

## 低周波電磁波源の位置推定に関する研究

八木谷 聡<sup>†a)</sup>      石端 恭子<sup>†</sup>      長野 勇<sup>†</sup>      西 吉彦<sup>†</sup>  
 吉村 慶之<sup>††</sup>      早川 基<sup>†††</sup>      鶴田浩一郎<sup>†††</sup>

Localization of Low-Frequency Electromagnetic Sources

Satoshi YAGITANI<sup>†a)</sup>, Kyoko ISHIBANA<sup>†</sup>, Isamu NAGANO<sup>†</sup>, Yoshihiko NISHI<sup>†</sup>,  
 Yoshiyuki YOSHIMURA<sup>††</sup>, Hajime HAYAKAWA<sup>†††</sup>, and Koichiro TSURUDA<sup>†††</sup>

あらまし 電子機器や産業機器などが実際に動作している状態において、それらからの不要電磁波放射の原因を調べるには、機器の外部において不要電磁波の空間分布を測定し、そこから機器内部での不要電磁波放射源の位置を特定することが必要である。我々は、機器の周辺に複数の電磁界センサを配置し、機器から放射される不要電磁波の空間分布を観測することで、特に低周波（数十 MHz 以下）に対して、機器における近傍電磁波放射源の推定を行うことを目指している。本論文では、低周波電流ループ（磁気ダイポール波源）から放射される磁界のベクトル成分観測波形に MUSIC 法を適用して波源の 3 次元位置及び向きを推定を試み、計算機シミュレーション及び実験によりその有効性及び誤差の評価を行う。

キーワード 低周波、電流ループ、磁気ダイポール、MUSIC 法、位置推定

### 1. ま え が き

電子・通信・情報・産業機器などから外部に放射される不要電磁波を抑えるには、それが機器のどの部分から放射されているかを調べるのが重要である。特に、機器が実際に動作している場合、その外部において不要電磁波を測定し、そこから機器内部での不要電磁波放射源の位置を特定することが必要になる。

従来、比較的高周波（数百 MHz 以上）に対しては、電界アンテナアレーを用いることにより、開口合成法 [1] や最大エントロピー法 [2] により、観測点から比較的近い場所に存在する不要電磁波源の位置を特定する研究がなされてきた。また、電波ホログラフィー [3] や CISPR 測定系を用いた電流値推定 [4] による波源の

可視化や、MUSIC 法などを用いた有限距離での高周波波源位置推定も試みられている [5] ~ [9]。一方、DC に近い低周波においては、以前から生体電磁計測の分野で、近傍電磁界を測定することで電磁波源の位置を推定する逆問題が扱われており、例えば脳電図 (EEG) や脳磁図 (MEG) データに MUSIC 法を適用することで脳内に存在する電流ダイポールの推定が試みられている [10], [11]。また、最近では MUSIC 法による近傍電磁波源の特定法に関する一般的な定式化も議論されている [12]。しかしながら、特に EMC/EMI の観点から、数十 MHz 以下の低周波（例えば商用周波数及び高調波のハムノイズやディスプレイの数十 kHz ノイズ）に対する波源位置を特定するための研究はまだ少ないようである。

そこで我々は、特に低周波（数十 MHz 以下）を対象として、機器の周辺に複数の電界・磁界センサを配置して電磁界の空間分布を観測することで、機器内部に存在する電磁波発生源の位置を 3 次元的に推定することを目指している。我々の以前の報告 [13] では、機器における低周波電磁波ノイズ源を電気ダイポールとみなして、MUSIC 法による複数波源の位置及び向きを推定を試みた。

本論文では、特に機器内部のケーブルや基板に存在

<sup>†</sup> 金沢大学大学院自然科学研究科, 金沢市  
 Graduate School of Natural Science & Technology,  
 Kanazawa University, 2-40-20 Kodatsuno, Kanazawa-shi,  
 920-8667 Japan

<sup>††</sup> 石川県工業試験場, 金沢市  
 Industrial Research Institute of Ishikawa, 2-1 Kuratsuki,  
 Kanazawa-shi, 920-8203 Japan

<sup>†††</sup> 宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究本部, 相模原市  
 The Institute of Space and Astronautical Science, Japan  
 Aerospace Exploration Agency, 3-1-1 Yoshinodai, Sagami-  
 hara-shi, 229-8510 Japan

a) E-mail: yagitani@is.t.kanazawa-u.ac.jp

するであろう低周波電流ループ（磁気ダイポール）波源に着目し、周辺で観測される近傍磁界のベクトル成分波形に MUSIC 法を適用することで、インコヒーレントな波源（例えば、複数の異なる時系列波形や、異なる周波数スペクトルをもつ電流ループ）の位置及び向きを推定を試み、計算機シミュレーション及び実験により手法の有効性及び誤差を評価する。更に、実験では推定された波源位置を、同時にカメラで撮影された機器の映像上に重ねて計算機の画面上で表示することも試みる。

## 2. 低周波電磁波源位置推定法

### 2.1 電磁波計測モデル

本研究では近傍波源の 3 次元位置推定に MUSIC 法 [14] を適用する。一般的に、複数ダイポール波源の 3 次元位置及び向きをすべて同時に推定しようとする「非線形最適化問題」においては、解くべき未知パラメータが多くなり、最適解の探索に時間がかかる、局所解に陥る、などの問題点が生じるが、MUSIC 法のような部分空間を利用する手法を用いることで、単一ダイポールを用いて対象空間を走査するだけで、複数ダイポールの位置及び向きを精度良くかつ効率良く求めることができる [10], [11]。

図 1 に示すように信号源は  $N_S$  個のインコヒーレントな磁気ダイポールと仮定し、各ダイポールモーメントの解析的信号波形を  $s_i(t)$ 、その位置と

向きをそれぞれ  $l_{S,i} = [l_{Sx,i} \ l_{Sy,i} \ l_{Sz,i}]^T$ 、 $d_{S,i} = [d_{Sx,i} \ d_{Sy,i} \ d_{Sz,i}]^T$  ( $i = 1, 2, \dots, N_S$ ) の 3 次元列ベクトルで表す。ただし、 $d_{S,i}$  は単位ベクトルで、 $^T$  は転置を表す。波源の信号は狭帯域であり、ダイポールの個数  $N_S$ 、位置  $l_{S,i}$ 、方向  $d_{S,i}$  ( $i = 1, 2, \dots, N_S$ ) は計測時間中不変であると仮定する。

一方、磁界受信センサの個数は  $N_A$  個で、各センサの位置と向きをそれぞれ  $l_{A,j} = [l_{Ax,j} \ l_{Ay,j} \ l_{Az,j}]^T$ 、 $d_{A,j} = [d_{Ax,j} \ d_{Ay,j} \ d_{Az,j}]^T$  ( $j = 1, 2, \dots, N_A$ ) の 3 次元列ベクトルで表す。ただし、 $d_{A,j}$  は単位ベクトルとし、 $N_S$  個のダイポールと  $N_A$  個の受信センサには  $N_A > N_S$  の関係があるとする。各センサで計測される磁界  $x_j(t)$  ( $j = 1, 2, \dots, N_A$ ) は  $N_A$  次元列ベクトルである。

$i$  番目の波源位置  $l_{S,i}$  から  $j$  番目のセンサ位置  $l_{A,j}$  に向かうベクトルを  $r_{ji} \equiv l_{A,j} - l_{S,i}$  とすると、 $j$  番目のセンサで観測される磁界成分は  $x_j(t) = \sum_{i=1}^{N_S} a_{ji} s_i(t) + n_j(t)$  となる。ここで  $n_j(t)$  は  $j$  番目のセンサにおける計測雑音で、平均 0、分散  $\sigma$  の白色雑音であると仮定する。また、 $r_{ji} = \|r_{ji}\|$  とすると  $a_{ji}$  は以下のように表される。

$$a_{ji} = \left( a_r \frac{r_{ji}}{\|r_{ji}\|} + a_\theta \frac{(d_{S,i} \times r_{ji}) \times r_{ji}}{\|(d_{S,i} \times r_{ji}) \times r_{ji}\|} \right) \cdot d_{A,i} \quad (1)$$

$$a_r = \frac{\mu_0}{2\pi} \left( \frac{1}{r_{ji}^3} + j \frac{k_0}{r_{ji}^2} \right) e^{-jk_0 r_{ji}} \cos \theta_{ji} \quad (2)$$

$$a_\theta = \frac{\mu_0}{4\pi} \left( \frac{1}{r_{ji}^3} + j \frac{k_0}{r_{ji}^2} - \frac{k_0^2}{r_{ji}} \right) e^{-jk_0 r_{ji}} \sin \theta_{ji} \quad (3)$$

ここで、 $\mu_0$  は自由空間の透磁率、 $k_0$  は信号周波数に対する波数であり、 $\theta_{ji}$  は  $r_{ji}$  と  $d_{S,i}$  とのなす角である。式 (1) ~ (3) は周波数を問わず成り立つが、特に本論文で対象とする数十 MHz 以下の低周波を近傍（波源から数 m の距離）で観測する場合にはビオ・サパールの法則より与えられる  $1/r_{ji}^3$  の項が支配的となる。ここで MUSIC 法のモードベクトルに対応する  $a_i = [a_{1i} \ a_{2i} \ \dots \ a_{N_A i}]^T$  を定義する。

### 2.2 MUSIC 法を用いた波源位置推定法

$N_A$  個の受信センサで計測される磁界成分のベクトル形式を  $X$  とし、その共分散行列  $R_{xx}$  の固有値解析を行う。このとき  $N_A - N_S$  個の雑音固有値が生じ、その固有ベクトル集合（雑音部分空間） $E_N$  と真の波源位置に対応するモードベクトル  $a_i(l_{S,i}, d_{S,i})$  と

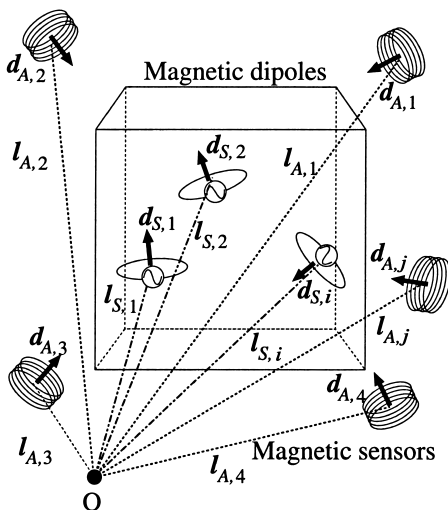


図 1 磁気ダイポール波源及び磁界センサ

Fig. 1 Magnetic dipole sources and magnetic sensors.

が直交することから、以下の式で定義される評価関数  $P_{music}(l, d)$  の極大値を評価することで、波源位置及び向きを推定する [11] .

$$P_{music}(l, d) = \frac{\|a(l, d)\|^2}{\|E_N^H a(l, d)\|^2} \quad (4)$$

ここで、 $^H$  はエルミート共役を表している．また、 $l, d$  は  $l_{S,i}, d_{S,i}$  を走査するパラメータで、位置  $l$  に対して 3 個、向き  $d$  (単位ベクトル) に対して 2 個の合わせて 5 個存在する．このままでは波源を推定するために 5 次元のパラメータ空間における膨大な走査が必要になるが、以下に示すように走査パラメータを  $l$  の 3 個のみに削減することができる [10], [15] .

まず、モードベクトルは以下のように書ける．

$$a(l, d) = [a_x | a_y | a_z] d \equiv a_{xyz} d \quad (5)$$

ここで、 $a_x, a_y, a_z$  は 3 次元空間  $x, y, z$  の各走査点 ( $P_{music}$  を計算する位置) における  $x$  向き、 $y$  向き、 $z$  向きの波源ダイポールに対するモードベクトルであり、 $a_{xyz} \equiv [a_x | a_y | a_z]$  とする．式 (4), (5) より次式が得られる．

$$P_{music}(l, d) = \frac{d^H a_{xyz}^H a_{xyz} d}{d^H a_{xyz}^H E_N E_N^H a_{xyz} d} \quad (6)$$

式 (6) の分母に含まれる  $a_{xyz}^H E_N E_N^H a_{xyz}$  はエルミート行列なので、 $[e_1 | e_2 | e_3] \Delta [e_1 | e_2 | e_3]^T$  のように固有値分解できる．ここで  $\Delta \equiv \text{diag}(\delta_1 \delta_2 \delta_3)$  であり、三つの固有値には  $\delta_1 \geq \delta_2 \geq \delta_3$  の関係があるとし、対応する固有ベクトルを  $e_i$  ( $i = 1, 2, 3$ ) とする．これにより式 (6) は次のように書き直せる．

$$P_{music}(l, d) = \frac{d^H a_{xyz}^H a_{xyz} d}{\sum_{i=1}^3 \delta_i (d \cdot e_i)^2} \quad (7)$$

式 (7) は位置  $l$  を固定すれば、 $d \cdot e_3 = \|d\|^2 (= 1)$  のとき最大となり、その最大値は  $1/\delta_3$  となる．これより、評価関数  $P_{music}$  は位置  $l$  のみの関数として、以下ようになる．

$$P_{music}(l) = \frac{e_{min}^H a_{xyz}^H a_{xyz} e_{min}}{\lambda_{min}(a_{xyz}^H E_N E_N^H a_{xyz})} \quad (8)$$

ここで  $\lambda_{min}(\cdot)$  は  $\cdot$  の最小固有値を表す．波源の位置  $l_{S,i}$  が決まれば  $\lambda_{min}$  に対応する固有ベクトル  $e_{min}$  が波源の向きとして求まる．ただしこの場合、推定可能な波源数  $N_S$  は受信センサ数  $N_A$  に対して  $N_S < N_A - 2$  となる．

### 2.3 波源位置の補間

正確な位置推定を行うためには、評価関数  $P_{music}$  を波源を含む 3 次元空間で細かく走査する必要があるが、計算量が膨大になってしまう．そこで、ここでは少ない走査点上で計算された評価関数に対して補間を用いることにより、真の波源位置を求める [16] .

まず、走査点を 3 次元の格子状にとり、各点で  $P_{music}$  を計算する． $P_{music}$  の極大値が現れる走査点の周辺で、同一平面上にない四つの走査点  $l_k$  ( $k = 1, 2, 3, 4$ ) を選び出して次式を定義する．

$$\begin{aligned} v_{xyzk} &\equiv [v_{xk} | v_{yk} | v_{zk}] \\ &\equiv E_N^H [a_x(l_k) | a_y(l_k) | a_z(l_k)] \end{aligned} \quad (9)$$

$$v_k \equiv v_{xk} \wedge v_{yk} \wedge v_{zk} \quad (10)$$

ここで、 $\wedge$  は外積 (wedge product) である．また、式 (10) の  $v_k$  は  $P_{music}(l_k)$  の分母に対応している．波源の真の位置において  $P_{music}$  の分母はゼロになるはずであるから、以下に示すように  $v_1, v_2, v_3, v_4$  の 1 次結合  $v_0$  がゼロになるような重み係数ベクトル  $c$  を求める．

$$v_0 \equiv [v_1 | v_2 | v_3 | v_4] c \cong 0 \quad (11)$$

ただし、係数ベクトル  $c$  は  $[1 \ 1 \ 1 \ 1] c = 1$  を満たすように規格化されるとする．この  $c$  を用いて次式を計算することにより、走査点上にない波源位置  $l_0$  が補間により推定される．

$$l_0 = [l_1 | l_2 | l_3 | l_4] c \quad (12)$$

また、以下の式を用いて  $l_0$  における  $v_{xyz0}$  を求める．

$$v_{x0} = [v_{x1} | v_{x2} | v_{x3} | v_{x4}] c \quad (13)$$

$$v_{y0} = [v_{y1} | v_{y2} | v_{y3} | v_{y4}] c \quad (14)$$

$$v_{z0} = [v_{z1} | v_{z2} | v_{z3} | v_{z4}] c \quad (15)$$

$$v_{xyz0}^H v_{xyz0} = [v_{x0} | v_{y0} | v_{z0}]^H [v_{x0} | v_{y0} | v_{z0}] \quad (16)$$

式 (16) で表される  $v_{xyz0}^H v_{xyz0}$  の固有値解析を行い、最小固有値に対応する固有ベクトル  $e_{min}$  が波源の向き  $d_0$  として求まる．ただし、ここでは  $P_{music}$  の極大値近傍の走査点  $l_k$  ( $k = 1, 2, 3, 4$ ) を含む領域で、 $v$  が線形に変化するとみなせる (すなわち式 (11) が成り立つ) と仮定している．なお、このように補間を用いると、推定可能な波源数  $N_S$  は受信センサ数  $N_A$  に対して  $N_S < N_A - 3$  となる．

表 1 シミュレーションにおける波源パラメータ  
Table 1 Source parameters (simulation).

波源		位置座標 [m]	向き $(d_x, d_y, d_z)$
#1	真値	(1.72, 1.25, 0.14)	(0.71, 0.00, 0.71)
	推定値	(1.71, 1.28, 0.13)	(0.71, 0.01, 0.70)
#2	真値	(0.88, 0.96, -0.45)	(0.00, 0.00, 1.00)
	推定値	(0.88, 0.98, -0.45)	(0.00, -0.01, 1.00)

2.4 位置推定シミュレーション

シミュレーションの例として、受信センサとして 3 本の 3 軸磁界センサを、位置  $(x, y, z) = (0, 0, 0)$ ,  $(1, 0, 0)$ ,  $(2, 0, 0)$  [m] に置く。それぞれの 3 軸磁界センサは  $x$  軸、 $y$  軸、及び  $z$  軸方向の磁界成分を観測し、合計で 9 成分の磁界波形が観測される。電磁波源として、インコヒーレントな 2 個の磁気ダイポールを想定し、位置と向きを表 1 の「真値」のように与える。ここで、向きは方向余弦  $(d_x, d_y, d_z)$  で示してある。また、各波源に与える信号（正弦波）の周波数、及びダイポールモーメントはそれぞれ波源#1 に対しては 10 kHz、 $1.20 \times 10^{-2} \text{ Am}^2$ 、#2 に対しては 10.5 kHz、 $1.75 \times 10^{-2} \text{ Am}^2$  とする。このとき、センサによる計測時の SN 比は波源#1 が 37.6 dB、#2 が 46.7 dB（これらは、4. で述べる実験と同程度の SN 比）となる。今の場合、各センサでの計測雑音の分散は等しいと仮定しているが、波源からは指向性をもった球面波動的な近傍磁界が放射されるため、各センサで計測される磁界信号の SN 比は波源とセンサの相対位置と向き（モードベクトルの違い）により変化してしまう。そのため、各波源の信号に対する計測の SN 比を一意に定義できなくなるが、ここではセンサ出力信号の共分散行列  $R_{xx}$  における雑音固有値の最大値を雑音電力と考え、各信号固有値（信号電力）との比をとることで SN 比を定義している。なお、 $P_{music}$  の走査範囲は  $x$  が  $0 \sim 3 \text{ m}$ 、 $y$  が  $0.1 \sim 3.1 \text{ m}$ 、 $z$  が  $-1.5 \sim 1.5 \text{ m}$  で、走査分解能は 4. の実験と同じ条件にするためにそれぞれ 10 cm とし、波源位置の真値は走査点上にないように与えてある。また、スナップショット数は 2000 とした。

図 2 (a), (b) は波源ごとに  $xy$  平面における走査点上の  $P_{music}(l)$  を白と黒の濃淡で表したもので、図中の  $\times$  印はそれぞれ「10 cm の分解能で走査したときに  $P_{music}$  の極大値が現れた  $z$  座標 ( $z = 0.0 \text{ m}$  及び  $-0.4 \text{ m}$ ) での  $xy$  平面」における波源位置の真値の場所（投影点）を示す。図 2 では  $P_{music}$  の極大値が波源位置をほぼ正確に表しているように見えるが、補

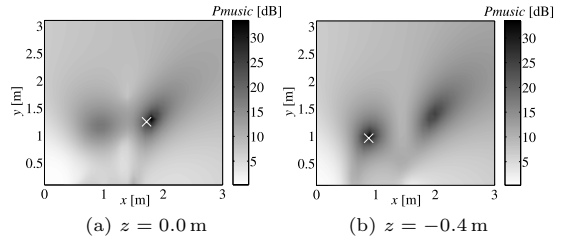


図 2 シミュレーションによる波源位置推定結果  
Fig. 2 Source locations estimated by the MUSIC algorithm (simulation).

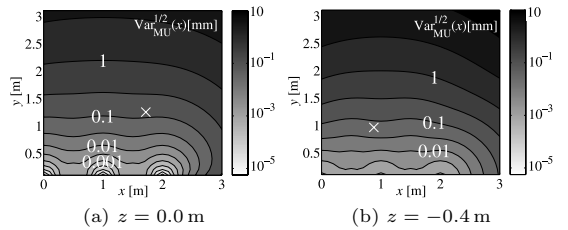


図 3 MUSIC 法の位置推定精度  
Fig. 3 Estimation accuracy of the source locations with the MUSIC algorithm.

間により更に細かく推定すると、表 1 の「推定値」に示されるように波源のパラメータが求められる。この場合、両波源とも位置に関しては誤差数 cm 以内、向きに関しては角度で数度以内に対応する誤差で精度良く推定されている。

ここで、MUSIC 法の性質より二つの波源に与える信号周波数を全く同じ 10 kHz（相関係数 1.0 のコヒーレント波形）にして推定すると固有値分解による波源の分離ができなくなり、推定不可能となる。しかし、このモデルの SN 比に対しては、相関係数が 0.99 程度以下ならば、波源を分離して推定できることを確認している。

3. 位置推定の誤差評価

一般に、磁界の観測値には雑音が含まれているため、波源の真の位置と推定位置には誤差が生じる。ここでは MUSIC 法による推定位置の誤差分散 [17] を計算し、走査範囲内の各点においてどの程度の誤差分散が生じるかを確認する。なお、MUSIC 法の誤差分散は、スナップショット数を大きくしていくと推定誤差分散の理論的下限値である CRLB (Cramer-Rao Lower Bound) に近づくことが知られている [17]。

まず、2.4 でシミュレーションを行った波源#1、#2 それぞれが単独で存在している場合に対して位置推定

の誤差評価を行った．それぞれの波源の向き及び信号強度（表 1 の「真値」においたときの SN 比）は 2.4 のシミュレーションの値で固定し，波源の位置のみを変化させたときの波源位置の真値  $x$  に対する推定値  $\hat{x}$  の誤差分散  $\text{Var}_{\text{MU}}(\hat{x})$  の平方根（誤差の標準偏差）の分布を図 3 に示す．ここで  $\text{Var}_{\text{MU}}(\hat{x})$  は文献 [17] 中の式 (7.5a) ~ (7.5b) を我々の問題に適用して計算した．図 3 (a), (b) はそれぞれ波源 #1 を  $z = 0.0 \text{ m}$ , #2 を  $z = -0.4 \text{ m}$  の  $xy$  平面上で動かしたときの  $\text{Var}_{\text{MU}}^{\frac{1}{2}}(\hat{x})$  [mm] を白と黒の濃淡で表している．また， $\times$ 印はそれぞれ 2.4 でシミュレーションを行った波源 #1, #2 の位置の真値（投影点）を示している．誤差分散は主に各波源信号をセンサで観測したときの SN 比により決まる．両波源とも，受信センサから遠ざかるほど，受信磁界レベルが小さくなって SN 比が悪くなるため，誤差分散が大きくなっていくのが確認できる [18]．また，センサで受信される磁界のレベルは波源とセンサの相対位置と向きの変化によっても変化するため，誤差分散の変化の様子は両波源で異なっている．波源位置の  $x$  座標に対する推定値  $\hat{x}$  の誤差分散自体は，この走査範囲において波源 #1, #2 とともに数 mm 以下となっている．

次に，波源の位置及び向きを表 1 の真値に示す値で固定し，同時に存在する二つの波源に対してセンサの計測雑音（SN 比）を変化させながら 100 回ずつ位置推定シミュレーションを行うことにより，推定誤差（波源の推定位置と真の位置との差）を評価した．図 4 に誤差の分散（標準偏差）を波源ごとに  $\times$  印でプロットする．同図 (a) が波源 #1 に対するもの，(b) が波源 #2 に対するものであり，縦軸は  $x$  座標の推定値と真値との差  $|\hat{x} - x|$  の標準偏差を，横軸は SN 比を表している．また，誤差分散（標準偏差）の理論値  $\text{Var}_{\text{MU}}^{\frac{1}{2}}(\hat{x})$  を実線で示す．なお，ここで波源ごとに SN 比の範囲が違うのは，波源を置く位置によりもともと SN 比が異なっているためである．この図より，SN 比が大きくなるにつれて，推定値の標準偏差がほぼ理論値と同様に小さくなっていくことが確認できる．ここで波源 #1, #2 に対して，シミュレーション値が理論値と比べて多少異なっているのは，2.4 で述べたように球面波に対して SN 比を正確に定義できていないためであると考えられる．一方，図には示していないが SN 比を大きくしても推定値の平均値は真値に収束せず，波源 #1 で  $-1.0 \text{ mm}$ , #2 で  $3.4 \text{ mm}$  程度のバイアス誤差が残ってしまう．MUSIC 法自体はバイア

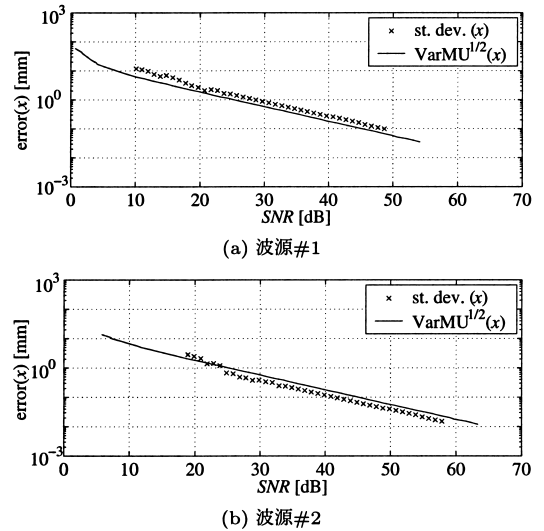


図 4 SN 比に対する位置推定誤差分散の評価

Fig. 4 Location error variance vs. SNR.

ス誤差を生じないはずなので [17]，これは 2.3 で述べた補間を行う際に仮定した  $P_{\text{music}}$  の分母の線形近似（式 (11)）が，実際に用いた MUSIC 法の位置走査分解能  $10 \text{ cm}$  に対しては十分成り立っていないためであると考えられる [16]．実際，このバイアス誤差は，次に述べるように MUSIC 法における位置走査分解能を細かくすると減少する（ $P_{\text{music}}$  の分母の線形性が良くなる）ことを確認している．

続いて，雑音がほとんどない状態（SN 比  $43 \text{ dB}$ ）で，波源 #1 の位置の  $x$  座標を隣り合う走査点（ $x = 1.7 \text{ m}$  及び  $1.8 \text{ m}$ ）の間で  $1 \text{ mm}$  刻みで変化させ，波源の位置と走査点との相対関係によりどの程度の推定誤差分散及びバイアス誤差が生じるかを図 5 に示す．図の縦軸は，波源位置の  $x$  座標に対する推定誤差  $\hat{x} - x$  を  $\pm 10^{-2} \text{ mm}$  を基準として対数で  $\pm$  方向にプロットしてある．ここでは，波源 #1 の  $x$  座標は  $1.7 \text{ m}$  及び  $1.8 \text{ m}$  のときは走査点上にあるが， $y, z$  座標は表 1 に示す値で固定し，走査点上にはないとしている．この図より，推定誤差の標準偏差（ $\times$  印）は位置によらずほぼ  $0.2 \text{ mm}$  程度となっているが，推定値のバイアス誤差（ $\cap$  印）は走査点の近くでは  $-1 \text{ mm}$  程度，走査点の中間あたりでは  $+11 \text{ mm}$  程度生じていることが確認できる．また，推定値が不連続に変化しているのは，補間する際に用いる「同一平面上にない 4 点」（ $P_{\text{music}}$  の極大値近傍の走査点上で  $P_{\text{music}}$  が大きいものから順に選んでいる）の選び方が変化するため

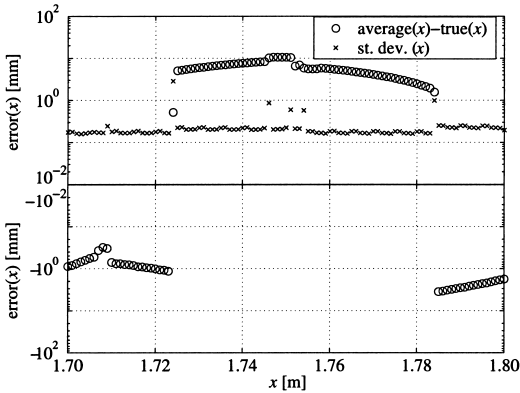


図5 波源#1の位置に対する推定誤差  
Fig. 5 Location errors for the source #1.

ある．また，図には示さないが，走査分解能を 1 cm まで細かくするとバイアス誤差が 0.04 mm に減少することを確認している．任意の位置に波源を置いた場合，実際にどの程度のバイアス誤差が生じるかは，補間に用いる各走査点でのモードベクトルが信号部分空間においてどの程度線形になっているかによるため，理論的に定式化することは困難で，モデルにより個別に評価する必要がある．

なお，ここには示さないが，波源位置の  $y$  及び  $z$  座標の推定値に対する誤差も同様の傾向を示しており，この理由により，2.4 のシミュレーションでは，表 1 に示したように推定誤差が数 cm 程度生じていると考えられる．

#### 4. 低周波電磁波源位置推定実験

図 6 に示すように，磁界多成分波形測定システムを構築し，MUSIC 法による低周波電磁波源位置推定実験を行った．一例として，電磁波源（磁気ダイポール波源）として 2 個の電流ループ（波源#1，#2 とともに 50 回巻き，14.2 cm × 12.5 cm の長方形枠型ループ）を用い，周波数は波源#1 を 10 kHz，#2 を 10.5 kHz（互いにインコヒーレント）とし，位置と向きは表 2 の「真値」のように与える．また，ダイポールモーメントは波源#1 を  $1.20 \times 10^{-2} \text{ Am}^2$ ，#2 を  $1.75 \times 10^{-2} \text{ Am}^2$  とした．

磁界センサとしては低周波磁界測定用 3 軸サーチコイルセンサ [19] を 3 組用い，シミュレーションと同様，各センサを (0, 0, 0)，(1, 0, 0)，(2, 0, 0) [m] に置いた．3 軸サーチコイルそれぞれから得られる磁界の  $x, y, z$  方向ベクトル成分の波形データ（合計 9 成

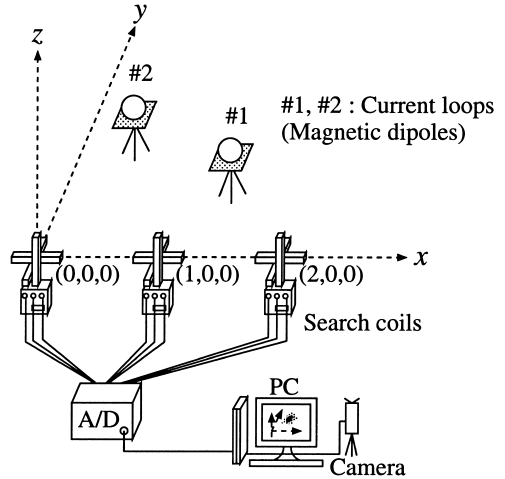


図 6 低周波電流ループ波源位置推定実験  
Fig. 6 Experiment configuration for low-frequency current loop localization.

表 2 実験における波源パラメータ  
Table 2 Source parameters (experiment).

波源		位置座標 [m]	向き ( $d_x, d_y, d_z$ )
#1	真値	(1.72, 1.25, 0.14)	(0.71, 0.00, 0.71)
	推定値	(1.64, 1.31, 0.22)	(0.79, 0.06, 0.61)
#2	真値	(0.88, 0.96, -0.45)	(0.00, 0.00, 1.00)
	推定値	(0.94, 1.14, -0.39)	(-0.08, -0.26, 0.96)

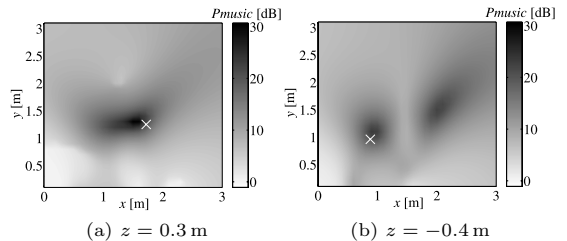


図 7 実験による波源位置推定結果  
Fig. 7 Source locations estimated by the MUSIC algorithm (experiment).

分) をサンプリング周波数 200 kHz で計算機に取り込み，MUSIC 法を適用することで電磁波源の位置推定を行った．

MUSIC 法の位置推定における空間座標の走査は， $x$  が 0 ~ 3 m， $y$  が 0.1 ~ 3.1 m， $z$  が -1.5 ~ 1.5 m の 3 次元空間を，ループ波源の大きさ程度の 10 cm の分解能で行った．なお，実験における SN 比は，波源 #1 が 36.4 dB，波源 #2 が 44.8 dB であった．

図 7(a)，(b) は波源ごとに  $xy$  平面における  $P_{music}(l)$  を白と黒の濃淡で表したもので，図中の  $\times$  印はそれぞれ  $P_{music}$  の極大値が現れた  $z = 0.3 \text{ m}$

及び  $-0.4\text{ m}$  での  $xy$  平面における波源位置の真値を示す．図 7 では  $P_{music}$  の極大値が，波源位置に正しく対応しているように見える（ここで図 7 (b) の右側の  $P_{music}$  のピークは，同図 (a) における  $P_{music}$  のピークが  $z$  方向に広がって見えているもので，真の極大値ではない）．しかし補間による推定結果（表 2 の「推定値」）では，波源#1 に対しては，位置に関して  $13\text{ cm}$  程度，向きに関して角度で  $6^\circ$  程度の誤差が生じており，波源#2 に対しては，位置に関して  $20\text{ cm}$  程度，向きに関して角度で  $16^\circ$  程度の誤差が生じている．これは 3. で述べた MUSIC 法による位置推定バイアス誤差よりも大きな値となっている．その理由としては，実験において真の波源位置及び向きの設定，及び 3 軸サーチコイルの設置位置及び向きのアライメントに誤差が含まれていることが考えられ，今後測定環境の校正が必要である．また，推定に用いた MUSIC 法のモードベクトルでは波源（電流ループ）の大きさを考慮せず，磁気ダイポール点波源と仮定していることも考えられる．

次に，推定された波源位置を，計算機の画面上で，同時に撮影した機器の映像上に重ねて波源を表示する．ここでは，機器の映像を撮影するカメラの位置及びアングルを任意とし，映像上に写っている基準点（複数）の既知座標を用いることにより，機器の座標系とカメラ座標系の関係を求め，透視変換により波源位置の表示を行った [20]．その結果を図 8 に示す．電流ループを設置した #1 及び #2 の点に，推定した電磁波源の位置を表す楕円（カメラ位置からループ面を見たイメージ）及び磁気ダイポールの向き（ループ面の法線方向）を表す矢印がプロットされているのが確認できる．

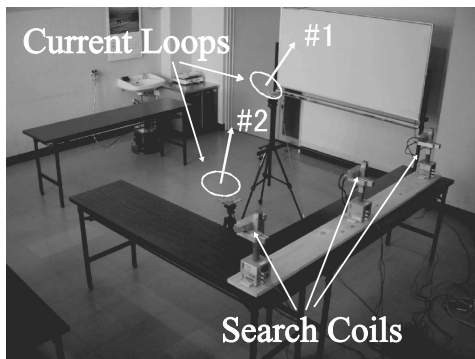


図 8 実験による低周波電磁波源の表示

Fig. 8 A localized image of current loop sources.

## 5. む す び

本研究では，周辺で観測された磁界分布から低周波磁気ダイポール波源の 3 次元位置及び向きを推定する逆問題の解法として，補間を用いた MUSIC 法を適用し，シミュレーション及び実験により，その有効性を確認し誤差を評価した．また，推定した波源位置をカメラの映像上に重ねて表示するシステムを構築し，その動作を確認した．

現在までの手法では電磁波源を複数の点波源（微小電気または磁気ダイポール）と仮定しているが，実際の機器における電磁波源の位置を推定する場合，点波源だけでなく，例えばケーブルからの放射であれば線波源，基板全体や筐体開口部からの放射であれば面波源として扱う必要があるため，今後波源位置だけでなく波源分布の推定法を開発する予定である．

一方で，機器内部に存在する波源から放射される低周波電磁波は，機器の筐体で反射及び散乱を受け，複数のコヒーレント波源として見える可能性がある．また，実際に機器内部に同一波形の電磁波を放射する複数波源が存在する可能性もあるため，コヒーレント波源に対する位置推定手法の定式化が必要である．また，そのような場合の機器外部への電磁波伝搬特性を電磁界シミュレーションなどにより定量的に評価し，機器内部に存在する波源をいかに推定するかを検討する予定である．

謝辞 本研究は，文部科学省（旧科学技術庁）平成 11～13 年度科学技術振興調整費による地域先端研究「地域産業の発展に寄与する電磁波技術に関する研究（産業機器における電磁波の特性解析と対策）」の援助により開始された．その後，本研究は日本学術振興会未来開拓学術研究推進事業研究プロジェクト課題「低周波帯の電磁環境制御」，日本学術振興会科学研究費補助金 (14750287)，及び（財）高橋産業経済研究財団の援助を受けて行われた．本研究における波源位置の表示ソフトウェアは，金沢大学の加藤紳一郎氏及び河内愛美氏により開発された．ここに併せて感謝する．

## 文 献

- [1] 菊池淳一，佐藤源之，長沢庸二，佐藤利三郎，“開口合成による不要電磁波発生源の位置推定法の一提案” 信学論 (B), vol.J68-B, no.10, pp.1194–1201, Oct. 1985.
- [2] 菊池淳一，長沢庸二，“最大エントロピー法を応用した電磁波源の位置推定” 信学論 (B), vol.J69-B, no.9, pp.949–957, Sept. 1986.
- [3] 北吉 均，澤谷邦男，“装置からの電磁波放射を対象とし

- た電波ホログラムによる波源の可視化” 信学論 (B-II), vol.J80-B-II, no.3, pp.284-291, March 1997.
- [4] 石田康弘, 山口雄一, 徳田正満, “CISPR 測定系を用いた電流値推定による放射妨害波源の可視化” 信学論 (B), vol.J84-B, no.3, pp.570-581, March 2001.
- [5] Y.-D. Huang and M. Barkat, “Near-field multiple source localization by passive sensor array,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.39, no.7, pp.968-975, July 1991.
- [6] 加藤 崇, 平 和昌, 澤谷邦男, “到来方向推定による有限距離からの電波源位置推定 シミュレーションによる検討” 信学技報, A・P2002-47, July 2002.
- [7] 平 和昌, 加藤 崇, 澤谷邦男, “到来方向推定による有限距離からの電波源位置推定 実験的検討” 信学技報, A・P2002-48, July 2002.
- [8] 義本祐三, 吉田 剛, 平 和昌, 澤谷邦男, “SPM 法と信号部分空間法との組み合わせによる電波源位置推定手法” 信学技報, A・P2002-50, July 2002.
- [9] 大前 彩, 高橋応明, 宇野 亨, “球面波モードベクトル MUSIC 法を用いた有限距離波源位置推定” 信学技報, A・P2003-64, SAT2003-56, MW2003-70, OPE2003-57, July 2003.
- [10] 工藤博幸, 前村貴志, 斎藤恒雄, “信号部分空間法による時空間生体磁気データからの信号源推定” 信学論 (D-II), vol.J78-D-II, no.3, pp.559-570, March 1995.
- [11] J.C. Mosher, P.S. Lewis, and R.M. Leahy, “Multiple dipole modeling and localization from spatiotemporal MEG data,” IEEE Trans. Biomed. Eng., vol.39, no.6, pp.541-557, June 1992.
- [12] B. Audone and M.B. Margari, “The use of MUSIC algorithm to characterize emissive sources,” IEEE Trans. Electromagn. Compat., vol.43, no.4, pp.688-693, Nov. 2001.
- [13] 宮崎祐樹, 八木谷聡, 長野 勇, 吉村慶之, “MUSIC 法による低周波電磁波ノイズ源の位置推定” 信学技報, A・P2001-87, RCS2001-126, Oct. 2001.
- [14] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [15] R.O. Schmidt, “Multiple source DF signal processing: An experimental system,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.281-291, March 1986.
- [16] R.O. Schmidt, “Multilinear array manifold interpolation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.40, no.4, pp.857-866, April 1992.
- [17] P. Stoica and A. Nehorai, “MUSIC, maximum likelihood, and Cramer-Rao bound,” IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol.37, no.5, pp.720-741, May 1989.
- [18] J.C. Mosher, M.E. Spencer, R.M. Leahy, and P.S. Lewis, “Error bounds for EEG and MEG dipole source localization,” Electroencephalogr. Clin. Neurophysiol., vol.86, pp.303-321, 1993.
- [19] 長野 勇, 筒井 稔, 岡田敏美, 小嶋浩嗣, 松本 紘, 八

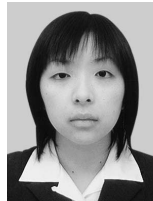
木谷聡, 佐藤義弘, “GEOTAIL 搭載 3 軸サーチコイルセンサの特性” 信学技報, A・P94-100, Jan. 1995.

- [20] 谷口慶治 (編), 画像処理工学 (基礎編), 共立出版, 1999. (平成 15 年 11 月 26 日受付, 16 年 3 月 15 日再受付)



八木谷 聡 (正員)

昭 63 金沢大・工・電気・情報卒。平 2 同大大学院修士課程了。平 5 同博士課程了。同年同大電気・情報助手。現在, 同大大学院自然科学研究科助教授。平 9-10 米国ミネソタ大客員研究員(文部省在外研究員)。科学衛星及びコンピュータシミュレーションによる磁気圏プラズマ波動解析の研究, 火星探査機のぞみ搭載用低周波波動観測装置の開発, 低周波電磁波源位置推定の研究に従事。博士(工学)。平 13 産学連携推進いしかわ賞(奨励賞)受賞。地球電磁気・地球惑星圏学会, 米国地球物理学学会各会員。



石端 恭子 (学生員)

平 15 金沢大・工・電気・情報卒。現在同大大学院自然科学研究科博士前期課程在学中。低周波電磁波源位置推定の研究に従事。



長野 勇 (正員)

昭 43 金沢大・工・電気卒。昭 45 同大大学院修士課程了。同年同大電気助手。昭 62 同電気・情報工教授。現在, 同大大学院自然科学研究科助教授, 総合メディア基盤センター長。昭 58-59 米国ジェット推進研究所 NRC 研究員。異方性不均質媒質中の電磁界計算法, VLF 波による D 層電子密度計測法の開発, 衛星搭載用プラズマ波動計測装置の開発に従事。工博。昭 62 地球電磁気・地球惑星圏学会田中館賞, 平 12 北國文化賞受賞。電気学会, テレビジョン学会, 地球電磁気・地球惑星圏学会, 米国地球物理学学会各会員。



西 吉彦 (正員)

平 13 金沢大・工・電気・情報卒。平 15 同大大学院自然科学研究科博士前期課程了。同年アイシン・エイ・ダブリュ(株)入社。在学中, 低周波電磁波源位置推定の研究に従事。





吉村 慶之 (正員)

昭 63 長岡技科大・工・創造設計卒．平 2 同大学院修士課程了．同年石川県工業試験場勤務．平 12～15 金沢大学大学院博士後期課程社会人留学．現在，環境電磁工学，特に電磁波の遮へいと吸収に関する研究に従事．博士（工学）．電気学会会員．



早川 基

昭 54 東大・理・地球物理卒．昭 56 同大学院修士課程了．昭 57 同博士課程中途退学．同年文部省宇宙科学研究所助手．平 3 東大・理博士取得．現在，独立行政法人宇宙航空研究開発機構宇宙科学研究本部助教授．磁気圏物理学研究に従事，博士（理学）．地球電磁気・地球惑星圏学会，米国地球物理学会各会員．



鶴田浩一郎

昭 38 東大・理・物理卒．昭 43 同大学院理・地球物理博士課程了．同年東大宇宙航空研究所助手．文部科学省宇宙科学研究所教授，同名誉教授，同所長を経て，現在，独立行政法人宇宙航空研究開発機構理事/宇宙科学研究本部長，あけぼの衛星による極地域上空の電場に関する研究を経て，火星探査機のぞみの開発に従事．理博．昭 52 地球電磁気・地球惑星圏学会田中館賞受賞．地球電磁気・地球惑星圏学会，米国地球物理学会各会員．