場合の検知特性

Fig. 8. Detection characteristics using 3-element array antenna.

図 9 6素子アレイアンテナを用いた場合の検知特性

Fig. 9. Detection characteristics using 6-element array antenna.

このアンテナ構成によれば、車体の強度部材の中間の壁面にアレイ素子を配置することができ、車体強度を損う恐れも解消する。また、実験的検証により、検知誤差の要因である空間高調波の含有率が大きい方形波状導体の線路の場合においても良好な位置検知特性を示すことが確認された。

本稿での解析は、アンテナと線路が平行に配置された場合について行ったが、両者が直角に配置される場合にも、本設

(a) Al板なし

(b) 車体を模擬したAl板にアンテナを付けた場合

図 10 検知誤差特性

Fig. 10. Detection error characteristics.

の発生は認められなかった。

7. 結 言

LSM 車両の位置検知システムへの適用を想定して、小形コイルのアレイにより車上アンテナを構成することを提案し、アレイ上の照度分布を適当に設定することにより、少い素子数で満足な位置検知精度が得られることを明らかにした。

することができる。

このほか、検討を要する問題として車体を流れるうず流の影響があるが今後の課題としたい。

最後に、本研究について貴重な御討論をいただいた鉄道総合技術研究所保安システム研究室佐々木室長ほか関係者各位、日立電線(株)の関係者各位に厚く御礼申し上げる。

(昭和 62 年 4 月 24 日受付)

文 献

- (1) 八田・日下部・石川:「3導体誘導線を用いた移動体の位置検知方式(Ⅰ)」昭55電気学会全大 No. 777
- (2) 日下部・八田・石川:「3導体誘導線を用いた移動体の位置検知方式(Ⅱ)」同上 No. 778
- (3) 日下部・八田・佐々木・浅井:「3導体誘導線を用いた移動体の位置検知方式—包絡線変動方式による位置検知特性—」昭57電気学会全大 No. 797
- (4) 八田・日下部・浅井:「三相3導体誘導線用線路を用いたリニアモーター車両位置の検知方式」電学論C, 106, 157 (昭61-8)
- (5) 八田・日下部・浅井:「3線式誘導線用線路を用いたリニアモーター車両位置検知におけるデジタル信号処理」信学論誌B, J70, 524 (昭62-4)
- (6) 佐藤・日下部・八田・浅井:「空間高調波と検知特性(1)」昭59電気学会全大 No. 773
- (7) 佐々木:「リニアモーター車両位置の連続検出用誘導線の構成と検出精度」電学論C, 100, 219 (昭55-7)