

第2回 光応用電磁界計測研究会

PEM2020-5～9

2020年 10月22日 (木)

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 (PEM)

併 催：電子情報通信学会
環境電磁工学研究会 (EMCJ)
マイクロ波研究会 (MW)
エレクトロニクスシミュレーション研究会 (EST)
電気学会 電磁環境技術委員会 (IEE-EMC)

第 2 回 光応用電磁界計測研究会 プログラム

2020 年 10 月 22 日 (木) 15:25–17:30

座長：日景 隆 (北大)

- 15:25–15:50 [PEM2020-5]
アルカリ金属を用いた光学式磁界センサによる交流磁界分布測定
～ ミラーアレイデバイスへのランダムパターン適用によるノイズフロアの低減 ～
○田中 拓充・田上 周路 (高知工科大)・豊田 啓孝 (岡山大)
- 15:50–16:15 [PEM2020-6]
85kHz 帯におけるシース付きダイポールアンテナによる液剤中光電界プローブ校正法の検討
○於保 英志 (東京農工大/NICT)・清水 悠斗・チャカロタイ ジェドヴィスノブ
・和氣 加奈子 (NICT)・有馬 卓司・宇野 亨 (東京農工大)
- 16:15–16:40 [PEM2020-7]
人体通信系の信号経路識別における光電界センサと機械学習の有効性について
○佐々木 愛一郎・森田 和樹・坂 明憲 (近畿大)
- 16:40–17:05 [PEM2020-8]
マイクロ波導波モードの時間・空間制御を利用した FRPM 管の非破壊検査法
○松川 沙弥果 (産総研)・吉田 光佑 (三重大)・奥田 忠弘・裕 昌也 (クリモト)
・黒川 悟 (産総研)・村田 博司 (三重大)
- 17:05–17:30 [PEM2020-9]
高 FB 比 (Front to Back Ratio)を有する 2 偏波同時受信アンテナ電極電気光学変調器
○黒川 悟・松川 沙弥果 (産総研)・佐藤 正博・鬼澤 正俊 (精工技研)・
横橋 裕斗・村田 博司 (三重大)

会 場： 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/>)

併 催： 電子情報通信学会 環境電磁工学研究会 (EMCJ)

マイクロ波研究会 (MW)

エレクトロニクスシミュレーション研究会 (EST)

電気学会 電磁環境技術委員会 (IEE-EMC)

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：2020 年 10 月 15 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

アルカリ金属を用いた光学式磁界センサによる交流磁界分布測定 —ミラーアレイデバイスへのランダムパターン 適用によるノイズフロアの低減—

田中 拓充[†] 田上 周路[†] 豊田 啓孝[‡]

[†] 高知工科大学 システム工学群 〒782-8502 高知県香美市土佐山田町宮ノロ 185

[‡] 岡山大学大学院 自然科学研究科 〒700-8530 岡山県岡山市北区津島中 3-1-1

E-mail: [†] 245057f@gs.kochi-tech.ac.jp, taue.shuji@kochi-tech.ac.jp, [‡] toyota@okayama-u.ac.jp

あらまし 電磁界分布の画像化は空間的な評価に有効である。我々はこれまでミラーアレイデバイスを用い、ミラーの走査による交流磁界分布の画像化を実証してきた。しかし、この手法で得られた画像には大きなノイズフロアが生じてしまう。本研究ではミラーアレイデバイスへランダムパターンを適用することで、ゴーストイメージングによる画像化を試みた。また、ロックインアンプの位相敏感検波を用いた磁界の2軸測定も試みた。ゴーストイメージングによって得られた画像は走査によって得られた画像と同等の磁界分布を示し、ノイズフロアの明らかな減少が確認できた。最後に、コイルから生じる磁界の2軸測定を実施し、2軸の磁界分布画像を取得した。取得した画像に対して、コイルの位相遅れを補正することで計算結果と同等の分布画像を得ることができた。

キーワード

原子磁気センサ, ゴーストイメージング, 走査, デジタルマイクロミラーデバイス, ノイズフロア

Optical measurement of AC magnetic field by using alkali metal atoms —Noise floor reduction by applying random patterns to mirror array devices—

Takumi TANAKA[†] Shuji TAUE[†] and Yoshitaka TOYOTA[‡]

[†] School of system engineering, Kochi University of Technology

185 Miyanokuchi, Tosayamada-cho, Kami-city, Kochi, 782-8502 Japan

[‡] Graduate school of natural science and technology, Okayama University

E-mail: [†] 245057f@gs.kochi-tech.ac.jp, taue.shuji@kochi-tech.ac.jp, [‡] toyota@okayama-u.ac.jp

Abstract To visualize electromagnetic fields is useful to evaluate spatial distribution. We have demonstrated AC magnetic field imaging using an optical magnetometer with scanning mirrors of a digital micromirror device. However, a large noise floor is encountered in obtained images. In this study, a ghost imaging technique was adopted by applying binary random patterns to mirrors. And biaxial-field detection with the magnetometer was also demonstrated by using phase sensitive detections with a lock-in amplifier. The images obtained through ghost imaging are compared with those through scanning, and almost the same distribution images are obtained and the noise floor is clearly reduced by using ghost imaging. And experimentally obtained biaxial-field images from a coil matched well with calculated field images by offsetting the phase delay of the coil.

Keywords

Atomic Magnetometer, Ghost Imaging, Scanning, Digital micromirror device, Noise floor

アルカリ金属を用いた光学式磁界センサによる交流磁界分布測定 - ミラーアレイデバイスへのランダムパターン 適用によるノイズフロアの低減 -

田中拓充・田上周路（高知工科大）・豊田啓孝（岡山大）

1

発表内容

- 研究背景
 - 光学式磁気センサ原理 (Mx magnetometer)
 - 光学式磁気センサ2方向測定原理
 - コンピュータシミュレーション原理 (ゴーストイメージング)
 - 光学式磁気センサとコンピュータシミュレーションの組み合わせ
 - 実験光学系
 - 測定実験①: 均一磁界の画像化
 - 2つの感度方向でそれぞれ強度分布画像の出力
 - 測定実験②: 入力磁界強度に対するセンサ出力
 - ランダムパターンの導入によりノイズフロアの低減
 - 測定実験③-1: 近傍磁界プローブから生じる磁界分布の測定 (コイル面x-z平面)
 - 測定実験③-2: 近傍磁界プローブから生じる磁界分布の測定 (コイル面y-z平面)
 - 信号磁界分布に参照信号との位相差を含んだ出力
- まとめ

2

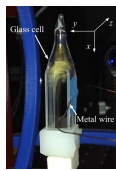
1 研究背景

スマートフォンや電気自動車のワイヤレス給電技術の普及に伴い、人体への影響や効率化を図るには空間的な磁界の評価が必要である。我々は金属を用いない光学式磁界センサによって非侵襲な磁界の測定を実証しており、画像化に向けて取り組んでいる。

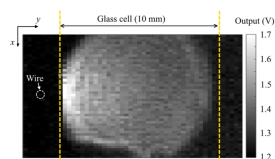
S. Taue and Y. Toyota, Opt Rev 27, 258-263 (2020).

これまで…

磁界分布の画像化をデジタルマイクロミラーデバイス (DMD) のミラーアレイの走査によって行ってきた。



センサとなるセシウム封入ガラスセル



DMDのミラーアレイ走査による信号源の位置推定

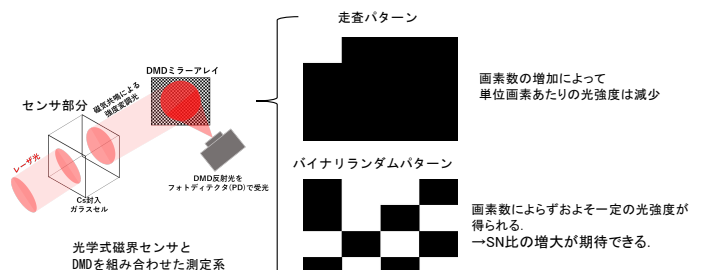
ミラーアレイの回折光によるノイズフロアが問題となっている。

3

1 研究背景

本研究の目的

バイナリランダムパターンを用いたコンピュータシミュレーションの導入によりノイズフロアの低減を目指す。



参考: 仁田功一, 「シングルピクセルイメージング」 OPTRONICS, No. 4, pp. 187-191, 2017.

4

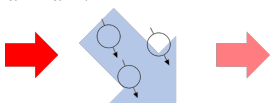
2.1 光学式磁気センサ 原理 (Mx magnetometer)

①光ポンピング



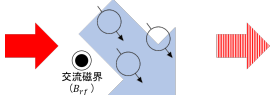
Cs D2線吸収波長 (852nm) レーザ光の円偏光入射
→ スピン偏極

②静磁場B₀ 磁場の印加



静磁場の印加によるスピンのラーモア歳差運動
 $\omega = \gamma B_0$
 ω : 角周波数
 γ : 磁気回転比 (Cs: 3.5 Hz/nT)

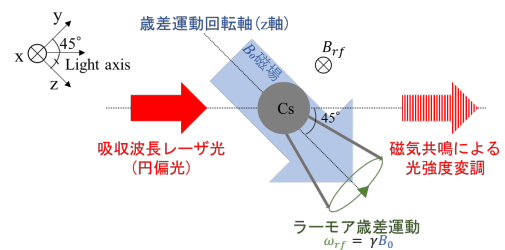
③交流磁界印加による共振



交流磁界の印加により歳差運動の位相が揃う
→ 透過光強度の変調 (ω と B_{1f} の周波数が一致する時最大)
磁気共鳴を用いるため、特定の周波数のみ測定可能
(本研究では70kHzの交流磁界を測定)

5

2.1 光学式磁気センサ原理 (Mx magnetometer)

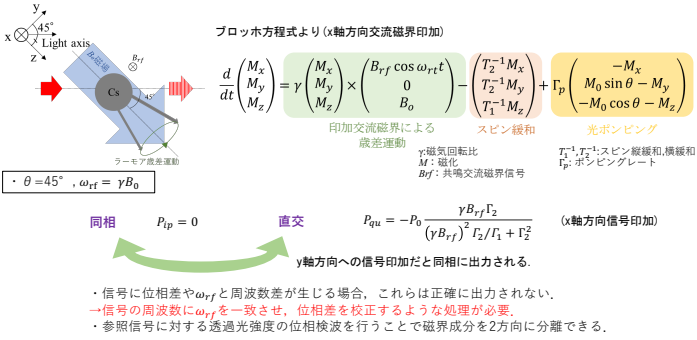


ラーモア歳差運動の角周波数と信号磁界周波数が一致する時透過光の強度変調は最大となる。
光の強度変化を観測することで磁界の強度を間接的に観測することが可能。

参考: E. B. Alexandrov and A. K. Vershovsky, "Mx and Mz magnetometer," in Optical Magnetometry, D. Budker and D. F. J. Kimball, Eds. Cambridge University Press, New York, pp. 60-84, 2013.

6

2.2 光学式磁気センサ2方向測定原理 (Mx magnetometer)



7

3.1 コンピュータショナルイメージング原理

本研究ではミラーアレイにバイナリランダムパターンを用いたGhost Imaging(GI)を用いた。

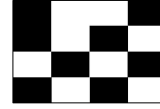
感度方向

$$T_{(x,y)} = \left\langle V_{GI}^{(m)} R_{(x,y)}^{(m)} \right\rangle - \left\langle V_{GI}^{(m)} \right\rangle \left\langle R_{(x,y)}^{(m)} \right\rangle$$

信号強度とランダムパターンの相関 バイアス成分

T : 出力画像
 V_{GI} : 信号強度
 R : ランダムパターン行列
 $\langle \cdot \rangle = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (\cdot)$
 M : 画素数(N) × 反復測定回数

ミラーアレイ表示パターン



バイナリランダムパターン

- パターン($R_{(x,y)}$)毎に信号光(V_{GI})の取得。
- 画素数回の測定を1setとし、反復測定を行うことで出力画像の精度が上がる。

参考: Cheng Zhou, Xiwei Zhao, Heyan Huang, Gangcheng Wang, Xue Wang, Lijun Song, Kang Xue, "Multi-resolution single-pixel imaging via Hadamard 'pipeline' coding", Applied Physics B, 126, No.163, 2020.

8

3.2 光学式磁気センサとコンピュータショナルイメージングの組み合わせ

バイナリランダムパターンの適用によって画素数によらず一定の光強度取得が期待される。

GI

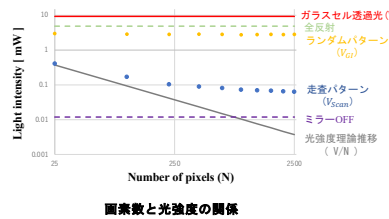
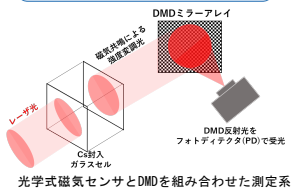
$$T_{(x,y)} = \left\langle V_{GI}^{(m)} R_{(x,y)}^{(m)} \right\rangle - \left\langle V_{GI}^{(m)} \right\rangle \left\langle R_{(x,y)}^{(m)} \right\rangle$$

$$|V_{GI}| = (I - I_{Loss}) / 2$$

走査

$$T_{(x,y)} = V_{Scan}^{(N)}$$

$$|V_{Scan}| = (I - I_{Loss}) / N$$



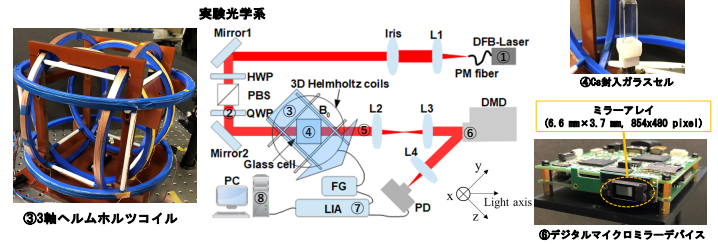
バイナリランダムパターンの適用により、画素数によらずおよそ一定の光強度が得られることが確認できた。

走査ではミラーアレイの回折光によって、光強度の減衰は理論値から乖離する。

9

4.1 実験光学系

信号の発振はファンクションジェネレータ(FG)により行う。

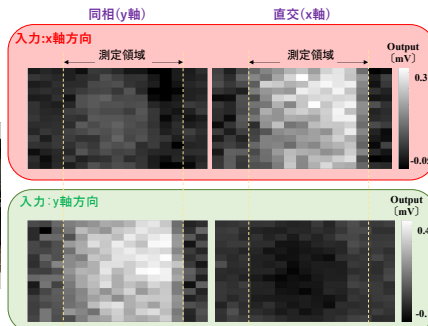
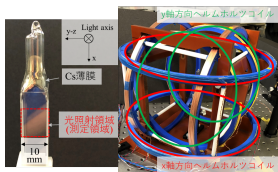


- ①CsD2線吸収波長のDFBレーザー
- ②λ/4波長板による円偏光
- ③3軸ヘルムホルツコイルによる静磁場 B_0 の印加
- ④センサヘッドとなるガラスセル

10

4.2.1 測定実験①: 均一磁界の画像化

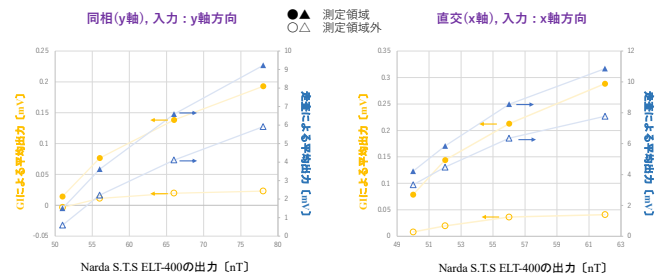
- ヘルムホルツコイルから測定領域に70 kHzの均一磁界を印加。
- x軸とy軸にそれぞれ印加し画像化。



2つの感度方向に分離してそれぞれで強度分布画像として出力可能

11

4.2.2 測定実験①: 入力磁界強度に対するセンサ出力



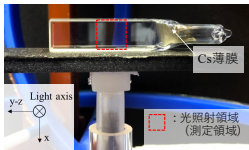
それぞれの感度方向についてセンサ出力は磁界強度に応じて変化

GIによるノイズフロアの低減を確認

12

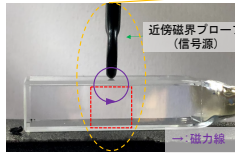
4.3.1 測定実験② - 1 : 近傍磁界プローブから生じる磁界分布の測定(コイル面 : x-z軸平面)

- ・測定対象はFGより近傍磁界プローブ(直径10mm)に印加する70kHz交流磁界(ラーモア周波数は $3.5 \text{ kHz/nT}(\gamma) \times 20 \mu\text{T}(B_0) = 70 \text{ kHz}$ となり信号周波数と一致)
- ・プローブ内のコイルの位相遅れを測定し, -12.6° を補正.
- ・測定領域空間(1 cm^3)における磁界の強度分布を測定. レーザ入射(Light axis)方向の視点で画像化.
- ・PDで得られた信号はLIAを用いて2方向に分離し, DMDの走査とランダムパターンによる画像化(15×15 画素). シミュレーションと比較し評価を行う.



近傍磁界プローブ
(KEYSIGHT RF R 50-1)

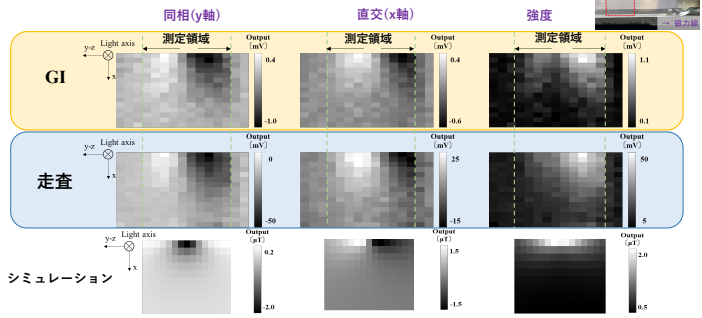
コイル面 : レーザ入射方向



13

測定②-1 コイル面 : レーザ光入射方向

- ・シミュレーションはビオ・サバルの法則より算出(電流値は実測値より42mA)

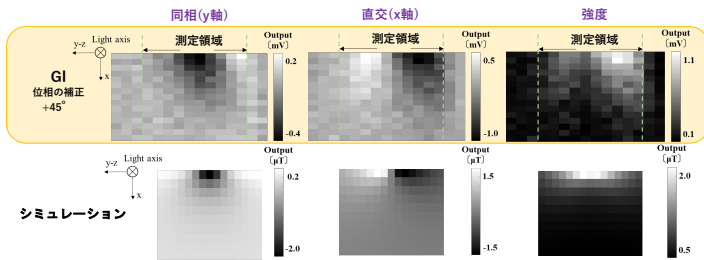
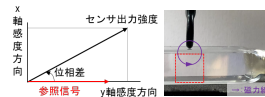


走査とGIにおいて同様の分布画像が得られたが, シミュレーションとは大きく異なった.

14

測定② - 1 : 考察

- ・位相の補正値 -12.6° はオシロスコープで測定した電流波形の位相差→シミュレーションとは異なる分布が得られた.
- LIA内での処理に基づいてシミュレーションと同じ分布になるように取得画像を用いて位相の再補正を行った.

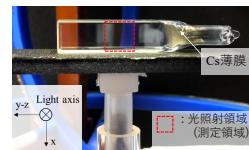


位相の再補正によってシミュレーションと同様の分布が得られた.

15

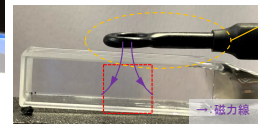
4.3.2 測定実験② - 2 : 近傍磁界プローブから生じる磁界分布の測定(コイル面 : y-z平面)

- ・測定対象はFGより近傍磁界プローブ(直径10mm)に印加する70kHz交流磁界(ラーモア周波数は $3.5 \text{ kHz/nT}(\gamma) \times 20 \mu\text{T}(B_0) = 70 \text{ kHz}$ となり信号周波数と一致)
- ・プローブ内のコイルの位相遅れを測定し, -12.6° を補正.
- ・測定領域空間(1 cm^3)における磁界の強度分布を測定. レーザ入射(Light axis)方向の視点で画像化.
- ・PDで得られた信号はLIAを用いて2方向に分離し, DMDの走査とランダムパターンによる画像化(15×15 画素). シミュレーションと比較し評価を行う.



近傍磁界プローブ
(KEYSIGHT RF R 50-1)

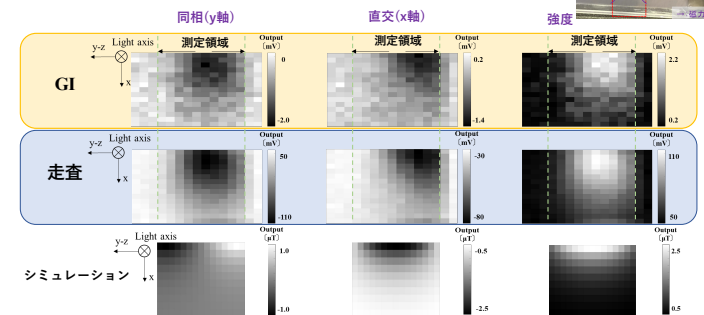
測定③コイル面 : y-z平面



16

測定② - 2 コイル面 : y-z平面

- ・シミュレーションはビオ・サバルの法則より算出(電流値は実測値より42mA)

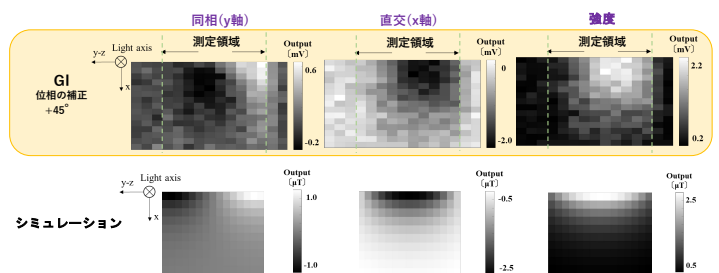


走査とGIにおいて同様の分布画像が得られ, 強度の画像においてGIではノイズフロアの低減が確認された. しかし, シミュレーションとは異なる分布画像が得られた.

17

測定② - 2 : 考察

- ・測定② - 1より, 信号源の位相の補正は $+45^\circ$ に設定するとシミュレーションと一致することが確認できた.
- 測定② - 2でも同値の位相の補正でシミュレーションと一致するかを確認.



位相の再補正によってシミュレーションと同様の分布画像が得られた.

18

5 まとめ

- ・光学式磁気センサを用いて交流磁界の画像化を行い，空間的な評価を行った．
- ・バイナリランダムパターンを用いたコンピューショナルイメージングの導入により，ノイズフロアが低減されることが確認できた．
- ・センサの持つ感度方向についてそれぞれ画像化出来ることが確認でき，信号磁界の強度とともに方向の評価できることが確認できた．
- ・本研究で用いた光学式磁気センサでは，信号磁界の位相情報を含んだ強度分布の測定が可能であることが確認できた．

85kHz 帯におけるシース付きダイポールアンテナによる 液剤中光電界プローブ校正法の検討

於保 英志^{†, ‡} 清水 悠斗[‡] チャカロタイ ジェドヴィスノブ[‡]
和氣 加奈子[‡] 有馬 卓司[†] 宇野 亨[†]

[†] 東京農工大学工学府 〒184-8588 東京都小金井市中町 2-24-16

[‡] 国立研究開発法人 情報通信研究機構 〒184-8795 東京都小金井市貫井北町 4-2-1

E-mail: [†] s204358y@st.go.tuat.ac.jp, {t-arima, uno}@cc.tuat.ac.jp [‡] {y_shimizu, jerd, kana}@nict.go.jp

あらまし 先行研究にて、MHz 帯におけるばく露評価のために用いる生体組織等価液剤ファントム内の電界プローブに対して、シース付きダイポールアンテナを標準アンテナとして使用するプローブ校正法が提案されている。原理として、電力伝送公式を利用した 2 アンテナ法によりシース付きダイポールアンテナの送信アンテナ係数を決定することで、送信用シース付きダイポールアンテナが液剤内に発する平均電界強度を推定できることが示されている。本研究では、受信偏波方向の異なる 2 種類の光電界プローブのための校正システムを構築し、濃度 0.074 mol/l の液剤ファントム内の光電界プローブに対して 85 kHz における校正係数を決定した。

キーワード 無線電力伝送, 光電界プローブ, ダイポールアンテナ

A Study on a Calibration Method for an Optical Electric-Field Probe in a Liquid Phantom Using a Sheathed Dipole Antenna at 85 kHz-Band

Eishi Oho^{†, ‡} Yuto Shimizu[‡] Jerdvisanop Chakarothai[‡]
Kanako Wake[‡] Takuji Arima[†] Toru Uno^{†, ‡}

[†] Faculty of Engineering, Tokyo University of Agriculture and Technology
2-24-16 Naka-cho, Koganei-shi, Tokyo 184-8588 Japan

[‡] National Institute of Information and Communications Technology
4-2-1 Nukui-Kitamachi, Koganei, Tokyo, 184-8795 Japan

E-mail: [†] s204358y@st.go.tuat.ac.jp, {t-arima, uno}@cc.tuat.ac.jp [‡] {y_shimizu, jerd, kana}@nict.go.jp

Abstract In a previous study, for exposure assessment in MHz band, a calibration method using a sheathed dipole antenna was proposed for electric-field probe immersed inside a liquid phantom simulating a biological tissue. The method showed the distance characteristics of average electric-field strength created by the sheathed dipole antenna in the liquid phantom was estimated by using transmitting antenna factor of the sheathed dipole antenna on two-antenna method via the power transmission formula. In this paper, we prepare two optical-electric probes whose antenna direction is parallel and perpendicular to the probe extension direction, construct a calibration system for the probes immersed inside the liquid phantom with a concentration of 0.074 mol/l, and calculate the conversion factor for the probes at 85 kHz.

Keywords Wireless power transfer, optical electric-field probe, dipole antenna

1. はじめに

近年、発展が著しい電気自動車等に利用される動作周波数が 85 kHz 帯の無線電力伝送 (Wireless Power Transfer: WPT) システムは、近傍で比較的強い漏洩電磁界が生じるため、人体安全性の観点から、電磁界ばく露評価が求められる。100 kHz 以下の低周波数領域での電磁界ばく露評価指標は、電波防護指針の基本制限にて体内電界強度とされている[1]。低周波数帯でのばく露評価として、電界プローブ・液剤ファントムを用

いた測定系を構築し、液剤ファントム内の電界強度測定を行う場合、プローブ先端における電界強度とプローブ出力電圧を関連付ける必要がある。この作業がプローブ校正であり、強度が既知の電界をプローブ先端に発生させた上でプローブ校正を行う手法を標準電界法という[2]。

先行研究では、MHz 帯における液剤ファントム内のプローブの校正手法が提案されている[3]。この手法では液剤内におけるダイポールアンテナに着目し、自由

空間におけるアンテナ近傍での測定から得られる送信アンテナ係数を用いた放射電界強度の式を一様媒質中へと拡張し、電力伝送係数の公式に含まれるリアクション積分に基づき、ダイポールアンテナに生じる電流分布を重みとした平均電界強度を標準電界の推定式として用いている。

本研究では、先行研究における校正法を kHz 帯に拡張し、2 種類の液剤中光電界プローブに対して校正係数(Conversion Factor; CF)を決定することを目的とし、新しいプローブ校正システムを構築し、実際に校正を実施する。

2. 光電界プローブ

光電界プローブの先端には、電気光学効果を利用したセンサが配置されている。センサ部分に生じた電界による信号は光変調器によって光へ変換され、光ファイバを通して光コントローラーにて電気信号に戻される。この電気信号をオシロスコープで受信することで、電界に比例する電圧が得られる。また、プローブはセンサ部分を除いて非金属である光学部品やガラスによって構成されているため、電磁界に対して低擾乱である。従って、信号取り出し用ケーブル等の金属部品を多く含む通常の電界プローブと比べ、電磁界を乱すことなく正確に測定ができるというメリットがある[4]。

本研究で校正に用いる 2 種類の光電界プローブは 1 軸であり、受信偏波方向がプローブ軸方向・軸水平方向を向くように、長さ $l_{opt} = 10 \text{ mm}$ のセンサが直径 15 mm のプローブ内の先端に配置されている。

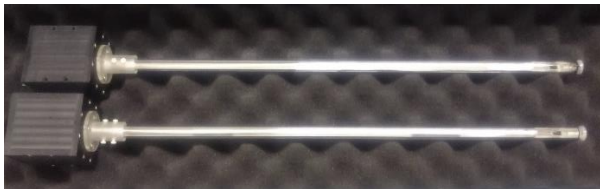


図 1 校正用光電界プローブ

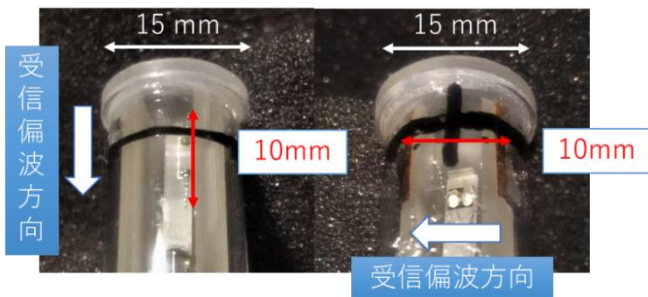


図 2 光電界プローブの先端（センサ部）

3. 校正手順及び校正システム

本節では、シース付きダイポールアンテナの送信ア

ンテナ係数の詳細な導出は参考文献[3]を参照することとし、実際の校正手順及び校正システムについて説明する。本校正法では、液剤ファントム内の光電界プローブの校正のため、以下の 3 ステップを行う[3]。

Step1: 伝送特性の測定、送信アンテナ係数の算出

液剤ファントム内に特性が同一であるとみなせるシース付きダイポールアンテナをアンテナエレメントが平行になるように対向させ、離隔距離 d を変えつつ S パラメータの距離特性の測定を行い、送信アンテナ係数を算出する。

Step2: 受信電圧の測定

液剤ファントム内で送信アンテナとしてシース付きダイポールアンテナを設置し、アンテナの上部に光電界プローブを配置する。校正する光電界プローブの受信偏波方向成分の放射電界が支配的となる軸を校正位置とし、光電界プローブを校正軸上で移動させ、受信電圧を測定する。

Step3: 平均電界強度、校正係数の算出

Step2 の校正位置におけるセンサ部分の平均電界強度を送信アンテナ係数を用いて算出し、受信電圧との比をとることで校正係数 CF を決定する。以下、本校正で用いたシース付きダイポールアンテナ及び測定システムについて説明する。

3.1. シース付きダイポールアンテナ

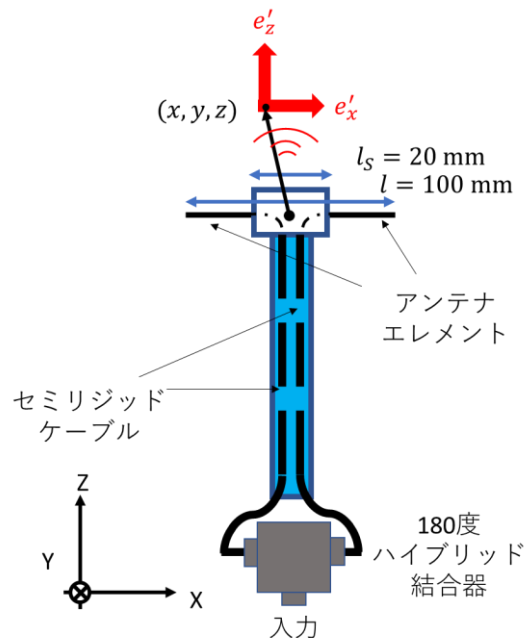


図 3 シース付きダイポールアンテナ

プローブ校正に使用するシース付きダイポールアンテナの概略図を図 3 に示す。ダイポールアンテナの部分は平行に伸ばしたセミリジッドケーブルの先端で

対称になるように内導体を折り曲げて取り出すことで、アンテナエレメントを形成する．周囲損失媒質への導電電流による電力損失を防ぐため、内導体の折り曲げ部分である給電箇所を低損失誘電体で覆う（シース部分）[5]．図3に示すように、アンテナエレメントからセミリジッドケーブル伸ばしたもう片方の端に180度ハイブリッド結合器(MCLI社製, JL-17, 10kHz-60MHz)と接続することで、平衡給電を行うことができる．本研究で用いたシース付きダイポールアンテナのエレメントの長さは $l = 100 \text{ mm}$ ，シース部分の長さは $l_s = 20 \text{ mm}$ である．

次にシース付きダイポールアンテナによる放射電界推定式について説明する．ダイポールアンテナのアンテナエレメント中心を原点とし、エレメント上の電流分布 i を(1)式のような正弦波分布と仮定すると、給電点における電流値で正規化されたアンテナと平行な x 成分の放射電界 e_x と垂直な z 成分の放射電界 e_z は(2), (3)式で表される[6]．

$$i(x) = \frac{\sinh\left(\gamma\left(\frac{l}{2} - |x|\right)\right)}{\sinh\left(\frac{\gamma l}{2}\right)} \quad (1)$$

$$e_x(x, y, z) = \frac{\sqrt{\mu_0/\epsilon}}{4\pi \sinh\left(\frac{\gamma l}{2}\right)} \left[\frac{e^{-\gamma R_1}}{R_1} + \frac{e^{-\gamma R_2}}{R_2} - 2 \cosh\left(\frac{\gamma l}{2}\right) \frac{e^{-\gamma R_0}}{R_0} \right] \quad (2)$$

$$e_z(x, y, z) = \frac{-z\sqrt{\mu_0/\epsilon}}{4\pi \sqrt{y^2 + z^2} \sinh\left(\frac{\gamma l}{2}\right)} \left[\left(x - \frac{l}{2}\right) \frac{e^{-\gamma R_1}}{R_1} + \left(x + \frac{l}{2}\right) \frac{e^{-\gamma R_2}}{R_2} - 2x \cosh\left(\frac{\gamma l}{2}\right) \frac{e^{-\gamma R_0}}{R_0} \right] \quad (3)$$

$\gamma = j\omega\sqrt{\mu_0\epsilon}$ は媒質の伝搬定数を示し、 ω は角周波数である． μ_0 及び ϵ はそれぞれ媒質中の透磁率及び複素誘電率である． R_0 、 R_1 及び R_2 は以下の式で表される．

$$R_0 = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2} \quad (4)$$

$$R_1 = \sqrt{(x-l)^2 + y^2 + z^2} \quad (5)$$

$$R_2 = \sqrt{(x+l)^2 + y^2 + z^2} \quad (6)$$

以上、(1)-(6)式を用いて媒質中のダイポールアンテナからの放射電界を求めることができる．しかし、本研究で用いたシース付きダイポールアンテナの電流分布 i_s はダイポールアンテナと少し異なり、先行研究において、モーメント法を用いた電磁界解析を通して電力損失の無いシース部分において一定の電流値をとる台形電流分布であることが示されている[3]．後に、実効長・送信アンテナ係数の計算に使用される台形電流分布は、(1)式を用いた(7)式で示されるものを最大値1に正規化した(8)式で与えられ、シース付きダイポールア

ンテナによる放射電界は、(7)式に関連付けて(2), (3)式を補正した(9)式により得られる[3]．

$$i'(x) = i(x)|_{l=l} - \frac{\sinh\left(\frac{\gamma l_s}{2}\right)}{\sinh\left(\frac{\gamma l}{2}\right)} i(x)|_{l=l_s} \quad (7)$$

$$i_s(x) = \frac{i'(x)}{|i'(x)|_{\max}} \quad (8)$$

$$e'_{x,z} = e_{x,z}|_{l=l} - \frac{\sinh\left(\frac{\gamma l_s}{2}\right)}{\sinh\left(\frac{\gamma l}{2}\right)} e_{x,z}|_{l=l_s} \quad (9)$$

3.2. 送信アンテナ係数の算出

Step1 で用いる測定システムの概要図を図4に、測定の様子を図5に示す．測定システムはネットワークアナライザ(Agilent, E5071C), 三軸ポジショナ, 水槽及び送受信シース付きダイポールアンテナから構成される．水槽は底面が450 mm 四方であり、高さ400 mm まで0.074 mol/l の食塩水(比誘電率: 80.06, 導電率: 0.82 S/m)で満たすことで液剤ファントムとした．図4, 5に示すように水槽底面中央より高さ150 mm の位置にアンテナエレメントが配置されるように送信用ダイポールアンテナを設置する．受信用ダイポールアンテナは、水槽上部より送信用ダイポールアンテナと対向するように設置する．

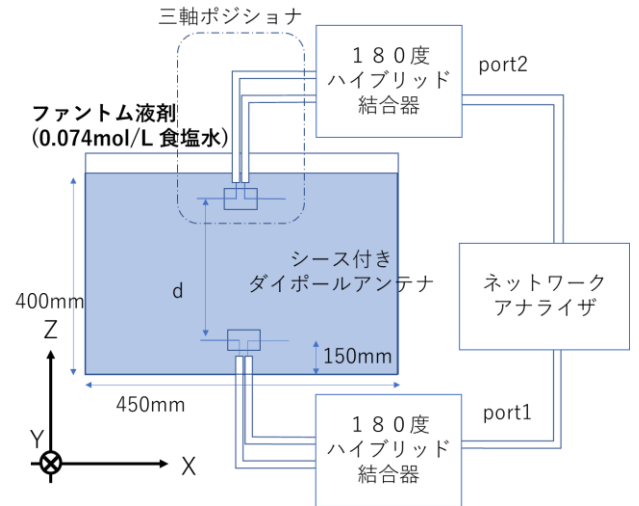


図4 伝送特性の測定システム

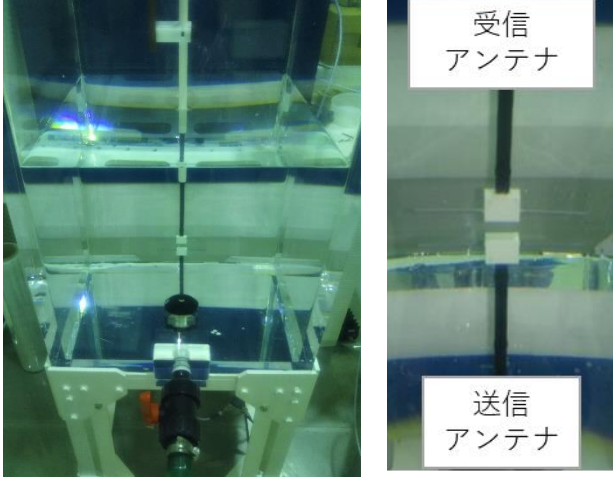


図 5 伝送特性測定の様子

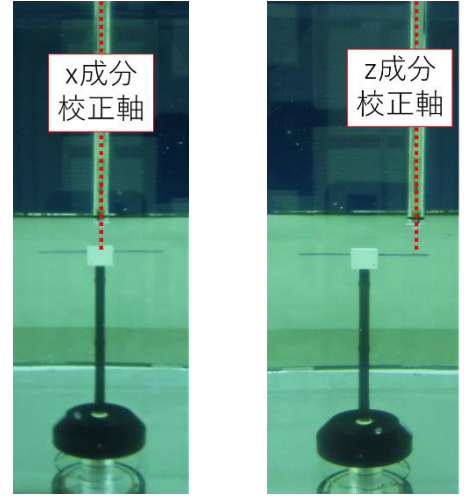


図 7 受信電圧測定の様子

上記のシステムにおけるアンテナ間の離隔距離が d のときの電力利得 ζ は S パラメータを用いて以下の式で表現できる．

$$\zeta(d) = \frac{|S_{21}(d)|^2}{(1 - |S_{11}(d)|^2)(1 - |S_{22}(d)|^2)} \quad (10)$$

ここで、送信用のダイポールアンテナが同様の特性であると仮定することによって送信アンテナ係数は以下の式で求めることができる [3]．

$$|F^e| = \left(\frac{\sqrt{\zeta(d)}}{|\kappa(d)|} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (11)$$

ただし、

$$\kappa(d) = \frac{1}{4le^2} \int_{-l/2}^{l/2} e'_x(x, 0, d) i_s(x) dx \quad (13)$$

とする．また、シース付きダイポールアンテナの実効長 l^e は

$$l^e = \int_{-l/2}^{l/2} i_s(x) dx \quad (14)$$

である．

3.3. プローブ校正システム及び校正係数の算出

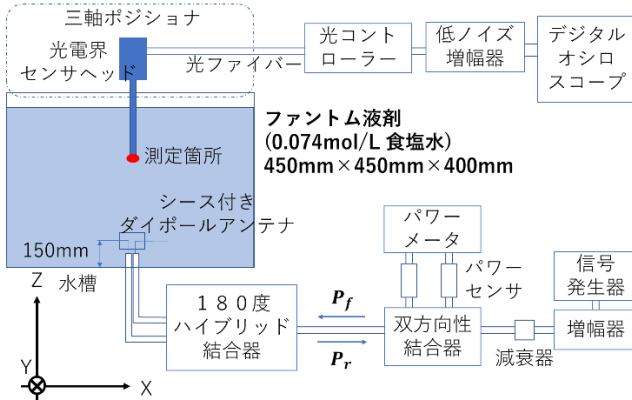


図 6 プローブ校正システム

Step2でのプローブ校正システムを図6に、測定の様子を図7にそれぞれ示す．システムは信号発生器 (Agilent, 33210A), 増幅器 (BONN Elektronik, BSA 0110-100), 双方向性結合器 (Werlatone, C6442-10, 10kHz-400MHz), 減衰器 (Narda, 769.10), パワーセンサ (Agilent, E8304A, E9304A), パワーメータ (Agilent, E4417A), 送信用シース付きダイポールアンテナ, 光電界プローブ (精工技研, CS-1607, CS-1608), 光コントローラー (精工技研, C5-A11-1), 低ノイズ増幅器 (SONOMA, 315, 10kHz-1GHz), デジタルオシロスコープ (Rohde&Schwarz, RTO 1004), 三軸ポジショナから構成される．光電界プローブはファントム上部から垂直に挿し入れ、受信偏波方向は x , z 方向となる．

アンテナに供給される正味の入力電力 P_{in} は、パワーセンサ・パワーメータを用いて入射電力 P_f ・反射電力 P_r を測定し、その値の差分とした．校正位置に関して、 x 成分受信用光電界プローブの校正を行う場合はシース付きダイポールアンテナの中心の垂直軸上にプローブ先端を移動させ受信電圧 V_x を測定した．また z 成分受信用光電界プローブの校正を行う場合は、シース付きダイポールアンテナの中心から x 方向に 40 mm 離れた垂直軸上にて受信電圧 V_z を測定した．

校正位置に置かれたセンサ部分における平均電界強度 x , z 成分は以下の式によって求めた．

$$|E_x(x, y, z)| = \frac{\sqrt{P_{in}} |F^e|}{\sqrt{2} |l^e| l_{opt}} \int_{-l_{opt}/2}^{l_{opt}/2} |e'_x(x, y, z)| dx \quad (15)$$

$$|E_z(x, y, z)| = \frac{\sqrt{P_{in}} |F^e|}{\sqrt{2} |l^e| l_{opt}} \int_{-l_{opt}/2}^{l_{opt}/2} |e'_z(x, y, z)| dz \quad (16)$$

校正位置における平均電界強度から光電界プローブの受信電圧を用いて (17) 式より校正係数 CF_x , CF_z を求めた．

$$CF_{x,z} = \frac{|E_{x,z}|}{V_{x,z}} \quad (17)$$

4. 光電界プローブの校正結果

光電界プローブの校正係数を算出するため、上記の Step1-3 に従って校正を行った。Step1 にて得られた送受信シース付きダイポールアンテナ間の S パラメータ距離特性から導かれた送信アンテナ係数 F^e を図 8 に示す。アンテナ間距離が大きくなるに従い、送信アンテナ係数が増大する傾向が見てとれる。要因として、(2), (3) 式は一様媒質のみが広がった空間を仮定し、反射波の影響を考慮していないため、ファントム底面のアンテナからの進行波とファントム液面の液剤と空気の境界からの反射波の強め合いが生じる領域において (13) 式の積分項内の e'_x を過小に評価している事が考えられる。よって送信アンテナ係数にはファントム液面から最も遠い距離 20 mm の値を用いることとし、85 kHz において $0.008 \text{ m} \cdot \text{S}^{1/2}$ とした。

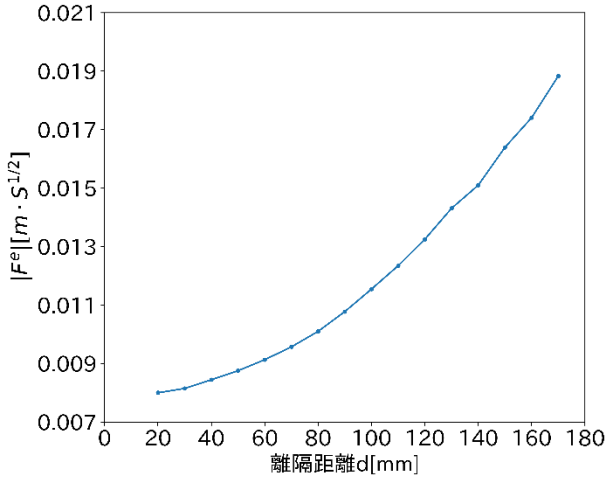


図 8 シース付きダイポールアンテナ
送信アンテナ係数

次に Step2 における校正システムを使って得られた校正軸上における光電界プローブの受信電圧を図 9 に示す。このとき、ノイズフロアは 0.5 mV、測定中の送信アンテナへの入力電力 P_{in} は 1.001 W であった。

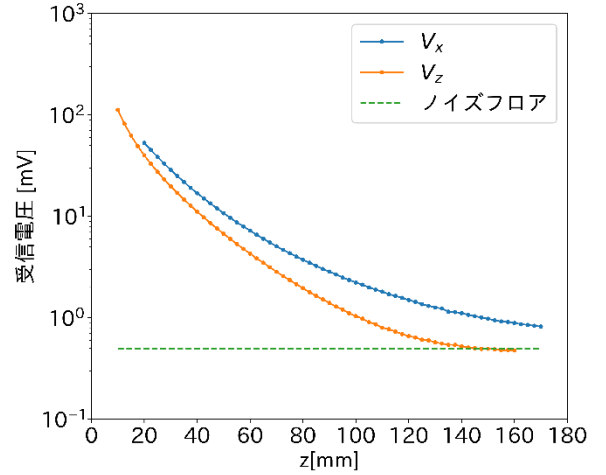


図 9 プローブ受信電圧の距離特性

最後に Step3 にて校正係数を算出する。Step1 で得られた送信アンテナ係数から求めた校正軸上の平均電界強度を図 10 に示す。この平均電界強度と受信電圧を用いて (17) 式から得られた校正係数を図 11 に示す。x 成分、z 成分ともに校正係数は $z = 20 \text{ mm} - 100 \text{ mm}$ において比較的フラットな特性となった。液面が近づくにつれて実際には反射波の影響は強まると考えられるが、(2), (3) 式において反射波の影響を考慮していないことによる電界強度の過小評価により校正係数が増大していると考えられる。本研究では、校正軸上 $z = 100 \text{ mm}$ までに得られた値の平均値を校正係数として算出した。その結果 85 kHz における x 成分の校正係数 CF_x は $5.48 \text{ mV}/(\text{V}/\text{m})$ 、z 成分の校正係数 CF_z は $3.35 \text{ mV}/(\text{V}/\text{m})$ となった。

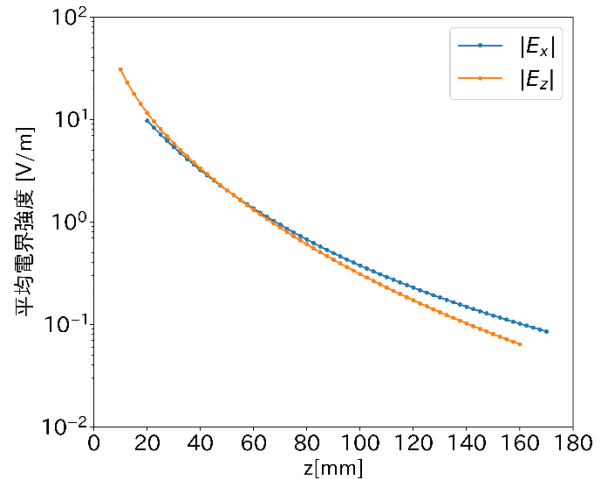


図 10 送信アンテナ係数から求めた
校正軸における平均電界強度

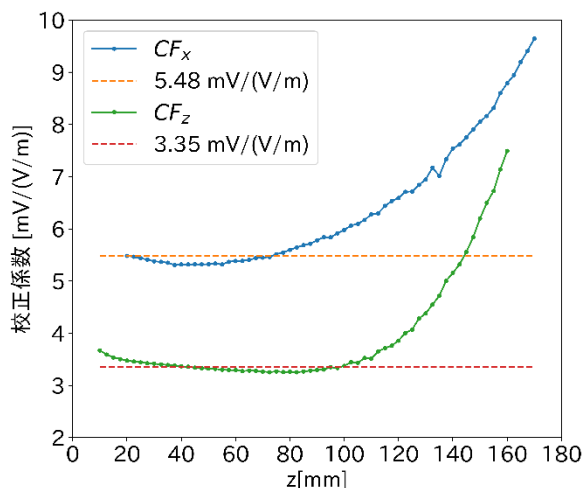


図 11 85kHz における光電界プローブの校正係数

以上の検討より，提案した校正手法・校正システムを用いることで光電界プローブの校正係数を 2 つの軸に対して求められることが示された．また，校正システムにおいて用意した光電界プローブは軸を 90 度ずつ回転させることが可能のため，図 6 の校正システムにて波源を任意のものに取り換え，校正後の光電界プローブを回転させて用いることで，3 次元成分の電界強度測定が可能であると考えられる．

5. 結言

本研究では，光電界プローブのための校正システムを構築し，前述の校正法を用いて濃度 0.074 mol/l の液剤ファントム内の光電界プローブに対して 85 kHz における校正係数を決定した．ただし，校正法 Step1 において送信用シース付きダイポールアンテナの特性として，送信アンテナ係数を求めているが，これには 180 度ハイブリッド結合器やケーブル部分の効果を含めて取り扱っている．ゆえに純粋なアンテナエレメントの特性を考慮できているとは言えず，Step3 の平均電界強度の計算にて差異が生じていることが想定される．今後の課題として，伝送線路理論を用いたアンテナ特性の推定方法を考え，なおかつ，獲得された校正係数の妥当性を検討していくことが考えられる．

謝辞

本研究は総務省委託研究「次世代電波利用システムからの電波の人体安全性評価技術に関する調査」(JPMI10001)により実施された．また本稿作成にあたり助言をいただいた新潟大学石井望先生に感謝する．

文 献

- [1] 情報通信審議会答申 “諮問第 2035 号「電波防護指針の在り方」のうち「低周波領域 (10kHz 以上 10MHz 以下)における電波防護指針の在り方」”，

2015.3

- [2] T. Morioka, T. Nakamori, and K. Komiyama, “A Method to Calculate Antenna Factor by a Single Site Attenuation,” Precision Electromagnetic Measurement Digest, Tu4c24, pp.198–199, 2004.
- [3] N. Ishii, J. Chakarothai, K. Wake, and S. Watanabe, “A probe calibration in a liquid phantom using small dipole antennas for SAR measurements in MHz band,” *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, July 2019.
- [4] 精工技研, “光電界センサ/光プローブ使用例”, https://www.seikoh-giken.co.jp/products/pdf/device1_pd004.pdf, 2020 年 9 月 13 日アクセス
- [5] H. Sato, N. Fujii, Q. Chen, N. Ishii, M. Takahashi, R. Suga, K. Uesaka, and H. Yoshida, “Dipole antenna with sheath-cover for seawater use,” Proc. 2017 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP 2017), POS1, 1376, Phuket, Thailand, Oct., 2017.
- [6] E. C. Jordan and K. G. Balmain, *Electromagnetic Waves and Radiating Systems*. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc., 1968.

人体通信系の信号経路識別における 光電界センサと機械学習の有効性について

佐々木 愛一郎 森田 和樹 坂 明憲

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 電界を利用した人体通信系の信号経路は、人体・送受信機・アースの 3 要素が静電結合することによって形成される。そのため第三者が人体通信系に近づくと、静電結合によって第三者を含めた新たな人体通信系が形成され、盗聴や誤送信などセキュリティ上深刻な問題が発生し得る。このような問題を回避するには、受信信号の情報から信号経路を推定・識別するための技術が必要である。現在我々は、光電界センサと機械学習を利用した信号経路識別に関する検討を行っており、本講演ではこのようなアプローチの有効性について報告する。

キーワード 人体通信、容量結合、光電界センサ、機械学習、アース

Validity of Optical Voltage Sensors and Machine Learning for Classification of Signal Paths in Human Body Communication Systems

Ai-ichiro SASAKI Kazuki MORITA and Akinori BAN

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

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

Abstract Signal transmission paths in human body communication (HBC) systems are formed by capacitive coupling among human bodies, transceivers, and earth. When another person approaches the HBC system, the person is inevitably included in the system because the coupling between the person and the HBC system becomes strong. In this situation, eavesdropping and accidental data transmission can occur. To avoid these security problems, techniques for distinguishing two different HBC-channel modes must be developed. To address this problem, an attempt was made to predict the channel modes from received signal information by using an optical voltage sensor and machine learning. The validity of the approach is reported.

Keywords Human body communication, Capacitive coupling, Optical voltage sensor, Machine learning, Earth

1. はじめに

人体通信のアイディアは、IBM の Zimmerman によって 1996 年に提案された[1]. 本提案のコンセプトは、ユーザが装着した多数のウェアラブル端末間の通信を簡便に行うために、人体をケーブルとして代用しようというものであった。Zimmerman のアイディアは特にユーザインタフェース研究者の間で注目され、国内では 1990 年代から NTT ドコモ、ソニー、松下電工などで研究が行われていた[2]–[5]. しかし当時はパソコンや携帯電話がようやく普及し始めたばかりであり、個人が複数のウェアラブル端末を身に付けるような時代ではなかったため、人体通信の研究がブームになることはなかった。

21 世紀に入ると、NTT が人体通信の本格的な研究に着手した[6]–[8]. ただし NTT が主として想定したアプリケーションはウェアラブル端末間の通信ではなく、携帯端末と固定端末(環境に設置された端末)との間の

通信や認証であった。また大企業からベンチャー企業まで、複数の企業が人体通信の研究に取り組んだ。

人体通信研究の黎明期には、人体を介して信号が伝わるメカニズムが十分に理解されていなかったが、2000 年代に入ると人体通信の伝送メカニズムに関する研究も行われた。その結果人体通信系を等価回路モデルで表すことが可能になり、伝送メカニズムの理解が容易になった[9]–[10].

人体通信の伝送メカニズムは比較的単純であるが、実用化の障害となる 2 つの課題がその後明らかになってきた。第 1 の課題は、所要 SNR の安定的な確保である。SNR 低下を招く原因は、環境に存在する雑音電界と、携帯端末の持ち方に依存する受信信号レベルの低下である。その後、雑音を考慮した人体通信モデルと雑音低減法が提案され、前者については有効な対策を打つことができるようになった[11]–[12]. 後者については抜本的な解決策が得られておらず、ユーザの端末

所持形態を限定するといったシステム運用面での対策が必要である．しかしながらデータレートを落とせば SNR を向上できるため、一定の条件下であれば第 1 の課題に対処することは可能である．

第 2 の課題は、盗聴やデータ誤送信の回避である．人体通信におけるデータの担い手は電界であるが、この電界は人体の内部ではなく周辺に発生するため、第三者が人体通信系に近づいてデータを傍受することも可能である．また人体通信を電子マネーシステムに応用した場合には、人体通信系の近傍をたまたま通りかかった第三者に課金されてしまうリスクも存在する．しかしながら本課題については、対策法はもとより課題の重要性自体がオープンに議論されることなく、国内での人体通信研究ブームが去った．

一方で国外に目を向けると、ブームになるほどではないが人体通信の研究は継続的に行われているようである．また近年では IoT の考え方やウェアラブル端末が社会に浸透しつつあり、Zimmerman が当初描いたコンセプトが現実味を帯びてくとも思われる．そのような状況を反映しているのか、国外では人体通信の研究が近年活発化しつつあるようにも見える[13]–[17]．しかしながら実用上深刻な第 2 の課題については、筆者の知る限り未だに検討されていない．

このような状況を鑑み、我々は第 2 の課題の解決に向け基礎的な検討を行っている．第三者が人体通信系に近づくと、少なからず伝送路特性が変化するため、受信信号波形にも何らかの変化が現れると予想される．したがって受信信号波形の特徴から第三者の有無を推定できる可能性がある．受信信号の情報から第三者の有無を識別できれば、システムレベルで第 2 の課題を解決できる見込みは大きい．

そこで筆者らは光電界センサを用いて人体通信系の伝送路の周波数特性を様々な条件下で取得し、それらを元に「第三者の有無の推定」を試みた．測定した周波数特性から第三者の有無を推定できれば、原理的には受信信号波形から同様に推定することが可能である．「第三者の有無の推定」は典型的な 2 値分類問題であり、これには近年進展著しい機械学習を適用した．また伝送路特性を正しく計測するためには光電界センサが有効であり、これについても本稿で説明する[18]．

2. 人体通信の原理とモデル

本章では人体通信の基本的な考え方と等価回路モデルについて説明する．前章で触れた第三者が関与した(望ましくない)状況を、異常モードと呼ぶこととする．また第三者が関与しない(望ましい)状況を、正常モードと呼ぶ．以下 2.1 節と 2.2 節では、それぞれ正常モードと異常モードの場合について説明する．

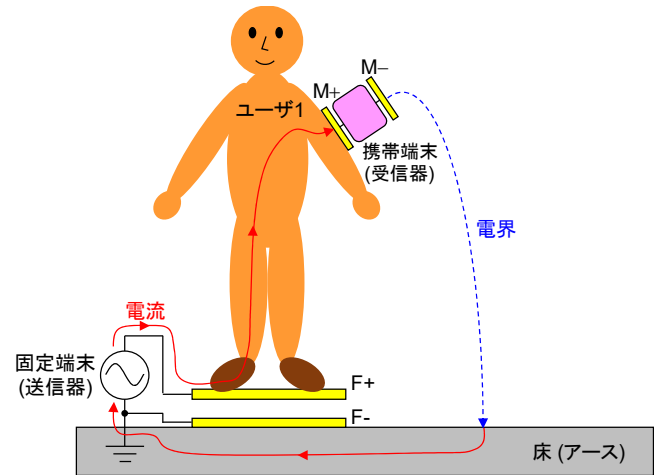


図 1 人体通信の概念図(正常モード)

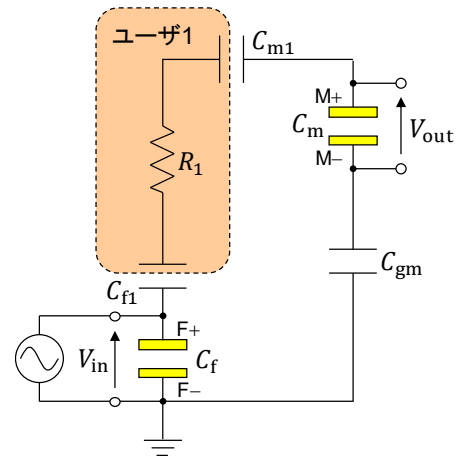


図 2 人体通信系の等価回路モデル(正常モード)

2.1. 人体通信モデル(正常モード)

人体通信の概念図を図 1 に示す．床の上に設置された電極対(F+と F-)には、固定端末(送信器)で発生した電圧(データ信号)が印加される．人体は、皮膚・衣服・靴などの絶縁体に覆われた導体とみなせるので、ユーザ 1 が電極上に乗ると人体内部に交流電流(伝導電流)が流れる．人体通信の携帯端末の構成は単純で、本質的には電極対(M+, M-)のみで構成される．携帯端末でデータを受信する際には M+と M-の間に発生した電圧を検出し、データを送信する際には M+と M-の間に電圧を印加すればよい．通常 M-は携帯端末の回路 GND に接続される．

一般に固定端末は AC 電源で駆動し、携帯端末はバッテリーで駆動するため、固定端末と携帯端末の回路 GND は共通でないことに注意すべきである．送受信端末間の GND が共通でないという事実は、通常の無線通信にも言えることであるが、無線通信においてはさして問題ではない．しかし人体通信においては、後述するように GND の相違が本質的である．

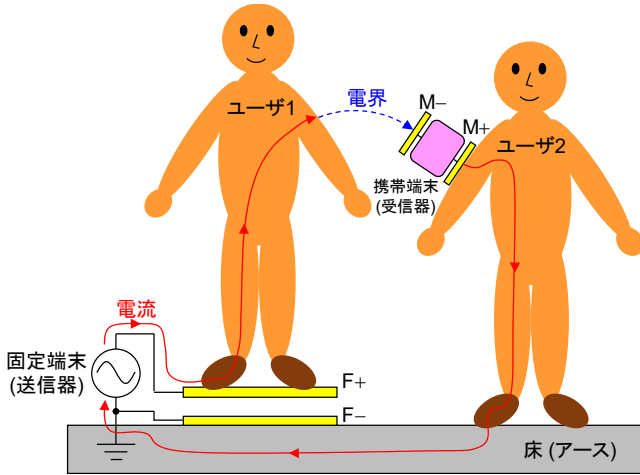


図 3 人体通信の概念図(異常モード)

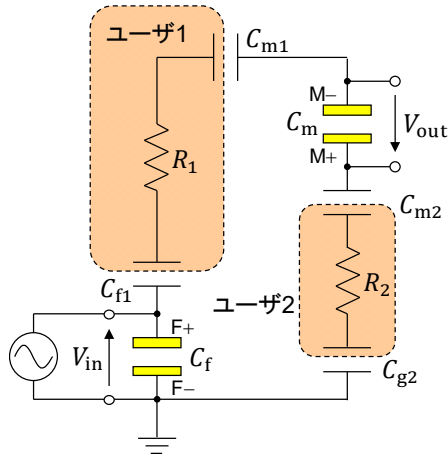


図 4 人体通信系の等価回路モデル(異常モード)

人体側の電極を M+ とすると、M- は床や壁(アースとみなせる)と静電結合している。つまり、コンデンサを形成している。したがって M+ と M- の間に受信電圧が発生すると、図 1 の点線の経路で電界(変位電流)が発生する。床に到達した電界の終端から再び発生した伝導電流は送信器に戻り、電流経路がループをなす。

以上述べたように人体通信の伝送路は、人体・送受信端末・アースという 3 つの要素が静電結合することによって形成されるが、これは図 2 の等価回路モデルで表すことができる。人体通信で重要な役割を担う電界は、コンデンサ(内の電界)として表現されている。以降の章での議論のために、送信器で印加した電圧を V_{in} 、受信器で検出した電圧を V_{out} とし、人体通信チャネルの伝送利得の周波数特性 $G(f)$ を次式で定義する。

$$G(f) \triangleq \left| \frac{V_{out}(f)}{V_{in}(f)} \right| \quad (1)$$

なお本節では固定端末と携帯端末をそれぞれ送信器と受信器とみなし、下り(downlink)の通信系について説明した。固定端末と携帯端末の役割を入れ替え

ば、上り(uplink)の通信系についても同様の考え方を適用できる。以降では本節と同様に、downlink を例として議論を進める。また図 2 と 4 には簡略化した等価回路モデルを載せている。等価回路モデルの詳細については、文献[9]–[12]を参照されたい。

2.2. 人体通信モデル(異常モード)

異常モードにおける人体通信の概念図を図 3 に示す。ここでは、端末を所持していないユーザ 1 が設置電極 F+ 上に立ち、携帯端末を所持したユーザ 2 が設置電極近傍に立っている状況を想定している。

図 3 の状況において、もしユーザ 1 が存在していなければ、F+ と M- の間の静電容量が小さいため、M- に向かう電界はほとんど発生せず $V_{out} \approx 0$ のままである。しかし F+ 上に立っているユーザ 1 の近傍を、携帯端末を所持したユーザ 2 が通りかかった場合、ユーザ 1 と M- の間の静電容量が大きくなるためにユーザ 1 から M- への向かう電界(より正確には電束の量)が大きくなるため、もはや $V_{out} \approx 0$ とならず携帯端末は固定端末からの信号を受信してしまう。この現象は、データの盗聴や誤送信の原因となる。

図 3 に対応する等価回路モデルを図 4 に示す。ユーザ 2 が回路内に追加されコンデンサの数が 1 つ増えたものの、回路としては図 2 と同等であることがわかる。

3. 伝送利得特性を利用したモード識別

図 2 および図 4 に示したように、人体通信系は C と R からなる等価回路で表現することができる。したがってその伝送利得 $G(f)$ も C と R に依存するはずである。正常モードに話を限っても、ユーザの姿勢や端末所持形態が変わると C が変動するため、 $G(f)$ も変動する。しかし、正常モードの伝送利得 $G_o(f)$ と異常モードの伝送利得 $G_e(f)$ (の少なくともどちらか一方)に固有の特徴があれば、伝送利得を測定することで異常モードを検出できる可能性がある。このことは、受信波形から異常モードを検出できる可能性があることを意味している。

このような考えの下、我々は様々な条件下で $G(f)$ を取得し、正常/異常モードの識別を試みた。

3.1. 光電界センサを利用した伝送利得の測定

伝送利得の測定例を図 5 と図 6 に示す。前者は電子計測器のみを用いた測定例であり、後者は光電界センサを利用した測定例である。Uplink の伝送利得を測定する場合には、携帯端末の電極間(M+, M-)に発生する電圧 V_{out} を測定する必要がある。ただし 2.1 節で説明したように、M- は携帯端末の回路 GND と共通ではあるが、固定端末の GND(アース)とは共通でないことに注意する必要がある。図 5 のように電子計測器を使って V_{out} を直接測定しようとする、電子計測器の電源コ

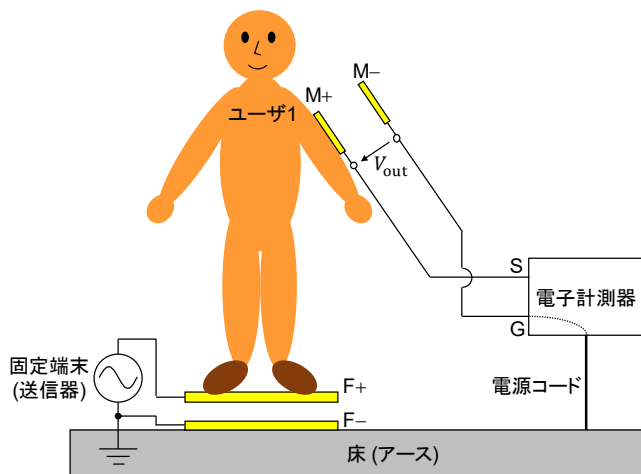


図 5 電子計測器による伝送利得の測定

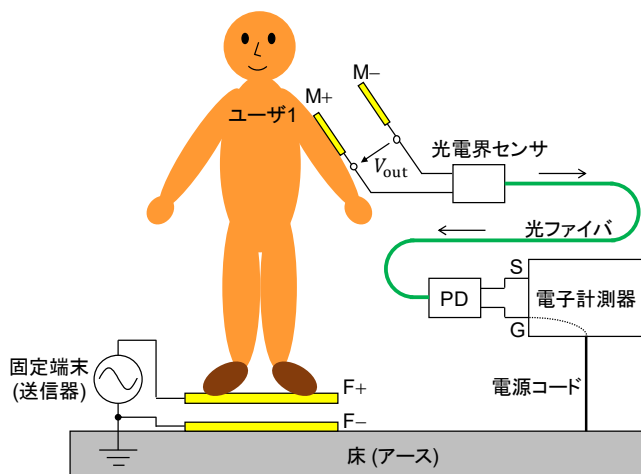


図 6 光電界センサによる伝送利得の測定

ードを介して $M-$ がアースされるため被測定系の特性が大きく変化し、伝送利得を正しく測定することができない。真の伝送利得を得るには、 $M-$ をフローティング状態に維持したまま V_{out} を測定する必要がある。電源コードに問題があるならバッテリー駆動計測器を利用するという案も考えられる。バッテリー駆動計測器の利用は一定の効果が得られるが、 $M-$ 電極よりも大きな計測器を接続すると図 2 における C_{gm} が増えてしまうため、測定精度の低下は避けられない。

このような場合、図 6 のように光電界センサを利用するのが得策である。光電界センサを電圧センサとして利用することで、間接的に V_{out} を測定することが可能になる。図 6 に示すように、光ファイバの絶縁性によって $M-$ は floating 状態に維持されるので、真の伝送利得を測定することができる。

本測定に利用した光電界センサとシステムの構成を図 7 に示す[18]。外部光源から供給された連続波(CW)直線偏光を偏波保持ファイバ(PMF)でセンサへッ

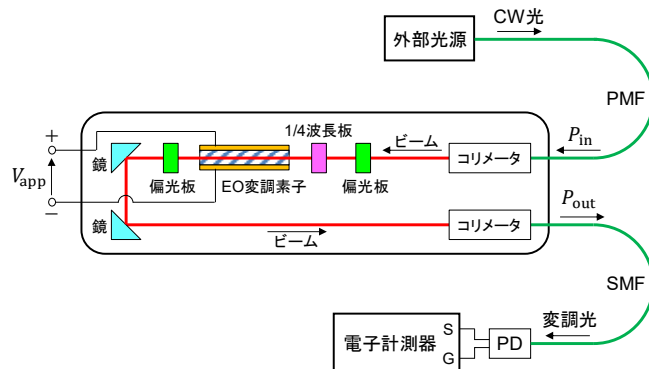


図 7 光電界センサおよびシステムの構成

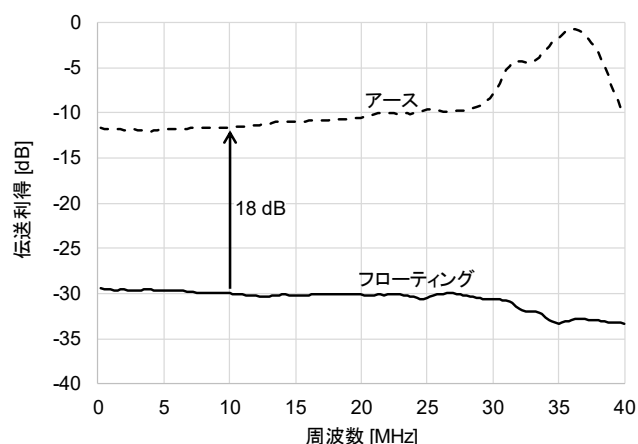


図 8 光電界センサで測定した伝送利得(正常モード)の周波数特性の一例

ドに届けた後、ビームとして空間に出射する。電気光学(EO)変調素子としては $ZnTe$ を用い、一般的な偏光変調方式を採用した[18]–[19]. EO 変調素子には円偏光が入射され、素子内で偏光変調された光は偏光板で強度変調光に変換された後、単一モードファイバ(SMF)で電子計測器に接続されたフォトダイオード(PD)に届けられる。センサに印加された電圧 V_{app} は EO 変調素子に印加されるため、 V_{app} に比例した変調度をもつ強度変調光が得られる。したがって PD の出力信号をスペクトラムアナライザやオシロスコープなどの電子計測器で測定すれば、実質的に V_{app} を取得することが可能である。このとき V_{app} が印加される端子は、光ファイバによって電子計測器から完全に絶縁されている。

図 6 の測定系で取得した $G_o(f)$ の一例を図 8 の実線で示す。正常モードにおける伝送利得は -30dB 程度であることがわかる。光電界センサの有用性を示すために、 $M-$ をアースした場合に得られた $G_o(f)$ を同図に破線で示した。伝送利得が 18dB ほど過大評価されると共に、特に 30MHz 以上での特性が大きく変化し、本来のフローティング状態とは大きく異なる結果が得られてしまうことがわかる。

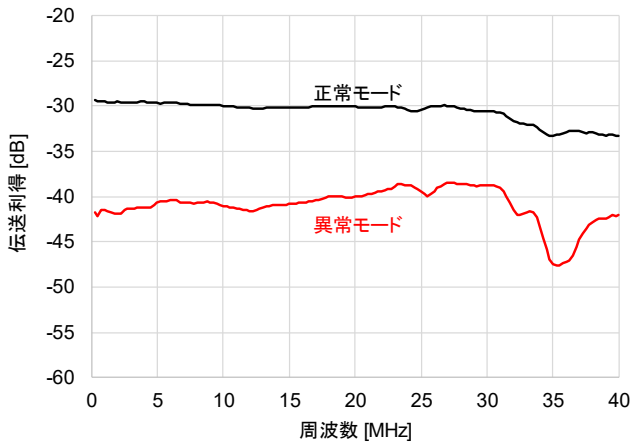


図 9 正常モードと異常モードにおいて得られた伝送利得特性の一例

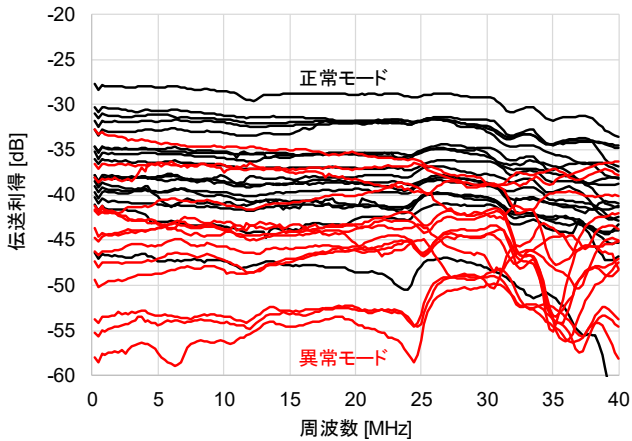


図 10 機械学習の訓練と検証に利用した伝送利得特性の全データ

光電界センサによる $G_o(f)$ と $G_e(f)$ の測定結果の一例を図 9 に示す。また様々な条件下で測定した $G_o(f)$ と $G_e(f)$ のデータを図 10 に示す。異常モードにおいては、伝送利得が低下すると共に、20MHz 以上の周波数帯において利得の平坦性が損なわれる傾向が見られる。

3.2. 機械学習を利用した正常/異常モードの識別

しかしながら図 10 を見ると、 $G_o(f)$ と $G_e(f)$ には一定の傾向が見られるものの、測定条件によっては $G_o(f)$ と $G_e(f)$ が類似している場合もあり、得られた伝送利得から正常/異常モードを確実に識別するのは簡単ではないように見える。

伝送利得のデータから正常/異常モードを識別することは典型的な 2 値分類問題であるが、近年ではこのような問題に機械学習が大きな効力を発揮している[20]–[22]。そこで我々は、正常/異常モードの識別に機械学習の様々な手法を適用し、推定精度を検証した。

表 1 種々の機械学習手法で得られた推定精度

機械学習手法	推定精度
Logistic regression	94%
Neural network	89%
Support vector machine	89%
Decision tree	86%
Nearest neighbors	84%

図 10 からわかるように、今回実験的に取得した $G_o(f)$ と $G_e(f)$ のサンプル数はそれぞれ 18 個と 14 個である。それぞれ半数(つまり 9 個と 7 個)を訓練データとして利用し、残りの半分を検証用データとして利用した。今回実験的に取得した計 32 個のデータ数は十分とは言えないため、cross validation によって訓練データと検証用データの数を実効的に 64 個まで増やした。

種々の機械学習手法によって得られた推定精度を表 1 に示す。推定精度の最高値は 94% であり、Logistic regression の手法で得られた。ただし他の手法でも概ね 90% 程度の推定精度が得られており、今回の訓練と検証に用いたデータ数が必ずしも十分でないことを考慮すると、手法間の優劣は付け難い。しかしながら表 1 に示した 5 つの機械学習手法はいずれも 90% 程度の推定精度を示しており、 $G(f)$ の情報から第三者(ユーザ 2)の存在を推定できる可能性があることが示唆している。

4. まとめ

人体通信においてセキュリティ上の問題となる第三者の有無を検知する方法について検討した。第三者が人体通信系に近づくと伝送利得 $G(f)$ の周波数特性が変化することに着目し、機械学習を適用して $G(f)$ の情報から第三者の有無を推定する手法を提案した。

原理的に $G(f)$ の情報は、携帯端末側もしくは固定端末側のいずれにおいても取得可能であるが、携帯端末側で取得する際にはフローティング状態を保ちながら計測することが重要であり、これには光電界センサが有効である。本検討では 5 種類の機械学習手法を用いて推定を試みたところ、いずれの手法においても 90% 程度の推定精度が得られ、 $G(f)$ の情報から第三者の有無を高い確度で識別できる可能性があることを示した。

今後、様々な条件下で多くのデータを取得し、機械学習における訓練と検証の質を向上させることが必要である。また今回は downlink での評価を行ったが、実用的な観点からは uplink で評価を行うべきであろう。

これまでに提案されている人体通信の等価回路モデルは R と C から成るが、今回実験的に得られた $G_o(f)$ と $G_e(f)$ の特性の違いはこのモデルで説明できない。インダクタンスの効果を考慮するなど、等価回路モデルの改良も今後の検討課題である。

文 献

- [1] T. G. Zimmerman, "Personal area networks: Near-field intrabody communication," *IBM Syst. J.*, vol.35, nos.3/4, pp.609–617, 1996.
- [2] M. Fukumoto and Y. Tonomura, *Proc. ACM SIGCHI'97*, pp.147–154, Atlanta, GA, Mar. 1997.
- [3] N. Matsushita, S. Tajima, Y. Ayatsuka, and J. Rekimoto, "Wearable key: Device for personalizing nearby environment," *Proc. 4th Int. Symp. Wearable Comput.*, pp.119–126, Atlanta, GA, Oct. 2000.
- [4] K. Partridge, B. Dahlquist, A. Veisch, A. Cain, A. Foreman, J. Goldberg, and G. Borriello, "Empirical measurements of intrabody communication performance under varied physical configuration," *Proc. 14th ACM User Interface Softw. Technol. Symp.*, pp.183–190, Orlando, FL, Nov. 2001.
- [5] 土井謙之, "無線人体通信モジュールの開発," *マイクロメカトロニクス*, vol.46, no.1, pp.45–48, 2002.
- [6] 山尾千鶴, 吉見一男, 石田裕滋, 門勇一, 品川満, 川野龍介, 森澤文晴, 佐々木愛一郎, 石原隆子, 五郎丸秀樹, 池田実, 細田泰弘, *NTT 技術ジャーナル*, vol.22, no.1, Jan. 2010.
<http://www.ntt.co.jp/journal/1001/>
- [7] Y. Kado, M. Shinagawa, R. Kawano, F. Morisawa, A. Sasaki, T. Ishihara, H. Goromaru, M. Ikeda, and Y. Hosoda, "Trends and business prospects for human-area networking technology—Connecting people, objects, and networks," *NTT Tech. Rev.*, vol.8, no.3, Mar. 2010.
<https://www.ntt-review.jp/archive/2010/201003.html>
- [8] M. Shinagawa, M. Fukumoto, K. Ochiai, and H. Kyuragi, "A near-field-sensing transceiver for intrabody communication based on the electrooptic effect," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.53, no.6, pp.1533–1538, Dec. 2004.
- [9] A. Sasaki, M. Shinagawa, and K. Ochiai, "Principles and demonstration of intrabody communication with a sensitive electrooptic sensor," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.58, no.2, pp.457–466, Feb. 2009.
- [10] N. Haga, K. Saito, M. Takahashi, and K. Ito, "Proper derivation of equivalent-circuit expressions of intrabody communication channels using quasi-static field," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E95-B, no.1, pp.51–59, Jan. 2012.
- [11] A. Sasaki, T. Ishihara, N. Shibata, R. Kawano, H. Morimura, and M. Shinagawa, "Signal-to-noise ratio analysis of a noisy-channel model for a capacitively coupled personal area network," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.61, no.1, pp.390–402, Jan. 2013.
- [12] A. Sasaki, T. Mizota, H. Morimura, S. Yabe, R. Kikuchi, S. Suzuki, and R. Matsumoto, "Extended noisy-channel models for capacitively coupled personal area network under influence of a wall," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.62, no.5, pp.2802–2812, May 2014.
- [13] J. Mao, H. Yang, Y. Lian, and B. Zhao, "A self-adaptive capacitive compensation technique for body channel communication," *IEEE Trans. Biomed. Circuits Syst.*, vol.11, no.5, pp.1001–1012, Oct. 2017.
- [14] V. Varga, G. Vakulya, A. Sample, and T. R. Gross, "Enabling interactive infrastructure with body channel communication," *Proc. ACM Interactive Mobile Wearable Ubiquit. Technol.*, vol.1, no.4, Art. no.169, Dec. 2017.
- [15] V. Varga, M. Wyss, G. Vakulya, A. Sample, and T. R. Gross, "Designing groundless body channel communication systems: Performance and implications," *Proc. 31st ACM User Interface Softw. Technol. Symp.*, pp.683–695, Berlin, Germany, Oct. 2018.
- [16] T. Hachisu, B. Bourreau, and K. Suzuki, "EnhancedTouchX: Smart bracelets for augmenting interpersonal touch interactions," *Proc. ACM CHI 2019*, Art no.321, Glasgow, Scotland, UK, May 2019.
- [17] H.-Y. Shih, Y.-C. Chang, C.-W. Yang, and C.-C. Chen, "A low-power and small chip-area multi-rate human body communication DPFSK transceiver for wearable devices," *IEEE Trans. Circuits. Syst., II, Exp. Briefs*, vol.67, no.7, pp.1234–1238, Jul. 2020.
- [18] A. Sasaki and M. Shinagawa, "Principle and application of a sensitive handy electrooptic probe for sub-100-MHz frequency range signal measurements," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.57, no.5, pp.1005–1013, May 2008.
- [19] A. Sasaki, A. Furuya, A. Hirata, and H. Morimura, "Method for systematically designing polarization optics to maximize sensitivity of electrooptic sensors," *Jpn. J. Appl. Phys.*, vol.56, no.9s, 09NB01, Sep. 2017.
- [20] C. M. Bishop, *Pattern Recognition and Machine Learning*, Springer-Verlag, New York, NY, 2006.
- [21] E. Alpaydin, *Introduction to Machine Learning*, MIT Press, Cambridge, MA, 2010.
- [22] M. Mohri, A. Rostamizadeh, and Talwalkar, *Foundations of Machine Learning*, 2nd ed., MIT Press, Cambridge, MA, 2018.

マイクロ波導波モードの時間・空間制御を利用した FRPM 管の非破壊検査法

松川 沙弥果^{†‡} 吉田 光佑[‡] 奥田 忠弘^{*} 碓 昌也^{*} 黒川 悟[†] 村田 博司[‡]

[†] 国立研究開発法人 産業技術総合研究所 〒305-8563 茨城県つくば市梅園 1-1-1

[‡] 国立大学法人 三重大学 〒514-8507 三重県津市栗真町屋町 1577

^{*} 株式会社 栗本鐵工所 〒527-0108 滋賀県東近江市小八木町 1

E-mail: [†] sayaka-matsukawa@aist.go.jp

あらまし 地中埋設 Fiberglass-Reinforced Plastic Mortar (FRPM) 管を非破壊で効率的に検査・診断する方法として、FRPM 管壁に沿って伝搬するマイクロ波導波モードの時間・空間制御を利用した新しい非破壊検査法を提案する。我々の方法は、FRPM 管壁を伝搬するマイクロ波パルス信号制御技術と、FRPM 管壁におけるマイクロ波のビームフォーミングによる空間制御技術を利用する。本研究では、管壁を広がりながら伝搬して終端に到達するマイクロ波信号を、遅延時間／伝搬経路の異なる複数の信号の重なりとして表すための伝搬方程式を導出した。この方程式を用いることで、管壁外側の異物の位置を特定するとともに、異物の大きさや種類を評価することが可能である。さらに、FRPM 管のような円筒形誘電体構造がマイクロ波ビームの成形／制御に与える影響について解析を行い、FRPM 管に沿って伝搬するマイクロ波の周期性を利用することで、より効率的な検査法が得られる可能性を示した。

キーワード マイクロ波, 導波モード, 誘電体導波路, 時間領域解析, ビームフォーミング, FRPM, 非破壊検査

New Non-destructive Inspection Method of FRPM Pipeline Utilizing Temporal and Spatial Synthesis of Microwave Guided-modes

Sayaka MATSUKAWA^{†‡} Kosuke YOSHIDA[‡] Tadahiro OKUDA^{*} Masaya HAZAMA^{*}
Satoru KUROKAWA[†] and Hiroshi MURATA[‡]

[†] National Institute of Advanced Industrial Science and Technology, 1-1 Umezono, Tsukuba-shi, Ibaraki 305-8563 Japan

[‡] Mie University, 1577 Kurimamachiya-cho, Tsu-shi, Mie 514-8507 Japan

^{*} Kurimoto Ltd., 1 Koyagi-cho, Higashioumi-shi, Shiga 527-0108 Japan

E-mail: [†] sayaka-matsukawa@aist.go.jp

Abstract We propose a new non-destructive inspection method for underground fiberglass-reinforced plastic mortar (FRPM) pipelines. Our method utilizes temporal and spatial synthesis of microwave guided-modes propagating along a FRPM pipe-wall. In this study, we derived a microwave propagation equation that enables us to calculate a time-domain response of the spread microwave guided-mode signals propagating along the pipe-wall. Using this propagation equation, we can evaluate the effects of a foreign object of various sizes and types on microwave propagation. Additionally, we analysed the effects of dielectric materials with a cylindrical structure on microwave beamforming. By utilizing the periodicity in the microwave propagation characteristics along the FRPM pipe-wall, the pipeline can be inspected more efficiently.

Keywords Microwave, Guided Mode, Dielectric Waveguide, Time-domain Analysis, Beamforming, FRPM, Non-destructive Inspection

1. はじめに

Fiberglass-reinforced plastic mortar (FRPM) 管はガラス繊維強化プラスチックと樹脂モルタルとを複合した強化プラスチック複合管で、機械的強度や耐腐食性が

高く、農業、下水道、電力ケーブルの保護など様々な用途の地中埋設パイプラインに使用されている[1]。しかし、まれに施工不良などの事故によって、枕木や転石などの異物が誤って管底に残されることがあり、特に高圧水を供給する農業用水管では、FRPM パイプ

インが異物によって破損する恐れがある[2]。したがって、これらの異物を取り除くために、地中埋設 FRPM パイプラインを非破壊で効率的に検査する手法が求められている。

地中埋設 FRPM パイプラインの非破壊検査法には、超音波や X 線、磁気共鳴画像 (MRI) を用いた手法が研究されている[3]–[5]。しかし、超音波は FRPM 管壁での減衰が大きく、配管全体の検査には不向きであり、X 線や MRI は装置が大型のため地中での検査には適していない。一方、FRPM はマイクロ波の周波数範囲 (1–10 GHz) で誘電損失が比較的小さい誘電材料 ($\epsilon_r = 4–10$, $\tan\delta \sim 0.01$) であり、管の内部が空の場合、FRPM 管がマイクロ波用の中空円筒形誘電体導波路になる[6]–[9]。この特性を利用して、地中埋設 FRPM パイプラインの新しい非破壊検査法を提案している[6]–[9]。

過去の研究では、標準のラインアンテナ (ダイポールアンテナなど) を使用することで、2–6 GHz の周波数範囲で TE 導波モードのマイクロ波が励振でき、励振された導波モードのマイクロ波は管壁とその近傍に閉じ込められて伝搬することを確認した[6]–[9]。このとき、マイクロ波導波モードの電磁界エネルギーの一部は、FRPM 管の周囲の土砂 (外側のクラッド領域) にエバネッセント波として伝搬している。したがって、FRPM 管壁外側に異物が存在する場合、マイクロ波導波モードの伝搬が妨げられ、マイクロ波の反射または散乱が発生し、送信されるマイクロ波信号の振幅が減衰する。この特性の変化は、アンテナまたは光電界センサを備えたポータブルスペクトラム/ネットワークアナライザを使用して測定できる。これにより、FRPM パイプラインを非破壊で検査することが可能である。この独自の検査技術を利用して、実際に地下に埋設されている FRPM 管の管底に残された異物 (ウッドブロック) の検出に成功した[7]。

本研究では、FRPM 管壁に沿って伝搬するマイクロ波信号の時間・空間制御を利用した、地中埋設 FRPM パイプラインの新しい非破壊検査方法を提案する。

2. 中空円筒形誘電体導波路におけるマイクロ波伝搬モード解析

中空の地中埋設 FRPM 管は、周囲の土砂 (比誘電率 $\epsilon_r \sim 4$)[10]や空気 ($\epsilon_r \sim 1$) に比べて FRPM ($\epsilon_r = 4–10$) の比誘電率が高いため、図 1 に示すような中空円筒形誘電体導波路と見なすことができる。本節では、マイクロ波の伝搬モード解析を行い、その原理について述べる。

中空円筒形誘電体導波路は、屈折率 n_2 、内径 a 、外径 b のコアで構成され、屈折率 n_1 ($r < a$)、 n_3 ($b < r$) のクラッドに囲まれた構造となっている。ここで、マイ

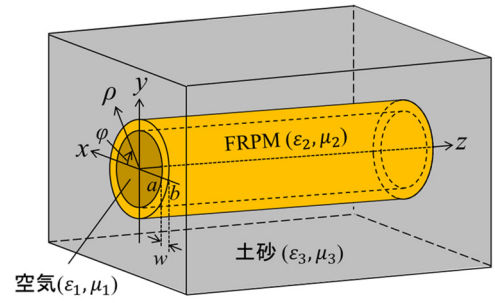


図 1 中空円筒形誘電体導波路

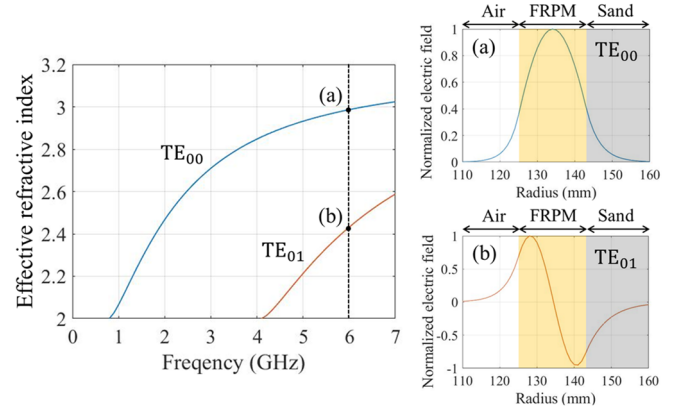


図 2 埋設 FRPM 管の管壁に沿って伝搬する TE 導波モードの分散特性と 6 GHz における電界分布

クロ波に対する比誘電率と屈折率の関係は $\epsilon_i = n_i^2$ ($i = 1, 2, 3$) とする。各媒質は等方、一様、線形、非磁性体 ($\mu_1 = \mu_2 = \mu_3 = 1$) で、媒質中に電荷、電流はないものとする。マイクロ波は誘電体の円筒形コア領域内を伝搬し、2 つのコア・クラッド境界で全反射を繰り返して、 z 方向に導波される。このとき、誘電体の円筒に沿って伝搬するマイクロ波の時間因子を $\exp(j\omega t)$ 、伝搬因子を $\exp(-j\beta z)$ とおくと、波動方程式からベッセルの微分方程式 (1), (2) が得られる[11], [12]。

$$\frac{\partial^2 E_z(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial E_z(r)}{\partial r} + \left(\kappa^2 - \frac{l^2}{r^2} \right) E_z(r) = 0 \quad (1)$$

$$\frac{\partial^2 H_z(r)}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_z(r)}{\partial r} + \left(\kappa^2 - \frac{l^2}{r^2} \right) H_z(r) = 0 \quad (2)$$

l は整数、 $\kappa^2 = k^2 n_i^2 - \beta^2$ である。導波モードの伝搬定数 β は kn_1 , $kn_3 < \beta < kn_2$ の範囲にあることから、 κ はコア内では実数の定数、クラッド内では純虚数の定数であるので、これらを $j\gamma_1$, k_2 , $j\gamma_3$ とおく。導波モードを TE_{mn} モード ($E_z = 0, H_z \neq 0$) とし、 $\partial/\partial\phi = 0$ ($m = 0$) と仮定すると、式(2)の解は下記となる。

$$H_z(r) = \begin{cases} AI_0(\gamma_1 r) & r < a \\ BJ_0(k_2 r) + CN_0(k_2 r) & a < r < b \\ DK_0(\gamma_3 r) & b < r \end{cases} \quad (3)$$

ここで, $\gamma_1^2 = k_0^2 \sqrt{n_{\text{eff}}^2 - n_1^2}$, $k_2^2 = k_0^2 \sqrt{n_2^2 - n_{\text{eff}}^2}$, $\gamma_3^2 = k_0^2 \sqrt{n_{\text{eff}}^2 - n_3^2}$ であり, n_{eff} はTE導波モードの実効屈折率, k_0 は真空中におけるマイクロ波の波数である. A, B, C, D は定数である. J_0 は0次の第1種ベッセル関数, N_0 は0次の第2種ベッセル関数, I_0 は0次の第1種変形ベッセル関数, K_0 は0次の第2種変形ベッセル関数である.

電磁界の接線成分 H_z , E_ϕ は, 境界 $r = a, b$ において連続でなければならない. この境界条件から係数 A, D を消去し, 係数 B, C が自明でない解を持つ条件を求めると以下ようになる.

$$M_{11}M_{22} - M_{12}M_{21} = 0 \quad (4)$$

$$M_{11} = \frac{\mu_1 I_1(\gamma_1 a)}{\gamma_1 I_0(\gamma_1 a)} J_0(k_2 a) - \frac{\mu_2}{k_2} J_1(k_2 a) \quad (5)$$

$$M_{12} = \frac{\mu_1 I_1(\gamma_1 a)}{\gamma_1 I_0(\gamma_1 a)} N_0(k_2 a) - \frac{\mu_2}{k_2} N_1(k_2 a) \quad (6)$$

$$M_{21} = \frac{\mu_3 K_1(\gamma_3 b)}{\gamma_3 K_0(\gamma_3 b)} J_0(k_2 b) + \frac{\mu_2}{k_2} J_1(k_2 b) \quad (7)$$

$$M_{22} = \frac{\mu_3 K_1(\gamma_3 b)}{\gamma_3 K_0(\gamma_3 b)} N_0(k_2 b) + \frac{\mu_2}{k_2} N_1(k_2 b) \quad (8)$$

上式が中空円筒形誘電体導波路に沿って伝搬するTE導波モードの固有方程式である.

一例として, $a = 125 \text{ mm}$, $b = 143 \text{ mm}$, $w = 18 \text{ mm}$, 誘電体の内側を空気 ($\epsilon_1 = 1$), 外側を土砂 ($\epsilon_3 = 4$), 誘電体をFRPM ($\epsilon_2 = 10$) とする円筒形誘電体導波路の分散特性と電界分布を図2に示す. 分散特性より0.8 GHzから4.1 GHzにおいてシングルモード伝搬であることが分かる. また, 周波数6 GHzにおける電界分布より, マイクロ波の電界は誘電体の内側と外側の空気と土砂の領域 ($\sim 10 \text{ mm}$) に浸み出した状態で伝搬していることが分かる. これより, FRPM管壁に沿って伝搬する導波モードのマイクロ波は管壁とその近傍に閉じ込められて伝搬することを理論的に示すことができた.

3. FRPM 管壁を伝搬するマイクロ波導波モードの時間領域信号の伝搬方程式

2節ではFRPM管が中空円筒形誘電体導波路となり, 管壁とその近傍にTE₀₀やTE₀₁導波モードのマイクロ波が閉じ込められて伝搬することを述べた. このとき, 管端で励振された導波モードのマイクロ波は, 励振点を中心に放射状に広がりながら管壁に沿って伝搬することを実験により確認している. 本節では, FRPM管の円筒形導波路を, 周期境界条件を持つスラブ導波路に近似することで, 管壁を伝搬するマイクロ波導波モードの時間領域信号の伝搬方程式を導出したので以下

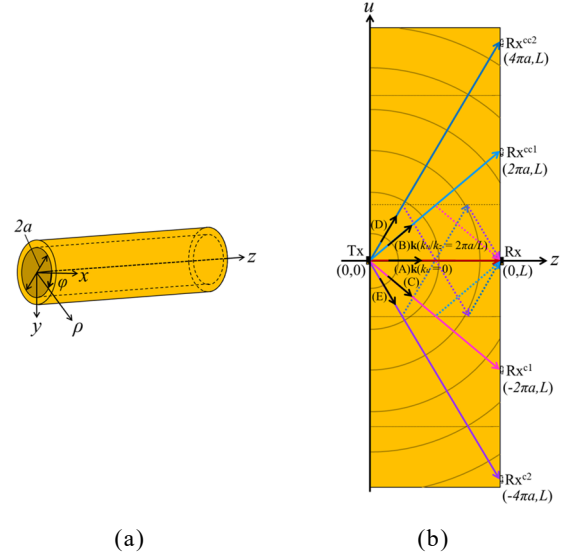


図3 FRPM管の伝搬モデル, (a)円筒管モデル, (b)周期境界条件を有するスラブ導波路モデル

に述べる.

マイクロ波の伝搬について再度説明するため, 中空円筒形FRPM誘電体導波路モデルを図3(a)に示す. FRPMは等方, 一様, 線形で, マイクロ波の伝搬損失は無視できるくらい小さいとし, FRPM管の管壁厚さは直径 $2a$ に比べて十分に薄いものとする. 角周波数 ω でFRPM管壁に沿って伝搬するTE_{mn}導波モードのマイクロ波の電界は次式で表せる.

$$\mathbf{E} = \hat{\phi} E_{mn}(\omega) f_d^n(\rho) g_d^m(\phi) \exp[j(\omega t - \beta_{mn} z)] \quad (9)$$

ここで, $\hat{\phi}$ は円筒座標系の ϕ 軸の単位ベクトルであり, $E_{mn}(\omega)$ は電界のモード振幅, $f_d^n(\rho)$ と $g_d^m(\phi)$ はそれぞれ ρ と ϕ のTE_{mn}導波モードのモード分布関数, m, n はモード次数, β_{mn} はTE_{mn}導波モードの伝搬定数である.

マイクロ波の電界がFRPM管壁の導波路のコア領域に十分に閉じ込められている場合, FRPM円筒形導波路は図3(b)に示すように周期境界を持つスラブ導波路として近似できる. このFRPMスラブ導波路モデルは, 管壁の拡張と $u = \pm l\pi a$ (l : 奇数の整数)の線上における周期境界条件によって得られる. 以下に簡略化したマイクロ波伝搬モデルを示す.

$$\begin{aligned} E_u &= E_0(\omega) f_d^0(\rho) \exp[j(\omega t - \mathbf{k} \cdot \mathbf{r})] \\ &= E_0(\omega) f_d^0(\rho) \exp[j(\omega t - k_u u - k_z z)] \end{aligned} \quad (10)$$

ここで, E_u は図3(b)の u 軸に沿った電界成分, $E_0(\omega)$ は電界振幅, $\mathbf{k}$ は u - z 平面の波数ベクトル, $\mathbf{r} = (u, z)$ は u - z 平面の位置ベクトルである. $\mathbf{k}$ は次のように表せる.

$$\mathbf{k} = \hat{\mathbf{u}} k_u + \hat{\mathbf{z}} k_z \quad (11)$$

$$|\mathbf{k}|^2 = k_u^2 + k_z^2 = (\omega/v_g)^2 \quad (12)$$

$\hat{\mathbf{u}}$, $\hat{\mathbf{z}}$ は u 軸と z 軸の単位ベクトル, k_u と k_z はそれぞれ u 軸と z 軸の波数成分, v_g はマイクロ波の群速度である. FRPM 管の表面に不要な異物が存在し, 異物の位置が式(10)の波数ベクトル $\mathbf{k}$ に沿った線上にある場合, コア領域へのマイクロ波の閉じ込めが妨げられ, マイクロ波のモード分布 $f_d^0(\rho)$ が変化し, マイクロ波の反射または散乱が発生する. その結果, 振幅 $E_0(\omega)$ が減衰する. 本研究では, コンクリートブロックまたはウッドブロックを取り付けた FRPM 管の測定結果をもとに, 異物による振幅の減衰を算出した.

FRPM 管の管端で励振されたマイクロ波信号は放射状に広がりながら管壁を伝搬し, もう一方の管端に設置した受信アンテナによって検出される. このマイクロ波信号は, 簡略化されたマイクロ波伝搬モデルの式, 式(10)を使用することにより, 図 3(b)に示す送受信アンテナ間を接続する複数の伝搬経路を使用して説明することができる. マイクロ波信号が伝搬し得るすべての経路を導出するために, 受信アンテナの位置を対応する周期境界条件に対して, u 軸に沿って $\pm 2\pi a$ でシフトさせる. 例えば, 図 3(b)の(A)の経路の場合, 波数ベクトル $\mathbf{k}$ は $k_u = 0$ で z 軸に平行である. 一方, 図 3(b)の(B)の経路の場合, マイクロ波は $k_u/k_z = 2\pi a/L$ の経路で表される. ここで, L は管の長さである.

式(10)の導出された伝搬モデルと図 3(b)に示す伝搬経路を使用することにより, 図 3(b)の $u = U$ の位置にある受信アンテナによって測定される時間領域信号は逆フーリエ変換を用いることで次のようになる.

$$e(t; U) = (1/2\pi) \int_{-\infty}^{\infty} \gamma E_0(\omega) \exp[j\omega(t - \sqrt{U^2 + L^2}/v_g)] d\omega \quad (13)$$

ここで, γ は異物が伝搬経路上にある場合の異物による振幅減衰を表す定数である. この式は, 遅延時間が $\sqrt{U^2 + L^2}/v_g$ の波束を表す. したがって, 最短経路と周回経路 (時計回りと反時計回りの単一/複数回転) のすべての伝搬経路を考慮することにより, 管壁に沿っ

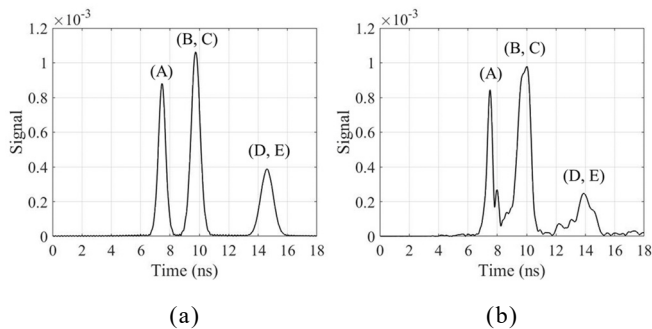


図 4 マイクロ波信号の時間領域応答 $u = 0$ mm,
(a) 計算結果, (b) 測定結果

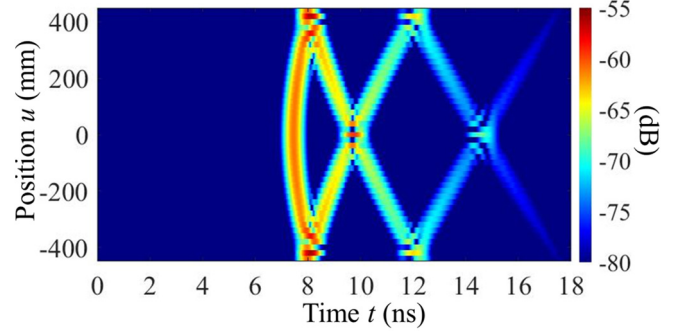


図 5 各受信位置におけるマイクロ波時間領域応答の計算結果

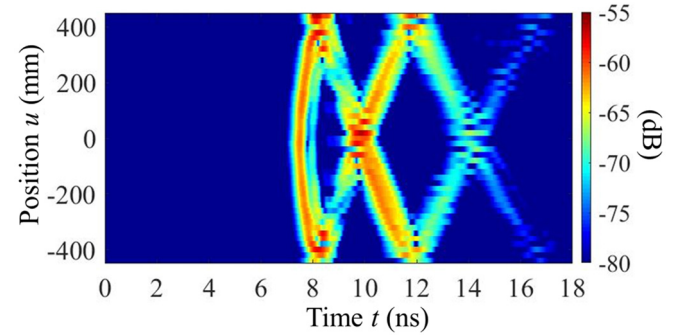


図 6 各受信位置におけるマイクロ波時間領域応答の測定結果

て伝搬するマイクロ波時間領域信号は, 波束の重ね合わせで式(14)のように表される.

$$e(t) = e(t; U_A) + e(t; U_B) + e(t; U_C) + e(t; U_D) + e(t; U_E) \dots \quad (14)$$

図 4(a), 図 5 は式(13), (14)を用いて計算したマイクロ波信号の時間領域応答であり, 測定結果の図 4(b), 図 6 とよく一致していることを確認した. 以上より, FRPM 管壁中を広がりながら複数の経路に沿って伝搬するマイクロ波信号の時間領域応答を表す伝搬方程式を導出できた. この手法は, 様々な種類の材料で構成されるパイプラインに適用可能である.

4. 管壁外側の異物によるマイクロ波伝搬への影響

本節では, 前節で導出したマイクロ波時間領域信号の伝搬方程式を用いて, 異物の検出可能サイズと異物の種類によるマイクロ波伝搬への影響について調べる.

4.1. 検出可能サイズ

3 節で導出した式(13), (14)を用いて, 管壁外側に不要な異物 (90×90 mm または 50×50 mm のコンクリートブロック) が存在する場合の FRPM 管におけるマイクロ波信号の時間領域応答を計算した. 異物の設置位置を図 7 に示す. 図 7 より, 受信位置 $u = -40$ mm で

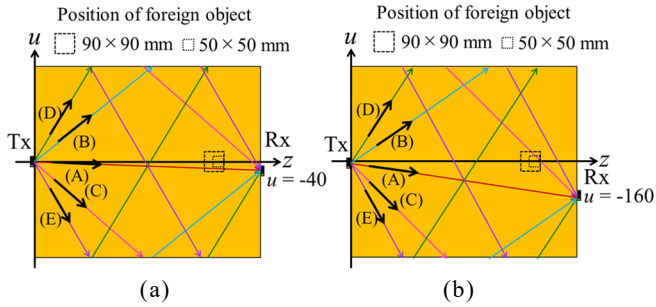


図7 マイクロ波の伝搬経路

(a) $u = -40$ mm, (b) $u = -160$ mm

は(A)の波が、受信位置 $u = -160$ mm では(C)の波が異物によって遮られていることが分かる．図8の計算結果より、異物によって遮られた(A), (C)の振幅は減衰していることを確認した．

FRPM 管壁に異物が存在する場合、管壁のコア領域におけるマイクロ波の閉じ込めが妨害され、マイクロ波の反射、散乱が発生し、減衰が生じる．異物の大きさが小さくなると、この反射や散乱の影響は小さくなると考えられる．予想通り、 50×50 mm のコンクリートブロックを設置した場合 (図10) におけるマイクロ波の減衰は、 90×90 mm のコンクリートブロックを設置した場合 (図9) に比べて小さくなった．しかし、 50×50 mm の結果 (図10) においても、最短経路や周回経路 (1回転/2回転) を伝搬するマイクロ波信号の一部が減衰していることが確認でき、減衰したマイクロ波信号の各経路を調べることで異物の位置を特定できた．農業用水管の埋設では、配管の周囲に JIS で規定されている粒径 5 mm 以下の良質土 (砂) が敷設される．この良質土がマイクロ波の伝搬に及ぼす影響は小さく、本検査手法を用いることで、施工不良等で残された異物 (転石等) が検出可能であると考えられる．

4.2. 異物の種類の影響

次に、管壁外側に 90×90 mm のウッドブロック ($\epsilon_r \sim 2$) を設置した場合の FRPM 管におけるマイクロ波信号の時間領域応答を計算した (図8, 図11)．図11では、ウッドブロックの端面を通過する最短経路波の振

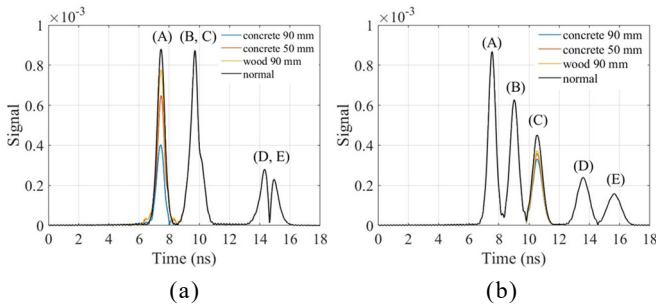


図8 マイクロ波信号の時間領域応答の計算結果

(a) $u = -40$ mm, (b) $u = -160$ mm

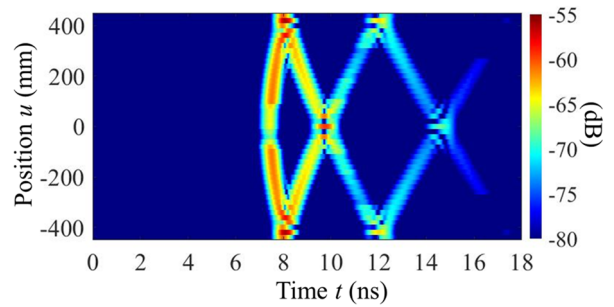


図9 コンクリートブロック (90×90 mm) 設置時におけるマイクロ波時間領域応答の計算結果

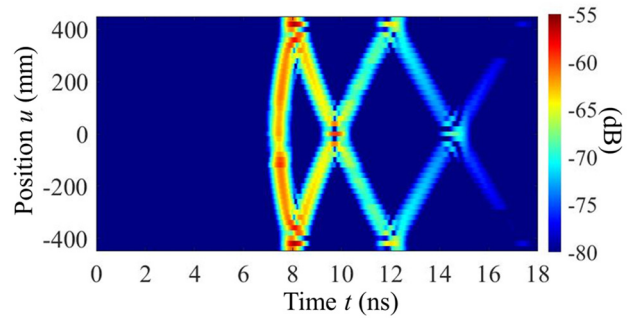


図10 コンクリートブロック (50×50 mm) 設置時におけるマイクロ波時間領域応答の計算結果

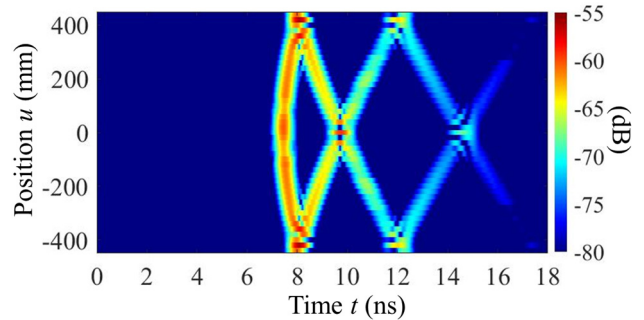


図11 ウッドブロック (90×90 mm) 設置時におけるマイクロ波時間領域応答の計算結果

幅に減衰が生じており、周回経路波 (1回転/2回転) の一部も減衰していることが分かる．その減衰は、誘電率 $\epsilon_r \sim 6$ のコンクリートブロック (90×90 mm) を設置した場合に比べて、最短経路波、周回経路波ともに小さくなった．これは、管壁に設置した異物の誘電率が高いほど、FRPM 管壁中を伝搬するマイクロ波のエネルギーが異物の領域に多く浸透し、管壁中におけるマイクロ波の閉じ込めが弱くなるためと考えられる．これより、本検査手法では、比較的誘電率の低いウッドブロックについても検出できることが分かった．

以上より、3, 4節では、FRPM 管の管壁に沿って放射状に広がりながら伝搬するマイクロ波信号を異なる遅延時間を持つ複数のマイクロ波束信号として考え、各波の遅延時間を制御することで波束信号を経路ごとに分けて計算し、管壁外側の異物によるマイクロ波伝

搬への影響を評価することができた。

5. FRPM 管壁中におけるビームフォーミング解析

本節では、FRPM 管の管壁に沿って伝搬するマイクロ波を空間的に制御するため、フェーズドアレイアンテナによるビームフォーミングを利用した FRPM 管のマイクロ波非破壊検査法について検討する。

フェーズドアレイアンテナは、複数のアンテナ素子を配列させて素子ごとに励振位相を調整することで、アンテナ自身を動かすことなく、送信するマイクロ波の伝搬方向を制御できるアンテナである。このアンテナは通信やレーダーに多く用いられているが、これらは 3 次元の自由空間中での使用を前提としており、FRPM 管のような円筒形の幾何学的形状を持つ誘電媒質中におけるフェーズドアレイアンテナの研究は前例がない。そこで、本研究では、FRPM 管のような円筒形の幾何学的形状がアレイアンテナにおけるビーム成形や制御にどのような影響を与えるのか、FRPM 管の管壁中でビーム制御は可能であるかを調べるため、円筒形誘電体導波路モデルを用いて 3 次元電磁界解析を行い、管壁に沿って伝搬するマイクロ波のビーム制御について評価したので報告する。

5.1. 幾何学的形状による影響

解析モデルを図 12 に示す。FRPM 管は前節と同様のサイズとし、配管の周りには直方体の空気層 ($\epsilon_1 \sim 1$) を、各面に吸収境界を設置した。周波数 f は TE_{00} 導波モードが伝搬する 2.5 GHz とし、FRPM 管の誘電率は TE_{00} 導波モードの分散特性と測定によって求めた群速度 1.44×10^8 m/s から $\epsilon_2 = 4.6$ に設定した。マイクロ波励振用の半波長ダイポールアンテナの各エレメント長は 2.5 GHz 時の TE_{00} 導波モードの実効屈折率 $n_{\text{eff}} \sim 1.56$ より、19 mm に設定した。入力電力を 1 W、入力インピーダンスを 50Ω とし、アレイアンテナの素子間隔 d を $d = 0.52\lambda \sim 40$ mm ($\lambda = c/n_{\text{eff}}f$, $c = 2.998 \times 10^8$ m/s, n_{eff}

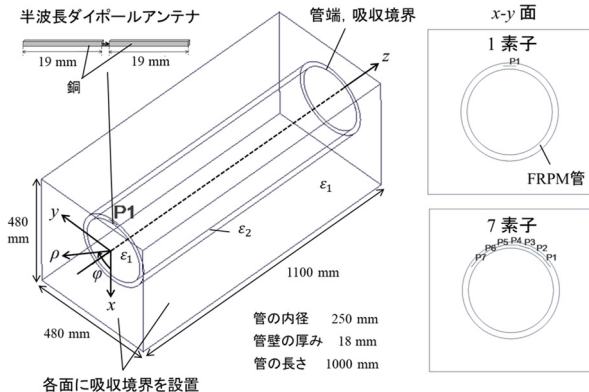


図 12 解析モデル

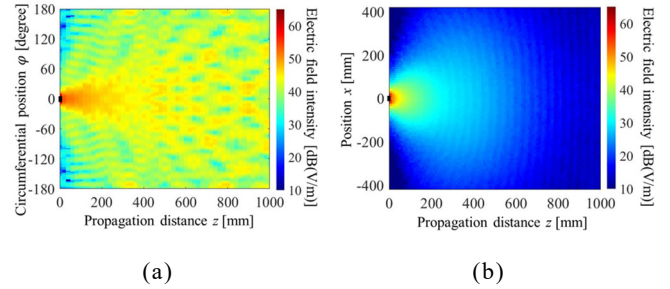


図 13 1 素子の場合における電界強度分布, (a)FRPM 管円筒形誘電体導波路, (b)3 次元自由空間

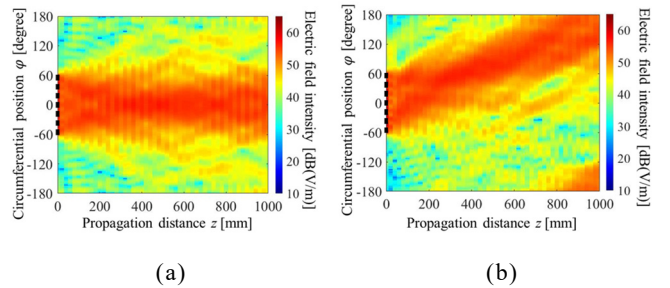


図 14 FRPM 管円筒形誘電体導波路におけるビームフォーミング 7 素子, (a) $\theta_0 = 0^\circ$, (b) $\theta_0 = 20^\circ$

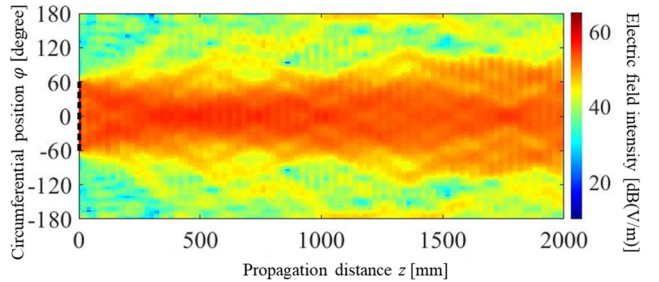


図 15 全長 2 m の FRPM 管円筒形誘電体導波路における電界強度分布 (7 素子, $\theta_0 = 0^\circ$)

~ 1.56) とした。このモデルを用いて、管端にアンテナを 1 素子設置した場合と 7 素子設置した場合における 3 次元電磁界解析 (有限要素法) を行った。

図 13(a)は FRPM 管の管壁中における電界強度分布で、円筒モデルを平面上に展開して表したものである。縦軸が円周方向、横軸が配管の長さ方向、カラーバーが電界強度を表す。図 13(b)は各面に吸収境界を設置した、誘電率 $\epsilon_r \sim 1$ の空気で満たされた直方体の内部にアンテナを 1 素子設置したモデルを用いて計算した 3 次元自由空間中における電界強度分布である。FRPM 管の管壁部を伝搬するマイクロ波は一定の厚みを持つ管壁とその近傍に閉じ込められて伝搬するため、自由空間中 (図 13(b)) の電界強度に比べて FRPM 管壁中における電界強度 (図 13(a)) は高くなった。また、FRPM 管は周方向に周期構造をもつ円筒形の誘電体導波路であるため、遅延時間が異なる複数の経路 (最短経路、周回経路) を伝搬する波が存在する。図 13(a)ではこれ

らの波が干渉し、干渉縞が生じていることがわかる。この干渉は自由空間中では生じておらず、FRPM 管壁中におけるビーム制御に影響を与えている。これについて次項で述べる。

5.2. アレイアンテナを用いたビームフォーミング

従来のフェーズドアレイアンテナの理論式[13]に対して、円筒形の幾何学的形状による角度ずれを補正するための円筒モデルの補正項を導入した式(15)を用いて各素子における励振位相 ψ_n を調整し、アレイアンテナによるビーム制御を行った。

$$\psi_n = \frac{2\pi}{\lambda} (n-1)d \sin(\theta_0 + \theta_c) \quad (15)$$

ここで、 n は素子番号 ($n=1,2,\dots,7$)、 θ_0 はビームの傾きの設定角度、 θ_c は円筒モデルの補正項とする。

FRPM 管の管端で 7 素子のアンテナを配列させ、各素子を同位相で励振した場合の電界強度分布を図 14(a)に示す。図 14(a)では、アレイアンテナの中心軸上で電界強度が高く、一定のビーム幅を有するマイクロ波が直線上を伝搬していることがわかる。さらに、図 14(b)から、各素子の励振位相を調整することで一定の角度にビームが傾くことが分かった。ここで、アレイアンテナの中心軸 ($\varphi=0$, $z=0-1000$) に対して、アレイアンテナの中心 ($\varphi=0$, $z=0$) と $z=500$ mm 地点における電界強度分布の -3 dB ビーム幅の中心の 2 点を通る直線の傾きをマイクロ波ビームの放射角度と定義して計算したところ、放射角度は設定角度 θ_0 に対して $\pm 0.4^\circ$ の範囲内で一致した。したがって、各素子の励振位相を調整することで、FRPM 管壁中においてマイクロ波ビームの放射角度を制御できることがわかった。これより、ビームの向きを制御しながら管壁部にマイクロ波を伝搬させ、ビームの向きと反射信号の遅延時間から異物の位置を特定するような非破壊検査法が可能になると考えられる。

また、アレイアンテナを用いてマイクロ波ビームを成形した場合、自由空間中では、ビームはある距離で 1 回集束した後、広がり続けることが予想される。一方、周期性を有する FRPM 管の管壁中では、遅延時間／伝搬経路の異なる複数の波による干渉の影響で、ビームが複数回集束する可能性があることがわかった(図 15)。集束位置は励振位相を調整することで制御できる可能性があり、マイクロ波の周期性を利用することで、より効率的な検査が期待できる。

6. むすび

FRPM 管壁に沿って伝搬するマイクロ波導波モードの時間領域応答とマイクロ波のビーム制御を利用した FRPM 管の非破壊検査法について述べた。管壁に沿っ

て伝搬するマイクロ波の各経路に対応するマイクロ波時間領域信号(パルス信号)とビームフォーミングによるマイクロ波ビーム空間制御技術を利用することで、より効率的な非破壊検査法を構築できる可能性があることが分かった。この手法は、様々な種類の材料で構成されるパイプラインへの応用も考えられる。

文 献

- [1] Y. Ebina, "Fiberglass reinforced plastic mortar pipes," *Journal of the Agricultural Engineering Society*, vol. 45, no. 7, p. 498, Japan, 1977.
- [2] 伊藤保裕, 宇都宮淳, 土田百合子, "FRPM 管の劣化・破損要因の推定と調査," 農業農村工学会全国大会, 4-22, 神戸, 兵庫, pp.432-433, 2010.
- [3] E. Marfisi, C. J. Burgoyne, L. D. Hall, and M. H. G. Amin, "Use of the MRI technique to study concrete and FRP reinforced concrete behavior," *Research Leading to the Development of Design Guideline for the Use of FRP in Concrete Structure -2nd ConFiberCrete Young Researcher Conference*, Corfu, pp. 1-10, Greece, June 2002.
- [4] Y. Yokono, S. Matsubara, S. Matsui, M. Kitajima, H. Yabushita, S. Utoyama, and N. Wakita, "Air-coupled ultrasonic inspection technique for FRP structure," *Asia-Pacific Conference on NDT*, pp. 1-6, Auckland, New Zealand, Nov. 2006.
- [5] M. J. S. Lowe, D. N. Alleyne, and P. Cawley, "Defect detection in pipes using guided wave," *Ultrasonics*, 36, pp. 147-154, 1998.
- [6] F. Ueno, H. Murata, Y. Okamura, T. Okuda, and H. Hazama, "New nondestructive measurement for fiberglass-reinforced plastic mortar pipes using microwave and photonic techniques," *MWP/APMP 2014*, TuED-2, pp. 1-4, Sapporo, Japan, Oct. 2014.
- [7] H. Murata, T. Okuda, and M. Hazama, "Non-destructive infrastructure measurement using microwave guided-mode propagation and reflection along fiber-reinforced plastic mortar pipe wall in underground pipeline," *IEEE CAMA2018*, 57.2, pp. 1-3, Vasteras, Sweden, Sep. 2018.
- [8] S. Matsukawa, K. Yoshida, T. Okuda, M. Hazama, S. Kurokawa, H. Murata, "Non-destructive inspection method for FRPM pipelines utilizing time-domain responses of microwave guided-modes," *Electronics Letters*, vol. 56, no. 19, pp. 982-985, Sep. 2020.
- [9] K. Yoshida, S. Matsukawa, Y. Nishimura, S. Kurokawa, T. Okuda, M. Hazama, and H. Murata, "Time Domain Analysis of Reflected Microwave Signal for FRPM Pipeline Inspection to Detect Foreign Objects," *PEM2019*, pp. 18-19 Ise, Mie, Japan, Nov. 2019,
- [10] 鈴木敬一, "誘電分散を伴う土質資料の比誘電率と体積含水率の関係," *物理探査*, 第 64 巻, 第 3 号, pp. 117-186, 2011.
- [11] G. P. Agrawal, "Light Wave Technology", A JOHN WILEY and SONS, pp. 13-22, 2004.
- [12] H. Ito, K. Sakaki, T. Nakata, W. Jhe and M. Ohtsu, "Optical potential for atom guidance in a cylindrical-core hollow fiber", *Optics communications*, 115, pp. 57-64. March 1995.
- [13] 新井宏之 他, "アンテナ工学ハンドブック 第 2 版," 電子情報通信学会編, オーム社, p 418, 2008.

高 FB 比 (Front to Back Ratio) を有する 2 偏波同時受信アンテナ電極電気光学変調器

黒川 悟^{1*} 松川沙弥果^{1,3} 佐藤 正博² 鬼澤 正俊² 横橋 裕斗³ 村田 博司³

¹産業技術総合研究所 計量標準総合センター 〒305-8563 茨城県つくば市梅園 1-1-1

²株式会社精工技研 〒270-2214 千葉県松戸市松飛台 415-2

³国立大学法人三重大学大学院工学研究科電気電子工学専攻 〒514-8507 三重県津市栗真町屋町 1577

E-mail: ¹{satoru-kurokawa, sayaka-matsukawa}@aist.go.jp, ²{masahiro.sato, masatoshi.onizawa}@seikoh-giken.co.jp,
³419m240@m.mie-u.ac.jp, ³murata@elec.mie-u.ac.jp

あらまし 第 5 世代携帯電話通信で利用される 28 GHz 帯のアンテナの特性測定や電界測定に用いるための電界センサとして、直行する 2 偏波それぞれを同時に受信可能なアンテナ電極電気光学変調器(EO 変調器)を開発した。開発 EO 変調器は、標準利得ホーンアンテナから放射する電波の同一放射偏波と直行する偏波を 27~29.5 GHz において 18 dB 以上の差で同時測定可能であり、また、FB 比 (Front to Back Ratio) 34 dB 以上で測定が可能である。開発した EO 変調器をアンテナ近傍界測定用のプローブアンテナとして用いた場合の標準利得ホーンアンテナの近傍界放射パターン測定結果も示す。

キーワード EO 変調器, 5G 通信, 28 GHz 帯, アンテナ近傍界測定, アンテナ測定, 光ファイバ無線, 光応用電磁界計測

High Front to Back Ratio Dual-Polarized Antenna-Coupled Electrode Electro-Optic Modulator

Satoru KUROKAWA^{1*} Sayaka MATSUKAWA^{1,3} Masahiro SATO² Masatoshi ONIZAWA²
Yuto MOROHASHI and Hiroshi MURATA³

¹National Metrology Institute of Japan, National Institute of Advanced Industrial Science and Technology, 1-1-1 Umezono, Tsukuba, Ibaraki, 305-8563 Japan

²Seiko Giken Co., Ltd., 415-2, Matsuhidai, Matsudo, Chiba 270-2214 Japan

³Graduate School of Engineering, 1577, Kurimamachiya-cho, Tsu, Mie 514-8507 Japan

E-mail: ¹{satoru-kurokawa, sayaka-matsukawa}@aist.go.jp, ²{masahiro.sato, masatoshi.onizawa}@seikoh-giken.co.jp,
³419m240@m.mie-u.ac.jp, ³murata@elec.mie-u.ac.jp

Abstract We have developed an orthogonally polarized dual type antenna-coupled-electrode electro-optic (EO) modulator for 28 GHz-band 5th generation mobile communication as a receiving antenna. Our developed EO modulator can measure the orthogonally polarized microwave signal simultaneously. Cross-polarization discrimination ratio for the EO modulator is more than 18 dB, and Front to back ratio is more than 34 dB for the frequency range from 27 to 29.5 GHz, respectively. Further, we show a near field radiation pattern measurement result for a WR-28 standard gain horn antenna using our developed EO modulator.

Keyword EO modulator, 5G mobile communication, 28 GHz band, antenna measurement, optical fiber link, photonics applied electromagnetic measurement.

1. はじめに

第5世代携帯電話通信(5G)は、日本国内では3.7 GHz帯、4.5 GHz帯、28 GHz帯が利用されている[1]。特に28 GHz帯域で用いられるアンテナ等の特性測定では、一般的に用いられる同軸ケーブルは、周波数が高くなればなるほど、伝送する信号の減衰が大きく、また、金属である同軸ケーブルの影響は無視できない。そのため我々は既に、誘電体基板上に金属で形成されたアンテナを有する、28 GHz帯用アレイアンテナ電極電気光学変調器(EO変調器)を開発し、28 GHz帯の電波を受信可能であることを示した[2][3]。

無線通信では、電波の送受信にアンテナが用いられるため、その特性測定には、遠方界での測定、近傍界での測定結果を遠方界に変換する近傍界遠方界変換法によるアンテナパターン測定法[4]が用いられる。どちらの測定法を用いた場合にも、測定器とアンテナとは同軸ケーブルを用いて接続されることが一般的である。特に、近傍界遠方界変換法を用いる場合、プローブとして用いられるアンテナを、平面近傍界測定法では上下左右に移動して測定するため、ケーブルの移動による劣化の検証や、減衰する信号を増幅するための増幅器が必要になることが多い。

このため我々は、開発したEO変調器を受信用のプローブアンテナとして用いることを検討した。EO変調器としては、アンテナエレメントを2個有するEO変調器を用いて、EO変調器2セットを直交させて配置し、垂直偏波と水平偏波を受信することが可能な構造とした。

本報告では、まず、新たに開発した2偏波同時受信可能なEO変調器の基本特性として、偏波分離度、FB比(Front to Back Ratio)の測定結果を示す。次に、被測定アンテナとして、WR-28標準利得ホーンアンテナの放射パターン測定結果を示す。

2. アレイアンテナ電極電気光学変調器

2.1 基本構造

アレイアンテナ電極電気光学変調器(EO変調器)は、ZカットLiNbO₃誘電体基板上に光導波路を形成し、導波路に電界を印可するための共振型の電極、その共振電極に給電線路で接続した2個の方形パッチアンテナを有し、裏面に金属グランドプレーンを有する構造とした。作成したアンテナの構造を図1に示す。

本報告では、図1に示す構造のアンテナを2個有するEO変調器(2素子EO変調器)を作成し、水平偏波を受信するセンサ、垂直偏波を受信するセンサそれぞれを有し、2偏波を同時に受信することの可能な構造のセンサを作成した。図2に、2素子EO変調器の写真を示す。なおEO変調器は、低誘電率の発砲プラスチックを用いた円形のケース内に封入し、光ファイバコネクタで接続する構造とした。EO変調器には、1550 nmのDFBレーザの出力を偏波保持光ファイバで入力する。EO変調器からの出力は、長さ4 kmのシングルモード光ファイバで伝送し、位相変調信号を振幅変調信号に変換する。シングルモード光ファイバからの出力は、光増幅器を介してフォトダイオード(PD)に入力し、EO変調器での受信信号を測定する。

2.2 開発センサの受信特性

アンテナ近傍界測定では、近傍界測定結果から遠方界放射パターンを求める際に、測定に用いるプローブアンテナの受信パターン特性を用いて補正することが必要である[4]。EO変調器の受信パターン測定は、2素子EO変調器を回転台上の回転中心位置に設置し、送信アンテナとしてWR-28標準利得ホーンアンテナを用いて、同一の高さに開口面から約1 mの位置に設置して、1°間隔で測定を実施した。図3に測定概念図を示し、図4に測定実施時の写真を示す。測定は、ベクトルネットワークアナライザを用い、測定周波数範囲 $f=20\sim40$ GHz、周波数間隔 $\Delta f=100$ MHz、ポート出力レベル=0 dBmとしてS₂₁測定を実施した。

WR-28標準利得ホーンアンテナのE面パターン測定結果として、同一偏波の受信パターンの周波数特性測定結果を図5に示し、直交偏波の受信パターン測定結果を図6に示す。偏波分離度を算出するため、図7に正面方向の同一偏波(図中[E-plane])、直交偏波(図中[E-plane x])測定結果を示す。FB比を算出するため、図8に正面方向(図中[front])と裏面方向(図中[back])での受信特性を示す。図中[front]はEO変調器の正面方向(0°)、[back]は裏面方向(180°)での受信特性を示している。EO変調器のE面受信パターンは、正面方向0°での受信レベルが最大であることを示している。さらに、5G周波数範囲である27~29.5 GHzでは、偏波分離度18 dB以上、FB比34 dB以上であることを示しており、裏面方向にアンテナ支持用マスト等がある場合にも、そこからの反射波を34 dB以上減衰した状態で受信することを示しており、正面方向から伝搬する信号を不要反射波の影響を無視できるレベルで受信可能であることを示している。図9、10に2素子EO変調器のH面の同一偏波、直交偏波の受信パターンをそれぞれ示す。同一偏波受信結果は、最大受信方向が、15°程度チルトしている結果となった。これは、2素子それぞれで受信した信号が光ファイバ内で合成される際に、同一位相で合成されていないことを示している。今後、同一位相で合成される周波数を27~29.5 GHzとなるよう素子間隔を調整し製作し、検証したい。

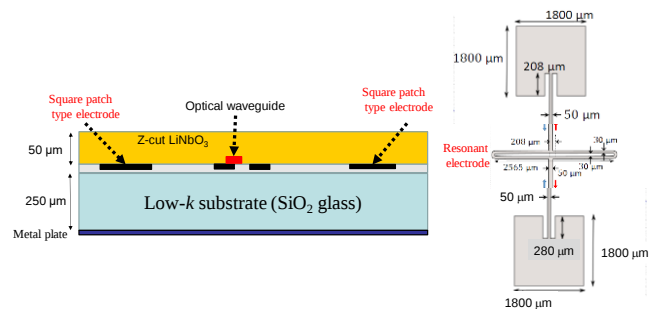


図1 アレイアンテナ電極電気光学変調器の基本構造

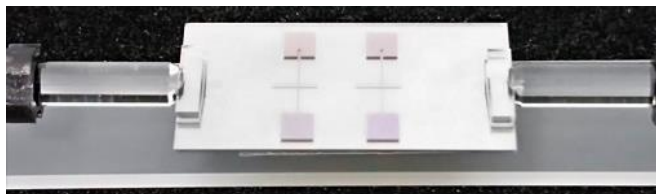


図 2 素子アレイアンテナ電極電気光学変調器

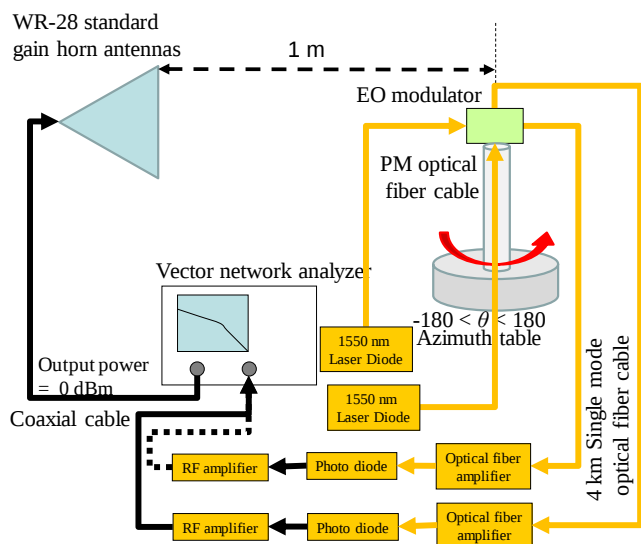


図 3 アレイアンテナ電極電気光学変調器の受信パターン測定概念図

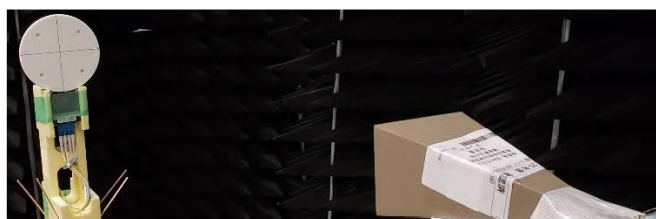


図 4 2 素子 EO 変調器の受信特性測定セットアップの写真

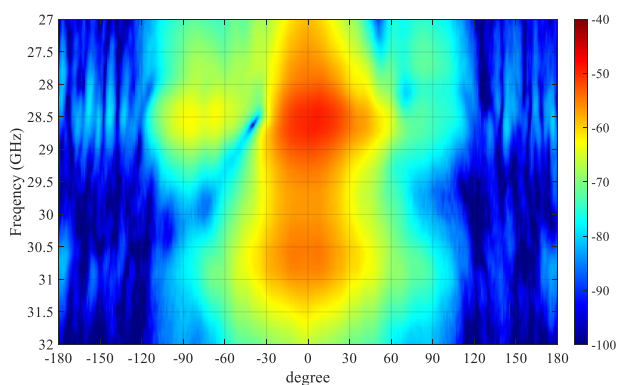


図 5 2 素子 EO 変調器の E 面受信パターン周波数特性測定結果 (同一偏波)

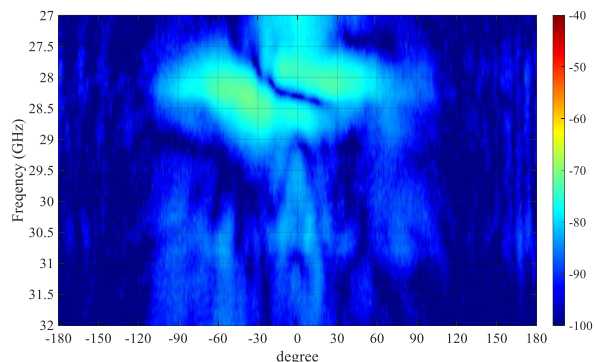


図 6 2 素子 EO 変調器の E 面受信パターン周波数特性測定結果 (直交偏波)

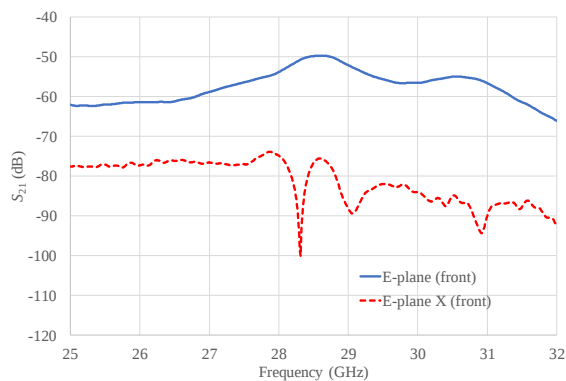


図 7 EO 変調器の正面方向 (0°) での同一偏波と直交偏波の受信特性 (両偏波の差が偏波分離度)

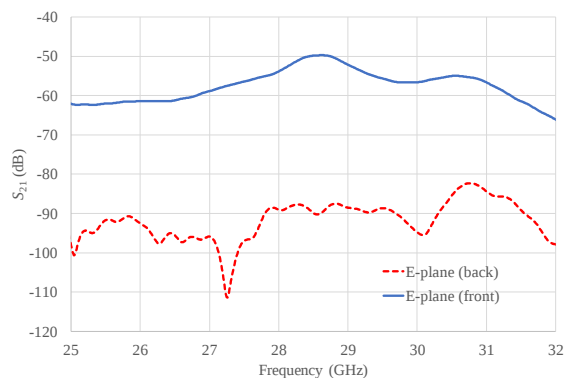


図 8 EO 変調器の正面方向 (0°) と裏面方向 (180°) での受信特性 (0° と 180° の差が FB 比)

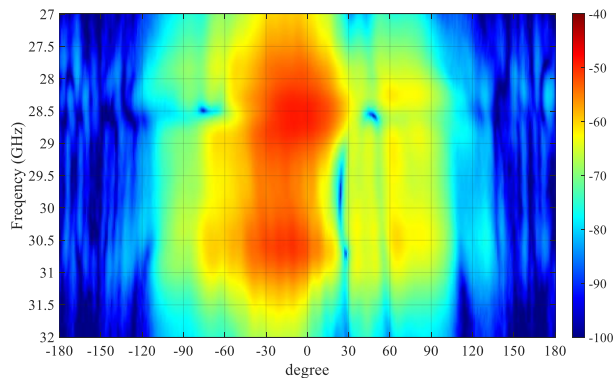


図 9 2 素子 EO 変調器の H 面受信パターン周波数特性測定結果 (同一偏波)

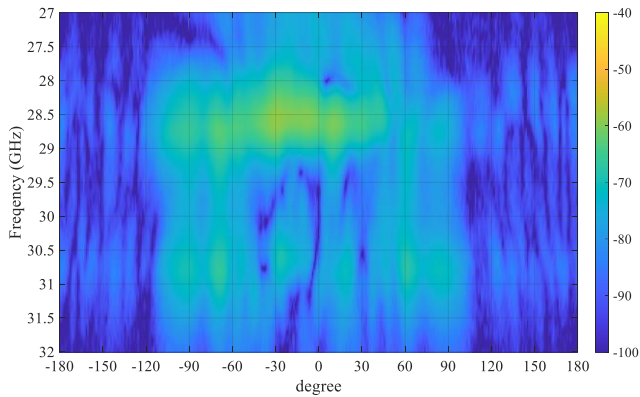


図 10 2 素子 EO 変調器の H 面受信パターン周波数特性測定結果（直交偏波）

3. WR-28 標準利得ホーンアンテナの近傍界放射パターン測定

開発した 2 素子 EO 変調器を受信プローブとして用いて、WR-28 標準利得ホーンアンテナの近傍界放射パターン測定を実施した。測定は、被測定アンテナを回転台上に設置し、開口面の中心位置を 2 素子 EO 変調器の物理的中心位置と同一高さとし、開口面と 2 素子 EO 変調器の距離を約 1m と設置して測定を実施した。測定には、ベクトルネットワークアナライザを用い、測定周波数範囲 $f=20\sim 40$ GHz 周波数間隔 $\Delta f=100$ MHz、ポート出力レベル=0 dBm として S_{21} 測定を実施した。

同一偏波の E 面近傍界放射パターン測定結果を図 11 に示し、直交偏波測定結果を図 12 に示す。測定結果は、各周波数の最大値で規格化して示している。測定結果は、開発した 2 素子 EO 変調器を用いて、WR-28 標準利得ホーンアンテナの近傍界放射パターン測定を実施可能であることを示している。

今後は、H 面の最大受信方向が正面方向となるよう 2 素子 EO 変調器を配置する等改善を行うことで、アンテナ近傍界測定用のプローブとして用いて、近傍界遠方界変換結果を示すこととしたい。

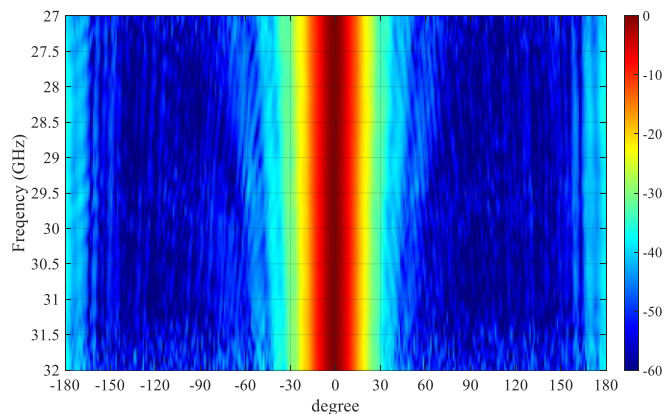


図 11 WR-28 標準利得ホーンアンテナの E 面近傍界放射パターン測定結果（同一偏波）

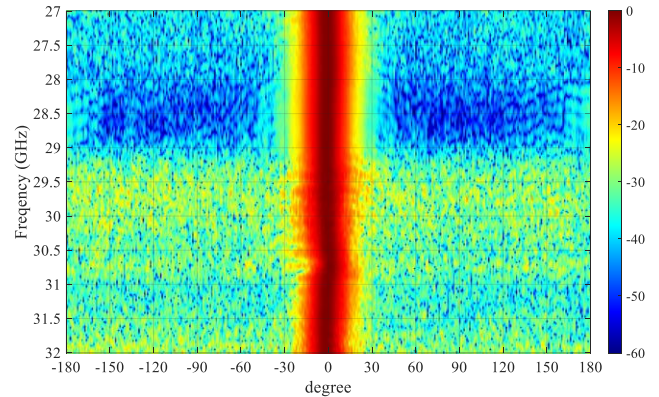


図 12 WR-28 標準利得ホーンアンテナの E 面近傍界放射パターン測定結果（直交偏波）

4. まとめ

本報告では、第 5 世代携帯電話通信で用いられる周波数帯として、28 GHz 帯用アンテナのアンテナ近傍界測定に用いることを想定して、2 偏波同時受信アンテナ電極電気光学変調器を開発した。開発変調器は、5G に用いられる周波数範囲 27~29.5 GHz で、偏波分離度 18 dB 以上、FB 比 34 dB 以上を実現した。さらに、5G 周波数範囲の基準アンテナとして用いられる WR-28 標準利得ホーンアンテナの近傍界放射パターン測定を開発した 2 素子 EO 変調器を用いて実施した。測定結果は、5G に用いられる周波数範囲 27~29.5 GHz において、近傍界放射パターン測定を同一偏波、直交偏波ともに、測定可能であることを示す結果となった。今後は、開発したセンサを用いたアンテナ近傍界測定システムを開発するとともに、遠方界放射パターン変換結果も算出し、有効性を示していくこととする。

文 献

- [1] Leading towards Next Generation "5G" Mobile Services. Federal Communications Commission.
<https://www.fcc.gov/news-events/blog/2015/08/03/leading-towards-next-generation-5g-mobile-services>.
- [2] H. Murata, H. Yokohashi, S. Matsukawa, Y. Otagaki, H. Shiomi, M. Sato, Y. Toba and Satoru Kurokawa, "Antenna-Coupled Electrode Electro-Optic Modulator and 28 GHz-Band Wireless Signal Transfer over Fiber for 5G Mobile Systems," in Proc. OECC/PSC, July 2019.
- [3] S. Kurokawa, S. Matsukawa, H. Murata, et. al. "Receiving Performance of Antenna-Coupled Electrode Electro-Optic Modulators for 5G Frequency Band," in Proc. of IEEE2019CAMA, Oct. 2019.
- [4] IEEE 1720-2012 - IEEE Recommended Practice for Near-Field Antenna Measurements, 5 Dec. 2012.

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。

<委員名簿>

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
	石井 望	新潟大学
専門委員	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
	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 (<https://www.ieice.org/~pem/>)

第3回研究会(2021年1月21日～22日 於:石垣島/オンライン) 連催:IEE-EMC

電子情報通信学会総合大会(2021年3月9日～12日 @東京工業大学)にてシンポジウムを開催します!

[予定] 大会4日目 3月12日(金) 午後 『光電磁界計測応用の新たな展開』

☆ Facebook “Pem 研究会 (光で電波を測る)”

Facebook に PEM 研究会のページをつくりました. PEM 研究会の活動紹介や光応用電磁界計測の情報を発信しています.

フォロー, 「いいね!」をよろしくお願いします.



☆ 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」を開設しています. 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しています.

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/>

