

## 第3回 光応用電磁界計測研究会

－ 光応用計測及び一般 －

PEM2020-10～13

2021年 1月21日(木)

於：オンライン開催

主催：電子情報通信学会  
光応用電磁界計測特別研究専門委員会  
連催：電気学会 光応用・視覚／計測 合同研究会

協賛：IEEE Instrumentation & Measurement  
Tokyo/Japan Sections Joint Chapter

# 第3回 光応用電磁界計測研究会

## プログラム

テーマ：「光応用計測及び一般」

2021年 1月 21日(木) 13:00 ~ 14:45

- 13:00-13:05 PEM 研の紹介 委員長 大西 輝夫 (情報通信研究機構)
- 13:05-13:30 [PEM2020-10] 磁界を利用した端末位置推定における機械学習の有効性について  
佐々木 愛一郎・太田 瑛佑 (近畿大)
- 13:30-13:55 [PEM2020-11] ジョーンズベクトルを用いた EO センサの雑音解析  
富永 麻衣・岡嶋 めい・品川 満 (法政大)・勝山 純・松本 憲典 (横河電機)
- 13:55-14:20 [PEM2020-12] 第5世代移動通信システム Sub-6GHz 周波数帯における植込み型心臓ペースメーカー EMI 推定を目的とした干渉誘起電圧測定  
大塚 敦生・日景 隆 (北海道大)・石岡 諒汰・東山 潤司・鈴木 恭宜 (NTTドコモ)
- 14:20-14:45 [PEM2020-13] 光ファイバ接続型 96 GHz 帯広帯域ミリ波レーダにおける FMCW 信号源位相雑音の影響評価測定  
ニッ森 俊一・宮崎 則彦 (電子航法研)

場 所： オンライン開催

主 催： 電子情報通信学会 光応用電磁界計測特別研究専門委員会  
( <http://www.ieice.org/~pem/> )

連 催： 電気学会 光応用・視覚／計測 合同研究会

協 賛： IEEE Instrumentation & Measurement Tokyo/Japan Sections Joint Chapter

本予稿集に掲載された論文等の著作権は著者に帰属します。

発行年月日：2021年1月21日

発行所：(一社)電子情報通信学会

光応用電磁界計測(PEM)特別研究専門委員会

# 磁界を利用した端末位置推定における機械学習の有効性について

佐々木 愛一郎 太田 瑛佑

近畿大学工学部 〒739-2116 広島県東広島市高屋うめの辺 1 番

E-mail: aisasaki@hiro.kindai.ac.jp

あらまし 磁界は、電波に比べると障害物の影響を受けにくいいため、精度の高い位置推定に適している。端末位置を求めるには、端末が発した磁界を環境に設置された複数のアンテナで受信し、その情報から端末位置を計算するのが一般的である。しかしこの計算過程は非線形逆問題であるため、解を得るには一定の技巧が要求され、また適切な解を得るのは必ずしも容易でない。さらに解の探索には計算コストもかかるため、端末のリアルタイムトラッキングなど高速性が求められるアプリケーションに適用するのは困難である。そこで我々は、機械学習を利用してこの逆問題を解くための手法を開発し、磁界を用いた端末位置推定における有効性を検証した。機械学習を用いることで、位置推定精度・計算速度とも従来手法を上回る結果を得た。

キーワード 位置推定, 磁界, 機械学習, 逆問題, コイル

## Validity of Machine Learning in Magnetic-Field-Based Positioning

Ai-ichiro SASAKI and Eisuke OHTA

Faculty of Engineering, Kindai University 1 Takaya-Umenobe, Higashi-Hiroshima, Hiroshima, 739-2116 Japan

E-mail: aisasaki@hiro.kindai.ac.jp

**Abstract** Magnetic fields are suitable for high-precision position sensing of devices because their field patterns are not distorted so much compared with that of radio waves. To obtain a position of the device, which generates magnetic fields, we must calculate it from signals received by multiple antennas located around a target area. Since this calculation process is a nonlinear inverse problem, it requires certain techniques and obtaining proper solutions is not always easy. Furthermore, quite large computational cost is required. Therefore, real-time tracking of moving objects is difficult with conventional approaches. In this study, we applied machine learning to solving the inverse problem and investigated its validity in magnetic-field-based positioning. Our approach showed better performances both in estimation accuracy and in computational speed.

**Keywords** Positioning, Magnetic fields, Machine learning, Inverse problem, Coil

### 1. 研究背景

IoT 技術の普及に伴い、人や物の位置を検出する技術へのニーズが高まると予想される。そのような状況を反映し、位置検出技術の研究は現在においても様々なアプローチで活発に行われている[1]–[5]。その中でも主流と考えられるのは電磁界を利用した2つのアプローチである。

そのようなアプローチの1つは、電波を利用した方式であり、広いエリアをカバーするのに適している[3]–[6]。しかしながら、電波伝搬は床や壁だけでなく様々な障害物の影響を強く受けるため、高い位置精度を得るのは本質的に困難である。

2つ目のアプローチは、磁界を利用したものである[2], [7]–[19]。磁界は、電波のように遠方まで伝搬することはできないが、障害物の影響を受けにくいという性質を有している。そのため磁界は、電波のように広いエリアをカバーするには不向きであるが、比較的小さなエリアであれば高い精度でターゲット位置を検出するのに適している。また、磁界位置センシングの弱

点であるカバーエリアの狭さを補うための技術についても研究が進められている[20], [21]。

一般に、交流磁界を利用した位置検出システムは、異なる場所に配置された複数の磁界センサから成る。各センサはターゲット端末から発せられた磁界を検出し、その情報を元に端末位置を計算する。しかしセンサが検出した磁界の情報から端末位置を求めるプロセスは非線形逆問題であり、単純な問題とは言えない[22], [23]。この逆問題に対処するための手法として、これまでは2つのアプローチがとられていた。

第1の手法は、センサが検出した磁界強度の情報から端末位置を直接計算するための公式を予め求めておき、その公式を使って逐一センサ位置を計算するというものである[9]–[11]。本手法の利点は計算量の少なさであり、本手法が適用可能であればターゲット端末のリアルタイムトラッキングも容易である。しかし上述の公式が得られるのは、センサの位置・個数・角度などが特別な場合に限られるため、適用可能なシステム構成は極めて限定的であり、実用的とは言い難い。

第2の手法は、上述の逆問題を最適化問題に帰着させ、その最適化問題を解くというものである[2], [12]–[14]. 本手法では、センサが検出した磁界強度をパラメータとした目的関数を適切に定義し、その目的関数を最小化することによって端末位置を推定する. 本手法は様々なシステム構成に対して適用可能であるため、システム設計の柔軟性においては第1の手法に対して優位である. しかし最適化問題を解くには比較的大きな計算コストが求められるため、ターゲット端末のリアルタイムトラッキングなどには不向きである. また最適化問題を適切に解くには一定のスキルが必要であるため、万人が利用できる方法とは言えない.

近年では、様々な目的に機械学習が利用されていることは、[24]–[26]. 機械学習が有効に機能するタイプの問題の1つは回帰問題であるが、磁界式位置検出における逆問題は回帰問題とみなすことができる. しかし交流磁界を利用した位置検出に機械学習を適用したという研究は、これまで報告されていなかった. このような状況を考慮し、我々は機械学習を利用した磁界式位置推定の研究に取り組み、位置精度と計算速度の双方において良好な結果を得ている[27]–[30]. 本稿では、磁界式位置推定に機械学習を適用する方法について説明すると共に、その有効性を示す.

## 2. 機械学習を利用した位置検出の原理

図1に示すように、磁界センサ(S1~S4)が部屋の四隅に設置され、ターゲット端末(TX)が磁界を発生している状態を考える. センサは磁界ベクトル $\mathbf{B}$ の3つの成分( $B_x, B_y, B_z$ )を検出できるものとする. またTXは磁界を生成するために1つのコイルを搭載しているものとする.

センサが検出する磁界はTXの位置と角度に依存するので、TXの位置を $\mathbf{x}^{(t)} = (x^{(t)}, y^{(t)}, z^{(t)})$ , TXコイルの法線ベクトルの方向を球面座標 $(\theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$ で表すこととする. すると $k$ 番目のセンサが検出する磁界ベクトルは、形式的に以下のように表される.

$$\mathbf{B}^{(k)} = \begin{pmatrix} B_x^{(k)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \\ B_y^{(k)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \\ B_z^{(k)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \end{pmatrix} \quad (1)$$

センサが検出する磁界は、TXの状態を表す5つの変数 $(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$ に依存することに留意する必要がある.  $(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$ を状態変数セットと呼ぶこととする.

TXコイルとセンサとの位置関係がひとたび定めれば、センサが検出する磁界強度は高い精度で計算できることが知られている[31]. 逆に言えば、検出した磁界強度からTXの位置(と角度)を高い精度で求めることが原理的に可能となる.

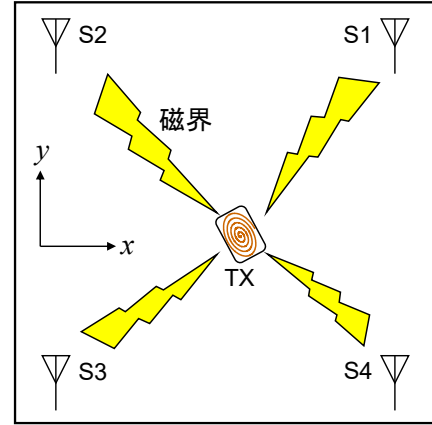


図1 磁界センサ(S1~S4)が設置されたエリアを上から見た図. 四隅に設置されたセンサはTXが発した磁界を検出し、その情報を元にTXの位置を推定する.

機械学習を利用して位置推定を行うには、TXの様々な状態変数セットに対して以下の訓練データを得る必要がある.

$$(\mathbf{B}^{(1)}, \mathbf{B}^{(2)}, \mathbf{B}^{(3)}, \mathbf{B}^{(4)}) \rightarrow \mathbf{x}^{(c)} \quad (2)$$

ここで(2)の左辺は入力、右辺は正解出力を表す.  $\mathbf{x}$ の上付き文字(c)は、 $\mathbf{x}^{(c)}$ がTX位置の正解値であることを意味している. センサが検出した磁界からTX位置を計算するのは逆問題であるため困難だが、TXの位置(と角度)がひとたび決めれば、センサが検出する磁界を計算することは順問題であるため容易である. つまり(2)の右辺から左辺を求める計算は容易であるので、このような計算をTXの様々な状態(つまり位置と角度)に対して行えば、大量の訓練データを簡単に得ることができる. 具体的な計算手順を以下に説明する.

コイル径に比べて十分離れた点 $\mathbf{x} = (x, y, z)$ における磁界を計算する場合には、コイルを磁気双極子とみなせるため、次式が有効である[2], [10], [12].

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}) = \frac{\mu_0}{4\pi} \frac{3(\mathbf{m} \cdot \mathbf{x})\mathbf{x} - |\mathbf{x}|^2\mathbf{m}}{|\mathbf{x}|^5} \quad (3)$$

ここで $\mu_0$ は真空の透磁率、 $\mathbf{m}$ は電流が流れるコイルの磁気双極子能率を表す. コイル面に垂直な単位ベクトルを $\mathbf{e}_m$ とすると、

$$\mathbf{m} = m\mathbf{e}_m = NIS\mathbf{e}_m \quad (4)$$

と表すこともできる. ただし $S$ と $N$ はそれぞれコイルの面積と巻き数、 $I$ はコイルに流れる電流を表す. (4)を(3)に代入し、次式を得る.

$$\mathbf{B}(\mathbf{x}) = \frac{\mu_0 m}{4\pi |\mathbf{x}|^5} [3(\mathbf{x} \cdot \mathbf{e}_m)\mathbf{x} - |\mathbf{x}|^2\mathbf{e}_m] \quad (5)$$

コイルの法線を表す単位ベクトルを成分表示すると、

$$\mathbf{e}_m = \begin{pmatrix} \sin \theta^{(t)} \cos \varphi^{(t)} \\ \sin \theta^{(t)} \sin \varphi^{(t)} \\ \cos \theta^{(t)} \end{pmatrix} \quad (6)$$

となるので、これを(5)に代入し次式を得る。

$$\begin{pmatrix} B_x(\mathbf{x}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \\ B_y(\mathbf{x}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \\ B_z(\mathbf{x}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \end{pmatrix} = \frac{\mu_0 m}{4\pi (x^2 + y^2 + z^2)^{5/2}} \times \begin{bmatrix} \cos \theta^{(t)} \begin{pmatrix} 3xz \\ 3yz \\ 2z^2 - x^2 - y^2 \end{pmatrix} \\ + \sin \theta^{(t)} \begin{pmatrix} 3xy \sin \varphi^{(t)} + (2x^2 - y^2 - z^2) \cos \varphi^{(t)} \\ 3xy \cos \varphi^{(t)} + (2y^2 - x^2 - z^2) \sin \varphi^{(t)} \\ 3z(x \cos \varphi^{(t)} + y \sin \varphi^{(t)}) \end{pmatrix} \end{bmatrix} \quad (7)$$

(7)は原点にある TX(コイル)が任意の位置  $\mathbf{x} = (x, y, z)$  につくり出す磁界を表している。訓練データを計算するのに必要なのは(1)の具体的な表式であるが、(7)の左辺を用いると、(1)は以下のように表すことができる。

$$\mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) = \begin{pmatrix} B_x(\mathbf{x}^{(k)} - \mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \\ B_y(\mathbf{x}^{(k)} - \mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \\ B_z(\mathbf{x}^{(k)} - \mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \end{pmatrix} \quad (8)$$

ここで  $\mathbf{x}^{(k)} = (x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)})$  は  $k$  番目のセンサの位置である。最後に(7)の右辺を利用して(8)の右辺を具体的に書き下せば、任意の状態  $(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  にある TX が  $k$  番目のセンサに与える磁界を計算する公式が得られる。

この公式を利用して TX の様々な状態変数セットに対して  $\mathbf{B}^{(k)}$  を計算すると、(2)の訓練データを容易に生成できる。こうして得られた多数の訓練データを使って機械学習を行うと、 $\mathbf{B}^{(k)}$  の値から TX の推定位置を出力する関数  $\mathcal{P}$  を得ることができる。

$$\mathbf{x}^{(p)} = \mathcal{P}(\mathbf{B}^{(1)}, \mathbf{B}^{(2)}, \mathbf{B}^{(3)}, \mathbf{B}^{(4)}) \quad (9)$$

ここで  $\mathbf{x}$  の上付き文字 (p) は、 $\mathbf{x}^{(p)}$  が推定値であることを意味している。センサで検出した磁界の強度を  $\mathcal{P}$  に入力すれば、TX の位置情報を知ることができる。

(1)や(8)からわかるように、 $\mathbf{B}^{(k)}$  が  $(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  の関数であることを考慮すると、 $\mathbf{x}^{(p)}$  を  $(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  の関数とみることでもできる。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}^{(p)} &= \mathcal{P}(\mathbf{B}^{(1)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}), \dots, \mathbf{B}^{(4)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})) \\ &= \tilde{\mathcal{P}}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \end{aligned} \quad (10)$$

機械学習によって得られた関数  $\mathcal{P}$  がもし完全なものであれば、 $\mathbf{x}^{(p)} = \mathbf{x}^{(t)}$  が成り立つはずである、しかし実際には、 $\mathbf{x}^{(p)}$  と  $\mathbf{x}^{(t)}$  が完全に一致することはない。機械学習で得られた  $\mathcal{P}$  の性能は、次式で定義される位置推定誤差  $d_e$  で評価するのが妥当である。

$$d_e(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \triangleq \|\mathbf{x}^{(t)} - \tilde{\mathcal{P}}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})\| \quad (11)$$

### 3. 機械学習を利用した位置推定の精度評価

本章では、機械学習によって得られた関数  $\mathcal{P}$  の推定精度を計算機シミュレーションで評価する。はじめに理想的な条件下で得られる精度を評価した後、雑音やセンサの位置ずれが精度に及ぼす影響も検証する。

#### 3.1. 理想的な場合

シミュレーション評価に用いた条件を図 2 に示す。本評価においては、ターゲットエリアを  $2 \times 2 \times 2 \text{m}^3$  の立方体空間とし、その中を自由に動く TX の位置を推定するものとする。磁界ベクトルの 3 つの成分 ( $B_x, B_y, B_z$ ) を検出可能な三軸磁界センサ (S1~S4) が  $x$ - $y$  平面の四隅に設置されている。S1~S4 により、 $\mathbf{B}^{(1)} \sim \mathbf{B}^{(4)}$  が検出される。前述したように、 $\mathbf{B}^{(1)} \sim \mathbf{B}^{(4)}$  は TX の位置と角度の双方に依存する。

訓練データ (2) を得るには、TX の様々な状態  $(x^{(t)}, y^{(t)}, z^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  に対して  $\mathbf{B}^{(k)}$  を計算する必要がある。訓練データの計算に用いた TX の座標を図 3 の格子点 (●) で示す。すなわち、立方体空間内を埋め尽くすような格子点 (●) を 10cm 間隔 ( $\delta x = \delta y = \delta z = 10 \text{cm}$ ) に設定し、各格子点に TX が存在する場合の  $\mathbf{B}^{(k)}$  を計算し、訓練データを作成した。また訓練データは、TX の様々な角度に対しても作成する必要があるため、各格子点につき  $\delta \theta = \delta \varphi = 11.25^\circ$  の分解能で TX の角度を変えながら  $\mathbf{B}^{(k)}$  を計算した。このような手順で訓練データを生成すると、そのサンプル数は約 3,300,000 個となる。

機械学習の実行には、様々な数値演算機能が高度に自動化されている Wolfram Mathematica 12 を利用した。Mathematica では、複数の機械学習アルゴリズムから適当な手法を選択することが可能である。今回は機械学習アルゴリズムとして、短い学習時間で比較的良好な結果が得られることが事前検討でわかった Nearest Neighbor を採用した [24], [32]。Nearest Neighbor で 3,300,000 個の訓練データを学習するのに要した時間は、標準的なノートパソコン (Core i7-7500U, 16-GB RAM) を使用した場合、わずか 154 秒であった。

機械学習による推定精度を評価するため、(11) に示した  $d_e(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  の空間分布を図 4 にプロットした。ただし TX の状態変数のうち  $(z^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  をパラメータとし、 $(x^{(t)}, y^{(t)})$  の関数として  $d_e$  を描画した。機械学習の汎化性能を検証するため、これらの図はいずれも未学習の状態変数セットに対して得たものである。センサ付近では推定精度が低下するものの、概ね 10cm 以下の誤差で TX 位置を推定できることがわかる。

位置推定精度を定量的に評価するために、多数の未学習の TX 状態に対して  $d_e$  を計算し、それらの統計的な分析を行った。 $d_e$  を計算する際には、未学習の TX 位置として図 3 の × 印の点を採用した。× 印の点は 17cm 間隔 ( $\Delta x = \Delta y = \Delta z = 17 \text{cm}$ ) で配置されており、学

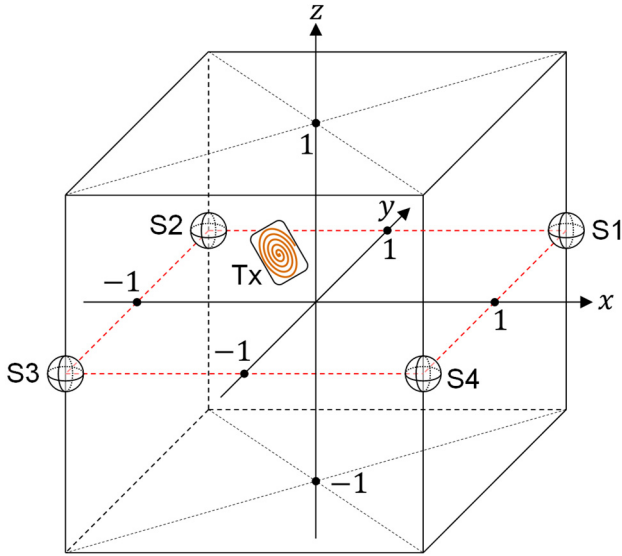


図2 シミュレーション評価に用いた条件. ターゲットエリアは  $2 \times 2 \times 2\text{m}^3$  の立方体とし,  $x$ - $y$  平面の四隅に三軸磁界センサ(S1~S4)が設置されているものとする. 各センサは, TX によって生成された磁界ベクトルの各成分( $B_x, B_y, B_z$ )を検出する. 各センサで検出された磁界の情報に元, TX の位置を推定する.

習に用いた格子点(●)に一致することはない. また  $(\theta^{(t)}, \varphi^{(t)})$  については  $30^\circ$ ごと ( $\Delta\theta = \Delta\varphi = 30^\circ$ ) に変化させながら  $d_e$  を計算し, 合計 85,000 通りの TX 状態変数セットに対して  $d_e$  の統計分布を調べた.

結果を図5に示す. 推定誤差が 10cm 以内に収まる確率は 73%であることがわかる. ターゲットエリアの1辺が 2mであることを考慮すると, 推定誤差が 5%以内に収まる確率は 73%, 10%以内に収まる確率は 87%, と言うことができる. これらの結果は, 位置推定における機械学習の一定の有効性を示すものである. その一方で,  $d_e > 50\text{cm}$  と推定誤差が非常に大きくなるケースもわずか(確率 3.3%)であるが確認された. 図4からもわかるように, TX がセンサ近傍に存在する場合に推定誤差が大きくなることがわかる. センサ近傍における推定精度を改善するための手法が報告されているが[29], [30], 本稿では割愛する.

ここまでは例として1辺が 2m の立方体空間をターゲットエリアとしてきたが, エリアサイズに対する相対的な推定精度は, エリアサイズに依存しない[27]. つまり, 先に得られた「推定誤差が 5%以内に収まる確率は 73%」という結果はエリアサイズに依らないので, 例えば1辺が 4m の立方体空間に対しては, 「推定誤差が 20cm 以内に収まる確率は 73%」ということがただちにわかる[27].

### 3.2. 雑音を考慮した場合

(3)に示されるように, 磁界の振幅は源からの距離 $|X|$ の3乗に反比例する. 電波の振幅が距離の1乗に反比

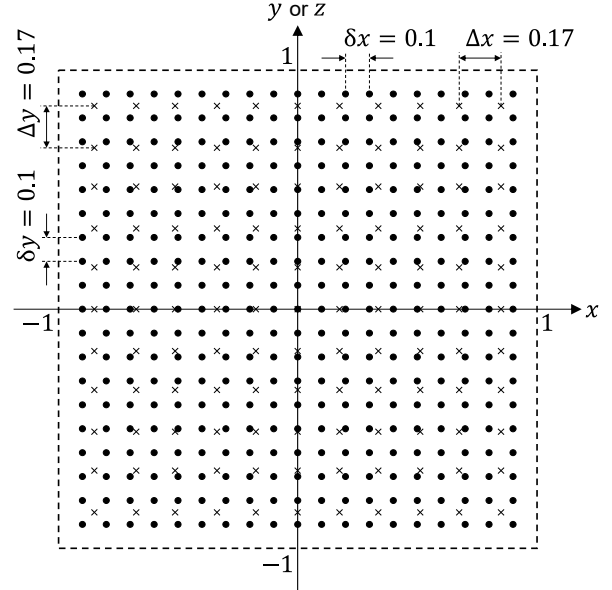


図3 ターゲットエリア内における訓練データに用いた位置(●)と機械学習の汎化性能検証に用いた位置(×)の関係.

例することと比較すると, 磁界はより急激に減衰する. そのため TX-センサ間の距離が長くなると, 十分な信号対雑音比(Signal-to-Noise Ratio: SNR)を確保するのがしばしば困難になるため, 雑音の影響を無視することができない. 本節では, 雑音位置推定精度に与える影響について考える.

雑音の影響を定量的に考察するため, 次式で定義される基準磁界を導入する.

$$B_{\text{ref}} \triangleq B_z \left( \pm \frac{L}{2}, \pm \frac{L}{2}, 0, 0, 0 \right) \quad (12)$$

ここで  $B_z$  は(7)と同じである. つまり  $B_{\text{ref}}$  は,  $z$  方向を向いた TX が原点に置かれた時に四隅のセンサ位置に作り出す磁界を表している. さらに, 位置検出システムの SNR を次式で定義する.

$$\text{SNR} [\text{dB}] \triangleq 20 \log_{10} \left| \frac{B_{\text{ref}}}{B_{\text{EIN}}} \right| \quad (13)$$

ただし  $B_{\text{EIN}}$  はセンサの入力換算雑音を表す. センサが受信する信号の SNR は当然 TX の状態によって変化してしまうため,  $z$  方向を向いた TX が原点に置かれている状態をもってシステムの SNR を定義した.

以上の定義の下, SNR をパラメータとして  $d_e$  を計算した. 結果を図6に示す. これらの図から, SNR が 30dB 以上であれば推定精度にほとんど影響はなく, 20dB 以下になると推定精度が低下することがわかる.

また雑音の影響を定量的に見るために,  $d_e$  の統計的な分布と平均値を調べた. 結果を図7および8に示す. 図6に見られるのと同様に, SNR が 20dB 以下になると明らかに推定精度が低下することを確認できる.

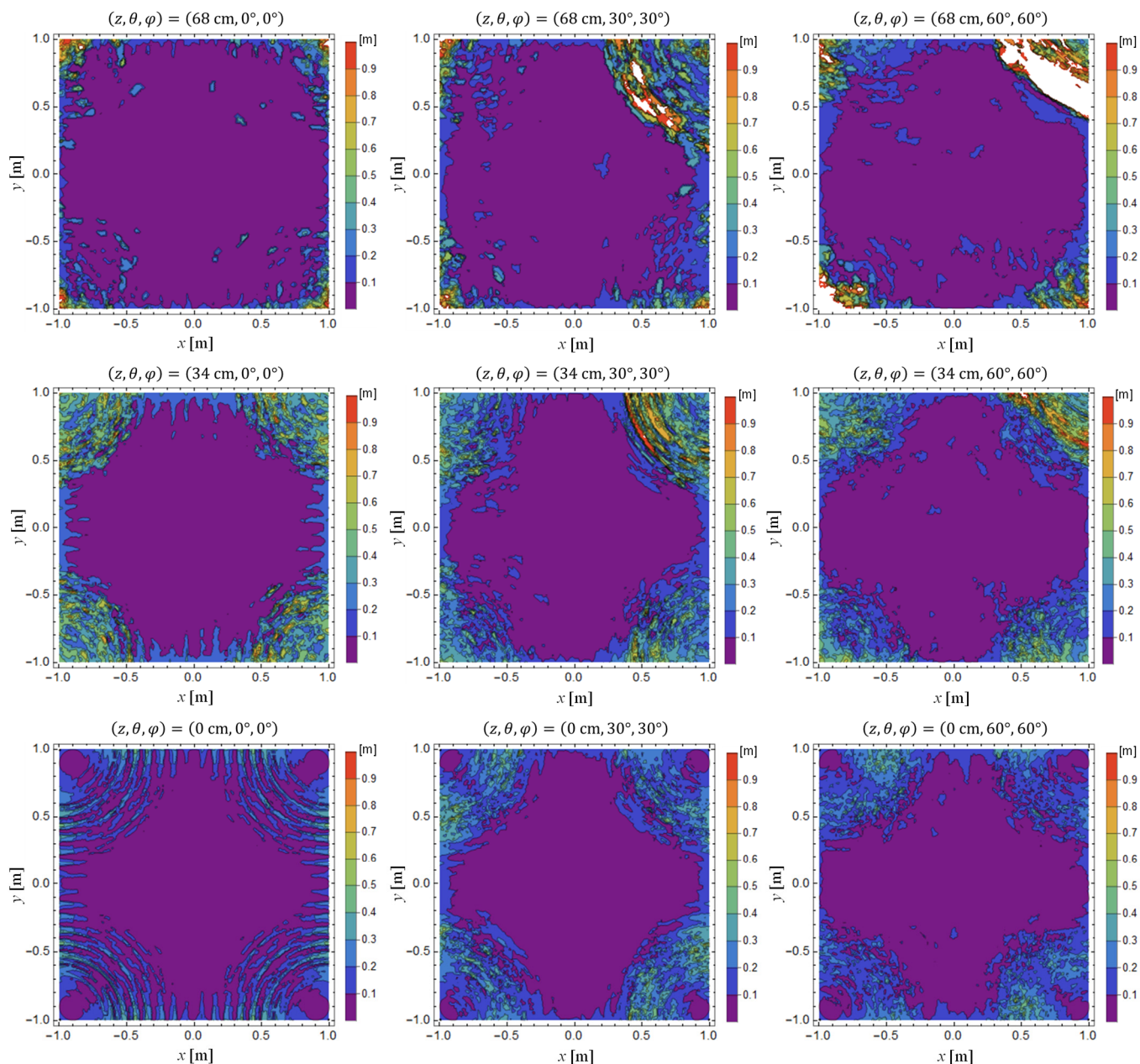


図 4 機械学習による位置推定誤差  $d_e$  の水平面内分布。センサ近傍で推定精度が低下する傾向が認められる。

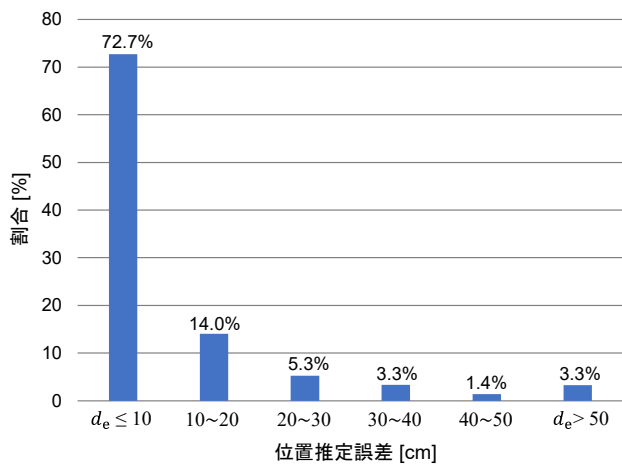


図 5 機械学習による位置推定誤差の統計分布。

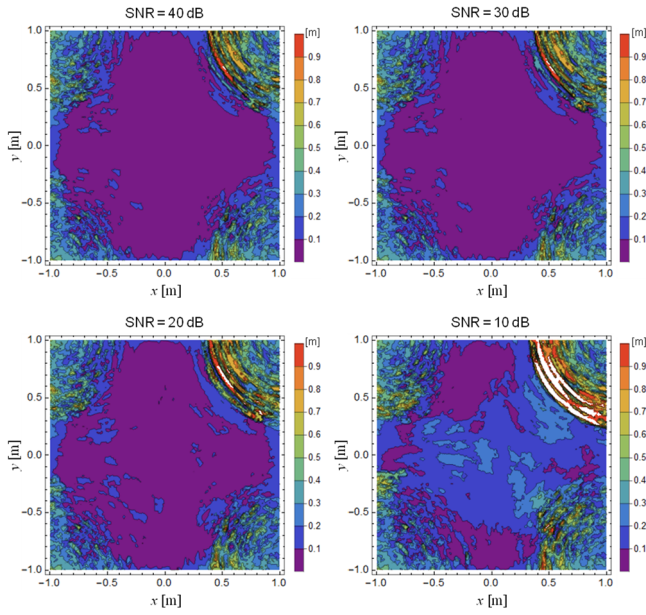


図6 雑音を考慮した場合に、機械学習によって得られた位置推定誤差  $d_e$  の水平面内分布. SNR が 20dB 以下になると、推定精度の明らかな低下が見られる.

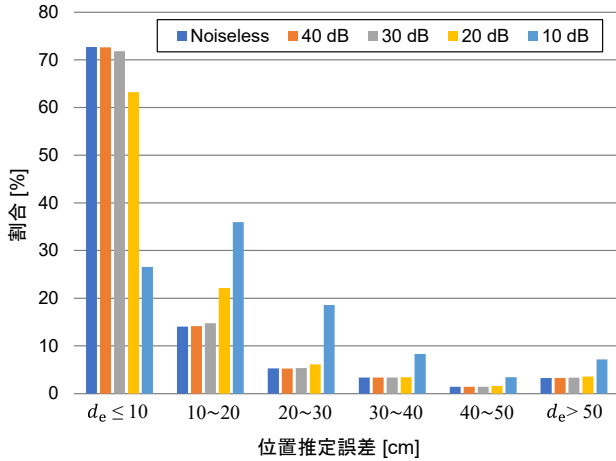


図7 雑音を考慮した場合に、機械学習によって得られた位置推定誤差  $d_e$  の統計分布. SNR が 20dB 以下になると推定誤差が大きくなるのがわかる.

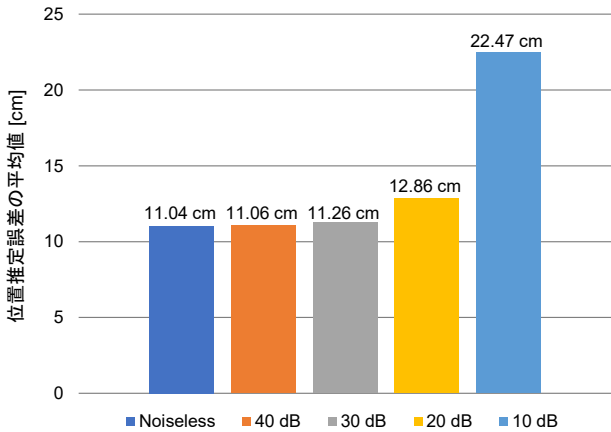


図8 位置推定誤差  $d_e$  の平均値と SNR の関係.

### 3.3. センサの位置ずれを考慮した場合

実用的な観点からは、4つのセンサを同一面上に配置することが困難な場合も想定されるため、センサの位置決めに要求される精度を明らかにすることも重要である. そこでセンサの位置ずれが推定精度に与える影響を調べるため、S2~S4が配置されている面(x-y平面)からS1のみが離れた場合の  $d_e$  を計算した.  $d_e$  の空間分布を図9に示す. ただしS1の座標を  $(1, 1, \delta z_1)$  とし、 $\delta z_1 = 0, 0.1, 0.2$  として計算した. 図9を見ると、S1の位置ずれ  $\delta z_1$  が大きくなるにつれてS1付近での推定精度が低下してることがわかる.

図9は  $\delta z_1 = 0$  として学習した場合の  $d_e$  をプロットしたものであるため、 $\delta z_1 \neq 0$  の場合に  $d_e$  が大きくなってしまふのは当然である. 例えば家具などの障害物がある場合、実際にS1が配置される位置を加味して機械学習を行えばよい. このように学習した場合に得られた  $d_e$  を図10にプロットする. シフトしたセンサの位置が学習に正しく反映されていれば、 $\delta z_1$  が大きくなっても位置推定精度は低下しないことがわかる.

図9と図10のケースに対応する  $d_e$  の統計分布をそれぞれ図11と図12に示す. 図11を見ると、やはり  $\delta z_1$  の情報を学習に反映させない場合には、 $\delta z_1$  が増えるほど推定精度が低下することがわかる. それに対して図12を見ると、 $\delta z_1$  の情報を適切に学習に反映させれば、推定精度は低下しないことが改めて確認できる.

$d_e$  の平均値を  $\delta z_1$  の関数としてプロットしたものを図13に示す. センサの位置情報を正しく学習に反映させれば、むしろ同一平面上にセンサを配置しない方が、推定精度が向上することを示唆している.

### 4. 従来手法と機械学習の性能比較

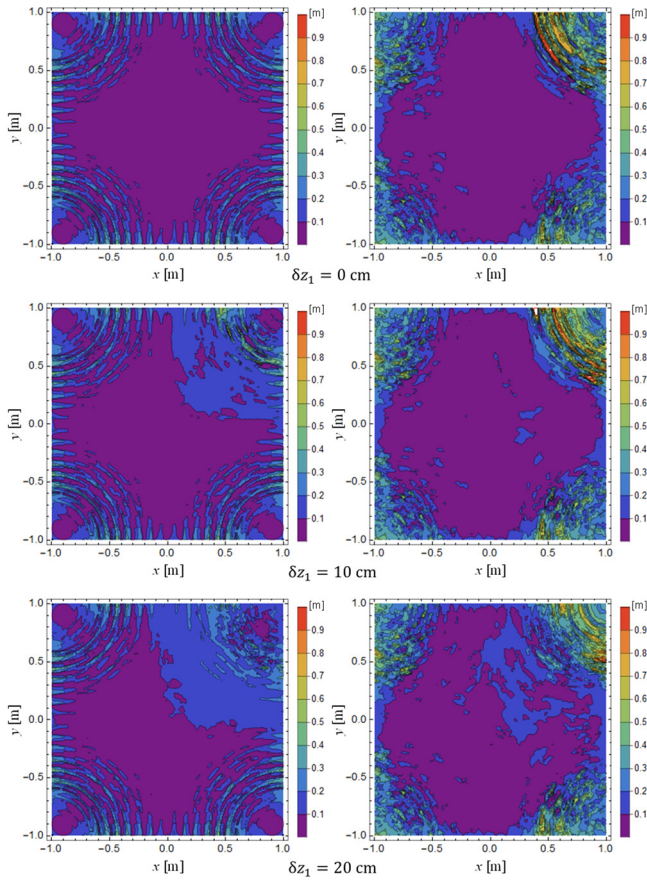
第1章で述べたように、磁界を用いた従来の位置推定システムにおいては、最適化問題を解くことによってTX位置を推定している. 本章では、このような最適化によるアプローチと、我々が提案する機械学習によるアプローチの性能比較を行う.

従来手法では、まず次式で定義される目的関数を定める.

$$\Phi(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \triangleq \sum_{k=1}^4 \left\| \mathbf{B}_{\text{meas}}^{(k)} - \mathbf{B}^{(k)}(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \right\|^2 \quad (14)$$

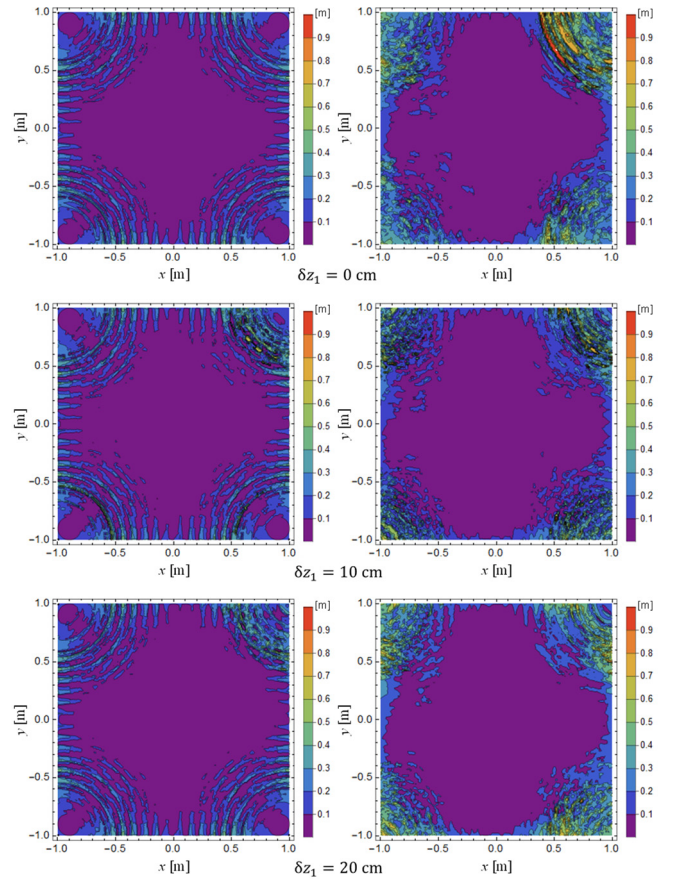
ここで  $\mathbf{B}_{\text{meas}}^{(k)}$  は、 $k$  番目のセンサにおける磁界ベクトルの測定値を表す. また右辺第二項は(8)であり、TXが  $k$  番目のセンサに与える磁界ベクトルの計算値である.

$\mathbf{B}_{\text{meas}}^{(k)}$  に対応するTX状態の正解を  $(\mathbf{x}_c^{(t)}, \theta_c^{(t)}, \varphi_c^{(t)})$  とすると、理想的には



$(z, \theta, \phi) = (0 \text{ cm}, 0^\circ, 0^\circ)$        $(z, \theta, \phi) = (34 \text{ cm}, 30^\circ, 30^\circ)$

図9 S1が $x$ - $y$ 平面から $z$ 方向に $\delta z_1$ だけシフトした場合に、機械学習によって得られた位置推定誤差 $d_e$ の水平面内分布。シフト量 $\delta z_1$ を学習に反映させていない場合には、シフトしたS1近傍における推定精度が低下することがわかる。



$(z, \theta, \phi) = (0 \text{ cm}, 0^\circ, 0^\circ)$        $(z, \theta, \phi) = (34 \text{ cm}, 30^\circ, 30^\circ)$

図10 S1が $x$ - $y$ 平面から $z$ 方向に $\delta z_1$ だけシフトした場合に、機械学習によって得られた位置推定誤差 $d_e$ の水平面内分布。ただしシフト量 $\delta z_1$ を加味して機械学習を実行した。センサ位置がシフトした場合であっても、シフト量を学習に反映させれば推定精度は低下しない。

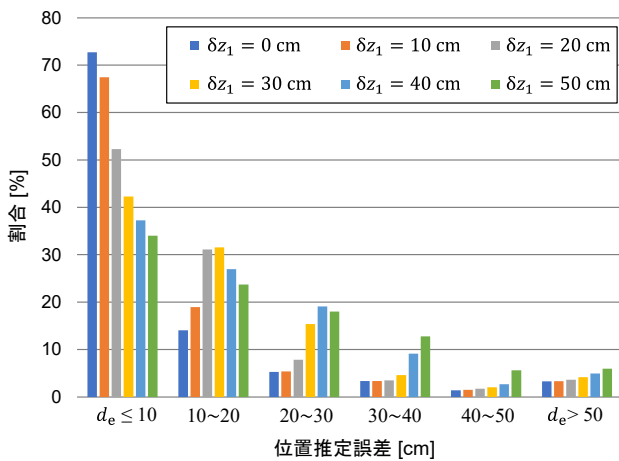


図11 S1が $x$ - $y$ 平面から $z$ 方向に $\delta z_1$ だけシフトした場合に、機械学習によって得られた位置推定誤差 $d_e$ の統計分布。シフト量を学習に反映させていないため、シフト量が大きくなるほど推定誤差が大きくなる。

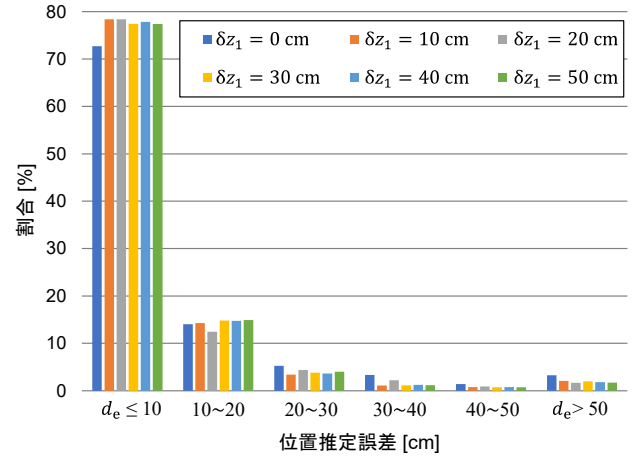


図12 S1が $x$ - $y$ 平面から $z$ 方向に $\delta z_1$ だけシフトした場合に、機械学習によって得られた位置推定誤差 $d_e$ の統計分布。ただしシフト量 $\delta z_1$ を加味して機械学習を実行した。センサ位置がシフトした場合であっても、シフト量を学習に反映させれば推定精度は低下しない。

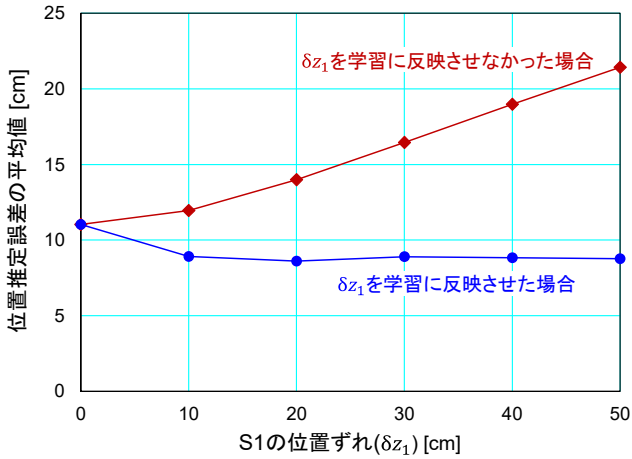


図 13 位置推定誤差の平均値と S1 の位置ずれ量  $\delta z_1$  の関係.  $\delta z_1$  が学習に反映されていれば, 位置ずれ量が増えても推定精度は低下しない.

$$\Phi(\mathbf{x}_c^{(t)}, \theta_c^{(t)}, \varphi_c^{(t)}) = 0 \quad (15)$$

となるはずである. したがって (15) を満たす解  $(\mathbf{x}_c^{(t)}, \theta_c^{(t)}, \varphi_c^{(t)})$  が求まったなら, こうして得た  $\mathbf{x}_c^{(t)}$  を TX の推定位置として採用すればよい.

しかし現実にはシステムの不完全性や雑音の影響があるため, (15) を完全に満たす解は一般に存在しない. そこで (15) を解く代わりに,  $\Phi$  が最小になるような  $(\mathbf{x}_{\min}^{(t)}, \theta_{\min}^{(t)}, \varphi_{\min}^{(t)})$  を求め, TX の推定位置として  $\mathbf{x}_{\min}^{(t)}$  を採用する.

$$(\mathbf{x}_{\min}^{(t)}, \theta_{\min}^{(t)}, \varphi_{\min}^{(t)}) = \arg \min \Phi(\mathbf{x}^{(t)}, \theta^{(t)}, \varphi^{(t)}) \quad (16)$$

つまり従来アプローチによる位置推定問題は,  $\Phi$  の最小化問題に他ならない. 本稿ではこのような手法を, 目的関数最小化法と呼ぶこととする.

機械学習と目的関数最小化法の性能を比較するため, (16) に基づき位置推定の計算機シミュレーションを行った. その際に, 機械学習を行った時と同様の条件で位置推定を行うため, (16) の解を探索する際にも Mathematica を利用した.

目的関数最小化法で得られた  $d_e$  の空間分布を図 14 に示す. 全体的に  $d_e < 0.1 \text{ m}$  となっている領域が多く, 最小化が良好に機能した場合には高い推定精度が得られていることがわかる. しかしながら, 最小化が良好に機能していない領域も多々見られ, そのような領域では  $d_e > 1 \text{ m}$  となるなど, 誤差が非常に大きくなってしまふことがわかる. この事実は, 図 15 に示した  $d_e$  の統計分布にも表れている.

表 1 に, 機械学習と目的関数最小化法が示した性能をまとめた. 推定精度だけでなく計算時間においても, 機械学習の性能が上回っていることがわかる. 特に, 推定に要する時間を 1/30 にまで短縮できる点は, 機械学習の大きな利点であり, 推定時間が 5.7ms であれば TX のリアルタイムトラッキングが可能になる.

## 5. まとめ

本稿では, 磁界を利用した位置推定における機械学習の有効性について検討した. 磁界を利用した位置推定の基本的な考え方は, 端末が発した磁界を複数個所に配置した磁界センサで検出し, 検出磁界の情報から端末位置を推定するというものである.

一般に機械学習を利用する際には, 多数の訓練データを実験的に取得せねばならない場合が多いが, 磁界位置推定においては大量の訓練データを計算で容易に生成できるため, 機械学習は磁界位置推定に特に適していると言える. 本稿では, 訓練データを生成するための具体的な方法を詳説した.

機械学習による位置推定の精度を評価するために,  $2 \times 2 \times 2\text{-m}^3$  のエリア内に存在する端末の位置推定の計算機シミュレーションを行った. その結果, 推定誤差が 10cm 以内となる確率は 73%, 推定誤差の平均値は 11cm であった. 一方, 従来手法によるシミュレーション結果はそれぞれ 67% と 54cm であり, 機械学習による位置推定の精度は従来手法を上回ることを示した.

また雑音やセンサ位置の誤差が位置推定精度に与える影響についてもシミュレーションで検証した. 雑音については, SNR が 30dB 以上であれば推定精度にほとんど影響は無いが, 20dB 以下になると精度が低下してくることがわかった. センサの位置ずれについては,  $2 \times 2 \times 2\text{-m}^3$  のエリアの場合には, 10cm 以上ずれると推定精度が顕著に低下することがわかった. しかしセンサの位置ずれ量が既知であれば, その量を加味して機械学習することにより, 推定精度の低下を防げることを示した.

さらに位置推定に要する計算時間を機械学習と従来手法で比較したところ, それぞれ 5.7ms と 162.1ms であり, 機械学習を用いることで, 推定時間を従来の 1/30 程度にまで短縮できることを実証した. 機械学習を利用した位置推定は, 人や物のリアルタイムトラッキングなど高速性が要求されるアプリケーションにおいて, 特に有用である.

本稿で説明した手法を更に改善するアイデアも提案されており, 機械学習を利用した位置検出技術のさらなる進展が期待される [29], [30].

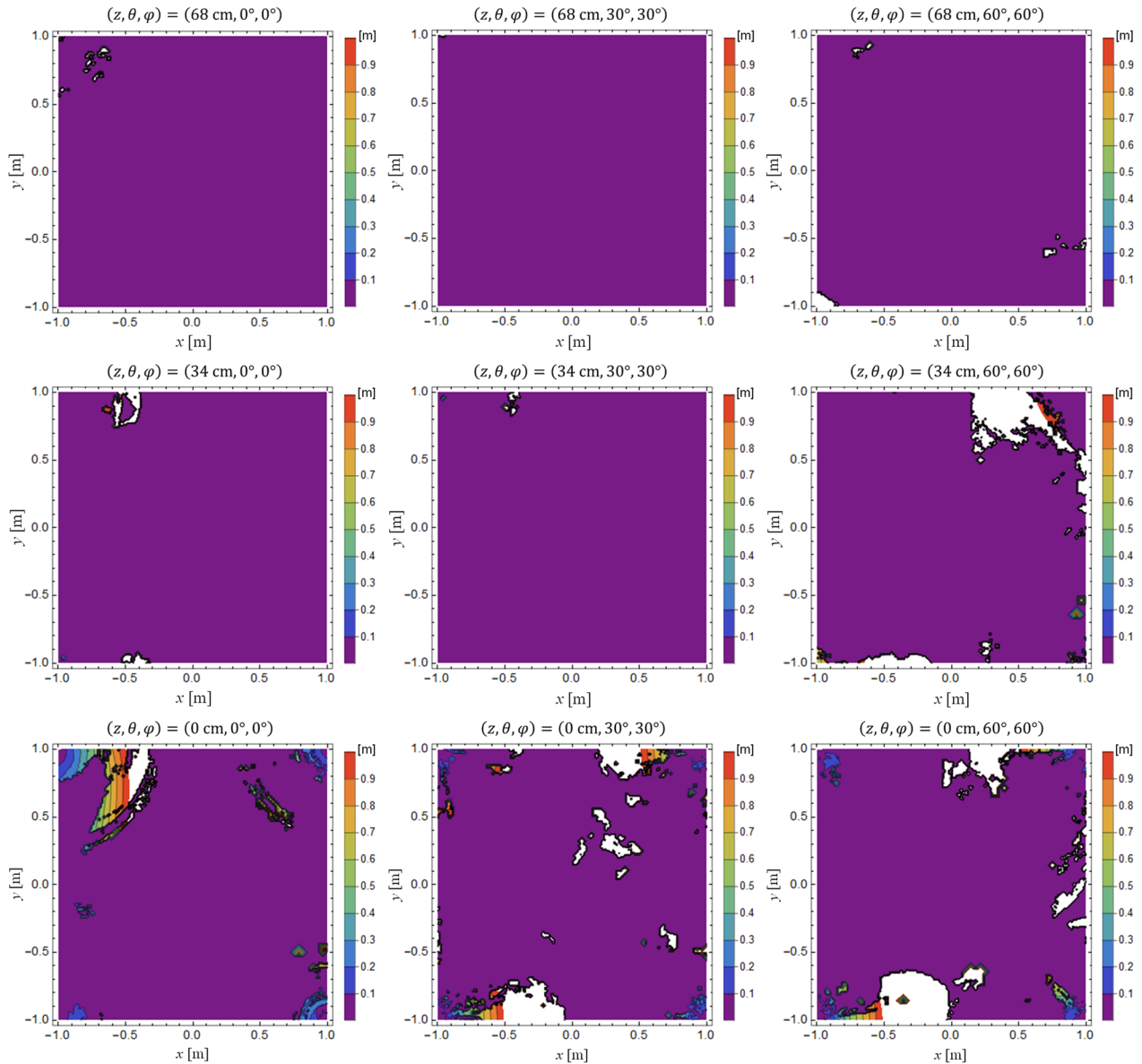


図 14 目的関数最小化法による位置推定誤差 $d_e$ の水平面内分布. 最小化が良好に機能した場合には高い位置精度が得られるが, そうでない場合には推定誤差が非常に大きくなる.

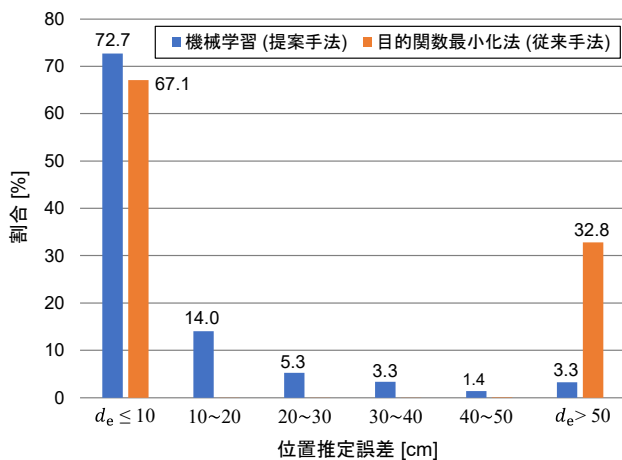


図 15 機械学習と目的関数最小化法で得られた位置推定誤差の統計分布比較.

表 1 機械学習と目的関数最小化法の性能比較.

	機械学習	目的関数最小化法
推定誤差<10cmの割合	72.7%	67.1%
推定誤差の平均値	11 cm	54 cm
推定に要する時間	5.7 ms	162.1 ms
学習に要する時間	154 s	n.a.

## 文 献

- [1] R. Mautz, "Indoor positioning technologies," Habilitation thesis, ETH-Zürich, Zürich, Switzerland, 2012, doi: 10.3929/ethz-a-007313554.
- [2] V. Pasku et al., "Magnetic field-based positioning system," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol.19, no.3, pp.2003–2017, 3rd Quart., 2017.
- [3] P. Davidson and R. Piché, "A survey of selected indoor positioning methods for smartphones," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol.19, no.2, pp.1347–1370, 2nd Quart., 2017.
- [4] X. Guo, N. Ansari, F. Hu, Y. Shao, N. R. Elikplim, and L. Li, "A survey on fusion-based indoor positioning," IEEE Commun. Surveys Tuts., vol.22, no.1, pp.566–594, 1st Quart., 2020.
- [5] A. Nessa, B. Adhikari, F. Hussain, and X. N. Fernando, "A survey of machine learning for indoor positioning," IEEE Access, vol.8, pp.214945–214965, Dec. 2020.
- [6] H. Zou, B. Huang, X. Lu, H. Jiang, and L. Xie, "A robust indoor positioning system based on the procrustes analysis and weighted extreme learning machine," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.15, no.2, pp.1252–1266, Feb. 2016.
- [7] F. H. Raab, E. B. Blood, T. O. Steiner, and H. R. Jones, "Magnetic position and orientation tracking system," IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. AES-15, no.5, pp.709–718, Sept. 1979.
- [8] F. H. Raab, "Quasi-static magnetic-field technique for determining position and orientation," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. GE-19, no.4, pp. 235–243, Oct. 1981.
- [9] J. Blankenbach and A. Norrdine, "Position estimation using artificial generated magnetic fields," Proc. 2010 Int. Conf. Indoor Positioning Indoor Navigat., Zurich, Switzerland, Sep. 2010, pp.1–5.
- [10] A. Sheinker, B. Ginzburg, N. Salomonski, L. Frumkis, and B.-Z. Kaplan, "Localization in 3-D using beacons of low frequency magnetic field," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.62, no.12, pp.3194–3201, Dec. 2013.
- [11] A. Sheinker, B. Ginzburg, N. Salomonski, and A. Engel, "Localization of a mobile platform equipped with a rotating magnetic dipole source," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol.68, no.1, pp.116–128, Jan. 2019.
- [12] D. D. Arumugam, J. D. Griffin, D. D. Stancil, and D. S. Ricketts, "Three-dimensional position and orientation measurements using magnetoquasistatic fields and complex image theory," IEEE Antennas Propag. Mag., vol.56, no.1, pp.160–173, Feb. 2014.
- [13] G. D. Angelis et al., "An indoor ac magnetic positioning system," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 64, no.5, pp.1275–1283, May 2015.
- [14] V. Pasku, A. D. Angelis, M. Dionigi, G. D. Angelis, A. Moschitta, and P. Carbone, "A positioning system based on low-frequency magnetic fields," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.63, no.4, pp.2457–2468, Apr. 2016.
- [15] N. Ayuso, J. A. Cuchí, F. Lera, and J. L. Villarroel, "Accurately locating a vertical magnetic dipole buried in a conducting earth," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol.48, no.10, pp.3676–3685, Oct. 2010.
- [16] T. E. Abrudan, Z. Xiao, A. Markham, and N. Trigoni, "Underground incrementally deployed magneto-inductive 3-D positioning network," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol.54, no.8, pp.4376–4391, Aug. 2016.
- [17] M. Ralchenko and M. Roper, "VLF magnetic positioning in multistory parking garages," Proc. 9th Int. Conf. Indoor Posit. Indoor Navigat. (IPIN 2018), Nantes, France, Sep. 24–27, 2018, doi: 10.1109/IPIN.2018.8533786.
- [18] O. J. M. Scholle, E. A. Lomonova, and N. H. Vrijsen, "Analysis of the accuracy of a magnetic field-based positioning system including the environment of a parking vehicle," Proc. 2020 15th Int. Conf. Ecolog. Veh. Renew. Energ. (EVER), Monte-Carlo, Monaco, Sep. 10–12, 2020, doi: 10.1109/EVER48776.2020.9243121.
- [19] Y. Zheng, Q. Li, X. Wang, L. Wu, and X. Li, "Advanced positioning system for harsh environments using time-varying magnetic field," IEEE Trans. Magn., early access, Nov. 2020, doi: 10.1109/TMAG.2020.3041389.
- [20] A. Sasaki, O. Ouellette, M. B.-Marchand, A. Hirata, and H. Morimura, "Analysis and experimental study of magnetic-field amplification by a double coil," IEEE Trans. Ind. Electron., vol.64, no.4, pp.3216–3226, Apr. 2017.
- [21] A. Sasaki, "Double-solenoid ferrite coils for magnetic-field amplification in LF and MF bands," IEEE Trans. Magn., vol.55, no.12, Art. no.4004209, Dec. 2019.
- [22] A. Tarantola, Inverse Problem Theory: Methods for Data Fitting and Model Parameter Estimation, SIAM, Philadelphia, PA, USA, 2005.
- [23] R. C. Aster, B. Borchers, and C. H. Thurber, Parameter Estimation and Inverse Problems, 3rd ed., Elsevier, Amsterdam The Netherlands, 2019.
- [24] C. M. ビショップ, パターン認識と機械学習 (上) (下), 丸善出版, 東京, 2012.
- [25] E. Alpaydin, Introduction to Machine Learning, MIT Press, Cambridge, MA, USA, 2010.
- [26] M. Mohri, A. Rostamizadeh, and A. Talwalker, Foundations of Machine Learning, MIT Press, Cambridge, MA, USA, 2012.
- [27] A. Sasaki and E. Ohta, "Magnetic-field-based position sensing using machine learning," IEEE Sensors J. vol.20, no.13, pp.7292–7302, Jul. 2020.
- [28] 太田瑛佑, 福島絢, 佐々木愛一郎, "磁界を用いた端末位置推定における機械学習の有用性検証," 2020 信学全大, B-15-34, Mar. 2020.
- [29] 福島絢, 太田瑛佑, 佐々木愛一郎, "磁界を用いた端末位置推定に適した学習方法の検討," 2020 信学全大, B-15-35, Mar. 2020.
- [30] 太田瑛佑, 佐々木愛一郎, "磁界式端末位置推定におけるニューラルネットワークの有用性検証," 2020 信学ソ大, B-15-15, Sept. 2020.
- [31] A. Sasaki and J. Kodate, "Analysis and measurement of rapidly attenuating fields around magnetic multipoles in low-frequency band," Proc. IEEE Conf. Antenna Meas. Appl. (CAMA), Tsukuba, Japan, Dec. 2017.
- [32] N. S. Altman, "An introduction to kernel and nearest neighbor nonparametric regression," Amer. Statistician, vol.46, no.3, pp.175–185, Aug. 1992.

## ジョーンズベクトルを用いた EO センサの雑音解析

冨永麻衣<sup>†</sup> 岡嶋めい<sup>†</sup> 品川満<sup>†</sup> 勝山純<sup>‡</sup> 松本憲典<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> 法政大学大学院理工学研究科 〒184-8584 東京都小金井市梶野町 3-7-2

<sup>‡</sup> 横河電機株式会社マーケティング本部イノベーションセンター研究開発部

〒180-8750 東京都武蔵野市中町 2-9-32

E-mail: <sup>†</sup> mai.tominaga.4b@stu.hosei.ac.jp, <sup>‡</sup> Jun.Katsuyama@yokogawa.com

**あらまし** 従来研究において EO センサシステムの雑音低減方法として同相の雑音を低減し、逆相の信号を増幅する差動検出法が報告されている。本論文ではジョーンズベクトルと高速フーリエ変換(FFT)を用いて電気光学(EO)センサシステムに発生するレーザ強度雑音とレーザ偏波雑音の影響を解析する。P 波と S 波間の位相差をシミュレーションしたところポラライザ通過後のレーザ強度雑音とレーザ偏波雑音は同相であることを明らかにした。したがってポラライザ通過後のレーザ偏波雑音はレーザ強度雑音と同様に差動検出で低減可能であることを示した。

**キーワード** 雑音低減, ジョーンズベクトル, レーザ雑音, EO センサシステム, 差動検出, フーリエ変換

## Noise Analysis of Electro-optic Sensor System using Jones Vector

Mai TOMINAGA<sup>†</sup> Mei OKAJIMA<sup>‡</sup> Mitsuru SHINAGAWA<sup>‡</sup>

Jun KATSUYAMA<sup>‡</sup> and Yoshinori MATSUMOTO<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Faculty of Science and Engineering, HOSEI University, 3-7-2, Kajino-cho, Koganei-shi,

Tokyo, 184-8584, Japan,

<sup>‡</sup> Innovation Center Marketing Headquarters, Yokogawa Electric Corporation 2-9-32,

Nakacho, Musashino-shi, Tokyo, 180-8750

E-mail: <sup>†</sup> mai.tominaga.4b@stu.hosei.ac.jp, <sup>‡</sup> Jun.Katsuyama@yokogawa.com

**Abstract** In previous work, a differential detection that reduces in-phase noise and amplifies signals is reported as a noise reduction method for EO sensor systems. This paper described analyzing a characteristics of a laser polarization noise and a laser intensity noise generated in the EO probe system using Jones vector and Fast Fourier Transform(FFT). The laser intensity noise and the laser polarization noise after a polarizer are in phase. They can be reduced by the differential detection.

**Keywords** Noise reduction, Jones vector, Laser noise, EO sensor system, Differential detection, Fast Fourier Transform

### 1. はじめに

近年, デバイスの小型化や多機能化に伴い回路劣化や電磁干渉などによる誤動作が懸念されている。したがって設計した製品の品質を管理する効率的かつ広帯域な電界を計測可能なシステムが求められている。電気光学(EO)センサシステムは EO 結晶の電気光学効果とレーザ光を用いた電界計測システムである [1]-[6]。光を用いているという点から, 広帯域で非接触測定が可能という利点がある。有機薄膜太陽電池や LSI の故障検知などに用いられている [1]。

図 1 に EO センサシステムによる電界測定の様子を示す。

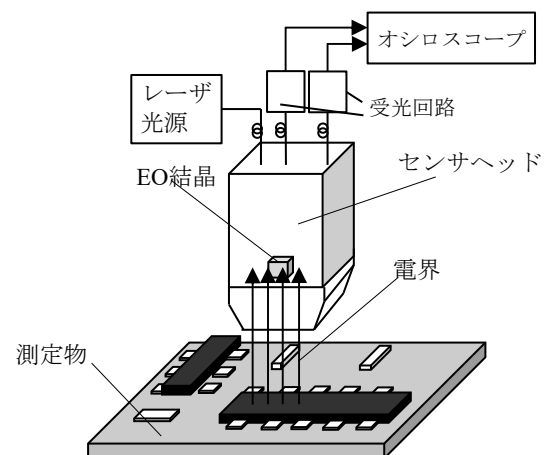


図 1. EO センサシステムによる電界測定

図 1 より測定物から発生した電界が EO 結晶に入力

されると、EO 結晶の複屈折率が変化し、EO 結晶内を通過したレーザ光に偏光変化が発生する。この偏光変化を受光回路で電気に変換することによりオシロスコープで電界を測定することが可能になる。また EO センサシステムには様々な雑音が発生する。雑音は EO センサシステムの Signal-to-noise ratio(SNR)に影響を与えるため雑音を低減することは EO センサシステムの精度向上の為に必要不可欠である。

図 2 に本論文で定義した EO センサシステムの光学素子と発生する雑音を示す。

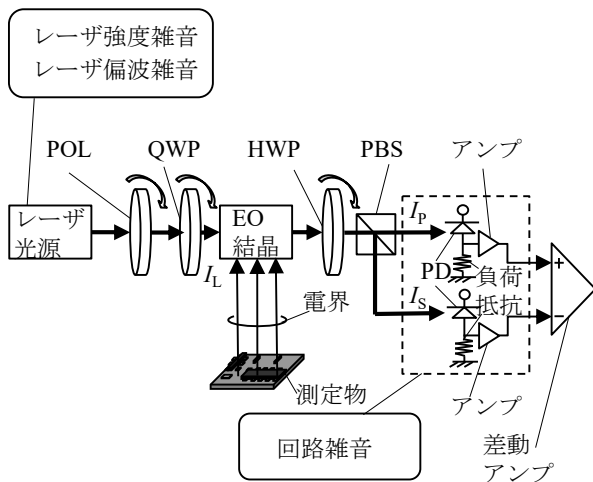


図 2. EO センサシステムに発生する雑音

図 2 より EO センサシステムは主にレーザ光源、偏光子(POL)、波長板、EO 結晶、分光子(PBS)、受光回路から構成される。波長板は主に 1/4 波長板(QWP)と 1/2 波長板(HWP)の 2 種類がある。

レーザ光の偏光は偏光子を通過することにより直線偏光になる。直線偏光となったレーザ光は波長板を通過することによって直線偏光から円偏光に変化する。円偏光になったレーザ光は電界が印加された EO 結晶を通過することにより楕円偏光へと変化する。このときの偏光変化は EO 結晶にかかる電界の強度に依存する。EO 結晶通過後のレーザ光は PBS によって 2 成分に分岐する。 $I_L$  は EO 結晶への入射光パワーで  $I_P$  と  $I_S$  は P 波と S 波である。レーザ光はそれぞれ PD と負荷抵抗により光から電圧変化に変換される[1]-[6]。

その後 P 波と S 波それぞれのアンプで差動バランスを調整し、差動アンプに入力する差動検出法により EO センサシステムの SNR を向上させている。

雑音源について示す。レーザ光源からはレーザ強度雑音[5][6]とレーザ偏波雑音が発生する。レーザ強度雑音の発生要因としてレーザを駆動する電源自体が含んでいる雑音が強度変調を受け、そのままレーザ光に付加されることで発生する。

レーザ偏波雑音は発生要因として光学素子の角度ずれやプローブの揺れ、光学素子の端面から反射してきた光がレーザに戻り、レーザの発光過程を不安定にすることで発生する戻り光雑音が原因だと考えられているが特性は解明されていない。

受光回路で発生する回路雑音は主にショット雑音と熱雑音の 2 つの雑音を示す。

従来研究より、レーザ強度雑音は P 波と S 波の間で同相であるため低減可能である。回路雑音は PBS 通過後に発生する雑音であるため P 波側の受光回路と S 波側の受光回路で特性が違う。そのため差動検出法で除去出来ない。また EO に印加された信号は P 波と S 波で逆相であるため差動検出を行うことで増幅することが示されている。

図 2 の構成のとき (1)式, (2)式に検出信号強度  $T_P$  と  $T_S$  を示す。

$$T_P = \frac{I_P}{I_L} = \frac{1}{2} \{1 + \sin(\phi_T + \phi_0)\}, \quad (1)$$

$$T_S = \frac{I_S}{I_L} = \frac{1}{2} \{1 - \sin(\phi_T + \phi_0)\}. \quad (2)$$

EO 結晶はかかった電圧に応じて位相差が変わる。このときの位相差を  $\phi_T$  とする。 $\phi_0$  は光学的バイアスオフセットである。光学的バイアスオフセットとは光学素子を通過することで発生する位相差である。 $\phi_T$  を (3)式に示す。

$$\phi_T = \frac{\pi V_{EO}(t)}{V_\pi}. \quad (3)$$

$V_{EO}(t)$  は EO 結晶への印加信号を示す。 $V_\pi$  は半波長電圧である。 $V_{EO}(t)$  を (4)式に示す。 $f_{EO}^S$  は信号の周波数、 $\gamma$  は信号の振幅である。

$$V_{EO}(t) = \gamma \sin(2\pi f_{EO}^S t). \quad (4)$$

図 3 に光学的バイアスオフセット  $\phi_0$  と結晶印加電圧  $V_{EO}(t)$  に対する検出信号強度を示す[5][6]。図 3 より EO 変調光である P 波と S 波の位相差は  $\pi$  なので差動検出によって得られる信号は 2 倍になる。図 4 にレーザ強度雑音の特性を示す。

図 4 よりレーザの強度揺らぎにより検出信号強度が上下に揺れる。すると P 波側と S 波側で似たような雑音特性が確認できる。したがって差動バランスを適切に調整することでレーザ強度雑音は低減可能である。本研究ではレーザ強度雑音とレーザ偏波雑音と EO 印加信号を C#で開発したシミュレータを用いてスペクトルや P 波と S 波間の位相差をシミュレーションし差

動検出で除去可能か明らかにすることが目的である。

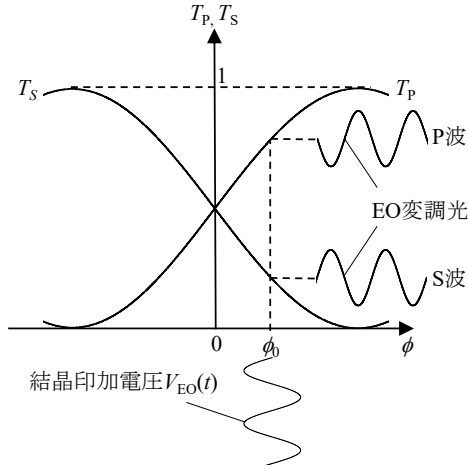


図 3. 光学的バイアスオフセットと結晶印加電圧

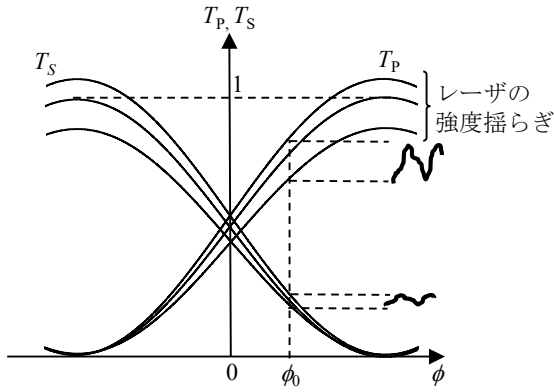


図 4. レーザ強度雑音の特性

## 2. 方法

本研究ではジョーンズベクトル[7][8]という偏光計算の一種を用いて作成した。ジョーンズベクトルの概要を図 5 に示す。

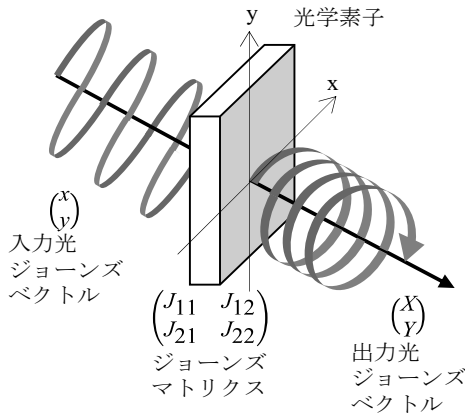


図 5. ジョーンズベクトル

図 5 より出力光のジョーンズベクトルは光成分を表す 2 行 1 列のジョーンズベクトルと波長板や EO 結晶を初めとする光学素子は 2 行 2 列のジョーンズマトリクスで表現出来る。(5)式に出力光のジョーンズベクトルを示す。出力光のジョーンズベクトルは入力光のジョーンズベクトルと光学素子のジョーンズマトリクスのかけ算で計算可能である。

$$\begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X \\ Y \end{pmatrix} \quad (5)$$

(6)式に光を表す 2 行 1 列のジョーンズベクトル  $\mathbf{E}$  を示す。

$$\mathbf{E} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} E_{0x} e^{j\phi_x} \\ E_{0y} e^{j\phi_y} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$E_x, E_y$  は複素数でありそれぞれ x 方向の振動と y 方向の振動を示す。 $E_{0x}, E_{0y}$  は振幅。 $\phi_x, \phi_y$  は位相。j は虚数単位である。

ジョーンズベクトルは簡単な行列の掛け算で出力光の偏光を計算可能であるが、完全偏光しか取り扱えないという欠点がある。しかし今回のシミュレーションでは完全偏光であるレーザー光を使うことを想定しているため適している。レーザー雑音を付加した入力光のジョーンズベクトル  $J_{LD}^N$  を(7)式に示す。

$$J_{LD}^N = \begin{pmatrix} I_0 (1 + I_{LD}^N(t)/I_0) \\ I_0 (1 + I_{LD}^N(t)/I_0) \exp(iP_{LD}^N) \end{pmatrix} \quad (7)$$

$I_0$  は平均光パワーであり、 $t$  は時間を表す。レーザー強度雑音  $I_{LD}^N$  を(8)式に示す。

$$I_{LD}^N/I_0 = \alpha \sin(2\pi f_{LD}^N t) \quad (8)$$

(8)式より  $f_{LD}^N$  はレーザー強度雑音の周波数である。 $\alpha$  はレーザー強度雑音量を示す。

レーザー偏波雑音  $P_{LD}^N$  を(9)式に示す。

$$P_{LD}^N = \beta \sin(2\pi f_{PO}^N t) \quad (9)$$

$f_{PO}^N$  はレーザー偏波雑音の周波数である。 $\beta$  はレーザー偏波雑音量を示す。

EO 結晶のジョーンズマトリクスを(10)式に示す。

$$J_{EO}(V_{EO}(t)) = \begin{pmatrix} \exp(i\frac{\pi V_{EO}(t)}{2V_\pi}) & 0 \\ 0 & \exp(-i\frac{\pi V_{EO}(t)}{2V_\pi}) \end{pmatrix} \quad (10)$$

### 3. シミュレーション結果

雑音付加方法を示したシミュレーション系を図 6 に示す。

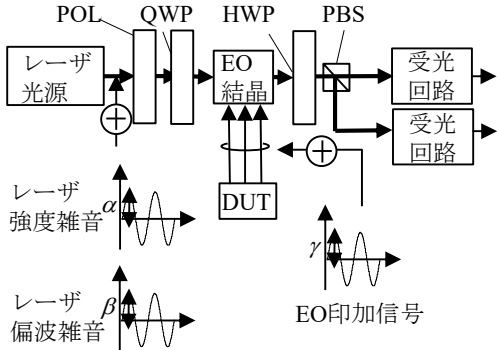


図 6. 雑音付加位置

図 6 より本シミュレータでの光学系は POL, QWP, EO 結晶, HWP, PBS で構成されている. レーザ強度雑音とレーザー偏波雑音と EO 印加信号電圧を付加した. また各雑音は正弦波で定義されている.

$I_0=1$  とする. 図 7~図 9 は  $V_{\pi}=1$  kV, 負荷抵抗を  $1\Omega$ , PD の変換効率を 1, アンプのゲインを 1 とした受光回路から出力する電圧を高速フーリエ変換 (FFT) した雑音のスペクトルである.

POL の方位角は  $45^\circ$ , QWP の方位角は  $0^\circ$ , HWP の方位角は  $22.5^\circ$  とする. 各雑音を独立して付加し,  $V_P(t)$  を FFT によって解析する.  $\alpha=0.002$ ,  $\beta=0$ ,  $\gamma=0$ ,  $f_{LD}^N=10$  kHz に設定した.

レーザー強度雑音の解析結果を図 7,  $\alpha=0$ ,  $\beta=0.002$ ,  $\gamma=0$ ,  $f_{PO}^N=10$  kHz に設定したレーザー偏波雑音の解析結果を図 8,  $\alpha=0$ ,  $\beta=0$ ,  $\gamma=0.02$ ,  $f_{EO}^S=10$  kHz に設定した EO 印加信号を図 9 に示す.

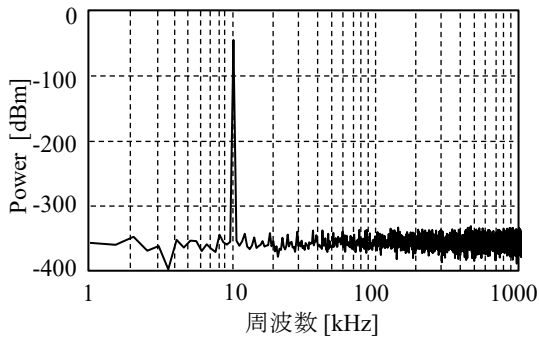


図 7. レーザ強度雑音解析結果

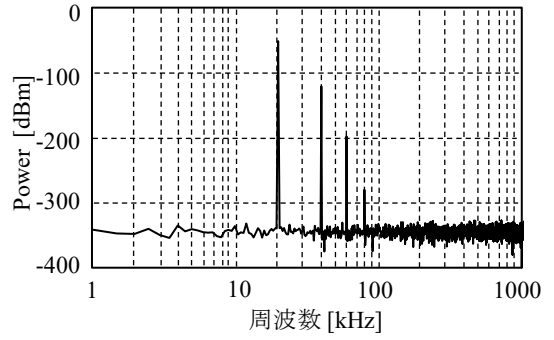


図 8. レーザ偏波雑音解析結果

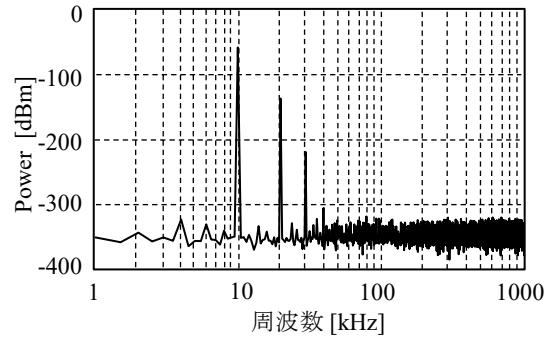


図 9. EO 印加信号解析結果

図 7 よりレーザー強度雑音は設定した 10 kHz のみスペクトルを持つことが分かる. 図 8 よりレーザー偏波雑音は 10 kHz の偶数倍に高調波を持つ. 図 9 より  $V_{EO}(t)$  は 10 kHz の整数倍に高調波を持つ.

表 1 に図 7~図 9 と同様のパラメータで各雑音を付加したときに高調波が確認された周波数での P 波と S 波間の位相差を示す.

表 1. POL がある場合の P 波と S 波の位相差

	1次	高調波		
		2次	3次	4次
レーザー強度雑音	0			
レーザー偏波雑音		0		0
EO 印加信号	$\pi$	0	$\pi$	0

表 1 よりレーザー強度雑音は位相差が 0 であるので同相雑音である. したがって差動検出が有効である

また EO 印加信号は奇数次の項で  $\pi$  の位相差が存在する. 同相でないため, 差動検出によって増幅が可能である. この結果は差動アンプを用いて逆相である信号を増幅し, 同相であるレーザー強度雑音を低減すること

で感度改善を行うという従来研究[5][6]と一致し、妥当である。本論文で新たに定義したレーザ偏波雑音はスペクトルが確認された偶数次の高調波で位相差が全て0であるためレーザ強度雑音と同様に同相雑音である。そのため差動検出が有効であると考えられる。

パラメータを同様にして POL を抜いた状態での位相差を表 2 に示す。

表 2. POL がいない場合の P 波と S 波の位相差

	1次	高調波		
		2次	3次	4次
レーザ強度雑音	0			
レーザ偏波雑音	$\pi$	0	$\pi$	0
EO印加信号	$\pi$	0	$\pi$	0

表 2 より POL がいない状態のときレーザ偏波雑音は EO 印加信号と同様に  $\pi$  の位相差を持つ。同相でない雑音は差動検出によって完全に除去出来ない。したがって POL によってレーザ偏波雑音は同相の雑音に変換されている。

#### 4. 考察

QWP の方位角ずれとレーザ雑音を付加したときの P 波と S 波の出力電圧の最大値の関係をシミュレーションする。本論文ではレーザ雑音をレーザ強度雑音とレーザ偏波雑音を同時に付加した状態であると定義する。

図 10 にシミュレーション系を示す。パラメータは (8)式と (9)式より  $\alpha=0.002$ ,  $\beta=0.002$ ,  $f_{LD}^N=10$  kHz,  $f_{PO}^N=10$  kHz, (4)式より  $\gamma=0$  に設定する。

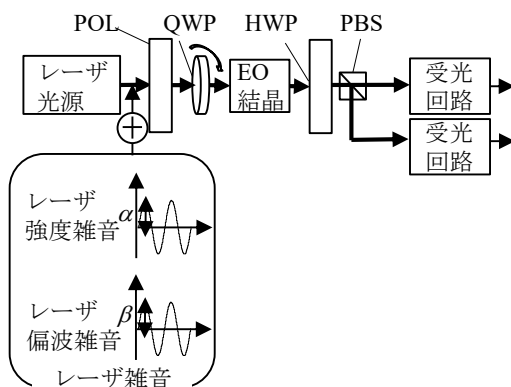


図 10. 雑音付加シミュレーション系

図 10 より今回のシミュレーションではレーザ雑音

を付加した状態で P 波と S 波である  $V_P(t)$  と  $V_S(t)$  を出力し、QWP の方位角を  $0^\circ$  から  $-10^\circ \sim +10^\circ$  の範囲で  $1^\circ$  間隔でずらしたときの各振幅変化をシミュレーションする。図 11 に図 10 のシミュレーション結果を示す。

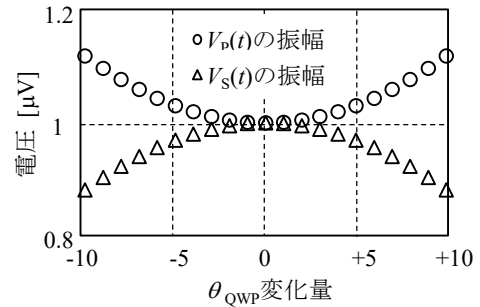


図 11. QWP の方位角と振幅の関係

図 11 より QWP の方位角ずれが存在しないとき  $V_P(t)$  と  $V_S(t)$  の振幅値が一致する。また QWP の方位角のずれが大きくなるにつれて  $V_P(t)$  と  $V_S(t)$  の振幅の大きさの差のずれも大きくなる。表 1 よりレーザ強度雑音とレーザ偏波雑音は共に同相の雑音であることが示されているため、QWP の方位角ずれが存在しないとき P 波と S 波で振幅と位相が一致する。したがってレーザ雑音は差動検出によって低減することが可能である。

位相の雑音であるレーザ偏波雑音が同相になる理由として POL が考えられる。POL は偏光変化を光の強度変化に変換するため[10][11], POL 通過前の偏光の雑音であるレーザ偏波雑音は強度の雑音に変換される。したがって POL がある場合、レーザ偏波雑音は強度方向の雑音として低減可能である。

#### 5. 結論

本研究ではレーザ強度雑音、レーザ偏波雑音、EO 印加信号を正弦波で定義し、レーザに含まれる雑音が EO センサシステムに与える影響をジョーンズベクトルと FFT を用いて解析した。レーザ強度雑音は同相、EO 印加信号は逆相であるという結果から従来研究と一致し、シミュレータが正しく動作していることが示された。本論文で新しく定義したレーザ偏波雑音は同相雑音であるため差動検出が有効である。これは POL によって偏光変化を強度変化に変換したため同相の雑音になったと考えられる。

#### 文 献

[1] J. Katsuyama, K. Matsumoto, R. Sugiyama, S. Hasegawa, M. Shinagawa, and Y. Yanagisawa "Failure diagnosis of organic photovoltaic using electro-optic probe," Optical Review, vol.21, no.5, pp.621-627,

Oct.2014.

- [2] J. A. Valdmanis, "1 THz-bandwidth proper for high-speed devices and integrated circuits," *Electronics Letters*, vol.23, no.24, pp.1308-1310, Nov.1987.
- [3] M. Shinagawa and T. Nagatsuma, "Electro-Optic sampling using an external GaAs probe tip," *Electronics Letters*, vol.26, no.17, pp.1341-1343, Aug.1990.
- [4] M. Shinagawa and T. Nagatsuma, "An automated electro-optic probing system for ultra-high-speed IC's," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* vol.43, no.6, pp.843-847, Dec. 1994.
- [5] M. Yada, Y. Ishihara, T. Naoe, M. Shinagawa, H. Sugino, H. Tanaka, J. Katsuyama, and Y. Matsumoto, "Noise reduction method for electro-optic measurement system using variable gain amplifier," *TENCON 2017 - 2017 IEEE Region 10 Conference*, pp1969-1972, Penang, Malaysia, Nov.2017.
- [6] T. Ogawa, R. Okada, M. Yada, M. Shinagawa, Y. Matsumoto, J. Katsuyama, H. Tanaka and Y. Tanaka, "Differential Detection for Reducing Laser Noise in Electro-Optic Sensor System," *2018 12th International Conference on Sensing Technology*, pp240-244, Limerick, Ireland, Dec.2018.
- [7] A. Sasaki, A. Furuya, A. Hirata, H. Morimura and J. Kodate, "Method for systematically designing polarization optics to maximize sensitivity of electrooptic sensors," *Japanese Journal of Applied Physics*, vol.56, no.95, pp.09NB01.1-6, Sep.2017.
- [8] 石黒浩三, 小川智哉, 小林謙三, 高崎宏, 新関暢一, 山本忠昭, 宅間宏, "結晶光学", 応用物理学会光学懇話会(編), 森北出版株式会社, 東京, 1975.
- [9] K. Yoo, T. Chung, N. Kim, Y.-P. Hong and D.J. Lee, "Phase Measurement Techniques for Detecting the Defective Elements of an Array Antenna at 28GHz," *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pp.953-956, Barcelona, Spain, Sept.2019.
- [10] I. P. Kaminow and E. H. Turner, "Electrooptic light modulators," *Proc. IEEE*, vol. 54, no.10, pp.1374-1390, Oct.1966.
- [11] F.S.Chen, "Modulators for optical communications," *Proc. IEEE*, vol. 58, no. 10, pp.1440-1457, Oct. 1970.

# 第5世代移動通信システム Sub-6GHz 周波数帯における 植込み型心臓ペースメーカ EMI 推定を目的とした 電気-光変換による干渉誘起電圧測定

大塚 敦生<sup>†</sup> 日景 隆<sup>†</sup>  
石岡 諒汰<sup>‡</sup> 東山 潤司<sup>‡</sup> 鈴木 恭宜<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>北海道大学 大学院情報科学研究院 〒060-0814 札幌市北区北14条西9丁目

<sup>‡</sup>株式会社 NTT ドコモ 〒239-8536 神奈川県横須賀市光の丘3-6

E-mail: hikage@wtmc.ist.hokudai.ac.jp

あらまし 植込み型医療機器（植込み型心臓ペースメーカ/植込み型除細動器）の電磁干渉影響（EMI）特性の評価を目的とし、小型化した直接変調電気/光（EO; Electrical to Optical）変換器を模擬的なペースメーカの筐体内部に挿入しリードを接続した干渉誘起電圧の測定系を開発した。同測定系を用いて第5世代移動通信システム Sub-6GHz 周波数帯における干渉誘起電圧測定を行った。

キーワード 植込み型医療機器 EMI, 干渉誘起電圧, 電気/光変換

## Interference Voltage Measurement Using an Electro-Optic Converter for Estimation of Implantable Cardiac Pacemaker EMI for 5G/Sub-6 GHz

Atsuki OHTSUKA<sup>†</sup> Takashi HIKAGE<sup>†</sup>  
Ryota ISHIOKA<sup>‡</sup> Junji HIGASHIYAMA<sup>‡</sup> and Yasunori SUZUKI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> Faculty of Information Science and Technology, Hokkaido University

Kita14, Nishi9, Kita-ku, Sapporo, Hokkaido, 060-0814 Japan

<sup>‡</sup> NTT DOCOMO, INC.

3-6 Hikarinooka, Yokosuka-shi, Kanagawa, 239-8536 Japan

E-mail: hikage@wtmc.ist.hokudai.ac.jp

**Abstract** In order to estimate electromagnetic interference (EMI) characteristics on active implantable medical device (AIMD: implantable cardiac pacemaker / implantable cardioverter-defibrillator), we developed a novel measurement set-up for interference voltage of AIMD using a direct modulated Electrical to Optical (EO) converter embedded in a pacemaker mock-up that had connected actual pacemaker leads. Then interference voltage measurements at 5G/Sub-6 GHz frequency band were conducted using the measurement set-up.

**Keyword** Active Implantable Medical Device EMI, Interference voltage, Electro to Optic conversion

### 1. まえがき

携帯電話に代表される各種電波利用機器が植込み型心臓ペースメーカおよび植込み型除細動器（ICD）等の植込み型医療機器に及ぼす電磁干渉影響（EMI）についての調査・研究が進められており[1]-[3]，それら調査結果に基づき影響防止のための指針[4]が運用されている。著者らはこれ

までに，RFID 機器やワイヤレス電力伝送機器等が植込み型医療機器に与える電磁干渉影響について，心臓ペースメーカおよびICD実機を用いた実験調査結果を報告するとともに，数値解析に基づく影響評価手法の提案を実施している[5]-[8]。植込み型医療機器 EMI の影響調査においては，市場投入されている機種の中から網羅性を考慮し

選定された複数の心臓ペースメーカおよび ICD（以降、ペースメーカ）の実機を用いる。ペースメーカ実機を、生体を模擬する NaCl 水溶液で満たされたファントム(トルソーファントム：図 1)内に配置し、ファントムと被試験機器である電波利用機器間の干渉距離および臨床的影響度合いが評価される。ペースメーカの EMI は、内部のセンシング回路の入力に心電位と類似した信号あるいは明らかに閾値レベルを超える振幅の干渉信号が誘起された場合に引き起こされるが、実機ペースメーカの内部回路に生じる干渉信号（以降、干渉誘起電圧）を外部から取得することは困難である。

著者らの研究グループでは光ファイバおよび電気/光変換器を用いた植込み型医療機器の干渉電圧測定系について検討してきている[9]-[12]。本稿では、小型化した変換器を疑似的なペースメーカ筐体内部に挿入し、実機と同じリードを接続した干渉誘起電圧測定装置の開発、および、第 5 世代移動通信システム(5G) の Sub 6 における干渉誘起電圧測定系の構築を目的とした基礎検討について述べる。

## 2. 電気-光変換器を組込んだ干渉誘起電圧測定用疑似ペースメーカの開発

ペースメーカ筐体の内部回路に励起される干渉誘起電圧を取得するため、例えば RF 同軸ケーブル等金属製のケーブルを用いた場合には、ばく露電磁界との直接結合あるいは擾乱が生じ、これに起因した測定精度の低下が課題となっていた。本研究で用いた直接変調電気-光変換器は、小型で消費電力が少ない面発光レーザー（VCSEL; Vertical Cavity Surface Emitting Laser）を用いており、かつ光給電により駆動されるためバッテリーも内蔵されない。すなわち、信号伝送および給電のいずれも光ファイバケーブルを介して行われるため、電磁界の擾乱がほとんど生じない安定した測定が可能となる。同変換器の入力インピーダンスは  $50 \Omega$ 、使用可能周波数帯は 100 kHz から 6 GHz であり、検出感度や安定性等、性能の詳細については文献[13]に詳しい。図 2 および図 3 に、変換器の外観および測定装置ブロック図を示す。

チタン製疑似ペースメーカ筐体内に組込んだ変換器の RF 入力ポートを、コネクタブロックと呼ばれる接続部を介してリードに接続する構造とした。リードは実機試験で用いられているメーカ製のものを接続可能である。本稿では心室リードを接続し、使用しない心房ターミナルにはダミーリードを接続した上で、ペースメーカ動作モードにおける単極モードを模擬するよう設定した。単極モードとは、ペースメーカ筐体およびリード先端を電極として心電感知および及び刺激を行うペースメーカの動作モードである。なお、現在多くのペースメーカには干渉対策のため Feedthrough フィルタが搭載[14]されているが、本稿の測定系についても実機同様 Feedthrough フィルタ通過後の信号を検出するようにした。

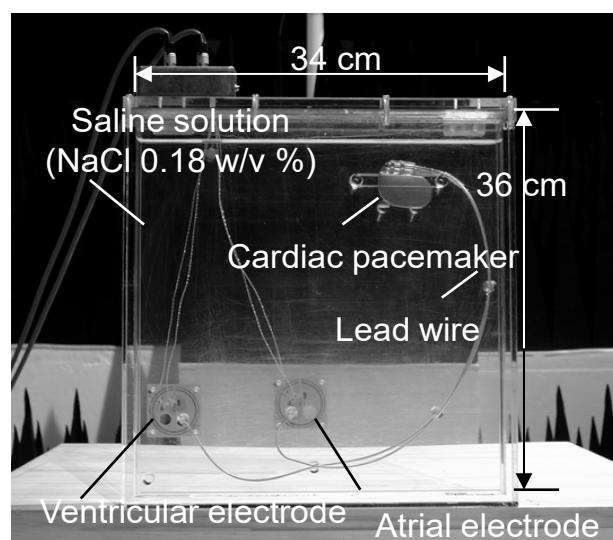


図 1 ペースメーカ/ICD EMI 試験用トルソーファントムの例

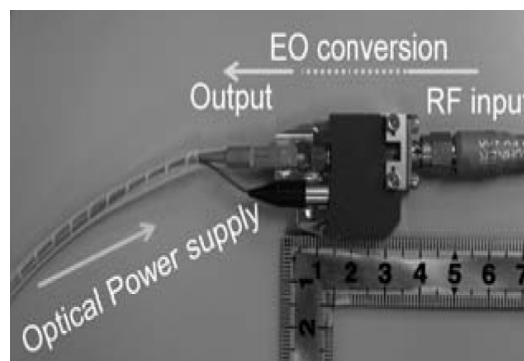


図 2 直接変調電気-光(EO)変換器外観

### 3. 干渉誘起電圧測定系と実測例

図4に示すように、開発した疑似ペースメーカをNaCl水溶液(1.8g/l濃度)で満たした縦型トルソーファントム中に配置し、干渉誘起電圧の測定系を構築した。本稿では一例として、5G Sub6周波数帯の3.7 GHzおよび4.5 GHzについて、近傍ばく露を想定した干渉誘起電圧の測定例を示す。ダイポールアンテナへの入力信号を出力10dBmの連続波(CW), ペースメーカコネクタ部におけるリード接続方向と平行となるよう偏波方向を設定し、ファントム表面からアンテナまでの距離を1

cmから20 cmまで変化させ測定した干渉誘起電圧(終端50Ωにおける受信電力)を図5に示す。同図においては、測定した平均値と標準偏差を示しており、比較のため、ばく露電波を915 MHzとした場合の特性をあわせて示している。これら結果より、アンテナがファントムに近接する場合において、5G Sub 6の周波数帯における干渉誘起電圧は、915 MHzの場合に比べ約10 dB小さくなることが分かる。また、3.7 GHzと4.5 GHzを比べた場合、干渉誘起電圧の違いは大きくはないものの、4.5 GHzの干渉誘起電圧が915 MHzの場合よりも高くなる場合などが観測される。リードの取り回

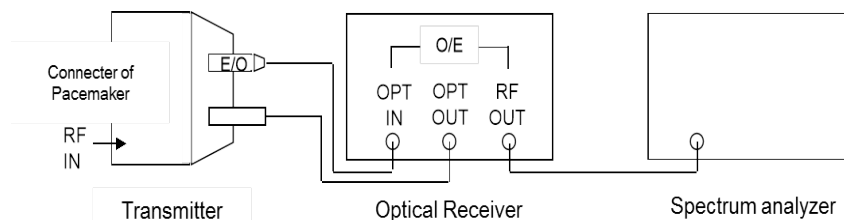


図3 EO変換器を組込んだ疑似ペースメーカの構成

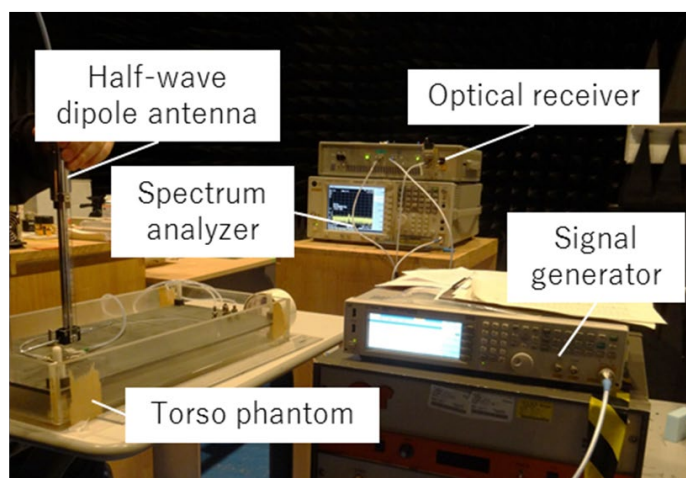
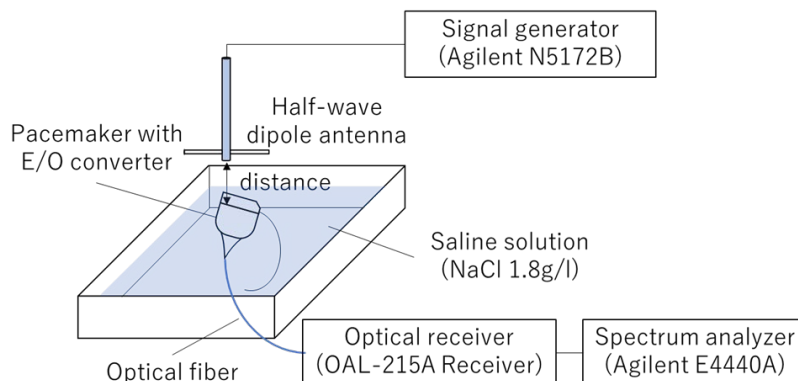


図4 Sub-6GHz周波数帯干渉誘起電圧測定系

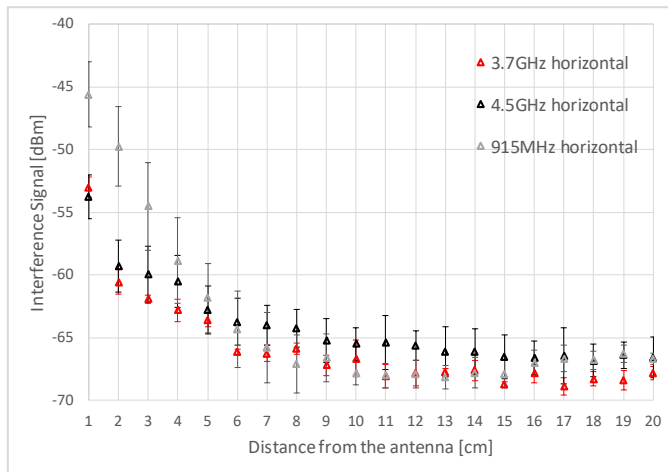


図 5 干渉誘起電圧測定結果

し、コネクタ部の金属部品形状あるいは貫通コンデンサの特性など複雑な結合要因がこれら特性に影響していることが考えられる。

#### 4. まとめ

植込み型医療機器の電磁干渉影響特性の評価を目的として電気/光変換器を用いた干渉誘起電圧測定系を構築し、5G/Sub-6GHz 周波数における干渉誘起電圧測定を実施した。今後、周波数、出力電力、方式等が異なる電波利用機器の評価に適用する予定である。

#### 謝 辞

本研究の一部は、科学研究費（JSPS KAKENHI Grant Number JP 19K04504）により行われている。

#### 文 献

[1] W. Irnich et al., PACE, vol. 19, pp. 1431-1446, Nov. 1996.

[2] 不要電波問題対策協議会, "～医用電気機器への電波の影響を防止するために～携帯電話端末等の使用に関する調査報告書", 1997.

[3] 総務省, "電波の医用機器等への影響に関する調査研究報告書," 2001-2006, "電波の医療機器等への影響に関する調査研究報告書," 2007-2017, "電波の植込み型医療機器及び在宅医療機器等への影響に関する調査等," 2018-2020.総務省, "各種電波利用機器の電波が植込み型医療機器へ及ぼす影響を防止するための指針," 2013.

[4] 総務省, "各種電波利用機器の電波が植込み型医療機器等へ及ぼす影響を防止するための指針" 2019.

[5] S. Futatsumori, Y. Kawamura, T. Hikage, T. Nojima, B. Koike, H. Fujimoto, T. Toyoshima,

"In vitro Assessment of Electromagnetic Interference Due to Low-Band RFID reader/writers on Active Implantable Medical Devices", Journal of Arrhythmia, Vol.25, No. 3, pp. 142-152, Jan. 2010.

[6] 河村 由文・日景 隆・野島 俊雄・福井 昂・藤本 裕・豊島 健: "電子商品監視機器による植込み型心臓ペースメーカおよび植込み型除細動器電磁干渉の実験的評価 一干渉距離と医学的影響の頻度一," 生体医工学, Vol. 50, No. 3, pp. 289-298, Jun.2012.

[7] 田中尚樹, 日景 隆, 野島俊雄 "LF 帯ワイヤレス電力伝送コイル近傍の植込み型心臓ペースメーカ干渉誘起電圧推定," 信学技報, WPT2015-74, pp.11-16, 2016年2月.

[8] T. Hikage, T. Nojima, H. Fujimoto: "Active implantable medical device EMI assessment for wireless power transfer operating in LF and HF bands," Physics in Medicine and Biology, Volume 61, Number 12, pp. 4522-4536, June 2016.

[9] 石原 哲, 井山隆弘, 大西輝夫, "EO/OE 変換器を用いた Body area network 時における植込み型医療機器への励起電圧測定," 電子情報通信学会総合大会, B-4-13, p.326, Mar. 2011.

[10] 日景 隆, 小野泰伴, 野島俊雄, 井山隆弘, 東山潤司, 大西輝夫, "電気光変換器を用いた植込み型医療機器 EMI 評価のための干渉誘起電圧測定系", 電子情報通信学会総合大会, B-4-22, p.312, Mar. 2015.

[11] 日景 隆, 松田映美, 山岸誠知, 東山潤司, 大西輝夫: "電気光変換器を用いた RF-WPT 周波数帯電波ばく露における植込み型医療機器 EMI 評価のための干渉誘起電圧測定," 信学技報, vol. 118, no. 309, WPT2018-53, pp.13-20, 2018年11月

[12] 伊藤涼音, 孫 津韜, 日景 隆, 東山潤司, 大西輝夫: "電気光変換器を用いたビーム型 WPT 周波数帯電波ばく露における植込み型心臓ペースメーカ EMI 評価のための干渉誘起電圧測定系", 信学技報, vol.119, no.135, WPT2019-26, pp.23-28, 2019年7月.

[13] 大西輝夫, 石原 哲, 東山潤司, "直接変調電気/光(EO)変換器を用いた電磁界測定," 電子情報通信学会 光応用電磁界計測時限研究専門委員会, PEM2014-15, Feb. 2015.

[14] 安部/豊島 著, 生体内植込みデバイス患者と電磁干渉, メディカルレビュー社(東京), 2007.

# 光ファイバ接続型 96 GHz 帯広帯域ミリ波レーダにおける FMCW 信号源位相雑音の影響評価測定

二ッ森 俊一      宮崎 則彦

国立研究開発法人 海上・港湾・航空技術研究所 電子航法研究所

〒182-0012 東京都調布市深大寺東町 7-42-23

E-mail: {futatsumori, n-miyazaki}@mpat.go.jp

**あらまし** 空港滑走路面の小異物を探知するための滑走路監視用ミリ波レーダの要素技術評価として、光ファイバ接続型広帯域 FMCW ミリ波レーダにおける FMCW 信号源位相雑音の影響評価を行う。これは、Radio-over-Fiber (RoF) 技術を用いた分散型レーダシステムについて、FMCW 信号源の位相雑音特性の違いが、レーダ性能に及ぼす影響を実験評価するものである。はじめに、構築した 8 GHz の送信信号帯域幅を有する光ファイバ接続型 96 GHz 帯広帯域 FMCW ミリ波レーダの概要を述べた上で、レーダ構成法およびレーダ送信信号の生成方式を述べる。96 GHz 帯の FMCW 信号は、4 GHz 帯の信号を 24 通倍することで得られるため、理論的には位相雑音は 4 GHz 帯に比較して 28 dB 劣化する。次に、4 GHz 帯における位相雑音特性を示した上で、電波暗室内における測定で得られたレーダ受信ビートスペクトラムについて議論を行う。最後に、得られた結果から、4 GHz 帯において約 10 dB 位相雑音が低い FMCW 信号源を用いた場合、ビートスペクトラムノイズフロアも約 10 dB 低下することを確認した。

**キーワード** FMCW レーダ, ミリ波レーダ, 異物探知, 位相雑音, Radio-over-Fiber

## Evaluation of Frequency-Modulated Continuous Wave Signal Phase Noise Characteristics on Performance of Optically-Connected 96 GHz Wideband Millimeter-Wave Radar

Shunichi FUTATSUMORI      Norihiko MIYAZAKI

\*National Institute of Maritime, Port and Aviation Technology, Electronic Navigation Research Institute

7-42-23 Jindaiji-higashimachi, Chofu, Tokyo, 182-0012 Japan

E-mail: {futatsumori, n-miyazaki}@mpat.go.jp

**Abstract** This report discusses the evaluation of frequency-modulated continuous wave (FMCW) signal phase noise characteristics on performance of optically-connected 96 GHz wideband millimeter-wave radar. The purpose of the developed radar system is to detect the small debris on the airport runways, which may affect the safety of the aircrafts and the efficient operation of the runways. We have proposed the optically-connected distributed-type millimeter-wave radar to achieve both a high-detection performance and a low construction cost. Firstly, the system construction architecture and the specification of the developed 96 GHz wideband FMCW millimeter-wave radar system are discussed. To achieve the long distance Radio-over-Fiber (RoF) signal transmission, the optical carrier-suppressed modulation and the optical amplifier is applied. Secondly, the radar receiving beat spectrum, which are obtained by two-type FMCW signal generator, are measured in an anechoic chamber. By using the low-phase-noise FMCW signal generator, the radar receiving beat spectrum is reduced by 10 dB. These measurement results confirm the effectiveness of the low-phase-noise signal generator.

**Keyword** Frequency-modulated continuous-wave radar, Millimeter-wave radar, Obstacle detection, Phase noise, Radio-over-Fiber

### 1. まえがき

近年、航空機等に損害を与え、航空機事故等を引き起こす可能性のある空港滑走路面上の異物を自動的に探知するシステムの重要性が増している[1]-[3]。これ

は、滑走路の利用効率改善を図るに当たり、落下物およびバードストライク発生時等における異物安全点検の滑走路閉鎖が無視できないためである。小異物を検出するため、可視・赤外カメラやレーダ等の様々なセンサを組み合わせたシステム等の研究開発がこれまで

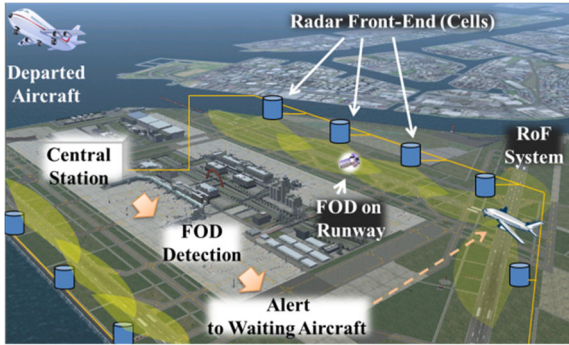


図 1. 光ファイバ接続型滑走路異物探知用ミリ波レーダシステムの概要

表 1. 光ファイバ接続型広帯域 96 GHz 帯ミリ波レーダの仕様

Frequency band	92 GHz - 100 GHz
Bandwidth	8 GHz
Transmitting power	17 dBm
Ranging method	FMCW
Frequency modulation method	Linear triangle
Frequency modulation chirp rate	Up to 10 kHz
Antenna gain	42 dBi

行われている[4], [5]. 電子航法研究所では, 天候等の影響を受けにくく, 小型かつ高分解能特性を実現できるミリ波レーダ技術および Radio-over-Fiber (RoF) 技術を組み合わせた, 光ファイバ接続型ミリ波レーダシステムの研究を行い, その実現可能性を空港面における実証実験で明らかにしている[6], [7]. 図 1 に概要を示す通り, 光ファイバ接続型の空港面監視ミリ波レーダシステムは, レーダ送信信号生成および受信信号処理を一括して行う中央局および滑走路脇に設置したアンテナ局からなる分散型レーダシステムである.

本稿では, これまで検討を行っている光ファイバ接続型 96 GHz 帯広帯域ミリ波レーダを用い, 送信信号の発生源として用いている信号発生器の位相雑音特性がレーダ性能に及ぼす影響を測定評価した結果を議論する. 具体的には, 本レーダは測距方式として周波数変調連続波方式 (Frequency-Modulated Continuous Wave, FMCW) を用いるが, その信号源の位相雑音特性がレーダのノイズフロア特性等に及ぼす影響を 2 種の信号発生器を用いて測定評価する. まず, 位相雑音評価に用いる光ファイバ接続型広帯域ミリ波レーダの仕様および概要を述べる. ここでは, 光ファイバ接続型ミリ波レーダのブロック図および今回位相雑音特性の異なる 2 種の信号源の評価を行う, FMCW 送信信号生成のブロック図を示す. 次に, 電波暗室内における測定系を示し, FMCW 信号源の位相雑音特性および各種レー

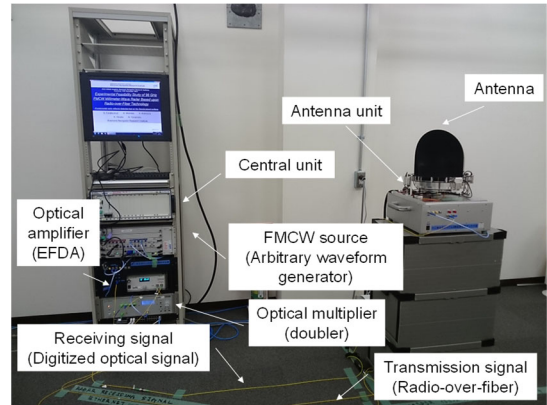


図 2. 光ファイバ接続型広帯域 96 GHz 帯ミリ波レーダシステムの概観

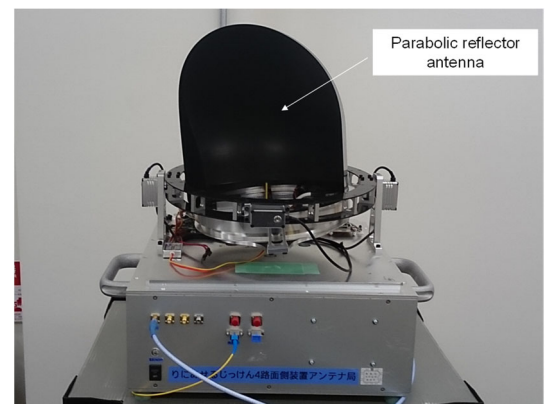


図 3. 光ファイバ接続型広帯域 96 GHz 帯ミリ波レーダアンテナ局の概観

ダビートスペクトラムを示す. 最後に, 測定評価で得られた結果を用い, 2 種の FMCW 信号源の位相雑音特性の違いによるレーダ性能の違いを議論する.

## 2. 光ファイバ接続型 96 GHz 帯ミリ波レーダ

次に, 位相雑音評価に用いる光ファイバ接続型ミリ波レーダの概要を述べる. 試験に用いる光ファイバ接続型広帯域 96 GHz ミリ波レーダシステムの仕様を表 1 に示す. また, 図 2 および図 3 にそれぞれ, 構築した光ファイバ接続型ミリ波レーダシステム全体の概観およびアンテナ局の概観を示す. ここで, 送信信号周波数は, 92 GHz から 100 GHz までの約 8 GHz であり, 測距方式は FMCW 方式を用いている. 広帯域送信信号を用いることで, 理論距離分解能は 1.875 cm である. ここでの理論距離分解能とは, 例えば距離スペクトラムを得るために FMCW 信号の一つのチャープ変化時間を全て高速フーリエ変換 (Fast Fourier Transform, FFT) 処理した場合の FFT ビン間隔を表しており, 実際にレーダが 2 つ以上の探知対象物を視線距離方向に

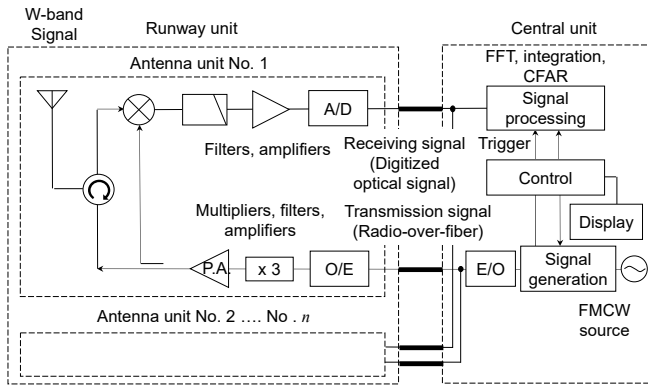


図 4. 光ファイバ接続型ミリ波レーダのブロック図

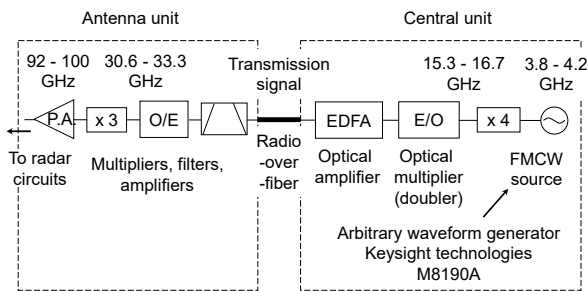


図 5. FMCW 送信信号生成および RoF を用いた信号伝送系ブロック図

分離可能な間隔を表すことでないことに注意が必要である。探知対象物を分離するためには対象物間に最低 1 つのピンが存在することが必要であると同時に、窓関数の半値幅およびしきい値処理の条件等に依存するため、実際の実験評価に基づく距離分解能評価が必要である。さらに、送受信アンテナは同一のアンテナを用いるモノスタティック方式であり、炭素繊維強化プラスチック (Carbon Fiber Reinforced Plastic, CFRP) 製の機械回転式オフセットパラボラアンテナである。アンテナは任意方向に指向性を制御可能な 2 軸ジンバル上に設置しているが、100 g 以下の CFRP 製の軽量アンテナを用いることで、回転制御およびジンバル制御の両方に対して制御負荷の低減を図っている。

図 4 に、光ファイバ接続型ミリ波レーダのブロック図を示す。前述の通り、中央局とアンテナ局に分かれた分散型ミリ波レーダシステムであり、中央局には主として FMCW 送信信号生成および受信信号処理装置を設置する。一括して信号生成および受信信号処理を行うため、複数のアンテナ局を用いた分散型レーダシステムにおいても送受信信号間の同期処理、相関処理等が容易である。さらに、FMCW 送信信号生成および RoF を用いた信号伝送系のブロック図を図 5 に示す。FMCW 信号は 4 GHz 帯において任意信号発生器 (Arbitrary Waveform Generator, AWG) を用いて生成す

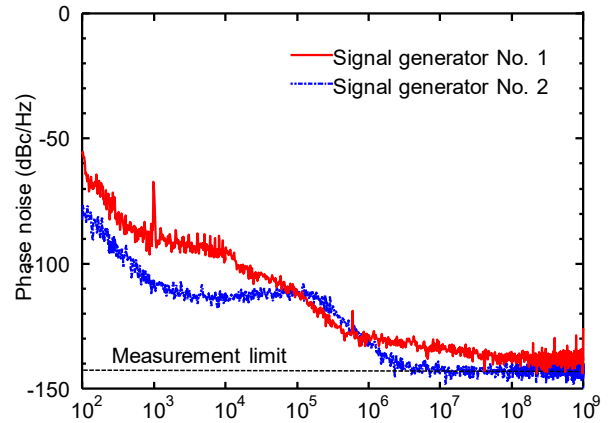


図 6. 4GHz 帯における信号発生器位相雑音特性 (連続波測定)

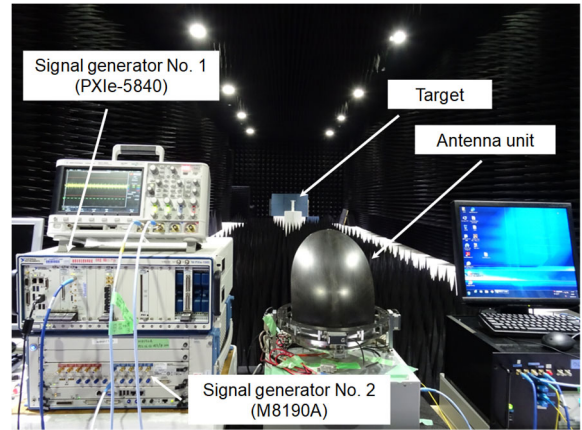


図 7. 電波暗室内における測定状況概観

る。さらに、4 GHz 帯信号を 4 通倍し、電気信号において 16 GHz 帯の信号を得る。次に、空港環境における数 km 以上の RoF 伝送距離においてファイバ分散の影響を受けない安定したレーダ信号伝送が可能となるよう、搬送波抑圧型の光変調方式を用い電気-光変換を行う。搬送波抑圧信号を用いることで光-電気変換時に入力信号の周波数通倍信号を得る。また、エルビウム添加光ファイバ増幅器 (Erbium Doped Fiber Amplifier, EDFA) を用い、光信号の電力レベルを維持し、FMCW 信号の信号帯雑音比劣化を最低限に留めている。最後にアンテナ局内において電気信号で 3 通倍を行い、96 GHz 帯の FMCW 信号を得る。ここで、周波数通倍による位相雑音増加の理論値は 28 dB であり、レーダ感度低下や分解能劣化に繋がる。

### 3. 電波暗室内における測定評価

2 種の FMCW 信号源を用い、レーダ性能評価を実施する。送受信間のアイソレーションが比較的少ないモノスタティック方式のレーダの場合、信号源の位相雑

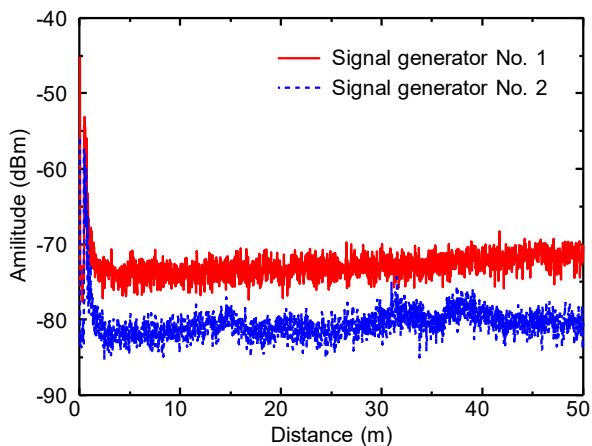


図 8. レーダビートスペクトラム（対象物：なし，コヒーレント積分：0 回，インコヒーレント積分：16 回）

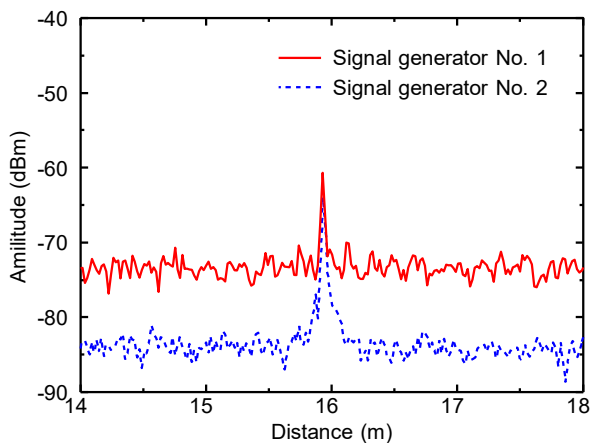


図 9. レーダビートスペクトラム（対象物：1 インチ×1 インチ金属柱，コヒーレント積分：0 回，インコヒーレント積分：16 回）

音特性が受信ノイズフロアに直接影響を及ぼす。本レーダの場合は送受信間のアイソレーションは約 20 dB である。図 6 に、4 GHz 帯における 2 種の FMCW 信号源の位相雑音特性を示す。周波数オフセット 1 MHz から 100 MHz において、信号発生器 No. 1 (Keysight technologies M8190A) の方が No. 2 (National Instruments PXIe-5840) よりも 10 dB 位相雑音が高い。主な違いは信号発生器の Digital-to-analog コンバータの垂直分解能であり、No. 1 は 12 bit であるのに対し、No. 2 は 16 bit である。次に、電波暗室内において FMCW 信号源位相雑音の違いによるレーダ性能の違いを測定評価する。図 7 は、電波暗室内における光ファイバ接続型 96 GHz 帯ミリ波レーダの測定状況の概観である。FMCW 信号発生源のみを切り替え、ビートスペクトラムの違いを比較する。図 8 に、各信号源における対象物が存

在しない場合のレーダビートスペクトラムを示す。図から、信号発生器 No. 2 が今回の測定範囲のほぼ全ての距離において、信号発生器 No. 1 よりも約 10 dB ノイズフロアが低下していることが確認できる。また、図 9 に直径 1 インチ×高さ 1 インチの金属円柱を対象物とした場合のレーダビートスペクトラムを示す。図から、信号発生器 No. 2 の方が約 10 dB 信号対雑音比 (Signal-to-noise ratio, SN 比) が改善していることがわかる。10 dB の SN 比の違いは、探知距離で 80 % の違いになるため、低位相雑音の FMCW 信号源の利用は本レーダにおいて重要であることを確認した。

#### 4. むすび

空港滑走路等の小異物を探知するための光ファイバ接続型 96 GHz 帯広帯域 FMCW ミリ波レーダについて、2 種の FMCW 信号発生器を用いた信号源位相雑音の違いによる、レーダ性能の差異の測定評価を行い、その結果を議論した。まず、測定評価に用いる光ファイバ接続型ミリ波レーダの仕様を示した上で、レーダシステムの特徴や回路構成等の概要を議論した。次に、周波数通帯前の 4 GHz 帯における位相雑音特性を示した上で、電波暗室内における測定で得られた、レーダ受信ビートスペクトラムについて議論を行った。4GHz 帯における約 10 dB の位相雑音の違いが受信信号ノイズフロアの違いとなって表われることを確認した。

#### 謝 辞

本研究の一部は、総務省「電波資源拡大のための研究開発」(JPJ000254)の一環として実施された。

#### 文 献

- [1] BEA Report translation, “Accident on 25 July 2000 at La Patte d’Oie in Gonesse (95) to the Concorde resisterd F-BTSC operated by Air France,” f-sc000725a, Jan. 2002.
- [2] FAA, “Airport Foreign Object Debris (FOD) Detection System”, Advisory Circular AC150/5220-24, September 30, 2009.
- [3] European Organization for Civil Aviation Electronics, “Minimum Aviation System Performance Specification for Foreign Object Debris Detection System”, ED-235, Mar. 2016.
- [4] J. Mund, A. Zouhar, L. Meyer, H. Fricke, and C. Rother, “Performance evaluation of LiDAR point clouds towards automated FOD detection on airport aprons,” Proceeding of the International Conference on Application and Theory of Automation in Command and Control Systems, 2015.
- [5] X. Qunyu, N. Huansheng, and C. Weishi, “Video-based foreign object debris detection,” Proceeding of the IEEE International Workshop on Imaging Systems and Techniques, pp. 119-122. 2009.
- [6] ニッ森 俊一 他, 光ファイバ接続型広帯域 96 GHz 帯ミリ波レーダの基本構成法及び距離分解

能特性評価”, 電子情報通信学会論文誌(C), vol. J98-C, no. 12, pp.459-467, Dec 2015.

- [7] S. Futatsumori et al., “Design and Field Feasibility Evaluation of Distributed-type 96 GHz FMCW Millimeter-wave Radar Based on Radio-Over-Fiber and Optical Frequency Multiplier,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 20, pp. 4835-4843, Oct. 2016.

## 光応用電磁界計測（PEM）特別研究専門委員会について

電子情報通信学会 光応用電磁界計測（PEM）特別研究専門委員会は、平成24年4月に発足した新しい研究専門委員会です。

PEM 研は、急速に進化・変貌を遂げつつある電磁界環境を正確に評価・計測するために、電磁界と光・物質との多彩な応答を利用した、新しい電磁界計測技術を追究することを目標としています。アンテナや電磁両立性等の電磁界計測分野と光センサ・光デバイス等の応用光学分野の専門家がコアメンバーです。対象とする電磁界は、アンテナや高周波回路だけでなく、プラズマ電磁界、宇宙到来電磁波など、人工および自然発生電磁界全般を含みます。また、それらと関連性の深い各種の現象についても議論したいと考えています。光・電磁界・マイクロ波・アンテナ等の様々な最先端研究分野を有機的かつ横断的に結びつけた新しい研究領域を開拓して、その成果を社会へ還元することを目指しています。

委員長	大西 輝夫	情報通信研究機構
副委員長	佐々木 愛一郎	近畿大学
	日景 隆	北海道大学
幹事	土屋 明久	神奈川県立産業技術総合研究所
	勝山 純	横河電機株式会社
幹事補佐	清水 悠斗	情報通信研究機構
専門委員	石井 望	新潟大学
	石山 和志	東北大学
	市川 潤一郎	住友大阪セメント株式会社
	一條 淳	株式会社精工技研
	菅野 敦史	情報通信研究機構
	近藤 順悟	日本ガイシ株式会社
	齊藤 一幸	千葉大学
	笹川 清隆	奈良先端科学技術大学院大学
	佐藤 源之	東北大学
	余 元峰	産業技術総合研究所
	鈴木 敬久	東京都立大学
	セツト ジイヨン	東京大学
	染野 薫	株式会社レスターコミュニケーションズ
	田上 周路	高知工科大学
	田島 公博	NTTアドバンステクノロジー株式会社
	羽賀 望	群馬大学
	東山 潤司	株式会社NTTドコモ
	久武 信太郎	岐阜大学
	平田 晃正	名古屋工業大学
	深沢 徹	三菱電機株式会社
柳澤 幸樹	株式会社多摩川電子	
顧問	黒川 悟	産業技術総合研究所
	陳 強	東北大学
	水野 麻弥	情報通信研究機構
	村田 博司	三重大学

## ☆ 今後の PEM 研究会のご案内

- 第4回研究会（2021年3月12日 於：2021電子情報通信学会総合大会 依頼シンポジウムセッション BI-13）光電磁界計測応用の新たな展開
- 第5回研究会（2021年6月を予定）チュートリアルワークショップ
- 4th International Workshop on Photonics Applied to Electromagnetic Measurements (Hybrid WS)（2021年11月29日～30日 於：札幌／オンライン）

（詳細は、PEM 研究会のホームページ(<https://www.ieice.org/~pem/>)をご覧ください)

## ☆ Facebook “Pem 研究会（光で電波を測る）”

Facebook に PEM 研究会のページを作りました。PEM 研究会の活動紹介や光応用電磁界計測の情報発信を進める予定です。フォロー、「いいね！」をよろしくお願ひします。



## ☆ PEM 研究会コミュニティサイト “PEM-com”

PEM 研究会のコミュニティサイト「PEM-com」を開設しました。

このサイトは、PEM 分野の技術交流活性化のための様々な情報発信に活用する予定です。現在、チュートリアル記事等を公開しています。

URL : <http://pem.main.jp/>

